



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ
ΤΜΗΜΑ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ
Π.Μ.Σ. «ΠΡΟΗΓΜΕΝΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ
ΔΙΚΤΥΑ»

**Ψηφιακοί δέκτες για κανάλια πολλαπλών εισόδων
πολλαπλών εξόδων και για πολλαπλούς χρήστες**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μιχαήλ Ν. Μαλαματούδης

Επιβλέποντες : Κωνσταντίνος Σλαβάκης
Επίκουρος Καθηγητής

Abstract in Greek

Η χώρο-χρόνου μπλόκ κωδικοποίηση (STBC) είναι μια ισχυρή τεχνική, καθώς μπορεί να επιτύχει πλήρη κέρδος διαφορισμού με χαμηλή πολυπλοκότητα στην αποκωδικοποίηση ενός μονού χρήστη σε πολλαπλής εισόδου πολλαπλής εξόδου (MIMO) συστήματα. Ωστόσο, στο πολλαπλής πρόσβασης MIMO σύστημα ο βέλτιστος μέγιστης πιθανοφάνειας (ML) δέκτης έχει μια πολύ πιο πολύπλοκη δομή. Για το λόγο αυτό, αντίστοιχο αυτού είναι οι απλούστεροι γραμμικοί δέκτες που έχουν αναπτυχθεί για την πολυπρόσβαση συστημάτων MIMO.

Επειδή υπάρχει μια ομοιότητα μεταξύ του βασικού STBC μοντέλου και των μοντέλων που χρησιμοποιούνται στην επεξεργασία σήματος [18], μπορούμε να το εφαρμόσουμε αυτό για την ανάπτυξη πολλών χρηστών ελάχιστης διακύμανση (MV) γραμμικοί δέκτες. Αυτός ο MV δέκτης συνδυάζει STBC αποκωδικοποίηση και καταστέλλει πολλαπλής πρόσβασης παρεμβολές. Η βασική αρχή του MV δέκτη είναι η ελαχιστοποίηση της ισχύς εξόδου υπό τον περιορισμό ότι τα σύμβολα του χρήστη-ενδιαφέροντος διατηρούν παραμορφώσεις, δηλαδή υπάρχουν παραμορφώσεις λόγω των παρεμβολών αυτές διατηρούνται απο τα σύμβολα του χρήστη-ενδιαφέροντος λόγω των πολλαπλής πρόσβασης συστημάτων MIMO που εξετάζουμε. Επιπλέον, ένα άλλο αποτελέσματα περιορισμού είναι η μηδενικής δύναμης-αντισταθμιστή (zero-forcing) όσον αφορά τη μείωση της αυτο-παρεμβολής εξαιτίας των πολλαπλών κεραιών. Ωστόσο, ο δέκτης MV απαιτεί τον υπολογισμό του αντίστροφου του πίνακα συνδιακύμανσης. Με αυτόν τον τρόπο προσπαθούμε να μειώσουμε όλα τα είδη των παρεμβολών που παρουσιάζονται σε πολλαπλής πρόσβασης συστήματα MIMO.

Για την μείωση των παρεμβολών που προκύπτουν λόγω συστημάτων πολλαπλής πρόσβασης, προτείνονται δέκτες ελάχιστης διακύμανσης [9]. Οι οποίοι υπολογίζουν τον αντίστροφο του πίνακα συνδιακύμανσης ενώ μαζί και με την διαγώνια φόρτωση και τον συνδιασμό OSTBC αποκωδικοποίησης μειώνουν την υπολογιστική πολυπλοκότητα, περιορίζουν όλα τα είδη των παρεμβολών και επιτυγχάνουν καλύτερες επιδόσεις μειώνοντας την πιθανότητα σφάλματος σύμβολων σε υψηλές τιμές SNR.

English Abstract

Space-time block coding (STBC) is a powerful technique because it can achieve a full diversity gain with low decoding complexity in the single-user multiple-input multiple-output (MIMO) system. However, in the multi-access MIMO system the optimal maximum likelihood (ML) receiver has a much more complicated structure. For this reason, suboptimal but simpler linear receivers have been developed for the multi-access MIMO.

Because there is a similarity between the basic STBC model and models used in array processing [18], we can apply this to develop multi-user minimum variance (MV) linear receivers. This MV receiver combines STBC decoding and multi-access interference suppression. The basic principle of the MV receiver is by minimizing the output power under the constraint that the symbols of the user-of-interest are kept distortionless. Further, another zero-forcing constraint results in the reduction of the self-interference due to multiple antennas. However, the MV receiver requires the calculation of the inverse of the covariance matrix.

To reduce the interference that occurs because of multiple access systems MIMO, proposed minimum variance receivers (MV) [9]. This MV receivers calculates the inverse covariance matrix and with the diagonal loading and the combination of OSTBC decoding reduce the computational complexity, we restrict all kinds of interference and achieve better performances by reducing the probability of symbol error rates at high SNR.

Explanation of Symbols

$\text{Re}\{\cdot\}$	Πραγματικό μέρος μιγαδικού αριθμού
$\text{Im}\{\cdot\}$	Φαντατικό μέρος μιγαδικού αριθμού
$E\{\cdot\}$	Μέση τιμή τυχαίας μεταβλητής
a	Διάνυσμα
a(i)	i-οστό στοιχείο διανύσματος
A	Πίνακας
$a_{i,j}$	Το στοιχείο της γραμμής i και της στήλης j του πίνακα A
$A_{m \times n}$	Πίνακας διαστάσεων $m \times n$
I	Ο μοναδιαίος πίνακας
A^T	Ανάστροφος πίνακα A
A^H	Συζυγής ανάστροφος πίνακα A
$\text{tr}(\mathbf{A})$	Ίχνος πίνακα
$\ \mathbf{A}\ _F$	Νόρμα Frobenius πίνακα A
A^{-1}	Αντίστροφος πίνακα A
\otimes	Kronecker product
a^*	Συζυγής μιγαδικού αριθμού
R	True πίνακας συνδιακύμανσης
\hat{R}	Εκτίμησης πίνακας συνδιακύμανσης
MV	Ελάχιστης διακύμανσης
<u>Y</u>	Underline operator
$\ \mathbf{A}\ $	Ευκλείδια Νόρμα πίνακα A
$(\cdot)^H$	Hermitian μεταφορά
MF	Matched Filter
3GPP	Third Generation Partnership Project
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
MIMO	Πολλαπλής εισόδου πολλαπλής εξόδου
OSTBC	Ορθογόνιοι χωροχρόνου μπλοκ κώδικες
MAI	Παρεμβολή Πολλαπλής Προσπέλασης
INR	Interference to noise power Ratio
MISO	Multiple Input -Single Output Πολλών Εισόδων – Μιας Εξόδου
AWGN	Additive White Gaussian Noise/ Προσθετικός Λευκός Θόρυβος Gaussian κατανομής
ML	Μέγιστης Πιθανοφάνειας
BER	Bit Error Rate/ Ρυθμός Σφαλμάτων Bit
BLAST	Bell Labs Layered Space-Time Χωροχρονικά Στρώματα LABs
BPSK	Binary Phase Shift Keying/Διαδική Μεταλλαγή Ολίσθησης Φάσης
CDMA	Code Division Multiple Access/ Πολλαπλή Προσπέλαση με χρήση Κωδικών
QoS	Quality of Service/ Ποιότητα Υπηρεσιών
SER	Symbol Error Rate/ Πιθανότητα Σφάλματος Συμβόλου
\mathbb{C}	Σύνολο μιγαδικών αριθμών
$(\cdot)^T$	Δηλώνουμε την μεταφορά
SIMO	Single Input - Multiple Outputs/ Μιας Εισόδου - Πολλών Εξόδων
SISO	Single Input - Single Output/ Μιας Εισόδου – Μιας Εξόδου
SNR	Signal to Noise Ratio/ Λόγος Σήματος προς Θόρυβο
\mathbb{R}	Σύνολο πραγματικών αριθμών
\triangleq	Ορισμός
γ	Συντελεστής διαγωνίας φόρτωσης
$\text{vec}\{\cdot\}$	Διανυσματοποίηση σε στήλες όλες της στήλης του πίνακα

Contents

Abstract in Greek / 2

English Abstract / 3

Explanation of Symbols/ 4

Contents / 5

List of Figures / 9

List of Table / 11

1. Εισαγωγή (Introduction) / 12

1.1	Εξέλιξη των Ασύρματων Τηλεπικοινωνιών (Evolution of Wireless Telecommunications Systems).....	12
1.1.1	Ασύρματες Επικοινωνίες – Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα (Wireless Communications - Telecommunication Systems).....	14
1.2	Σύστημα Επικοινωνιών-3G (System Communications 3 th Generation)	15
1.3	Σύστημα Επικοινωνιών-4G (System Communications 4 th Generation)	16
1.4	MIMO-Έξυπνες Κεραίες (MIMO – Smart antennas)	19
1.5	Διαλείψεις (Fading)	20
1.6	Εξάπλωση Doppler (Doppler Spread) - Χρόνος Συνοχής (Coherence Time).....	21
1.7	Εξάπλωση Καθυστέρησης (Delay Spread) - Εύρος Ζώνης Συνοχής (Coherence Bandwidth).....	22
1.8	Εξάπλωση γωνίας (Angle Spread).....	24

1.9 Διαφορισιμότητα (Diversity)	25
1.10 Beamforming.....	29
1.11 Φυσικό Επίπεδο (Physical Layer)	31
1.12 Ασύρματο Κανάλι (Wireless channel).....	33
1.12.1 Μηχανισμός Εξάπλωση (Mechanisms of spread)	33
1.12.1.1 Απώλεια Διαδρομής (Path loss)	35
1.12.1.2 Σκίαση (Shadowing)	38
1.12.1.3 Πολλαπλών Διαδρομών Διαλείψεις (Multipath fading)	39
2. Τεχνολογία MIMO Συστημάτων Technology MIMO system / 41	
2.1 Θεωρία MIMO συστημάτων (Mimo system theory)	42
2.2 Βασικό Μοντέλο MIMO Σύστημα (Basic MIMO System Model).....	44
2.3 Λειτουργίες MIMO (Mimo Operations)	47
2.4 Το Ασύρματο κανάλι ως Σύστημα (The wireless channel as a system (Type multi-antennas)).....	48
2.4.1 Σύστημα SISO (System single input - single output (SISO)).....	49
2.4.2 Σύστημα SIMO (System single input - multi output (SIMO))	50
2.4.3 Σύστημα MISO (System multi input – single outpt (MISO)).....	51
2.4.4 Σύστημα MIMO (System muti input – multi output (MIMO)	53
2.5 Κέρδος Κεραίας (Gain Array)	54
2.6 Μετασχηματισμός του MIMO καναλιού σε SISO υποκανάλια (Transformation of the MIMO channel in SISO subchannels)	55

2.7	Ενεργά κανάλια – Αποδοτικοί Βαθμοί ελευθερίας (Active Channels - Effective Degrees of freedom)	58
2.8	Χωρητικότητα SIMO – MISO καναλιών (Capacity SIMO – MISO Channels).....	59
2.9	Κωδικοποίηση STBC (Encoding STBC).....	61
2.9.1	Ορθογώνιος Χώρου-Χρόνου μπλόκ κώδικας (Orthogonal Space-Time Block Code (OSTBC))	62
2.10	Space Time κώδικες	66
2.10.1	Γενικός σχεδιασμός κωδικών	67
2.10.2	Κανάλια Μη Επιλεκτικά ως Προς την Συχνότητα	69
2.11	ST ΚΩΔΙΚΕΣ	72
2.11.1	Space Time Trellis Κωδικες (STTC).....	72
2.11.2	Διαφορισμότητα με Καθυστέρηση (delay diversity).....	75
2.11.3	Χώρο-Χρόνου Κώδικες (Space Time Block Codes).....	76
2.12	Χωρική Πολυπλεξία (Spatial Multiplexing)	79
2.12.1	Οριζόντια Κωδικοποίηση (Horizontal Encoding – HE)	80
2.12.2	Κάθετη Κωδικοποίηση (Vertical Encoding – VE)	81
2.12.3	Διαγώνια Κωδικοποίηση (Diagonal Encoding – DE).....	82
3.	Σημείο προς Σημείο MIMO Σύστημα(Point-to-Point MIMO system) /	83
3.1	Δέκτες MIMO (Receivers MIMO)	83
3.1.1	Δέκτες MIMO για σχήματα χωρικής διαφορισμότητας (ST)	83

3.1.2	Δέκτες MIMO για σχήματα χωρικής πολυπλεξίας (SM)	84
A	Δέκτης ML	84
B	Γραμμικοί δέκτες - Δέκτης ZF	86
Γ	Γραμμικοί δέκτες - Δέκτης MMSE	89
Δ	Δέκτες SIC (Successive Interference Cancellation) V – BLAST	90
E	Δέκτες OSIC (Ordered Successive Cancellation) V – BLAST	92
3.2	Αποκωδικοποίηση του OSTBC (Decoding of OSTBC).....	94
3.3	Constellation Space Invariance of OSTBC.....	94
3.4	Alternative form of ML decoding using OSTBC Intrinsic Structure.....	98
4.	Πολλαπλής πρόσβασης MIMO (Multi-access MIMO system) / 101	
4.1	Πολλαπλής Πρόσβασης Μοντέλο MIMO (Multi-access MIMO Model).....	101
4.2	Minimum Variance Linear Receivers.....	103
4.2.1	Background	103
4.2.2	Δέκτες Ελάχιστης Διακύμανσης (Minimum Variance Receivers)	104
4.3	Προσομοιώσεις (Simulations).....	110
4.4	Αποτέλεσμα Προσομοίωσης (Simulation result)	116
5.	Συμπεράσματα (Conclusion).....	117
	Βιβλιογραφία (Bibliography) / 118	
	Appendix A [Παράρτημα A] / 120	

List of Figures

1.1	4G Δίκτυο.	18
1.2	Διακύμανση της ισχύος συναρτήσει απόστασης.....	20
1.3	Φάσμα ισχύος Doppler Ψ_D (V).....	22
1.4	Εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης.....	23
1.5	Εξάπλωση γωνίας.....	25
1.6	Διαφορά diversity – beamforming.....	30
1.7	Ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα.....	31
1.8	Μηχανισμοί που διέπουν τη μετάδοση.....	35
1.9	Απώλειες διαδρομής με ανάκλαση στην επιφάνεια της γης.....	36
1.10	Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών.....	40
2.1	Ένα σύστημα MIMO.....	44
2.2	Μπλοκ διάγραμμα του MIMO συστήματος.....	45
2.3	Mimo Systems.....	48
2.4	Tx ο πομπός και Rx ο δέκτης.....	49
2.5	Σύστημα SIMO.....	50
2.6	Σύστημα MISO.....	51
2.7	MIMO Σύστημα.....	53
2.8	Μετατροπή του MIMO καναλιού σε n SISO υποκανάλια.....	57
2.9	Σύγκριση SISO – MIMO.....	60
2.10	Χωροχρόνου μπλοκ κωδικοποίηση.....	62
2.11	Σχήμα του 2x1 συστήματος του Alamouti.....	66
2.12	Γενικό σχήμα κωδικοποίησης.....	68

2.13	Trellis διάγραμμα 8 και 4 καταστάσεων αντίστοιχα.....	73
2.14	Σύγκριση επίδοσης δύο κωδικών Trellis 4 και 8 καταστάσεων για SIMO σύστημα.....	74
2.15	Σύγκριση επίδοσης δύο κωδικών Trellis 4 και 8 καταστάσεων για MIMO σύστημα	74
2.16	Delay Diversity	75
2.17	Trellis διάγραμμα 8 καταστάσεων με διαμόρφωση 8 – PSK	75
2.18	Οριζόντια κωδικοποίηση.....	80
2.19	Κάθετη κωδικοποίηση	81
2.20	Διαγώνια κωδικοποίηση.....	82
3.1	Σχηματική απεικόνιση της σφαιρικής αποκωδικοποίησης.....	85
3.2	Σχηματική απεικόνιση γραμμικού δέκτη. Οι ακολουθίες bits διαχωρίζονται και αποκωδικοποιούνται ξεχωριστά.....	86
3.3	Επίδοση του δέκτη ZF για διάφορα συστήματα MIMO.....	88
3.4	V - BLAST	90
3.5	Orthogonal projection	98
4.1	Multi-access MIMO system.....	102
2	SERs versus SNR. First example.....	112
3	SERs versus Q. First example	112
4	SERs versus SNR. Second example.....	113
5	SERs versus Q. Second example	113
6	SERs versus SNR. Third example	114
7	SERs versus Q. Third example	114
8	SERs versus σ_e^2/σ_h^2 (%). Fourth example	115

List of Table

4.2 MV MIMO Receiver Algorithm	109
--------------------------------------	-----

Chapter 1

Εισαγωγή (Introduction)

1.1 Εξελίξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων (Evolution of Wireless Telecommunications Systems)

Ασύρματη τηλεπικοινωνία είναι η μετάδοση δεδομένων σε μία απόσταση χωρίς τη χρήση ηλεκτρικών επαφών ή καλωδίων. Ως ασύρματο δίκτυο χαρακτηρίζεται το τηλεπικοινωνιακό δίκτυο, συνήθως τηλεφωνικό ή δίκτυο υπολογιστών, το οποίο χρησιμοποιεί ραδιοκύματα ως φορείς πληροφορίας. Η ραγδαία ανάπτυξη και εδραίωση των ασύρματων επικοινωνιών ως κατ'εξοχήν τρόπου επικοινωνίας (κινητή ραδιοεπικοινωνία, δορυφορική επικοινωνία, ασύρματο Ίντερνετ κ.ά.) επιβάλλει τη συνεχή μελέτη και έρευνα στην κατεύθυνση της βελτίωσης των δυνατοτήτων των ασύρματων συστημάτων. Τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα διαφέρουν από τα «παραδοσιακά» σε ένα βασικό σημείο: το κανάλι μετάδοσης. Στα ενσύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, το κανάλι αποτελεί ένα συγκεκριμένο μέσο (π.χ. καλώδιο, οπτική ίνα) με γνωστά χαρακτηριστικά, των οποίων η επίδραση στο σήμα μπορεί να ληφθεί εύκολα υπόψη στους υπολογισμούς της μετάδοσης του σήματος. Αντιθέτως η ασύρματη επικοινωνία, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, δεν χρησιμοποιεί ως μέσο μετάδοσης κάποιον τύπο καλωδίου. Τα δεδομένα μεταφέρονται μέσω ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, με συχνότητα φέροντος η οποία εξαρτάται κάθε φορά από τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων που απαιτείται να υποστηρίξει το δίκτυο. Σε παλαιότερες εποχές τα τηλεφωνικά δίκτυα ήταν αναλογικά, αλλά σήμερα όλα τα ασύρματα δίκτυα βασίζονται σε ψηφιακή τεχνολογία. Οι ασύρματες επικοινωνίες παρέχουν υπηρεσίες οι οποίες θα ήταν αδύνατο να πραγματοποιηθούν με τη χρήση καλωδίων. Οι αποστάσεις στις οποίες γίνεται αναφορά μπορεί να είναι μικρές (μερικά μέτρα όπως για παράδειγμα στο τηλεχειριστήριο της τηλεόρασης) ή μεγάλες (χιλιάδες ή εκατομμύρια χιλιόμετρα σε ραδιοεπικοινωνίες). Τα πιο χαρακτηριστικά παραδείγματα των ασύρματων επικοινωνιών είναι τα κινητά τηλέφωνα, το σύστημα GPS, η δορυφορική τηλεόραση κλπ). Ο όρος «ασύρματο» χρησιμοποιείται έως και σήμερα για να περιγράψει επικοινωνίες στις οποίες ηλεκτρομαγνητικά κύματα ή RF μεταφέρουν ένα σήμα για ένα τμήμα ή καθ'όλο το μήκος της ζεύξης.

