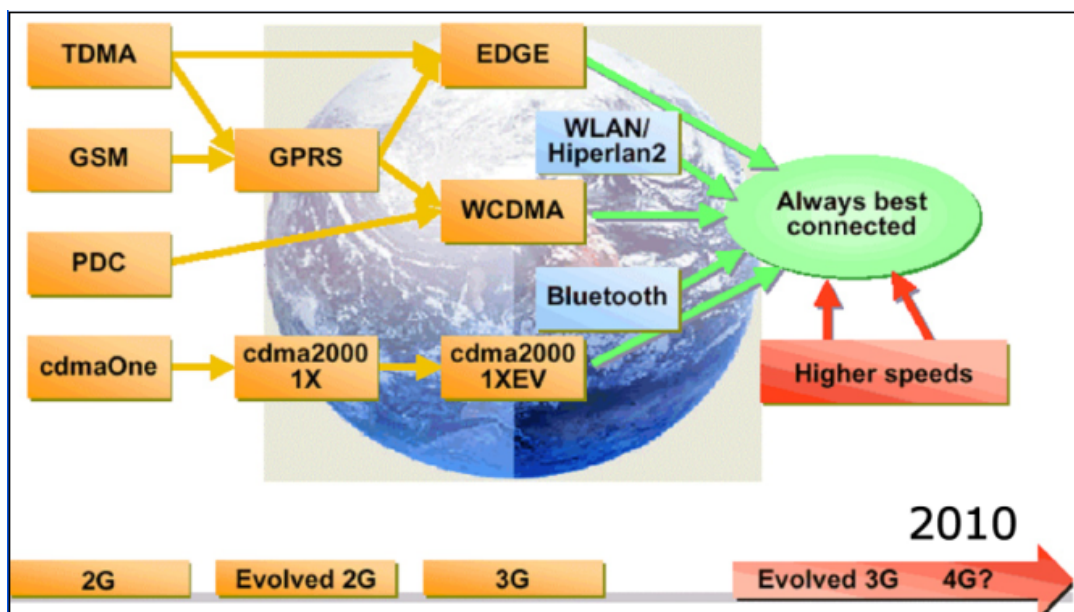


ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ
 Παράρτημα Χανίων
 Τμήμα Ηλεκτρονικής



ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΔΙΚΤΥΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ 4^{ης} ΓΕΝΙΑΣ



ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΚΑΡΑΚΑΤΣΑΝΗΣ

ΧΑΝΙΑ, ΑΠΡΙΛΙΟΣ 2006

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή μου Δρ. Ευάγγελο Κόκκινο για την πολύτιμη βοήθεια του, όσον αφορά την διεκπεραίωση της παρούσας πτυχιακής εργασίας. Οι γνώσεις του πάνω σε ζητήματα ψηφιακών και κινητών επικοινωνιών, και η καθοδήγηση του, με βοήθησαν στα μέγιστα για την όσον το δυνατόν αριότερη ολοκλήρωση της. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καλό μου φίλο και συμφοιτητή Κώστα Ντούγια για τις συζητήσεις που είχαμε στην κοινή προσπάθεια κατανόησης ζητημάτων που άπτονται των ψηφιακών επικοινωνιών. Οι γνώσεις του και το πείσμα του για το αντικείμενο υπήρξαν καθοριστικοί παράγοντες στην διερεύνηση του πεδίου αυτού. Πολλά ευχαριστώ και στον συμφοιτητή μου Αντώνη Φιολιτάκη για την βοήθεια του στην συγγραφή της εργασίας. Τέλος ένα θερμό ευχαριστώ στην Ζαχαρούλα Κασινά.

Η παρούσα πτυχιακή εργασία αφιερώνεται στην μητέρα μου

Περίληψη

Η παρούσα πτυχιακή εργασία πραγματεύεται θεμελιώδη ζητήματα που άπτονται των δικτύων κινητών επικοινωνιών 4^{ης} γενιάς. Το πρώτο κεφάλαιο είναι εισαγωγικό. Στο κεφάλαιο 2, αφού γίνεται μια περίληψη στις προηγούμενες μεθόδους πολλαπλής προσπέλασης αναλύεται η OFDM τεχνική και τεκμηριώνονται τα προτερήματα της έναντι των άλλων. Στο κεφάλαιο 3 αναλύονται τα MIMO συστήματα από πλευράς χωρητικότητας, μοντέλων καναλιού, και δίνονται τα διάφορα σχήματα κωδικοποίησης που βοηθούν στην ελαχιστοποίηση των λανθασμένων αποφάσεων στον δέκτη. Στο κεφάλαιο 4 αναλύεται η MC-CDMA τεχνική, ένας συνδυασμός δηλαδή CDMA και OFDM. Παραθέτονται με επεξηγήσεις διαγράμματα πομπού και δέκτη, γραφικές συγκρίσεις διαφόρων σχημάτων κωδικοποίησης και συγκρίσεις αποδοτικότητας φάσματος για περιβάλλοντα με συσχετιζόμενες και ασυσχέτιστες διαλείψεις. Στο τελευταίο κεφάλαιο αναλύεται ο αλγόριθμος υλοποίησης συστημάτων MIMO, BLAST και ελέγχεται κώδικας υλοποίησης του V-BLAST, μιας εκδοχής του προαναφερθέντος. Τέλος παραθέτονται κάποια πρόσφατα στοιχεία από τις τελευταίες εξελίξεις σε ερευνητικό επίπεδο όσον αφορά τα δίκτυα κινητών επικοινωνιών 4^{ης} γενιάς.

Abstract

The growth for demand of high quality services in mobile technologies leads researchers all over the world investigating and analyzing new ways for achieving high data rates and spectral efficiency, keeping at the same time system reliability. In this project we treat fundamental subjects regarding the future implementation of the 4G mobile cellular networks. The first chapter contains a brief summary of what will follow. In chapter 2, after summarizing previous well known multiple access techniques, we analyze the OFDM technique and its benefits against the others. In chapter 3 MIMO systems are introduced and we analyze different MIMO subjects such as capacity, channel modelling, and coding schemes which help to minimize the wrong decisions at the receiver. In chapter 4 MC-CDMA technique is analyzed. MC-CDMA is a combination of CDMA and OFDM. Block diagrams of typical transmitter and receiver structures are given. In addition graphical comparisons between different coding schemes and also comparisons of throughput for uncorrelated and correlated fadings are given. In chapter 5 the MIMO implementation algorithm named BLAST is analyzed and a code is checked for implementing a simple version of BLAST which is Vertical BLAST. Last we give some of the latest news according the researches round the world towards the promising and very high data rated 4G cellular systems.

Πίνακας Περιεχομένων

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	6
2. OFDM: ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.....	10
2.1 Περίληψη των κλασσικών κινητών συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών	10
2.2 OFDM για κινητές επικοινωνίες	12
2.2.1 ΘΕΩΡΙΑ ΤΗΣ OFDM ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.....	15
2.2.2 OFDM κριτήρια σχεδιασμού.....	18
2.3 Συγχρονισμός και εκτίμηση καναλιού σε OFDM σήματα	19
2.3.1 Εύρωστος συγχρονισμός συχνότητας και χρόνου για OFDM	23
2.3.1.1 Αλγόριθμος εκτίμησης χρονισμού συμβόλου	23
2.3.1.2 Αλγόριθμος εκτίμησης μετατόπισης συχνότητας φέροντος	25
2.3.2 Εκτίμηση καναλιών με <i>fadings</i> για OFDM συστήματα.....	26
2.3.2.1 Στατιστικές των κινητών ραδιοκαναλιών.....	26
2.3.2.2 Diversity δέκτη.....	28
2.3.2.3 MMSE εκτίμηση καναλιού	29
3. ΑΠΟ ΤΗΝ ΘΕΩΡΙΑ ΣΤΗΝ ΠΡΑΞΗ: ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΤΩΝ ΜΙΜΟ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΧΩΡΟΥ ΧΡΟΝΟΥ	32
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	32
3.2 ΑΡΧΕΣ ΤΩΝ SPACE-TIME ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ	33
3.3 ΜΙΜΟ Θεωρία Πληροφορίας	36
3.3.1 Θεμελιώδη αποτελέσματα.....	36
3.3.2 Θεωρητική πληροφορία για την ΜΙΜΟ χωρητικότητα	38
3.3.3 Αποτελέσματα οριακής χωρητικότητας	42
3.4 Μετάδοση στα συστήματα ΜΙΜΟ	43
3.4.1 Γενικές αρχές	43
3.4.2 Μεγιστοποίηση diversity με STTC	44
3.4.3 Μεγιστοποιώντας την diversity με STBCs.....	47
3.4.4 STC σε κανάλια επιλεκτικής συχνότητας	52
3.4.5 Μεγιστοποίηση ρυθμού μετάδοσης δεδομένων με χρήση χωρικής πολυπλεξίας	53
3.4.4 Συστήματα ΜΙΜΟ με ανάδραση.....	56
3.5 ΜΙΜΟ μοντελοποίηση καναλιού.....	56
3.5.1 Ψευδοστατικό ΜΙΜΟ κανάλι στενής ζώνης	57
3.5.2 Επίδραση της χωρικής συσχέτισης.....	60
3.5.3 Μεταβλητό κανάλι ΜΙΜΟ ευρείας ζώνης	63
3.5 ΜΙΜΟ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ	64
4. ΜΙΜΟ MC-CDMA ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΑ ΚΥΨΕΛΩΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ...	67
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	67
4.2 MULTICARRIER ΚΑΙ ΜΙΜΟ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ	68
4.2.1 MULTICARRIER ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ	68
4.2.2 ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ-ΕΙΣΟΔΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ-ΕΞΟΔΟΥ	69
4.3 ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΙΜΟ MC-CDMA	70
3.3.1 ΠΟΜΠΟΣ ΚΑΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΗΣ.....	70
4.3.2 ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ	71
4.4 ΔΕΚΤΕΣ ΓΙΑ ΜΙΜΟ MC-CDMA ΜΕ FORWARD ERROR CONTROL CODING...72	

4.4.1 ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΔΕΚΤΕΣ	72
4.4.2 ΔΕΚΤΕΣ ΑΚΥΡΩΣΗΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ.....	73
4.5 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΕΞΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΗ	74
4.6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	78
5.ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ BLAST.....	79
5.1 Περίληψη αλγόριθμου BLAST	79
5.2 Αλγόριθμος V-BLAST:Εκτέλεση κώδικα και έλεγχος αποτελεσμάτων.....	80
6.ΠΡΟΣΦΑΤΕΣ ΕΞΕΛΙΞΕΙΣ ΣΤΗΝ 4G ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ	87

1.ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται ζητήματα που άπτονται των δικτύων κινητής τηλεφωνίας 4^{ης} γενιάς, μια μελλοντική εφαρμογή πολύ υψηλών ρυθμών δεδομένων και αποδοτικής αξιοποίησης φάσματος. Στο κεφάλαιο 2 γίνεται μια περίληψη των κλασικών συστημάτων κινητών επικοινωνιών με έμφαση στην TDMA και την CDMA. Αναλύεται το ζήτημα της διάδοσης πολλαπλών μονοπατιών και οι συνέπειες του σε ένα σύστημα μετάδοσης, καθώς και τρόποι αντιμετώπισης του. Κατόπιν γίνεται μια εισαγωγή στην OFDM τεχνική. Η OFDM τεχνική είναι μια τεχνική διαμόρφωσης και πολλαπλής πρόσβασης που διαιρεί το διαθέσιμο φάσμα σε ένα αριθμό τόνων ίσης απόστασης και μεταφέρει την πληροφορία κάθε χρήστη πάνω σε αυτόν. Η πολύ σημαντική ιδιότητα της OFDM τεχνικής είναι ότι οι τόνοι αυτοί είναι ορθογωνικοί μεταξύ τους, επομένως είναι ανεξάρτητοι, κάτι που αποτελεί κλειδί στην κατεύθυνση της αύξησης της χωρητικότητας και της αντιμετώπισης της MAI χωρίς χρήση επιπλέον φάσματος. Ένα σχήμα ενός τυπικού πομπού μετάδοσης για OFDM συστήματα, παρέχει την ευχέρεια να κατανοήσουμε τον τρόπο με τον οποίο αποστέλλονται τα δεδομένα σε ένα OFDM σύστημα.

Κατόπιν αναλύεται η λειτουργία του cyclic prefix. Ο cyclic prefix πραγματοποιεί στην ουσία μια τοποθέτηση ενός διαστήματος ασφαλείας μεταξύ των μεταδιδόμενων πληροφοριών ώστε να αντιμετωπιστεί η απώλεια της ορθογωνικότητας που με τη σειρά της οφείλεται στην διεύρυνση λόγω μετάδοσης πολλαπλών μονοπατιών. Πρέπει το μήκος του να είναι μεγαλύτερο από την μεγαλύτερη καθυστέρηση λόγω διάδοσης πολλαπλών μονοπατιών.

Κατά την ανάπτυξη ενός OFDM συστήματος πρέπει να ληφθούν υπόψη μια πληθώρα από σχεδιαστικές ανταλλαγές (tradeoffs). Οι αποφάσεις αυτές θα λαμβάνονται σύμφωνα με τον τρόπο που προορίζεται το σύστημα να χρησιμοποιηθεί, περιλαμβάνοντας τον βαθμό της κινητικότητας, τους απαιτούμενους ρυθμούς μετάδοσης, τις υπηρεσίες που πρέπει να υποστηριχθούν, τον αριθμό των χρηστών και το περιβάλλον του στο οποίο θα χρησιμοποιηθεί το σύστημα. Τέλος όσον αφορά το κεφάλαιο 2, αναπτύσσονται σε μαθηματική βάση τα εξής θέματα: ο συγχρονισμός και η εκτίμηση καναλιού, με έμφαση σε ένα αλγόριθμο εκτίμησης χρονισμού συμβόλου και ένα αλγόριθμο εκτίμησης μετατόπισης συχνότητας φέροντος, και τα στατιστικά μοντέλα ραδιοκαναλιών, για εκτίμηση καναλιών με *fadings* σε OFDM συστήματα.

Στο κεφάλαιο 3 παρατίθεται μια εμποπεία για την MIMO τεχνική μετάδοσης. Ο ορισμός των MIMO συστημάτων είναι απλός. Δοθέντος ενός αυθαίρετου συστήματος επικοινωνίας, θεωρούμε ζεύξη για την οποία τόσο το άκρο μετάδοσης όσο και το άκρο λήψης είναι εξοπλισμένα με πολλαπλά στοιχεία κεραιών. Η ιδέα πίσω από το MIMO είναι ότι τα σήματα στον πομπό (TX) στο ένα άκρο και στον δέκτη (RX) στο άλλο άκρο συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο, ώστε η ποιότητα (BER) ή το data rate της επικοινωνίας του MIMO χρήστη να βελτιώνεται. Τα MIMO συστήματα χρησιμοποιούν έξυπνες κεραιές. Το κλειδί στις έξυπνες κεραιές είναι η μορφοποίηση δέσμης με την οποία αυξάνεται το SNR, εστιάζοντας ενέργεια σε επιθυμητές κατευθύνσεις, είτε στον πομπό είτε στον δέκτη. Έτσι μεγιστοποιείται το μέσο επιθυμητό επίπεδο σήματος, ή ελαχιστοποιείται το επίπεδο του θορύβου και της ενδοκαναλικής αλληλοπαρεμβολής.

Για M κεραιές λήψης και N κεραιές μετάδοσης η εξίσωση χωρητικότητας ενός MIMO συστήματος δίνεται από την σχέση : $C = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{\rho}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right)$ b/s/Hz, όπου ρ ο

σηματοθορυβικός λόγος, \mathbf{I} με διαστάσεις $M \times M$ ο μοναδιαίος πίνακας, \mathbf{H} ο πίνακας καναλιού και με το * συμβολίζεται ο ανάστροφος συζυγής του πίνακα καναλιού. Ο πίνακας αυτός έχει στοιχεία όλες τις κρουστικές αποκρίσεις των καναλιών που σχηματίζονται από τις κεραιές εκπομπής και λήψης. Η εξίσωση ενός συστήματος MIMO με λευκό γκαουσιανό θόρυβο δίνεται από την σχέση $r = \mathbf{H}s + n$ όπου r το λαμβανόμενο δiάνυσμα, s το μεταδιδόμενο δiάνυσμα, και n το δiάνυσμα θορύβου. Η εξίσωση χωρητικότητας δίδεται κατόπιν και από πλευράς ιδιοτιμών του γινομένου του πίνακα καναλιού με τον ανάστροφο συζυγή του. Αναλύονται κατόπιν οι περιπτώσεις όπου το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό (waterfilling case) και άγνωστο. Δίδεται το κέρδος ανάδρασης ως η διαφορά σε δεδομένες συνθήκες της χωρητικότητας σε σύστημα με ανάδραση και σε σύστημα χωρίς. Με την μελέτη της οριακής χωρητικότητας γίνεται προσέγγιση στην συμπεριφορά των συστημάτων MIMO μεγάλης κλίμακας.

Οι γενικές αρχές μετάδοσης σε MIMO συστήματα περιλαμβάνουν τον διαχωρισμό της δομής των συστημάτων σε δύο κατηγορίες: σχήματα μεγιστοποίησης κέρδους diversity και σχήματα μεγιστοποίησης πληροφοριακού ρυθμού. Στην κατεύθυνση αυτή η δομή των πομπών πρέπει να είναι τέτοια ώστε να επιτυγχάνουμε τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα στην ανάκτηση των δεδομένων. Σε αυτό το σημείο τοποθετείται και η από κοινού κωδικοποίηση των ανεξάρτητων υποακολουθιών. Το σύνολο των διατάξεων που πραγματοποιούν από κοινού κωδικοποίηση πολλαπλών ΤΧ κεραιών, λέγονται STC (space time coding). Σε αυτά τα σχήματα, ένας αριθμός κωδικών συμβόλων, ίσος με τον αριθμό των κεραιών ΤΧ γεννώνται και μεταδίδονται ταυτόχρονα (ένα σύμβολο από κάθε κεραιά). Αυτά τα σύμβολα παράγονται από τον κωδικοποιητή χώρου – χρόνου, έτσι ώστε με την κατάλληλη επεξεργασία σήματος και αποκωδικοποίηση στον δέκτη, το diversity κέρδος να μεγιστοποιείται. Το κλειδί στην ανάπτυξη του STC δόθηκε με τη μορφή κωδικών trellis, που απαιτούν ένα πολυδιάστατο αλγόριθμο Viterbi στο δέκτη για αποκωδικοποίηση. Η trellis κωδικοποίηση είναι μια τεχνική όπου τα σχήματα κωδικοποίησης και το σχήμα διαμόρφωσης γίνονται μαζί και βελτιστοποιούνται από κοινού για να επιτρέψουν στον δέκτη να χρησιμοποιήσει τα αποτελέσματα αποκωδικοποίησης για να βοηθήσουν στην αποδιαμόρφωση και το αντίστροφο. Η δημοτικότητα των STC απογειώθηκε με την ανακάλυψη των μπλοκ κωδικών χώρου – χρόνου (STBC). Λόγω κατασκευής τους οι STBC μπορούν να αποκωδικοποιηθούν χρησιμοποιώντας απλή γραμμική επεξεργασία στον δέκτη (σε αντίθεση με το δiάνυσμα Viterbi που απαιτείται για ST κώδικες trellis (STTC)). Οι κώδικες STBC δίνουν το ίδιο κέρδος diversity με τους STTC για τον ίδιο αριθμό ΤΧ κεραιών, παρέχουν όμως μηδενικό ή ελάχιστο κέρδος κωδικοποίησης.

Τέσσερα διαφορετικά σχήματα μετάδοσης συγκρίνονται όσον αφορά το bit error rate συναρτήσει του SNR. Δύο μοντέλα καναλιού αναλύονται στην συνέχεια: ένα μεταβλητό κανάλι MIMO ευρείας ζώνης και ένα ψευδοστατικό MIMO κανάλι στενής ζώνης. Τέλος όσον αφορά το κεφάλαιο 3, δίδονται περιληπτικά οι βασικοί παράμετροι υλοποίησης MIMO. Όσον αφορά τις κεραιές, ο αριθμός των στοιχείων κεραιών και η χωροθέτηση τους είναι παράμετροι κλειδιά, εάν θέλουμε να επιτευχθούν υψηλές αποδοτικότητες φάσματος. Οι σταθμοί βάσης με μεγάλο αριθμό κεραιών προκαλούν περιβαλλοντικές ανησυχίες. Έτσι ο αριθμός των στοιχείων κεραιών περιορίζεται σε

έναν αριθμό, μέχρι τέσσερα, με απόσταση μεταξύ τους περίπου 10λ. Ο μέγιστος αριθμός κεραιών στο τερματικό είναι τέσσερις. Τέσσερις διπλής πόλωσης κεραιές χωρούν σε ένα ευθύ χώρο των 7.5 cm. Αυτές οι κεραιές μπορούν εύκολα να τοποθετηθούν για παράδειγμα στο περίβλημα ενός laptop. Ωστόσο στην περίπτωση των handset ακόμα και δύο στοιχεία για λόγους εμφάνισης θεωρούνται κατά κάποιον τρόπο προβληματικά. Όσον αφορά την ολοκλήρωση του συστήματος θα ήταν χρήσιμο να τονιστούν τα εξής: Το σύστημα MIMO χρειάζεται να ολοκληρωθεί και να είναι συμβατό με ένα προϋπάρχον non MIMO δίκτυο. Η MIMO σηματοδοσία επιβάλλει την υποστήριξη ειδικών RRC μνημάτων. Τα τερματικά χρειάζεται να ξέρουν μέσω σηματοδοσίας κάτω ζεύξης εάν ο σταθμός βάσης είναι MIMO ικανός. Ο ΣΒ επίσης, πρέπει να ξέρει την ικανότητα του κινητού. Η ικανότητα αυτή θα μπορούσε να καθορίζεται κατά την διάρκεια της εκκίνησης κλήσης.

Στο κεφάλαιο 4 μελετήθηκε ένα αποδοτικό MIMO σύστημα βασισμένο στην STTuCM, για κυψελωτά MC-CDMA συστήματα και λήφθηκε υπόψη η κατάλληλη σχεδίαση δέκτη. Οι πιθανές εκδοχές σχεδίασης δέκτη περιλαμβάνουν γραμμικούς MMSE δέκτες όπως επίσης και αλγόριθμους ακύρωσης παρεμβολής. Το δεύτερο μπορεί να εφαρμοστεί σαν συνέχεια του πρώτου για να έχουμε καλύτερα αποτελέσματα. Οι προτεινόμενοι δέκτες παρέχουν απλή μεν αλλά αποδοτική λύση στο ζήτημα των MC-CDMA επικοινωνιών. Θα μπορούσαν να παρθούν καλύτερες προσεγγίσεις του βέλτιστου μέγιστης πιθανοφάνειας αλγόριθμου δέκτη καθώς και του μέγιστου εκ των υστέρων αλγόριθμου, θεωρώντας διάφορους υποβέλτιστους αλγόριθμους αποκωδικοποίησης, σαν τους πολύ δημοφιλείς σφαιρικούς αποκωδικοποιητές. Ωστόσο, με αυτό τον τρόπο δεν μπορεί να αποφευχθεί η αύξηση στην πολυπλοκότητα του δέκτη. Εκτός αυτού, η σχεδίαση δέκτη των κωδικοποιημένων κατά MC-CDMA συστημάτων είναι ακόμα ένα αρκετά ενδιαφέρον ερευνητικό πεδίο.

Το προταθέν MIMO σχήμα αποδίδει καλύτερα όσον αφορά την αποδοτικότητα φάσματος από τις SISO επικοινωνίες, ακόμα και με την παρουσία χωρικής συσχέτισης. Ένα από τα κύρια πλεονεκτήματα της STTuCM διαμόρφωσης είναι η ευρωστία της στην χωρική συσχέτιση, κάτι που δεν συμβαίνει πάντα με τις στρωματοποιημένες τεχνικές χωρικής πολυπλεξίας. Τα αποτελέσματα δείχνουν επιπλέον ότι η προτεινόμενη λύση μεταθέτει το κύριο προτέρημα των DS-CDMA συστημάτων στα MC-CDMA συστήματα, που είναι η καθολική επαναχρησιμοποίηση της συχνότητας, κάτι που προσφέρει τεράστια αύξηση στην χωρητικότητα του συστήματος.

Τα ενδιαφέροντα προβλήματα ανοιχτού πεδίου περιέχουν την βελτιστοποίηση της επιλογής του spreading factor: πρέπει να χρησιμοποιήσει κάποιος MC-CDMA ή καθαρό OFDM; Με την παραδοχή συνεχούς μετάδοσης, η MC-CDMA είναι πιο πολλά υποσχόμενη τεχνική προς την κατεύθυνση της παροχής υψηλών χωρητικότητας κυψελωτών συστημάτων.

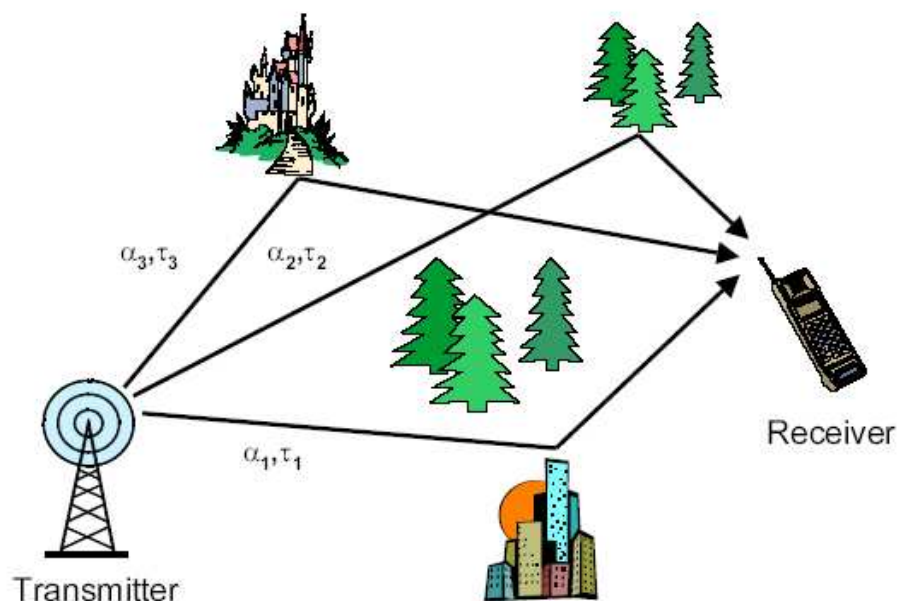
Στο κεφάλαιο 5 αναλύεται ο αλγόριθμος BLAST. Ο αλγόριθμος BLAST είναι μια τεχνική ασύρματης επικοινωνίας που χρησιμοποιεί κεραιές πολλαπλών στοιχείων τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη για να επιτραπούν ρυθμοί μετάδοσης πολύ μεγαλύτεροι από αυτών που επιτυγχάνονται με τις συμβατικές προσεγγίσεις. Οι BLAST αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος που χρησιμοποιούνται στον δέκτη, είναι η καρδιά της τεχνικής. Στην έξοδο των κεραιών λήψης, οι υψηλής ταχύτητας επεξεργαστές σήματος εξετάζουν τα σήματα από όλες τις κεραιές λήψης ταυτόχρονα, πρώτα εξάγοντας το ισχυρότερο υπόρρευμα από τα υπόλοιπα, και μετά προχωρούν με την επεξεργασία των

ασθενέστερων σημάτων, που είναι πιο εύκολα στην φώραση μιας και τα ισχυρότερα σήματα, που αποτελούν πηγή παρεμβολής για τα υπόλοιπα, έχουν αφαιρεθεί. Και πάλι, η ικανότητα διαχωρισμού των υπορρευμάτων εξαρτάται στις μικρές διαφορές με τις οποίες τα διάφορα υπορρεύματα μεταδίδονται μέσα στο περιβάλλον. Υπάρχουν τρεις κατηγορίες BLAST αλγόριθμων. Ο vertical BLAST, ο horizontal BLAST και ο diagonal BLAST. Η πιο απλή από τις τρεις μεθόδους είναι ο vertical BLAST όπου γι' αυτόν εκτελέστηκε κώδικας τριών περιπτώσεων : 4 κεραίες εκπομπής και 8 κεραίες λήψης, και αντίστοιχα 8,12 και 12,16. Θα αναφερθούμε περιεκτικά στις παραμέτρους υλοποίησης του αλγόριθμου αυτού. Το μέγεθος του block είναι 256. Εφαρμόζεται 16-QAM διαμόρφωση δεδομένων. Ο θόρυβος είναι προσθετικός λευκός γκαουσιανός (AWGN). Ο πίνακας καναλιού έχει στοιχεία από την Rayleigh κατανομή. Δηλαδή το ασύρματο κανάλι υπόκειται σε fadings που ακολουθούν την κατανομή Rayleigh. Τα αποτελέσματα και για τις τρεις περιπτώσεις δείχνουν το SER (ρυθμός εσφαλμένων συμβόλων) συναρτήσει του E_b/N_0 . Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης δείχνουν την πολύ καλή συμπεριφορά του συστήματος αναλογιζόμενοι και το γεγονός ότι δεν υπάρχει κωδικοποίηση καναλιού.

2. OFDM: ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

2.1 Περίληψη των κλασικών κινητών συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών

Όλα τα σύγχρονα ασύρματα κινητά συστήματα χρησιμοποιούν μια ποικιλία από τεχνικές για αντιμετωπίσουν τις προκλήσεις του ασύρματου καναλιού. Κάποιες τεχνικές είναι πιο αποτελεσματικές από κάποιες άλλες, με την αποτελεσματικότητα να εξαρτάται τόσο από την αέρια διεπαφή (air interface), όσο και από την αρχιτεκτονική του συστήματος που λαμβάνεται για να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις των παρεχόμενων υπηρεσιών. Καθώς τα κινητά συστήματα εξελίχθηκαν από αναλογικά σε ψηφιακά, εφαρμόστηκαν ολοένα και πιο έξυπνες τεχνικές επεξεργασίας σήματος για να ξεπεραστούν τα όποια προβλήματα του ασύρματου περιβάλλοντος. Οι τεχνικές αυτές περιλαμβάνουν την diversity, την ισοστάθμιση, την κωδικοποίηση καναλιού ή ελέγχου λαθών, το διευρυμένο φάσμα, το interleaving, και πιο πρόσφατα την κωδικοποίηση χώρου χρόνου.



■ Σχήμα 2.1. Διάδοση πολλαπλών μονοπατιών (multipath propagation).

Η (πολλαπλή λήψη) diversity, χρησιμοποιείται ανέκαθεν για να ξεπεραστεί το πρόβλημα του fading λόγω διάδοσης multipath (σχήμα 2.1), η οποία είναι αποτέλεσμα της κινητικότητας του χρήστη. Η απλούστερη τεχνική diversity, η χωρική diversity, περιλαμβάνει την χρήση δύο ή και περισσότερων κεραιών λήψης στον σταθμό βάσης, διαχωριζόμενα από κάποια απόσταση, της τάξεως περίπου πέντε ή δέκα μηκών κύματος. Το σήμα από το κινητό θα ακολουθήσει ξεχωριστά μονοπάτια για κάθε κεραία. Αυτή η σχετικά χαμηλού κόστους προσέγγιση, οδηγεί σε σημαντική βελτίωση στην απόδοση, εκμεταλλευόμενη το γεγονός ότι τα μονοπάτια δεν είναι υψηλά συσχετιζόμενα μεταξύ τους. Όταν μια κεραία είναι σε (βύθισμα σήματος) fade, η άλλη κατά κανόνα δεν είναι.

Τα συστήματα διευρυμένου φάσματος (spread spectrum) περιλαμβάνουν την frequency diversity. Εδώ, το σήμα διευρύνεται σε ένα πολύ μεγαλύτερο bandwidth, από αυτό που χρειάζεται για μετάδοση, και είναι τυπικά μεγαλύτερο από το σύμφωνο bandwidth του καναλιού. Ένα σήμα διευρυμένης ζώνης, είναι πιο ανθεκτικό στην επίδραση του fading επιλεκτικής συχνότητας, απ' ό,τι το αντίστοιχο στενής ζώνης, αφού μόνο ένα μικρό τμήμα του συνολικού εύρους ζώνης θα αντιμετωπίσει το fade σε μια οποιαδήποτε δοθείσα χρονική στιγμή. Υπάρχουν δύο μορφές διευρυμένου φάσματος, η πολλαπλή πρόσβαση με επιλογή κώδικα (CDMA), και το frequency hopping (άλματα συχνοτήτων).

Τα CDMA συστήματα, όπως αυτά που χρησιμοποιούνται στα IS-95 και στα 3G WCDMA περιλαμβάνουν επίσης και diversity χρόνου, σε ένα RAKE δέκτη. Τα πολλαπλών μονοπατιών σήματα που λαμβάνονται, μπορούν να είναι χρονικά και φασικά ρυθμισμένα ώστε να προστίθενται μαζί, για όσο χρόνο η καθυστέρηση είναι περισσότερη από ένα code σύμβολο ή ένα chip time. Η ακολουθία των bits δεδομένων βασικής ζώνης στα συστήματα διευρυμένου φάσματος πολλαπλασιάζεται με μία κατά πολύ πιο υψηλού ρυθμού ψευδοτυχαία ακολουθία κώδικα διεύρυνσης, πριν την μετάδοση. Αυτό αυξάνει ενεργά το εύρος ζώνης του σήματος.

Ένα πρόβλημα με τα CDMA συστήματα είναι ότι οι ακολουθίες κώδικα δεν είναι πραγματικά ορθογωνικές με την παρουσία multipath delay spread. Αυτό το πρόβλημα οδηγεί σε παρεμβολή μεταξύ των χρηστών μέσα σε μια κυψέλη. Αποκαλείται ως παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (MAI), και περιορίζει την χωρητικότητα των κυψελών. Στην ουσία περισσότερο από τα 2/3 της παρεμβολής σε ένα CDMA τομέα προέρχεται από τους ίδιους τους χρήστες στον τομέα αυτό.

Τα συστήματα διευρυμένου φάσματος παρέχουν ένα επιπλέον πλεονέκτημα απόδοσης στην εξισορρόπηση της παρεμβολής, που επιτυγχάνεται καθώς τα σήματα των χρηστών καταλαμβάνουν όλο το φάσμα του εύρους ζώνης-είτε μέσω διεύρυνσης, είτε μέσω μεταπήδησης. Σε ένα κυψελωτό σύστημα, η πλειοψηφία της παρεμβολής προέρχεται από άλλους χρήστες παρά από εξωτερικές πηγές. Αν και η περισσότερη από την παρούσα παρεμβολή σε μία CDMA κυψέλη προέρχεται από τους ίδιους τους χρήστες στην ίδια κυψέλη, είναι στην πραγματικότητα εξισορροπημένη σε όλους τους χρήστες, και έτσι κανείς δεν είναι σε δυσανάλογα μειονεκτική θέση. Αυτή η μορφή ισοκατανομής της παρεμβολής, καθιστά ικανό το σύστημα να σχεδιαστεί μηχανικά όχι για την χειρότερη περίπτωση της παρεμβολής, κάτι που επιτρέπει την καθολική επαναχρησιμοποίηση της συχνότητας. Αυτό φυσικά έχει σαν λογικό ακόλουθο την αύξηση της συνολικής χωρητικότητας του συστήματος.

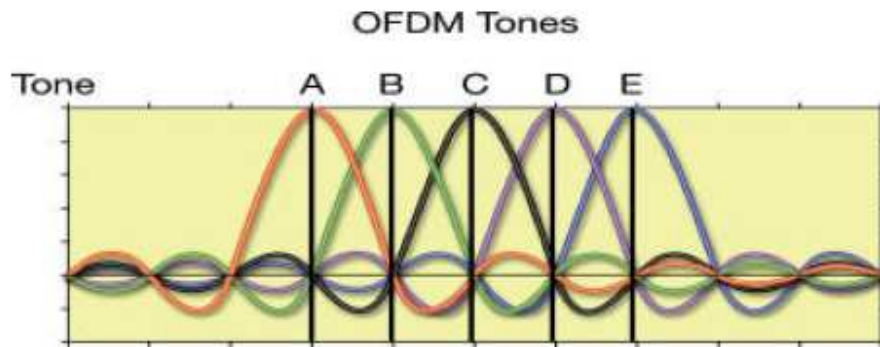
Η ισοστάθμιση (equalization) είναι μια τεχνική που χρησιμοποιείται για να ξεπεράσει τις επιδράσεις της ISI που προέρχεται από την χρονική διασπορά μέσα στο κανάλι. Πραγματοποιούμενη στον δέκτη, η ισοστάθμιση προσπαθεί να διορθώσει τις παραμορφώσεις φάσεως και πλάτους που γίνονται μέσα στο κανάλι. Οι παραμορφώσεις αλλάζουν με το χρόνο, αφού η απόκριση καναλιού είναι χρονικά μεταβαλλόμενη. Ο ισοσταθμιστής πρέπει γι' αυτό να προσαρμόζεται και να παρακολουθεί την μεταβαλλόμενη απόκριση καναλιού ώστε να εξουδετερώνει την ISI. Ο ισοσταθμιστής τροφοδοτείται από μια σταθερού μήκους δοκιμαστική ακολουθία (training sequence) στην αρχή κάθε μετάδοσης, που του επιτρέπει να χαρακτηρίσει το κανάλι. Η ακολουθία αυτή μπορεί να στέλνεται περιοδικά, για να διατηρείται ο ισοσταθμιστής ενημερωμένος για το κανάλι.

Τα συστήματα που βασίζονται σε πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χρόνου (TDMA) όπως το IS-136 και το GSM πρέπει απαραίτητα να χρησιμοποιήσουν ισοσταθμιστές επειδή ο ρυθμός συμβόλων διαμόρφωσης ξεπερνά το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού.

Τα TDMA συστήματα εκχωρούν μία ή και περισσότερες χρονοθυρίδες σε κάθε χρήστη για μετάδοση. Υπάρχει τυπικά κάποιος χρόνος ασφαλείας που βρίσκεται μεταξύ των χρονοθυρίδων, επιτρέποντας έτσι την ανίχνευση λαθών στον κινητό σταθμό. Η χρήση ισοσταθμιστών στα TDMA συστήματα αυξάνει την πολυπλοκότητα και το κόστος, εφόσον απαιτούνται σημαντικά αποθέματα ισχύος για την επεξεργασία του σήματος. Αντίθετα με τα CDMA συστήματα, τα TDMA δεν μπορούν να χρησιμοποιήσουν κάθε συχνότητα σε κάθε κυψέλη, εξαιτίας της ενδοκαναλικής παρεμβολής, και έτσι απαιτείται το frequency planning. Τα TDMA συστήματα έχουν επίσης και μικρότερη ανοσία στα fading λόγω διάδοσης πολλαπλών μονοπατιών απ' ό,τι τα συστήματα διεύρυνσης φάσματος επειδή χρησιμοποιούν ένα πολύ στενότερο εύρος ζώνης σήματος. Στα θετικά του συστήματος είναι το γεγονός ότι οι χρήστες είναι ορθογωνικοί μεταξύ τους αφού μεταδίδουν σε διαφορετικούς χρόνους. Γι' αυτό δεν υπάρχει και ενδοκυψελική παρεμβολή.

2.2 OFDM για κινητές επικοινωνίες

Το OFDM παρουσιάζει μια διαφορετική προσέγγιση σχεδίασης συστήματος. Μπορεί να ληφθεί σαν ένας συνδυασμός διαμόρφωσης και πολλαπλής πρόσβασης που τεμαχίζει ένα επικοινωνιακό κανάλι με τέτοιο τρόπο ώστε να μπορούν να το μοιραστούν πολλοί χρήστες. Ενώ το TDMA διαχωρίζει σύμφωνα με τον χρόνο και το CDMA σύμφωνα με τους κώδικες διεύρυνσης, το OFDM διαχωρίζει σύμφωνα με την συχνότητα. Είναι μια τεχνική που διαιρεί το φάσμα σε ένα αριθμό τόνων ίσης απόστασης, και μεταφέρει ένα τμήμα της πληροφορίας του χρήστη σε κάθε τόνο. Ένας τόνος μπορεί να θεωρηθεί σαν μια συχνότητα, με τον ίδιο τρόπο που κάθε πλήκτρο στο πιάνο αναπαριστά μια συγκεκριμένη και μοναδική συχνότητα. Το OFDM μπορεί να ληφθεί σαν μια μορφή πολυπλεξίας με διαίρεση συχνότητας (FDM). Ωστόσο, το OFDM έχει μια πολύ σημαντική ιδιότητα, το ότι κάθε τόνος είναι ορθογωνικός με όλους τους άλλους. Το OFDM επιτρέπει το φάσμα κάθε τόνου να επικαλύπτεται, και εφόσον είναι ορθογωνικοί, δεν παρεμβάλλονται μεταξύ τους. Επιτρέποντας τους τόνους να επικαλυφθούν, μειώνεται κατά πολύ το συνολικό μέγεθος φάσματος (σχήμα 2.2).