Η εποχή των ασύρματων επικοινωνιών ξεκινάει στα 1861, όταν ο Maxwell [26] προτείνει την μαθηματική θεωρία των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο King's College του Λονδίνου. Μερικά χρόνια αργότερα, το 1887, ο Hertz επιδεικνύει πρακτικά την ύπαρξη τέτοιου είδους κυμάτων,

χρησιμοποιώντας στάσιμα κύματα (stationary waves) στο πανεπιστήμιο της Καρλσρούης. Η χρονολογία ορόσημο για τις ασύρματες επικοινωνίες υπήρξε όμως το 1895, όταν ο Marconi [26], φοιτητής ακόμα στο πανεπιστήμιο της Μπολόνια, κατασκευάζει και θέτει σε λειτουργία τον ασύρματο τηλεγράφο. Τρία χρόνια αργότερα, το 1898, επιτυγχάνει την ασύρματη ζεύξη του καναλιού της Μάγχης, πλάτους 52 χιλιομέτρων, ενώνοντας το Dover με το Wimereux.

Η αστική χρήση της ασύρματης τεχνολογίας ξεκινά με την εγκατάσταση του πρώτου κινητού τηλεφωνικού συστήματος εύρους 2 MHz, το 1921 για την αστυνομική διεύθυνση του Detroit. Τα πλεονεκτήματα της νέας τεχνολογίας γίνονται αμέσως φανερά, όμως η έλλειψη καναλιών στις ζώνες χαμηλών συχνοτήτων καθιστά ανέφικτη την ευρύτερη χρήση της. Το 1933, ο Armstrong εφευρίσκει την διαμόρφωση συχνότητας (Frequency Modulation – FM), η οποία έδωσε την δυνατότητα για υψηλής ποιότητας ασύρματες επικοινωνίες. Το 1946 η Bell Systems [25] εισάγει ένα προσωπικό σύστημα επικοινωνιών (Personal Correspondence System) που λειτουργεί στα 150 MHz με κανάλια φωνής διαχωρισμένα ανά 120 KHz. Καθώς η ζήτηση για δημόσιες ασύρματες υπηρεσίες συνεχώς αυξάνεται, η AT&T κατασκευάζει χρησιμοποιώντας τεχνολογία FM τα σύστημα IMTS (Improved Mobile Telephone Service). Αυτά είναι τα πρώτα συστήματα κινητής τηλεφωνίας που συνδέονται με το ήδη υπάρχον δημόσιο τηλεφωνικό δίκτυο και χρησιμοποιούν καθορισμένο αριθμό ραδιοκαναλιών σε μια περιορισμένη γεωγραφική περιοχή.

Η επέκταση της τεχνολογίας για την εξυπηρέτηση περισσότερων χρηστών με την χρήση πλήρως αμφίδρομων καναλιών (full duplex channels) προϋπόθετε την επέκταση του εύρους ζώνης. Η λύση ήταν τα κυψελωτά συστήματα, που συνέλαβε ο Ring στα εργαστήρια Bell το 1947. Η κυψελωτή προσέγγιση ως γνωστόν, διαιρεί την περιοχή ραδιοκάλυψης σε μικρότερα τμήματα ή κυψέλες (cells), σε κάθε μια από τις οποίες χρησιμοποιείται υποσύνολο των συνολικά διαθέσιμων διαύλων. Το πρώτο αναλογικό κυψελωτό σύστημα υψηλής χωρητικότητας κατασκευάστηκε από την AT&T το 1970 και ονομάστηκε AMPS (Advanced Mobile Phone Service). Από τότε τα κυψελωτά συστήματα αναπτύχθηκαν με εκρηκτικό ρυθμό με αποτέλεσμα στη σύγχρονη εποχή να εξυπηρετούν σχεδόν 1 δισεκατομμύριο συνδρομητών. Από τα υπάρχοντα συστήματα ξεχωρίζει το σύστημα GSM (Global System for Mobile) που χρησιμοποιείται στην Ευρώπη και κατέχει το μεγαλύτερο μερίδιο στην παγκόσμια αγορά. Στις Ηνωμένες Πολιτείες στα κυψελωτά δίκτυα εφαρμόζεται το πρότυπο IS – 136, που χρησιμοποιεί την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση χρόνου (TDMA – Time Division Multiple Access) και το IS – 95, που βασίζεται στην πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση κώδικα (CDMA – Code Division Multiple Access). Οι διαρκώς αυξανόμενες απαιτήσεις για υψηλότερες φασματικές αποδόσεις και ρυθμούς μετάδοσης οδήγησαν στην ανάπτυξη των λεγόμενων τεχνολογιών τρίτης γενιάς (3G), η οποία όμως απέτυχε να προσφέρει ένα παγκοσμίως κοινό πρότυπο. Το 3G

αναφέρεται και στο UMTS και βασικά γνωρίσματα του είναι οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης, η υποστήριξη multimedia applications και η πρόσβαση σε υπηρεσίες διαδικτύου.

1.1.1 Ασύρματες Επικοινωνίες – Τηλεπικοινωνιακά συστήματα (Wireless Communications - Telecommunication Systems)

Οι ασύρματες επικοινωνίες πολλαπλής πρόσβασης που αναπτύσσονται προορίζονται για σταθερές και κινητές εφαρμογές. Στις σταθερές εφαρμογές, τα ασύρματα δίκτυα επιτρέπουν τη μετάδοση δεδομένων και φωνής μεταξύ σταθερών συνδρομητών. Αντίστοιχα στις κινητές εφαρμογές τα δίκτυα μπορούν να ταξινομηθούν στις παρακάτω κατηγορίες :

- Δίκτυα μεγάλης κινητικότητας, τα οποία εξυπηρετούν χρήστες κινούμενους με μεγάλη ταχύτητα.
- Δίκτυα μικρής κινητικότητας που ασχολούνται με μεγάλες ταχύτητες αντίστοιχες των πεζών.

Ο σχεδιασμός αυτών των ασύρματων συστημάτων είναι αρκετά δύσκολος γιατί έχει να αντιμετωπίσει πολλές προκλήσεις. Ανάμεσα σε αυτές βρίσκονται η περιορισμένη διαθεσιμότητα φάσματος στις ζώνες των ραδιοσυχνοτήτων και ένα σύνθετο χρονικά μεταβαλλόμενο ασύρματο περιβάλλον όπου επικρατούν δυσμενείς συνθήκες όπως φαινόμενα εξασθένισης και μετάδοσης μέσω πολλαπλών διαδρομών. Ακόμη, στο συνεχώς αυξανόμενο αίτημα για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης έρχονται να προστεθούν απαιτήσεις όπως :

- Καλύτερη ποιότητα εξυπηρέτησης (QoS).
- Μείωση των αποτυχημένων κλήσεων.
- Μεγαλύτερη χωρητικότητα του δίσκου.
- Ασφάλεια του χρήστη.

Οι απαιτήσεις αυτές προϋποθέτουν κάποιες νέες τεχνικές με τις οποίες θα προκύψει βελτίωση της φασματικής επάρκειας και της αξιοπιστίας των συνδέσεων. Μία αναπτυσσόμενη τεχνολογία, η οποία υπόσχεται να καλύψει σε μεγάλο βαθμό τις παραπάνω απαιτήσεις, αποτελεί η χρήση πολλαπλών κεραιών στο δέκτη ή/ και στον πομπό κατά το σχεδιασμό ενός ασύρματου συστήματος. Η εξελισσόμενη αυτή τεχνολογία περιγράφεται συνοπτικά από τους όρους χωροχρονικές (SpaceTime-ST) ασύρματες επικοινωνίες ή επικοινωνίες με χρήση πολλαπλών κεραιών ή με τη χρήση «έξυπνων» κεραιών.

Στις μέρες μας οι ασύρματες επικοινωνίες έχουν εξελιχτεί σε μεγάλο βαθμό και διαδραματίζουν σπουδαίο ρόλο στις τηλεπικοινωνίες. Ειδικά η εξέλιξη από τις αναλογικές στις ψηφιακές ασύρματες επικοινωνίες οδήγησε σε “πρόωρα” πρότυπα διάδοσης που περιέχουν πληροφορίες για την ισχύ και σκοπό έχουν να μελετήσουν τον χρόνο καθυστέρησης.

Κάποια σύγχρονα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών είναι τα ακόλουθα :

- Ασύρματες ζεύξεις από σημείο σε σημείο.
- Κυψελοειδή συστήματα.
- Ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLANs).
- Ασύρματα δίκτυα ευρείας περιοχής (WWANs).
- Ασύρματα προσωπικά δίκτυα (WPANs).
- Ασύρματα δίκτυα αυθαίρετης δομής (Ad-Hoc).
- Δορυφορικά συστήματα.
- Συστήματα Home RF and Bluetooth.

1.2 Συστήματα Επικοινωνίας 3^{ης} γενιάς (Systems Communication 3th Generation) - 3G

Όταν αναφερόμαστε στον όρο UMTS πρόκειται για την εξέλιξη σε σχέση με την χωρητικότητα, την ταχύτητα μετάδοσης των δεδομένων και την ύπαρξη νέων υπηρεσιών των δικτύων δεύτερης γενιάς. Σήμερα, περισσότερα από εξήντα 3G/UMTS δίκτυα που χρησιμοποιούν την WCDMA τεχνολογία λειτουργούν σε 25 χώρες. Για την οργάνωση του όλου εγχειρήματος έχει θεσπιστεί ειδικός μη κερδοσκοπικός οργανισμός με την ονομασία Third Generation Partnership Project (3GPP) του οποίου μέλημα είναι η παρακολούθηση και η καθοδήγηση των εξελίξεων στην συγκεκριμένη τεχνολογική περιοχή.

Ανάμεσα στα πλεονεκτήματα των UMTS δικτύων ξεχωρίζουμε τους αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης των δεδομένων και την ταυτόχρονη υποστήριξη μεγαλύτερου όγκου δεδομένων και φωνής. Πιο συγκεκριμένα, το UMTS δίκτυο στην αρχική του φάση, θεωρητικά προσφέρει ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων έως και 384 kbps σε περιπτώσεις όπου παρατηρείται αυξημένη κινητικότητα του χρήστη. Αντίθετα, όταν ο χρήστης παραμένει ακίνητος οι ρυθμοί μετάδοσης αυξάνουν κατά πολύ φθάνοντας την τιμή των 2 Mbps.

Εκτιμάται ότι στο μέλλον θα υπάρξει περαιτέρω αύξηση των ρυθμών μετάδοσης δεδομένων. Ήδη, ο 3GPP έχει θέσει σαν standard δύο νέες τεχνολογίες. Πρόκειται για το High Speed Downlink Packet Access (HSDPA)

και το High Speed Uplink Packet Access (HSUPA) αντίστοιχα. Οι συγκεκριμένες τεχνολογίες ουσιαστικά αποτελούν εξέλιξη του UMTS, αφού υπόσχονται ρυθμούς μετάδοσης των δεδομένων έως και 14,4 Mbps στο downlink και 5.8 Mbps στο uplink.

Πιο συγκεκριμένα λοιπόν, ένα δίκτυο UMTS αποτελείται από δύο βασικές οντότητες: το δίκτυο κορμού (CN - core network) και το δίκτυο επίγειας ασύρματης πρόσβασης (UTRAN - UMTS terrestrial radio-access network). Το δίκτυο κορμού είναι υπεύθυνο για την δρομολόγηση των τηλεφωνημάτων καθώς και για τις συνδέσεις για μεταφορά δεδομένων με εξωτερικά δίκτυα. Αντίθετα, το UTRAN είναι υπεύθυνο για οτιδήποτε σχετίζεται με το ασύρματο μέρος του δικτύου. Το CN αποτελείται από δύο domain :

- α) circuit-switched (CS - μεταγωγή κυκλώματος)
- β) packet-switched (PS - μεταγωγή πακέτου)

Το CS domain παρέχει πρόσβαση στο PSTN/ISDN , ενώ το PS domain παρέχει πρόσβαση στα IP δίκτυα. Στο εξής μας ενδιαφέρει το PS domain. Έτσι λοιπόν, το PS μέρος του UMTS δικτύου αποτελείται από δύο GPRS κόμβους υποστήριξης: τον gateway GPRS support node (GGSN) και τον serving GPRS support node (SGSN). Ο GGSN συνδέεται με τον SGSN μέσω της διεπαφής Gn και με το UTRAN μέσω της διεπαφής Iu. Το UTRAN αποτελείται από τον ελεγκτή ασύρματης πρόσβασης (RNC - radio network controller) και το Node B το οποίο αποτελεί την βάση που προσφέρει κάλυψη στο αντίστοιχο κελί. Το Node B συνδέεται με τον εξοπλισμό του χρήστη (user equipment - UE) μέσω της διεπαφής Uu (βασισμένο στην τεχνολογία W-CDMA) και με το RNC μέσω της διεπαφής Gi . Επιπλέον, υπάρχει και ένας άλλος κόμβος σχετιζόμενος με τις υπηρεσίες broadcast/multicast (BM-SC - broadcast/multicast service center), ο οποίος λειτουργεί σαν το σημείο εισόδου για την παραλαβή των δεδομένων για εσωτερικές πηγές.

1.3 Συστήματα επικοινωνίας 4^{ης} γενιάς (Systems Communication 4th Generation) - 4G

Στις μέρες μας, γίνονται αναφορές για συστήματα 4^{ης} Γενιάς (4G), τα οποία αναμένονται να μπουν σε εφαρμογή περίπου το 2012. Ήδη έχουν κάνει την εμφάνισή τους όροι όπως «γενιά του μέλλοντος», «εξέλιξη των 3G» ή «4G» για ασύρματες επικοινωνίες.

Σύμφωνα με το project της ITU-R WP8F με την ονομασία Vision Preliminary Draft of New Recommendation-DNR, θα υπάρξει μία σταθερή και συνεχής εξέλιξη της IMT-2000 όπου θα στηρίζονται νέες εφαρμογές, νέα προϊόντα και υπηρεσίες. Ενδεικτικά οι χωρητικότητες των διασυνδέσεων επίγειας ραδιοτηλεφωνίας της IMT-2000 επεκτάθηκαν στα 10 Mbps και εξακολούθησαν να αυξάνονται, ξεπερνώντας ακόμα και τα 30 Mbps μέσα στο 2005. Για τα συστήματα που αποτελούν την εξέλιξη του 3G και της IMT-2000 στην ITU, ίσως υπάρξει η απαίτηση για μία νέα τεχνολογία ασύρματης πρόσβασης γύρω στο 2010 όσον αφορά τις επίγειες επικοινωνίες. Μία τέτοια τεχνολογία θα συμπληρώσει τα εξελιγμένα συστήματα IMT-2000 και τα άλλα συστήματα με τα οποία υπάρχει μία αμφίδρομη σχέση. Υπολογίζεται ότι αυτές οι νέες τεχνολογίες ραδιοτηλεφωνίας θα μπορέσουν να υποστηρίξουν μέχρι το 2010 ταχύτητα πάνω από 100 Mbps σε περιπτώσεις μεγάλης κινητικότητας ή ακόμη και 1 Gbps για μικρότερη κινητικότητα όπως η τοπική ασύρματη πρόσβαση.

Τα επίπεδα ρυθμών δεδομένων, όντας απαραίτητα για την υλοποίηση του οράματος, αποτελούν αντικείμενο έρευνας και εξέτασης στις βασικές τεχνολογίες. Τα αποτελέσματα αυτών των ερευνών θα συνδράμουν καταλυτικά στον προσδιορισμό και τη σχεδίαση του μελλοντικού συστήματος. Εξαιτίας των απαιτήσεων για υψηλούς ρυθμούς δεδομένων, θα υπάρξει η ανάγκη για επιπρόσθετο φάσμα από τις καινούριες εφαρμογές των εξελιγμένων 3G συστημάτων. Η επίτευξη τέτοιων υψηλών ρυθμών απαιτεί εξελίξεις στην τεχνολογία, ωστόσο αναμένεται να επιτευχθούν από τεχνολογικής απόψεως εντός του χρονικού πλαισίου της έρευνας και ανάπτυξης των νέων δυνατοτήτων αυτών των σύγχρονων συστημάτων.

Σε συνδυασμό με την μελλοντική ανάπτυξη των συστημάτων IMT-2000 και των μεταγενέστερων αυτών, αναμένεται να αναπτυχθεί μία αυξανόμενη αλληλεξάρτηση ανάμεσα σε ραδιοσυστήματα πρόσβασης και επικοινωνίας όπως τα δίκτυα ιδιωτικού χώρου (Personal Area Networks-PANs), τα δίκτυα LANs, η ψηφιακή εκπομπή και η σταθερή ασύρματη πρόσβαση.

Με βάση τις απαιτήσεις σε υπηρεσίες όπως έχουν υπολογιστεί μέχρι σήμερα, τις επεκτάσεις στη διακίνηση και τις τεχνολογίες ραδιοτηλεφωνικής πρόσβασης, η ITU-R λειτουργεί σε μία δυναμική αρχιτεκτονική συστήματος.

Τα νέα συστήματα θα χαρακτηρίζονται από διαφορετικές συμπληρωματικές τεχνικές πρόσβασης. Τα διάφορα συστήματα πρόσβασης συνεργάζονται στο επίπεδο κατακόρυφης μεταβίβασης και παροχής υπηρεσιών. Απαραίτητο κομμάτι αυτής της αρχιτεκτονικής θα αποτελούν οι τερματικές συσκευές και η υποδομή του δικτύου. Μία τέτοια ιδέα για ετερογενή δίκτυα διανοίγει στους σχεδιαστές δικτύων ένα μεταβατικό και εξελικτικό

μονοπάτι από τα σημερινά δίκτυα στα εξελιγμένα IMT-2000 συστήματα επαναχρησιμοποιώντας υπάρχουσα επένδυση. Νέοι σταθμοί πρόσβασης μπορούν να τοποθετηθούν όποτε και όπου απαιτείται από τις οικονομικές συνθήκες. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται και η απαιτούμενη εξελισιμότητα του συστήματος.

Η τεχνολογία εξελίσσεται διαρκώς και παρά το γεγονός ότι η τρίτη γενιά δεν είναι ακόμη σε πλήρη λειτουργία, η ακαδημαϊκή εξερεύνηση της 4G κινητής επικοινωνίας έχει ήδη ξεκινήσει. Καταρχήν η τρίτη γενιά ασφαλώς ήταν το βασικότερο βήμα για την επίτευξη των προσωπικών τηλεπικοινωνιών, αλλά ωστόσο δεν κατάφερε να τις κάνει πραγματικότητα.

Η τέταρτη γενιά θα προσεγγίσει περισσότερο τις προσωπικές επικοινωνίες παρέχοντας επικοινωνία οποιαδήποτε μορφής, σε κάθε χώρο και χρόνο, με οποιονδήποτε. Θα απαιτήσει επίσης καλή απόδοση επικοινωνίας, που θα αφορά κυρίως media παρά φωνή. Στις εφαρμογές τα τερματικά της τέταρτης γενιάς δε θα παρέχουν μόνο ομιλία ή εικόνα αλλά επιπλέον θα προειδοποιεί και θα ενημερώνει το χρήστη. Τα τερματικά μπορεί ακόμα να γίνουν μέρος του ανθρώπινου σώματος, ενημερώνοντας το χρήστη για την πίεσή του, τη θερμοκρασία του κ.α. Όπως υπολογίζεται η γενιά αυτή θα κάνει την εμφάνισή της στα επόμενα 5 χρόνια.

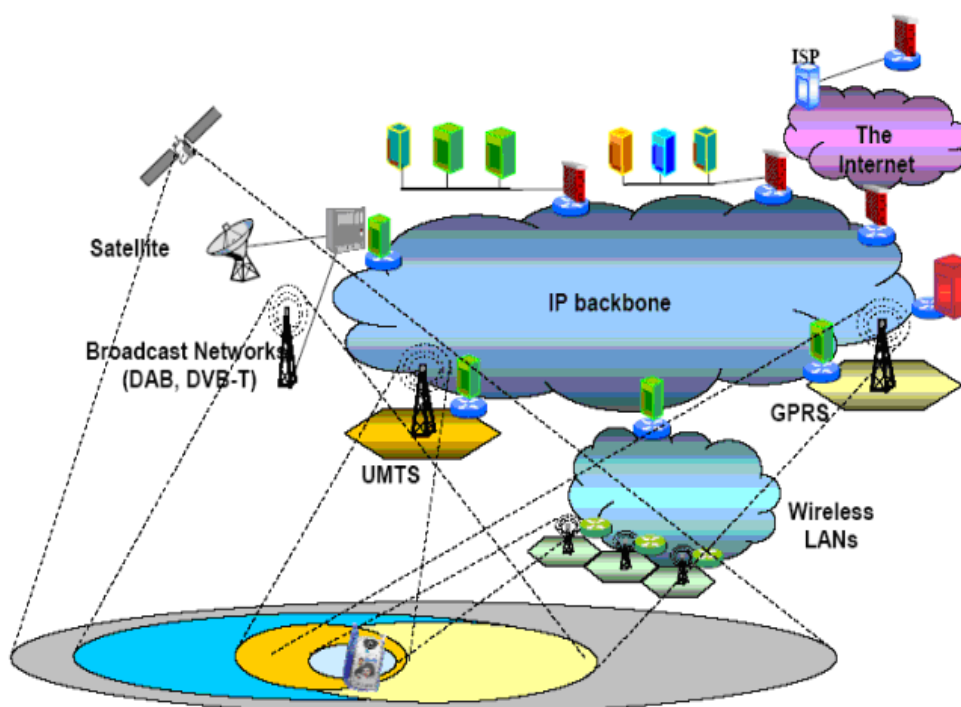


Figure 1.1 4G Δίκτυο - Μελλοντικό δίκτυο που περιλαμβάνει πλήθος αλληλεπιδρώντων συστημάτων.

1.4 MIMO-Έξυπνες Κεραίες (MIMO – Smart antennas)

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

1.5 Διαλείψεις (Fading)

Παράλληλα με τις απώλειες διαδρομής, το λαμβανόμενο σήμα υφίσταται κατά την μετάδοσή του στο ασύρματο κανάλι διακυμάνσεις στο πλάτος του, οι οποίες αναφέρονται ως διαλείψεις. Οι διαλείψεις χωρίζονται στις μακρόχρονες ή μακροσκοπικές (long – term, macroscopic) και στις βραχύχρονες ή μικροσκοπικές (short term, microscopic).

Οι μακρόχρονες διαλείψεις εκφράζουν την μακρόχρονη μεταβολή της λαμβανόμενης ισχύος. Προκαλούνται από την σκιάδη επίδραση κτιρίων ή φυσικών εμποδίων.

Οι βραχύχρονες διαλείψεις αναφέρονται στις απότομες διακυμάνσεις του ραδιοκύματος στο πεδίο του χώρου, του χρόνου και της συχνότητας. Μπορούν να προκύψουν από την συμβολή δύο ή περισσότερων εκδοχών του μεταδιδόμενου σήματος, που φτάνουν στον δέκτη με μικρές διαφορές καθυστέρησης. Οφείλονται κυρίως στις ανακλάσεις πολλαπλών διαδρομών ενός μεταδιδόμενου κύματος από τοπικούς σκεδαστές, π.χ. σπίτια, κτίρια ή δέντρα. Δεν οφείλονται σε φυσικά εμπόδια μεταξύ πομπού και δέκτη.

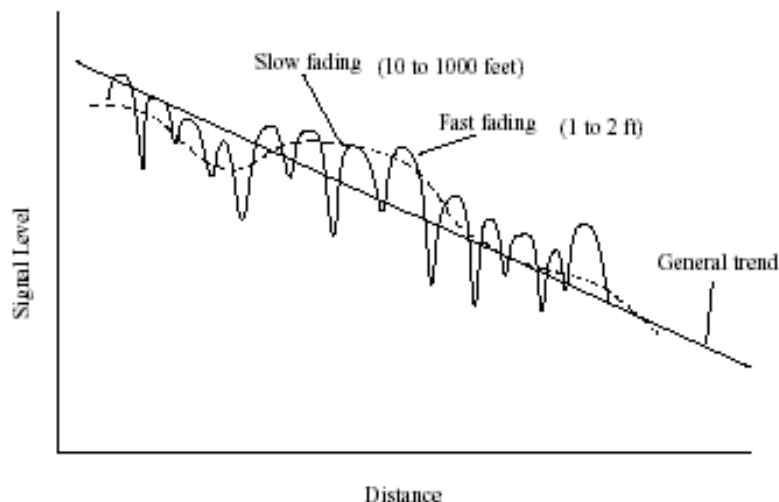


Figure 1.2 Διακύμανση της ισχύος συναρτήσει απόστασης. Οι απώλειες διάδοσης αυξάνουν με την απόσταση. Οι τοπικές αποκλίσεις στην στάθμη της ισχύος οφείλονται στις μακρόχρονες και βραχύχρονες διαλείψεις.

1.6 Εξάπλωση Doppler (Doppler Spread) - Χρόνος Συνοχής (Coherence Time)

Οι πολλαπλές οδεύσεις από τις οποίες το εκπεμπόμενο σήμα φτάνει στον προορισμό του έχουν ως αποτέλεσμα την εξάπλωση του εύρους ζώνης του λαμβανόμενου σήματος. Το φαινόμενο ονομάζεται εξάπλωση Doppler και μαζί με την έννοια του χρόνου συνοχής είναι οι παράμετροι που περιγράφουν την χρονικά μεταβαλλόμενη φύση του ασύρματου καναλιού. Το φάσμα ισχύος Doppler, ψ_D , δίδεται από τον μετασχηματισμό Fourier της χρονικής αυτοσυσχέτισης της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Η rms (root mean square) τιμή του εύρους ζώνης του ψ_D ποσοτικοποιεί την εξάπλωση Doppler (Doppler spread - v_{rms}). Η εξάπλωση Doppler μετατρέπει το ασύρματο κανάλι σε επιλεκτικό ως προς το χρόνο και έτσι, αντίστοιχα έχουμε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο (time selective channel – time selective fading). Χαρακτηριστικό μέγεθος των καναλιών αυτών είναι ο χρόνος συνοχής (coherence time – T_c). Ο χρόνος συνοχής είναι το μέγιστο χρονικό διάστημα κατά το οποίο το κανάλι είναι σταθερό. Πιο αυστηρά, ως χρόνος συνοχής ορίζεται το χρονικό διάστημα κατά το οποίο ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος πέφτει από το 1 στο 0.7. Ο χρόνος συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογος της εξάπλωσης Doppler ($T_c \approx \frac{1}{v_{rms}}$) και εκφράζει το πόσο γρήγορα αλλάζει το κανάλι στη διάσταση του χρόνου. Όσο μεγαλύτερος είναι, τόσο πιο αργή είναι η διακύμανση του ασύρματου καναλιού. Η πρακτική σημασία του είναι, ότι δύο σήματα που καταφθάνουν στον δέκτη με καθυστέρηση μεταξύ τους μεγαλύτερη από T_c επηρεάζονται διαφορετικά από τον δίαυλο.

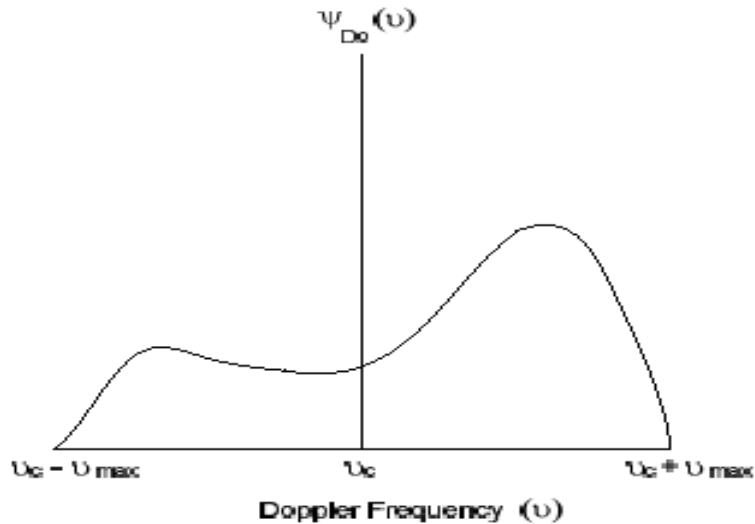


Figure 1.3 Φάσμα ισχύος Doppler $\Psi_D(\nu)$ - Μέση ισχύς σε συνάρτηση με την συχνότητα Doppler (ν) .

Η εξάπλωση Doppler είναι συνήθως ανεξάρτητη της απόστασης πομπού – δέκτη. Στην περίπτωση όμως που υπάρχει οπτική επαφή, η v_{rms} μπορεί να μειωθεί επειδή το απ' ευθείας μονοπάτι (LOS component) έχει μηδενική εξάπλωση Doppler. Κυμαίνεται μεταξύ λίγων Hertz (ακίνητος ή πεζός χρήστης) μέχρι περίπου 200 Hz και εξαρτάται από την συχνότητα φέροντος (carrier frequency), την ταχύτητα του τερματικού και την εξάπλωση γωνίας που προκαλούν οι υπάρχοντες σκεδαστές.

1.7 Εξάπλωση Καθυστέρησης (Delay Spread) - Εύρος Ζώνης Συνοχής (Coherence Bandwidth)

Κατά την διάδοση πολλαπλών οδεύσεων ένας μεγάλος αριθμός χρονικά καθυστερημένων εκδόχων του μεταδιδόμενου σήματος καταφθάνουν στον δέκτη. Η χρονική αυτή εξάπλωση του σήματος καλείται εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης και χαρακτηρίζεται από την *rms* τιμή της, τ_{rms} . Η εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης δημιουργεί επιλεκτικά ως προς την συχνότητα κανάλια και επιλεκτικές ως προς την συχνότητα διαλείψεις

(frequency selective channel – frequency selective fading). Μέτρο της επιλεκτικότητας αυτής του καναλιού ως προς την συχνότητα είναι το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth - B_c), το οποίο είναι αντιστρόφως

ανάλογο του τ_{rms} , $B_c \approx \frac{1}{\tau_{RMS}}$. Το εύρος ζώνης συνοχής ορίζεται ως η μέγιστη

διαφορά συχνοτήτων για την οποία το κανάλι είναι επαρκώς αυτοσυσχετισμένο, δηλαδή σταθερό. Πιο αυστηρά, ως εύρος ζώνης συνοχής ορίζεται το φασματικό διάστημα κατά το οποίο ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος πέφτει από το 1 στο 0.7. Όταν το εύρος ζώνης συνοχής είναι συγκρινόμενο ή μικρότερο του εύρους ζώνης του σήματος, τότε το σήμα θα υπόκειται σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα.

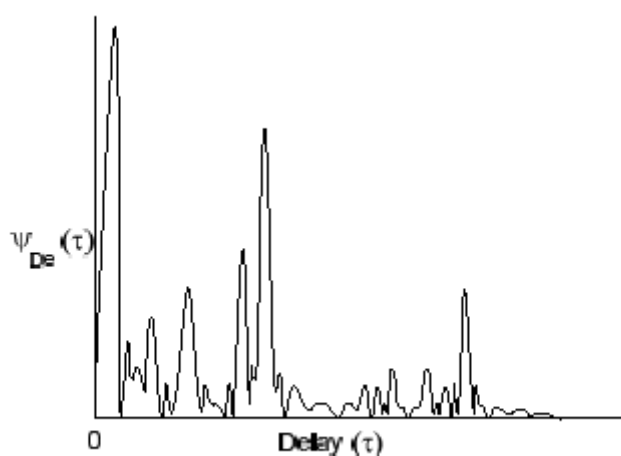


Figure 1.4 Εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης – Μέση ισχύς σε συνάρτηση με την καθυστέρηση (τ).

Η εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης αυξάνει με την απόσταση πομπού – δέκτη. Η αύξηση αυτή οφείλεται στο γεγονός, ότι για μεγαλύτερες αποστάσεις, οι οδεύσεις του διαδιδόμενου κύματος που παρουσιάζουν μεγάλη χρονοκαθυστέρηση συνεισφέρουν με μεγαλύτερη βαρύτητα στο συνολικό σήμα, προκαλώντας έτσι αύξηση του τ_{rms} . Σε επίπεδα μη – αστικά περιβάλλοντα, η τ_{rms} είναι μικρότερη από 0.05 μs , σε αστικές περιοχές περίπου 0.2 μs ενώ σε λοφώδεις περιοχές έχει καταγραφεί τιμή τ_{rms} περίπου

2-3 μs. Συνεπώς, το εύρος ζώνης συνοχής κυμαίνεται από μερικά MHz ως και μερικές εκατοντάδες kHz, ανάλογα με το περιβάλλον.

1.8 Εξάπλωση γωνίας (Angle Spread)

Η εξάπλωση γωνίας στον δέκτη αναφέρεται στην διασπορά των γωνιών άφιξης (Angles Of Arrival – AOA) στην κεραία του δέκτη. Κατά τον ίδιο τρόπο, η εξάπλωση γωνίας στον πομπό θα αντιστοιχεί στην διασπορά των γωνιών αναχώρησης (Angle Of Departure – AOD) των πολλαπλών οδεύσεων που φτάνουν τελικά στον δέκτη. Η εξάπλωση γωνίας χαρακτηρίζεται από την *rms* τιμή της, θ_{rms} , και προκαλεί διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τον χώρο (space selective fading). Αυτό σημαίνει ότι το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος θα εξαρτάται από την θέση της κεραίας. Η απόσταση συνοχής (coherence distance - D_c) περιγράφει τις διαλείψεις αυτού του είδους, και ορίζεται ως η μέγιστη απόσταση για την οποία οι διαλείψεις που υφίσταται ένα σήμα είναι επαρκώς συσχετισμένες μεταξύ τους. Πιο αυστηρά η απόσταση συνοχής (coherence distance) ορίζεται ως το χωρικό διάστημα στο οποίο ο δείκτης αυτοσυσχέτισης των λαμβανόμενων συνιστωσών πέφτει από το 1 στο 0.7. Η απόσταση συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογη της εξάπλωσης γωνίας, $D_c \propto \frac{1}{\theta_{RMS}}$. Όσο μεγαλύτερη είναι η εξάπλωση γωνίας τόσο μικρότερη είναι η απόσταση συνοχής. Εναλλακτικά, η απόσταση συνοχής εκφράζει την μέγιστη απόσταση δύο κεραιών, για την οποία οι αποκρίσεις των καναλιών τους παραμένουν επαρκώς συσχετισμένες.

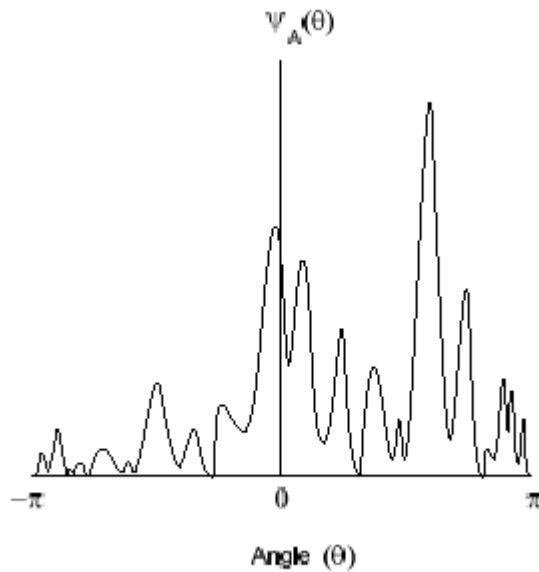


Figure 1.5 Εξάπλωση γωνίας – Μέση ισχύς σε συνάρτηση με την γωνία (θ).

Η εξάπλωση γωνίας έχει στενή εξάρτηση με το περιβάλλον και το ύψος των κεραιών πάνω από το έδαφος. Σε έναν σταθμό βάσης, η θ_{rms} είναι δυνατό να κυμαίνεται από κλάσματα της μοίρας σε μη αστικά επίπεδα περιβάλλοντα μέχρι και 20° σε λοφώδεις ή πυκνοκατοικημένες αστικές περιοχές. Η απόσταση συνοχής ποικίλλει από 3 ως 20 μήκη κύματος. Στα τερματικά, η εξάπλωση γωνίας είναι πολύ μεγαλύτερη, επειδή οι σκεδαστές είναι κατανεμημένοι, όχι απαραίτητα ομοιόμορφα, σε όλες τις κατευθύνσεις γύρω από αυτά. Η απόσταση συνοχής βρίσκεται μεταξύ 0.25 και $5 \lambda_c$.

1.9 Διαφορισιμότητα (Diversity)

Η ισχύς του σήματος στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες υπόκειται σε εξασθενήσεις ή διαλείψεις, οι οποίες συχνά μπορεί να είναι αρκετά ισχυρές ώστε να αλλοιώσουν ή να καταστρέψουν το μεταδιδόμενο σήμα. Η διαφορισιμότητα (diversity) είναι μια τεχνική που χρησιμοποιείται εδώ και πολλά χρόνια στα ασύρματα συστήματα ώστε να καταπολεμήσει τις διαλείψεις και τις επιζήμιες συνέπειές τους.