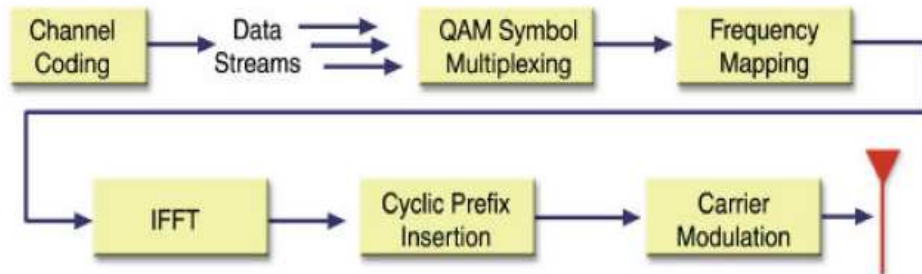


■ Σχήμα 2.2. Φάσμα OFDM σήματος

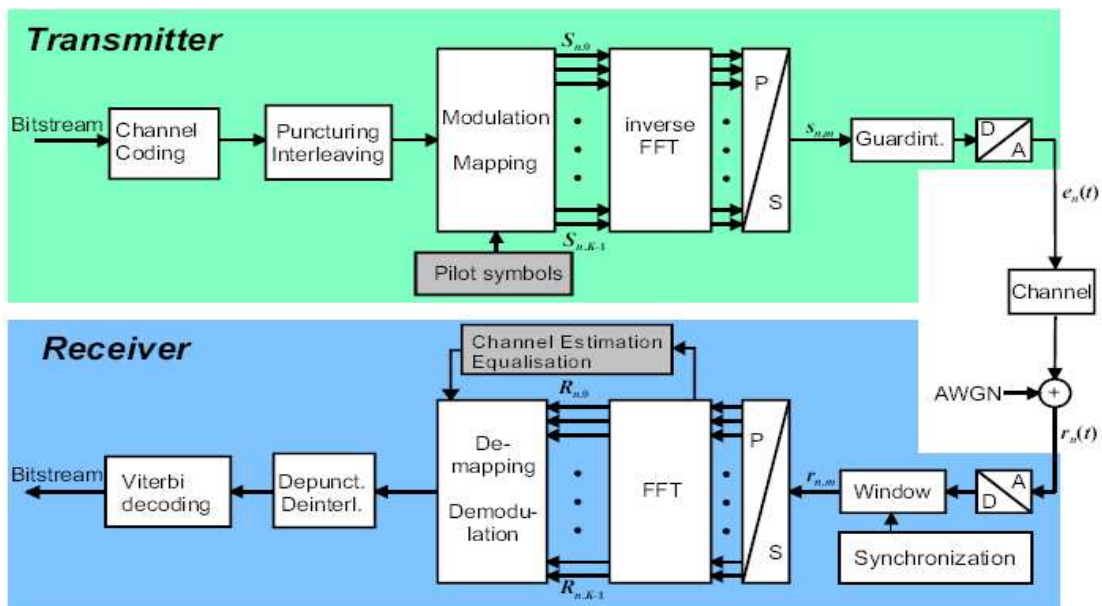
Το OFDM είναι μια τεχνική διαμόρφωσης που καθιστά ικανά τα δεδομένα ενός χρήστη να διαμορφωθούν πάνω στους τόνους. Η πληροφορία διαμορφώνεται πάνω στον χρήστη ρυθμίζοντας είτε την φάση του, είτε το πλάτος του, είτε και τα δύο μαζί. Στην βασική του μορφή, ο τόνος μπορεί να είναι είτε παρόν, είτε όχι για να δείξει έναν άσσο ή ένα μηδενικό bit πληροφορίας, ωστόσο, χρησιμοποιείται είτε PSK (phase shift keying), είτε QAM (quadrature amplitude modulation), και φυσικά διάφορες παραλλαγές αυτών. Ένα OFDM σύστημα παίρνει μια ακολουθία από bits, και την διαιρεί σε N παράλληλες ακολουθίες, η κάθε μία σε ρυθμό $1/N$ του αρχικού. Η κάθε ακολουθία οδηγείται στον τόνο σε μία συγκεκριμένη συχνότητα και συνδυάζονται μαζί με την χρήση inverse fast Fourier transform (IFFT), για να αποδώσουν την κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου προς μετάδοση.

Για παράδειγμα, εάν χρησιμοποιούταν ένα 100-τόνων σύστημα, μία μοναδική ακολουθία από bits με ρυθμό 1 Mbps θα μετατρέπóταν σε 100 ρεύματα των 10 kbps. Δημιουργώντας πιο αργές παράλληλες ακολουθίες, το εύρος ζώνης του συμβόλου μειώνεται ενεργά κατά ένα συντελεστή 100, ή ισοδύναμα θα μπορούσαμε να πούμε ότι η διάρκεια του συμβόλου αυξάνεται κατά ένα συντελεστή της τάξης του 100. Οι κατάλληλες επιλογές των παραμέτρων του συστήματος, όπως ο αριθμός των τόνων και η απόστασή τους, μπορούν να μειώσουν κατά πολύ ή και να εξουδετερώσουν την ISI εφόσον το multipath delay spread, αναπαριστά ένα αρκετά μικρότερο τμήμα του επιμηκυμένου χρόνου συμβόλου. Αν το εξετάσουμε και από άλλη οπτική γωνία, το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού μπορεί να είναι αρκετά μικρότερο εφόσον έχει μειωθεί το εύρος ζώνης του συμβόλου. Σαν αποτέλεσμα αυτού, μπορεί να εξουδετερωθεί η ανάγκη για σύνθετους πολλαπλών λήψεων ισοσταθμιστές στο πεδίο του χρόνου.

OFDM Transmitter Chain



■ Σχήμα 2.3.Μπλοκ διάγραμμα OFDM πομπού

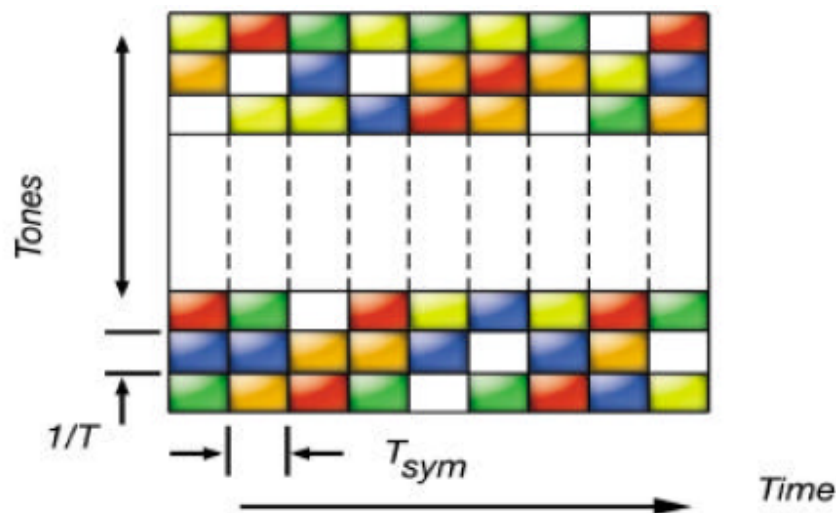


■ Σχήμα 2.4.Μπλοκ διάγραμμα OFDM συστήματος

Το OFDM μπορεί επίσης να θεωρηθεί σαν μια τεχνική πολλαπλής πρόσβασης εφόσον κάθε χαρακτηριστικός τόνος ή μία ομάδα αυτών μπορούν να ανατεθούν σε διαφορετικούς χρήστες. Οι πολλαπλοί χρήστες μοιράζονται ένα δοθέν εύρος ζώνης με αυτό τον τρόπο, οδηγώντας έτσι σε ένα σύστημα που αποκαλούμε πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση ορθογωνικής συχνότητας. Κάθε χρήστης μπορεί να ανατεθεί σε ένα προκαθορισμένο αριθμό τόνων, όταν έχει πληροφορία για να στείλει, ή εναλλακτικά, κάθε χρήστης μπορεί να ανατεθεί σε ένα μεταβαλλόμενο αριθμό τόνων σε συνάρτηση με την ποσότητα της πληροφορίας που πρέπει να σταλεί. Οι εκχωρήσεις αυτές ελέγχονται από το ελέγχου πρόσβασης στο μέσο MAC, που κανονίζει την κατανομή πόρων βασιζόμενες στην απαίτηση για μετάδοση πληροφορίας του κάθε χρήστη.

Το OFDM μπορεί να συνδυαστεί με frequency hopping για να δημιουργηθεί ένα σύστημα διευρυμένης ζώνης, που πραγματοποιεί τα πλεονεκτήματα της diversity συχνότητας και της εξισορρόπησης παρεμβολής όπως περιγράφηκε πριν στο CDMA. Σε ένα frequency hopping σύστημα διευρυμένου φάσματος, το σύνολο τόνων του κάθε χρήστη αλλάζει μετά από κάθε περίοδο (συνήθως αντιστοιχείται σε ένα σύμβολο διαμόρφωσης) Εναλλάσσοντας τις συχνότητες μετά από κάθε χρόνο συμβόλου, ελαχιστοποιούνται οι απώλειες λόγω fading επιλεκτικής συχνότητας. Αν και το CDMA με το frequency hopping είναι διαφορετικές τεχνικές διεύρυνσης φάσματος, επιτυγχάνουν συγκρίσιμη απόδοση σε ένα multipath fading περιβάλλον και παρέχουν τα ίδια πλεονεκτήματα εξισορρόπησης παρεμβολής.

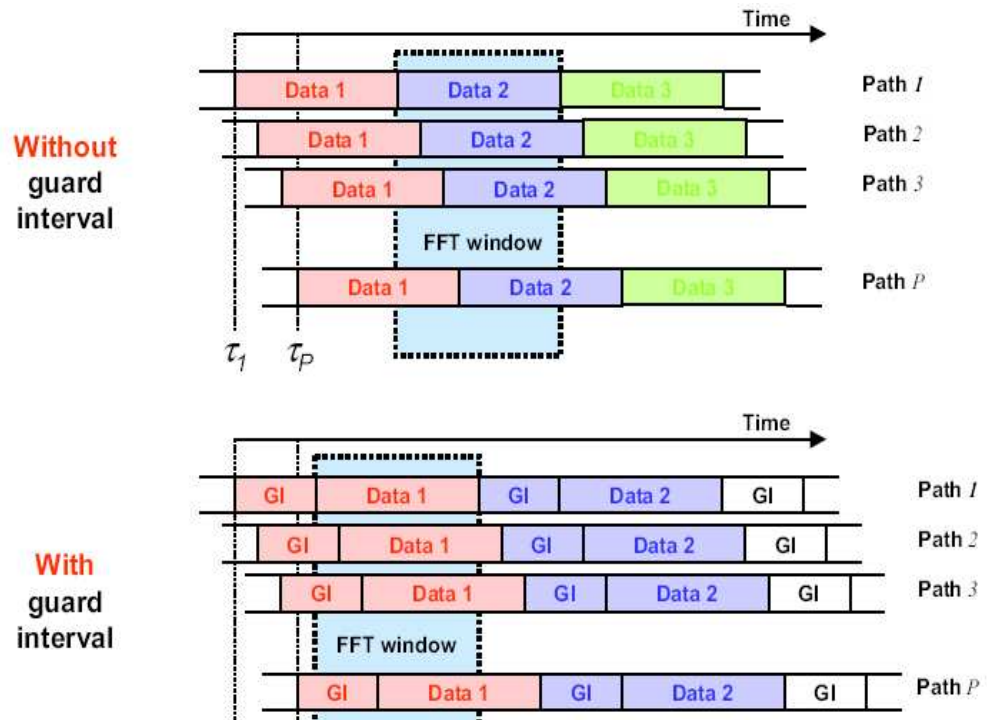
Συνεπώς, το OFDM συνδυάζει τα καλύτερα χαρακτηριστικά του TDMA, με την έννοια ότι οι χρήστες είναι ορθογωνικοί μεταξύ τους, και του CDMA όπως αναλύθηκε και προηγουμένως, ενώ αποφεύγει τους περιορισμούς του καθενός, περιλαμβάνοντας την ανάγκη για TDMA frequency planning και ισοστάθμιση καθώς και την παρεμβολή λόγω πολλαπλής πρόσβασης (MAI).



■ Σχήμα 2.5. Απεικόνιση δύο διαστάσεων των πόρων OFDM καναλιού.

2.2.1 ΘΕΩΡΙΑ ΤΗΣ OFDM ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

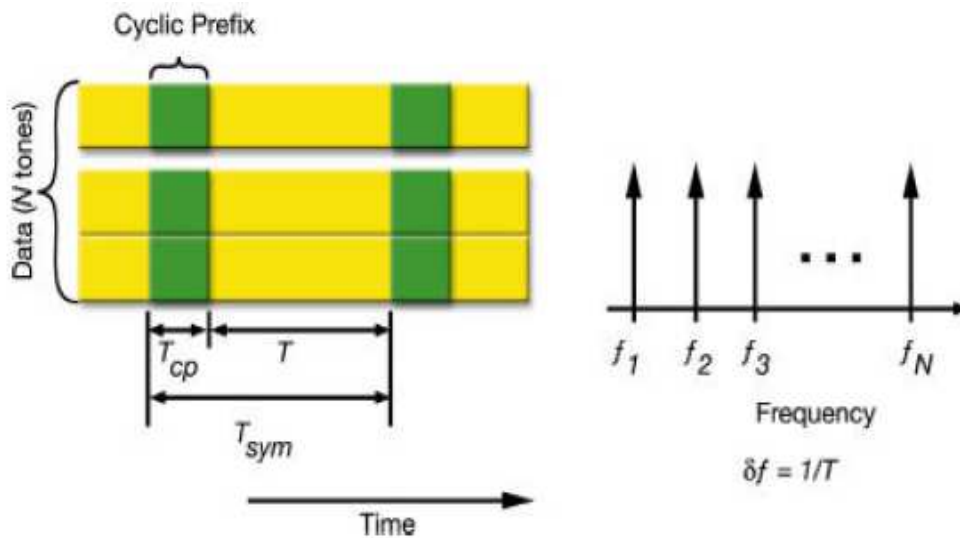
Οι ημιτονοειδείς κυματομορφές που κανονίζουν τους τόνους στο OFDM έχουν την πολύ ειδική ιδιότητα να είναι οι μόνες ιδιοσυναρτήσεις ενός γραμμικού καναλιού. Αυτή η ιδιότητα εμποδίζει τους παρακείμενους τόνους στα OFDM συστήματα να παρεμβληθούν ο ένας στους άλλους. Με τον ίδιο περίπου τρόπο το ανθρώπινο αυτί μπορεί να διαχωρίσει ξεκάθαρα τους τόνους που παράγονται από γειτονικά πλήκτρα ενός πιάνου. Η ιδιότητα αυτή, καθώς και η ενσωμάτωση μικρής ποσότητας χρόνου ασφαλείας (σχήμα 2.6) μεταξύ των τόνων, επιτρέπει την επίτευξη της ορθογωνικότητας υπό την παρουσία multipath. Αυτό είναι που επιτρέπει το OFDM να αποφεύγει την MAI που είναι παρούσα στα CDMA συστήματα.



■ Σχήμα 2.6.Οπτική απεικόνιση διαστήματος ασφαλείας

Η απεικόνιση στο πεδίο της συχνότητας που φαίνεται στο σχήμα 2.2 υπερτονίζει την ορθογωνική φύση των τόνων που χρησιμοποιούνται στα OFDM συστήματα. Ας σημειωθεί ότι η κορυφή του κάθε τόνου αντιστοιχεί σε μηδενικό επίπεδο για κάθε άλλο τόνο. Το αποτέλεσμα αυτού είναι η μηδενική ύπαρξη παρεμβολής μεταξύ των τόνων. Όταν ο δέκτης δειγματοληπτεί πάνω στην κεντρική συχνότητα κάθε τόνου, η μόνη παρούσα ενέργεια είναι αυτή του επιθυμητού σήματος, συν οποιοδήποτε άλλο θόρυβο έχουμε στο κανάλι.

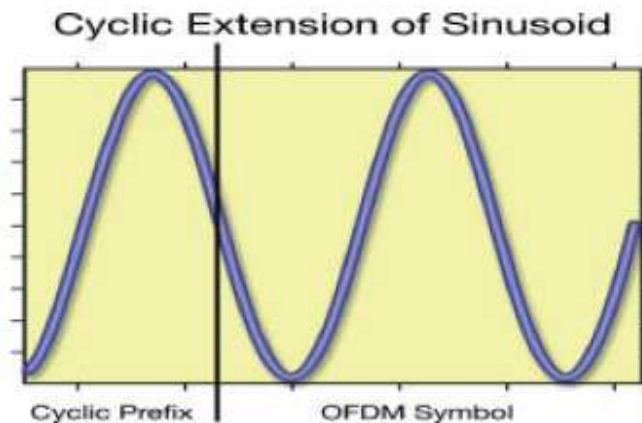
Για να διατηρηθεί η ορθογωνικότητα μεταξύ των τόνων, είναι απαραίτητο να σιγουρέψουμε ότι ο χρόνος συμβόλου περιέχει ένα ή πολλαπλούς κύκλους κάθε ημιτονοειδούς τονικής κυματομορφής. Αυτή είναι συνήθως η υπόθεση εφόσον το σύστημα σχεδιάζεται έτσι ώστε οι συχνότητες να είναι ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου συμβόλου, όπως τονίζεται παρακάτω όπου η απόσταση τόνων είναι $1/T$. Λαμβανόμενα υπόψη σαν ημίτονα, το σχήμα 2.7 δείχνει N τόνους πάνω σε μία περίοδο συμβόλου, όπου ο κάθε τόνος έχει έναν ακέραιο αριθμό κύκλων κατά την διάρκεια του συμβόλου.



■ Σχήμα 2.7. Αναπαράσταση στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας του OFDM

Με απόλυτους όρους, για να παραχθεί ένας καθαρός ημιτονοειδής τόνος πρέπει ο χρόνος έναρξης του σήματος να είναι στο μείον άπειρο. Αυτό είναι σημαντικό επειδή οι συγκεκριμένοι τόνοι είναι οι μόνοι που μπορούν να εξασφαλίσουν την ορθογωνικότητα. Ευτυχώς, η απόκριση καναλιού μπορεί να θεωρηθεί πεπερασμένη εφόσον οι multipath συνιστώσες εξασθενούν με το χρόνο και το κανάλι είναι περιορισμένου εύρους. Προσθέτοντας ένα χρόνο ασφαλείας που λέγεται cyclic prefix, το κανάλι μπορεί να συμπεριφέρεται σαν οι μεταδιδόμενες κυματομορφές να ήταν από το χρόνο μείον άπειρο, και έτσι να εξασφαλίσουν την ορθογωνικότητα που προλαμβάνει την παρεμβολή του ενός υποφέροντος στο άλλο (intercarrier interference).

Ο cyclic prefix είναι στην ουσία μία αντιγραφή του τελευταίου τμήματος του συμβόλου πληροφορίας που προσαρτάται μπροστά στο σύμβολο κατά τη διάρκεια του συμβόλου ασφαλείας, όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.8. Το multipath έχει σαν αποτέλεσμα οι τόνοι και τα καθυστερημένα αντίγραφα του να φτάνουν στον δέκτη με κάποια διεύρυνση καθυστέρησης. Αυτό οδηγεί σε κακή στοίχιση των ημιτόνων κάτι που δεν πρέπει να γίνει για να διατηρήσουν την ορθογωνικότητα τους. Ο cyclic prefix επιτρέπει στους τόνους να αναδιαταχτούν στον δέκτη επανακτώντας έτσι την ορθογωνικότητα τους. Το μήκος του cyclic prefix είναι κατάλληλο για να εξυπηρετεί σαν ένας χρόνος ασφαλείας για την εξουδετέρωση της ISI. Αυτό επιτυγχάνεται εφόσον η ποσότητα της χρονικής διασποράς από το κανάλι είναι μικρότερη από την διάρκεια του cyclic prefix.



■ Σχήμα 2.8.Κυκλική επέκταση του ημιτόνου

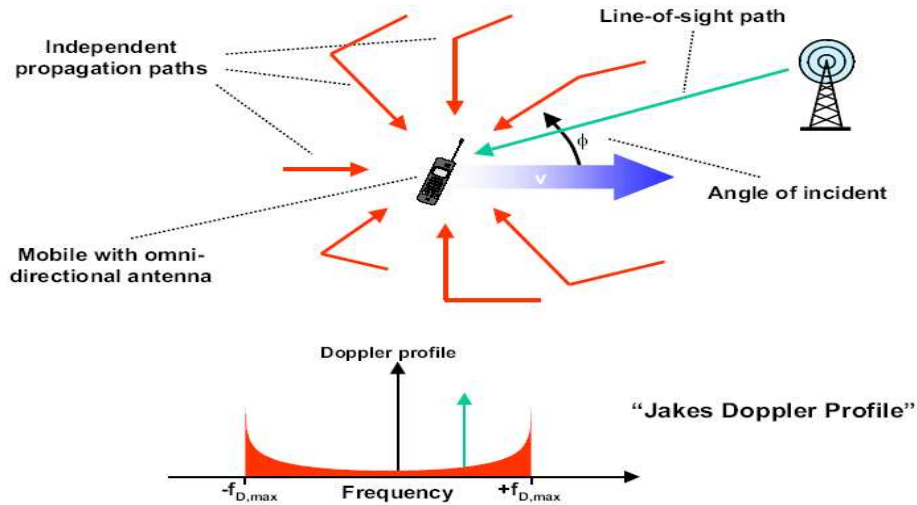
2.2.2 OFDM κριτήρια σχεδιασμού

Κατά την ανάπτυξη ενός OFDM συστήματος πρέπει να ληφθούν υπόψη μια πληθώρα από σχεδιαστικές ανταλλαγές (tradeoffs). Οι αποφάσεις αυτές θα λαμβάνονται σύμφωνα με τον τρόπο που προορίζεται το σύστημα να χρησιμοποιηθεί, περιλαμβάνοντας

- τον βαθμό της κινητικότητας
- τους απαιτούμενους ρυθμούς μετάδοσης
- τις υπηρεσίες που πρέπει να υποστηριχθούν
- τον αριθμό των χρηστών
- το περιβάλλον του στο οποίο θα χρησιμοποιηθεί το σύστημα.

Η πιο θεμελιώδης επιλογή είναι το βασικό sub carrier , ή τα χαρακτηριστικά του τόνου, που περιλαμβάνουν τον αριθμό, το εύρος ζώνης του κάθε τόνου και την διάρκεια του cyclic prefix.

Ο cyclic prefix πρέπει να είναι σε τέτοιο μήκος ώστε να μπορεί να ανταπεξέλθει στο προβλεπόμενο multipath delay spread που διέπει το σύστημα. Τα delay spreads που έχουν μετρηθεί στα κυψελωτά συστήματα είναι μικρότερα από 10 μ sec. Η απόσταση των τόνων που είναι αμοιβαία συσχετιζόμενη με την διάρκεια συμβόλων, είναι μια σημαντική παράμετρος για την σχεδίαση κινητών συστημάτων εφόσον καθορίζει την ποσότητα της Doppler ολίσθησης (σχήμα 2.9) που μπορεί να ανεχτεί το σύστημα. Το Doppler είναι συνάρτηση της ταχύτητας και της σχετικής κίνησης του κινητού, αλλά και της συχνότητας λειτουργίας. Για παράδειγμα στις PCS συχνότητες, μια ταχύτητα των 65 mph θα έχει Doppler περί τα 250 Hz. Η ολίσθηση αυτής της συχνότητας μπορεί να οδηγήσει σε κάποια απώλεια της ορθογωνικότητας μεταξύ των τόνων, με αποτέλεσμα την παρεμβολή και την μειωμένη απόδοση.



■ Σχήμα 1.9. Αναπαράσταση Doppler ολίσθησης

2.3 Συγχρονισμός και εκτίμηση καναλιού σε OFDM σήματα

Στην παράγραφο αυτή, αναπτύσσονται με μαθηματική έμφαση βασικά θέματα που αφορούν την OFDM τεχνική, τα οποία είναι ο συγχρονισμός και η εκτίμηση καναλιού. Το μεταδιδόμενο OFDM σήμα μπορεί να αναπαρασταθεί ως εξής:

$$x(t) = \sum_{k=-k_1}^{N+k_2+1} \epsilon_k e^{j2\pi \frac{nk}{N} \zeta} e^{-j2\pi \frac{k}{f_s} t} \quad (2.1)$$

για $-k_1/f_s < t < (N+k_2)/f$, όπου k_1 και k_2 είναι τα prefix και postfix μήκη αντίστοιχα, και $w(t)$ είναι η συνάρτηση στο πεδίο του χρόνου. Το λαμβανόμενο σήμα $r(t)$ φιλτράρεται και δειγματοληπτείται στο ρυθμό του, ή στα πολλαπλάσια αυτού, $1/T$. Το σήμα που έχει υποστεί δειγματοληψία στην έξοδο του δέκτη FFT με ιδανικό κανάλι, δίνεται ως η συνέλιξη:

$$y_n = \sum_{k=-k_1}^{N+k_2+1} \epsilon_k X_c \left(\frac{k}{T} \right) + \frac{Nk}{T} \Delta TW(fT) \Big|_{f=n/T} \quad (2.2)$$

όπου $X_c(f)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier του περιοδικά επαναλαμβανόμενου ισοδύναμου του σήματος που παράγεται από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier του πομπού. $X_c(f)$ είναι το φάσμα στα k/T , και $W(f)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier της συνάρτησης $w(t)$ που είναι στο πεδίο του χρόνου.

Θεωρώντας ότι ο χρόνος δειγματοληψίας έχει μία σχετική μετατόπιση φάσης t , και ότι η μετατόπιση αυτή δεν αλλάζει κατά την διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, το

λαμβανόμενο σήμα που έχει υποστεί δειγματοληψία για ένα κανάλι με μηδενική καθυστέρηση μπορεί να απλοποιηθεί στην σχέση:

$$y_k = \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j\varphi} e^{j2p \frac{n}{N} t} \Big|_{t=(k+t)/f_s} \quad (2.3)$$

όπου το φ είναι η παραμόρφωση λόγω καθυστέρησης. Μετά τον μετασχηματισμό Fourier στον δέκτη έχουμε

$$\begin{aligned} D_m^o &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2p \frac{n}{N} k} e^{j\varphi + 2p \frac{n}{N} t} e^{-j2p \frac{m}{N} k} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j\varphi + 2p \frac{n}{N} t} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j2p \frac{k}{N} (n-m)} = \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j(f+2pn/N)t} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Το λάθος φάσης, ή η παραμόρφωση λόγω καθυστέρησης δεν επηρεάζουν την ορθογωνικότητα των υποφερόντων και η επίδραση της μετατόπισης του συγχρονισμού είναι μια εναλλαγή φάσης που αλλάζει γραμμικά με την τάξη του υποφέροντος (subcarrier). Από την άλλη μεριά, η καθυστέρηση έχει σαν αποτέλεσμα το ίδιο ποσό της εναλλαγής για όλα τα υποφέροντα.

Σε μια πιο γενική περίπτωση, με φίλτρο μορφοποίησης παλμού με συντελεστή rolloff α και κανάλι με καθυστέρηση με βηματική απόκριση $h(t)$, τα λαμβανόμενα δεδομένα εξασθενούν και εναλλάσσονται φασικά ώστε $D_m^o = g_m(t) D_m$, όπου:

$$g_m(t) = \begin{cases} H \frac{\zeta m \varphi}{\theta NT} e^{j2p \frac{m}{NT} t}, & 0 \leq \frac{m}{N} \leq \frac{1-a}{2} \\ H \frac{\zeta m \varphi}{\theta NT} e^{j2p \frac{m}{NT} t} + H \frac{\zeta m - N \varphi}{\theta NT} e^{j2p \frac{m-N}{NT} t}, & \frac{1-a}{2} \leq \frac{m}{N} \leq \frac{1+a}{2} \\ H \frac{\zeta m - N \varphi}{\theta NT} e^{j2p \frac{m-N}{NT} t}, & \frac{1+a}{2} \leq \frac{m}{N} \leq 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

όπου $H \frac{\zeta m \varphi}{\theta NT}$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier της $h(t)$ σε συχνότητα m/NT . Η εκτίμηση του φ και του θ αντίστοιχα, θα αναλυθούν στην επόμενη παράγραφο.

Θα δούμε τώρα ότι η μετατόπιση συχνότητας, οδηγεί σε διακαναλική παρεμβολή, κάτι που είναι παρόμοιο με την διασυμβολική παρεμβολή ενός και μοναδικού φέροντος λόγω ενός χρονικού jitter. Σε ένα non-dispersive κανάλι, με τετραγωνική μορφοποίηση παλμού, η αλληλοπαρεμβολή που λαμβάνει μέρος λόγω της απόκλισης συχνότητας, μπορεί να είναι μεγάλος περιοριστικός παράγοντας. Το σήμα που έχει υποστεί δειγματοληψία είναι :

$$y_k = \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi \left(\frac{n}{N} f_s + df \right) \frac{kT}{f_s}} \Bigg|_{t=\frac{kT}{f_s}} = \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi \left(\frac{n}{N} + \frac{df}{f_s} \right) k} \quad (2.6)$$

Μετά τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier έχουμε

$$D_m = D_m \left[\frac{e^{j2\pi Df} - 1}{j2\pi \frac{Df}{N} - 1} \right] + \sum_{n=0}^{N-1} D_n \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{N} (n-m+Df)} + N_m \quad (2.7)$$

όπου $Df = nd/f_s$. Έτσι, λόγω της μετατόπισης συχνότητας, έχουμε εξασθένηση του επιθυμητού σήματος (ο πρώτος όρος της εξίσωσης 2.7), και μια παρεμβολή μεταξύ διαφορετικών συμβόλων των διαφόρων υποφερόντων (ο δεύτερος όρος στην εξίσωση 2.7).

Για να αποφευχθεί η μετατόπιση συχνότητας η συνάρτηση

$$w_n = w(t)|_{t=nT} \quad (2.8)$$

πρέπει να είναι τέτοια ώστε οι διελύσεις από το μηδέν του μετασχηματισμού Fourier είναι σε πολλαπλάσια της συχνότητας συμβόλου

$$W_m = W(w)|_{w=2\pi m f_s} = d_m \quad (2.9)$$

Μία γενικευμένη *sinc* συνάρτηση της μορφής

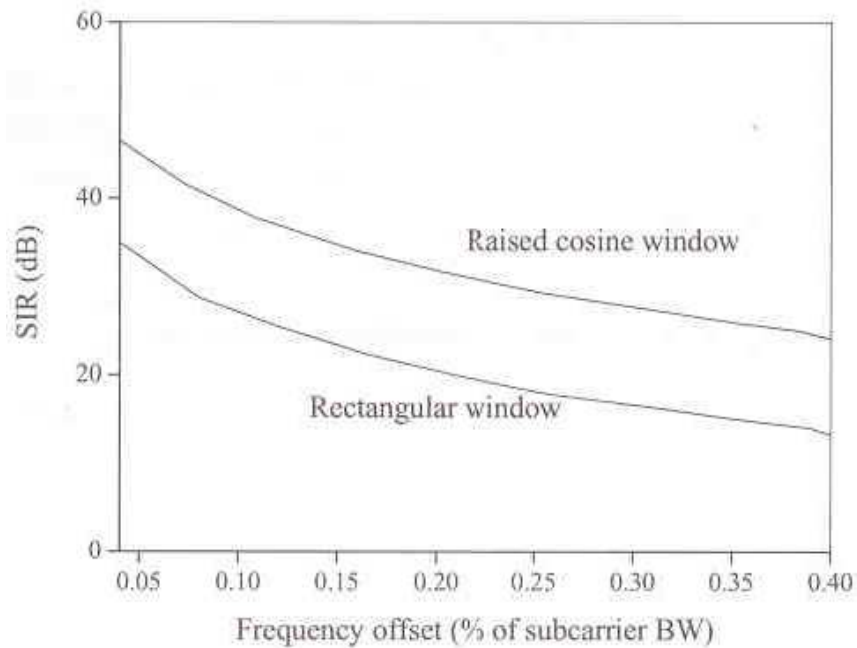
$$\frac{\sin wn}{wn} \cdot g(n) \quad (2.10)$$

για οποιαδήποτε διαφορίσιμη συνάρτηση, $g(t)$ ικανοποιεί την συνθήκη.

Άλλη μια επιθυμητή ιδιότητα μιας *sinc* συνάρτησης είναι ο χαμηλός ρυθμός αλλαγής στις γεινιάζουσες περιοχές των σημείων δειγματοληψίας. Ένα τυπικό παράδειγμα είναι η συνάρτηση raised cosine σε χρόνο:

$$w_{rc} = \begin{cases} \frac{\sin p \frac{t}{T}}{p \frac{t}{T}}, & \text{if } |t| \leq \frac{1-b}{2T} \\ \frac{\cos bp \frac{t}{T}}{1 - 4b^2 \frac{t^2}{T^2}}, & \text{if } \frac{1-b}{2T} < |t| \leq \frac{1+b}{2T} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.11)$$

όπου β είναι ο συντελεστής rolloff για την μορφοποίηση παλμού στο πεδίο του χρόνου. Ένας υψηλότερος συντελεστής rolloff απαιτεί μια μακρύτερης διάρκειας κυκλική επέκταση και ένα διάστημα ασφαλείας, που καταναλώνει υψηλότερο εύρος φάσματος. Τα αποτελέσματα για την παρεμβολή γειτονικού καναλιού (ACI δηλαδή adjacent channel interference) που προκαλείται από την μετατόπιση συχνότητας σε συστήματα με διαφορετικές συναρτήσεις φαίνονται στο σχήμα 2.10.



■ Σχήμα 2.10. ACI που προκαλείται από μετατόπιση συχνότητας

2.3.1 Εύρωστος συγχρονισμός συχνότητας και χρόνου για OFDM

2.3.1.1 Αλγόριθμος εκτίμησης χρονισμού συμβόλου

Η ανάκτηση χρονισμού συμβόλου βασίζεται στην εύρεση ενός training συμβόλου με δύο μοναδικά μισά στο χρόνο. Ας θεωρηθεί το πρώτο training σύμβολο όπου το πρώτο μισό είναι μοναδικό στο δεύτερο μισό (στο χρόνο), εκτός μιας ολίσθησης φάσης που προκαλείται από την μετατόπιση της συχνότητας φέροντος. Εάν η συνέλιξη ενός δείγματος από το πρώτο μισό πολλαπλασιαστεί με το αντίστοιχο δείγμα από το δεύτερο μισό ($T/2$ δευτερόλεπτα αργότερα), η επίδραση του καναλιού θα ακυρωθεί, και το αποτέλεσμα θα έχει μια φάση περίπου $f = pT\Delta f$. Στην αρχή του frame, τα γινόμενα από αυτά τα ζεύγη των δειγμάτων θα έχουν περίπου την ίδια φάση, έτσι το μέγεθος του αθροίσματος θα είναι μια μεγάλη τιμή. Ας χρησιμοποιηθούν L μιγαδικά δείγματα στο ένα μισό του πρώτου δοκιμαστικού συμβόλου, (εξαιρουμένου του cyclic prefix), και το άθροισμα των ζευγών των γινομένων θα είναι

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} (r_{d+L}^* r_{d+m+L}) \quad (2.12)$$

Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί με την επαναληπτική φόρμουλα

$$P(d+1) = P(d) + (r_{d+L}^* r_{d+2L}) - (r_d^* r_{d+L}) \quad (2.13)$$

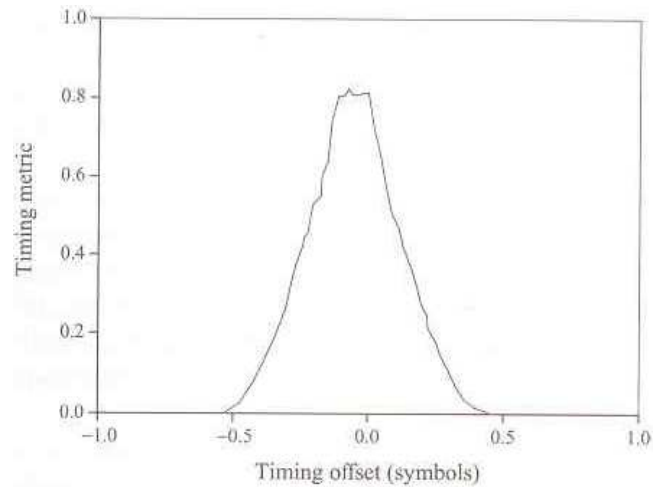
όπου d είναι ένας δείκτης χρόνου που αντιστοιχεί στο πρώτο δείγμα σε ένα παράθυρο των $2L$ δειγμάτων. Το άνοιγμα κυλάει στην διάρκεια του χρόνου, καθώς ο δέκτης ψάχνει το πρώτο δοκιμαστικό σύμβολο. Η λαμβανόμενη ενέργεια για το δεύτερο μισό σύμβολο δίνεται από

$$R(d) = \sum_{m=0}^{L-1} |r_d + m + L|^2 \quad (2.14)$$

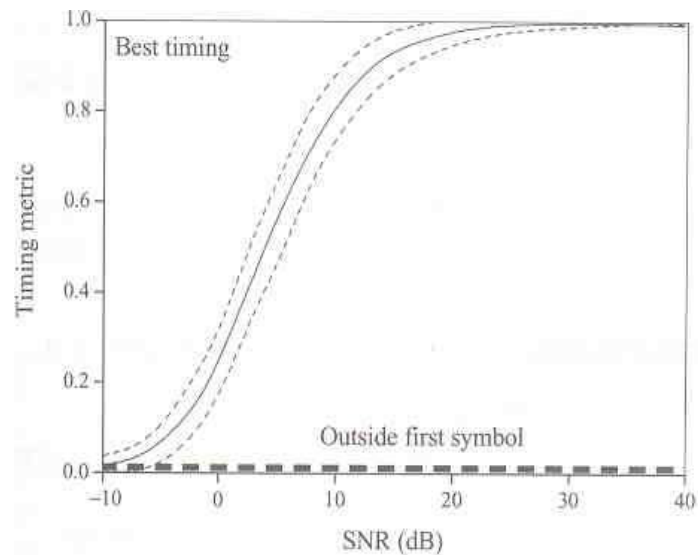
Αυτό μπορεί επίσης να υπολογιστεί επαναληπτικά. Η $R(d)$ μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν τμήμα του βρόχου αυτόματου ελέγχου κέρδους. Μία μετρική χρόνου μπορεί να οριστεί σαν

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (2.15)$$

Η εξίσωση 2.15 φαίνεται στα σχήματα 2.11 και 2.12.



■ Σχήμα 2.11. Μετρική χρόνου για το AWGN κανάλι (SNR=10)



■ Σχήμα 2.12. Αναμενόμενη τιμή για μετρική χρόνου με $L=512$

Για τα αποτελέσματα αυτών των σχημάτων, τα OFDM σύμβολα παράγονται με 1000 συχνότητες, -500 έως 499, και υπερδειγματοληπτούνται σε ένα ρυθμό των 1024 δειγμάτων για το χρήσιμο κομμάτι κάθε συμβόλου. Σε μια πραγματική φυσική υλοποίηση η αναλογία μεταξύ του ρυθμού δειγματοληψίας και του αριθμού των συχνοτήτων πρέπει να είναι υψηλότερος για να διευκολύνει τις απαιτήσεις των φίλτρων. Το διάστημα ασφαλείας ορίζεται περίπου στο 10% του χρήσιμου τμήματος, το οποίο είναι 102 δείγματα.