Η βασική αρχή της διαφορισιμότητας είναι ότι αν περισσότερα του ενός αντίγραφα του ίδιου σήματος πληροφορίας λαμβάνονται στον δέκτη μέσω

διαφορετικών ανεξάρτητων κλάδων (branches) που υφίστανται ασυσχέτιστες μεταξύ τους διαλείψεις, τότε είναι σημαντικά αυξημένη η πιθανότητα τουλάχιστο ένα ή και περισσότερα από αυτά τα αντίγραφα να μην βρίσκεται σε διάλειψη την συγκεκριμένη χρονική στιγμή. Προφανώς, η πιθανότητα αυτή θα αυξάνεται όταν αυξάνεται και ο αριθμός των ανεξάρτητων κλάδων. Σε μία ζεύξη παρουσία θορύβου, που θα στερείται επαρκούς διαφορισιμότητας, η ισχύς εκπομπής πρέπει να είναι σημαντικά αυξημένη ή η απόσταση πομπού - δέκτη μικρότερη ώστε να προστατευθεί το κανάλι από τις διαλείψεις. Κατά όμοιο τρόπο, η διακαναλική παρεμβολή (co – channel interference) δεν μπορεί να περιοριστεί χωρίς της χρήση διαφορισιμότητας και ο συντελεστής επαναχρησιμοποίησης (reuse factor) στα κυψελωτά συστήματα θα πρέπει να αυξηθεί σημαντικά ώστε η παρεμβολή να ελαττωθεί αρκετά κάτω από τα μέσα επίπεδα του σήματος. Η διαφορισιμότητα, λοιπόν, είναι μία χρήσιμη τεχνική για την μείωση των διαλείψεων και την βελτίωση της χωρητικότητας και της ραδιοκάλυψης στα ασύρματα δίκτυα. Υπάρχουν τρεις βασικές μορφές διαφορισιμότητας, η διαφορισιμότητα στο πεδίο του χρόνου (temporal diversity), η διαφορισιμότητα στο πεδίο της συχνότητας (frequency diversity) και η διαφορισιμότητα στο πεδίο του χώρου (spatial or antenna diversity).

Η διαφορισιμότητα στο πεδίο του χρόνου εφαρμόζεται στις περιπτώσεις όπου έχουμε κανάλια επιλεκτικά ως προς το χρόνο (time – selective channel). Το σήμα πληροφορίας αναμεταδίδεται σε χρονικά διαστήματα μεγαλύτερα από το χρόνο συνοχής (coherence time) του καναλιού. Ο χρόνος συνοχής είναι ο ελάχιστος χρονικός διαχωρισμός μεταξύ δύο ανεξάρτητων διαλείψεων του καναλιού. Η χρονική διαφορισιμότητα αξιοποιείται συνήθως μέσω των τεχνικών παρεμβολής (interleaving), διόρθωσης λαθών (forward error correction - FEC) και αυτόματης αίτησης επανάληψης (automatic repeat request - ARQ). Από την στιγμή που ανιχνευθούν τα σφάλματα τον δέκτη θα πρέπει να προχωρήσει αυτόματα σε κάποια διορθωτική ενέργεια. Η διόρθωση των σφαλμάτων μπορεί να γίνει με δύο τεχνικές : η πρώτη ονομάζεται τεχνική του αυτόματου αιτήματος επαναμετάδοσης (ARQ: Automatic repeat ReQuest) και αφορά τη διόρθωση των σφαλμάτων με απόρριψη των εσφαλμένων δεδομένων και επαναμετάδοση των ορθών ενώ η δεύτερη ονομάζεται τεχνική της αυτόματης διόρθωσης σφαλμάτων (ΑΕΚ: Automatic Error Correction) και αφορά τη διόρθωση των εσφαλμένων δεδομένων με χρήση διαφόρων τεχνικών.. Μειονέκτημα της τεχνικής (ARQ: Automatic repeat ReQuest) αποτελεί ή καθυστέρηση που εισάγεται. Ωστόσο μερικά συστήματα μετάδοσης δεδομένων αφήνουν το σφάλμα να το διορθώσει ο ίδιος ο χρήστης αργότερα. Για παράδειγμα, σε πολλά συστήματα που δε χρησιμοποιείται η αυτόματη επαναμετάδοση είναι εύκολο για το χρήστη να εισαγάγει και πάλι από τον πομπό του το μήνυμα που ελήφθη λανθασμένα ή να ζητήσει την επαναμετάδοσή του. Γενικά, θεωρείται πολύ καλύτερο να υπάρχει κάποιος

τρόπος αυτόματης επαναμετάδοσης των εσφαλμένων μηνυμάτων, κάτι που τα περισσότερα από τα νέα συστήματα μεταδοσης δεδομένων πραγματοποιούν.

Η τεχνική παρεμβολής (interleaving) είναι μια εναλλακτική λύση για την αποστολή πλεονάζοντων δεδομένων, μία εφαρμογή είναι σε θέση να αποστείλει παρεμβαλλόμενα δεδομένα. Ο αποστολέας επανατοποθετεί τις μονάδες δεδομένων που πρόκειται να αποσταλούν σε νέα ακολουθία, έτσι ώστε αρχικά γειτονικά μονάδες απέχουν κατά μία συγκεκριμένη απόσταση στην νέα ροή. Προσφέρει τη δυνατότητα μετριασμού των συνεπειών από την απώλεια πακέτων. Αυτό επιτυγχάνεται καθώς, η απώλεια ενός πακέτου μπορεί να έχει σαν αποτέλεσμα, την ύπαρξη πολλαπλών μικρών κενών, στην ανοικοδομημένη ροή του παραλήπτη, σε αντίθεση με την ύπαρξη ενός μεγάλου κενού που θα λαμβάναμε χωρίς τη χρήση interleaving.

Με την παρεμβολή (interleaving), αυξάνεται δραστικά η αντιληπτή ποιότητα των πολυμέσων που λαμβάνονται, και επιπλέον παρέχει χαμηλό επιπλέον κόστος όσο αφορά την απορρόφηση πόρων του δικτύου, αν και το κύριο μειονέκτημά της είναι η αύξηση της καθυστέρησης αφού απαιτείται η παραλαβή όλων των παρεμβαλλόμενων δεδομένων προτού εκκινήσει η αναπαραγωγή. Αυτό το γεγονός περιορίζει τη χρήση του σε streaming πολυμέσων και το καθιστά μη ελκυστικό για διαδραστικές εφαρμογές, όπως η τηλεδιάσκεψη. Το κύριο πλεονέκτημά του είναι η μη αύξηση του απαιτούμενου εύρους ζώνης για αποστολή των δεδομένων.

Το FEC είναι μία μέθοδος που προσφέρει έλεγχο λαθών κατά τη μετάδοση δεδομένων, η οποία χρησιμοποιείται για να υποστηρίξει ή να αντικαταστήσει άλλες μεθόδους παροχής αξιοπιστίας. Στο FEC, ο αποστολέας εισάγει πλεονάζουσα πληροφορία στη μετάδοση δεδομένων. Αυτή η πληροφορία επιτρέπει στο δέκτη να ανακατασκευάσει τα αρχικά δεδομένα. Τέτοια σχήματα αναπόφευκτα προσθέτουν ένα σταθερό overhead στα μεταδιδόμενα δεδομένα με αποτέλεσμα να είναι υπολογιστικά ακριβά. Παρόλα αυτά στα multicast πρωτόκολλα, η χρήση FEC τεχνικών προσφέρει πολύ ισχυρά κίνητρα. Η κωδικοποίηση μπορεί να εξαλείψει τις ανεξάρτητες απώλειες στους διαφορετικούς δέκτες. Επιπρόσθετα, η δραματική μείωση του ρυθμού απώλειας πακέτων μειώνει κατά ένα μεγάλο μέρος την ανάγκη επαναποστολής των χαμένων πακέτων από τον αποστολέα. Επομένως, οι FEC τεχνικές είναι πολύ εύκολο να εκπληρώσουν έναν πρωταρχικό σκοπό των multicast κινητών υπηρεσιών, που είναι η προσαρμοστικότητα σε εφαρμογές με μεγάλο αριθμό δεκτών.

Η διαφορισιμότητα στο πεδίο της συχνότητας χρησιμοποιείται όταν οι διαλείψεις είναι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading). Το σήμα πληροφορίας μεταδίδεται σε διαφορετικές συχνότητες που

απέχουν μεταξύ τους διάστημα μεγαλύτερο του εύρους ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) του καναλιού. Το εύρος ζώνης συνοχής είναι η ελάχιστη απόσταση συχνοτήτων μεταξύ δύο ανεξάρτητων διαλείψεων του καναλιού και είναι αντιστρόφως ανάλογο της εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης (delay spread). Η διαφορισιμότητα στο πεδίο της συχνότητας εφαρμόζεται κυρίως με τεχνικές απλωμένου φάσματος (spread spectrum) ή μέσω interleaving και FEC με συνδυασμό διαμόρφωσης πολλαπλού φέροντος (multicarrier modulation). Με τη χρήση των τεχνικών ευρέος φάσματος μπορούμε να επιτύχουμε τη κωδικοποίηση των εκπομπών που είναι απαραίτητη για τη CDMA. Βασικό χαρακτηριστικό τους είναι το "άπλωμα" του εύρους ζώνης του σήματος. Λόγω του αυξημένου εύρους ζώνης του σήματος η φασματική πυκνότητα ισχύος του είναι χαμηλότερη το σήμα στο κανάλι φαίνεται ουσιαστικά σαν θόρυβος. Το άπλωμα του σήματος στη συχνότητα γίνεται συνδυάζοντας το σήμα με κάποιο κώδικα CDMA ανεξάρτητο του σήματος. Αναφορικά, υπάρχουν δύο τεχνικές spread spectrum : η Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS) και η Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS).

Η διαφορισιμότητα στο πεδίο του χώρου - την οποία θα εξετάσουμε εκτενέστερα καθώς σε αυτή στηρίζονται τα ασύρματα συστήματα MIMO – στηρίζεται στην εκπομπή ή λήψη του σήματος από κεραιές που απέχουν μεταξύ τους απόσταση μεγαλύτερη από την απόσταση συνοχής (coherence distance) του καναλιού. Η απόσταση συνοχής είναι η ελάχιστη απόσταση μεταξύ κεραιών ώστε να υπόκεινται αυτές σε ανεξάρτητες διαλείψεις και εξαρτάται από την εξάπλωση γωνίας (angle spread) των πολλαπλών οδεύσεων (multipath) που φτάνουν ή αναχωρούν από την συστοιχία των κεραιών. Για παράδειγμα, αν οι πολλαπλές οδεύσεις καταφθάνουν από όλες τις διευθύνσεις, θεωρείται επαρκής διαχωρισμός των κεραιών της τάξης του $0.4\lambda - 0.6\lambda$, όπου λ το μήκος κύματος. Αν η εξάπλωση γωνίας είναι μικρότερη η απόσταση συνοχής θα είναι μεγαλύτερη. Εμπειρικές μετρήσεις έχουν δείξει μία στενή αλληλεξάρτηση του ύψους των κεραιών και της απόστασης συνοχής, για τους σταθμούς βάσης. Υψηλότερες κεραιές υποδηλώνουν μεγαλύτερες αποστάσεις συνοχής. Στην περίπτωση των κινητών τερματικών, που έχουν συνήθως χαμηλές κεραιές και περιβάλλονται από σκεδαστές, ο διαχωρισμός των $0.4\lambda - 0.6\lambda$ είναι αρκετός.

Μπορούμε επίσης να διακρίνουμε τη διαφορισιμότητα, ανάλογα με το άκρο της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης που θέλουμε να την εφαρμόσουμε, σε διαφορισιμότητα εκπομπής (διαφορική εκπομπή – transmit diversity) και σε διαφορισιμότητα λήψης (διαφορική λήψη – receive diversity). Διαφορική εκπομπή έχουμε όταν αναμεταδίδουμε το ίδιο σήμα σε περισσότερα αντίγραφα διαφοροποιημένα ως προς κάποια διάσταση (σε διαφορετική συχνότητα, διαφορετική χρονική στιγμή ή από διαφορετική κεραία), ενώ διαφορική λήψη έχουμε όταν λαμβάνουμε το μεταδιδόμενο σήμα από διαφορετικές κεραιές, κατάλληλα διαχωρισμένες μεταξύ τους.

1.10 Beamforming

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

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

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

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

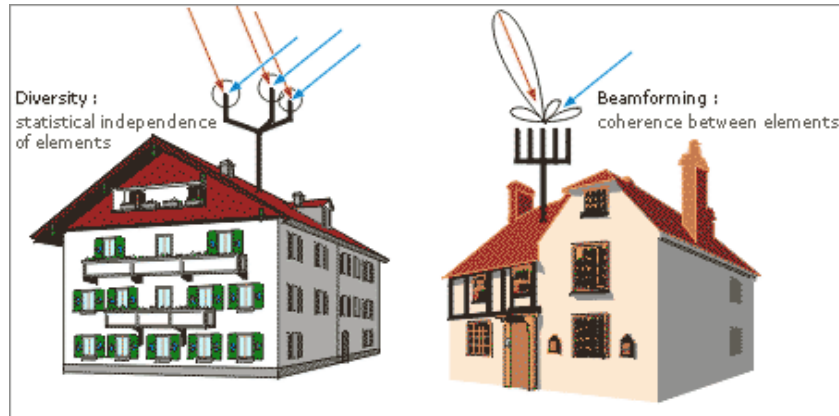


Figure 1.6 Διαφορά diversity – beamforming. Διαφορισιμότητα : στατιστική ανεξαρτησία των κεραιών. Beamforming: συσχέτιση μεταξύ των κεραιών.

1.11 Φυσικό Επίπεδο (Physical Layer)

Το φυσικό επίπεδο αποτελεί το μονοπάτι μεταξύ της πηγής και του προορισμού της πληροφορίας . Στα συστήματα επικοινωνιών, το επίπεδο αυτό αποτελείται από τον πομπό, το κανάλι και το δέκτη, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:

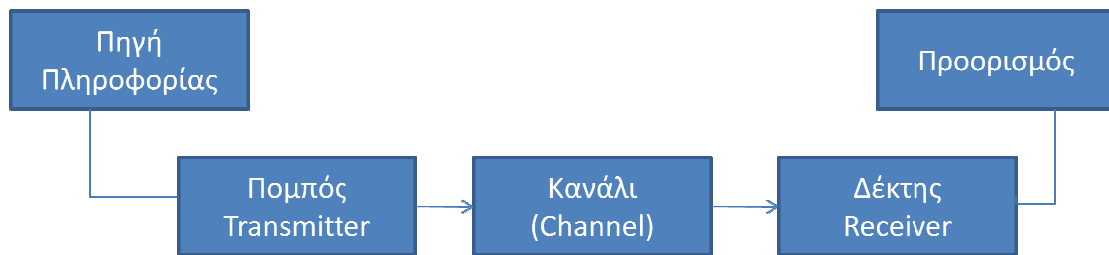


Figure 1.7 Ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

1. Πομπός

Ο κύριος σκοπός του πομπού είναι η μετατροπή του σήματος πληροφορίας σε μια μορφή κατάλληλη για μετάδοση μέσω του καναλιού. Σε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών ο πομπός :

- Φροντίζει να μορφοποιήσει το σήμα ώστε να διέλθει αξιόπιστα από το κανάλι
- Εκπέμπει το σήμα πληροφορίας μέσω μιας κεραίας εκπομπής
- τα τερματικά είναι συχνά κινητά με χαμηλή ισχύ μπαταρίας και για αυτό ο πομπός πρέπει να χρησιμοποιεί τεχνικές διαμόρφωσης οι οποίες είναι ταυτόχρονα ανθεκτικές και αποδοτικές ως προς την ισχύ.
- καθώς το μέσο διάδοσης το διαμοιράζονται πολλοί χρήστες , πρέπει η σχεδίαση να είναι τέτοια ώστε να αποφεύγονται οι παρεμβολές.

1. Κανάλι

Το κανάλι πληροφορίας ή δίαυλος επικοινωνίας μπορεί να είναι μια γραμμή μεταφοράς (όπως στην τηλεφωνία και στην τηλεγραφία), μια οπτική ίνα (όπως στις οπτικές επικοινωνίες) ή ο ελεύθερος χώρος, όπου το σήμα εκπέμπεται σαν ηλεκτρομαγνητικό κύμα (όπως στις ασύρματες επικοινωνίες). Το κανάλι λοιπόν μπορεί να αποτελείται από σύρματα, ομοαξονικά καλώδια, οπτικές ίνες, κυματοδηγούς ακόμα και την ατμόσφαιρα και τον ελεύθερο χώρο. Στα ασύρματα συστήματα, η εξασθένιση του καναλιού :

- περιλαμβάνει τις παραμορφώσεις του καναλιού που έχουν ως αποτέλεσμα των υποβιβασμό των σημάτων μέσω της πολυδιαδρομικής διάδοσης
- έχει συχνά χρονομεταβλητή φύση, λόγω είτε της κίνησης των τερματικών είτε της αλλαγής των συνθηκών του μονοπατιού διάδοσης
- περιλαμβάνει τις παρεμβολές, που προέρχονται από άλλες πηγές που εκπέμπουν στις ίδιες συχνότητες
- περιλαμβάνει το θόρυβο του δέκτη, που προέρχεται από ηλεκτρονικές συσκευές οι οποίες βρίσκονται στο δέκτη

Κατά τη διάδοση μέσω του δίαυλου, το μεταδιδόμενο σήμα παραμορφώνεται λόγω μη γραμμικότητων και/ή ατελειών στην απόκριση συχνότητας του διαύλου.

2. Δέκτης

Σκοπός του δέκτη είναι η αναδημιουργία του αρχικού σήματος πληροφορίας από την υποβαθμισμένη μορφή του μεταδιδόμενου σήματος, μετά από διάδοση του μέσω του διαύλου. Αυτή η αναδημιουργία επιτυγχάνεται με τη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης του φέροντος με την οποία θα ληφθεί το ακριβές σήμα που εστάλη. Σε ένα ασύρματο σύστημα ο δέκτης:

- εκτιμά τη χρονομεταβλητή φύση του καναλιού ώστε να εφαρμόζει τεχνικές αντιστάθμισης, ανά τακτά χρονικά διαστήματα
- εφαρμόζει τεχνικές για τη διόρθωση λαθών ώστε να βελτιωθεί η μειωμένη αξιοπιστία των ασύρματων καναλιών σε σχέση με άλλα μέσα

- διατηρεί το συγχρονισμό λόγω των γρήγορων μεταβολών των συνθηκών του καναλιού

εκτελεί ένα σύνολο δευτερευουσών λειτουργιών, όπως το φιλτράρισμα του σήματος και η καταπίεση του θορύβου.

1.12 Ασύρματο Κανάλι (Wireless Channel)

1.12.1 Μηχανισμός Εξάπλωσης (Mechanisms of Spread)

Ένα σήμα που μεταδίδεται μέσω ενός ασύρματου καναλιού φθάνει στον προορισμό του μέσω ενός πλήθους διαφορετικών διαδρομών. Οι διαδρομές αυτές προκύπτουν είτε λόγω σκέδασης είτε λόγω ανάκλασης, είτε από την περίθλαση που υφίσταται το σήμα από αντικείμενα που παρευρίσκονται στη πορεία του ή τη διάθλαση του μέσου. Οι διάφοροι μηχανισμοί διάδοσης επηρεάζουν τις απώλειες διαδρομής και τα μοντέλα εξασθένησης τελείως διαφορετικά. Εντούτοις, για λόγους ευκολίας, όλοι αυτοί οι μηχανισμοί παραμόρφωσης περιγράφονται από τον όρο «σκέδαση».