2.3.1.2 Αλγόριθμος εκτίμησης μετατόπισης συχνότητας φέροντος

Η κύρια διαφορά μεταξύ των δύο μισών του πρώτου δοκιμαστικού συμβόλου θα είναι μια διαφορά φάσης της τάξης του

$$f = pTDf \quad (2.16)$$

που μπορεί να εκτιμηθεί από

$$\hat{f} \approx \text{angle}(P(d)) \quad (2.17)$$

Το δεύτερο δοκιμαστικό σύμβολο περιέχει μία PN ακολουθία στις περιττές συχνότητες για να μετρήσει αυτά τα υποκανάλια, και μια άλλη PN ακολουθία στις άρτιες συχνότητες για να βοηθήσει στον καθορισμό της μετατόπισης συχνότητας. Εάν το $|\hat{f}|$ μπορεί σίγουρα να είναι μικρότερο από π , τότε η εκτίμηση μετατόπισης συχνότητας είναι

$$D\hat{f} = \hat{f} / (pT) \quad (2.18)$$

και οι άρτιες PN συχνότητες στο δεύτερο δοκιμαστικό σύμβολο δεν χρειάζονται.

Σε άλλη περίπτωση, η πραγματική μετατόπιση συχνότητας θα είναι:

$$\frac{f}{pT} + \frac{2z}{T} \quad (2.19)$$

όπου z είναι ακέραιος. Διορθώνοντας τμηματικά την μετατόπιση συχνότητας η παρεμβολή γειτονικού φέροντος (adjacent carrier interference) μπορεί να αποφευχθεί, και τότε μπορεί να βρεθεί η εναπομένουσα μετατόπιση $2z/T$. Αφού τα δύο δοκιμαστικά σύμβολα διορθωθούν ως προς την συχνότητα σύμφωνα με την 2.18 (πολλαπλασιάζοντας τα δείγματα με $\exp(-j2t\hat{f}/T)$), ας θεωρηθούν οι FFT τους $x_{1,k}$ και $x_{2,k}$, και ας θεωρηθεί u_k η διαφορικά διαμορφωμένη PN ακολουθία στις άρτιες συχνότητες του δεύτερου δοκιμαστικού συμβόλου. Η PN ακολουθία (ψευδοτυχαία) u_k θα εμφανιστεί στην έξοδο, μόνο που θα ολισθήσει κατά $2z$ θέσεις λόγω της αντισταθμιστικής ολίσθησης φάσης της τάξης του $2z/T$. Να σημειωθεί ότι εξαιτίας της ύπαρξης διαστήματος ασφαλείας και της παραμονής της μετατόπισης συχνότητας, ακόμα και αν δεν υπήρχε διαφορική διαμόρφωση μεταξύ των training συμβόλων 1 και 2 ($u_k = 1$) θα υπήρχε ακόμα μια ολίσθηση φάσης μεταξύ των $x_{1,k}$ και $x_{2,k}$ της τάξης του $2p(T + T_g)2z/T$. Εφόσον σε αυτό το σημείο ο ακέραιος z είναι άγνωστος, αυτή η πρόσθετη ολίσθηση φάσης είναι άγνωστη. Εφόσον η ολίσθηση φάσης είναι η ίδια για

κάθε ζεύγος συχνοτήτων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μια μετρική παρόμοια με την προηγούμενη.

Ας θεωρήσουμε X το σύνολο των δεικτών για τις άρτιες συνιστώσες συχνότητας, $X = \{W, -W + 2, \dots, -4, -2, 2, 4, \dots, W - 2, W\}$. Ο αριθμός των άρτιων θέσεων που ολισθαίνουν μπορούν να υπολογιστούν από την εύρεση του κατάλληλου \hat{g} που να μεγιστοποιεί την

$$B(g) = \frac{\left| \sum_{k \in X} x_{1,k+2g}^* u_k^* x_{2,k+2g} \right|^2}{2 \left(\sum_{k \in X} |x_{2,k}|^2 \right)^2} \quad (2.20)$$

με τον ακέραιο g να καθορίζει το εύρος των πιθανών μετατοπίσεων συχνότητας και τον W να είναι ο αριθμός των άρτιων συχνοτήτων με την PN ακολουθία.

Τότε η εκτίμηση της μετατόπισης συχνότητας θα είναι:

$$D\hat{f} = \frac{\hat{f}}{k} / (pT) \frac{p}{\delta} + (2\hat{g}/T) \quad (2.21)$$

2.3.2 Εκτίμηση καναλιών με fading για OFDM συστήματα

2.3.2.1 Στατιστικές των κινητών ραδιοκαναλιών

Η κρουστική απόκριση καναλιού δίνεται από την σχέση

$$h(t,t) = \sum_k g_k(t) d(t - t_k) \quad (2.22)$$

Ας θεωρηθεί ότι η $g_k(t)$ έχει την ίδια κανονικοποιημένη συνάρτηση συσχέτισης $r_1(Dt)$ για όλα τα k , και φασματική ισχύ $p_t(W)$.

$$r_{g_k}(Dt) = E \{ g_k(t + Dt) g_k^*(t) \} = s_k^2 r_t(Dt) \quad (2.23)$$

όπου s_k^2 είναι η μέση ισχύς του k -στου μονοπατιού.

Η απόκριση συχνότητας του μεταβλητού χρόνου ραδιοκαναλιού σε χρόνο t είναι

$$H(t,f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t,t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_k g_k(t) e^{j2\pi f t_k} \quad (2.24)$$

Η συσχέτιση χρόνου και συχνότητας ορίζεται ως

$$\begin{aligned} r_H(Dt, Df) &= E \{ H(t+Dt, f+Df) H^*(t, f) \} \\ &= \int_k r_{gk}(Dt) e^{-j2\pi Df t_k} \\ &= r_t(Dt) \int_k s_k^2 e^{-j2\pi Df t_k} \\ &= s_H^2 r_t(Dt) r_f(Df) \end{aligned} \quad (2.25)$$

όπου $s_H^2 = \int_k s_k^2$ είναι η συνολική μέση ισχύς της κρουστικής απόκρισης καναλιού. Η συσχέτιση συχνότητας δίνεται από την σχέση

$$r_f(Df) = \int_k \frac{s_k^2}{s_H^2} e^{-j2\pi Df t_k} \quad (2.26)$$

όπου $r_t(0) = r_f(0) = 1$. Χωρίς απώλεια της γενικότητας, θεωρούμε επίσης ότι $s_H^2 = 1$, ώστε να παραληφθεί. Για μήκος του block T_f και απόσταση τόνων (απόσταση υποκαναλιών) Df , η συνάρτηση συσχέτισης για διαφορετικά blocks και τόνους είναι

$$r_H[n, k] = r_t[n] r_f[k] \quad (2.27)$$

όπου

$$r_t[n] = r_t(nT_f) \quad \& \quad r_f[k] = r_f(kDf)$$

Για το Jake μοντέλο καναλιού έχουμε

$$\begin{aligned} r_t[n] &= J_0(nw_d) = r_J[n] \\ p_{J(w)} &= \begin{cases} \frac{2}{\pi w_d} \frac{1}{\sqrt{1 - (w/w_d)^2}}, & |w| < w_d \\ 0, & |w| > w_d \end{cases} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Για παράδειγμα, για φέρον συχνότητας $f_c = 2\text{GHz}$, η $f_d = 184\text{GHz}$ όταν ο χρήστης κινείται με 60mph.

2.3.2.2 Diversity δέκτη

Στην περίπτωση χωρικής diversity, το σήμα από την m κεραία στον k τόνο και το n block δίνεται από την σχέση

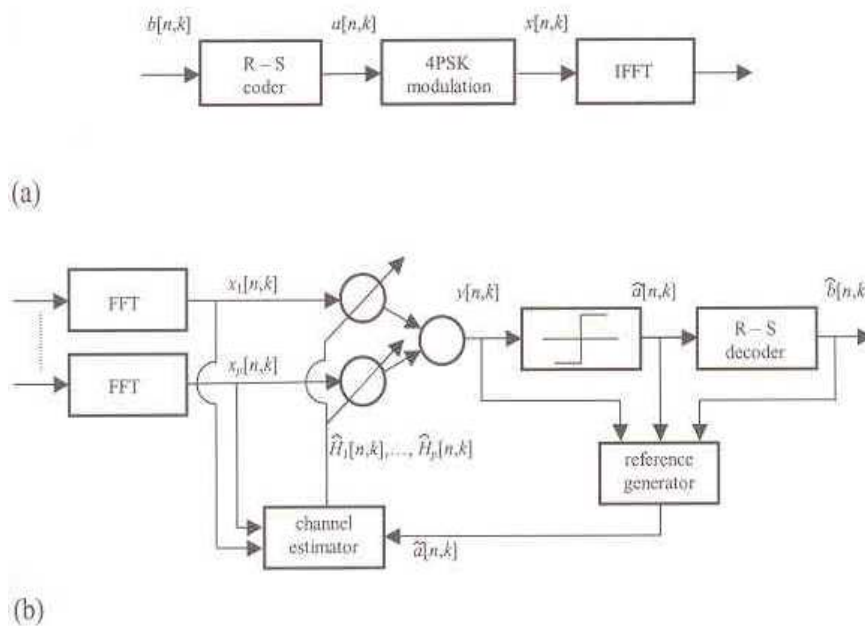
$$x_m[n, k] = H_m[n, k]a[n, k] + w_m[n, k] \quad (2.29)$$

όπου $w_m[n, k]$ είναι ο λευκός προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος από την m κεραία στον k τόνο και το n block με μηδενική μέση τιμή και διασπορά r . Ας θεωρήσουμε ότι η $w_m[n, k]$ είναι ανεξάρτητη για τα ns , ks ή ms . Η $H_m[n, k]$, δηλαδή η απόκριση συχνότητας στον k τόνο και το n block αντιστοιχώντας στην m κεραία, θεωρείται ανεξάρτητη για διάφορα ms αλλά με τις ίδιες στατιστικές. Η $a[n, k]$ είναι το σήμα που διαμορφώνει τον k τόνο κατά την διάρκεια του n block και θεωρείται ότι έχει μοναδιαία διασπορά και είναι ανεξάρτητη για διάφορα ks και ns .

Έχοντας γνώση των παραμέτρων καναλιού, η $a[n, k]$ μπορεί να εκτιμηθεί σαν $y[n, k]$ από έναν combiner MMSE.

$$y[n, k] = \frac{\sum_{m=1}^p H_m^*[n, k] x_m[n, k]}{\sum_{m=1}^p |H_m[n, k]|^2} \quad (2.30)$$

Το μπλοκ διάγραμμα πομπού δέκτη της εν λόγω περιπτώσεως δίνεται στο σχήμα 2.13.



■ Σχήμα 2.13. OFDM σύστημα με εκτιμητή καναλιού.

2.3.2.3 MMSE εκτίμηση καναλιού

Εάν η αναφορά $a[n, k]$ είναι ιδανική (πιλοτικά σύμβολα), μια πιο πραγματική εκτίμηση του $H[n, k]$ είναι

$$\hat{H}[n, k] = x[n, k] a^*[n, k] / H[n, k] + w[n, k] a^*[n, k] \tag{2.31}$$

όπου το $*$ δηλώνει το μιγαδικό συζυγές. Τα $\hat{H}[n, k]$ s για διαφορετικά ns και ks είναι συσχετισμένα. Συνεπώς ο MMSE εκτιμητής μπορεί να δομηθεί ως εξής:

$$\hat{H}[n, k] = \sum_{l=0}^L \sum_{m=-\infty}^{\infty} c[m, l, k] \hat{H}[n - m, k - l] \tag{2.32}$$

όπου τα $c[m, l, k]$ επιλέγονται σε τέτοια τιμή ώστε να ελαχιστοποιείται το μέσο τετραγωνικό λάθος MSE

$$MSE(\{c[m, l, k]\}) = E \{ |\hat{H}[n, k] - H[n, k]|^2 \} \tag{2.33}$$

Εάν ο αριθμός των τόνων σε κάθε OFDM μπλοκ είναι K τότε θα χρησιμοποιούσαμε την παρακάτω σημείωση

$$c[m, k] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c[n, k] e^{-jn\omega} \quad (2.34)$$

Ξεκινώντας από το γεγονός ότι η προβολή του λάθους εκτίμησης στο $H[n, k]$ είναι μηδέν, δηλαδή $E \{ \hat{H}[n, k] - H[n, k] H^* [n - m, k - l] \} = 0$, οι συντελεστές εκτίμησης δίνονται από την σχέση:

$$C(w) = U^H F(w) U \quad (2.35)$$

όπου $F(w)$ είναι ένας διαγώνιος πίνακας με το l στοιχείο

$$F_l(w) = 1 - \frac{1}{M_l(-w)g_l[0]} \quad (2.36)$$

και $M_l(w)$ είναι ένας σταθερός FT μίας πλευράς

$$M_l(w) = \sum_{n=0}^{\infty} g_l[n] e^{-jn\omega} \quad (2.37)$$

$$M_l(w)M_l(-w) = \frac{d_l}{r} p_l(w) + 1 \quad (2.38)$$

Η DC συνιστώσα $g_l[0]$ στην $M_l(w)$ μπορεί να βρεθεί από την σχέση

$$g_l^2[0] = \exp \left\{ \frac{1}{2p} \int_{-\pi}^{\pi} \ln \left[\frac{d_l}{r} p_l(w) + 1 \right] d\omega \right\} \quad (2.39)$$

Οι d_i s και u_i s είναι οι αντίστοιχες ιδιοτιμές και τα ιδιοδιανύσματα του πίνακα συσχέτισης στο πεδίο της συχνότητας R_f ,

$$R_f = \begin{bmatrix} r_f[0] & r_f[1] & \dots & r_f[K-1] \\ r_f[-1] & r_f[0] & \dots & r_f[K-2] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_f[-K+1] & r_f[-K+2] & \dots & r_f[0] \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Ο πίνακας $U = (u_1, \dots, u_k)$ είναι ένας μοναδιαίος πίνακας.

$$R_r = \bar{U}^H D \bar{U} \tag{2.41}$$

και $D = \text{diag} \{d_1, \dots, d_k\}$, $\sum_{d_k} d_k = K$. Η επεξεργασία φαίνεται στο σχήμα 1.14.

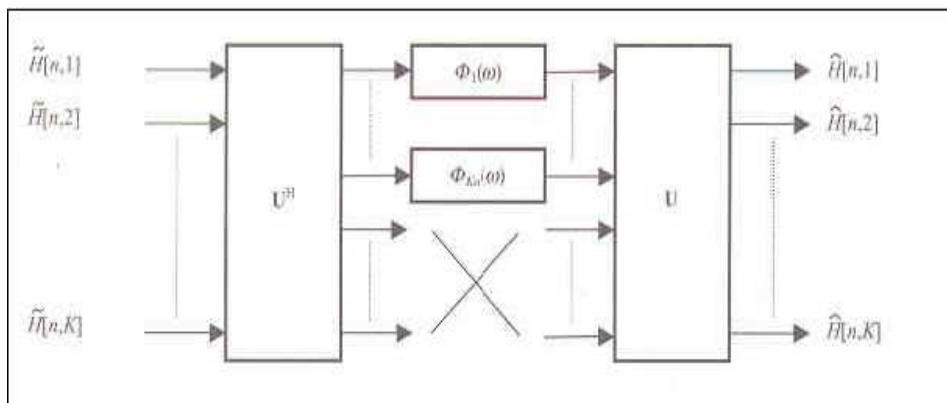
Ο μοναδιαίος ανάστροφος μετασχηματισμός U^H και ο μετασχηματισμός U στο σχήμα εκτελούν την ιδιοαποσύνθεση της συσχέτισης στο πεδίο των συχνοτήτων. Ο εκτιμητής σβήνει το μηδενικό ή μικρής τιμής d_i s για να μειώσει τον θόρυβο εκτιμήσεως. Για τα μεγάλα d_i s, χρησιμοποιούνται γραμμικά φίλτρα για να εκμεταλλευθούν το πλεονέκτημα της συσχέτισης στο πεδίο του χρόνου.

Έχει δειχθεί ότι για το Jake μοντέλο έχουμε:

$$MMSE_j(w_d) = \frac{r}{K} \sum_{l=1}^K \frac{1}{1 - \frac{a_l^2}{2}} \exp\left\{-\frac{w_d b(a_l)}{p}\right\} \tag{2.42}$$

$$a_l = \frac{2d_l}{w_d r}$$

$$b(a_l) = \begin{cases} \frac{p}{2} a_l + \sqrt{1 - a_l^2} \ln \frac{1 + \sqrt{1 - a_l^2}}{a_l}, & a_l < 1 \\ \frac{p}{2} a_l + \sqrt{a_l^2 - 1} \arcsin \frac{1}{a_l}, & a_l > 1 \end{cases}$$



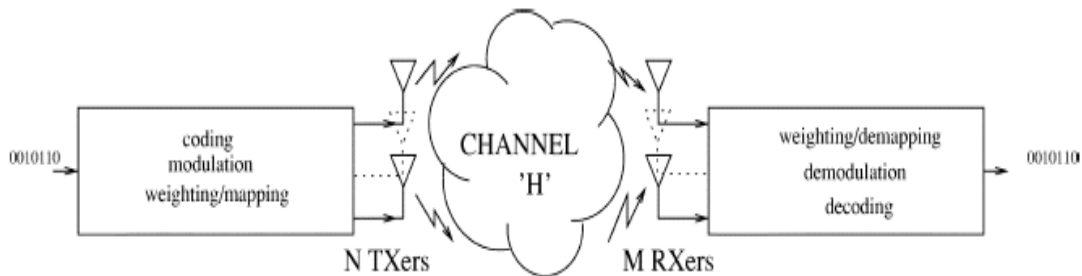
■ Σχήμα 2.14. Εκτιμητής καναλιού για OFDM συστήματα

3. ΑΠΟ ΤΗΝ ΘΕΩΡΙΑ ΣΤΗΝ ΠΡΑΞΗ: ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΤΩΝ ΜΙΜΟ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΧΩΡΟΥ ΧΡΟΝΟΥ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η Ψηφιακή επικοινωνία που χρησιμοποιεί MIMO (κάποιες φορές λέγεται και ασύρματος ζεύξη «volume-to-volume»), έχει εξελιχθεί σε μια από τις πιο σημαντικές τεχνικές στις μοντέρνες επικοινωνίες. Η τεχνολογία αυτή φιγουράρει στην κορυφή της λίστας των τελευταίων τεχνολογικών προόδων με αρκετά μεγάλη πιθανότητα να λύσει το πρόβλημα της χωρητικότητας στα μελλοντικά ασύρματα δίκτυα. Ίσως ακόμη πιο εντυπωσιακό είναι το ότι μετά από μερικά χρόνια της εφεύρεσης της έχει διεισδύσει σε μεγάλης κλίμακας ασύρματα προϊόντα και δίκτυα όπως τα ασύρματα ευρυζωνικά, τα WLANS, τα 3G κ.α.

Τα MIMO συστήματα ορίζονται απλά. *Δοθέντος ενός αυθαιρέτου (Σ) επικοινωνίας, θεωρούμε ζεύξη για την οποία τόσο το άκρο μετάδοσης όσο και το άκρο λήψης είναι εξοπλισμένα με πολλαπλά στοιχεία κεραιών.* Μια τέτοια διάταξη φαίνεται στο σχήμα 3.1.



■ **Σχήμα 3.1.** Διάγραμμα ενός MIMO ασύρματου συστήματος μετάδοσης. Ο πομπός και ο δέκτης είναι εξοπλισμένοι με πολλαπλά στοιχεία κεραιών. Η κωδικοποίηση, η διαμόρφωση και το mapping των σημάτων στις κεραιές μπορούν να γίνουν ταυτόχρονα, ή ξεχωριστά.

Η ιδέα πίσω από το MIMO είναι ότι τα σήματα στον πομπό (TX) στο ένα άκρο και στον δέκτη (RX) στο άλλο άκρο συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο, ώστε η ποιότητα (BER) ή το data rate της επικοινωνίας του MIMO χρήστη βελτιώνεται. Τέτοιο πλεονέκτημα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να βελτιωθούν τόσο το QoS, όσο και τα κέρδη του διαχειριστή δικτύου.

Μια βασική ιδέα στα συστήματα MIMO είναι η χώρο – χρόνου επεξεργασία σήματος στην οποία ο χρόνος συμπληρώνεται με τον χώρο υπό την έννοια της χρήσης πολλαπλών χωρικά κατανεμημένων κεραιών. Έτσι τα MIMO συστήματα μπορούν να

θεωρηθούν σαν προέκταση των έξυπνων κεραιών, μια δημοφιλής τεχνολογία που χρησιμοποιεί στοιχεία κεραιών για την βελτίωση των ασύρματων μεταδόσεων.

Το κλειδί στα MIMO (Σ) είναι η δυνατότητα να μετατρέπει την μετάδοση πολλαπλών μονοπατιών, που είναι παραδοσιακά ένα πρόβλημα της ασύρματης μετάδοσης, σε πλεονέκτημα. Τα MIMO εκμεταλλεύονται το τυχαίο fading και την καθυστέρηση λόγω πολλαπλών μονοπατιών, (όπου αυτή υπάρχει), για να πολλαπλασιάσουν τους ρυθμούς μετάδοσης. Η προοπτική της βελτίωσης μεγεθών χωρίς την χρήση επιπλέον φάσματος είναι υπεύθυνη σε μεγάλο βαθμό για την επιτυχία του MIMO σαν θέμα προς έρευνα. Αυτό έχει προτρέψει την πρόοδο σε πεδία όπως η diversity, η μοντελοποίηση καναλιού, η θεωρία πληροφορίας και κωδικών, η σχεδίαση κεραιών και η σχεδίαση κινητής κυψελωτής επικοινωνίας.

3.2 ΑΡΧΕΣ ΤΩΝ SPACE-TIME MIMO ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ.

Θεωρούμε το σύστημα του σχήματος 3.1. Μια συμπιεσμένη ψηφιακή πηγή με την μορφή δυαδικού ρεύματος πληροφορίας, οδηγεί ένα απλοποιημένο block μετάδοσης, που περιλαμβάνει τις συναρτήσεις κωδικοποίησης ελέγχου λαθών, και το mapping σε σύνθετης διαμόρφωσης σύμβολα (QPSK, QAM, κτλ). Το δεύτερο παράγει πολλές ξεχωριστές σειρές συμβόλων οι οποίες κυμαίνονται από ανεξάρτητες έως πλήρως πλεονάζουσες. Η κάθε μια από αυτές οδηγείται (mapped) σε μια από τις πολλαπλές TX κεραιές. Η διαδικασία mapping περιλαμβάνει γραμμικό χωρικό ζύγισμα των στοιχείων των κεραιών ή γραμμική προκωδικοποίηση χώρου – χρόνου. Μετά την μετατροπή σε μεγαλύτερη συχνότητα, το φιλτράρισμα και την ενίσχυση, τα σήματα μπαίνουν στο ασύρματο κανάλι. Στον δέκτη, τα σήματα λαμβάνονται από πολλαπλές κεραιές και εφαρμόζεται η αντίστροφη διαδικασία ανάκτησης. Τα επίπεδα της ευφυΐας, της πολυπλοκότητας και της εκ των προτέρων γνώσης του καναλιού που χρησιμοποιούνται για την επιλογή της κωδικοποίησης και του αλγόριθμου mapping ποικίλουν, ανάλογα της εφαρμογής. Αυτά τα επίπεδα καθορίζουν την τάξη και την απόδοση του (Σ).

Στην τυπική ορολογία των έξυπνων κεραιών, μόνο ο πομπός ή ο δέκτης είναι στην ουσία εξοπλισμένος με περισσότερα από ένα στοιχεία, όντας τυπικά ο σταθμός βάσης (BTS), όπου το επιπλέον κόστος και ο χώρος είναι πιο ανεκτά απ' ότι σε ένα μικρό τηλέφωνο. Παραδοσιακά, η ευφυΐα του συστήματος βρίσκεται στον αλγόριθμο επιλογής βάρους, παρά στην κωδικοποίηση, αν και η ανάπτυξη κωδικών χώρου χρόνου (STCs) αλλάζει την οπτική αυτή.

Ο συνδυασμός απλών γραμμικών διατάξεων κεραιών μπορεί να προσφέρει μια αξιόπιστη ζεύξη, σε αντίξοες συνθήκες μετάδοσης όπως το fading πολλαπλών μονοπατιών και η αλληλοπαρεμβολή. Το κλειδί στις έξυπνες κεραιές είναι η μορφοποίηση δέσμης με την οποία αυξάνεται το SNR, εστιάζοντας ενέργεια σε επιθυμητές κατευθύνσεις, είτε στον πομπό είτε στον δέκτη. Εάν κάποιος εκτιμήσει την απόκριση κάθε στοιχείου κεραιάς σε ένα δοθέν επιθυμητό σήμα και πιθανόν σε σήματα αλληλοπαρέμβασης, μπορεί να συνδυάσει τα στοιχεία με τα επιλεγόμενα βάρη σαν συνάρτηση της απόκρισης κάθε στοιχείου. Έτσι μεγιστοποιείται το μέσο επιθυμητό

επίπεδο σήματος, ή ελαχιστοποιείται το επίπεδο του θορύβου και της ενδοκαναλικής αλληλοπαρεμβολής.

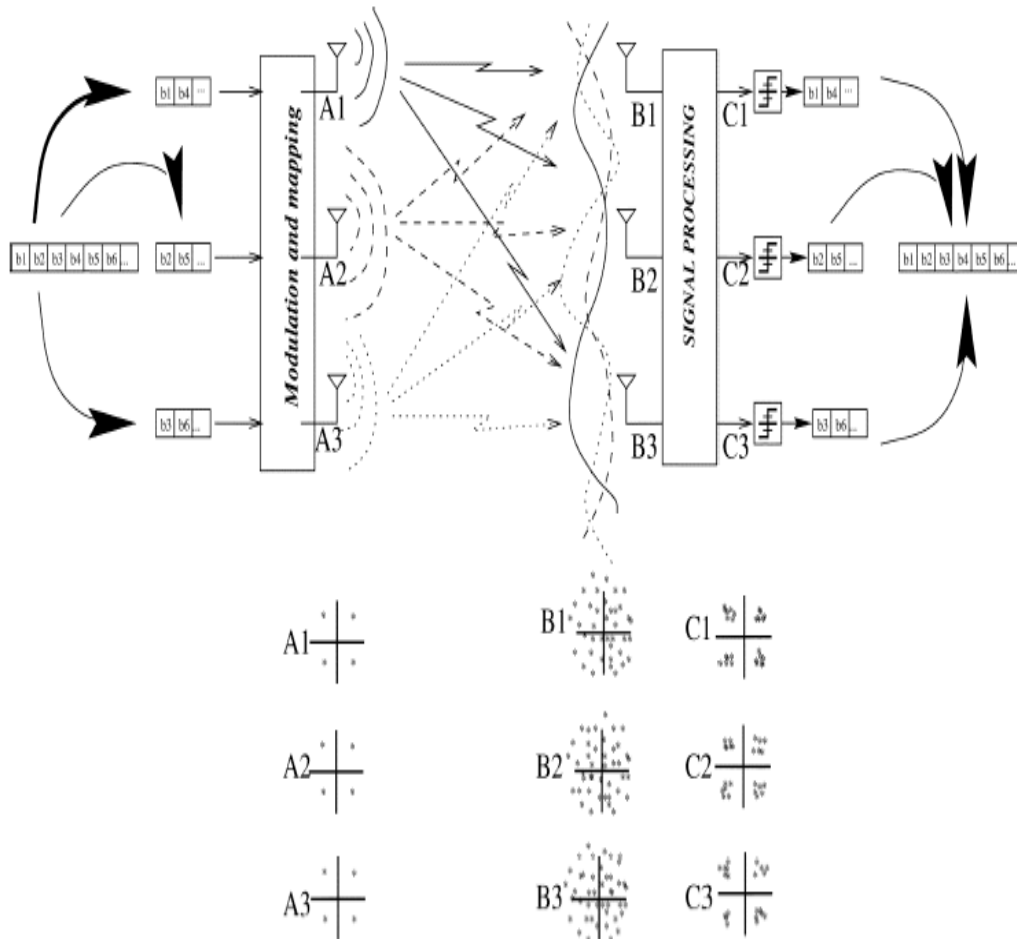
Άλλη μία ισχυρή ιδιότητα των έξυπνων κεραιών έγκειται στην έννοια της *spatial diversity*. Παρουσία του τυχαίου fading που προέρχεται από τη διάδοση πολλαπλών μονοπατιών, η πιθανότητα απώλειας του σήματος μειώνεται εκθετικά με τον αριθμό ασυσχέτιστων στοιχείων κεραιών που χρησιμοποιούνται. Το κλειδί εδώ είναι η τάξη της *diversity*, που ορίζεται από τον αριθμό των ασυσχέτιστων χωρικών τμημάτων που βρίσκονται στον πομπό ή στον δέκτη. Όταν συνδυάζονται μαζί, οι ισχείς των έξυπνων κεραιών φαίνεται πως βελτιώνουν το εύρος κάλυψης ενάντια στην ανταλλαγή ποιότητας που προσφέρεται στον ασύρματο χρήστη. Καθώς οι μονάδες συνδρομητών (SU) εξελίσσονται βαθμιαία σε έξυπνες ασύρματες συσκευές πρόσβασης στο Internet παρά σε τηλέφωνα τσέπης, ο περιορισμός μεγέθους και πολυπλοκότητας μειώνεται. Αυτό κάνει τα πολλαπλά στοιχεία κεραιών πιθανά προς εφαρμογή και στα δύο άκρα της ζεύξης, αν και από πλευράς engineering σχεδίασης, είναι πιο λογικό να δοθεί πιο πολύ βάρος στην επεξεργασία και στο κόστος από την μεριά του δικτύου.

Σε μία MIMO ζεύξη, τα προτερήματα των συμβατικών έξυπνων κεραιών διατηρούνται εφ' όσον η βελτιστοποίηση των σημάτων των πολλαπλών κεραιών, μεταφέρεται προς μεγαλύτερο χώρο, παρέχοντας έτσι πρόσθετους βαθμούς ελευθερίας. Πιο συγκεκριμένα, τα συστήματα MIMO, μπορούν να παρέχουν ένα κοινό *diversity* κέρδος πομπού και δέκτη, όπως επίσης και ένα κέρδος διάταξης επί του σύμφωνου συνδυασμού των στοιχείων κεραιών (θεωρώντας προηγούμενη εκτίμηση του καναλιού).

Στην πραγματικότητα, τα πλεονεκτήματα του MIMO είναι πολύ πιο θεμελιώδη. Το μαθηματικό υπόβαθρο του MIMO όπου η πληροφορία μεταδίδεται πάνω σε ένα πίνακα παρά σε ένα διανυσματικό κανάλι, δημιουργεί νέες και τεράστιες ευκαιρίες πέραν της πρόσθετης *diversity* ή των πλεονεκτημάτων των κερδών των διατάξεων. Αποδεικνύεται πως κάποιος κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες μεταδίδει $\min(M,N)$ ανεξάρτητα bits πληροφορίας ταυτόχρονα πάνω στις ιδιοτιμές ενός καναλιού πίνακα που γίνεται από N TX και M RX κεραίες. Η θεωρία πληροφορίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να αποδείξει αυτά τα κέρδη. Ωστόσο, η αίσθηση δίνεται καλύτερα με ένα απλό παράδειγμα ενός αλγόριθμου μετάδοσης πάνω σε MIMO που αναφέρεται ως V-BLAST, η πιο γενικά χωρική πολυπλεξία.

Στο σχήμα 3.2, ένα υψηλού ρυθμού πληροφοριακό ρεύμα αποσυντίθεται σε 3 ανεξάρτητες (ρυθμούς 1/3) ακολουθίες bit, οι οποίες μεταδίδονται ταυτόχρονα με την χρήση πολλαπλών κεραιών, καταναλώνοντας έτσι το 1/3 του ονομαστικού φάσματος. Το σήματα μειγνύονται φυσικά μέσα στο ασύρματο κανάλι, αφού χρησιμοποιούν το ίδιο φάσμα συχνοτήτων. Στον δέκτη, αφού αναγνωρίζεται ο πίνακας μίξης καναλιού μέσω training συμβόλων, τα ανεξάρτητα ρεύματα από bit διαχωρίζονται και εκτιμώνται. Αυτό γίνεται με τον ίδιο τρόπο όπως τρεις άγνωστοι εξαγονται από ένα σύστημα τριών εξισώσεων. Αυτό υποθέτει ότι κάθε ζεύγος κεραιών πομπού δέκτη αποφέρει ένα μοναδικό βαθμό συντελεστή καναλιού και ομοιόμορφες συνθήκες fading. Ωστόσο είναι πιθανές επεκτάσεις σε frequency – selective περιπτώσεις, χρησιμοποιώντας είτε μια απευθείας προσέγγιση πολλαπλού φέροντος (π.χ. OFDM, όπου η ανίχνευση γίνεται πάνω σε κάθε υποφέρον) είτε στο πεδίο του χρόνου συνδυάζοντας τον MIMO ανιχνευτή χώρου – χρόνου με έναν ισοσταθμιστή. Ο διαχωρισμός είναι εφικτός μόνο εάν οι εξισώσεις είναι ανεξάρτητες, το οποίο ερμηνεύεται ως ότι κάθε κεραία βλέπει ένα αρκετά διαφορετικό κανάλι, για να ανιχνεύσει τα ρεύματα από bits και να συντεθούν αυτά

κατόπιν στο αρχικό υψηλού ρυθμού σήμα. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν επαναληπτικές εκδοχές αυτού του αλγόριθμου ανίχνευσης για τη βελτίωση της απόδοσης.



■ Σχήμα 3.2.Βασικό σχήμα χωρική πολυπλεξίας με τρεις TX κεραίες και τρεις RX κεραίες που οδηγούν σε τριπλή βελτίωση στην αποδοτικότητα φάσματος. Τα A,B και C παριστούν τα symbol constellations για τις τρεις εισόδους στα διάφορα στάδια της μετάδοσης και λήψης.

Ανάλογη περίπτωση έχουμε στη μετάδοση με CDMA, στην οποία πολλαπλοί χρήστες που μοιράζονται το ίδιο χρόνου-συχνότητας κανάλι, μιγνύονται πάνω στη μετάδοση και ανακτώνται μέσω των μοναδικών κωδικών του. Εδώ, ωστόσο, το πλεονέκτημα του MIMO, είναι ότι οι μοναδικοί κωδικοί των ρευμάτων εισόδου («εικονικοί χρήστες») παρέχονται από τη φύση τους με ένα σχεδόν ορθογωνικό τρόπο (εξαρτώμενοι ωστόσο από τη συσχέτιση του fading), χωρίς άπλωμα στη συχνότητα, δηλαδή χωρίς κόστος αποδοτικότητας φάσματος. Άλλο ένα πλεονέκτημα του MIMO είναι η ιδιότητα της από κοινού κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης των πολλαπλών ρευμάτων αφού αυτά προορίζονται για τον ίδιο χρήστη. Ωστόσο, η ισομορφία μεταξύ MIMO και CDMA εκτείνεται αρκετά στο πεδίο της σχεδίασης του αλγόριθμου δέκτη.

Να σημειωθεί ότι, αντίθετα απ' το CDMA όπου οι κώδικες των χρηστών είναι ημιορθογωνικές απ' τη σχεδίαση, η διαχωριστικότητα των MIMO καναλιών έγκειται στην παρουσία του πλούσιου multipath το οποίο χρειάζεται για να κάνει το κανάλι χωρικά επιλεκτικό. Έτσι, το MIMO μπορούμε να πούμε ότι εκμεταλλεύεται αποτελεσματικά το multipath. Σε αντίθεση κάποια συστήματα έξυπνων κεραιών αποδίδουν καλύτερα σε LOS ή κοντά σε LOS συνθήκες. Αυτό είναι αλήθεια ειδικά στην περίπτωση που το κριτήριο βελτιστοποίησης εξαρτάται σαφώς από τη γωνία των παραμέτρων άφιξης /αναχώρησης. Εναλλακτικά, οι τεχνικές diversity – oriented των έξυπνων κεραιών αποδίδουν καλά σε NLOS, αλλά προσπαθούν να μετριάσουν το multipath παρά να το εκμεταλλευτούν.

Γενικά, ο βαθμός του MIMO καναλιού ορίζεται ως ο αριθμός των ανεξάρτητων εξισώσεων που δίδονται από τα παραπάνω αναφερθέν γραμμικό σύστημα. Είναι επίσης ίσο με τον αλγεβρικό βαθμό του $M \times N$ πίνακα καναλιού. Ο βαθμός αυτός είναι πάντα μικρότερος του αριθμού των TX και των RX κεραιών. Εναλλακτικά, ακολουθώντας τα ανάλογο γραμμικής άλγεβρας, αναμένουμε ότι ο αριθμός των ανεξάρτητων σημάτων που μπορεί να μεταδώσει κάποιος μέσω του MIMO συστήματος είναι το πολύ ίσος με το βαθμό του καναλιού. Στο παραπάνω παράδειγμα ο βαθμός είναι ίσος με τρία και το σύστημα δεικνύει ένα ονομαστικό κέρδος αποδοτικότητας φάσματος ίσο με τρία, χωρίς κωδικοποίηση. Ωστόσο, από μηχανική πλευράς, η αποδοτικότητα ζεύξης καθορίζεται από τον αριθμό των μεταδιδόμενων ρευμάτων και το επίπεδο του BER σε κάθε ρεύμα, παρά από τον αριθμό των ανεξάρτητων ρευμάτων εισόδου. Εφ' όσον η κωδικοποίηση στα σήματα πολλαπλών κεραιών (π.χ. χώρου – χρόνου) έχει αποφασιστική επίδραση στο BER, γίνεται μια σημαντική συνιστώσα της MIMO σχεδίασης. Το πώς η κωδικοποίηση και η πολυπλεξία ανταλλάσσονται μεταξύ τους είναι ένα θέμα κλειδί, και αναλύεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια στην παράγραφο 3.5.

3.3 MIMO Θεωρία Πληροφορίας

Στην παράγραφο αυτή, αναλύονται τα απόλυτα κέρδη που προσφέρει το MIMO όσον αφορά τα όρια χωρητικότητας. Αρχικά με βάση τις βασικές εξισώσεις τους συγκρίνονται οι SISO (Single-input-single-output) SIMO (Single-input- multiple – output) και MIMO χωρητικότητες, και κατόπιν λαμβάνονται και πιο πολλές περιπτώσεις στις οποίες είναι πιθανή η εκ των προτέρων γνώση του καναλιού. Τέλος, αναλύονται κάποια χρήσιμα αποτελέσματα σε σχέση με τον αριθμό κεραιών και το SNR. Να σημειωθεί ότι εδώ δεν εξετάζεται η απόδοση της κυψελωτής MIMO χωρητικότητας, που λαμβάνει υπ' όψη του αλληλοπαρεμβολή από πλευράς θεωρίας πληροφορίας, η από πλευράς επεξεργασίας σήματος.

3.3.1 Θεμελιώδη αποτελέσματα

Για ένα SISO (1X1) σύστημα χωρίς μνήμη, η χωρητικότητα δίνεται από τη σχέση

$$C = \log_2(1 + \rho |h|^2) \text{ b/s/Hz} \quad (3.1)$$

όπου h είναι το κανονικοποιημένο μιγαδικό κέρδος ενός σταθερού ασύρματου καναλιού, ή μιας συγκεκριμένης πραγματοποίησης ενός τυχαίου καναλιού. Στην (3.1) και ακολούθως, το ρ είναι ο SNR σε οποιαδήποτε RX κεραία. Όσο παρατάσσουμε κι άλλες κεραίες RX οι στατιστικές της χωρητικότητας βελτιώνονται και με M RX κεραίες έχουμε SIMO σύστημα με χωρητικότητα που δίδεται από τη σχέση

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right) \text{ b/s/Hz} \quad (3.2)$$

όπου h_i , είναι το κέρδος της i κεραίας RX. Να σημειωθεί ότι η αύξηση της τιμής του M έχει σαν αποτέλεσμα την λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας. Παρόμοια, εάν προσβλέπουμε σε diversity μετάδοση, στη συνήθη περίπτωση που δεν υπάρχει εκ των προτέρων γνώση καναλιού, έχουμε το MISO σύστημα με N TX κεραίες και η χωρητικότητα δίνεται από

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) \text{ b/s/Hz} \quad (3.3)$$

όπου η κανονικοποίηση από τον παράγοντα N εξασφαλίζει μια σταθερή συνολική ισχύ μετάδοσης, και δείχνει την απουσία του κέρδους διάταξης στην περίπτωση αυτή (συγκρινόμενη με την υπόθεση στη (3.2) όπου η ενέργεια καναλιού συνδυάζεται σύμφωνα). Να σημειωθεί και πάλι ότι η χωρητικότητα έχει λογαριθμική σχέση με το N . Τώρα, ας θεωρηθεί η χρήση της diversity, τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη ότι μας δίνει ένα MIMO σύστημα. Για N TX και M RX κεραίες μετάδοσης, έχουμε τη γνωστή εξίσωση χωρητικότητας

$$C = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) \right) \text{ b/s/Hz} \quad (3.4)$$

όπου (*) σημαίνει ανάστροφο – συζυγές και H είναι ο $M \times N$ πίνακας καναλιού. Να σημειωθεί ότι τόσο η (3.3) όσο και η (3.4) βασίζονται σε N ίσης ισχύος (EP) ασυσχέτιστες πηγές. Ο Foschini και ο Telatar έδειξαν ότι η χωρητικότητα στην (3.4) αυξάνεται γραμμικά με $m = \min(M, N)$, παρά λογαριθμικά. Το αποτέλεσμα αυτό εξηγείται ακολούθως.

Η ορίζουσα οδηγεί σε ένα γινόμενο $\min(M, N)$ μη μηδενικών ιδιοτιμών, όπου η κάθε ιδιοτιμή χαρακτηρίζει το SNR πάνω σε μια αποκαλούμενη ιδιοκατάσταση καναλιού. Μια ιδιοκατάσταση αντιστοιχεί στη μετάδοση που χρησιμοποιεί ένα ζεύγος μοναδικών αριστερών και δεξιών διανυσμάτων του πίνακα καναλιού καθώς οι κεραίες μετάδοσης και λήψης «ζυγίζουν» αντίστοιχα. Χάρη στις ιδιότητες του λογαρίθμου, η συνολική χωρητικότητα είναι το άθροισμα των χωρητικοτήτων κάθε μιας εξ αυτών κατάστασης, με αποτέλεσμα τον πολλαπλασιασμό της χωρητικότητας. Ξεκάθαρα, αυτή η αύξηση

εξαρτάται από τις ιδιότητες των ιδιοτιμών. Εάν εξασθενούσαν γρήγορα τότε δεν θα λάμβανε χώρα η γραμμική αύξηση. Ωστόσο, για απλά κανάλια, οι ιδιοτιμές έχουν μια γνωστή οριακή κατανομή, και τείνουν να τοποθετούνται κατά διαστήματα κατά μήκος του εύρους της κατανομής.

Με την χωρητικότητα να ορίζεται σαν τυχαία μεταβολή, το ζήτημα που γεννάται είναι πως αυτή θα χαρακτηριστεί καλύτερα. Συνήθως χρησιμοποιείται η μέση (η εργοδική) χωρητικότητα και η *capacity outage*. Οι μετρήσεις της διακοπής χωρητικότητας (βασίζονται συνήθως σε εξομοίωση) συχνά δηλώνονται ως $C_{0.1}$ ή $C_{0.01}$, που στην πράξη σημαίνει ότι οι τιμές αυτές της χωρητικότητας υποστηρίζουν το 90% ή το 99% του χρόνου, και δεικνύουν φυσικά την αξιοπιστία του συστήματος. Μια πλήρης περιγραφής της χωρητικότητας θα απαιτούσε την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας ή κάτι ισοδύναμο.

Χρειάζεται βέβαια κάποια προσοχή στην ερμηνεία των παραπάνω εξισώσεων. Η χωρητικότητα όπως προσεγγίζεται εδώ βασίζεται σε μια «quasi – static» ανάλυση όπου το κανάλι ποικίλει από ριπή σε ριπή. Χωρίς burst το κανάλι θεωρείται σταθερό και θεωρείται επίσης ότι επαρκή bits μεταδίδονται για τον standard άπειρο ορίζοντα χρόνου της θεωρίας πληροφορίας, ώστε να έχουν νόημα. Μια δεύτερη παρατήρηση είναι ότι η εστίαση γίνεται για single – user MIMO χρήστη, αλλά πολλά αποτελέσματα εφαρμόζονται σε συστήματα πολλαπλών χρηστών με diversity δέκτη. Τέλος η γραμμική αύξηση χωρητικότητας είναι βάσιμη σε συγκεκριμένες συνθήκες καναλιού. Αρχικά παράχθηκε για το ανεξάρτητο και ομοιόμορφο κατανεμημένο κανάλι με fading τύπου Rayleigh. Για άλλες περιπτώσεις δεν ισχύει. Για παράδειγμα, εάν στοιβαχτεί μεγάλος αριθμός κεραιών σε μικρό χώρο, τότε τα κέρδη στο H μπορεί να γίνουν υψηλά συσχετιζόμενα και η γραμμική σχέση θα ξεφύγει λόγω των επιδράσεων της συσχέτισης κεραιών. Σε αντίθεση, άλλες επιδράσεις στη μετάδοση ίσως ενισχύσουν τα κέρδη χωρητικότητας του MIMO, όπως για παράδειγμα το άπλωμα λόγω διάδοσης σε πολλαπλά μονοπάτια. Αυτό μπορεί να δειχθεί στην περίπτωση που το κανάλι είναι γνωστό αλλά άγνωστο.

Γενικά, η επίδραση του μοντέλου καναλιού είναι ισχυρή. Μπορούν εύκολα να επιλεχθούν περιβάλλοντα, που δίνουν κανάλια όπου οι MIMO χωρητικότητες δεν αυξάνονται γραμμικά με τον αριθμό κεραιών. Ωστόσο, οι περισσότερες μετρήσεις και τα υπάρχοντα μοντέλα δίνουν χωρητικότητες της ίδιας τάξης μεγέθους με την θεωρητική προσέγγιση. Επίσης η γραμμική αύξηση είναι συνήθως ένα λογικό μοντέλο για μέτριο αριθμό κεραιών που δεν είναι πολύ κοντά τοποθετημένες.

3.3.2 Θεωρητική πληροφορία για την MIMO χωρητικότητα

1) *Υπόβαθρο*: Εφόσον η ανάδραση είναι ένα σημαντικό στοιχείο της ασύρματης σχεδίασης (αν και όχι απαραίτητο), είναι χρήσιμη η προσέγγιση της χωρητικότητας σε περιπτώσεις που ο πομπός έχει εκ των προτέρων γνώση του καναλιού. Το MIMO μοντέλο σήματος είναι:

$$r = Hs + n \quad (3.5)$$

Στην (3.5) r είναι το $M \times 1$ λαμβανόμενο διάνυσμα σήματος, s είναι το $N \times 1$ μεταδιδόμενο διάνυσμα σήματος και n είναι ένα $M \times 1$ διάνυσμα προσθετικού θορύβου που θεωρείται μιγαδικό γκαουσιανό με κάθε στοιχείο να έχει διασπορά ίση με s^2 . Για λόγους ευκολίας, κανονικοποιείται η ισχύς θορύβου έτσι ώστε $s^2=1$. Ας σημειωθεί ότι η εξίσωση συστήματος παριστά ένα μοναδικό MIMO χρήστη που επικοινωνεί πάνω σε ένα κανάλι με fading και λευκό προσθετικό θόρυβο (AWGN). Η μόνη αλληλοπαρεμβολή εδώ είναι η αυτοαλληλοπαρεμβολή μεταξύ των ρευμάτων εισόδου στο MIMO σύστημα.

Έστω \mathbf{Q} ο πίνακας συμμεταβλητότητας του s . Τότε η χωρητικότητα του συστήματος που περιγράφεται από την εξίσωση (3.5) δίνεται από τη σχέση

$$C = \log_2 \det(\mathbf{I}_M + \mathbf{H}\mathbf{Q}\mathbf{H}^*) \quad \text{b/s/Hz} \quad (3.6)$$

όπου το ίχνος του \mathbf{Q} $\text{tr}(\mathbf{Q}) \leq p$ παρέχει ένα κοινό όριο ισχύος. Για ισοδύναμες ασυσχέτιστες πηγές $\mathbf{Q} = \left(\frac{p}{N}\right)\mathbf{I}_N$, και η (3.6) καταπίπτει στην (3.4). Αυτό είναι βέλτιστο, όταν ο \mathbf{H} είναι άγνωστος στον πομπό και η κατανομή εισόδου που μεγιστοποιεί την πληροφορία είναι η γκαουσιανή κατανομή. Με ανάδραση καναλιού \mathbf{H} πιθανόν γνωστή στον πομπό και ο βέλτιστος \mathbf{Q} δεν είναι ανάλογος στον μοναδικό πίνακα, αλλά συντίθεται διαφορετικά.

Η μορφή της εξίσωσης (3.6) γεννά δύο σημαντικά ερωτήματα: Πρώτον, ποια είναι η επίδραση του \mathbf{Q} . Εάν συγκρίνουμε τη χωρητικότητα που επιτυγχάνεται από τον $\mathbf{Q} = \left(\frac{p}{N}\right)\mathbf{I}_N$ (ισοδύναμη μετάδοση ή καθόλου ανάδραση), και τον βέλτιστο \mathbf{Q} που βασίζεται σε τέλεια εκτίμηση καναλιού και ανάδραση, τότε μπορούμε να υπολογίσουμε ένα μέγιστο κέρδος χωρητικότητας που οφείλεται στην ανάδραση. Το δεύτερο ερώτημα αφορά στην επίδραση του πίνακα \mathbf{H} . Για την περίπτωση Rayleigh fading έχουμε γραμμική αύξηση χωρητικότητας. Για ένα ευρύτερο πεδίο μοντέλων καναλιού, όπως για παράδειγμα συσχετιζόμενο fading κ.α. ίσως η κατάσταση είναι διαφορετική.

Η (2.4) μπορεί να ξαναγραφτεί με την εξής μορφή:

$$C_{EP} = \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{p}{N} l_i \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (3.7)$$

όπου l_1, l_2, \dots, l_m είναι οι μηδενικές ιδιοτιμές του $\mathbf{W} = \min(M, N)$ και

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \mathbf{H}^* \mathbf{H}, M \times N \\ \mathbf{W} &= \mathbf{H} \mathbf{H}^*, N \times M \end{aligned} \quad (3.8)$$

Αυτή η μορφή μπορεί εύκολα να εξαχθεί από την απευθείας χρήση των ιδιοτήτων των ιδιοτιμών. Εναλλακτικά, είναι εφικτή η αποσύνθεση του MIMO καναλιού σε m παράλληλα ισοδύναμα SISO κανάλια πραγματοποιώντας μια SVD του \mathbf{H} . Έστω ο SVD δίνεται από τη σχέση $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^*$, όπου \mathbf{U} και \mathbf{V} είναι μοναδικοί και ο \mathbf{D} διαγώνιος με

εισόδους που καθορίζονται από $D = \text{diag}(\sqrt{l_1}, \sqrt{l_2}, \dots, \sqrt{l_m}, 0, \dots, 0)$ Έτσι η (3.5) ξαναγράφεται:

$$y' = D x' + n' \quad (3.9)$$

όπου $y' = U^* r$, $x' = V^* s$ και $n' = U^* n$.

Η εξίσωση (3.9) παριστά το σύστημα σήματος σαν m ισοδύναμα παράλληλα SISO ιδιοκανάλια με ισχείς σήματος που δίνονται από τις ιδιοτιμές l_1, l_2, \dots, l_m . Έτσι η χωρητικότητα μπορεί να ξαναγραφτεί με βάση τις ιδιοτιμές του πίνακα W . Στην Rayleigh fading περίπτωση ο πίνακας W μπορεί να γραφτεί και σαν πίνακας Wishart.

Τώρα θα δοθεί μια περίληψη των αποτελεσμάτων περί χωρητικότητας, σε δύο υποκατηγορίες. Όταν το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό και όταν δεν είναι. Εστιάζονται τα δύο προαναφερθέντα ερωτήματα: ποια η επίδραση του καναλιού, και ποια η επίδραση της ανάδρασης;

2) *Κανάλι γνωστό στον πομπό (Waterfilling)*. Όταν το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό (και στον δέκτη) γνωρίζουμε το H και βελτιστοποιούμε την χωρητικότητα πάνω στο θέμα του Q στο όριο ισχύος $\text{tr}(Q) \leq p$. Σε αυτήν την περίπτωση το Q είναι γνωστό και καλείται waterfilling λύση. Ένας απλός αλγόριθμος χρησιμοποιείται για τη λύση και η χωρητικότητα δίνεται από τη σχέση:

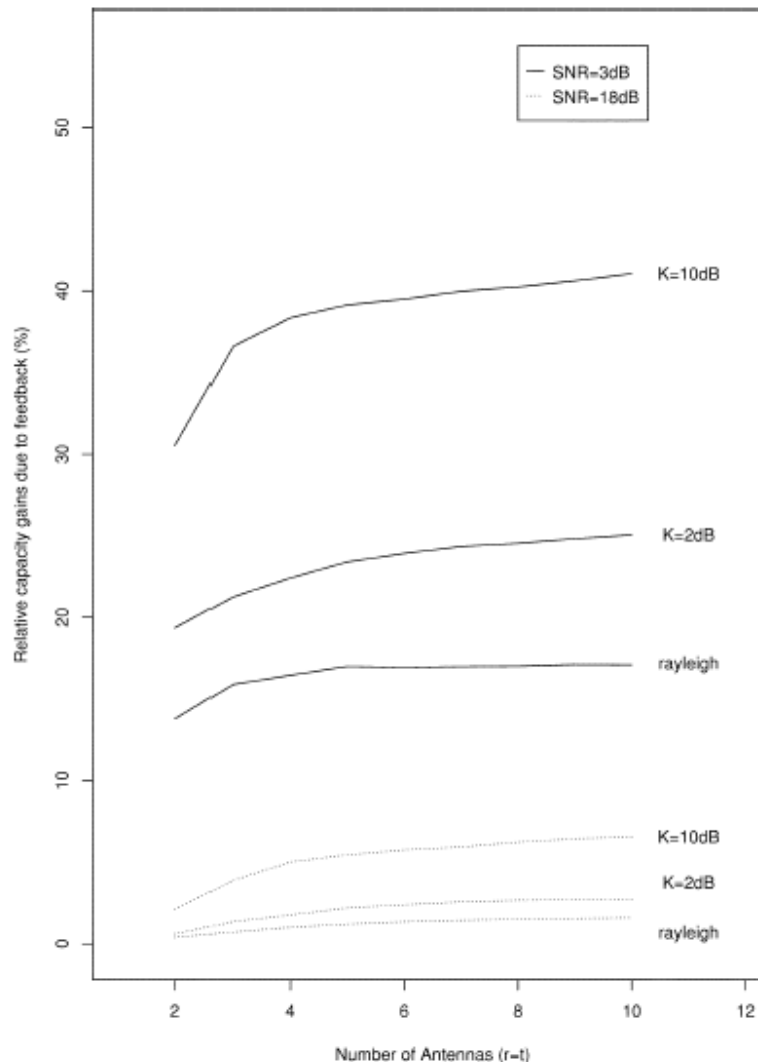
$$C_{WF} = \sum_{i=1}^m \log_2(\mu l_i)^+ \text{ b/s/Hz} \quad (3.10)$$

όπου η τιμή του μ επιλέγεται τέτοια ώστε να ικανοποιεί την σχέση:

$$p = \sum_{i=1}^m (\mu l_i - 1)^+ \quad (3.11)$$

και ο τελεστής $+$ δηλώνει ότι λαμβάνουμε μόνο τους θετικούς όρους. Εφόσον το μ είναι σύνθετη συνάρτηση (μη γραμμική) των l_1, l_2, \dots, l_m η κατανομή της C_{WF} εμφανίζεται ατίθαση ακόμα και στην περίπτωση Wishart όπου η κοινή κατανομή των l_1, l_2, \dots, l_m είναι γνωστή. Ωστόσο η C_{WF} μπορεί να εξομοιωθεί χρησιμοποιώντας την (3.10) και την (3.11) για οποιοδήποτε δοθέν W έτσι ώστε η βέλτιστη χωρητικότητα να μπορεί να υπολογιστεί αριθμητικά για οποιοδήποτε κανάλι.

Η επίδραση στην χωρητικότητα των συνθηκών καναλιού ποικίλει. Για παράδειγμα στο Ricean κανάλια αυξάνοντας την LOS ισχύ, σε σταθερούς SNR, μειώνεται η χωρητικότητα. Αυτό εξηγείται από πλευράς τάξης πίνακα καναλιού ή μέσω των ιδιοτήτων των ιδιοτιμών. Το ζήτημα του συσχετιζόμενου fading είναι αρκετά σημαντικό για πραγματοποιήσεις όπου οι κεραιές πρέπει να είναι κοντά τοποθετημένες.



■ Σχήμα 3.3. Τα εκατοστιαία σχετικά κέρδη χωρητικότητας λόγω SNR σε διάφορα SNR.

Να σημειωθεί ότι τα κέρδη WF πάνω σε EP είναι σημαντικά σε χαμηλά SNR αλλά τείνουν στο μηδέν καθώς το SNR αυξάνεται. Τα κέρδη που παρέχονται από το WF φαίνεται πως οφείλονται στις συσχετίσεις στο Q , παρά σε οποιαδήποτε άνιση κατανομή ισχύος κατά μήκος της διαγωνίου στο Q . Σε ένα ευρύ πεδίο αριθμού κεραιών και μοντέλων καναλιού τα κέρδη λόγω αντίδρασης είναι συνήθως λιγότερο από το 30% για SNR μεγαλύτερο των 10db. Από τα μηδέν ως τα 10db τα κέρδη είναι συνήθως χαμηλότερα των 60%. Για τιμές SNR κάτω των 0db είναι εφικτά μεγάλα κέρδη, με τιμές περί του 200% να αναφέρονται στα 10db. Το γεγονός ότι τα κέρδη ανάδρασης μειώνονται σε υψηλά επίπεδα SNR εξηγείται ακολούθως. Γνώση του καναλιού μετάδοσης παρέχει κυρίως κέρδος διάταξης εκπομπής. Σε αντίθεση, κέρδη όπως το diversity gain και το κέρδος πολυπλεξίας δεν απαιτούν αυτή τη γνώση, γιατί αυτά πιάνονται από τυφλά σχήματα μετάδοσης όπως τα STCS και ο V-BLAST. Εφόσον η σχετική σημαντικότητα του κέρδους διάταξης εκπομπής στην ενίσχυση του SNR μειώνεται στην περιοχή των υψηλών SNR, το πλεονέκτημα της ανάδρασης επίσης μειώνεται.

3) *Κανάλι άγνωστο στον πομπό*: Εδώ η χωρητικότητα δίνεται από την (3.4). Αυτή η σχέση εξάγεται από τους Foschini και Telatar από δύο πλευρές. Ο Telatar ξεκίνησε από την (3.6) και έδειξε ότι η σχέση $Q = \left(\frac{\rho}{N}\right)I_N$ είναι βέλτιστη για Rayleigh fading. Ο Foschini κατέληξε στην 3.4 ξεκινώντας από μια παραδοχή όσης ισχύος. Η μεταβλητή C_{EP} αναλύεται περισσότερο από ότι η C_{WF} . Πρόσθετα, δίνεται η MGF, αν και είναι περίπλοκη όντας σε μορφή ορίζουσας. Για πιο σύνθετα κανάλια, όλο και πιο γρήγορα έχουμε διαθέσιμα αποτελέσματα. Και πάλι, σε Ricean κανάλια, η χωρητικότητα μειώνεται καθώς αυξάνεται η σχετική LOS ισχύς. Σημαντική επίσης είναι η επίδραση της συσχέτισης, γι' αυτό έχουν αναπτυχθεί πολλά φυσικά μοντέλα και μετρήσεις ώστε να εκτιμηθεί ο βαθμός επίδρασης. Για παράδειγμα, η C_{EP} φαίνεται πως φτάνει στον κόρο καθώς ο αριθμός των κεραιών αυξάνεται, είτε σε περιβάλλοντα σποραδικής σκέδασης, είτε σε πυκνές MIMO διατάξεις.

3.3.3 Αποτελέσματα οριακής χωρητικότητας

Τα ακριβή αποτελέσματα της παραγράφου 3.3.2 εξαρτώνται όλα από την Rayleigh fading παραδοχή. Για άλλα σενάρια, υπάρχουν πολύ λίγα αποτελέσματα. Γι' αυτό, είναι χρήσιμο να εξεταστεί οριακά η χωρητικότητα, όχι μόνο για να καλυφθεί ένα ευρύτερο πεδίο περιπτώσεων, αλλά επίσης για να δοθούν απλά και διαισθητικά αποτελέσματα και να μελετηθεί η προοπτική σε συστήματα πολύ μεγάλης κλίμακας. Το γεγονός που εκπλήσσει στην οριακή μελέτη είναι η ακρίβεια των αποτελεσμάτων. Πολλοί συγγραφείς εξετάζουν την οριακή υπόθεση καθώς $M, N \rightarrow \infty$ και $M, N \rightarrow c$, για κάποια σταθερά c . Αυτή η υπόθεση παριστά τη χρήσιμη περίπτωση όπου ο αριθμός των κεραιών αυξάνεται αναλογικά τόσο στον TX όσο και στον RX. Συγκεκριμένα, καλύπτεται η υπόθεση όπου $M=N$, και μάλιστα σε μεγάλη τιμή. Βρέθηκε ότι αυτά τα αποτελέσματα που βασίζονται στην οριακή προσέγγιση είναι χρήσιμα ακόμα και όταν $M=2$!

(1) *Κανάλι γνωστό στον πομπό*: Σε αυτήν την περίπτωση δεν υπάρχουν πολλά αναλυτικά αποτελέσματα, αλλά μια ανάλυση δείχνει ότι ο λόγος C_{WF} / M τείνει σε μια σταθερά, m_{WF} , για μεγάλα συστήματα, τόσο σε Rayleigh, όσο και σε συσχετιζόμενες συνθήκες fading. Το υπόλοιπο της γνώσης για το σύστημα μεγάλης κλίμακας βασίζεται σε εξομοιώσεις, όπως η γραμμική αύξηση της C_{WF} σε συνθήκες Ricean fading, και η ακρίβεια των Gaussian προσεγγίσεων στην C_{WF} τόσο σε Rayleigh, όσο και σε Ricean περιπτώσεις.

(2) *Κανάλι άγνωστο στον πομπό*: Σε αυτήν την περίπτωση έχουμε τη χωρητικότητα που δίνεται από την (3.4) ως C_{EP} . Για μεγάλα συστήματα (δεχόμενοι την Wishart υπόθεση), η μέση οριακή χωρητικότητα είναι της μορφής Mm_{EP} όπου ο m_{EP} εξαρτάται από τα M και N μόνο μέσω της αναλογίας $c = M/N$. Η οριακή διασπορά είναι σταθερή, εξαρτώμενη και πάλι πιο πολύ από το c , παρά ξεχωριστά από τα M και N . Για μια πιο γενική ομάδα καναλιών με fading, υπάρχει ένα κεντρικό οριακό θεώρημα του οποίου η εξίσωση δίνεται

$$\lim_{M, N \rightarrow \infty} \frac{C_{EP} - E(C_{EP})}{\sqrt{\text{Var}(C_{EP})}} = Z \quad (3.12)$$

όπου $M, N \rightarrow \infty$ καθώς $M, N \rightarrow \infty$ και η $Z : N(0,1)$ είναι μια τυπική γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή. Έτσι, για την Wishart υπόθεση οι γκαουσιανές προσεγγίσεις λαμβάνονται υπόψη για τη C_{EP} χρησιμοποιώντας την ακριβή μέση τιμή και διασπορά, ακόμα και όταν $M=2$, και για Rayleigh και για Ricean κανάλια. Σε άλλη περίπτωση, δείχνεται ότι ο λόγος C_{EP} / M τείνει σε μια σταθερά m_{EP} , για μεγάλα συστήματα, τόσο σε Rayleigh όσο και σε συσχετιζόμενα fading. Αποδεικνύεται επίσης ότι η συσχέτιση μειώνει πάντα το m_{EP} . Σε ασυμπτωτικά αποτελέσματα στο SNR, ο Gesbert δίνει τόσο χαμηλά, όσο και υψηλά SNR αποτελέσματα χωρητικότητας για μεγάλα συστήματα. Αποδεικνύεται ότι σε μεγάλα SNR οι C_{EP} και C_{WF} είναι ισοδύναμες.

3.4 Μετάδοση στα συστήματα MIMO

Αν και η θεωρητική ανάλυση μπορεί αυτοδύναμα να εκκινήσει αρχιτεκτονικές σχεδίασης δέκτη, έχει συνήθως το ελάττωμα ότι δεν αντανακλά την απόδοση που επιτυγχάνεται σε πραγματικά συστήματα μετάδοσης, εφόσον παρέχει ένα άνω όριο που δίνεται από αλγόριθμους και κώδικες με απεριόριστη πολυπλοκότητα. Η ανάπτυξη αλγορίθμων με μια λογική αναλογία BER και πολυπλοκότητας χρειάζεται για να πραγματοποιηθούν στην πράξη τα συστήματα MIMO. Εδώ, δίδονται περιληπτικά κάποια MIMO οχήματα μετάδοσης, και συγκρίνονται οι αποδόσεις.

3.4.1 Γενικές αρχές

Τα έως τώρα σχήματα μετάδοσης σε MIMO κανάλια χωρίζονται τυπικά σε δύο κατηγορίες: σχήματα μεγιστοποίησης πληροφοριακού ρυθμού και μεγιστοποίησης diversity (αν και τελευταία γίνονται προσπάθειες ενοποίησης αυτών). Στην πρώτη κατηγορία εστιάζεται η βελτίωση της χωρητικότητας. Για παράδειγμα στο παράδειγμα του σχήματος 3.2 ο στόχος είναι απλά η πραγματοποίηση χωρικής πολυπλεξίας καθώς στέλνουμε τόσα πολλά ανεξάρτητα σήματα, όσες κεραίες έχουμε για συγκεκριμένο error rate.

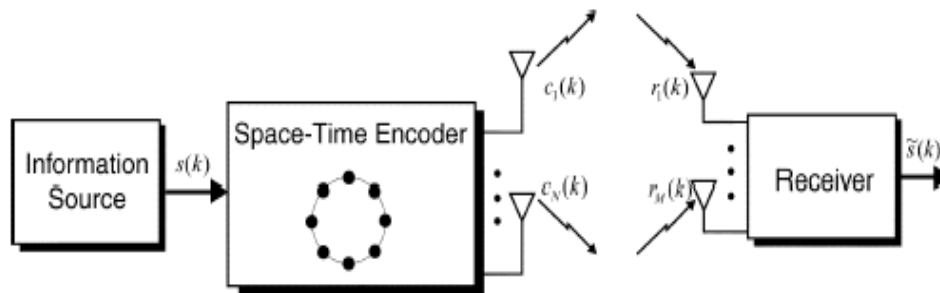
Πιο γενικά ωστόσο, τα ανεξάρτητα ρεύματα πρέπει να κωδικοποιηθούν από κοινού ώστε να προστατευθεί η μετάδοση από λάθη που συμβαίνουν λόγω fading, θορύβου και αλληλοπαρεμβολής. Αυτό οδηγεί σε μια δευτέρου είδους προσέγγιση, στην οποία γίνεται προσπάθεια να μειωθεί είτε η outage πιθανότητα, είτε η outage χωρητικότητα.

Να σημειωθεί ότι εάν το επίπεδο πλεονασμού αυξάνεται μεταξύ των TX κεραίων μέσω από κοινού κωδικοποίησης, το ποσό της ανεξαρτησίας μεταξύ των σημάτων μειώνεται. Εντέλει, είναι εφικτό να κωδικοποιήσουμε τα σήματα έτσι ώστε ο ενεργός πληροφοριακός ρυθμός να επιστρέψει σε αυτόν ενός συστήματος μιας κεραίας. Έτσι κάθε TX κεραία βλέπει μια διαφορετικά κωδικοποιημένη πλήρως πλεονάζουσα έκδοση

του ίδιου σήματος. Σε αυτήν την περίπτωση, οι πολλαπλές κεραιές χρησιμοποιούνται μόνο σαν πηγή χωρικής diversity, και όχι για να αυξηθεί το data rate, ή έστω όχι με έναν απευθείας τρόπο.

Το σύνολο των διατάξεων που πραγματοποιούν από κοινού κωδικοποίηση πολλαπλών ΤΧ κεραιών, λέγονται STCs. Σε αυτά τα σχήματα, ένας αριθμός κωδικών συμβόλων, ίσος με τον αριθμό των κεραιών ΤΧ γεννώνται και μεταδίδονται ταυτόχρονα (ένα σύμβολο από κάθε κεραιά). Αυτά τα σύμβολα παράγονται από τον κωδικοποιητή χώρου – χρόνου, έτσι ώστε με την κατάλληλη επεξεργασία σήματος και αποκωδικοποίηση στον δέκτη, το diversity κέρδος να μεγιστοποιείται.

Η πρώτη προσπάθεια ανάπτυξης STC έγινε από τους Seshadri και Winters, και εμπνευστήκαμε από το delay diversity σχήμα του Wittneben. Ωστόσο, το κλειδί στην ανάπτυξη του STC δόθηκε με τη μορφή κωδικών trellis, που απαιτούσαν ένα πολυδιάστατο αλγόριθμο Viterbi (διάνυσμα) στο δέκτη για αποκωδικοποίηση. Αυτοί οι κώδικες δείχθηκε ότι παρείχαν ένα diversity κέρδος ισοδύναμο με τον αριθμό ΤΧ κεραιών, και πρόσθετα ένα κέρδος κωδικοποίησης που εξαρτάται από την πολυπλοκότητα του κώδικα (π.χ. αριθμός καταστάσεων trellis) χωρίς καμία απώλεια στην αποδοτικότητα του φάσματος. Κατόπιν η δημοτικότητα των STC απογειώθηκε με την ανακάλυψη των μπλοκ κωδικών χώρου – χρόνου (STBCS). Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι λόγω κατασκευής τους οι STBCS μπορούν να αποκωδικοποιηθούν χρησιμοποιώντας απλή γραμμική επεξεργασία στον δέκτη (σε αντίθεση με το διάνυσμα Viterbi που απαιτείται για ST κώδικες trellis (STTC)). Αν και οι κώδικες STBC δίνουν το ίδιο κέρδος diversity με τους STTC για τον ίδιο αριθμό ΤΧ κεραιών, παρέχουν μηδενικό ή ελάχιστο κέρδος κωδικοποίησης. Παρακάτω περιγράφονται περιληπτικά οι βασικές αρχές των STC και οι προεκτάσεις τους στην περίπτωση MIMO.



■ Σχήμα 3.4.Κωδικοποίηση χώρου-χρόνου.

3.4.2 Μεγιστοποίηση diversity με STTC

Για κάθε σύμβολο εισόδου s_i ένας κωδικοποιητής χώρου – χρόνου παράγει N κώδικα σύμβολα $c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{iN}$. Αυτά τα N κωδικά σύμβολα μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις N

κεραίες μετάδοσης. Ορίζουμε το διάνυσμα κωδικού ως $\mathbf{c}_l = [c_{l1}, c_{l2}, \dots, c_{lN}]^T$. Ας υποθέσουμε ότι μεταδόθηκε η ακολουθία κωδικών διανυσμάτων

$$\mathbf{C} = \{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_L\}$$

Θεωρούμε την πιθανότητα ο αποκωδικοποιητής να αποφασίζει λανθασμένα για την ακολουθία

$$\mathbf{C}^0 = \{\mathbf{c}_1^0, \mathbf{c}_2^0, \dots, \mathbf{c}_L^0\}.$$

Ας θεωρήσουμε ένα frame ή block δεδομένων μήκους L και ας ορίσουμε τον $N \times N$ πίνακα σφαλμάτων \mathbf{A} ως:

$$A(\mathbf{C}, \mathbf{C}^0) = \sum_{l=1}^L (\mathbf{c}_l - \mathbf{c}_l^0)(\mathbf{c}_l - \mathbf{c}_l^0)^*. \quad (3.13)$$

Εάν η ideal channel state information (CSI) $H(l), l = 1, \dots, L$ είναι διαθέσιμη στον δέκτη, είναι εφικτό ναδειχθεί ότι η πιθανότητα να μεταδοθεί το \mathbf{C} και να αποφασίζεται το \mathbf{C}^0 έχει άνω όριο για ένα κανάλι με fading τύπου Rayleigh και δίνεται από τη σχέση

$$P(\mathbf{C} \otimes \mathbf{C}^0) \leq \prod_{i=1}^r b_i \frac{\bar{\rho}^M}{M} (E_s / 4N_0)^{-rM} \quad (3.14)$$

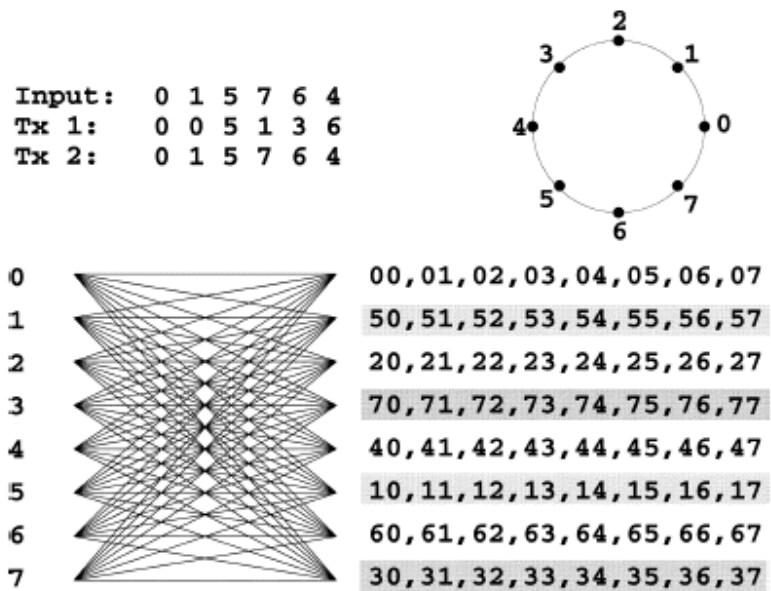
όπου E_s είναι η ενέργεια συμβόλου και N_0 η φασματική πυκνότητα θορύβου, r η τάξη του πίνακα λαθών \mathbf{A} και $b_i, i = 1, \dots, r$ οι μη μηδενικές ιδιοτιμές του \mathbf{A} . Φαίνεται εύκολα πως η πιθανότητα του ορίου λάθους στην (3.14) είναι παρόμοια με το όριο λάθους για διαμόρφωση με κώδικα trellis για fading κανάλια. Ο όρος

$g_r = \prod_{i=1}^r b_i$ παριστά το κέρδος κωδικοποίησης που επετεύχθη από τον STC και ο όρος $E_s / 4N_0^{-rM}$ παριστά ένα diversity κέρδος της τάξης rM . Εφόσον $r \leq N$ η εξολοκλήρου τάξη diversity είναι πάντα μικρότερη ή ίση του MN . Ξεκάθαρα, σχεδιάζοντας ένα STTC, η τάξη του πίνακα σφάλματος r , πρέπει να μεγιστοποιηθεί (μεγιστοποιώντας έτσι το κέρδος diversity) και ταυτόχρονα το g_r πρέπει να μεγιστοποιηθεί επίσης, μεγιστοποιώντας έτσι το κέρδος κωδικοποίησης.

Σαν παράδειγμα για τα STTCs, παρέχουμε ένα 8-PSK 8 καταστάσεων STC που σχεδιάστηκε για δύο TX κεραίες. Το σχήμα 2.5 παρέχει περιγραφή του 8-PSK καθώς και την trellis περιγραφή γι' αυτόν τον κώδικα. Κάθε σειρά στον πίνακα του σχ.3.5 παριστά τα label για μεταβάσεις από την αντίστοιχη κατάσταση. Η τιμή $s_1 s_2$ δείχνει ότι το σύμβολο s_1 μεταδίδεται στην πρώτη κεραία και το σύμβολο s_2 στη δεύτερη. Το ρεύμα των bits εισόδου στον κωδικοποιητή ST χωρίζεται σε γκρουπ των 3 bit και κάθε

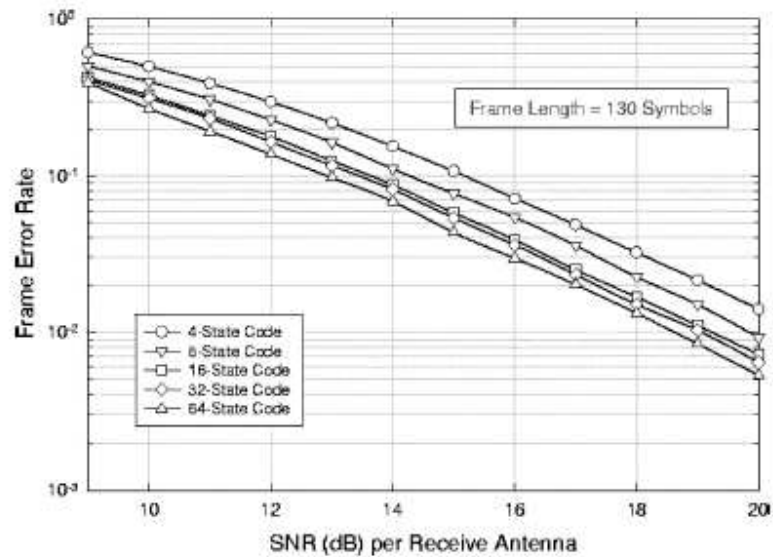
γκρουπ οδηγείται σε ένα από τα 8 constellation σημεία. Αυτός ο κώδικας έχει αποδοτικότητα φάσματος 3 bits ανά χρήση καναλιού.

Το σχήμα 3.6 δίνει την απόδοση ενός 4-PSK STTC για δύο TX και μια RX κεραία με διαφορετικό αριθμό καταστάσεων. Εφόσον τα αυθεντικά STTC εκδόθηκαν από τον Τατοκη, γίνεται πρόσθετη έρευνα στην κατεύθυνση της βελτιστοποίησης της απόδοσης των αυθεντικών σχεδιασμών. Αυτοί οι σχεδιασμοί έγιναν με το χέρι και έτσι δεν είναι βέλτιστοι. Τα τελευταία χρόνια προτείνονται πολλά νέα σχήματα ή και παραλλαγές του αρχικού σχεδίου. Ωστόσο στις πιο πολλές περιπτώσεις έχουμε μικρή διαφορά στα κέρδη.



8-PSK 8-State Space-Time Code with 2 Tx Antennas

■ Σχήμα 3.5.Ο 8-PSK STC 8 καταστάσεων με 2 ΤΧ κεραίες.

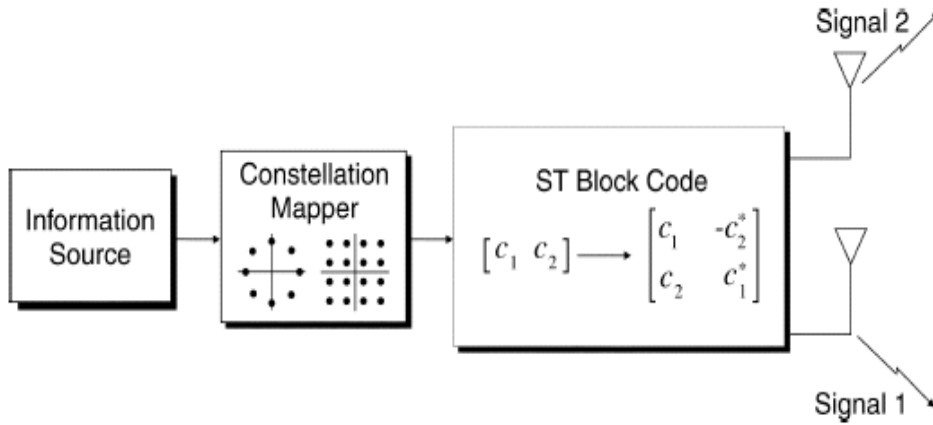


■ Σχήμα 3.6. Απόδοση των 4-PSK STTCs με 2 TX και 1 RX κεραία.