Η διάδοση των σημάτων στο ασύρματο περιβάλλον πραγματοποιείται με τους ακόλουθους τρόπους: *απευθείας διάδοση*, *ανάκλαση*, *περίθλαση* και *σκέδαση*. Απευθείας διάδοση έχουμε όταν το σήμα δεν συναντάει κανένα εμπόδιο στην πορεία του από τον πομπό ως το δέκτη. *Ανάκλαση* εμφανίζεται όταν το διαδιδόμενο σήμα προσπίπτει σε εμπόδιο με διαστάσεις πολύ μεγάλες σε σχέση με το μήκος κύματός του. Τα ανακλώμενα κύματα συμβάλλουν στο δέκτη με τα αρχικά, εποικοδομητικά ή μη. *Η Περίθλαση* εμφανίζεται όταν παρεμβάλλεται αδιαπέραστο σώμα στη διαδρομή του σήματος από τον πομπό προς το δέκτη. Σύμφωνα με την αρχή του Huygens παράγονται δευτερογενή κύματα πίσω από το εμπόδιο, τα οποία φτάνουν στο δέκτη ακόμα και όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη. *Η περίθλαση* εξηγεί επομένως τη διάδοση των ραδιοκυμάτων σε αστικές κυρίως περιοχές, όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού και δέκτη. *Σκέδαση* εμφανίζεται στις περιπτώσεις όπου στη διαδρομή του σήματος υπάρχουν αντικείμενα με διαστάσεις ίσες ή μικρότερες από το μήκος κύματος του μεταδιδόμενου σήματος

Η ισχύς του σήματος μειώνεται εξαιτίας τριών παραγόντων : Path Loss, μακροσκοπική και μικροσκοπική εξασθένηση. Το Path Loss σε

μακροκυβελωτά περιβάλλοντα προέρχεται από το νόμο του αντίστροφου τετραγώνου της απώλειας ισχύος, την απορρόφηση από το νερό και το φύλλωμα καθώς και από την ανάκλαση από το έδαφος. Η *μακροσκοπική εξασθένηση* προκύπτει από το δραστικό εμπόδιο που προτάσσουν τα κτίρια και άλλα φυσικά στοιχεία και είναι ακόμη γνωστή ως «σκίαση» (shadowing). Η *μικροσκοπική εξασθένηση* οφείλεται στον ενισχυτικό ή καταστροφικό συνδυασμό των πολλαπλών διαδρομών και είναι γνωστή ως fast fading. Η διάδοση μέσω πολλαπλών διαδρομών προκαλεί την καθυστέρηση του σήματος σε διάφορες διαστάσεις. Μεταξύ αυτών είναι η *καθυστέρηση διάδοσης*, η *διάχυση Doppler* ή *συχνότητας*, όπου απαιτείται ένα χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι πολλαπλών διαδρομών και η εξάπλωση γωνίας. Οι καθυστερήσεις αυτές ασκούν ουσιαστική επίδραση στο σήμα. Το path loss, η μικροσκοπική και μακροσκοπική εξασθένηση, η καθυστέρηση διάδοσης, η διάχυση Doppler και η εξάπλωση γωνίας αποτελούν τα κύρια φαινόμενα ενός ασύρματου καναλιού και θα προσπαθήσουμε να τα περιγράψουμε στη συνέχεια.

Η κατανομή της μέσης ισχύος σε μια συγκεκριμένη περιοχή αποτελεί κατά κύριο λόγο βασικό κριτήριο για την αξιόπιστη επικοινωνία και ελέγχεται με τη βοήθεια του προφίλ ισχύος της περιοχής διάδοσης, συναρτήσει της απόστασης. Η ισχύς αυτή θα πρέπει να επαρκεί για την εξυπηρέτηση της ζητούμενης ζεύξης, αλλά δεν πρέπει να είναι τόσο μεγάλη ώστε να προκαλεί παρεμβολή. Επειδή όμως το ασύρματο περιβάλλον μεταβάλλεται καθώς το κινητό τερματικό διανύει μικρές αποστάσεις, δεν ενδιαφέρει μόνο η μέση ισχύς αλλά και η στατιστική συμπεριφορά της. Η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών χαρακτηρίζεται από τρία επιμέρους φαινόμενα, που είναι γνωστά ως απώλειες διάδοσης (path loss), σκίαση (shadowing) και διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (multipath fading).

Συμπερασματικά :

Γενικές αρχές για τη διάδοση

Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών χαρακτηρίζεται από τρία επιμέρους φαινόμενα:

- *απώλειες διαδρομής (path loss)*
- *σκίαση (shadowing)*
- *διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (multipath fading)*

Οι μηχανισμοί που διέπουν τη διάδοση είναι πολύπλοκοι και ποικίλοι και μπορεί να συνοψιστούν σε τρεις βασικούς :

- ανάκλαση (reflection): διαστάσεις εμποδίων $\gg \lambda$
- περίθλαση (diffraction): παρεμβολή αδιαπέραστου σώματος στη διαδρομή
- σκέδαση (scattering): διαστάσεις εμποδίων $\leq \lambda$

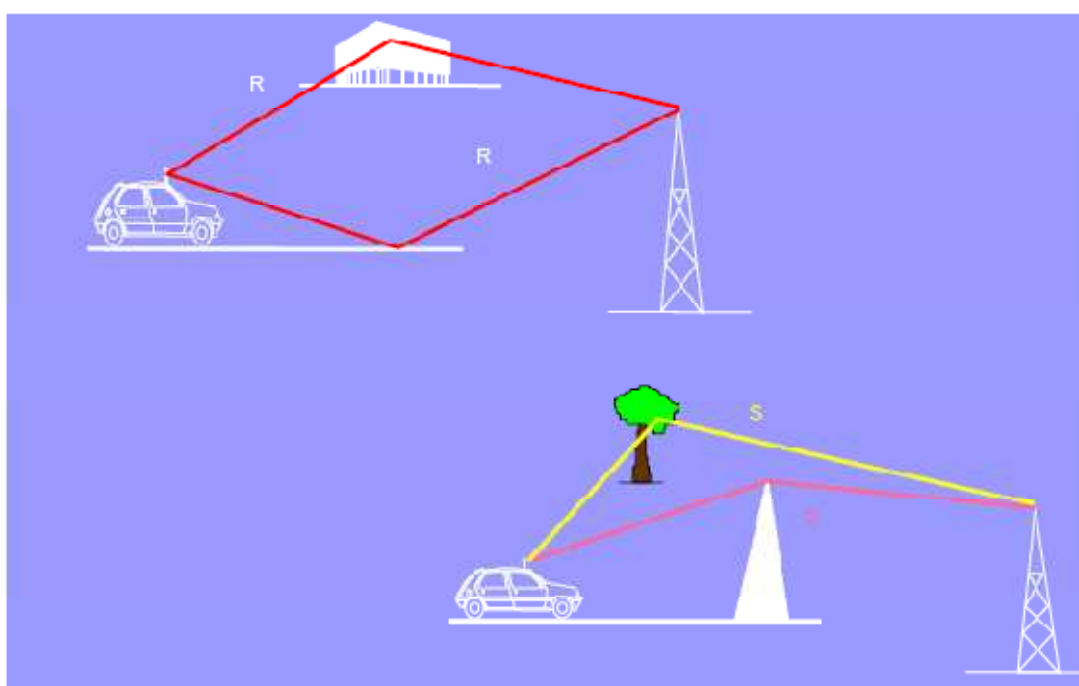


Figure 1.8 Μηχανισμοί που διέπουν τη μετάδοση και ποιο συγκεκριμένα (περίθλαση (D), σκέδαση (S) και ανάκλαση (R)).

1.12.1.1 Απώλεια Διαδρομής (Path loss)

Οι απώλειες διαδρομής εξαρτώνται από την απόσταση που διανύει το διαδιδόμενο κύμα, και μάλιστα ακολουθούν τον νόμο του αντίστροφου τετραγώνου. Σύμφωνα με την εξίσωση του Friis, σε ιδανικές συνθήκες διάδοσης στον ελεύθερο χώρο, η λαμβανόμενη στον δέκτη ισχύς δίνεται από :

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r$$

όπου P_t , P_r η εκπεμπόμενη και λαμβανόμενη ισχύς αντίστοιχα, λ_c το μήκος κύματος, G_t , G_r τα κέρδη των κεραιών πομπού και δέκτη αντίστοιχα και d η μεταξύ τους απόσταση. Στα κυψελωτά περιβάλλοντα και για αποστάσεις μικρότερες από μερικές δεκάδες χιλιομέτρων, είναι δυνατό να παραβλέψουμε την καμπυλότητα της γης και να δεχθούμε ότι είναι ομαλή. Στην περίπτωση αυτή, η απ' ευθείας διαδρομή του σήματος από τον πομπό στον δέκτη συνοδεύεται και από ένα δευτερεύον μονοπάτι που προκύπτει από την ανάκλαση του κύματος στην επιφάνεια της γης, το οποίο συμβάλλει καταστροφικά στο αρχικό μονοπάτι. Στην περίπτωση αυτή, η λαμβανόμενη ισχύς προσεγγίζεται από τον τύπο :

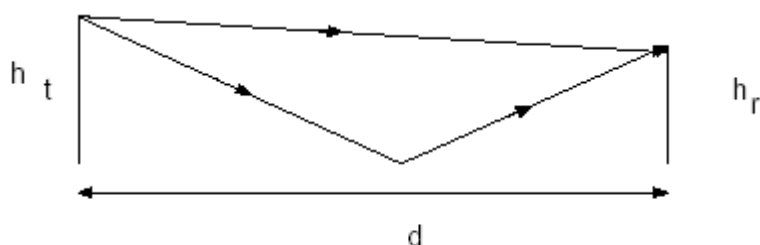


Figure 1.9 Απώλειες διαδρομής με ανάκλαση στην επιφάνεια της γης.

$$P_r = P_t \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r \text{ (εξίσωση επίπεδης επιφάνειας)}$$

με h_t , h_r τα ύψη πάνω από την επιφάνεια της γης των κεραιών πομπού και δέκτη αντίστοιχα και θεωρώντας ότι $d^2 \gg h_t h_r$. Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση αυτή οι απώλειες διαδρομής μεταβάλλονται αντιστρόφως ανάλογα με την τέταρτη δύναμη της απόστασης, δηλαδή ο εκθετικός παράγοντας απωλειών διαδρομής (path loss exponent) ισούται με 4. Σε πραγματικά περιβάλλοντα ο εκθετικός παράγοντας κυμαίνεται από 2.5 ως 6 ανάλογα με την διαμόρφωση του εδάφους.

Έχουν αναπτυχθεί αρκετά μοντέλα απωλειών διαδρομής για μακροκυψελωτά και μικροκυψελωτά περιβάλλοντα, τα οποία είναι βασισμένα στην εμπειρία, όπως τα μοντέλα Okumura , Hata, COST-231 και Erceg

[Okumura et al., 1968 - Hata και Nagatsu, 1980 - COST 231 TD(973) 119-REV 2 (WG2), 1991 - Erceg et al., 1999α'].

Η πλειονότητα των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων λειτουργεί σε περιβάλλοντα μη οπτικής επαφής (NLOS, non-line of sight). Γενικά, η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης αυξάνεται εκθετικά με την απόσταση. Βάσει εμπειρικών δεδομένων έχει αναπτυχθεί ένα αρκετά γενικό μοντέλο για διάδοση NLOS, το οποίο περιγράφεται από τη σχέση :

d = Απόσταση μεταξύ κεραιών εκπομπής και λήψης

d_0 = Απόσταση αναφοράς (1 km ή 1-3 m)

L_f = Απώλειες διαδρομής σε απόσταση d_0 και διάδοση LOS, $L_f = (\lambda/4\pi d)^2$

L = Απώλειες διαδρομής για διάδοση LOS και NLOS

$$L(d) \propto L_0 \cdot \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (1.1)$$

όπου d_0 η απόσταση αναφοράς ή η απόσταση για την οποία ισχύει διάδοση LOS, L_0 οι απώλειες διάδοσης σε απόσταση d_0 και διάδοση LOS, d η απόσταση μεταξύ κεραιών εκπομπής και λήψης και $L(d)$ οι αντίστοιχες απώλειες διάδοσης (για συνδυασμένη διάδοση σήματος, LOS και NLOS). Ο εκθέτης n , ο οποίος δείχνει πόσο γρήγορα αυξάνονται οι απώλειες διαδρομής με την απόσταση, καλείται εκθέτης/συντελεστής απωλειών διάδοσης (path loss factor) ή συντελεστής εξασθένισης. Για τα μοντέλα ελεύθερου χώρου και επίπεδης επιφάνειας που περιγράφηκαν προηγουμένως, ο συντελεστής αυτός παίρνει τιμές $n=2$ και $n=4$ αντίστοιχα, ενώ γενικά λαμβάνει τυπικές τιμές στο διάστημα από 3,5 ως 5 κυρίως στα τυπικά NLOS κυψελωτά συστήματα κινητών επικοινωνιών εξωτερικών χωρών.

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

$$L(d) = L(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (1.2)$$

Η παραπάνω σχέση ονομάζεται επίσης *μέσος όρος περιοχής* (area mean)

1.12.1.2 Σκίαση (Shadowing)

Σκίαση (ή μακροσκοπική εξασθένηση) ονομάζεται το φαινόμενο που προκαλείται εξαιτίας της γενικότερης αταξίας του ασύρματου περιβάλλοντος. Λόγω της ανομοιομορφίας του περιβάλλοντος διάδοσης, η μέση ισχύς που λαμβάνεται σε διάφορες θέσεις του δέκτη που απέχουν ίδια απόσταση από τον πομπό, είναι πολύ διαφορετική από εκείνη που υπολογίζεται αν χρησιμοποιηθεί η εξίσωση (1.2) για τις απώλειες διαδρομής, με αποτέλεσμα να έχουμε σημαντικές διακυμάνσεις στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος. Αποτέλεσμα της σκίασης είναι το σήμα να υπόκειται σε τυχαίες, αργά εξελισσόμενες μεταβολές, που ονομάζονται μακροσκοπικές διαλείψεις ή διαλείψεις σκίασης. Μετρήσεις που έχουν γίνει έχουν δείξει ότι η τιμή των απωλειών διάδοσης $L(d)$ σε μια συγκεκριμένη θέση είναι τυχαία μεταβλητή και ακολουθεί λογαριθμοκανονική (lognormal) κατανομή γύρω από τη μέση τιμή των απωλειών που υπολογίζεται συναρτήσει της απόστασης μέσω της σχέσης (1.2), όπως φαίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$\mathcal{L}(d) = L(d) + X_{\sigma} = (d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_{\sigma} \quad (\sigma \text{ σε dB}) \quad (1.3)$$

και η ισχύς λήψης σε απόσταση d από τον πομπό θα είναι :

$$P_r(d) = P_t(d) - \mathcal{L}(d) \quad (\text{dB}) \quad (1.4)$$

Η X_{σ} είναι τυχαία μεταβλητή Gauss με μηδενική μέση τιμή, τυπική απόκλιση σ (σε dB) και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf)

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \exp \left(-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (1.5)$$

όπου x είναι η μετρούμενη στάθμη ισχύος σε dBw, μ η μέση τιμή και σ η τυπική απόκλιση. Τυπικές τιμές για το σ είναι από 4 dB έως 12 dB, με πλέον τυπικότερη αυτή των 8 dB.

Η λογαριθμοκανονική αυτή σκίαση συνεπάγεται ότι οι μετρούμενες στάθμες σήματος για συγκεκριμένη απόσταση πομπού - δέκτη έχουν gaussian κατανομή γύρω από τη μέση τιμή στάθμης (είναι προφανές πως οι απώλειες διαδρομής, όπως προκύπτουν από τη σχέση 1.2, αποτελούν τη μέση τιμή της λογαριθμοκανονικής σκίασης).

1.12.1.3 Πολλαπλών Διαδρομών Διαλείψεις (Multipath fading)

Η διαδρομή διάδοσης αποτελείται από ένα σχετικά μικρού μήκους τμήμα οπτικής επαφής, ακολουθούμενο από πολλά τμήματα χωρίς οπτική επαφή. Σε τέτοιο περιβάλλον και λόγω της παρουσίας πολλών εμποδίων, καθώς το κινητό κινείται σε μια περιοχή, υπόκειται σε όλους σχεδόν τους μηχανισμούς διάδοσης. Οι ανακλάσεις, οι περιθλάσεις και οι σκεδάσεις που λαμβάνουν χώρα, έχουν ως αποτέλεσμα την άφιξη πολλών επίπεδων κυμάτων στο κινητό τερματικό, από πολλές κατευθύνσεις και με διαφορετικά πλάτη, φάσεις και καθυστερήσεις όσον αφορά το χρόνο άφιξης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται διάδοση πολλαπλών διαδρομών. Τα πολλαπλά κύματα συνδυάζονται διανυσματικά στην κεραία του δέκτη για να παράγουν ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα. Η διανυσματική άθροιση οδηγεί σε θετική ή αρνητική συμβολή, γεγονός που έχει αντίκτυπο στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος, το οποίο αυξομειώνεται.

Όπως προαναφέρθηκε, σε ένα ασύρματο περιβάλλον διάδοσης, ο δέκτης λαμβάνει ένα άμεσο σήμα και πολλά ανακλώμενα, τα οποία καταφθάνουν από διάφορες γωνίες. Στην περίπτωση κατά την οποία το άμεσο σήμα παρουσιάζεται πιο ισχυρό σε σχέση με τα ανακλώμενα, το κατάλληλο μοντέλο περιγραφής της εν λόγω κατάστασης ονομάζεται στατιστικό μοντέλο Rice. Στην πιο συνηθισμένη περίπτωση, κατά την οποία το πλήθος των προσπιπτόντων κυμάτων είναι αρκετά μεγάλο και δεν υπάρχει ισχυρή συνιστώσα προερχόμενη από διάδοση οπτικής επαφής, τότε θεωρούμε πως η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος έχει κατανομή Rayleigh.

Η διαδρομή διάδοσης μεταβάλλεται με την κίνηση του χρήστη και την κίνηση των κοντινών αντικειμένων-εμποδίων-σκεδαστών. Αυτό το διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον έχει ως αποτέλεσμα τα σήματα που φτάνουν από διαφορετικές διαδρομές στον δέκτη να συμβάλλουν είτε θετικά είτε αρνητικά, με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται συνεχώς η περιβάλλουσα του σήματος. Επομένως, καθώς ο δέκτης μετακινείται, οι χωρικές μεταβολές της περιβάλλουσας εμφανίζονται ως χρονικές μεταβολές και το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως διαλείψεις περιβάλλουσας ή μικροσκοπικές διαλείψεις. Ο ρυθμός αυτών των διαλείψεων εξαρτάται από την ταχύτητα του δέκτη.