3.4.3 Μεγιστοποιώντας την diversity με STBCs

Όταν ο αριθμός των κεραιών είναι σταθερός, η πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης του trellis voting χώρου χρόνου αυξάνεται εκθετικά συναρτήσει του επιπέδου diversity και του ρυθμού μετάδοσης. Στην κατεύθυνση του προβλήματος αυτού, ο Alamouti ανακάλυψε ένα αξιόλογο κώδικα χώρου χρόνου για μετάδοση με δύο κεραίες. Αυτό το πλαίσιο υποστηρίζει μέγιστης πιθανοφάνειας ανίχνευση που βασίζεται μόνο σε γραμμική επεξεργασία στον δέκτη. Η πολύ απλή δομή της και η γραμμική επεξεργασία της κατασκευής αυτής την κάνει τόσο ελκυστική, που αποτελεί και αυτή κομμάτι των W-CDMA και CDMA 2000 προτύπων. Το σχήμα αυτό αργότερα γενικεύθηκε για αυθαίρετο αριθμό κεραιών. Το σχήμα 3.7 δείχνει την βασική ζώνης αναπαράσταση για Alamouti STBC με δύο κεραίες στον πομπό. Τα σύμβολα εισόδου στον κωδικοποιητή χώρου χρόνου χωρίζονται σε γκρουπ των δύο συμβόλων το καθένα. Σε μια δοθείσα περίοδο συμβόλου, τα δύο σύμβολα σε κάθε γκρουπ μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις δύο κεραίες. Το σήμα που μεταδίδεται από την κεραία 1 είναι το c_1 και από την 2 το c_2 . Στην επόμενη περίοδο συμβόλου το σήμα $-c_2^*$ μεταδίδεται από την 1 και το c_1^* από την 2. Έστω h_1 και h_2 τα κανάλια από την 1^η και 2^η κεραία TX, στην κεραία RX. Η κύρια παραδοχή είναι ότι το h_1 και το h_2 είναι βαθμωτά και σταθερά πάνω σε δύο συνεχόμενες περιόδους συμβόλου, δηλαδή

$$h_i(2nT) \gg h_i((2n+1)T), \quad i=1, 2$$



■ Σχήμα 2.7. Diversity πομπού με space-time block coding.

Θεωρούμε δέκτη με μια RX κεραία. Επίσης, θεωρούμε το λαμβανόμενο σήμα πάνω σε δύο συνεχείς περιόδους συμβόλων ως r_1 και r_2 . Τα λαμβανόμενα σήματα μπορούν να εκφραστούν ως

$$r_1 = h_1 c_1 + h_2 c_2 + n_1 \tag{3.15}$$

$$r_2 = -h_1 c_2^* + h_2 c_1^* + n_2 \tag{3.16}$$

όπου n_1 και n_2 παριστούν τον AWGN, και μοντελοποιούνται σαν i.i.d. μιγαδικές γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές, μηδενικής μέσης τιμής και φασματικής πυκνότητας ισχύος $N_0/2$ σε κάθε διάσταση. Ορίζουμε το λαμβανόμενο διάνυσμα σήματος

$r = [r_1, r_2]^T$, το διάνυσμα κωδικού συμβόλου $c = [c_1, c_2]^T$ και το διάνυσμα θορύβου $n = [n_1, n_2]^T$. Οι εξισώσεις (3.15) και (3.16) μπορούν να γραφτούν σε μορφή πίνακα ως

$$r = Hc + n \tag{3.17}$$

όπου ο πίνακας καναλιού ορίζεται ως

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Ο \mathbf{H} είναι τώρα ένας virtual MIMO πίνακας με διαστάσεις χώρου (στήλες), χρόνου (γραμμές), και όχι ο χωρικός πίνακας καναλιού που ορίστηκε στις προηγούμενες παραγράφους. Το διάνυσμα \mathbf{n} είναι μιγαδικό γκαουσιανό τυχαίο, με μηδενική μέση τιμή και συνδιακύμανση $N_0 \mathbf{I}_2$. Ας οριστεί \mathcal{C} το σύνολο όλων των πιθανών ζευγών συμβόλων $\mathbf{c} = \{c_1, c_2\}$. Θεωρώντας ότι όλα τα ζεύγη είναι ισοπίθανα και εφόσον το διάνυσμα θορύβου \mathbf{n} θεωρείται ως AWGN, ο βέλτιστος ML αποκωδικοποιητής είναι

$$\hat{\mathbf{c}} = \underset{\mathbf{c} \in \mathcal{C}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{c}\|^2 \quad (3.19)$$

Ο ML κανόνας αποκωδικοποίησης στην (3.19) μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω συνειδητοποιώντας ότι ο πίνακας καναλιού \mathbf{H} είναι πάντα ορθογωνικός ανεξαρτήτως των συντελεστών καναλιού. Έτσι $\mathbf{H}^* \mathbf{H} = a \mathbf{X}_2$ όπου $a = |h_1|^2 + |h_2|^2$. Ας θεωρηθεί \mathcal{Y} το τροποποιημένο διάνυσμα σήματος που δίνεται από τη σχέση

$$\mathcal{Y} = \mathbf{H}^* \mathcal{X} = a \mathcal{X} + \mathcal{N} \quad (3.20)$$

όπου $\mathcal{N} = \mathbf{H}^* \mathbf{n}$. Σε αυτή την περίπτωση, ο κανόνας αποκωδικοποίησης γίνεται:

$$\hat{\mathbf{c}} = \underset{\mathbf{c} \in \mathcal{C}}{\operatorname{argmin}} \|\mathcal{Y} - a \mathcal{X}\|^2. \quad (3.21)$$

Εφόσον ο \mathbf{H} είναι ορθογωνικός, μπορούμε εύκολα να δείξουμε ότι το διάνυσμα θορύβου \mathcal{N} θα έχει μηδενική μέση τιμή και διασπορά $a N_0 \mathbf{X}_2$. Έτσι ακολούθως με την χρήση αυτού του απλού γραμμικού συνδυασμού, ο κανόνας αποκωδικοποίησης στην (3.21) μειώνεται σε δύο ξεχωριστούς και πολύ πιο απλούς κανόνες για τα c_1 και c_2 . Στην πραγματικότητα, για το 2'1 STBC χρειάζονται μόνο δύο μιγαδικοί πολλαπλασιασμοί, και μία πρόσθεση ανά σύμβολο για την αποκωδικοποίηση. Επίσης, εφόσον χρησιμοποιείται constellation σηματοδότησης, με 2^b σημεία, ο γραμμικός αυτός συνδυασμός μειώνει τον αριθμό των μετρικών αποκωδικοποίησης που πρέπει να υπολογιστούν για ML αποκωδικοποίηση από 2^{2b} σε $2 \cdot 2^b$. Το SNR εν προκειμένω θα είναι για τα c_1 και c_2 :

$$SNR = \frac{a \mathcal{X} E_s}{N_0} \quad (3.22)$$

και έτσι παρέχεται στον δέκτη μια απόδοση δύο τμημάτων diversity.

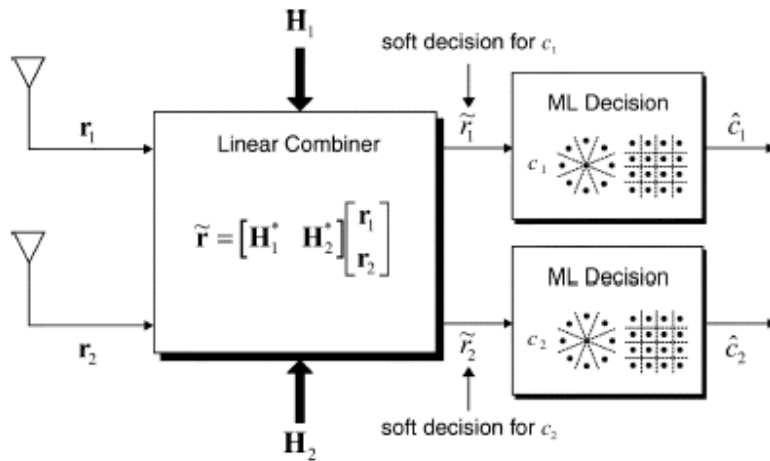
MIMO προεκτάσεις: Ενώ οι STCs αναπτύχθηκαν αρχικά για diversity μετάδοσης στην MISO περίπτωση, προεκτάθηκαν και στα MIMO. Όταν ο δέκτης χρησιμοποιεί M RX κεραίες, το λαμβανόμενο διάνυσμα σήματος r_m στην RX κεραία m θα είναι:

$$r_m = H_m \mathcal{X} + n_m \quad (3.23)$$

όπου η_m είναι το διάνυσμα θορύβου στις δύο χρονικές στιγμές και \mathcal{C} είναι ο πίνακας καναλιού από τις δύο TX κεραιές στην m th κεραιά δέκτη. Στην περίπτωση αυτή, ο βέλτιστος ML κανόνας αποκωδικοποίησης είναι

$$\hat{c} = \underset{\hat{c} \in \mathcal{C}}{\operatorname{argmin}} \sum_{m=1}^M \|r_m - H_m \hat{c}\|^2. \tag{3.24}$$

Όπως και πριν, στην περίπτωση M κεραιών RX, ο κανόνας αποκωδικοποίησης μπορεί να απλοποιηθεί ακόμα πιο πολύ, πολλαπλασιάζοντας το λαμβανόμενο διάνυσμα σήματος r_m με H_m^* . Σε αυτήν την περίπτωση η τάξη της diversity που παρέχεται είναι $2M$. Το σχήμα 3.8 δείχνει ένα απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα για τον δέκτη με δύο κεραιές RX. Ας σημειωθεί ότι ο κανόνας απόφασης στην (3.21) και στην (3.24) αφορά hard decision σε \mathcal{C} και $\hat{c}_M = \mathcal{E} \sum_{m=1}^M H_m^* r_m$, αντίστοιχα. Άρα, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.8, το λαμβανόμενο διάνυσμα \tilde{r}_M , μετά το γραμμικό συνδυασμό, μπορεί να θεωρηθεί ως soft decision για τα c_1 και c_2 .



■ Σχήμα 3.8. Δέκτης για space-time block coding.

Έτσι, στην περίπτωση που ο STBC συνδυάζεται με ένα εξωτερικό συμβατικό κώδικα καναλιού, όπως είναι ο συνελκτικός κώδικας, αυτές οι soft decisions μπορούν να οδηγηθούν στον αποκωδικοποιητή εξωτερικού καναλιού για καλύτερη απόδοση. Ας σημειωθεί επίσης ότι για το παραπάνω 2×2 STBC, ο ρυθμός μετάδοσης είναι ένα, καθώς επιτυγχάνουμε το μέγιστο δυνατό κέρδος diversity με 2 TX και 2 RX κεραιές. Ωστόσο, συνδυάζοντας τον STBC με ένα εξωτερικό συμβατικό κώδικα καναλιού (π.χ. συνελκτικό κώδικα trellis), θα οδηγηθούμε σε απώλεια ταχύτητας. Υπάρχει βέβαια τρόπος συνδυασμού, όπου το εσωτερικό του STBC μεγεθύνεται για να διαμορφώσει ένα εκτεταμένο ορθογωνικό σείτ σήματος χώρου-χρόνου. Το σείτ αυτό λαμβάνεται

εφαρμόζοντας μοναδιαία μετατροπή στο αυθεντικό σχήμα Alamouti. Όταν αυτό εφαρμοστεί, η σχεδίαση TCM κώδικα χώρου-χρόνου που βασίζεται στο σύνολο των σημάτων, είναι ανάλογη με την κλασική TCM σχεδίαση κώδικα. Με άλλα λόγια, οι κλασικές τεχνικές διαχωρισμού συνόλου χρησιμοποιούνται για να χωρίσουν τα σήματα μέσα σε κάθε υποσύνολο. Έτσι, παράγεται μια συνδυασμένη STBC-TCM κατασκευή η οποία εγγυάται πλήρη diversity, χρησιμοποιώντας ένα απλό σχεδιαστικό κανόνα που περιορίζει τα μεταβατικά τμήματα, τα οποία έρχονται και φεύγουν σε κάθε κατάσταση που χαρακτηρίζεται από κωδικές λέξεις από το ίδιο σύνολο των μπλοκ. Υπάρχει επέκταση των παραπάνω STBC σε περισσότερες από δύο TX κεραιές. Σε αυτή την επέκταση, αναπτύχθηκε μια γενική τεχνική για την κατασκευή STBC, με $N > 2$, η οποία παρέχει την μέγιστη diversity που υπόσχεται ο αριθμός των TX και RX κεραιών. Οι κώδικες αυτοί συγκρατούν τον απλό ML αλγόριθμο που βασίζεται μόνο σε γραμμική επεξεργασία στον δέκτη. Έχει δειχθεί επίσης, ότι για constellations πραγματικού σήματος, όπως για παράδειγμα PAM constellation, μπορούν να φτιαχτούν STBCs με ρυθμό μετάδοσης ένα. Ωστόσο, για γενικά μιγαδικά constellation, όπως M-QAM ή M-PSK, δεν είναι γνωστό εάν υπάρχει ένα STBC με ρυθμό μετάδοσης ένα, και απλή γραμμική επεξεργασία που θα δώσει το μέγιστο diversity κέρδος με $N > 2TX$. Επιπλέον, έχει δειχθεί ότι δεν υπάρχει κώδικας στον οποίο ο αριθμός των TX κεραιών ισούται με τον αριθμό των πληροφοριακών συμβόλων που μεταδίδονται και τον αριθμό των χρονοθυρίδων που χρειάζονται για να μεταδοθεί ο code block. Ωστόσο, για ρυθμούς μικρότερους της μονάδας, μπορούν να βρεθούν τέτοιοι κώδικες. Για παράδειγμα, θεωρώντας ότι η μονάδα του πομπού χρησιμοποιεί τέσσερις κεραιές TX, ένας STBC ρυθμού 4/8 δίνεται από:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} c_1 & -c_2 & -c_3 & -c_4 & c_1^* & -c_2^* & -c_3^* & -c_4^* \\ c_2 & c_1 & c_4 & -c_3 & c_2^* & c_1^* & c_4^* & -c_3^* \\ c_3 & -c_4 & c_1 & c_2 & c_3^* & -c_4^* & c_1^* & c_2^* \\ c_4 & c_3 & -c_2 & c_1 & c_4^* & c_3^* & -c_2^* & c_1^* \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

Στην περίπτωση αυτή, σε χρόνο $t = 1, c_1, c_2, c_3, c_4$ μεταδίδονται από τις κεραιές 1 έως 4 αντίστοιχα. Την χρονική στιγμή $t = 2$, τα $-c_2, c_1, -c_4, c_3$, μεταδίδονται από τις κεραιές ένα έως τέσσερα αντίστοιχα, και έτσι συνεχίζεται. Για το παράδειγμα αυτό, ξαναγράφοντας το λαμβανόμενο σήμα με τρόπο ανάλογο της σχέσης (3.17), θα οδηγηθούμε σε ένα 8×4 virtual MIMO πίνακα \mathbf{H} που είναι ορθογωνικός (π.χ. η αποκωδικοποίηση είναι γραμμική και $\mathbf{H}^* \mathbf{H} = a_4 \mathbf{I}$ όπου $a_4 = 2 \sum_{i=1}^4 |h_i|^2$ (diversity τέταρτης τάξης). Αυτό παρέχει ένα 3-dB κέρδος ισχύος, που δίδεται διαισθητικά από το γεγονός ότι οκτώ χρονοθυρίδες χρησιμοποιούνται για να μεταδοθούν τέσσερα πληροφοριακά σύμβολα. Το κέρδος ισχύος αντισταθμίζει την απώλεια ρυθμού.

Εναλλακτικά της θυσίας του ρυθμού κώδικα για την ορθογωνικότητα, είναι εφικτό να θυσιάσει η ορθογωνικότητα στην προσπάθεια διατήρησης κωδικών πλήρους ρυθμού για $N > 2$. Έχουν εξεταστεί ημιορθογωνικοί STBC στους οποίους μπορεί να διατηρηθεί η πλήρης diversity και ο πλήρης ρυθμός, με αντίτιμο την μείωση στην απόδοση BER και κάποια επιπλέον πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης σχετική στα πραγματικά ορθογωνικά σχήματα.

RX γνώση καναλιού (ή και όχι): Η αποκωδικοποίηση των ST block codes απαιτεί γνώση του καναλιού στον δέκτη. Η πληροφορία κατάστασης καναλιού μπορεί να παρθεί στον δέκτη, στέλνοντας πιλοτικά ή training σύμβολα ή ακολουθίες για να εκτιμηθεί το κανάλι από κάθε TX κεραία στην κεραία λήψης. Για μία TX κεραία, υπάρχουν διάφορα σχήματα φώρασης, όπως το DPSK, που δεν απαιτούν την γνώση του καναλιού, ούτε χρειάζονται μετάδοση πιλοτικών συμβόλων. Αυτά τα σχήματα χρησιμοποιούνται π.χ. στο IS-54 κυψελωτό πρότυπο (π/4-DPSK). Κάτι τέτοιο παρακινεί την γενίκευση τέτοιων σχημάτων φώρασης για την περίπτωση πολλαπλών TX κεραιών. Μια μερική λύση στο πρόβλημα αυτό δίνεται για τον 2' 2 κώδικα με την υπόθεση ότι το κανάλι δεν είναι γνωστό στον δέκτη. Στο σχήμα αυτό, το ανιχνευμένο ζεύγος συμβόλων σε χρόνο $t-1$ χρησιμοποιείται για να εκτιμήσει το κανάλι στο δέκτη, και οι εκτιμήσεις αυτές χρησιμοποιούνται για την φώραση του ζεύγους συμβόλων σε χρόνο t . Ωστόσο το σχήμα απαιτεί την μετάδοση γνωστών πιλοτικών συμβόλων στην αρχή και έτσι δεν είναι πλήρως διαφορετικό. Για τον 2' 2 κώδικα, έχει φτιαχτεί ένα πραγματικά διαφορετικό από τους Tarokh και Jafarkhani. Αυτό το σχήμα μοιράζεται πολλές από τις ιδιότητες του DPSK: μπορεί να αποδιαμορφωθεί είτε με CSI είτε χωρίς την CSI στον δέκτη, μπορεί να επιτύχει μέγιστο κέρδος diversity και στις δύο περιπτώσεις, και υπάρχει ένας απλός ασύμφωνος δέκτης που αποδίδει 3 dB εντός του σύμφωνου δέκτη. Εντούτοις, αυτό το σχήμα έχει κάποιους περιορισμούς. Πρώτον, το σχήμα κωδικοποίησης απλώνει το constellation του σήματος για μη δυαδικές περιπτώσεις. Δεύτερον, έχει όριο μόνο στην τιμή $N=2$ STBC για μιγαδικό constellation και $N \leq 8$ για πραγματικό constellation. Αυτό βασίζεται σε αποτελέσματα όπου ο 2' 2 STBC είναι ορθογωνικής σχεδίασης, και δεν υπάρχουν μιγαδικές ορθογωνικές σχεδιάσεις για $N>2$. Επίσης έχει προταθεί μια άλλη πρόταση για διαφορετική διαμόρφωση με diversity μετάδοσης που βασίζεται σε group codes. Η προσέγγιση αυτή μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε αριθμό κεραιών και σε οποιαδήποτε constellation. Η ομαδική δομή αυτών των κωδικών, απλοποιεί σε μεγάλο βαθμό την ανάλυσή τους και μπορεί επίσης να οδηγήσει σε πιο απλές και προφανείς διαδικασίες διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Τέλος, υπάρχουν προσεγγίσεις μη διαφορετικές, με άγνωστο κανάλι στον δέκτη, όπου όμως έχουν αυξημένη πολυπλοκότητα.

3.4.4 STC σε κανάλια επιλεκτικής συχνότητας

Τόσο οι STTC, όσο και οι STBC κώδικες σχεδιάστηκαν για πρώτη φορά θεωρώντας ασύρματο κανάλι στενής ζώνης, όπως για παράδειγμα ένα κανάλι με ομοιόμορφο fading.

Ωστόσο, όταν χρησιμοποιούνται πάνω σε κανάλια επιλεκτικής συχνότητας χρειάζεται ένας ισοσταθμιστής μαζί με τον αποκωδικοποιητή χώρου-χρόνου. Αυτός ο συνδυασμός είναι δύσκολος. Για παράδειγμα, για STTC σχεδιασμένο για δύο κεραιές TX και δέκτη με μία κεραία RX, ο σχεδιασμός χρειάζεται ένα ισοσταθμιστή που να ισοσταθμίζει δύο ανεξάρτητα κανάλια (ένα για κάθε TX κεραία) από ένα λαμβανόμενο σήμα. Για την περίπτωση των STBC, η μη γραμμική και μη αναλογική φύση των κωδικών, κάνει την χρήση των κλασικών μεθόδων ισοστάθμισης (MMSE γραμμική ισοστάθμιση, DFE, και μέγιστης πιθανοφάνειας εκτίμηση ακολουθίας MLSE) ένα αρκετά δύσκολο πρόβλημα.

Οι αρχικές προσπάθειες για την λύση του προβλήματος κάνουν χρήση οποιασδήποτε δομής διαθέσιμης στο κωδικοποιημένο σήμα χώρου-χρόνου, όπου η δομή αυτή χρησιμοποιήθηκε για να μετατρέψει το πρόβλημα σε κάποιο από αυτά που χρησιμοποιούν κλασσικές μεθόδους ισοστάθμισης. Για τον STBC, το πρόβλημα στράφηκε προς την μετατροπή του αρχικού Alamouti σχήματος με τέτοιο τρόπο, ώστε η χρήση πάνω σε κανάλια επιλεκτικής συχνότητας να είναι πιο εύκολη. Για παράδειγμα, ο STBC μπορεί να χρησιμοποιηθεί μαζί με τον OFDM. Η OFDM χρησιμοποιείται για να μετατρέψει το επιλεκτικής συχνότητας κανάλι σε ένα σύνολο ανεξάρτητων παράλληλων ομοιόμορφης κατανομής υποκαναλιών. Το Alamouti σχήμα τότε μπορεί να εφαρμοστεί σε δύο συνεχόμενα υποφέροντα.

Σε μια άλλη δημοσίευση, το Alamouti σχήμα επιβάλλεται σε μια μπλοκ βάση και σε κάθε ένα προστίθενται cyclic prefixes. Χρησιμοποιώντας FFT ένα μοναδικό φέρον πεδίου συχνότητας ισοσταθμίζει το κανάλι. Αυτό ομοιάζει με την OFDM, εκτός του γεγονότος ότι είναι ένα μοναδικού φέροντος σύστημα μετάδοσης και οι αποφάσεις γίνονται στο πεδίο του χρόνου. Προτείνεται επίσης μια παραλλαγή, όπου το Alamouti σχήμα εφαρμόζεται στην βάση του μπλοκ στο πεδίο του χρόνου, και προστίθενται διαστήματα ασφαλείας. Η ισοστάθμιση επιτυγχάνεται από ένα έξυπνο συνδυασμό φιλτραρίσματος στο πεδίο του χρόνου, συνέλιξης, αντιστροφής χρόνου και ενός SISO MLSE ισοσταθμιστή.

3.4.5 Μεγιστοποίηση ρυθμού μετάδοσης δεδομένων με χρήση χωρικής πολυπλεξίας

Η χωρική πολυπλεξία, της οποίας ο V-BLAST είναι μια συγκεκριμένη προσέγγιση, μπορεί να ληφθεί ως μια ειδική τάξη των STBC όπου ρεύματα ανεξάρτητης πληροφορίας μεταδίδονται πάνω σε διαφορετικές κεραιές, μεγιστοποιώντας το μέσο ρυθμό πάνω στο MIMO σύστημα. Κάποιος μπορεί να γενικοποιήσει το παράδειγμα της παραγράφου 3.2 με τον ακόλουθο τρόπο: Θεωρώντας ότι ένα block ανεξάρτητης πληροφορίας \mathbf{C} μεγέθους $N' \times L$ μεταδίδεται πάνω στο $N' \times M$ MIMO σύστημα, ο δέκτης θα λάβει $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{C} + \mathbf{N}$ όπου το \mathbf{Y} είναι μεγέθους $M' \times L$. Για να επιτευχθεί φώραση συμβόλων, ο δέκτης πρέπει να απομπλέξει το κανάλι σε ένα από τους άπειρους πιθανούς τρόπους. Οι τεχνικές zero-forcing χρησιμοποιούν μια απευθείας αντιστροφή πίνακα, μία προσέγγιση που είναι αρκετά απλή η οποία όμως μπορεί να οδηγήσει σε φτωχά αποτελέσματα όταν ο πίνακας \mathbf{H} βρίσκεται σε συνθήκες τυχαίου fading ή παρουσία LOS. Η χρήση ενός MMSE γραμμικού δέκτη ίσως βοηθήσει την περίπτωση αυτή, αλλά οι βελτιώσεις έχουν οριακή τιμή (1.5 έως 2dB στην $2' \times 2$ περίπτωση) εάν η γνώση συγκεκριμένων στατιστικών μεγεθών δεν προωθηθεί στην MMSE. Από την άλλη μεριά, η βέλτιστη μέθοδος αποκωδικοποίησης είναι η ML όπου ο δέκτης συγκρίνει όλους τους πιθανούς συνδυασμούς των συμβόλων οι οποίοι θα μπορούσαν να είχαν σταλθεί με ότι παρατηρείται

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\mathbf{C}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{C}\| \quad (3.26)$$

Η πολυπλοκότητα της ML αποκωδικοποίησης είναι μεγάλη, και πολλές φορές απαγορευτική όταν έχουμε πολλές κεραιές και διαμορφώσεις υψηλής τάξης. Κάποιες παραλλαγές όπως αυτή της σφαιρικής αποκωδικοποίησης, έχουν προταθεί. Άλλη μια γνωστή στρατηγική αποκωδικοποίησης που προτάθηκε ονομάζεται nulling and canceling και δίνει μια λογική αναλογία μεταξύ πολυπλοκότητας και απόδοσης. Στην μέθοδο αυτή, η διαδικασία αντιστροφής πίνακα πραγματοποιείται τμηματικά, όπου πρώτα εκτιμάται μια σειρά από τον \mathbf{C} , αφαιρούνται οι εκτιμήσεις συμβόλων από τον \mathbf{Y} , και συνεχίζεται επιτυχώς η αποκωδικοποίηση. Ας σημειωθεί ότι η μέθοδος αυτή θυμίζει την SIC (επιτυχής ακύρωση παρεμβολής) που προτάθηκε για την ανίχνευση πολλαπλών χρηστών στους CDMA δέκτες. Στην ουσία, οποιοσδήποτε προτεινόμενος MUD αλγόριθμος μπορεί να επαναχρησιμοποιηθεί στο MIMO περιεχόμενο, εάν η είσοδος του MIMO ληφθεί σαν είσοδος εικονικών χρηστών. Μια διαφορά εδώ είναι, ότι ο διαχωρισμός μεταφέρεται στο χωρικό πεδίο καναλιού παρά στο πεδίο του κώδικα, κάνοντας την επιτυχία του να εξαρτάται σε πραγματοποιήσεις καναλιού. Από την άλλη μεριά, η πολυπλοκότητα του CDMA SIC είναι πολύ μεγαλύτερη της MIMO περίπτωσης, εφόσον ο αριθμός των CDMA χρηστών μπορεί να πάει πιο πάνω του αριθμού των εικονικών χρηστών/κεραιών σε μία μοναδική MIMO ζεύξη.

Τυφλή ανίχνευση: Όταν το κανάλι δεν είναι γνωστό στον δέκτη, (ούτε και στον πομπό), η από κοινού ανίχνευση των MIMO σημάτων πρέπει να καταφύγει σε τυφλές προσεγγίσεις. Στις τεχνικές αυτές της τυφλής επεξεργασίας, οι πηγές εισόδου μειγνύονται γραμμικά από ένα πίνακα μίξης (εδώ αντιστοιχώντας στο MIMO κανάλι), και διαχωρίζονται, προωθώντας υψηλής τάξης στατιστικά στοιχεία των σημάτων, συμμεταβλητή υποχωρική εκτίμηση και κάποια πληροφορία. Το πληρωθέν τμήμα για την τυφλή προσέγγιση, είναι κάποια απώλεια στο BER, και πιο συχνά η υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα.

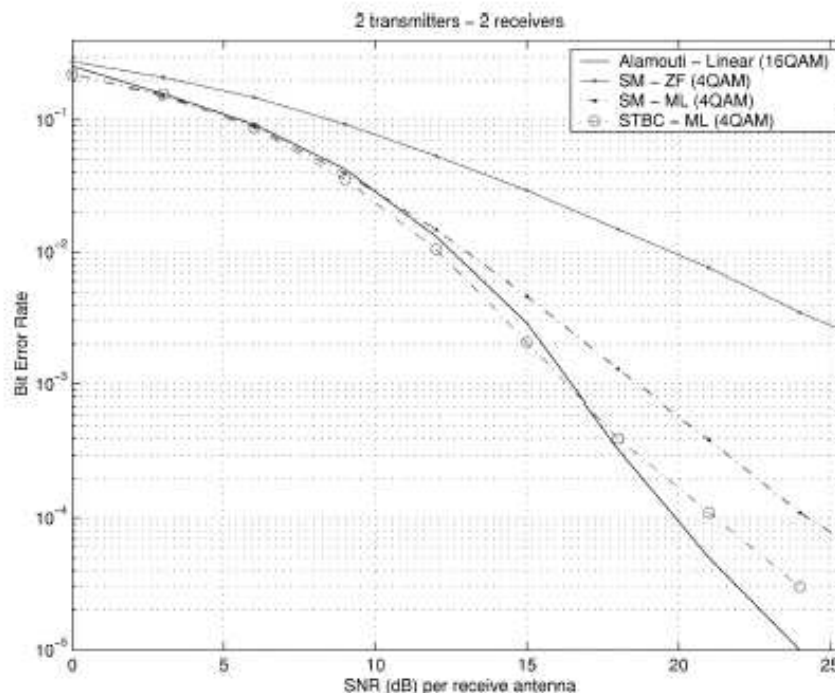
1) *Πολυπλεξία σε σχέση με την diversity:* Η απλή χωρική πολυπλεξία επιτρέπει πλήρως ανεξάρτητη χρήση των κεραιών, κάτι που ωστόσο δίνει πεπερασμένα προτερήματα στην diversity και εντέλει είναι ένα σχήμα που πραγματοποιείται σπάνια. Κωδικοποιώντας τα σύμβολα εντός ενός block, μπορεί να οδηγήσει σε πρόσθετο κέρδος κωδικοποίησης και diversity που μπορεί το οποίο με τη σειρά του μπορεί να βελτιώσει την απόδοση, έστω και αν ο πληροφοριακός ρυθμός κρατείται στο ίδιο επίπεδο. Είναι επίσης εφικτό να θυσιάσει κάποιο μικρό ποσοστό του ρυθμού για περισσότερη diversity. Από την άλλη, η βελτιωμένη BER απόδοση, οδηγεί σε πιο μεγάλους πληροφοριακούς ρυθμούς, έμμεσα, μέσω της δυνατότητας διαμορφώσεων υψηλότερου επιπέδου όπως το 16 QAM και άλλα.

Κάποιοι μέθοδοι για τον σχεδιασμό τέτοιων κωδικών αρχίζουν από μια γενική δομή, όπου κάποιος συχνά υποθέτει ότι ένας «ζυγισμένος» γραμμικός συνδυασμός συμβόλων μπορεί να μεταδοθεί από οποιαδήποτε δοθείσα κεραιά σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή. Τα βάρη αυτά καθαυτά επιλέγονται με διαφορετικούς τρόπους, και με την χρήση αναλυτικών εργαλείων βελτιστοποίησης.

Η χωρική πολυπλεξία και η κωδικοποίηση χώρου-χρόνου (STBC) μπορούν να συνδυαστούν ώστε να δώσουν ένα σχήμα μετάδοσης που μεγιστοποιεί τον μέσο ρυθμό πάνω στο MIMO κανάλι, και εγγυώνται μια ελάχιστη τάξη κέρδους diversity για κάθε υπορρέυμα. Στην ουσία, η δομή του STBC μπορεί να προωθηθεί με τέτοιο τρόπο ώστε η διαδικασία φώρασης και αποκωδικοποίησης επιτυχών ρευμάτων ή στρωμάτων, να είναι μια εντελώς γραμμική επεξεργασία.

Αριθμητικές συγκρίσεις: Ακολούθως, συγκρίνονται τέσσερις στρατηγικές μετάδοσης πάνω σε ένα 2×2 σύστημα MIMO με ιδανικά ασυσχέτιστα στοιχεία. Όλα τα σχήματα έχουν ως αποτέλεσμα τον ίδιο ονομαστικό ρυθμό, αλλά έχουν διαφορετικό BER.

Το σχήμα 3.9 δείχνει γραφικά την απόδοση του κώδικα Alamouti που παρουσιάστηκε στο σχήμα 7, της χωρικής πολυπλεξίας με ZF και ML ανίχνευση, και ένα σχήμα χωρικής πολυπλεξίας με ML αποκωδικοποίηση και χρήση προκωδικοποίησης. Ένα 4-QAM constellation χρησιμοποιείται για τα σύμβολα, εκτός του κώδικα Alamouti που εξομοιώνεται κάτω από 16-QAM για να κρατηθεί ο πληροφοριακός ρυθμός στα ίδια επίπεδα όπως στα άλλα σχήματα. Από το σχήμα φαίνεται ότι η χωρική πολυπλεξία με ZF επιστρέφει φτωχά αποτελέσματα, ενώ οι άλλες καμπύλες ομοιάζουν μεταξύ τους. Αυτό συμβαίνει επειδή χρησιμοποιώντας δύο ανεξάρτητα ρεύματα και ένα ZF δέκτη στην 2×2 περίπτωση, αφήνεται ένα υπορεύμα να στερείται diversity. Η Alamouti καμπύλη έχει την καλύτερη κλίση στα υψηλά SNR, λόγω του ότι εστιάζει αποκλειστικά πάνω στην diversity (τέταρτη τάξη). Σε χαμηλά SNR, το σχήμα συνδυάζοντας χωρική πολυπλεξία με κάποια block κωδικοποίηση, δίνει τα καλύτερα αποτελέσματα, γιατί η αποκωδικοποίηση ML επιτρέπει την εξαγωγή κάποιου diversity κέρδους σε αντίθεση με το κέρδος ρυθμού. Ας σημειωθεί ότι αυτό το προτέρημα έρχεται σαν τίμημα της πολυπλοκότητας, σε σύγκριση με το Alamouti.



■ Σχήμα 3.9. BER συγκρίσεις για διάφορες τεχνικές μετάδοσης πάνω σε ένα 2×2 MIMO. Στα υψηλά SNR, από την κορυφή έως την βάση: Χωρική πολυπλεξία (SM)-ZF, SM-ML, STBC-ML, Alamouti STBC.

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι όσο ο αριθμός των κεραιών αυξάνει, η επίδραση της diversity θα δώσει μειούμενα αποτελέσματα, σε αντίθεση με τον ρυθμό δεδομένων που έχει γραμμική σχέση με τον αριθμό αυτών. Γι' αυτό για ένα μεγάλο αριθμό κεραιών, αναμένεται ότι πρέπει να δοθεί περισσότερο βάρος στην χωρική πολυπλεξία και

λιγότερο βάρος στην κωδικοποίηση χώρου-χρόνου. Είναι ενδιαφέρον το γεγονός ότι έχοντας ένα μεγάλο αριθμό κεραιών, δεν χρειάζεται να οδηγηθούμε σ' ένα μεγάλο αριθμό RF αλυσίδων. Με την χρήση τεχνικών επιλογής κεραίας, είναι δυνατόν να διατηρηθούν τα προτερήματα μιας μεγάλης διάταξης MIMO με μόνο ένα υποσύνολο κεραιών, την ίδια χρονική στιγμή.

3.4.4 Συστήματα MIMO με ανάδραση

Ένα κοινό στοιχείο μεταξύ των αλγορίθμων που παρουσιάστηκαν παραπάνω, είναι ότι δεν χρειάζονται εκ των προτέρων πληροφορία καναλιού, ώστε είτε να εξάγουν είτε να μεταφέρουν diversity των πολυπλεκόμενων κερδών. Εν τούτοις, η προηγούμενη ανάλυση προτείνει ότι η πρόσθετη απόδοση μπορεί να εξαχθεί από τις πολλαπλές κεραίες, παρουσία της πληροφορίας κατάστασης καναλιού (CSIT), μέσω της waterfilling περίπτωσης για παράδειγμα. Πρέπει ωστόσο να σημειωθεί, ότι εάν και η waterfilling περίπτωση είναι βέλτιστη από θεωρητικής πλευράς, δεν είναι και πρακτικά το καλύτερο CSIT σχήμα. Αυτό συμβαίνει γιατί η αποδόσεις των πραγματικών MIMO ζεύξεων είναι ευαίσθητες στο BER, παρά στην από κοινού απόδοση πληροφορίας. Σχήματα που εκμεταλλεύονται την CSIT στην κατεύθυνση της ελαχιστοποίησης μετρικών μεγεθών συσχετιζομένων με το BER έχουν αρκετό ενδιαφέρον.

Ένα γενικό μειονέκτημα προσεγγίσεων που βασίζονται σε πλήρη και ακαριαία CSIT στον πομπό, παρά σε στατιστική και μερική CSIT είναι η δυνατότητα επίτευξης, αλλά και το όριο στο bandwidth. Αυτό κάνει την waterfilling περίπτωση δύσκολα υλοποιήσιμη σε συστήματα όπως τα FDD (κύρια duplex προσέγγιση σε ασύρματα 3G). Για τα TDD (time division duplex), η ανάδραση δεν είναι απαραίτητη, παρά μόνο εάν η περίοδος αλλαγής μεταξύ πομπού και δέκτη ("ring pong") είναι μικρότερη απ' ό,τι ο χρόνος συνοχής καναλιού, κάτι που μπορεί να πραγματοποιηθεί ή όχι, ανάλογα με την ταχύτητα του κινητού. Σε μια προσπάθεια να δοθεί μεγαλύτερη απόδοση και ευρωστία στα MIMO σχήματα κωδικοποίησης με ένα λογικό κόστος φάσματος ανάδρασης, έχουν προταθεί κάποιες λύσεις για να ενσωματωθεί η CSIT στον κωδικοποιητή χώρου-χρόνου του πομπού. Οι λύσεις για την μείωση του κόστους ανάδρασης περιλαμβάνουν την χρήση (λίγα bits) CSIT ή στατιστικών μεγεθών της CSIT, όπως η μακράς διάρκειας πληροφορία συσχέτισης καναλιού.

3.5 MIMO μοντελοποίηση καναλιού

Εξαιτίας της ευαισθησίας των αλγορίθμων MIMO, σε σχέση με τις ιδιότητες του πίνακα καναλιού, η μοντελοποίηση καναλιού είναι δύσκολο να εκτιμήσει την σχετική απόδοση των διαφόρων αρχιτεκτονικών MIMO. Οι παράμετροι κλειδιά της μοντελοποίησης καναλιού MIMO είναι το path loss, το shadowing, η ολίσθηση Doppler και ο συντελεστής K της Ricean κατανομής. Ειδικού ενδιαφέροντος στα MIMO είναι:

- οι κοινές συσχετίσεις κεραιών στα άκρα μετάδοσης και λήψης
- η *singular value* κατανομή πίνακα καναλιού

Στην πράξη, το δεύτερο αναπαρίσταται ακριβέστερα με την κατανομή των ιδιοτιμών του HH^* που γράφεται ως $\{l_1, l_2, \dots\}$. Ακολούθως περιγράφεται η επίδραση περιβαλλοντικών παραμέτρων (συνιστώσα LOS, ισχύς σκέδασης) και παραμέτρων κεραιών (τοποθέτηση, πόλωση) στην κατανομή ιδιοτιμών (συσχετίσεων).

3.5.1 Ψευδοστατικό MIMO κανάλι στενής ζώνης

1) *Μοντέλο συνιστώσας LOS*: Είναι σύνηθες να μοντελοποιηθεί ένα κανάλι ως το άθροισμα δύο συνιστωσών, μίας LOS και μίας NLOS, δηλαδή $H = H_{LOS} + H_{NLOS}$. Ο Ricean συντελεστής K είναι η αναλογία μεταξύ της ισχύος της LOS συνιστώσας και της μέσης ισχύος της NLOS συνιστώσας.

Σε τυπικά SISO συστήματα, είναι επιθυμητό οι κεραιές να τοποθετούνται εκεί που το κανάλι μεταξύ πομπού και δέκτη έχει υψηλό συντελεστή Ricean K . Όσο υψηλότερος ο συντελεστής K , τόσο μικρότερο είναι το περιθώριο fade που χρειάζεται να προσδιοριστεί. Για παράδειγμα, για να εγγυηθεί υπηρεσία με 99% αξιοπιστία, το περιθώριο fade για $K=10$ είναι περισσότερο από 10dB χαμηλότερα απ' ό,τι για $K=0$. Επιπλέον, όπως προαναφέρθηκε, συγκεκριμένες μορφές μορφοποίησης δέσμης, ειδικά εκείνες που βασίζονται στην εκτίμηση της γωνίας άφιξης είναι ενεργές μόνο εάν έχουμε επίδραση της LOS συνιστώσας.

Για MIMO συστήματα, ωστόσο, όσο πιο υψηλός είναι ο Ricean factor K , τόσο πιο μεγάλη η επίδραση του H_{LOS} . Αφού το H_{LOS} είναι μεταβλητό στο χρόνο (πίνακας χαμηλού βαθμού), η επίδραση του είναι να αυξήσει την συσχέτιση της κεραιάς και να οδηγήσει το συνολικό ενεργό βαθμό προς τα κάτω (για την ακρίβεια αυξάνεται το spreading της singular value). Κανάλια με υψηλό K , δείχνουν χαμηλούς χρησιμοποιήσιμους βαθμούς ελευθερίας, και έτσι χαμηλότερη MIMO χωρητικότητα στο ίδιο SNR. Για παράδειγμα, με $\rho=6$ dB, η χωρητικότητα καναλιού για ένα (4,4) MIMO κανάλι με $K=0$ είναι σχεδόν πάντα πιο ψηλά απ' ό,τι αυτή με $K=10$. Να σημειωθεί ωστόσο ότι, αυτό δεν σημαίνει ότι κάποιος πρέπει να τοποθετήσει τις κεραιές έτσι ώστε η LOS συνιστώσα να μειωθεί. Ζεύξεις near-LOS, απολαμβάνουν τυπικά ένα πιο επιθυμητό path loss και λιγότερο fading. Σε τέτοιες περιπτώσεις, η βελτίωση στον προϋπολογισμό της ζεύξης, εξισορροπεί την απώλεια στην MIMO χωρητικότητα. Πρόσφατα, εξάχθηκαν πειραματικές μετρήσεις στην προσπάθεια χαρακτηρισμού της κατανομής του συντελεστή K στην περιοχή κάλυψης. Αναπτύχθηκε ένα εμπειρικό μοντέλο, για τυπικά και σταθερά microcells. Η κατανομή του συντελεστή K μοντελοποιήθηκε σαν lognormal με την μέση τιμή σαν συνάρτηση της εποχής, του ύψους των κεραιών, του εύρους δέσμης των κεραιών και της απόστασης: $K(\text{antenna_height})^{0.46}(\text{distance})^{-0.5}$. Με την χρήση αυτού του μοντέλου, όταν η απόσταση αυξάνεται, το K μειώνεται. Το συμπέρασμα, από πλευράς ανάπτυξης δικτύου είναι ότι η χρήση του MIMO δεν βελτιώνει την ζεύξη κοντά στον σταθμό βάσης, όπου η ισχύς σήματος είναι συνήθως αρκετά μεγάλη για να υποστηρίξει τις επιθυμητές εφαρμογές, αλλά βελτιώνει το QOS σε περιοχές που είναι μακριά από τον σταθμό βάσης, ή είναι φυσικώς περιορισμένες λόγω χαμηλών κεραιών.

Σε μητροπολιτικές περιοχές, είναι δημοφιλής η ανάπτυξη μικροκυψελών. Σε ένα microcell, η κεραία του σταθμού βάσης είναι τυπικά σε ύψος ίσο με το ύψος των λαμπτήρων φωτισμού των δρόμων, και η ακτίνα κάλυψης δεν ξεπερνά τα μερικές εκατοντάδες μέτρα. Τα microcell κανάλια συχνά περιλαμβάνουν την παρουσία LOS συνιστώσας και έτσι αναμένεται να είναι Ricean. Ομοίως, όπως στα macrocells, σε ένα microcell ο συντελεστής K εξασθενίζει, όταν αυξάνεται η απόσταση. Γενικά, ο συντελεστής K που παρατηρείται σε ένα microcell είναι μικρότερος από τον αντίστοιχο συντελεστή του macrocell.

Σ' ένα εσωτερικό περιβάλλον πολλές εξομοιώσεις και μετρήσεις έδειξαν ότι τυπικά η σκέδαση πολλαπλών μονοπατιών είναι τόσο μεγάλη που η LOS συνιστώσα σπάνια επιδρά. Αυτό παίζει ρόλο σε εσωτερικού χώρου MIMO αναπτύγματα.

2) Μοντέλο συσχέτισης για την NLOS συνιστώσα: Απουσία της LOS συνιστώσας, ο πίνακας καναλιού μειώνεται σε H_{NLOS} και συχνά μοντελοποιείται με κυκλικές-συμμετρικές μιγαδικές γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές (π.χ. Rayleigh fading). Τα στοιχεία του H_{NLOS} ωστόσο, συνεχίζονται, λόγω ακαθόριστων τοποθετήσεων κεραιών, και της ύπαρξης κάποιων σκεδαστών, καθώς και μικρού AOA spreading. Ο κύριος λόγος πάντως στην πτώση της τάξης του πίνακα, είναι η συσχέτιση της κεραίας.

Μοντελοποίηση της συσχέτισης: Ένας πλήρης χαρακτηρισμός των στατιστικών δεύτερης τάξης του H_{NLOS} είναι $\text{cov}(\text{vec}(H_{NLOS}))$ I Y όπου cov και vec είναι η συμμεταβλητότητα και ο τελεστής μετατροπής πίνακα σε διάνυσμα (στοιβάζοντας τις στήλες στην κορυφή της κάθε μιας), αντίστοιχα. Πριν από αυτό, ας επαναλάβουμε ένα απλό μοντέλο που φαίνεται στο σχήμα 3.10.

Ας θεωρήσουμε ένα πομπό TX με N κεραιές και ένα δέκτη RX με M κεραιές. Για λόγους απλότητας, η κεραία είναι πανκατευθυντική. Αγνοώντας τις δέσμες που περιλαμβάνουν πλέον του ενός σκεδαστή, το κέρδος καναλιού μεταξύ των κεραιών T_n και R_m είναι η άθροιση των συμβόλων από κάθε σκεδαστή:

$$h(R_m, T_n) = \sum_{i=1}^{n_s} r_i(R_m, T_n) \tag{3.27}$$

όπου n_s είναι ο αριθμός των σκεδαστών, και $r_i(R_m, T_n)$ είναι το μιγαδικό πλάτος που σχετίζεται με μια δέσμη που εκπέμπεται από την κεραία T_n , αντανακλάται από τον σκεδαστή i , και κατόπιν λαμβάνεται από την κεραία R_m . Η αυτοσυσχέτιση μεταξύ h_{R_m, T_n} και $h_{R_{m'}, T_{n'}}$ μπορεί να δοθεί από την σχέση

$$Y(R_m T_n, R_{m'} T_{n'}) = \frac{E \sum_{\lambda=1}^{n_s} r_i(R_m, T_n) E (R_{m'}, T_{n'})^* \sum_{\lambda=1}^{n_s} r_i(R_{m'}, T_{n'})}{\sqrt{E(|h(R_m, T_n)|^2) E(|h(R_{m'}, T_{n'})|^2)}} \tag{3.28}$$

Ένα κατάλληλο μοντέλο για macrocell σε ημιαστικό περιβάλλον έχει ως ακολούθως: Ο σταθμός βάσης TX ανυψώνεται πάνω από τα αστικά παράσιτα και μακριά από τους σκεδαστές, ενώ από την άλλη, ο κινητός σταθμός RX περιβάλλεται

από σκεδαστές. Σκεφτείτε ότι γύρω από το κινητό υπάρχουν άπειροι σκεδαστές. Επιπλέον λάβετε υπόψη ότι τα πλάτη των σκεδαζόμενων δεσμών είναι ταυτόσημα, ενώ οι φάσεις τους εντελώς ανεξάρτητες. Κάτω από αυτές τις παραδοχές, κάποιος μπορεί εύκολα να δείξει ότι $Y(R_m T_n, R_m T_n) = J_0((2p/l)D(R_m, R_m))$, όπου $D(R_m, R_m)$ είναι η απόσταση μεταξύ των κεραιών R_m και R_m . Γι' αυτό το λόγο, η απόσταση αποσυσχέτισης μπορεί να είναι τόσο χαμηλή, όσο το μισό ενός μήκους κύματος.

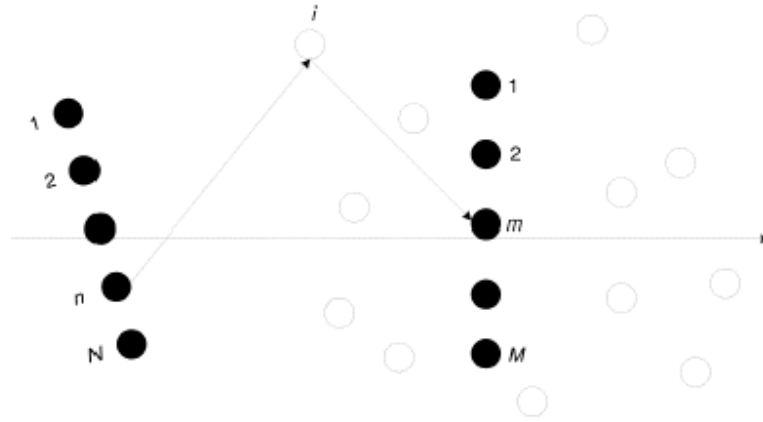
Είναι χρήσιμο επίσης να υπολογίζεται η συσχέτιση λόγω του διαχωρισμού κεραιών στο σταθμό βάσης, $Y(R_m T_n, R_m T_n)$. Εάν ο σταθμός βάσης είναι υψηλότερος από το περιβάλλον του, είναι συχνή η περίπτωση όπου μόνο κύματα που μετακινούνται με αζιμούθιο $q \in [Q - D, Q + D]$ μπορούν να φτάσουν στο κινητό. Εδώ, τα Θ και Δ αντιστοιχούν στην AOA και στο angle spread αντίστοιχα. Ας θεωρήσουμε την κατανομή των σκεδαστών σε αζιμούθιο, που φαίνονται από τον σταθμό βάσης ως $p(\theta)$. Η συνάρτηση αυτή αναφέρεται ως αζιμούθια κατανομή ισχύος (PAD). Δοθέντος της $p(\theta)$, η χωρική συνάρτηση συσχέτισης δίνεται από

$$Y(R_m T_n, R_m T_n) = \int_{Q-D}^{Q+D} p(q) \exp(j \frac{2p \sin(q)}{l} D(T_n, T_n)) dq \quad (3.29)$$

όπου $D(T_n, T_n)$ είναι η απόσταση μεταξύ των κεραιών του σταθμού βάσης T_n και T_n . Ας θεωρηθεί μια συγκεκριμένη επιλογή του $p(\theta)$ που αντιστοιχεί στην υπόθεση όπου σκεδαστές είναι ομοιόμορφα κατανεμημένοι σε ένα κύκλο. Το κινητό είναι στο κέντρο του κύκλου. Εάν το κινητό είναι στην κατεύθυνση όπου $Q = 0$ τότε $Y = (R_m T_n, R_m T_n) \gg J_0((2pD/l)D(T_n, T_n))$. Από την άλλη πλευρά, εάν το κινητό είναι

στην κατεύθυνση όπου $Q = \frac{p}{2}$, τότε $|Y(R_m T_n, R_m T_n)| \gg J_0((2p/l)D^2 D(T_n, T_n))$. Φαίνεται ότι, στην εφαρμογή για την επίτευξη της υψηλότερης diversity, κάποιος πρέπει να σιγουρευτεί ότι ο προσανατολισμός της συστοιχίας κεραιών σταθμού βάσης είναι τέτοιος που τα κινητά είναι κατανεμημένα πιο πολύ στην πλάγια κατεύθυνση. Αυτό είναι ήδη κοινή πρακτική όπου είναι εφικτό. Να σημειωθεί ότι για να είναι χαμηλή η συσχέτιση κεραίας, είναι επιθυμητή η μεγάλη απόσταση τοποθέτησης των κεραιών στον σταθμό βάσης. Από την άλλη μεριά, η μορφοποίηση δέσμης με phase arraying θα αποδώσει θετικά, μόνο όταν οι κεραίες είναι κοντά τοποθετημένες μεταξύ τους για να αποφευχθεί το χωρικό aliasing. Έτσι για τις διάφορες εφαρμογές, πρέπει να επιλέξουμε μεταξύ των δύο.

Εκτός από το παραπάνω επιλεγθέν PAD, υπάρχουν και κάποια άλλα τα οποία φυσικά οδηγούν σε διαφορετικές σχέσεις μεταξύ συσχέτισης κεραιών και AOA ή angle spreading. Ωστόσο, όλα οδηγούν στην γενική αρχή, ότι για να μειωθεί η συσχέτιση της κεραίας, πρέπει να αυξηθεί ο διαχωρισμός κεραιών, και να σιγουρέψουμε ότι η Θ είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στο μηδέν. Συγκριτικά με τα macrocells, για microcell εφαρμογή τα κύματα άνω ζεύξης που φθάνουν στο σταθμό βάσης, μπορεί να επικρατήσουν από κάποιες κατευθύνσεις. Με άλλα λόγια η $p(\theta)$ είναι μη μηδενική στο διάστημα $[Q_0 - D_0, Q_0 + D_0] \Theta [Q_1 - D_1, Q_1 + D_1] \Theta \dots$



■ Σχήμα 3.10. Διάγραμμα εξαγωγής συσχέτισης κεραίας Ψ . Το i μονοπάτι από την TX κεραία n στην RX κεραία m πάει μέσω του i single-bounce σκευαστή.

3.5.2 Επίδραση της χωρικής συσχέτισης

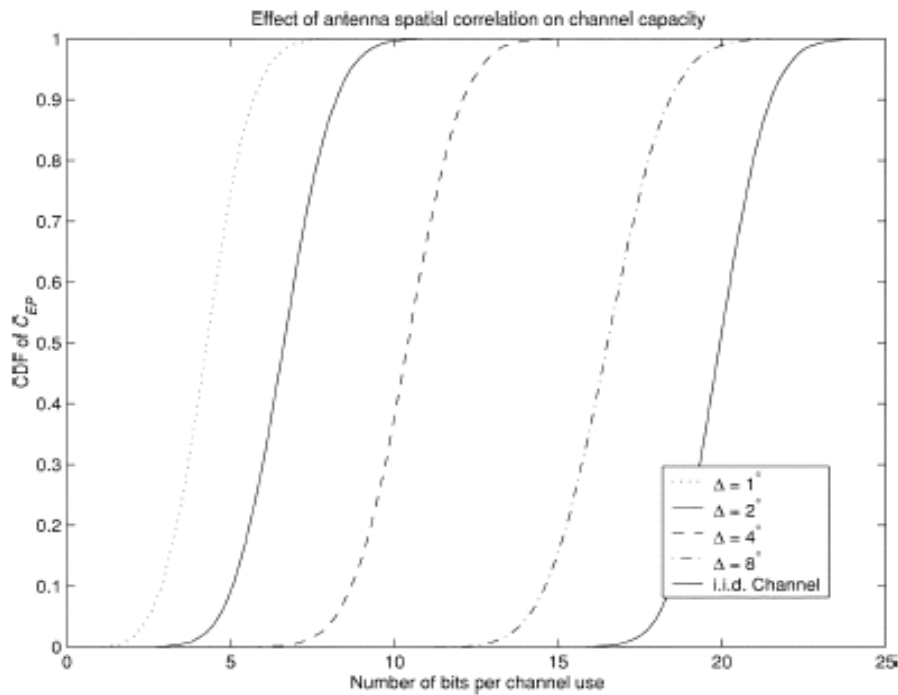
Οι στατιστικές του $\text{vec}(H_{NLOS})$ δοθέντος του Y είναι ίσες με $Y^{1/2} \text{vec}(H_w)$, όπου H_w είναι ένας $N \times M$ πίνακας με i.i.d. κυκλικές, συμμετρικές, γκαουσιανές εισόδους. Χάριν ευκολίας, είναι σύνηθες να θεωρούμε περίπου τον πίνακα συσχέτισης Y ως ένα γινόμενο Κρονεκερ των δύο τοπικών πινάκων συσχέτισης. Ας θεωρηθούν λοιπόν Y^R και Y^T οι πίνακες συσχέτισης κεραιών στον RX (κινητό) και στον TX (σταθμό βάσης), αντίστοιχα. Η προσέγγιση είναι $\text{cov}(\text{vec}(H_{NLOS})) \approx Y \gg Y^R \Delta Y^T$. Κάτω από την παραδοχή ότι οι συνιστώσες του H_{NLOS} είναι από κοινού γκαουσιανές, οι στατιστικές του H_{NLOS} είναι ταυτόσημες με εκείνες της $(Y^R)^{1/2} H_w (Y^T)^{1/2}$. Αυτή είναι μια χρήσιμη παραδοχή για λόγους μαθηματικής ευκολίας. Το σχήμα 3.11 δείχνει την κατανομή της χωρητικότητας καναλιού ενός (8,8) συστήματος σαν συνάρτηση του angle spread, παραδεχόμενοι ότι οι στατιστικές καναλιού μπορούν να περιγραφούν από την $(Y^R)^{1/2} H_w (Y^T)^{1/2}$. Γενικά, όσο πιο στενό γίνεται το άνοιγμα γωνίας, η χωρική συσχέτιση αυξάνεται. Σαν αποτέλεσμα, μειώνεται η χωρητικότητα καναλιού.

Εάν το κανάλι H μπορεί να περιγραφεί από την σχέση $(Y^R)^{1/2} H_w (Y^T)^{1/2}$, τότε μπορεί να εξαχθεί ένα άνω όριο της χωρητικότητας καναλιού. Η χωρητικότητα καναλιού, δοθέντος του H_w και του SNR μπορεί να οριοθετηθεί άνω από την σχέση

$$C(r, H_w) \leq \max_{r_k} \sum_{k=1}^{\text{rank}(H_w)} \epsilon \log_2(1 + r_k u_k^R u_k^T l_k) \quad (3.30)$$

όπου u_k^R, u_k^T και οι l_k είναι οι k μεγαλύτερες ιδιοτιμές για τα Y^R, Y^T και $H_w H_w^*$, αντίστοιχα, και $\xi r_k = r$ [45].

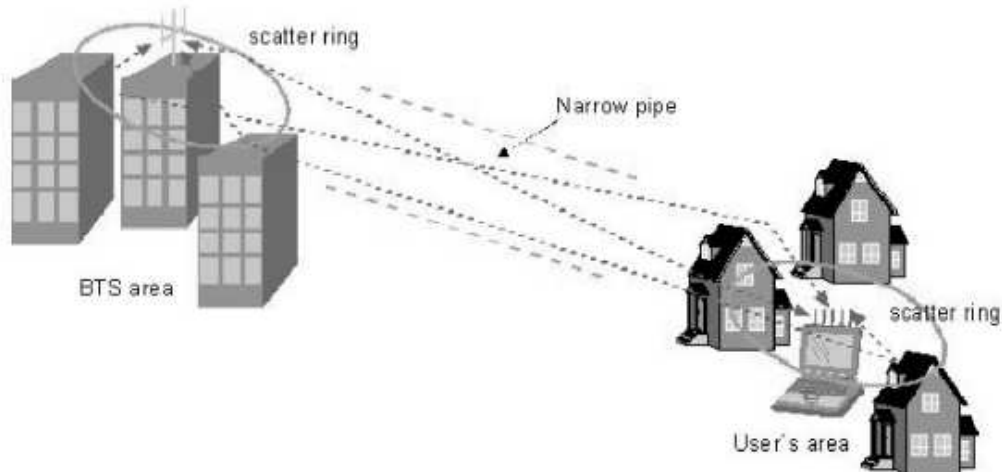
Αν και η σχέση (3.29) δεν αποτελεί ένα ισχυρό όριο, προσφέρει χρήσιμα συμπεράσματα για την χωρική συσχέτιση στην χωρητικότητα καναλιού. Όσο υψηλότερη η συσχέτιση καναλιού, τόσο η ακολουθία $u_k^R u_k^T$, τείνει ταχύτερα στο μηδέν. Κάποιος μπορεί εύκολα να πάρει ένα άνω όριο στον ενεργό βαθμό καναλιού από τα παράγωγα του $u_k^R u_k^T$.



■ Σχήμα 3.11. Κατανομή της χωρητικότητας σαν συνάρτηση του angle spread για ένα (8,8) σύστημα με $\rho=8$, και απλουστεύσεις.

1) *Απόζευξη μεταξύ τάξης και συσχέτισης*: Αν και πειστική, πρέπει να υπάρχει προσοχή στην προσέγγιση $\Psi \approx \Psi^R \otimes \Psi^T$. Για παράδειγμα, μπορεί να υπάρξει μια κατάσταση όπου με συγκεκριμένη τοπική σκέδαση γύρω από τον BTS και την μονάδα συνδρομητή, προκαλώντας ασυσχέτιστο fading σε κάθε άκρο της MIMO ζεύξης και εν τούτοις από τον πίνακα καναλιού πραγματοποιείται μια χαμηλή τάξη. Αυτό μπορεί να συμβαίνει επειδή η ενέργεια ταξιδεύει μέσω ενός στενού σωλήνα (pipe). Αυτή είναι η μαθηματική υπόθεση, εάν το γινόμενο της σκεδαζόμενης ακτινοβολίας γύρω από τον πομπό, και γύρω από τον δέκτη διαιρούμενο από την απόσταση TX-RX είναι συγκρίσιμο με το μήκος κύματος. Ένα τέτοιο σενάριο φαίνεται στο σχήμα 3.12. Τα κανάλια που εκτίθενται στην ίδια χρονο από συσχέτιση κεραίας (και στα δύο άκρα) και σένα χαμηλής τάξης πίνακα, αναφέρονται στην βιβλιογραφία ως κανάλια rinhole ή keyhole. Τα rinhole κανάλια μπορούν επίσης να δημιουργηθούν από συγκεκριμένες διαθλάσεις των οροφών των κτιρίων. Ωστόσο, οι περισσότερες MIMO μετρήσεις που έχουν γίνει, έδειξαν ότι η απώλεια βαθμού λόγω της επίδρασης του rinhole δεν είναι συχνό φαινόμενο. Στην ουσία, τα αποτελέσματα έδειξαν υψηλό επίπεδο χωρητικότητας των

MIMO διατάξεων τόσο σε εσωτερικό περιβάλλον, όσο και σε αστικές και ημιαστικές περιοχές.



■ Σχήμα 3.12. Ένα παράδειγμα μιας pin-hole πραγματοποίησης. Οι αντανάκλασεις γύρω από τον BTS και τους συνδρομητές προκαλούν τοπικά ασυσχέτιστα *fadings*. Ωστόσο, επειδή τα *scatter rings* είναι πολύ πιο μικρά συγκριτικά με τον διαχωρισμό μεταξύ των δύο δαχτυλιδιών, η τάξη του καναλιού είναι χαμηλή.

2) Μοντέλο συσχέτισης μεταξύ δύο πολωμένων συνιστωσών: Τόσο η ανάκλαση, όσο και η διάθλαση, είναι διαδικασίες ευαίσθητες στην πόλωση, και μπορούν να παράγουν περιστροφή του σκεδαζόμενου κύματος, συγκριτικά με το προσπίπτον κύμα. Αυτό οδηγεί στην πιθανότητα δημιουργίας ενός MIMO συστήματος που χρησιμοποιεί ένα ζεύγος πολωμένων κεραιών και στα δύο άκρα, οι οποίες είναι δυνητικά τοποθετημένες στην ίδια θέση, και αποφεύγουν κάποια από τα παραπάνω ζητήματα που σχετίζονται με την έλλειψη πλούσιου *multipath*.

Ας θεωρήσουμε ένα MIMO κανάλι που χρησιμοποιεί ένα ζεύγος κάθετα και οριζόντια πολωμένων κεραιών και στα δύο άκρα. Ένας 2×2 πίνακας με ίσης διασποράς μιγαδικές γκαουσιανές εισόδους, δεν είναι κατάλληλο μοντέλο καναλιού στενής ζώνης. Πρώτον, το περιβάλλον διάδοσης μπορεί να είναι τέτοιο ώστε τα *path loss* για τις δύο πολώσεις να είναι διαφορετικά. Δεύτερον, η συνιστώσα *cross-polarization* είναι τυπικά πιο αδύνατη από την συνιστώσα *co-polar*. Γενικά, όσο πιο αραιοί οι σκεδαστές, τόσο πιο μικρή είναι η επίδραση της *cross-polarization*. Επίσης, καθώς αυξάνεται η απόσταση μεταξύ των δύο τερματικών, μειώνεται και η *cross polarization*. Ο λόγος διασταυρούμενης πόλωσης είναι περίπου 7.4 dB στις μακροκυψέλες, στην ζώνη των 900 MHz.

Σε τυπικά εξωτερικά περιβάλλοντα με λογική σκέδαση, βρέθηκε πειραματικά ότι η διασταυρούμενη πόλωση και η *co-polarization*, είναι σχεδόν ασυσχέτιστες. Οι μέσοι συντελεστές συσχέτισης είναι γύρω στο 0.1 ή και πιο κάτω, και βρέθηκε ότι αυξάνονται κατά κάποιο τρόπο με την αύξηση του εύρους των μικροκυψελών. Ωστόσο, καθώς το εύρος αυξάνεται, η διαφορά ισχύος μεταξύ των δύο μεγεθών αυξάνεται. Εάν η διαφορά

είναι υψηλή, ασχέτως της συσχέτισης των δύο συνιστωσών, η ενεργός τάξη του πίνακα 2×2 θα είναι πάντα δύο. Γενικά, η χρήση multipolarized διατάξεων κεραιών για MIMO, ανοίγει το δρόμο για εύρωστες ψηφιακές MIMO σχεδιάσεις, σεβόμενες πάντα τα χαρακτηριστικά του multipath.

3) *Προς την χρήση ορθογωνικών τύπων κεραιών*: Η diversity τύπου κεραία, σε οποιοδήποτε άκρο της MIMO ζεύξης, είναι χρήσιμη συγκεκριμένα όταν τα κύματα φτάνουν από ποικίλες γωνίες. Αντίθετα με την πόλωση, όπου μόνο δύο ορθογώνιοι τρόποι είναι διαθέσιμοι, είναι θεωρητικά εφικτό να χρησιμοποιήσουμε κεραιές με τρόπο ώστε να πάρουμε πιο πολλούς ορθογωνικούς τρόπους. Εάν τα εισερχόμενα κύματα κατανέμονται όντως ομοιόμορφα στην ΑΟΑ, μια πολλαπλών τρόπων κεραία αναμένεται να παρέχει ένα μεγάλο αριθμό κλάδων diversity σ' ένα πολύ μικρό φυσικό χώρο, αν και υπάρχει όριο από τον αριθμό των ανεξάρτητων μονοπατιών.

Εφόσον κάθε κεραία δέχεται κύματα που έρχονται από διαφορετικές γωνίες, θα είναι αναμενόμενο ότι η μέση ισχύς, το φάσμα Doppler, και το delay spread, θα είναι διαφορετικό για κάθε τύπο κεραίας. Έτσι, για την μοντελοποίηση του MIMO συστήματος, θέλει προσοχή στον καθορισμό του πίνακα συσχέτισης για τον $\text{vec}(\mathbf{H})$. Ίσως οι προαναφερθείσες εισοδοί να μην είναι το κατάλληλο μοντέλο για το MIMO κανάλι.

4) *Ενεργοί βαθμοί ελευθερίας*: Στην παράγραφο 3.3 δείχθηκε ότι ένα (M, N) κανάλι μπορεί να αποσυντεθεί σε ένα ισοδύναμο σύστημα που αποτελείται από $\min(M, N)$ παράλληλα υποκανάλια SISO, των οποίων τα κέρδη ισχύος καναλιού είναι οι ιδιοτιμές l_k του \mathbf{W} . Με ένα τόσο υψηλό SNR ώστε $r_k l_k > 1$, κάθε πρόσθετη αύξηση ισχύος σήματος κατά 3dB οδηγεί σε αύξηση $\min(M, N)$ b/s/Hz στην χωρητικότητα καναλιού. Ωστόσο, όσο μεγαλύτερη η συσχέτιση μεταξύ των συνιστωσών του \mathbf{H} , τόσο σε μεγαλύτερη απόσταση τοποθετούνται οι κύριες support regions για τις κατανομές αυτών των ιδιοτιμών. Οι ενεργοί βαθμοί ελευθερίας (EDOF) είναι μια ποσότητα που ορίζεται για να δείξει πόσα από αυτά τα υποκανάλια συνεισφέρουν ενεργά στην χωρητικότητα του καναλιού.

$$EDOF \approx \frac{d}{dd} C_{EP}(2^d r) \Big|_{d=0} \quad (3.31)$$

Αν και ο πίνακας καναλιού \mathbf{H} έχει τάξη $\min(M, N)$ με πιθανότητα ένα γενικά, μόνο η ισχύς που κατανέμεται στο EDOF συνεισφέρει στην χωρητικότητα καναλιού. Ο EDOF θεωρείται μια χαμηλού ρυθμού μεταβλητή ιδιότητα του καναλιού.

3.5.3 Μεταβλητό κανάλι MIMO ευρείας ζώνης

Αντίστοιχα με την προέκταση του μοντέλου SISO καναλιού στενής ζώνης, σε ένα SISO μοντέλο ευρείας ζώνης, είναι γενικά αποδεκτό ότι κάποιος μπορεί να μοντελοποιήσει ένα μεταβλητού χρόνου MIMO κανάλι ευρείας ζώνης σαν ένα άθροισμα LOS συνιστώσας και άπειρων καθυστερημένων fading συνιστωσών

$$H(t) = \sum_{i=1}^L H_i d(t - t_i)$$

όπου μόνο ο $H_1 = H_{LOS} + H_{random}$ περιέχει μια LOS συνιστώσα και μια συνιστώσα τυχαίου fading. Ας σημειωθεί ότι ο $H(t)$ είναι μιγαδικός $M \times N$ πίνακας και ο H_i περιγράφει την γραμμική μετατροπή μεταξύ των 2 διατάξεων κεραιών με καθυστέρηση t_i , πιθανώς χρησιμοποιώντας ένα από τα προαναφερθέντα μοντέλα σταθερού fading. Αυτό είναι απλά ένα μοντέλο γραμμής καθυστερημένων λήψεων, όπου οι συντελεστές καναλιού στις L καθυστερήσεις αναπαρίστανται με πίνακες. Επειδή η διάσταση των διατάξεων κεραιών είναι πολύ μικρότερη από την απόσταση μεταξύ των λήψεων που ταξιδεύει το φως, οι στατιστικές αυτών των διαφορετικών λήψεων θεωρούνται ασυσχέτιστες.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η απόδοση των MIMO τεχνικών εξαρτάται κατά πολύ από την χωρική συσχέτιση των στοιχείων των κεραιών. Για ένα τερματικό με περιορισμένες πηγές χώρου, το MIMO λειτουργεί καλύτερα όταν ένα τέτοιο τερματικό είναι σε τέτοια θέση όπου η απόσταση αποσυσχέτισης είναι μικρή. Δυστυχώς σε ένα τόσο χαμηλής απόστασης αποσυσχέτισης περιβάλλον, ακόμα και αν το τερματικό κινείται με λογική ταχύτητα, ο πίνακας καναλιού H μπορεί να αναπτυχθεί με μεγάλο ρυθμό. Αυτός ο ρυθμός λέγεται επίσης Doppler spread, και ποικίλει από μερικά Hz σε σταθερές εφαρμογές, μέχρι και πάνω από 200 Hz σε γρήγορα σενάρια.

Ξεκάθαρα, η τιμή του Doppler spread πολλαπλασιαζόμενη με τον αριθμό των ταυτόχρονων χρηστών, θα καθορίσει την «οροφή» της κίνησης που προκαλείται από την ανάδραση καναλιού, για περιπτώσεις όπου το MIMO ή το STC σχήμα πραγματοποιείται με CSIT. Το Doppler spread επίσης, καθορίζει τον χρονισμό από την στιγμή της μέτρησης καναλιού ως την στιγμή που ο πομπός προσαρμόζεται στην ανάδραση καναλιού. Μια πλήρης ανάδραση του CSIT μπορεί γρήγορα να γίνει απαγορευτική στην πράξη, και μια ελκυστική λύση θα είναι να εφαρμοστούν απλούστεροι κανόνες για την προσαρμογή εκπομπής του MIMO αλγόριθμου σηματοδότησης.

Σε μία θέση όπου επικρατεί μια LOS συνιστώσα, ακόμα και αν το τερματικό κινείται σε πολύ υψηλή ταχύτητα, η ενεργός αλλαγή στο κανάλι είναι στην ουσία μικρή. Λόγω αυτού, ο ρυθμός για πλήρη ανάδραση πληροφορίας καναλιού είναι εφικτός.

3.5 MIMO ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

Μια σύντομη συζήτηση πάνω σε κάποια από τα ανοιχτά ζητήματα και τα εναπομείναντα εμπόδια στον δρόμο για την πλήρους κλίμακας εμπορευματοποίηση των MIMO συστημάτων γίνεται παρακάτω:

1) *Ζήτηση κεραιών*: Ο αριθμός των στοιχείων κεραιών και η χωροθέτηση αυτών είναι παράμετροι κλειδιά, ειδικά για το δεύτερο εάν θέλουμε να επιτευχθούν υψηλές αποδοτικότητες φάσματος στα συστήματα MIMO. Οι σταθμοί βάσης με μεγάλο αριθμό κεραιών προκαλούν περιβαλλοντικές ανησυχίες. Έτσι ο αριθμός των στοιχείων κεραιών περιορίζεται σε έναν αριθμό, ας πούμε τέσσερα, με απόσταση μεταξύ τους περίπου

10/. Η μεγάλη απόσταση οφείλεται στο γεγονός ότι οι σταθμοί βάσης συνήθως τοποθετούνται σε θέσεις όπου η παρουσία των τοπικών σκεδαστών που θα αποσυσχετίσουν το fading δεν είναι πάντα εγγυημένη. Χρησιμοποιώντας διπλά πολωμένες κεραιές, τέσσερις κεραιές μπορούν να χωρέσουν σε ένα γραμμικό χώρο του 1.5m στα 10/ με απόσταση τα 2 GHz. Για το τερματικό, 1/2/ απόσταση, είναι αρκετή να εξασφαλίσει ένα ικανό ποσό ασυσχέιστου fading, επειδή βρίσκεται γύρω από πολλούς τοπικούς σκεδαστές και αρκετά συχνά δεν υπάρχει απευθείας μονοπάτι. Ο μέγιστος αριθμός κεραιών στο τερματικό είναι τέσσερα. Τέσσερις διπλής πόλωσης κεραιές χωρούν σε ένα ευθύ χώρο των 7.5cm. Αυτές οι κεραιές μπορούν εύκολα να τοποθετηθούν για παράδειγμα στο περίβλημα ενός laptop. Ωστόσο στην περίπτωση των handset ακόμα και δύο στοιχεία για λόγους εμφάνισης θεωρούνται κατά κάποιον τρόπο προβληματικά.

2) *Πολυπλοκότητα δέκτη*: Η MIMO εκτίμηση καναλιού έχει αυξημένη πολυπλοκότητα γιατί ένας πλήρης πίνακας χρειάζεται να ιχνηλατηθεί ανά μονοπάτι καθυστέρησης (ή ανά τόνο στην περίπτωση OFDM) αντί για ένα απλό συντελεστή. Εφόσον τα πρακτικά συστήματα περιορίζουν τα στοιχεία σε μικρό αριθμό, η προστεθείσα πολυπλοκότητα δεν μπορεί να θεωρηθεί τεράστια. Η επιπλέον πολυπλοκότητα προέρχεται από επιπλέον RF, hardware, και εξελιγμένους αλγόριθμους διαχωρισμού. Ένας MIMO δέκτης θα έπρεπε να είναι dual mode για να υποστηρίξει non-MIMO mode. Στο MIMO, θα έχει πολλαπλές RF αλυσίδες (ίσες με τον αριθμό των RX κεραιών) και πρόσθετες εφαρμογές στην βασική ζώνη, π.χ. τους combiners χώρου-χρόνου και τον φωρατή, που καταστέλλουν την χωρική αλληλεπίδραση. Οι πρόσθετες απαιτήσεις αυξάνουν την πολυπλοκότητα ενός (4,4) MIMO συστήματος κατά δύο φορές της αντίστοιχης ενός μονού δέκτη. Ίσως χρειάζεται επίσης πρόσθετη επεξεργασία (ισοστάθμιση ή ακύρωση παρεμβολής) που χρειάζεται λόγω μεταβλητών συνθηκών καναλιού που συμβαίνουν από το περιβάλλον του MIMO δέκτη. Η ομόδυνη φώραση μπορεί να παρέχει απευθείας μετατροπή στην βασική ζώνη και έτσι να αποφευχθεί η ανάγκη φίλτρων SAW στο κύκλωμα IF. Αυτό μπορεί να μειώσει κατά κάποιο τρόπο την πολυπλοκότητα. Άλλο ένα ζήτημα που προκύπτει επίσης είναι η ζωή της μπαταρίας στο τερματικό.

3) *Ολοκλήρωση συστήματος και σηματοδότηση*: Το σύστημα MIMO χρειάζεται να ολοκληρωθεί και να είναι συμβατό με ένα προϋπάρχον non MIMO δίκτυο. Η MIMO σηματοδότηση επιβάλλει την υποστήριξη ειδικών RRC μνημάτων. Τα τερματικά χρειάζεται να ξέρουν μέσω σηματοδότησης κάτω ζεύξης εάν ο σταθμός βάσης είναι MIMO ικανός. Ο ΣΒ επίσης, πρέπει να ξέρει την ικανότητα του κινητού. Η ικανότητα αυτή θα μπορούσε να καθορίζεται κατά την διάρκεια της εκκίνησης κλήσης. Τα handset είναι επίσης επιθυμητό να παρέχουν ανάδραση στον σταθμό βάσης, για την ποιότητα καναλιού έτσι ώστε η MIMO μετάδοση να μπορεί να προγραμματιστεί ανάλογα των συνθηκών. Αυτά τα RRC μνήματα οδηγούνται στο στρώμα 2.

4) *MIMO μοντέλο καναλιού*: Η απόδοση ενός MIMO συστήματος επηρεάζεται πάρα πολύ από το μοντέλο καναλιού, ειδικά από το βαθμό της συσχέτισης μεταξύ των στοιχείων του πίνακα καναλιού, από ζητήματα delay spread, και άλλα. Τέλος, όπως δείχθηκε προηγουμένως, η χωρητικότητα καναλιού είναι συνάρτηση των ιδιοτιμών του καναλιού. Η χωρητικότητα MIMO επωφελείται από τον πομπό έχοντας γνώση της

κατάστασης του καναλιού και χρησιμοποιεί ίσως waterfilling, αντί για κατανομή ίσης ισχύος ή κάποια μερική μορφή ανάδρασης. Επιπλέον, γνωρίζοντας τον πίνακα συσχέτισης καναλιού, ο πομπός θα μπορούσε να βελτιστοποιήσει την κωδικοποίηση καναλιού, την κατανομή bits ανά υπόρρευμα σε συνάρτηση με την διαχείριση της ενίσχυσης ισχύος. Η ανάδραση τέλος, της ακριβούς και κατάλληλης CSI στον πομπό είναι άλλο ένα ανοιχτό ζήτημα.