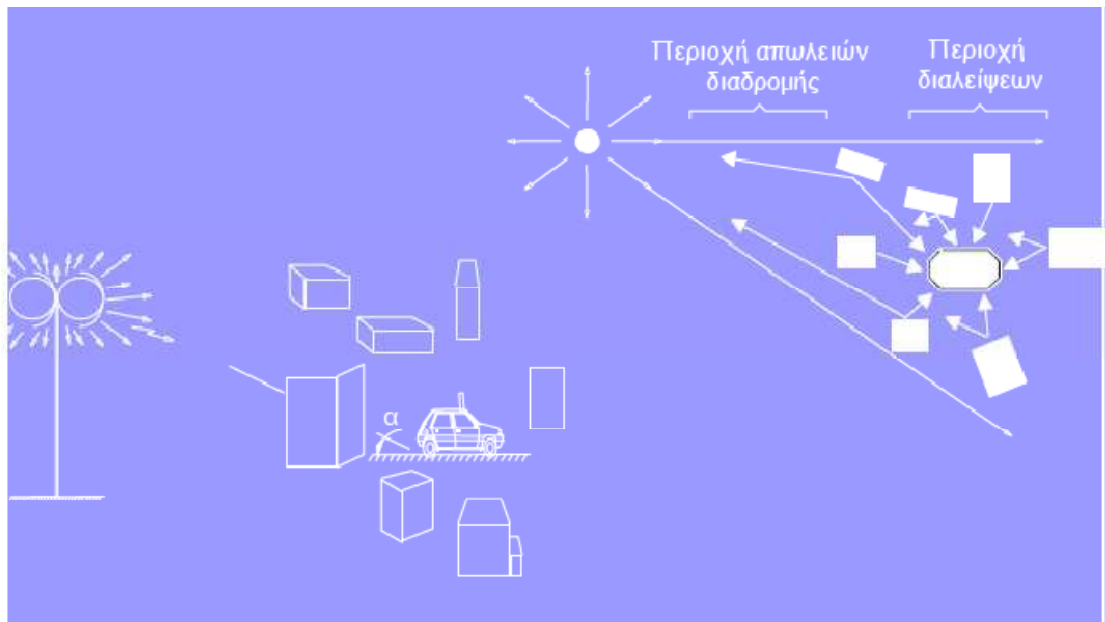


Figure 1.10 Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών.

Οι διαλείψεις λόγω πολλαπλών διαδρομών μπορεί να είναι επιλεκτικές ως προς το χρόνο, τη συχνότητα και τον χώρο.

Chapter 2

Τεχνολογία MIMO Συστήματος (Technology MIMO system)

Πρόσφατα, στα πολλαπλής εισόδου πολλαπλής εξόδου (MIMO) συστήματα, οι τεχνικές επικοινωνίας έχουν εστίαση σε έναν σημαντικό τομέα για την επόμενη γενιά ασύρματων συστημάτων λόγω της δυνατότητάς τους για υψηλή χωρητικότητα, αύξηση διαφορισμού και μείωση των παρεμβολών. Για εφαρμογές όπως το ασύρματο τοπικό δίκτυο (WLAN), Ad hoc δίκτυα και κινητής τηλεφωνίας, το MIMO σύστημα θα μπορεί να αναπτυχθεί σε περιβάλλοντα όπου πολλοί χρήστες επικοινωνούν με μία ενιαία βάση. Ως εκ τούτου, η μελέτη της πολλαπλής πρόσβασης συστημάτων MIMO θα είναι ένα σημαντικό θέμα της έρευνας.

Η χώρο-χρόνου κωδικοποίηση έχει αναδειχθεί ως μια ισχυρή προσέγγιση για την exploit spatial diversity και τη combat fading σε ασύρματα MIMO συστήματα. Ειδικά, οι ορθογώνιοι χώρο-χρόνου μπλόκ κώδικες (OSTBC) [3], [18] προσφέρουν χαμηλή πολυπλοκότητα κωδικοποίησης και μέγιστο κέρδος διαφορισμού βασισμένο στην γραμμική επεξεργασία του δέκτη (βλέπε [1-3]). Στην περίπτωση σημείο προς σημείο MIMO επικοινωνία, ο βέλτιστος ML δέκτης για αυτήν την κατηγορία των κωδίκων αντιπροσωπεύει έναν γραμμικό δέκτη, ο οποίος δεδομένου ότι το κέρδος διαφορισμού (diversity) είναι πολύ αποτελεσματικό στη μείωση της πιθανότητας σφάλματος σε υψηλό λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR), ακολουθείται από έναν ανιχνευτή σύμβολο προς σύμβολο. Με άλλα λόγια, για κάθε σύμβολο, ο ανιχνευτής ML μπορεί να θεωρηθεί ως ένα ταιριαστό φίλτρο (matched filter MF) δέκτη [21].

Ωστόσο, στην περίπτωση πολλαπλής πρόσβασης (multiaccess) MIMO επικοινωνία, ο δέκτης ML έχει πολύ πιο πολύπλοκη δομή και απαγορευτικά υψηλή πολυπλοκότητα σε σχέση με τον ML δέκτη στην υπόθεση του MIMO συστήματος σημείο προς σημείο (point to point). Για παράδειγμα, ένας γραμμικός blind πολλών χρηστών δέκτης ο οποίος αναφέρεται ως δέκτης Caron τύπου γραμμικός δέκτης και ο οποίος έχει αναπτυχθεί στο [7] για την άμεση αλληλουχία του (DS) κώδικα προς κώδικα διαίρεσης πολλαπλής πρόσβασης (CDMA), όσο αναφορά συστήματα που χρησιμοποιούν πολλαπλές κεραίες και χώρο-χρόνου μπλόκ κώδικες για κωδικοποίηση. Ωστόσο, το σύστημα που προτείνεται στο [7] περιορίζεται από μια μάλλον ιδιαίτερη περίπτωση στην οποία οι πομποί αποτελούνται μόνο από δύο κεραίες (στον τελευταίο περιορισμό υπαγορεύεται από το STBC μόνο με την χρησιμοποίηση του κώδικα Alamouti που ακολουθείται και στο [7]). Μία άλλη πολλά υποσχόμενη προσέγγιση που έχει προταθεί στο [17], όπου ένας γραμμικός δέκτης decorrelator έχει αναπτυχθεί για ένα DS-CDMA σύστημα επικοινωνίας. Αυτός ο δέκτης χρησιμοποιεί επίσης τον κώδικα του Alamouti STBC. Η προσέγγιση του [17], περιορίζεται επίσης από την υπόθεση ότι ο

πομπός αποτελείται από δύο κεραιές και ότι δεν χρησιμοποιεί πάνω από δύο κεραιές που χρησιμοποιούνται στο δέκτη. Ένας επιπλέον περιορισμός αυτής της προσέγγισης είναι ότι ισχύει μόνο για τη δυαδική αλλαγή φάσης keying (BPSK) περίπτωση σήματος. Μια άλλη σχετική εργασία παρουσιάστηκε στο [16], όπου έχει θεωρηθεί η κοινή χώρο-χρόνου αποκωδικοποίηση και μείωση των παρεμβολών. Ωστόσο, η προσέγγιση της [16] περιορίζεται μόνο στην περίπτωση του κώδικα Alamouti και ενός ενιαίου interferer.

Επειδή το βασικό μοντέλο STBC έχει ομοιότητα με εκείνο που χρησιμοποιείται στην επεξεργασία σήματος (βλέπε [18]). Αυτή η ομοιότητα θα εφαρμοστεί σε πολλούς χρήστες MV δέκτες [9]. Ως αποτέλεσμα, έχουμε επικεντρωθεί στον MV δέκτη που προτείνεται στο [9], το οποίο είναι κατάλληλο για τους γενικούς STBC κώδικες για την ένωση της χώρο-χρόνου αποκωδικοποίησης και για την απόρριψη των παρεμβολών πολλαπλής πρόσβασης (MAI).

Ωστόσο, ο υπολογισμός του δέκτη MV αρχίζει με τον υπολογισμό του αντίστροφου του πίνακα συνδιακύμανσης του λαμβανόμενου σήματος, αυτό είναι ένας $2MT \times 2MT$ πίνακας, όπου M είναι ο αριθμός των κεραιών του δέκτη και T είναι η χρονική περίοδος για την μετάδοση ενός STBC μπλοκ κώδικα.

2.1 Θεωρία MIMO συστήματος (Mimo system theory)

Τα τελευταία χρόνια με τις συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις για ρυθμούς μετάδοσης πληροφοριών, χωρητικότητας διαύλου και για καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών (QoS) και τους περιορισμούς που θέτει σε αυτά το φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων οδηγούν στην επιτακτική ανάγκη της εύρεσης καινοτόμων τεχνικών επίλυσης αυτών των ζητημάτων. Διάφορες λύσεις έχουν προταθεί, άλλες υλοποιήθηκαν και άλλες απορρίφθηκαν. Μία ιδέα που κερδίζει όλο και περισσότερο έδαφος είναι η ιδέα των συστημάτων MIMO (Multiple In Multiple Out). Η τεχνολογία MIMO είναι μία μέθοδος χρησιμοποίησης πολλαπλών κεραιών και στον πομπό και στον δέκτη στις ασύρματες επικοινωνίες.

Ένα παράδειγμα ενός συστήματος MIMO φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Figure 2.1). Στο οποίο βλέπουμε ένα MIMO σύστημα όπου και ο πομπός και ο δέκτης είναι εξοπλισμένοι από πολλαπλές κεραιές (N κεραιές ο πομπός και M ο δέκτης). Ανάμεσα τους παρουσιάζεται ο διάυλος H όπου αναπαριστά το περιβάλλον ανάμεσα στις κεραιές με τους διάφορους σκεδαστές που μπορεί να υπάρχουν. Στη πλευρά τόσο του πομπού όσο και του δέκτη οι διαδικασίες της διαμόρφωσης – κωδικοποίησης και της αποδιαμόρφωσης-αποκωδικοποίησης μπορεί να γίνονται είτε από κοινού είτε ξεχωριστά.

Πολλές δεκαετίες πριν ο πρωτοπόρος για την εποχή του Marconi, είχε διατυπώσει πως για τη βελτίωση μιας ασύρματης ζεύξης μπορούν να χρησιμοποιηθούν κεραίες με πολλαπλούς δέκτες. Ενώ λοιπόν η ιδέα προϋπήρχε η υλοποίηση της εμφάνιζε δυσκολίες αφού την εποχή εκείνη δεν υπήρχαν τεχνικές επεξεργασίας του σήματος. Η έρευνα για τις κεραίες πολλαπλών στοιχείων ήταν έντονη κατά τη διάρκεια του δεύτερου παγκοσμίου πολέμου και μετά από αυτόν για τη χρήση τους στα συστήματα radar. Στη δεκαετία του 1970 με την κατασκευή των πρώτων ψηφιακών επεξεργαστών σήματος άρχισε έντονα το ενδιαφέρον για συστήματα στοιχειοκεραιών. Η δεκαετία του 1990 ανέδειξε αυτήν την πολλά υποσχόμενη τεχνολογία που θα οδηγούσε στην αύξηση της χωρητικότητας των έως τώρα ασύρματων ζεύξεων. Η πρόταση των Roy και Ottersten το 1996 για χρήση σταθμών βάσης κεραιών για υποστήριξη πολλαπλών χρηστών στον ίδιο δίαυλο, η πρόταση των Paulraj και Kailath το 1994 για τεχνική που θα αυξάνει την χωρητικότητα μιας ασύρματης ζεύξης χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραίες τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη και όλα αυτά σε συνδυασμό με την πρωταρχική έρευνα των Telatar, Foschini, Gans, Tarokh στα Bell Labs (1995-1998) ξεκίνησαν μία νέα «επανάσταση» στην θεωρία της πληροφορίας και της επικοινωνίας. Από τα παραπάνω βλέπουμε ότι τα τελευταία χρόνια αλλά ακόμα πιο έντονα στις μέρες μας υπάρχει μία έντονη κινητικότητα στον ερευνητικό χώρο για ενδεδειγμένη μελέτη των συστημάτων MIMO. Αυτό είναι φυσική απόρροια των δυνατοτήτων που ένα τέτοιο σύστημα μπορεί να προσφέρει.

2.2 Βασικό Μοντέλο MIMO Συστήματος (Basic MIMO System Model)

Η βασική ιδέα των MIMO συστημάτων είναι η αύξηση του αριθμού των κεραιών πομπού / δέκτη, προκειμένου να βελτιωθεί η αξιοπιστία και η χωρητικότητα. Σε αυτό το κεφάλαιο, θα επανεξετάσουμε τους χωροχρόνους μπλοκ κωδικές (STBC) που επιτυγχάνουν ένα πλήρες κέρδος διαφορισμού με χαμηλή πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης [1-3].

Ένα ασύρματο σύστημα MIMO, μπορεί να οριστεί απλά ως εξής : Σε ένα τυχαίο ασύρματο σύστημα, θεωρούμε μία ζεύξη, στην οποία ο πομπός και ο δέκτης είναι εφοδιασμένοι με πολλαπλές κεραιές. Η βασική ιδέα είναι, ότι τα σήματα συνδυάζονται στις κεραιές του πομπού στο ένα άκρο και στις κεραιές του δέκτη στο άλλο κατά κατάλληλο τρόπο ώστε η ποιότητα (bit error rate) ή ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων (bits/sec) στην ζεύξη να βελτιωθούν σημαντικά.

Πρωταρχικής σημασίας στα συστήματα MIMO είναι η κατάλληλη επιλογή όλων των διεργασιών που προηγούνται της εκπομπής και έπονται της λήψης. Ποιοι δηλαδή είναι οι κατάλληλοι αλγόριθμοι κωδικοποίησης, διαμόρφωσης και ανάθεσης έτσι ώστε να βελτιστοποιηθεί η απόδοση της ασύρματης ζεύξης.

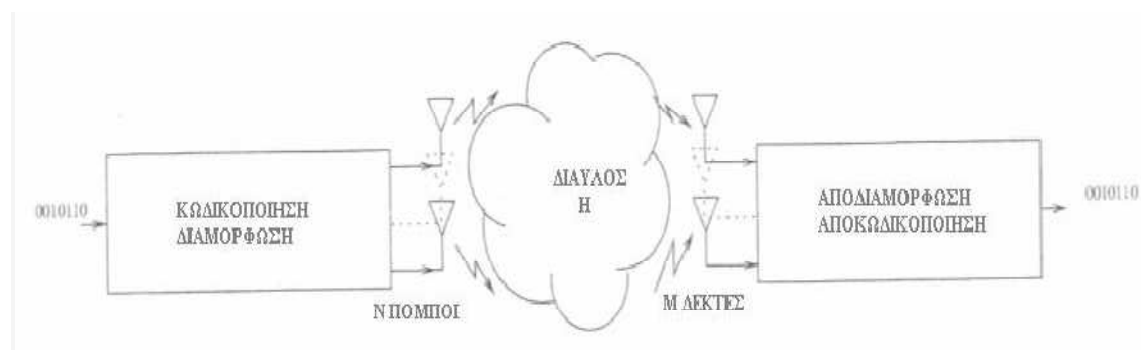


Figure 2.1: Ένα σύστημα MIMO

Κατά την σχεδίαση ενός συστήματος MIMO, αλλά και γενικότερα κάθε τηλεπικοινωνιακής ζεύξης, στοχεύουμε στην ικανοποίηση συγκεκριμένων κριτηρίων, που θα την καταστήσουν αποδοτική και χρηστική. Τα κριτήρια αυτά συνοψίζονται στην βελτιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης (bit rate), την αύξηση της αξιοπιστίας, που εκφράζεται με τον ρυθμό λαθών (bit error rate) και στην όσον το δυνατό μειωμένη πολυπλοκότητα υλοποίησης του συστήματος.

Ο ρυθμός μετάδοσης μπορεί να εκφραστεί εναλλακτικά με το μέγεθος της φασματικής απόδοσης (spectral efficiency) του συστήματος, που ορίζεται ως ο ρυθμός bits ανά μονάδα εύρους ζώνης (bits / sec / Hz). Ο Shannon καθόρισε πρώτος τον μέγιστο δυνατό ρυθμό μετάδοσης μιας ζεύξης παρουσία λευκού θορύβου. Η χωρητικότητα Shannon (Shannon capacity) χρησιμοποιείται συχνά ως αναφορά για την εκτίμηση της επίδοσης ενός συστήματος.

Ας θεωρήσουμε ένα σημείο προς σημείο σύστημα MIMO (μεμονωμένο χρήστη) με N μετάδοση και M λήψης κεραίες στο σχήμα. 2.2

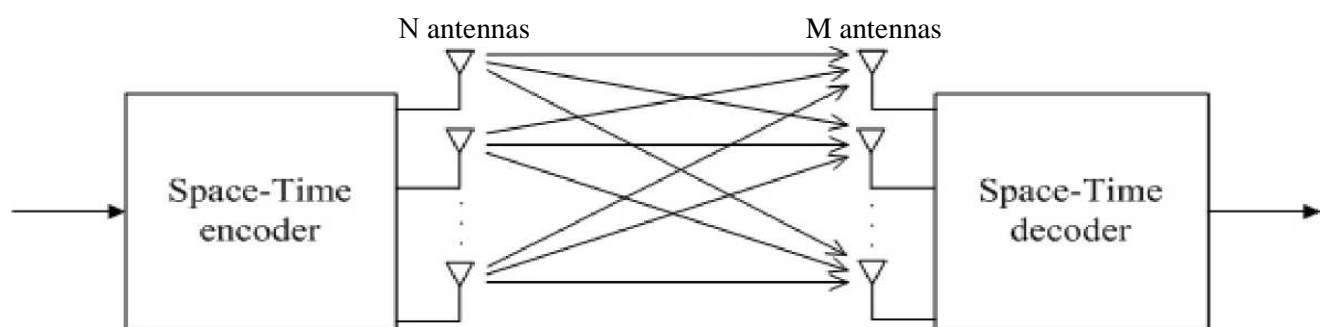


Figure 2.2 Μπλοκ διάγραμμα του MIMO συστήματος.

Το σύστημα μπορεί να εκφραστεί ως :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{x}(t)\mathbf{H}(t) + \mathbf{v}(t) \quad (2.1)$$

Όπου

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]$$

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]$$

$$\mathbf{v}(t) = [v_1(t), v_2(t), \dots, v_M(t)]$$

είναι το σύνθετο διάνυσμα γραμμής (complex row vector) του λαμβανόμενου σήματος, του εκπεμπόμενου σήματος και του θορύβου, αντίστοιχα. Το $H(t)$ είναι το $N \times M$ σύνθετο κανάλι πίνακα του οποίου τα στοιχεία h_{ij} αποτελούν ένα κανάλι διαλείψεων με συντελεστή i -στής κεραίας μετάδοσης και j -στής κεραίας λήψης.

Εδώ υποθέτουμε ότι ο συντελεστής του καναλιού είναι σταθερός σε έναν μπλόκ χρόνο T , π.χ. $H(t)$ δεν αλλάζει εντός ενός μπλόκ χρόνου T .

Χρησιμοποιώντας :

$$\mathbf{Y} \triangleq \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(T) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} \triangleq \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(T) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V} \triangleq \begin{bmatrix} v(1) \\ v(2) \\ \vdots \\ v(T) \end{bmatrix}$$

και παραλήποντας τον δέκτη του χρόνου (2.1) μπορεί να γραφτεί και ως :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{V} \quad (2.2)$$

Όπου \mathbf{Y} είναι $T \times M$ πίνακας του λαμβανόμενου σήματος και \mathbf{X} είναι $T \times N$ πίνακας του εκπεμπόμενου σήματος.

Το κριτήριο της αξιοπιστίας μιας ζεύξης έρχεται συχνά σε σύγκρουση με τον επιθυμητό μεγάλο ρυθμό μετάδοσης. Καθώς τα ασύρματα συστήματα είναι κατά κανόνα χρονομεταβλητά, είναι απαραίτητο να σχεδιάζονται με στόχο την ελαχιστοποίηση του μέσου ρυθμού λαθών.