4. ΜΙΜΟ MC-CDMA ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΑ ΚΥΨΕΛΩΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η απαίτηση για υπηρεσίες ασύρματης επικοινωνίας αυξάνεται ταχύτατα. Η τάση αυτή αναμένεται να συνεχιστεί και στο μέλλον λόγω της εισαγωγής νέων υπηρεσιών, όπως είναι η μετάδοση ζωντανού video, τα παιχνίδια στο κινητό, και πλήθος υπηρεσιών βασιζόμενες στην τοποθεσία. Οι υπό ανάπτυξη υπηρεσίες απαιτούν υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, από μελλοντικά ασύρματα κυψελωτά τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Ωστόσο, είναι δυσεύρετες νέες ζώνες ραδιοσυχνοτήτων. Έτσι, τα μελλοντικά ασύρματα συστήματα απαιτούν μεγαλύτερη αποδοτικότητα φάσματος.

Για να ικανοποιηθεί η αυξανόμενη ανάγκη για υπηρεσίες, προοδευμένα χαρακτηριστικά έχουν προστεθεί στα υπάρχοντα δίκτυα δεύτερης και τρίτης γενιάς και στα ασύρματα τοπικά δίκτυα. Στην κορυφή της έρευνας, έχει ξεκινήσει παγκοσμίως η ανάπτυξη κυψελωτών συστημάτων τέταρτης γενιάς. Ο στόχος που έχει τεθεί είναι να καταστεί δυνατή η εφαρμογή υπηρεσιών που απαιτούν μία ή δύο τάξεις μεγαλύτερους ρυθμούς δεδομένων απ' ό,τι τα δίκτυα 3G. Περιληπτικά οι στόχοι κλειδιά είναι να επιτευχθεί ρυθμός δεδομένων 100 Mb/s/ζεύξη σε εξωτερικό περιβάλλον και 1Gb/s σε εσωτερικό περιβάλλον. Το διαθέσιμο φάσμα αναμένεται περίπου στα 100 MHz, κάτι που απαιτεί σημαντική βελτίωση στην αποδοτικότητα φάσματος.

Οι κύριες τεχνικές και θεωρητικές προκλήσεις στην υλοποίηση μελλοντικών συστημάτων είναι:

- Αποδοτικότητα φάσματος 2-10 b/s/Hz
- Επιλεκτικότητα συχνότητας λόγω μεγάλου εύρους ζώνης (100 MHz)

Η αποδοτικότητα φάσματος απαιτεί νέες λύσεις τόσο στα φυσικά στρώματα όσο και στα στρώματα δικτύου. Το δεύτερο περιλαμβάνει ισχυρή κωδικοποίηση, ισχυρές μεθόδους διαμόρφωσης, τεχνικές προσαρμογής εκπομπής και ρυθμίσεις κεραιών. Οι ΜΙΜΟ επικοινωνίες βασιζόμενες στην πολλαπλή μετάδοση και λήψη μέσω πολλαπλών κεραιών αποτελούν μία πολλά υποσχόμενη τεχνική για την αύξηση της αποδοτικότητας φάσματος και φαίνονται ως η ενδεχόμενη λύση για fading κανάλια με αρκετή σκέδαση. Η επιλεκτικότητα συχνότητας σημαίνει ότι το άπλωμα καθυστέρησης λόγω διάδοσης σε πολλαπλά μονοπάτια είναι πολύ μεγάλο προκαλώντας έτσι μεγάλη διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Το γεγονός επίσης ότι ο ρυθμός δεδομένων είναι πολύ υψηλός, κάνει το πρόβλημα της ISI ακόμα πιο μεγάλο. Η βασική λύση στο πρόβλημα αυτό είναι η χρήση ενός αποδοτικού ισοσταθμιστή. Έτσι ωστόσο, ίσως καταστεί απαγορευτική η υλοποίηση του λόγω πολυπλοκότητας. Οι multicarrier επικοινωνίες με πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (FDM) ή ορθογωνική FDM είναι πολλά υποσχόμενες λύσεις στο πρόβλημα της frequency selectivity. Με την μέθοδο αυτή, η μετάδοση χωρίζεται σε παράλληλα υποκανάλια των οποίων το εύρος ζώνης είναι αρκετά στενό ώστε να τα κάνει frequency flat (η σχεδόν). Έτσι η ISI μπορεί να αντιμετωπιστεί αποτελεσματικά με

την χρήση ενός cyclic prefix κατάλληλου μήκους, έτσι ώστε να χρησιμοποιηθεί ένας ισοσταθμιστής απλοποιημένος ή να μην χρησιμοποιηθεί και καθόλου.

Ο συνδυασμός OFDM και CDMA (πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση κώδικα), γνωστός και σαν MC-CDMA έχει στρέψει την προσοχή σαν μία ισχυρή τεχνική μετάδοσης. Συγκεκριμένα είναι πιο ελκυστική για downlink επικοινωνίες ευρείας ζώνης, αφού η ορθογωνικότητα του χρήστη μπορεί να επιτευχθεί καλύτερα στη σύγχρονη downlink απ' ό τι στην uplink και να κρατήσει τα επίπεδα της MAI (παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης) σε λογικά επίπεδα. Σε αντίθεση με τα συμβατικά μονού φέροντος direct sequence CDMA συστήματα, η λαμβανόμενη ενέργεια σήματος μπορεί να συλλεχθεί στο πεδίο συχνοτήτων των MC-CDMA συστημάτων με λογική περιπλοκότητα, ακόμα και όταν το εύρος ζώνης του σήματος είναι πολύ μεγάλο.

Έστω και αν διάφορες αρχιτεκτονικές MIMO έχουν ερευνηθεί σε πολλές δημοσιεύσεις η εφαρμογή τους στο MC-CDMA είναι σχετικά αμεληθείσα. Στο κεφάλαιο αυτό περιλαμβάνονται κάποιες τελευταίες πρόοδοι στον τομέα αυτό, και επιδεικνύεται το αποτέλεσμα σε ένα δίκτυο επτά κυψελών. Πρώτα παρουσιάζεται μια περίληψη των MC και MIMO τεχνικών. Με βάση αυτό περιγράφεται η σχεδίαση μίας πολύ αποδοτικής MIMO MC ζεύξης υψηλής χωρητικότητας με πιθανότητα χρήσης είτε OFDM είτε MC-CDMA. Το προτεινόμενο σχήμα χρησιμοποιεί αποδοτική κωδικοποίηση χώρου χρόνου όπως επίσης και χωρική πολυπλεξία. Συζητώνται οι προοπτικές σχεδίασης δέκτη. Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης σε υπολογιστή παρουσιάζονται για να φανεί η απόδοση του τόσο σε μία απομονωμένη κυψέλη όσο και σε ένα απλό κυψελωτό δίκτυο. Τέλος, συνοψίζονται τα συμπεράσματα.

4.2 MULTICARRIER ΚΑΙ MIMO ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

4.2.1 MULTICARRIER ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

Η βασική ιδέα ενός OFDM είναι να διαχωρίσει το διαθέσιμο εύρος ζώνης σήματος σε ένα μεγάλο αριθμό στενών υποφερόντων, στα οποία επιτρέπεται να επικαλύπτονται στο πεδίο της συχνότητας. Ένα υψηλού ρυθμού σειριακό ρεύμα μετατρέπεται σε χαμηλού ρυθμού παράλληλα ρεύματα σε έναν διαμορφωτή OFDM. Τα ρεύματα αυτά συνδυάζονται και το σήμα χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει το RF φέρον. Εφόσον τα υποφέροντα σχεδιάζονται να είναι ορθογωνικά μεταξύ τους, η φασματική επικάλυψη δεν δημιουργεί επιπρόσθετη αλληλοπαρεμβολή. Εάν ο αριθμός των υποκαναλιών είναι μεγάλος απαιτείται ένας μεγάλος αριθμός διαμορφωτών και αποδιαμορφωτών όπως επίσης και κατάλληλα φίλτρα, και στα δύο άκρα της ζεύξης. Αυτό μπορεί να αποφευχθεί με την χρήση ανάστροφου διακριτού μετασχηματισμού Fourier στον πομπό (IDFT) και διακριτού μετασχηματισμού Fourier στον δέκτη (DFT). Τα σχήματα διαμόρφωσης μπορούν να διαφέρουν από το ένα υποφέρον στο άλλο για να είναι δυνατοί οι μεταβλητοί ρυθμοί μετάδοσης πάνω στα υποφέροντα. Με αυτό τον τρόπο, το ευρείας ζώνης και επιλεκτικής συχνότητας κανάλι με fading διαχωρίζεται σε ένα μεγάλο αριθμό παράλληλων, στενής ζώνης, και frequency-flat καναλιών με fading. Η κάτω πλευρά είναι ότι εάν ο αριθμός των υποφερόντων είναι μεγάλος και τα σύμβολα εισόδου

στατιστικά ανεξάρτητα, το OFDM σύμβολο ακολουθεί σχεδόν την μιγαδική γκαουσιανή κατανομή. Αυτό έχει σαν συνέπεια μεγάλους λόγους ισχύος κορυφής με μέση τιμή. Έτσι ο πομπός απαιτείται να έχει ένα μεγάλο γραμμικό εύρος ενίσχυσης αλλιώς θα έχουμε παραμόρφωση λόγω της φύσης του μεταδιδόμενου σήματος. Ωστόσο υπάρχουν τεχνικές μείωσης της αναλογίας ισχύος.

Η αρχή του MC-CDMA βασίζεται στην OFDM σηματοδότηση με άπλωμα στο πεδίο της συχνότητας, και έτσι η πολλαπλή πρόσβαση επιτυγχάνεται με την χρήση ξεχωριστών ακολουθιών απλώματος για διαφορετικούς χρήστες θυμίζοντας τα πιο συμβατικά CDMA συστήματα που βασίζονται στο άπλωμα των DS (direct sequence) στο πεδίο του χρόνου. Εάν ο αριθμός των υποφερόντων είναι ίσος με τον συντελεστή απλώματος, το MC-CDMA είναι ισοδύναμο με την διαδικασία του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier σε ένα DS-CDMA σήμα. Για υψηλού ρυθμούς μετάδοσης χρηστών, τα πληροφοριακά σύμβολα μετατρέπονται σε P υπορρευμάτα μέσω της διαδικασίας serial-to-parallel (S/P) και μετά απλώνονται στο πεδίο της συχνότητας με μία χαρακτηριστική ακολουθία μήκους G . Μετά το άπλωμα (spreading), το σήμα που αποτελείται από ένα σύνολο PG υπορρευμάτων περνάει μέσα από ένα πολυπλέκτη υποφερόντων, και μετά κάθε υπορεύμα μετατρέπεται parallel-to-serial, και εκτείνεται με τον cyclic prefix για την βασική OFDM μετάδοση.

4.2.2 ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ-ΕΙΣΟΔΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ-ΕΞΟΔΟΥ

Οι πολλαπλές κεραιές εφαρμόζονται πολλά χρόνια στις ασύρματες επικοινωνίες και στην μορφοποίηση δέσμης. Η ιδέα είναι η εφαρμογή χωρικού φιλτραρίσματος είτε στον πομπό, είτε στον δέκτη, είτε και στους δύο, για την μείωση της παρεμβολής μεταξύ των co-channel σημάτων ή των ασύρματων χρηστών. Αυτό απαιτεί ότι η χωρική δειγματοληψία ικανοποιεί το θεώρημα δειγματοληψίας Nyquist στο πεδίο του χώρου (για παράδειγμα τα στοιχεία κεραιών πρέπει να είναι επαρκώς κοντά μεταξύ τους). Τυπικά, ο διαχωρισμός κεραιών είναι $\lambda/2$ όπου το λ δηλώνει το μήκος κύματος του φέροντος. Η τεχνική είναι ο καλύτερος τρόπος να αξιοποιηθούν οι πόροι του καναλιού όταν υπάρχει μια ισχυρή line of sight (LOS) σύνδεση μεταξύ του πομπού και του δέκτη.

Πιο πρόσφατα, οι τεχνικές diversity τόσο του πομπού όσο και του δέκτη έχουν την κατεύθυνση βελτίωσης μέσω του κέρδους diversity. Πρόσθετα με αυτό, το κέρδος κωδικοποίησης μπορεί να επιτευχθεί στο πλαίσιο της diversity εκπομπής με τον κατάλληλο σχεδιασμό των μεταδιδόμενων σημάτων, έχοντας σαν αποτέλεσμα τους λεγόμενους κωδικοποιητές χώρου χρόνου (STCs). Το κέρδος κωδικοποίησης, μπορεί να επιτευχθεί χωρίς καμία απώλεια στην αποδοτικότητα φάσματος. Το τίμημα που επιφέρει το κέρδος αυτό είναι η αυξανόμενη πολυπλοκότητα πομποδέκτη. Τα σχήματα αυτά είναι βέλτιστα όταν έχουμε περιβάλλον πλούσιο σε σκεδάσεις, με μηδενική μετάδοση LOS, κάτι που οδηγεί σε ασυσχέτιστες διαδικασίες fading μεταξύ των στοιχείων των κεραιών, εφόσον αυτές είναι τοποθετημένες επαρκώς μακριά η μία από την άλλη. Στα κυψελωτά συστήματα τυπικοί διαχωρισμοί των 10λ και $\lambda/4$ (μερικές μελέτες προτείνουν ότι χρειάζεται τουλάχιστον $\lambda/2$) απαιτούνται για τους σταθμούς βάσης και τα τερματικά, αντίστοιχα.

Με τις τελευταίες προόδους, αναγνωρίστηκαν τα δυνητικά κέρδη των MIMO καναλιών σε πλούσιο περιβάλλον σκεδάσεων και δείχτηκε ότι η χωρητικότητα των

MIMO καναλιών αυξάνεται γραμμικά σε σχέση με τον ελάχιστο και μέγιστο αριθμό στοιχείων κεραιών. Αυτό πυροδότησε το ενδιαφέρον στην χωρική πολυπλεξία ή στις λεγόμενες αρχιτεκτονικές στρωματοποίησης χώρου-χρόνου. Η πιο γνωστή εξ αυτών είναι πιθανόν των Bell Laboratories (BLAST). Αναρίθμητα ανεξάρτητα ρεύματα πληροφορίας μεταδίδονται μέσω μίας διάταξης κεραιών πολλαπλών στοιχείων στον πομπό (MEA). Στον δέκτη, ο βέλτιστος μέγιστης πιθανότητας (ML) ή ο μέγιστος εκ των προτέρων αλγόριθμος ανίχνευσης, έχουν εκθετική υπολογιστική πολυπλοκότητα, κάτι το οποίο όμως μπορεί να αποφευχθεί με την χρήση υποβέλτιστων γραμμικών ή και μη γραμμικών interface δεκτών που εκμεταλλεύονται το χωρικό φιλτράρισμα. Για παράδειγμα, η αρχέτυπη αρχιτεκτονική BLAST εφαρμόζει γραμμική zero-forcing ισοστάθμιση (nulling) και σειριακή ακύρωση παρεμβολής (SIC). Προφανώς, το κόστος αυτό μειώνει την error rate απόδοση. Ωστόσο, σε πολλές περιπτώσεις πρακτικού ενδιαφέροντος, οι υποβέλτιστοι δέκτες έχουν ικανοποιητική απόδοση. Σε αντίθεση με τους STCs, οι LST αρχιτεκτονικές με τους υποβέλτιστους δέκτες, απαιτούν γενικά MN , όπου N ο αριθμός των κεραιών μετάδοσης και M ο αριθμός των κεραιών λήψης.

4.3 ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ MIMO MC-CDMA

Θεωρούμε ένα σύστημα MC-CDMA κάτω ζεύξης με N_c υποφέροντα και K χρήστες, όλους με τον ίδιο spreading factor G . Κάθε χρήστη θεωρείται ότι έχει παρόμοια κωδικοποίηση, διαμόρφωση, και spreading. Η πληροφορία του χρήστη είναι με διαίρεση συχνότητας και πιθανόν (στην περίπτωση μετάδοσης με χρήση τεσσάρων κεραιών) χωρικά πολυπλεγμένη πάνω σε διαφορετικά υποφέροντα, ενώ η δυνατότητα πολλαπλής πρόσβασης είναι βασισμένη στην αρχή διαίρεσης κώδικα. Ο spreading factor θεωρείται ότι έχει χαμηλές τιμές. Ίσως είναι επιθυμητό έτσι να συνδυαστεί στην πράξη η TDMA με την MC-CDMA. Η απαίτηση για την τοπολογία κεραιών στον πομπό και στον δέκτη είναι να ισχύει ο κανόνας $M \ll N$. Όλες οι κεραιές μετάδοσης θεωρείται ότι εφαρμόζουν τους ίδιους spreading codes.

3.3.1 ΠΟΜΠΟΣ ΚΑΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΗΣ

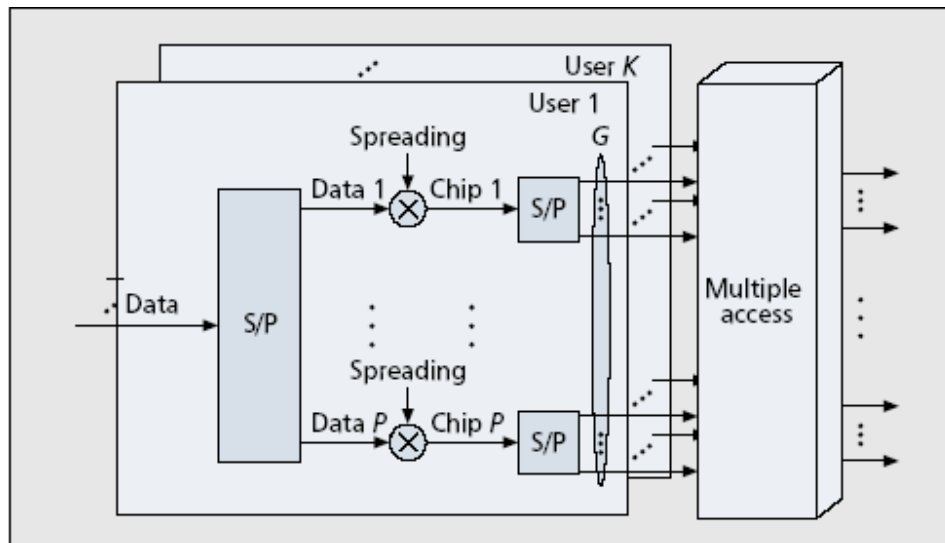
Για τον ενδιαφερόμενο χρήστη, το δυαδικό ρεύμα πληροφορίας είναι η είσοδος σε ένα αυθαίρετο μονό ή πολλαπλών κεραιών κωδικοποιητή καναλιού, των οποίων τα bits εισόδου οδηγούνται σε ένα ρεύμα κωδικοποιημένων και διαμορφωμένων συμβόλων. Όταν έχουμε κωδικοποίηση καναλιού μονής κεραίας, ο κωδικοποιητής είναι ένας παράλληλος συνελκτικός κώδικας συνένωσης (PCCC) με έναν παρεμβολέα, που ακολουθείται από puncturing και πολυπλεξία, interleaving επιπέδου bit, QPSK διαμόρφωση με Gray mapping, και interleaving επιπέδου συμβόλου. Οι βασικοί κώδικες (CCs) είναι 1/2 ρυθμού περιοδικοί συνελκτικοί με ψευδοτυχαίους interleavers. Ομοίως μπορούν να εφαρμοστούν βελτιστοποιημένοι κώδικες, με turbo trellis coded διαμόρφωση (TCM) και bit-interleaved coded διαμόρφωση (BICM) που θεωρούνται εδώ ένα σημείο αναφοράς των μετρήσεων.

Στην κωδικοποίηση πολλαπλών κεραιών χρησιμοποιείται turbo κωδικοποιημένη χώρου χρόνου διαμόρφωση (STTuCM) όπου ο κωδικοποιητής αποτελείται από δύο

συνενωτικούς, περιοδικούς, παράλληλους, κώδικες trellis χώρου χρόνου, που διαχωρίζονται από ένα ψευδοτυχαίο επιπέδου bit interleaver. Οι μη δυαδικοί 8 καταστάσεων κώδικες σχεδιάστηκαν για να μειώσουν το frame error rate (FER) μετάδοσης σε ένα quasi-static κανάλι με ομοιόμορφα fadings. Για να προστατευθεί ο ρυθμός των STCs, μετά την παράλληλη συνένωση πραγματοποιείται puncturing επιπέδου συμβόλου. Κατόπιν, εφαρμόζεται ομαδικό interleaving συμβόλων για να κατανεμηθούν οι επιδράσεις του fading πάνω στο μεταδιδόμενο frame. Εάν υπάρχουν πάνω από δύο κεραίες μετάδοσης, οι έξοδοι του κωδικοποιητή ST πολυπλέκονται χωρικά (για παράδειγμα στρωματοποιημένα κάθετα το ένα πάνω στο άλλο). Από την άλλη, η οριζόντια κωδικοποιημένη δομή, περιλαμβάνει ξεχωριστά μπλοκ κωδικοποίησης/ διαμόρφωσης για κάθε ένα από όλα τα στρώματα. Για συγκρίσεις ελήφθη η κωδικοποίηση μπλοκ χώρου χρόνου (STBC) βασισμένη στο σχήμα Alamouti, σε συνδυασμό με turbo κωδικοποίηση.

4.3.2 ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ

Στην MC-CDMA μοντελοποίηση συστήματος, ο cyclic prefix θεωρήθηκε μεγαλύτερου μήκους απ' ότι το άπλωμα καθυστέρησης καναλιού, και τοποθετούνται διασπασίμα clusters καναλιού στα σημεία δειγματοληψίας του μεταδιδόμενου σήματος. Έτσι, το σύστημα έχει μια ισοδύναμη παρουσίαση στο πεδίο της συχνότητας. Θεωρήθηκε χαμηλή κινητικότητα χρήστη, έτσι ώστε τα SISO κανάλια μεταξύ όλων των ζευγών κεραιών να θεωρούνται quasi-static (για παράδειγμα σταθερά πάνω στην μετάδοση ενός κωδικοποιημένου MC-CDMA frame). Το MC-CDMA σύστημα πολλαπλών χρηστών φαίνεται στο σχ.4.1. Το βασικό OFDM σύστημα είναι μία φυσική ειδική περίπτωση του σχεδιασμού συστήματος με $G=1$. Το πρόβλημα της επιλογής της τιμής του spreading factor εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του ραδιοκαναλιού, τις απαιτήσεις μετάδοσης του χρήστη, τον αριθμό των χρηστών ανά κυψέλη, τους περιορισμούς στην υλοποίηση του πομποδέκτη, και πολλές άλλες πρακτικές παραμέτρους. Δεν μπορεί να λυθεί, μία ολοκληρωτική και κοινή λύση για το πρόβλημα. Γι' αυτό, δυνητικά είναι για υψηλού επιπέδου χωρητικότητας συστήματος και γι' αυτό δίνεται έμφαση πάνω σε αυτό.



■ Σχήμα 4.1. Οι πομποί ενός πολλαπλών χρηστών MC-CDMA για n κεραίες μετάδοσης ($P=Nc/G$)

4.4 ΔΕΚΤΕΣ ΓΙΑ MIMO MC-CDMA ME FORWARD ERROR CONTROL CODING

Εδώ δείχνεται η σχεδίαση δέκτη για κωδικοποιημένη LST μετάδοση στην κάτω ζεύξη του MC-CDMA συστήματος. Λαμβάνονται υπ' όψη οι γραμμικοί επιπέδου chip, και οι μη γραμμικοί επιπέδου συμβόλου δέκτες. Για να μειωθεί κι άλλο η co-antenna παρεμβολή (CAI) και να ενισχυθεί η error rate απόδοση προστίθεται στον δέκτη επιπλέον παράλληλη ακύρωση παρεμβολής (PIC) που αξιοποιεί τις hard ή τις soft decisions.

4.4.1 ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΔΕΚΤΕΣ

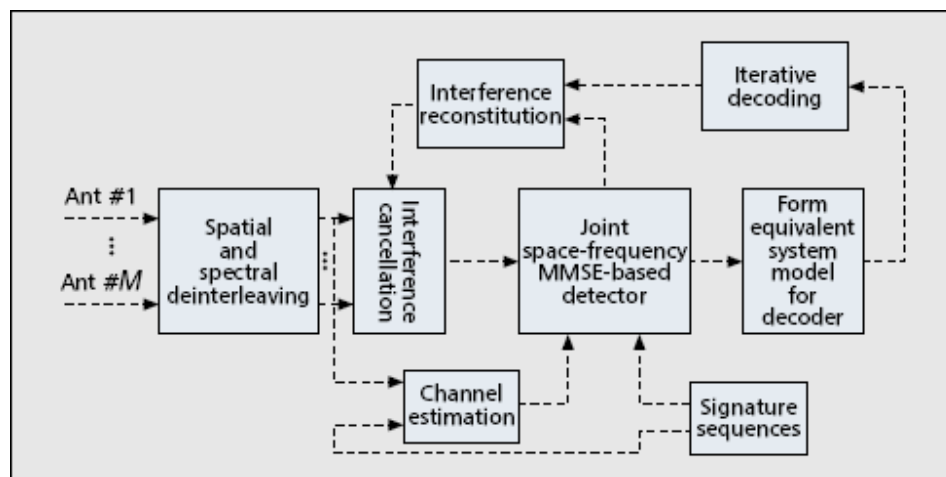
Για ένα single user OFDM σύστημα με $K=G=1$, οι έξοδοι των κεραιών λήψης προωθούνται απ' ευθείας στον επαναληπτικό αποκωδικοποιητή χώρου χρόνου όπου η αποκωδικοποίηση και η ανίχνευση πραγματοποιούνται από κοινού με την χρήση περιορισμών κωδικών. Έτσι, η μέγιστη λαμβανόμενη diversity προωθείται από τον αποκωδικοποιητή μέγιστης πιθανοφάνειας (ML). Για ένα πολλαπλών χρηστών MC-CDMA MIMO σύστημα με κωδικοποίηση χώρου χρόνου, οι ταυτόχρονες μη ορθογωνικές μεταδόσεις από πολλαπλές κεραίες δεν μπορούν να διαχωριστούν απευθείας ή να συνδυαστούν πριν τον συνδυασμό των chip. Μέθοδοι όπως συνδυασμός ισοδύναμων κερδών (EGC) ή συνδυασμός ελάχιστου μέσου τετραγωνικού λάθους που προτείνονται για SISO MC-CDMA συστήματα δεν είναι εφαρμόσιμα στο παρών MIMO MC-CDMA σύστημα.

Σαν μια άμεση και χαμηλής πολυπλοκότητας λύση, οι N επιπέδου chip έξοδοι κεραιών, μπορούν πρώτα να πολλαπλασιαστούν με την χαρακτηριστική ακολουθία του επιθυμητού χρήστη, και κατόπιν να προωθηθούν στον ST αποκωδικοποιητή. Αυτό, στην περίπτωση single-user είναι βέλτιστο. Εφόσον κανένας συνδυασμός chip δεν πραγματοποιείται σε κανένα επίπεδο, η προσέγγιση δεν λειτουργεί με πολλαπλούς

χρήστες. Η τελική λύση είναι η παραγωγή ενός κοινού χώρου-συχνότητας (SF) MMSE ανιχνευτή πολλαπλών χρηστών, για το βασικό σύστημα. Το κριτήριο για τον SF-MMSE MUD είναι να ελαχιστοποιήσει το MSE από κοινού, πάνω σε όλα τα υποφέροντα και στις κεραίες. Μία χρήσιμη επιπλέον απλοποίηση στην μετρική του αποκωδικοποιητή παρέχεται από το γεγονός ότι, η MAI συν τον θόρυβο στην έξοδο του SF-MMSE MUD είναι κατά προσέγγιση γκαουσιανή σύμφωνα με το κεντρικό οριακό θεώρημα. Επιπλέον, το χωρικό φιλτράρισμα και το chip combining μπορούν να διαχωριστούν, και έτσι κατόπιν απαιτείται μόνο η spreading ακολουθία του επιθυμητού χρήστη. Αυτό φυσικά παρέχει μία σημαντική επιπλέον απλοποίηση.

4.4.2 ΔΕΚΤΕΣ ΑΚΥΡΩΣΗΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ

Στα περισσότερα περιβάλλοντα, η error rate απόδοση του βασικού MIMO MC-CDMA συστήματος υπαγορεύεται περισσότερο από την παρεμβολή των κεραιών παρά από την MAI. Έτσι είναι πιο ελκυστικό να εφαρμοστεί η επαναληπτική φώραση και η αρχή κωδικοποίησης IDD με PIC της IAI στον δέκτη. Η λαμβανόμενη diversity της τάξης του M μπορεί να επιτευχθεί μόνο εάν η ακύρωση της IAI γίνει τέλεια. Στην πράξη η μετάδοση λαθών μπορεί να επηρεάσει πολύ σοβαρά τα προτερήματα του IDD δέκτη. Ωστόσο, με την χρήση ισχυρής κωδικοποίησης καναλιού και soft decision ICs, μπορούν να επιτευχθούν αξιοσημείωτες βελτιώσεις στην απόδοση error rate, σε σύγκριση με τους γραμμικούς δέκτες. Αφού γίνουν οι αρχικές αποφάσεις με την χρήση MMSE βασισμένη σε MUD όπως προαναφέρθηκε, ο δέκτης εισέρχεται στην IDD φάση. Ένα υψηλού επιπέδου θεμελιώδες μπλοκ διάγραμμα μη γραμμικού, επιπέδου συμβόλου δέκτη φαίνεται στο σχ.4.2.



■ Σχήμα 4.2. Μη γραμμικός δέκτης MMSE επιπέδου-συμβόλου για layered μετάδοση

Αντί για ένα interface γραμμικού δέκτη, πριν την είσοδο στο IDD επίπεδο μπορούν να χρησιμοποιηθούν μη γραμμικές τεχνικές φώρασης, όπως έγινε στο αρχέτυπο BLAST σχήμα. Συνδυάζοντας μια παρόμοια ιδέα με τον SF-MMSE ανιχνευτή που προτάθηκε προηγουμένως, μπορεί να παραχθεί για το κωδικοποιημένο MC-CDMA σύστημα ένας επαναληπτικός επίπεδο συμβόλου MUD βασιζόμενος στο χωρικό φιλτράρισμα και

στην σειριακή ΙΑΙ ακύρωση. Καθώς τα CDMA συστήματα λειτουργούν σε περιοχές με σχετικά χαμηλά SNR, το πρόβλημα με ένα κάθετα κωδικοποιημένο σύστημα είναι ότι οι εκτιμήσεις συμβολοσειρών που χρησιμοποιούνται στην SIC είναι πολύ αναξιόπιστες. Γι' αυτό μόνο η περίπτωση οριζόντιας κωδικοποίησης λαμβάνεται υπόψη. Ο δέκτης αναδημιουργεί την αλληλοπαρεμβολή που προκαλείται από το αποκωδικοποιημένο στρώμα με την χρήση soft εκτιμήσεων των μεταδιδόμενων συμβόλων.

4.5 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΕΞΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΗ

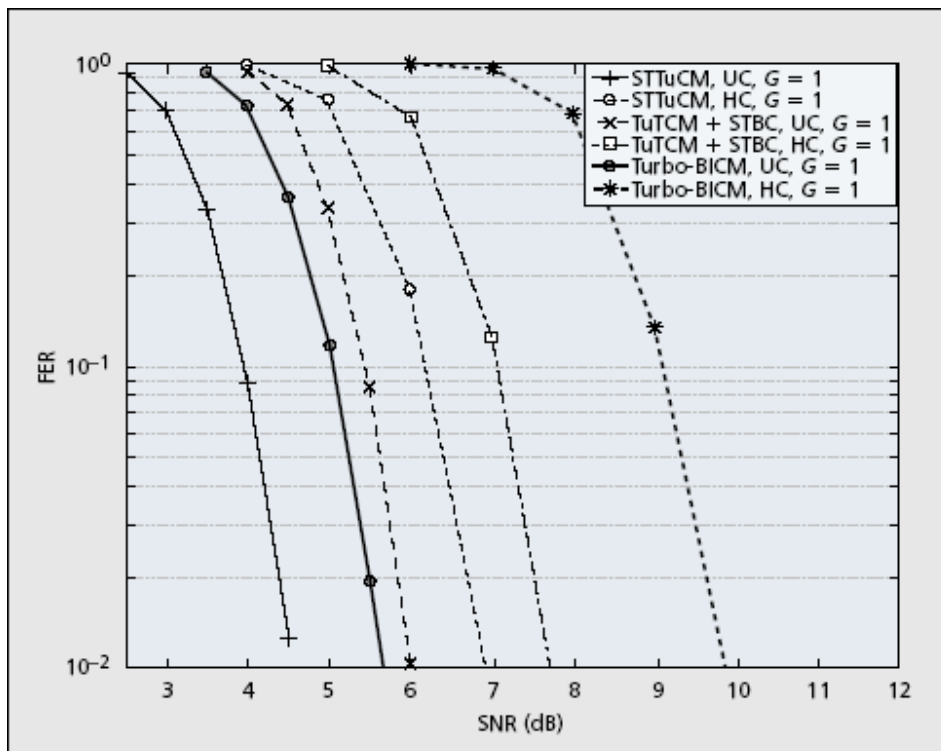
Θεωρούμε ότι όλα τα ανεξάρτητα SISO κανάλια μεταξύ των TX-RX ζυγών κεραιών έχουν το ίδιο power delay profile (PDP). Θεωρείται επίσης ένα μοντέλο χωρικής συσχέτισης βασισμένο στο επανομαζόμενο μοντέλο Kronecker μεταξύ των fading συντελεστών στο πεδίο του χρόνου. Υπολογίζεται η απόδοση διαφορετικών σχημάτων σε κανάλια με επιλεκτικής συχνότητας fadings με την χρήση Monte Carlo εξομοιώσεων υπολογιστή, και μελετάται η επίδραση της συσχέτισης κεραιών στην απόδοση του συστήματος. Λαμβάνονται υπόψη τόσο οι single όσο και οι multi κυψελωτές περιπτώσεις. Οι παράμετροι εξομοίωσης βρίσκονται στον πίνακα 1.

Bandwidth συστήματος	100 MHz
Αριθμός υποφερόντων	1024
Μήκος του CP	256 δείγματα (2.56 μs)
Μήκος coded frame	4096 μεταδιδόμενα σύμβολα
Διαμόρφωση πληροφορίας	QPSK (STTuCM), 8-PSK(TuTCM)
Φασματική αποδοτικότητα	N b/s/Hz
Spreading factor	1.8
Spreading κώδικας	Walsh-Hadamard
Scrambling κώδικας	Ψευδοτυχαίος
Bits/σύμβολο	Ψευδοτυχαίος
Επαναλήψεις decoder	Μέγιστο 8 ανά IDD
Δομή κεραιών	4' 4
Fading περιβάλλον	NLOS (Rayleigh fading)
Μοντέλο καναλιού	Εκθετική εξασθένηση
RMS delay spread	256 ns
Δομή συστήματος	Μία απομονωμένη κυψέλη, επί συνόλου 7

Tx συσχέτιση	ζ	1	$0.7544 + j0.0829$	$0.4109 - j0.0938$	$0.2313 - j0.0$
		$0.7544 + j0.0829$	1	$0.754 - j0.0829$	$0.4109 - j0.0$
		$0.4109 - j0.0938$	a_{32}	1	$0.754 - j0.08$
		$0.2313 - j0.0803$	$0.4109 - j0.0938$	$0.754 - j0.0829$	1
Rx συσχέτιση	ζ	1	-0.3043	0.2203	-0.1812
		0.3043	1	-0.3043	0.2203
		0.2203	-0.3043	1	-0.3043
		0.1812	0.2203	-0.3043	1

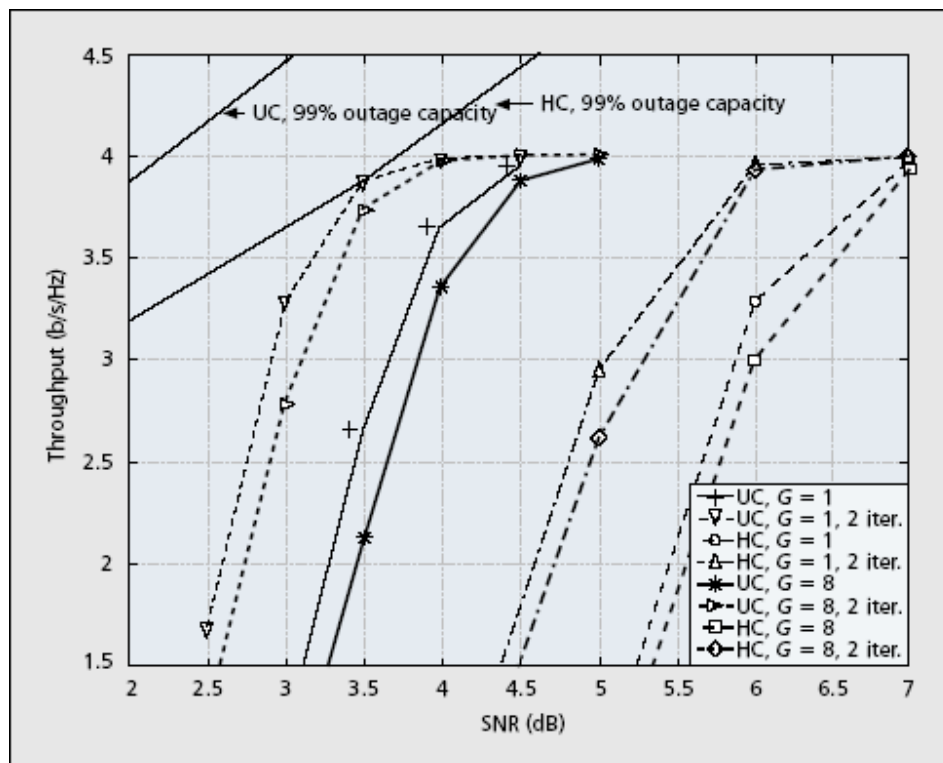
■ Πίνακας 1. Παράμετροι εξομοίωσης

Η απόδοση διαφορετικών δεκτών και σχημάτων πρόσβασης συγκρίνεται πρώτα σε ένα single-cell περιβάλλον με την χρήση OFDM ($G=1$). Τα αποτελέσματα περιέχονται στο σχ.4.3 όπου αναπαρίστανται το FER σε συνάρτηση με το SNR ανά bit για ασυσχέτιστες αλλά και υψηλά συσχετισμένες κεραίες. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι η STTuCM δίνει πολύ καλύτερη απόδοση σε σύγκριση με τις TCM και τις BICM τεχνικές.

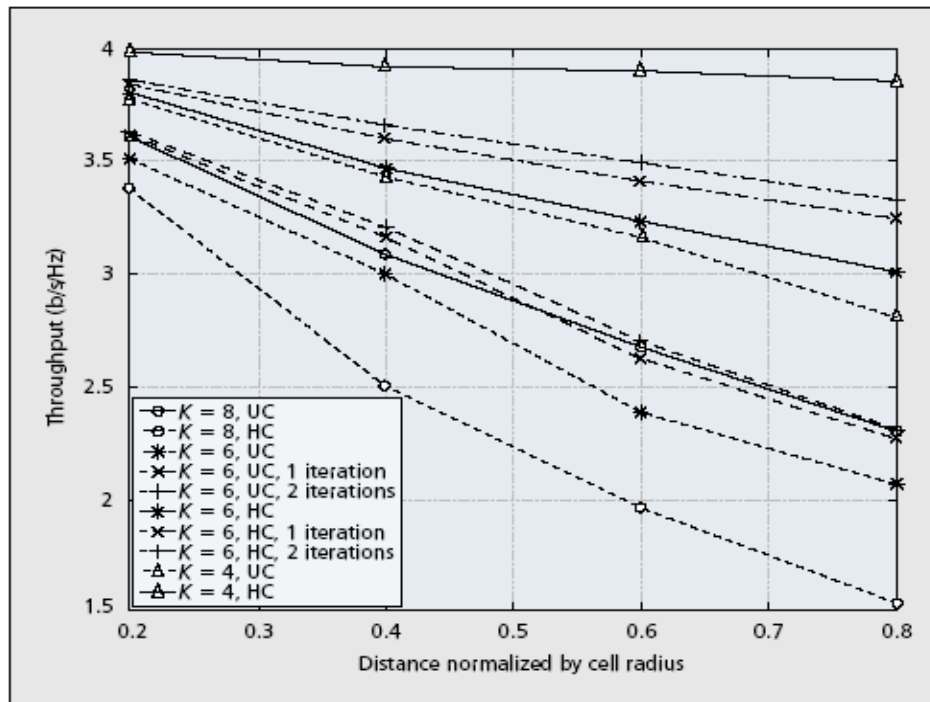


■ Σχήμα 4.3. FER ενός 4x4 MIMO OFDM συστήματος σε συνάρτηση με το SNR ανά σύμβολο με STTuCM και ονομαστική αποδοτικότητα φάσματος 4 b/s/Hz.