Τέλος, με δεδομένη την περιορισμένη διαθέσιμη ισχύ στα άκρα της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης, είναι επιθυμητή η όσο το δυνατό χαμηλότερη πολυπλοκότητα του συστήματος. Αυξημένη πολυπλοκότητα συνεπάγεται μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος. Η ανάγκη για περιορισμό της πολυπλοκότητας γίνεται περισσότερο αντιληπτή στην περίπτωση των κινητών τερματικών, που λειτουργούν με μπαταρίες και έχουν αυξημένες ενεργειακές απαιτήσεις. Όπως καταλαβαίνει εύκολα κανείς, στις περισσότερες περιπτώσεις τα τρία αυτά κριτήρια έρχονται σε σύγκρουση μεταξύ τους και δεν είναι δυνατόν να ικανοποιηθούν ταυτόχρονα κατά τον βέλτιστο τρόπο.

2.3 Λειτουργίες MIMO (Mimo Operations)

Το MIMO μπορεί να υποδιαιρεθεί σε τρεις κύριες κατηγορίες, την προ-κωδικοποίηση (precoding), χωρική πολυπλεξία (spatial multiplexing) ή SM, και την κωδικοποίηση ποικιλομορφίας (diversity coding).

Η προ-κωδικοποίηση είναι (πολυστρωματική) multi layer beamforming τεχνική. Σε (Single-layer) beamforming, το ίδιο σήμα εκπέμπεται από κάθε μια από τις κεραιές μετάδοσης με την κατάλληλη φάση (μερικές φορές και κέρδος) υπολογίζοντας (weighting) τόσο ώστε η ισχύς του σήματος να μεγιστοποιείται στην είσοδο του δέκτη. Τα οφέλη του beamforming είναι να αυξηθεί το κέρδος σημάτων από τον εποικοδομητικό συνδυασμό και να μειωθεί η επίδραση της εξασθένησης πολλαπλών διαδρομών. Όταν ο δέκτης έχει τις πολλαπλές κεραιές, το beamforming μετάδοσης δεν μπορεί να μεγιστοποιήσει ταυτόχρονα το επίπεδο του σήματος σε όλες τις κεραιές λήψης και χρησιμοποιείται η προκωδικοποίηση. Η προκωδικοποίηση απαιτεί τη πληροφορία κατάστασης του καναλιού (Channel State information -CSI) στον αποστολέα.

Η χωρική πολυπλεξία απαιτεί τη διαμόρφωση κεραιών MIMO. Στη χωρική πολυπλεξία, ένα σήμα υψηλού ρυθμού είναι διαχωρισμένο σε πολλαπλά χαμηλότερου ρυθμού ροών και κάθε ροή διαβιβάζεται από μια διαφορετική κεραιά μετάδοσης στο ίδιο κανάλι συχνότητας. Εάν αυτά τα σήματα φθάνουν στη σειρά κεραιών του δέκτη με τις αρκετά διαφορετικές χωρικές υπογραφές, ο δέκτης μπορεί να χωρίσει αυτές τις ροές, δημιουργώντας ελεύθερα παράλληλα κανάλια. Χωρική πολυπλεξία είναι μια πολύ ισχυρή τεχνική για την αύξηση της χωρητικότητας καναλιού σε υψηλότερο Signal to Noise Ratio SNR. Ο μέγιστος αριθμός χωρικών ροών περιορίζεται από μικρότερος στον αριθμό κεραιών στο πομπό ή στο δέκτη. Η χωρική πολυπλεξία μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ή χωρίς γνώση του καναλιού μετάδοσης.

Οι τεχνικές diversity coding χρησιμοποιούνται όταν δεν υπάρχει καμία γνώση του καναλιού στο πομπό. Στις diversity μεθόδους μια μοναδική ροή (αντίθετα από τις πολλαπλές ροές στη χωρική πολυπλεξία) διαβιβάζεται, αλλά το σήμα κωδικοποιείται χρησιμοποιώντας τεχνικές που αποκαλούνται κωδικοποίηση space-time ". Το σήμα εκπέμπεται από κάθε μια από τις κεραιές μετάδοσης χρησιμοποιώντας ορισμένες αρχές του συνόλου ή πλησιάζει στην ορθογώνια κωδικοποίηση. Η ποικιλομορφία εκμεταλλεύεται την ανεξάρτητη εξασθένηση στις πολλαπλές συνδέσεις κεραιών για να ενισχύσει την ποικιλομορφία σημάτων. Επειδή δεν υπάρχει καμία γνώση για

το κανάλι, δεν υπάρχει beamforming ή σειράς κέρδος από την κωδικοποίηση ποικιλομορφίας.

Η χωρική πολυπλεξία μπορεί επίσης να συνδυαστεί με την προκωδικοποίηση όταν είναι γνωστό το κανάλι στο πομπό.

2.4 Το Ασύρματο Κανάλι ως Σύστημα (The wireless channel as a system (Type multi-antennas))

Η τεχνολογία κεραιών MIMO έχει αναπτυχθεί σε μεγάλο βαθμό και εφαρμόζεται σε μερικά πρότυπα, όπως σε προϊόντα βασισμένα στο πρότυπο 802.11n. Το ασύρματο κανάλι το εξετάζουμε ως τμήμα του ασύρματου συστήματος με εισόδους και εξόδους τους ακτινοβολητές των στοιχειοκεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα. Ανάλογα με το πλήθος των στοιχείων στα δύο άκρα του συστήματος, διακρίνονται αντίστοιχα ξεχωριστές κατηγορίες (SISO, SIMO, MISO, MIMO)

- Single-Input Single-Output (SISO) είναι ένα ραδιο σύστημα όπου ούτε ο πομπός ούτε ο δέκτης έχουν πολλαπλές κεραιές.
- Single-Input και Multiple-Output (SIMO) είναι η περίπτωση όπου ο πομπός έχει μια κεραία.
- Multiple-Input και Single-Output (MISO) είναι η περίπτωση όπου ο δέκτης έχει μια μοναδική κεραία.

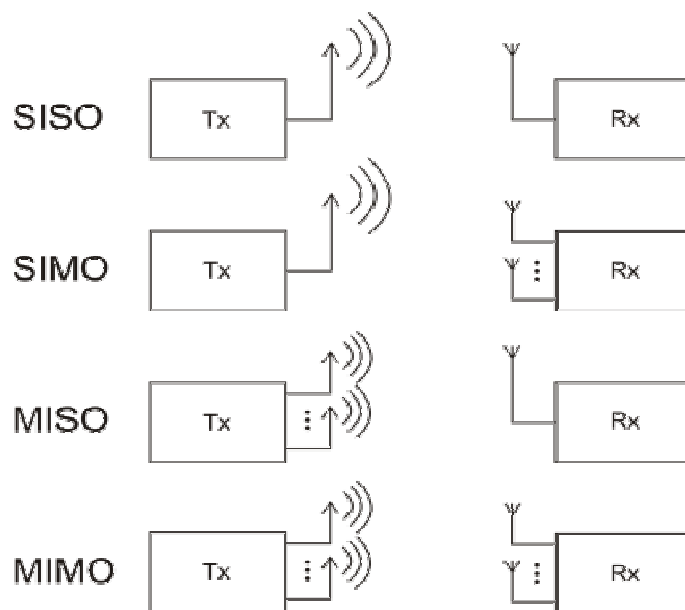


Figure 2.3 Mimo Systems.

2.4.1 Σύστημα SISO (System single input-single output (SISO))

Τα συστήματα που έχουν μια απλή κεραία στον πομπό και μια στο δέκτη, όπως αυτό που φαίνεται στο σχήμα 2.4, ονομάζονται SISO (single input - single output). Η κρουστική απόκριση $h(\tau, t)$ του συστήματος αντιστοιχεί στην απόκριση του καναλιού τη χρονική στιγμή t σε παλμό που έχει σταλεί τη στιγμή $t-\tau$. Για εκπεμπόμενο σήμα $s(t)$, το λαμβανόμενο σήμα δίδεται από τον τύπο:

$$r(t) = h(\tau, t) * s(t) \quad (2.3)$$

δηλαδή το σήμα στο δέκτη δίνεται από τη συνέλιξη της κρουστικής απόκρισης του συστήματος με το εκπεμπόμενο σήμα.

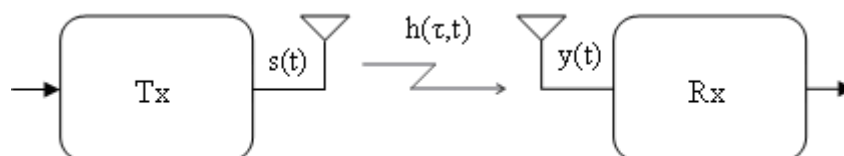


Figure 2.4 T_x ο πομπός και R_x ο δέκτης

Αν $s(t)$ είναι το σήμα που μεταδίδουμε, τότε το λαμβανόμενο σήμα θα είναι :

$$y(t) = \int_0^{\tau_{total}} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau = h(\tau, t) * s(t)$$

όπου $*$ είναι ο τελεστής συνέλιξης και έχουμε υποθέσει κανάλι αιτιατό, κρουστικής απόκρισης διάρκειας τ_{total} .

2.4.2 Σύστημα SIMO (System single input-multi output (SIMO))

Τα συστήματα που έχουν μια απλή κεραία στον πομπό και μια στοιχειοκεραία στο δέκτη, όπως αυτό που απεικονίζεται στο ακόλουθο σχήμα, ονομάζονται SIMO (single input - multiple output).

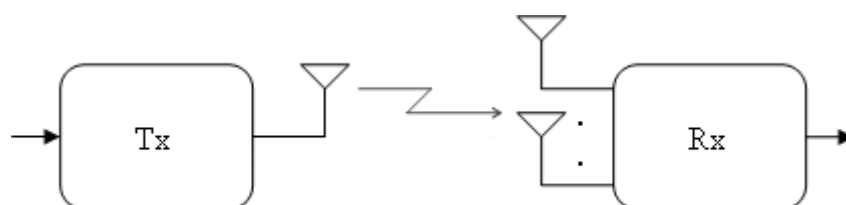


Figure 2.5 Σύστημα SIMO.

Το σήμα στέλνεται μία φορά μέσω της απλής κεραίας του πομπού, ενώ λαμβάνεται από το δέκτη τόσες φορές, όσα είναι και τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας του. Αν M_R είναι το πλήθος των στοιχείων του δέκτη, τότε το SIMO κανάλι αναλύεται σε M_R SISO κανάλια. Συμβολίζουμε την κρουστική απόκριση μεταξύ του πομπού και της i -όστης ($i = 1, 2, \dots, M_R$) κεραίας λήψης με $h_i(\tau, t)$, οπότε το κανάλι SIMO παριστάνεται ως ένα $M_R \times 1$ διάνυσμα $\mathbf{h}(\tau, t)$ και περιγράφεται μέσω του ακόλουθου διανύσματος :

$$\mathbf{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) \ h_2(\tau, t) \ \dots \ h_{M_R}(\tau, t)]^T \quad (2.4)$$

Για εκπεμπόμενο σήμα $s(t)$, ο δέκτης λαμβάνει το $M_R \times 1$ διάνυσμα της μορφής

$$\mathbf{r}(t) = [r_1(t) \ r_2(t) \ \dots \ r_{M_R}(t)]^T \quad (2.5)$$

όπου $r_i(t)$ είναι το λαμβανόμενο σήμα από το i -οστό στοιχείο της κεραίας. Επομένως το λαμβανόμενο σήμα δίνεται και σε αυτή την περίπτωση από τη σχέση

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * s(t) \quad (2.6)$$

ή

$$\begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \\ \vdots \\ r_{M_R}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(\tau, t) \\ h_2(\tau, t) \\ \vdots \\ h_{M_R}(\tau, t) \end{bmatrix} * s(t)$$

2.4.3 Σύστημα MISO (System multi input – single output (MISO))

Τα συστήματα που έχουν στοιχειοκεραία στον πομπό και απλή κεραία στο δέκτη, όπως το εμφανιζόμενο στο επόμενο σχήμα, ονομάζονται MISO (multiple input - single output).

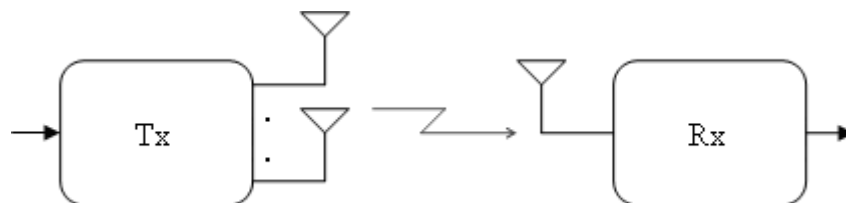


Figure 2.6 Σύστημα MISO.

Το σήμα αποστέλλεται ταυτόχρονα από τα, M_T στον αριθμό, στοιχεία του πομπού, ενώ ο δέκτης λαμβάνει ένα συνδυασμό των απεσταλμένων

σημάτων. Το MISO σύστημα αναλύεται στην απλή περίπτωση όπως και προηγουμένως σε M_T SISO κανάλια και περιγράφεται μέσω του πίνακα

$$\mathbf{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) \ h_2(\tau, t) \ \dots \ h_{M_T}(\tau, t)] \quad (2.7)$$

Αν $s_i(t)$ είναι το σήμα που εκπέμπεται από το i -οστό στοιχείο του πομπού, τότε το λαμβανόμενο από το δέκτη σήμα $r(t)$ θα δίνεται μέσω της σχέσης

$$r(t) = \sum_{i=1}^{M_T} h_i(\tau, t) \otimes s_i(t) \quad \text{ή} \quad r(t) = \mathbf{h}(\tau, t) \otimes \mathbf{s}(t) \quad (2.8)$$

ή με πίνακες

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * \mathbf{s}(t)$$

$$r(t) = [h_1(\tau, t) \ h_2(\tau, t) \ \dots \ h_{M_T}(\tau, t)] * \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_{M_T}(t) \end{bmatrix}$$

2.4.4 Σύστημα MIMO (System multi input – multi output (MIMO))

Στα συστήματα MIMO έχουμε στοιχειοκεραία τόσο στο πομπό όσο και στο δέκτη.

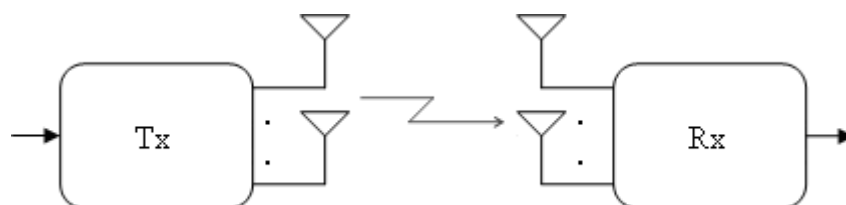


Figure 2.7 MIMO Σύστημα.

Αν το πλήθος των στοιχείων των κεραιών πομπού και δέκτη είναι M_T και M_R αντίστοιχα, τότε ο πομπός στέλνει ταυτόχρονα M_T σήματα τα οποία λαμβάνονται από κάθε στοιχείο του δέκτη. Επομένως, ο δέκτης λαμβάνει $M_T \times M_R$ σήματα και το κανάλι περιγράφεται μέσω του πίνακα

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \cdots & h_{1,M_T}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \cdots & h_{2,M_T}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau, t) & h_{M_R,2}(\tau, t) & \cdots & h_{M_R,M_T}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H} είναι μιγαδικοί αριθμοί που αντιπροσωπεύουν την εξασθένιση πλάτους και την ολίσθηση φάσης που εισάγει το κανάλι στο μεταδιδόμενο σήμα, στο κάθε υποκανάλι διάδοσης από τα $M_T \times M_R$ που υπάρχουν συνολικά. Το διάνυσμα $[h_{1,j}(\tau, t) \ h_{2,j}(\tau, t) \ \cdots \ h_{M_R,j}(\tau, t)]^T$ παριστάνει το χωροχρονικό (spatio – temporal) κανάλι που δημιουργείται από την j -οστή κεραία εκπομπής και την συστοιχία κεραιών του δέκτη. Το στοιχείο $h_{i,j}$ αφορά την επίδραση του ασύρματου περιβάλλοντος στη μετάδοση του σήματος από το j -οστό στοιχείο του πομπού στο i -οστό στοιχείο του δέκτη.

Αν $s_i(t)$ είναι το σήμα που εκπέμπεται από το j -οστό στοιχείο του πομπού, τότε το λαμβανόμενο σήμα που λαμβάνεται από την i -οστή κεραία του δέκτη θα δίνεται από το διάνυσμα

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_{i,j}(\tau, t) * s_j(t), \quad i = 1, 2, \dots, M_R$$

Η σχέση εισόδου – εξόδου για το κανάλι MIMO μπορεί να εκφραστεί με την βοήθεια πινάκων ως :

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * \mathbf{s}(t) \quad (2.10)$$

όπου $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_{M_T}(t)]^T$ είναι διάνυσμα διαστάσεων $M_T \times 1$ που αφορά το μεταδιδόμενο σήμα και $\mathbf{r}(t) = [r_1(t) \ r_2(t) \ \dots \ r_{M_R}(t)]^T$ διαστάσεων $M_R \times 1$ και αφορά το λαμβανόμενο σήμα.

2.5 Κέρδος Κεραίας (Gain Array)

Κέρδος κεραίας (array gain) είναι η αύξηση της μέσης ισχύος του σήματος (κι επομένως και του σηματοθορυβικού λόγου) στο δέκτη, που προκύπτει λόγω της ταυτόχρονης επεξεργασίας των σημάτων από τα στοιχεία του πομπού και του δέκτη (πολλαπλασιασμός των εξερχόμενων ή/και εισερχόμενων συρμών δεδομένων με τους κατάλληλους συντελεστές βαρύτητας) . Το επιπλέον αυτό κέρδος είναι πιο εύκολα εκμεταλλεύσιμο στο δέκτη λόγω της γνώσης του καναλιού. Έτσι αν και τα αντίγραφα του σήματος που φτάνουν στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας του δέκτη μπορεί να διαφέρουν τόσο σε πλάτος όσο και σε φάση, μπορούν με τον κατάλληλο συνδυασμό να δώσουν ένα τελικό σήμα το οποίο θα έχει μια ικανοποιητική ισχύ και βελτιωμένα χαρακτηριστικά. Κέρδος κεραίας μπορεί να επιτευχθεί και στην περίπτωση της εκπομπής, αρκεί ο πομπός να γνωρίζει το κανάλι ώστε να γίνεται η σωστή επεξεργασία των σημάτων που θα εκπεμφθούν από τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας.