Στο σχ.4.4 φαίνεται η αποδοτικότητα φάσματος σε ένα single-cell περιβάλλον OFDM ($G=1$) και MC-CDMA ($G=8$) όπου παρουσιάζεται η σχετική αποδοτικότητα σε συνάρτηση με το SNR ανά bit για ασυσχέτιστες και υψηλά συσχετιζόμενες κεραιές αντίστοιχα. Φαίνεται ότι στην single-cell περίπτωση η καθαρή OFDM μετάδοση ($G=1$) αποδίδει καλύτερα της αντίστοιχης MC-CDMA, αλλά η MC-CDMA μπορεί να προσφέρει καλύτερη συνολική αποδοτικότητα, με επαναληπτική επεξεργασία στον δέκτη. Αυτό αποτελεί ένα ενθαρρυντικό βήμα στον τελικό στόχο που είναι η βέλτιστη χωρητικότητα κυψελωτού συστήματος και η καθολική επαναχρησιμοποίηση συχνότητας με MC-CDMA επικοινωνιών.



■ Σχήμα 4.4. Έξοδος ενός 4x4 MIMO MC-CDMA συστήματος σε συνάρτηση με το SNR ανά σύμβολο με STTuCM και ονομαστική αποδοτικότητα φάσματος 4 b/s/Hz.



■ Σχήμα 4.5. Έξοδος ενός 4x4 MIMO MC-CDMA συστήματος σε συνάρτηση με την κανονικοποιημένη ακτίνα κυψέλης.

Τελικά, στο σχ.4.5 φαίνεται η λαμβανόμενη αποδοτικότητα φάσματος σε ένα περιβάλλον επτά κυψελών με MC-CDMA ($G=8$) για διάφορους αριθμούς χρηστών ανά κυψέλη. Στο σχήμα αυτό παρουσιάζεται η σχετική αποδοτικότητα σε συνάρτηση με την απόσταση από τον σταθμό βάσης για σταθερή ισχύ μετάδοσης και συσχετισμένες και ασυσχέτιστες κεραιές αντίστοιχα.

Η μακράς διάρκειας μέση ισχύς του λαμβανόμενου σήματος από τον επιθυμητό σταθμό βάσης και τα παρεμβαλλόμενα σήματα, εξαρτώνται από το shadow fading και το path loss μεταξύ των σταθμών βάσης και του κινητού στην κεντρική κυψέλη. Το path loss ακολουθεί το COST 259 NLOS μοντέλο μικροκυψέλης με κεντρική συχνότητα στα 2 GHz. Το shadow fading ακολουθεί lognormal κατανομή, με τυπική απόκλιση των 8 dB. Η ονομαστική ακτίνα κυψέλης είναι 500 m. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι η καλύτερη αποδοτικότητα φάσματος που παρατηρήθηκε σε μία απομονωμένη κυψέλη μεταφέρονται σε ένα απλό κυψελωτό σύστημα, και ότι το σχήμα είναι ικανό να κρατήσει μια καλή εξισορρόπηση χωρητικότητας-κάλυψης, με εξαίρεση την περίπτωση όπου έχουμε υψηλό φόρτο με συσχετισμένα κανάλια $K=G=8$. Επιπλέον παρατηρήθηκε ότι σε περιπτώσεις υψηλού φόρτου $G=6$ είναι αναγκαία η χρήση επαναληπτικής επεξεργασίας. Αυτό χρειάζεται επίσης σε υψηλά συσχετισμένα κανάλια. Πρέπει να σημειωθεί επίσης ότι τα soft handovers δεν έχουν ακόμη μοντελοποιηθεί, και έτσι το μακροσκοπικό κέρδος diversity που είναι πολύ σημαντικό στα CDMA συστήματα δεν έχει ακόμα αξιοποιηθεί. Επιπλέον το array processing μπορεί να απασχοληθεί στην κατεύθυνση της καταστολής της διακυβελικής παρεμβολής, κάτι που μπορεί να βελτιώσει την απόδοση, ιδιαίτερα όταν ο κινητός σταθμός βρίσκεται κοντά στις άκρες της κυψέλης.

4.6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στο κεφάλαιο αυτό μελετήθηκε ένα αποδοτικό MIMO σύστημα βασισμένο στην STTuCM, για κυψελωτά MC-CDMA συστήματα και λήφθηκε υπόψη η κατάλληλη σχεδίαση δέκτη. Οι πιθανές εκδοχές σχεδίασης δέκτη περιλαμβάνουν γραμμικούς MMSE δέκτες όπως επίσης και αλγόριθμους ακύρωσης παρεμβολής. Το δεύτερο μπορεί να εφαρμοστεί σαν συνέχεια του πρώτου για να έχουμε καλύτερα αποτελέσματα. Οι προτεινόμενοι δέκτες παρέχουν απλή μεν αλλά αποδοτική λύση στο ζήτημα των MC-CDMA επικοινωνιών. Θα μπορούσαν να παρθούν καλύτερες προσεγγίσεις του βέλτιστου μέγιστης πιθανοφάνειας αλγόριθμου δέκτη καθώς και του μέγιστου εκ των υστέρων αλγόριθμου, θεωρώντας διάφορους υποβέλτιστους αλγόριθμους αποκωδικοποίησης, σαν τους πολύ δημοφιλείς σφαιρικούς αποκωδικοποιητές. Ωστόσο, με αυτό τον τρόπο δεν μπορεί να αποφευχθεί η αύξηση στην πολυπλοκότητα του δέκτη. Εκτός αυτού, η σχεδίαση δέκτη των κωδικοποιημένων κατά MC-CDMA συστημάτων είναι ακόμα ένα αρκετά ενδιαφέρον ερευνητικό πεδίο.

Το προταθέν MIMO σχήμα αποδίδει καλύτερα όσον αφορά την αποδοτικότητα φάσματος από τις SISO επικοινωνίες, ακόμα και με την παρουσία χωρικής συσχέτισης. Ένα από τα κύρια πλεονεκτήματα της STTuCM διαμόρφωσης είναι η ευρωστία της στην χωρική συσχέτιση, κάτι που δεν συμβαίνει πάντα με τις στρωματοποιημένες τεχνικές χωρικής πολυπλεξίας. Τα αποτελέσματα δείχνουν επιπλέον ότι η προτεινόμενη λύση μεταθέτει το κύριο προτέρημα των DS-CDMA συστημάτων στα MC-CDMA συστήματα, που είναι η καθολική επαναχρησιμοποίηση της συχνότητας, κάτι που προσφέρει τεράστια αύξηση στην χωρητικότητα του συστήματος.

Τα ενδιαφέροντα προβλήματα ανοιχτού πεδίου περιέχουν την βελτιστοποίηση της επιλογής του spreading factor: πρέπει να χρησιμοποιήσει κάποιος MC-CDMA ή καθαρό OFDM; Με την παραδοχή συνεχούς μετάδοσης, η MC-CDMA είναι πιο πολλά υποσχόμενη τεχνική προς την κατεύθυνση της παροχής υψηλών χωρητικότητας κυψελωτών συστημάτων. Ωστόσο, οι ρεαλιστικές αναλύσεις θα πρέπει να μοντελοποιήσουν μοντέλα κίνησης τύπου πακέτου καθώς και την επίδραση των διαφόρων χρονοδιαγραμμάτων στην συνολική απόδοση.

5. ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ BLAST

5.1 Περίληψη αλγόριθμου BLAST

Ο αλγόριθμος BLAST είναι μια τεχνική ασύρματης επικοινωνίας που χρησιμοποιεί κεραιές πολλαπλών στοιχείων τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη για να επιτραπούν ρυθμοί μετάδοσης πολύ μεγαλύτεροι από αυτών που επιτυγχάνονται με τις συμβατικές προσεγγίσεις.

Στα ασύρματα συστήματα, τα ραδιοκύματα δεν μεταδίδονται απλά από την κεραία μετάδοσης στην κεραία λήψης, αλλά ανακλώνται και σκεδάζονται κατά τυχαίο τρόπο λόγω της παρουσίας διαφόρων αντικειμένων στο περιβάλλον. Η σκέδαση αυτή είναι γνωστή σαν multipath, καθώς έχει σαν αποτέλεσμα πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου μεταδιδόμενου σήματος που φθάνουν στο δέκτη από διαφορετικά σκεδαζόμενα μονοπάτια. Στα συμβατικά ασύρματα συστήματα, το multipath αποτελεί ένα σημαντικό εμπόδιο στην ακριβή μετάδοση, επειδή τα αντίγραφα φθάνουν στον δέκτη με μικρές χρονικές διαφορές και έτσι μπορούν να αλληλοπαρεμβληθούν ακυρώνοντας το ένα το άλλο. Για το λόγο αυτό λοιπόν το multipath θεωρείται ένα σημαντικό πρόβλημα στην μετάδοση. Χρησιμοποιώντας την BLAST προσέγγιση ωστόσο είναι πιθανόν να εκμεταλλευτούμε το multipath, δηλαδή να χρησιμοποιήσουμε τα χαρακτηριστικά σκέδασης του περιβάλλοντος μετάδοσης, για να ενισχύσουν, παρά να μειώσουν την αξιοπιστία μετάδοσης, χρησιμοποιώντας την πολλαπλότητα των σκεδαζόμενων μονοπατιών σαν ξεχωριστά παράλληλα υποκανάλια.

Ο BLAST το επιτυγχάνει αυτό διαχωρίζοντας την ακολουθία από bits ενός χρήστη σε πολλαπλές υποακολουθίες και χρησιμοποιώντας μια διάταξη από κεραιές μετάδοσης για να μεταδώσει ταυτόχρονα τα παράλληλα ρεύματα. Όλα τα υπορρεύματα μεταδίδονται στην ίδια ζώνη συχνοτήτων, και έτσι το φάσμα χρησιμοποιείται πολύ αποδοτικά. Εφόσον η πληροφορία του χρήστη μεταδίδεται παράλληλα πάνω σε πολλαπλές κεραιές, ο ενεργός ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται ανάλογα του αριθμού των κεραιών μετάδοσης που χρησιμοποιούνται.

Στον δέκτη, μια διάταξη κεραιών χρησιμοποιείται και πάλι για να λάβει τα πολλαπλά μεταδιδόμενα υπορρεύματα και τα σκεδαζόμενα αντίγραφα τους. Κάθε κεραία βλέπει όλα τα μεταδιδόμενα υπορρεύματα υπερτιθέμενα και όχι ξεχωριστά. Ωστόσο, εάν η multipath σκέδαση είναι επαρκής, τότε τα πολλαπλά υπορρεύματα σκεδάζονται με διαφορετικό τρόπο, εφόσον προέρχονται από διαφορετικές κεραιές μετάδοσης οι οποίες είναι τοποθετημένες σε διαφορετικά σημεία στο χώρο. Με την χρήση σύνθετης επεξεργασίας σήματος, αυτές οι μικρές διαφορές στην σκέδαση επιτρέπουν τα υπορρεύματα, να αναγνωριστούν και να ανακτηθούν. Έτσι, εκμεταλλευόμαστε το αναπόφευκτο multipath ώστε να έχουμε ένα πολύ χρήσιμο χωρικό παραλληλισμό που χρησιμεύει για να αυξηθούν κατά πολύ οι ρυθμοί μετάδοσης πληροφορίας. Έτσι, όταν χρησιμοποιούμε την τεχνική BLAST, όσο περισσότερα πολλαπλά μονοπάτια έχουμε τόσο καλύτερα, κάτι το ακριβώς αντίθετο σε σχέση με τα συμβατικά ασύρματα συστήματα επικοινωνίας.

Οι BLAST αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος που χρησιμοποιούνται στον δέκτη, είναι η καρδιά της τεχνικής. Στην έξοδο των κεραιών λήψης, οι υψηλής ταχύτητας

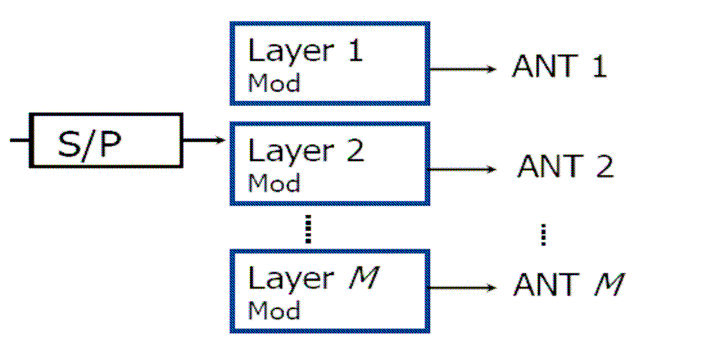
επεξεργαστές σήματος εξετάζουν τα σήματα από όλες τις κεραιές λήψης ταυτόχρονα, πρώτα εξάγοντας το ισχυρότερο υπορρέυμα από τα υπόλοιπα, και μετά προχωρούν με την επεξεργασία των ασθενέστερων σημάτων, που είναι πιο εύκολα στην φώραση μιας και τα ισχυρότερα σήματα, που αποτελούν πηγή παρεμβολής για τα υπόλοιπα, έχουν αφαιρεθεί. Και πάλι, η ικανότητα διαχωρισμού των υπορρευμάτων εξαρτάται στις μικρές διαφορές με τις οποίες τα διάφορα υπορρέυματα μεταδίδονται μέσα στο περιβάλλον.

Με την ευρεία παραδοχή της ανεξάρτητης Rayleigh σκέδασης, η θεωρητική χωρητικότητα της αρχιτεκτονικής BLAST αυξάνεται σχεδόν γραμμικά με τον αριθμό των κεραιών μετάδοσης και λήψης, ακόμα και όταν η συνολική μεταδιδόμενη ισχύς παραμένει σταθερή. Στην πραγματικότητα βέβαια, η σκέδαση μπορεί να μην ακολουθεί την Rayleigh κατανομή, και αυτό που μένει είναι να δούμε πόση χωρητικότητα είναι διαθέσιμη σε διάφορα περιβάλλοντα μετάδοσης. Παρόλα αυτά ακόμα και σε περιβάλλοντα φτωχής σκέδασης, ο BLAST μπορεί να παρέχει αρκετά υψηλότερες χωρητικότητες απ' ό τι οι συμβατικές αρχιτεκτονικές.

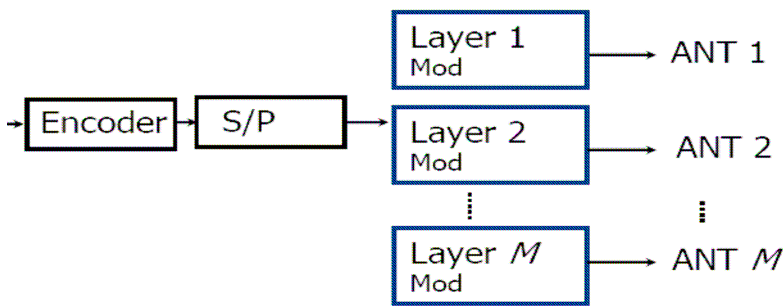
5.2 Αλγόριθμος V-BLAST: Εκτέλεση κώδικα και έλεγχος αποτελεσμάτων.

Στην παράγραφο αυτή παρατίθεται ο κώδικας που ελέγχθηκε για υλοποίηση του αλγόριθμου V-BLAST, τα αποτελέσματα του κώδικα με την μορφή γραφικών παραστάσεων, καθώς και κάποια συμπεράσματα. Ο κώδικας βρίσκεται με σχόλια σε κάθε γραμμή έτσι ώστε να γίνει κατανοητή η λειτουργία του. Το πρόγραμμα στο οποίο εκτελέστηκε είναι το MATLAB 7.

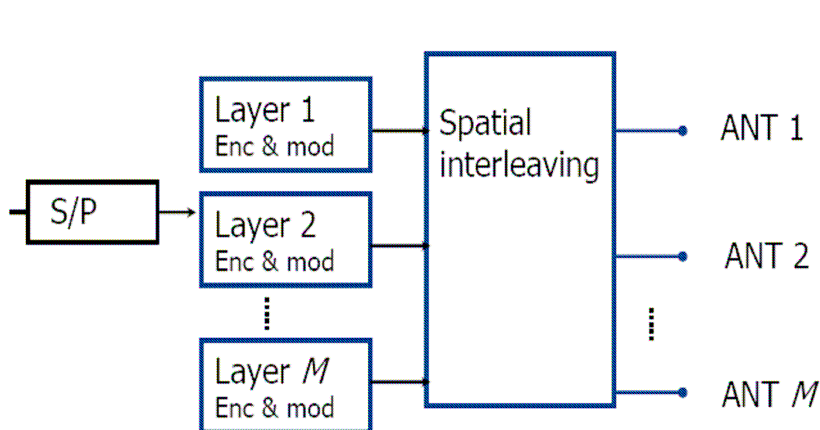
Ο V-BLAST υλοποιεί στην συγκεκριμένη περίπτωση ένα MIMO περιβάλλον, δηλαδή ένα περιβάλλον πολλαπλών εισόδων, πολλαπλών εξόδων. Τα αρχικά του προέρχονται από τις λέξεις Vertical Bell Labs Layered Space-Time architecture, που σημαίνει κάθετα στρωματοποιημένη αρχιτεκτονική χώρου χρόνου των εργαστηρίων Bell. Είναι μία εκ των τριών εκδοχών των αλγόριθμων BLAST. Οι άλλες τρεις είναι ο horizontal LST (οριζόντιος), όπου έχουμε σαν επιπλέον στοιχείο την κωδικοποίηση, και ο αλγόριθμος diagonal LST, όπου εκτός της κωδικοποίησης έχουμε και χωρικό interleaving για να βελτιωθεί η απόδοση μέσω της spatial diversity. Τα μπλοκ διαγράμματα των συστημάτων εκπομπής στα οποία εφαρμόζονται οι αλγόριθμοι αυτοί φαίνονται στα σχήματα 5.1, 5.2 και 5.3 αντίστοιχα με την σειρά που αναφέρθηκαν.



■ Σχήμα 5.1.Βασικό σχήμα Vertical BLAST χωρίς κωδικοποίηση



■ Σχήμα 5.1.Βασικό σχήμα horizontal BLAST με κωδικοποίηση



■ Σχήμα 5.3.Βασικό σχήμα diagonal BLAST με κωδικοποίηση και spatial interleaving

Θα αναφερθούμε περιεκτικά στις παραμέτρους υλοποίησης του αλγόριθμου αυτού. Η εξομοίωση γίνεται για τρεις διαφορετικές περιπτώσεις αριθμού πομπών και δεκτών. Οι περιπτώσεις αυτές είναι για 4 πομπούς με 8 δέκτες, 8 πομπούς με 12 δέκτες, και 12 πομπούς με 16 δέκτες αντίστοιχα. Το μέγεθος του block είναι 256. Εφαρμόζεται 16-QAM διαμόρφωση δεδομένων. Ο θόρυβος είναι προσθετικός λευκός γκαουσιανός (AWGN). Ο πίνακας καναλιού έχει στοιχεία από την Rayleigh κατανομή. Δηλαδή το ασύρματο κανάλι υπόκειται σε fading's που ακολουθούν την κατανομή Rayleigh. Τα αποτελέσματα και για τις τρεις περιπτώσεις δείχνουν το SER (ρυθμός εσφαλμένων συμβόλων) συναρτήσει του Eb/No.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%
% VBLAST.m
%
% Πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (V-BLAST αλγόριθμος) 16-QAM%
%
%
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear;
close all;
SignalEnergyMin = 2;
SignalEnergyMax = 13;
SignalEnergy_d = 0.5; % βήμα ενέργειας
BlockSize = 2^8; %μέγεθος μπλοκ
BlocksPerEnergy = 20;
SamplingRate = 1;
WGNPower = 1;
RayleighParam = 1;
Transmitters = 8; %αριθμός κεραιών εκπομπής
Receivers = 12; %αριθμός κεραιών λήψης
EnergiesdB = SignalEnergyMin:SignalEnergy_d:SignalEnergyMax;
Energies = 10.^(EnergiesdB./10); %μετατροπή από db σε καθαρό
%αριθμό
for ee = 1:size(Energies,2)
Eb = Energies(ee)/Transmitters; %καθορισμός ενέργειας ανά bit
for bb=1:BlocksPerEnergy
disp(['Eb = ',int2str(Energies(ee)),'; Block ',int2str(bb)]);
RayleighMat = RayleighParam^2*randn (Receivers,Transmitters) +
j*RayleighParam^2*randn (Receivers,Transmitters);
% δημιουργία πίνακα καναλιού
A = randint(Transmitters,BlockSize,16); % γέννηση ακολουθίας
δεδομένων σε μορφή πίνακα A(rows = xmitters, cols = symbols)
B = mod16qam (A,1,SamplingRate,Eb)'; % 16-QAM διαμόρφωση
noise = (WGNPower).*randn(size(RayleighMat*B))
+j*(WGNPower).*randn(size(RayleighMat*B));%εισαγωγή θορύβου

```

```

C = RayleighMat*B + noise; %η εξίσωση του μοντέλου του
συστήματος
k = [];
H = RayleighMat;
r=C;
for tt=1:Transmitters
% εύρεση του καλύτερου σήματος
G = pinv(H);
normG = sum(abs(G).^2,2);
normG(k) = inf;
k(tt) = find(normG == min(normG));
w = G(k(tt),:);
y = w*r;
[E(k(tt),:),Eb_rec(k(tt))] = demod16qam (y,1,SamplingRate); %
αποδιαμόρφωση
% εκκίνηση διαδικασίας μηδενισμού
r = r - H(:,k(tt))*(mod16qam
(E(k(tt),:),1,SamplingRate,Eb_rec(k(tt))))';
19
H(:,k(tt)) = zeros(size(H(:,k(tt))));
end
SER(:,bb) = 1-sum(A==E,2)/size(A,2); %μέτρηση SER ανά ζευγάρι
πομπού δέκτη.
end
NC_ESER(ee)=mean(mean(SER,2),1);
end
figure;
semilogy(EnergiesdB,NC_ESER,'b+');
title(['\fontsize{12}\bfBLAST: \rmM=',int2str(Transmitters),'
N=',int2str(Receivers),' 16-QAM']);
xlabel ('Eb/N_0'); ylabel ('SER');
%% EOF %% EOF %% EOF %% EOF %% EOF %% EOF %% EOF %% EOF %% EOF
%% EOF

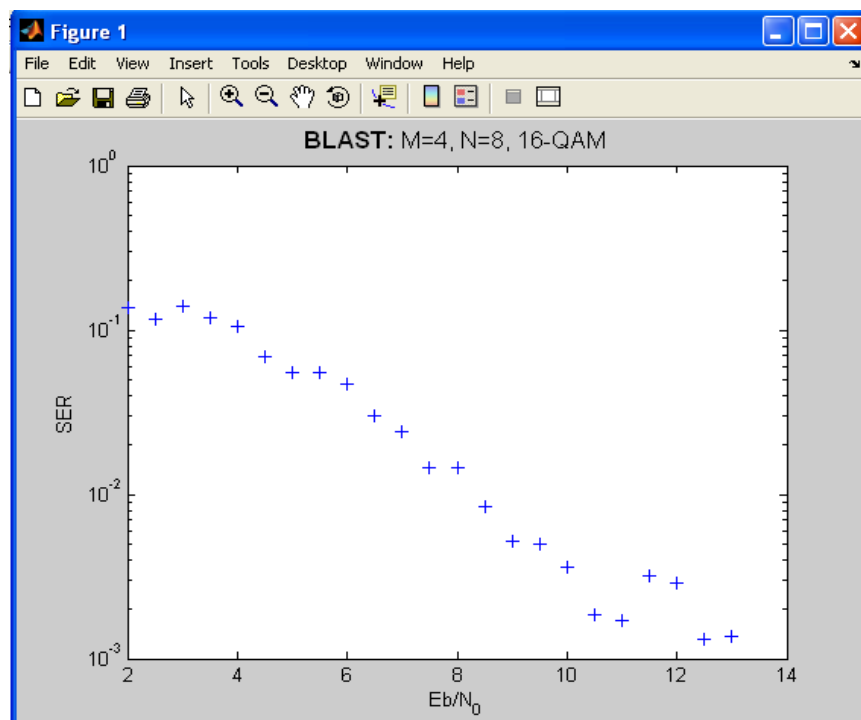
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% mod16qam.m
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function Y = mod16qam(X,Fd,Fs,Eb);
% 16-QAM modulation
%-----
% Y = mod16qam(X,Fd,Fs,Eb)
%
% X - ακολουθία δεδομένων
% Fd - ρυθμός δειγματοληψίας δεδομένων
% Fs - ρυθμός δειγματοληψίας σήματος διαμόρφωσης (Fs/Fd integer)
% Eb - μέση ενέργεια ανά bit
%
```

```

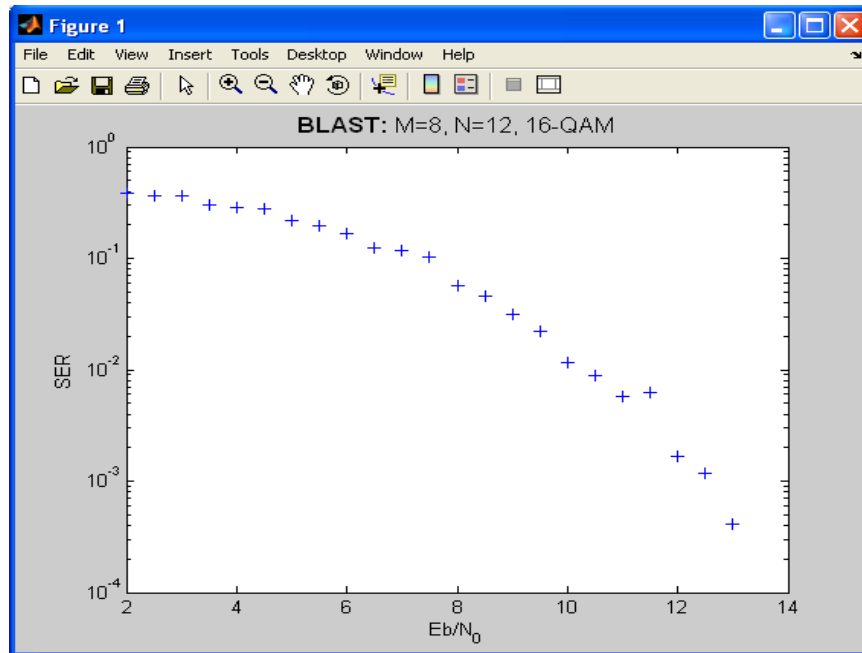
M = 16;
half_d = sqrt(sqrt(0.4*Eb));
Y = half_d*dmodce(X,Fd,Fs,'qask',M)'; % QAM διαμόρφωση
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% demod16qam.m
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function [Y,Eb] = demod16qam(R,Fd,Fs);
% 16-QAM modulation
%-----
% [Y,Eb] = demod16qam(R,Fd,Fs)
%
% R - λαμβανόμενο σήμα (διανύσματος σειράς)
% Fd - ρυθμός δειγματοληψίας δεδομένων
% Fs - ρυθμός δειγματοληψίας σήματος διαμόρφωσης (Fs/Fd integer)
% Y - σήμα εξόδου
% Eb - μέση ενέργεια ανά bit
M = 16;
n = size(R,2);
Es = sum(abs(R).^2)/n;
Eb = Es/4;
half_d = sqrt(0.4*Eb);
% scatterplot(ynoisy,5,0,'b.');
```

`% scatter` διάγραμμα σήματος

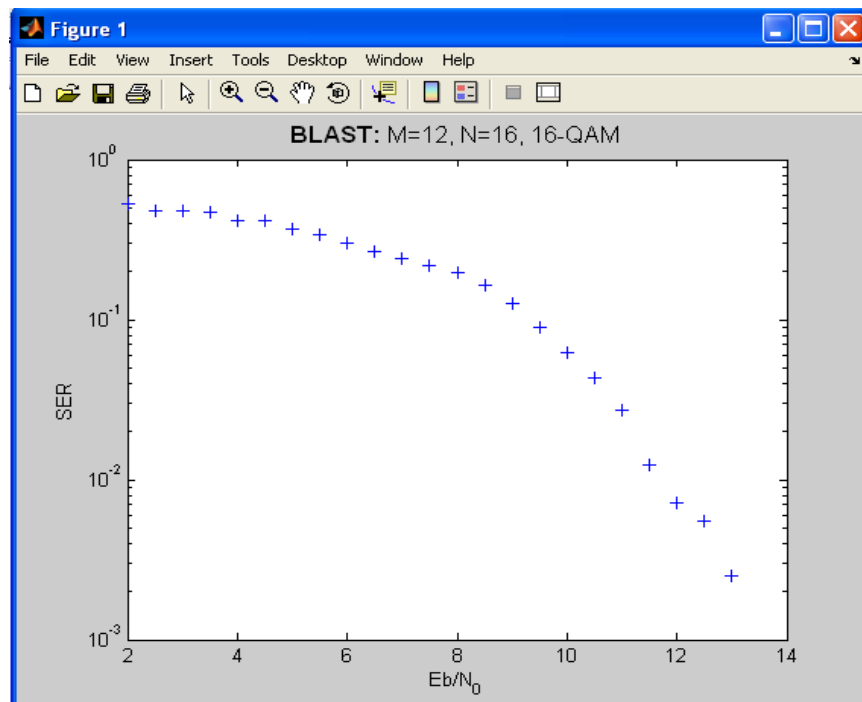
`Y = ddemodce(R/half_d,Fd,Fs,'qask',M);` % αποδιαμορφωμένο σήμα



■ Σχήμα 5.4. VBLAST με 4 κεραίες μετάδοσης και 8 κεραίες λήψης



■ Σχήμα 5.5. VBLAST με 8 κεραίες μετάδοσης και 12 κεραίες λήψης



■ Σχήμα 5.6. VBLAST με 12 κεραίες μετάδοσης και 16 κεραίες λήψης

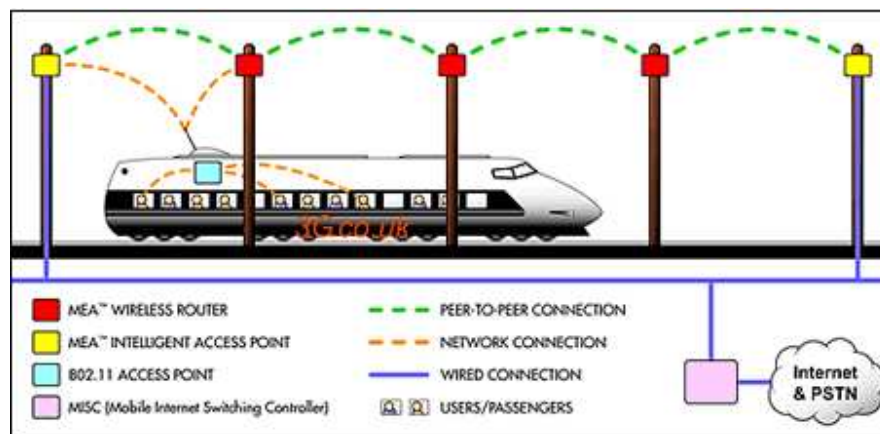
Να σημειωθεί ότι οι συναρτήσεις `mod16qam` και `demod16qam` δημιουργήθηκαν επειδή τα δεδομένα βρίσκονται σε μορφή πίνακα, και δεν ήταν δυνατόν να διαμορφωθούν με την χρήση της συνάρτησης του Matlab `qammod`. Τα γραφικά αποτελέσματα των τριών εξομοιώσεων μας οδηγούν στα εξής συμπεράσματα:

Στην πρώτη περίπτωση όπου έχουμε 4 κεραίες εκπομπής και 8 κεραίες λήψης έχουμε πολύ καλά αποτελέσματα από τις αρκετά χαμηλές τιμές SNR. Στην δεύτερη και τρίτη περίπτωση, σε χαμηλά SNR δεν έχουμε το ίδιο καλά αποτελέσματα, αλλά καθώς αυξάνεται η τιμή του σηματοθορυβικού λόγου έχουμε απότομη κλίση και μείωση του ρυθμού εσφαλμένων συμβόλων. Να σημειωθεί ότι στην εξομοίωση μας δεν έγινε κωδικοποίηση καναλιού, κάτι που θα οδηγούσε σε ακόμα καλύτερη απόδοση του συστήματος.

6. ΠΡΟΣΦΑΤΕΣ ΕΞΕΛΙΞΕΙΣ ΣΤΗΝ 4G ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ

Καθώς αυτή την στιγμή γράφεται η παρούσα πτυχιακή εργασία, σε πολλά ερευνητικά κέντρα ανά τον κόσμο γίνεται προσπάθεια ανάπτυξης, βελτιστοποίησης και εφαρμογής σε πιλοτικό επίπεδο των επονομαζόμενων δικτύων τέταρτης γενιάς. Η ολοένα και αυξανόμενη αίτηση για μεγαλύτερη ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων, μεγαλύτερο όγκο υπηρεσιών και καλύτερη ποιότητα ζεύξης έχει οδηγήσει πολλές εταιρείες και πολλά κράτη σε μία ξέφρενη κούρσα με σκοπό το πολυπόθητο αποτέλεσμα. Κάποιες χώρες μάλιστα, φαίνεται πως υπερπηδούν τα δίκτυα τρίτης γενιάς και κινούνται πρόσω ολοταχώς προς την υλοποίηση δικτύων τέταρτης γενιάς. Θεώρησα σκόπιμο λοιπόν να αναφέρω περιληπτικά κάποιες από τις τελευταίες σημαντικές εξελίξεις.

- Στην Ινδία σύμφωνα και με τις δηλώσεις των κυβερνητικών στελεχών, η τεχνολογική κατεύθυνση της φαίνεται πως υπερπηδά τα δίκτυα τρίτης γενιάς και κατευθύνεται προς τα δίκτυα τέταρτης γενιάς. Ο κύριος λόγος είναι πως τα δίκτυα τρίτης γενιάς αποδείχθηκαν μη αποδοτικά ως προς το κόστος. Σε ανάλογη τροχιά βρίσκεται και η Νότιος Κορέα.
- Το Πεκίνο με αφορμή την ανάληψη της ολυμπιάδας του 2008 μελετά την πιθανή εφαρμογή ασυρμάτων υπηρεσιών τέταρτης γενιάς κατά την περίοδο των αγώνων. Πιο συγκεκριμένα οι υπηρεσίες αυτές αφορούν: Πρώτον, την ασφάλεια σε επίπεδο διασύνδεσης και λειτουργίας καμερών. Δεύτερον, τον έλεγχο του κυκλοφοριακού. Σε αυτό τον τομέα θα μπορούν μέσω σταθμών ελέγχου κυκλοφορίας να ελέγξουν την κίνηση, και σε περιπτώσεις όπως για παράδειγμα όταν χρειαστεί να μεταφερθεί κάποιο όχημα επειγόντως με πράσινο κύμα να μεταβάλλουν τις παραμέτρους έτσι ώστε οι αλλαγές στην κυκλοφορία να γίνονται την χρονική στιγμή που πρέπει και με ενιαία προοπτική. Τρίτον στο Πεκίνο μπορούν να δημιουργηθούν κινητά hot spots. Αυτό θα επιτρέπει στους χρήστες που βρίσκονται σε τρένα, μετρό και λεωφορεία να συνδέονται στο Internet μέσω καρτών 802.11 και να μιλούν μέσω standard 802.11 access points. Αυτό μπορεί να γίνει με τον τρόπο που φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα:



- Στο Τόκιο, στις 23 Μαρτίου 2005 η NTT DoCoMo, Inc ανακοίνωσε ότι πέτυχε 1 Gbps μετάδοση πακέτου πραγματικού χρόνου στην downlink και με κινούμενη ταχύτητα 20 km/h περίπου σε πειραματικό επίπεδο στην radio access τέταρτης γενιάς.

Η 1 Gbps μετάδοση πακέτου πραγματικού χρόνου πραγματοποιήθηκε μέσω της variable spreading factor-spreading orthogonal frequency division multiplexing (VSF-Spread OFDM) μια ειδική παραλλαγή της πολυπλεξίας με διαίρεση ορθογωνικής συχνότητας που αναλύθηκε σε αυτή την πτυχιακή εργασία. Επίσης χρησιμοποιήθηκε 4x4 πολυπλεξία Multiple-Input-Multiple-Output (πολλαπλής εισόδου-πολλαπλής εξόδου), προσαρμοστική επιλογή των surviving symbol replica candidates (ASESS) βασισμένη στην ανίχνευση μέγιστης πιθανοφάνειας με QR αποσύνθεση και τον M-αλγόριθμο που αναπτύχθηκε από την ίδια την εταιρία. Με τον αλγόριθμο αυτό μειώθηκε η μεγάλη υπολογιστική περιπλοκότητα της αρχέτυπης MLD μεθόδου ενώ δεν μειώθηκε καθόλου η απόδοση. Η αποδοτικότητα φάσματος είναι 10 bits/second/Hz, περίπου 20 φορές μεγαλύτερη της αντίστοιχης των 3G. Αξιοσημείωτο είναι το γεγονός πως η ίδια εταιρία το 2003 είχε επιτύχει 100 Mbps και 20 Mbps στην downlink και στην uplink ζεύξη αντίστοιχα, με το ίδιο εύρος ζώνης των 100 MHz.

- Στις 16 Νοεμβρίου 2005 η NTT DoCoMo, Inc πέτυχε 2.5 Gbps μετάδοση πακέτου πραγματικού χρόνου στην downlink και με κινούμενη ταχύτητα 20 km/h περίπου σε πειραματικό επίπεδο στην radio access τέταρτης γενιάς. Το πείραμα διεξήχθη στην Yokosuka. Αυτή την φορά αυξάνοντας τον αριθμό κεραιών εκπομπής από 4 σε 6 και με διαμόρφωση 64-QAM, ο όγκος πληροφορίας ανά μετάδοση αυξήθηκε από 4 bits σε 6 bits. Το αποτέλεσμα αυτών των τεχνικών ήταν η επίτευξη μέγιστης ταχύτητας 2.5 Gbps. Όσον αφορά δε την αποδοτικότητα φάσματος αυτή αυξήθηκε από 10 bits/second/Hz (τιμή προηγούμενου πειράματος) σε 25 bits/second/Hz. Αυτό είναι και το τελευταίο επίτευγμα της συγκεκριμένης εταιρίας στο πεδίο της έρευνας στην radio access τέταρτης γενιάς.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ-ΑΝΑΦΟΡΕΣ-ΔΙΑΔΙΚΤΥΑΚΟΙ ΤΟΠΟΙ

- Advanced wireless communications 4G technologies (Savo Glisic)
- Third generation wireless systems, vol.1 post-Shannon signal architectures
- CRC Press-Smart antennas
- From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems: tutorial paper from IEEE journal on selected areas in communications, vol.21,no.3, April 2003
- An overview of MIMO communications: a key to gigabit wireless. Proceedings of the IEEE vol.92, no.2, February 2004
- MIMO MC-CDMA Communications for future cellular systems: Markku Juntti, Mikko Vehkaperä, Jouko Leinonen, Zexian Li, and Djordje Tujkovic, University of Oulu Shigehiko Tsumura and Shinsuke Hara, Osaka University. IEEE communications magazine February 2005
- Flarion-OFDM for mobile data communications. Whitepaper 30/8/2004
- OFDM-a good candidate for the 4th generation mobile communications. Technical university of Hamburg-Harburg, March 2002

- MIMO wireless systems. Andreas Constantinides, Assaf Shacham. May 14, 2004
- DYNAMIC nulling-and-canceling with near-ML performance for MIMO communication systems. Dominik Seethaler, Harold Artés, and Franz Hlawatsch Institute of Communications and Radio-Frequency Engineering, Vienna University of Technology, IEEE 2004
- www.4g.co.uk
- <http://www.nttdocomo.com/>.
- www.mathworld.com