Οι διαλείψεις λόγω πολλαπλών διαδρομών είναι ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα στις ασύρματες επικοινωνίες, καθώς όταν εμφανίζονται προκαλούν υψηλό ρυθμό λαθών. Για να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα καταφεύγουμε στη διαφορισμότητα (diversity) η οποία ουσιαστικά αφορά την εκπομπή αντιγράφων του σήματος στο πεδίο του χρόνου (temporal diversity), της συχνότητας (frequency diversity) ή του χώρου (spatial diversity). Το όφελος που προκύπτει από το κέρδος διαφορισμού (diversity gain) οφείλεται στην ανεξαρτησία των μεταδιδόμενων αντιγράφων του σήματος. Το κέρδος αυτό μπορεί να προκύψει είτε στην πλευρά του δέκτη, είτε στην πλευρά του πομπού. Στην πρώτη περίπτωση ο δέκτης συνδυάζει αντίγραφα του σήματος, τα οποία έχουν διαδοθεί μέσω διαφορετικών, ανεξάρτητων διαδρομών, με αποτέλεσμα η πιθανότητα όλα τα αντίγραφα να έχουν υποστεί συνθήκες ισχυρής διάλειψης (deep fade) να ελαχιστοποιείται. Το προκύπτον σήμα στο δέκτη είναι σαφώς πιο σταθερό με μειωμένες διακυμάνσεις. Ο χωρικός διαφορισμός στην πλευρά του πομπού μπορεί να επιτευχθεί με ή χωρίς τη γνώση του καναλιού. Ο τρόπος συνίσταται στην υιοθέτηση της χωροχρονικής κωδικοποίησης (space-time coding) στη διαδικασία της προεπεξεργασίας του εκπεμπόμενου σήματος.

2.6 Μετασχηματισμός του MIMO καναλιού σε SISO υποκανάλια (Transformation of the MIMO channel in SISO subchannels)

Για να συνεχίσουμε σε αυτήν την ενότητα (βλέπε [24-25]) θα πρέπει να γνωρίζουμε ότι ο Shannon δεχόμενος ότι το κανάλι είναι ιδανικό, χωρίς σκίαση, πολυόδη διάδοση, διαλείψεις και παρεμβολές και ότι ο θόρυβος που επιδρά στο εκπεμπόμενο σήμα είναι white gaussian, ο τύπος στον οποίο κατέληξε τελικά για τη χωρητικότητα (σε bits/sec) ενός απλού SISO συστήματος είναι :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (2.11)$$

Ένας τρόπος για να μελετήσουμε ένα κανάλι MIMO είναι να μελετήσουμε επαλληλικά το κανάλι MIMO σαν ένα σύνολο από παράλληλα ισοδύναμα κανάλια SISO εφαρμόζοντας τον SVD (Singular Value Decomposition) του μιγαδικού πίνακα H . Ισχύει λοιπόν:

$$H = UDV^H \quad (2.12)$$

όπου οι πίνακες \mathbf{U} , \mathbf{V} είναι μοναδιαίοι πίνακες διαστάσεων $M_R \times M_R$ και $M_T \times M_T$ αντίστοιχα, ενώ ο \mathbf{D} είναι μη αρνητικός διαγώνιος πίνακας διαστάσεων $M_R \times M_T$ με στοιχεία της διαγώνιου του τις singular values του \mathbf{H} .

Ο πομπός πολλαπλασιάζει το προς εκπομπή διάνυσμα \mathbf{x}_τ με τον πίνακα \mathbf{V} και ο δέκτης πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο διάνυσμα \mathbf{r}_τ με τον πίνακα \mathbf{U}^H , οπότε προκύπτουν οι εξής αντικαταστάσεις:

$$\mathbf{s}_\tau = \mathbf{V}\mathbf{x}_\tau \quad (2.13)$$

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{r}_\tau \quad (2.14)$$

$$\mathbf{n}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{u}_\tau \quad (2.15)$$

Η (2.15) προέκυψε στο δέκτη από τον πολλαπλασιασμό του διανύσματος του θορύβου με τον πίνακα \mathbf{U}^H . Από τις σχέσεις 2.11, 2.12, 2.13, 2.14 και 2.15 για το λαμβανόμενο σήμα σε ένα σύστημα MIMO προκύπτουν τα εξής:

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{r}_\tau \Rightarrow$$

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H (\mathbf{H}\mathbf{s}_\tau + \mathbf{u}_\tau) \Rightarrow$$

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{H}\mathbf{s}_\tau + \mathbf{U}^H\mathbf{u}_\tau \Rightarrow$$

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{x}_\tau + \mathbf{n}_\tau \Rightarrow$$

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H\mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\mathbf{x}_\tau + \mathbf{n}_\tau \quad (2.16)$$

Επειδή οι πίνακες \mathbf{U} και \mathbf{V} είναι ορθομοναδιαίοι, τότε έχουμε

$$\mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_{M_R}, \quad \mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_{M_T} \quad (2.17)$$

Η σχέση 2.16 λόγω της σχέσης 2.17 θα γίνει:

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{D}\mathbf{x}_\tau + \mathbf{n}_\tau \quad (2.18)$$

Τώρα από την 2.12 ο πίνακας HH^H

$$HH^H = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \cdot (\mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H)^H = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\mathbf{D}^H\mathbf{U}^H = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{D}^H\mathbf{U}^H = \mathbf{U}\mathbf{D}^2\mathbf{U}^H \quad (2.19)$$

Από την παραπάνω σχέση παρατηρούμε ότι οι πίνακες \mathbf{D}^2 και HH^H είναι όμοιοι κ έτσι έχουν ίδιες ιδιοτιμές ε_k^2 όπου ε_k ($k=1,2,\dots,n$) τα στοιχεία της διαγωνίου του πίνακα \mathbf{D} .

Από την 2.18 κάθε συνιστώσα που λαμβάνει ο δέκτης μπορεί να γραφτεί κ ως:

$$y_\tau^k = \varepsilon_k x_\tau^k + n_\tau^k \quad (2.19)$$

όπου ε_k οι singular values του πίνακα \mathbf{H} . Από την 2.19 προκύπτει ότι το αρχικό (M_T, M_R) MIMO σύστημα μετατράπηκε σε ένα ισοδύναμο, με $n=\text{rank}(\mathbf{H})$ SISO υποκανάλια .

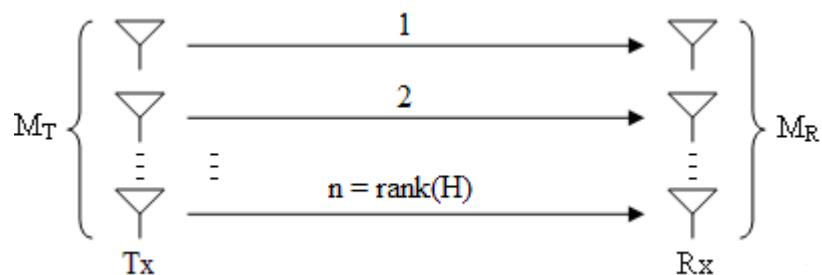


Figure 2.8 Μετατροπή του MIMO καναλιού σε n SISO υποκανάλια.

Έχει αποδειχθεί ότι η συνολική χωρητικότητα n SISO υποκαναλιών είναι ίση με το άθροισμα των επιμέρους χωρητικοτήτων , έτσι η συνολική χωρητικότητα του MIMO καναλιού είναι :

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 (1 + p_k \cdot \varepsilon_k^2) \quad (2.20)$$

όπου p_k η ισχύς που κατανέμεται στο k-οστό υποκάνάλι και ε_k^2 το αντίστοιχο κέρδος ισχύος. Επιπρόσθετα, ανεξάρτητα από τον χρησιμοποιηθέντα αλγόριθμο για την κατανομή της ισχύος, τα p_k πρέπει να ικανοποιούν τη σχέση

$$\sum_{k=1}^n p_k \leq P \quad (2.21)$$

η οποία ικανοποιεί και τον περιορισμό ισχύος.

2.7 Ενεργά κανάλια – Αποδοτικοί Βαθμοί ελευθερίας (Active Channels - Effective Degrees of freedom)

Όπως ειπώθηκε στην παραπάνω παράγραφο, το MIMO κανάλι μπορεί να αναλυθεί σε $n = \text{rank}(\mathbf{H})$ SISO υποκανάλια, με το καθένα να παρουσιάζει κέρδος ισχύος ίσο προς μία ιδιοτιμή του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$. Σε αυτή την παράγραφο θα προσπαθήσουμε να δείξουμε γιατί ο βαθμός του \mathbf{H} δε συμπίπτει με την ελάχιστη διάσταση του \mathbf{H} , γιατί δηλαδή δεν ισχύει η ισότητα $n = \min(M_R, M_T)$.

Για υψηλό σηματοθορυβικό λόγο, η σχέση 2.20 για άγνωστο κανάλι στον πομπό λαμβάνει τη μορφή

$$C \approx \sum_{k=1}^n \log_2 \left(\frac{P}{M_T} \varepsilon_k^2 \right) \quad (2.22)$$

Η σχέση αυτή δεν ισχύει για όλες τις περιπτώσεις. Για ορισμένα υποκανάλια του MIMO συστήματος το αντίστοιχο $\frac{\varepsilon_k^2 P}{M_T}$ είναι πολύ μικρότερο της μονάδας, οπότε η πληροφορία που μεταδίδεται από αυτά είναι σχεδόν μηδενική. Αυτό συμβαίνει είτε εξαιτίας των χαμηλών ικανοτήτων ισχύος του εκπέμποντος κινητού τερματικού, είτε επειδή η επικοινωνία αφορά πολύ μεγάλες αποστάσεις, είτε τέλος, διότι υπάρχει συσχέτιση ανάμεσα στα υποκανάλια διάδοσης.

Στην τελευταία περίπτωση δεν είναι όλα τα ιδιοδιανύσματα του \mathbf{H} μεταξύ τους γραμμικώς ανεξάρτητα, οπότε κάποιες ιδιοτιμές τείνουν στο μηδέν με αποτέλεσμα το αντίστοιχο κέρδος ισχύος να είναι και αυτό μηδενικό. Οι ενεργοί-αποδοτικοί βαθμοί ελευθερίας (EDoF – Effective Degrees of Freedom) του συστήματος δείχνουν ακριβώς το πλήθος αυτών των καναλιών που συνεισφέρουν στη χωρητικότητα και ουσιαστικά στη μετάδοση της πληροφορίας.

Αυστηρώς μαθηματικά, θα μπορούσε να ειπωθεί πως αντιστοιχούν στις μη μηδενικές singular values του πίνακα \mathbf{H} . Επομένως, ο βαθμός του πίνακα \mathbf{H} δεν είναι ίσος με $\min(M_R, M_T)$ επειδή ορισμένα κανάλια πρακτικά δε μεταδίδουν πληροφορία, αλλά λαμβάνει τιμές στο διάστημα $(0, \min(M_R, M_T))$. Είναι προφανές ότι όσο πιο ασυσχέιστα είναι τα κανάλια διάδοσης και όσο μεγαλύτερος είναι ο σηματοθορυβικός λόγος, τόσο μεγαλύτερη τιμή θα έχει η παράμετρος EDoF. Το EDoF θεωρείται μία αργά χρονικά μεταβαλλόμενη ιδιότητα του καναλιού.

2.8 Χωρητικότητα SIMO – MISO καναλιών (Capacity SIMO – MISO Channels)

Ξεκινώντας από το SIMO κανάλι, ισχύει $M_T = 1$, άρα $n = \min(M_R, M_T) = 1$. Ετσι ο τύπος 2.20 της χωρητικότητας μετατρέπεται σε αυτή την περίπτωση σε

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2(1 + \rho \cdot \varepsilon_1^2) \quad (2.23)$$

Αν $|h_i|^2 = 1$, τότε αποδεικνύεται ότι $\varepsilon_1^2 = M_R$ και επομένως

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2(1 + \rho \cdot M_R) \quad (2.24)$$

Στην περίπτωση SIMO καναλιού, υπάρχει όπως φαίνεται από την παραπάνω σχέση λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας του καναλιού με την αύξηση των στοιχείων του δέκτη, ενώ όπως είναι προφανές, η γνώση της κατάστασης του καναλιού από τον πομπό δεν επιφέρει καμία βελτίωση όσον αφορά τη χωρητικότητα του συστήματος.

Για το MISO κανάλι ισχύει αντίστοιχα $M_R = 1$ κι άρα $n = \min(M_R, M_T) = 1$. Επομένως για την περίπτωση κατά την οποία το κανάλι είναι άγνωστο στον πομπό, ισχύει μέσω της σχέσης 2.23 έχουμε :

$$C_{\text{MISO}} = \log_2\left(1 + \frac{\rho}{M_T} \cdot \varepsilon_1^2\right) \quad (2.25)$$

Αν $|h_i|^2 = 1$, τότε αποδεικνύεται ότι $\epsilon_1^2 = M_T$ κι επομένως

$$C_{\text{MISO}} = \log_2(1 + \rho) \quad (2.26)$$

Επομένως, όταν ο πομπός δεν έχει γνώση του καναλιού, ισχύει $C_{\text{MISO}} < C_{\text{SIMO}}$. Αυτό είναι λογικό, μιας και ο πομπός σε αντίθεση με το δέκτη δε μπορεί να εκμεταλλευτεί το κέρδος κεραίας χωρίς γνώση του καναλιού.

Αντιθέτως, όταν η κατάσταση του καναλιού είναι γνωστή, ισχύει

$$C_{\text{MISO}} = \log_2(1 + \rho \cdot \epsilon_1^2) \quad (2.27)$$

Επομένως για γνωστό κανάλι και ίδιο ϵ_1 ισχύει ότι $C_{\text{MISO}} = C_{\text{SIMO}}$.

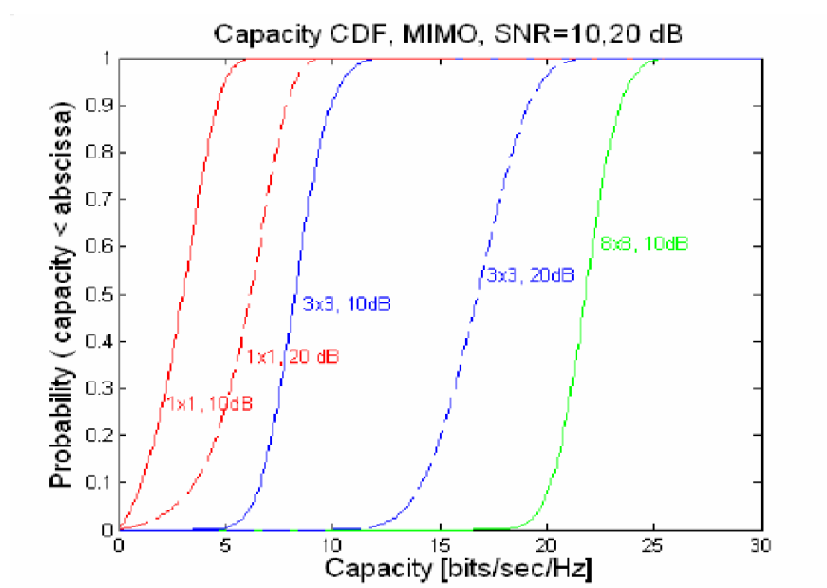


Figure 2.9 Σύγκριση SISO – MIMO.

Ο βασικός μηχανισμός που εκμεταλλεύεται ένα σύστημα MIMO είναι η πολυδιαδρομική μετάδοση. Ο πομπός εκπέμπει πολλά παράλληλα σήματα. Ένα σήμα που εκπέμπεται μέχρι να φτάσει στο δέκτη υπόκεινται σε διάφορα φαινόμενα, όπως σκέδαση, περίθλαση, που αναγκάζουν το σήμα να ανακλάται πολλαπλά στο χώρο με συνέπεια στο δέκτη τα σήματα αυτά να καταφθάνουν διαφοροποιημένα. Έτσι στο δέκτη χρησιμοποιείται ένας αλγόριθμος ή μια επεξεργασία σήματος ώστε να κρατηθεί το πιο πιστό

αντίγραφο του εκπεμπόμενου σήματος. Στην ουσία ένα σύστημα MIMO χρησιμοποιεί όλες αυτές τις ηχούς ώστε να αυξήσει ταυτόχρονα το ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας, τη χωρητικότητα διαύλου και την αξιοπιστία της υπηρεσίας.

Προς το παρόν οι εμπορικές εφαρμογές των συστημάτων MIMO είναι περιορισμένες. Επίσης δεν είναι διαθέσιμα αποτελέσματα σε μεγάλης κλίμακας συστήματα για τις επιδόσεις του συστήματος με χρήση της τεχνολογίας MIMO. Παρόλα αυτά υπάρχει μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον και οι προσδοκίες για την μελλοντική χρήση του είναι αρκετά μεγάλες. Υπάρχουν διάφορα πρότυπα στα οποία οι τεχνικές MIMO έχουν αρχίσει να κάνουν την εμφάνιση τους. Αυτά είναι τα παρακάτω:

- WiMAX (802.16d – 2004) □ Space Time Coding
- WiMAX (802.163 – 2005) □ Space Time Coding
- 3GPP (UMTS) □ a)Space Time Transmit Diversity b)Πρόσφατα προτάθηκε η χρήση MIMO στο 3GPP (Rel7)

Επόμενη γενιά ασύρματων δικτύων. Wi-fi 802.11n. Σε αυτή τη γενιά το MIMO θα αποτελέσει σημαντικό κομμάτι και θα προσφέρει δίκτυα με ταχύτητες μεγαλύτερες των 300 Mbps [19]. Επίσης πολλές εταιρίες (Nokia, Ericsson κ.α) αλλά και ακαδημαϊκοί φορείς (Technical University Wien-Institute of Communications and RF engineering) έχουν ήδη υλοποιήσει διάφορες προσομοιώσεις ασυρμάτων δικτύων όπου χρησιμοποιούνται τεχνικές MIMO και τα αποτελέσματα είναι ιδιαίτερα ικανοποιητικά [19]. Εύκολα μπορεί να βγει το συμπέρασμα ότι η τεχνολογία MIMO είναι μια ανερχόμενη τεχνολογία που πρόκειται να αλλάξει τα δεδομένα στις ασύρματες επικοινωνίες τα επόμενα χρόνια. Έχει τις καλύτερες προοπτικές και είναι ένα αντικείμενο που χρήζει αυξημένης ερευνητικής μελέτης προκειμένου οι υπηρεσίες που μπορεί να προσφέρει να γίνουν όσο το δυνατόν γρηγορότερα υλοποιήσιμες και ευρέως εκμεταλλεύσιμες.

2.9 Κωδικοποίηση STBC (Encoding STBC)

Η βασική ιδέα των STBC είναι ότι η πληροφορία μεταδίδεται κατά μπλοκ. Πιο συγκεκριμένα, τα σύμβολα προς μετάδοση πολλαπλασιάζονται με

μητρεία κωδικοποίησης που είναι ανεξάρτητα του καναλιού. Κατά αυτόν τον τρόπο, η πληροφορία κάθε συμβόλου απλώνεται στις κεραίες μετάδοσης και τις χρονικές στιγμές. Στην κατηγορία των STBC εντάσσονται πολλές υποκατηγορίες χωροχρονικών κωδικοποιήσεων, όπως οι

1. Η χωρική πολυπλεξία και η μετάδοση BLAST.
2. Οι κώδικες γραμμικής διασποράς (linear dispersion codes, LDC).
3. Οι ορθογώνιοι STBC (orthogonal STBC, OSTBC).

2.9.1 Ορθογώνιος Χώρου-Χρόνου μπλόκ κώδικας (Orthogonal Space-Time Block Code (OSTBC))

Πρώτα, ο Alamouti scheme κατορθώνει πλήρες εκπομπή διαφορισμού για συστήματα με 2 κεραίες εκπομπής [1]. Το βασικό χαρακτηριστικό του είναι η ορθογωνιότητα μεταξύ των ακολουθιών από 2 κεραίες εκπομπής. Αργότερα, το γενικευμένο σύστημα εφαρμόζοντας την θεωρία της ορθογωνίας σχεδιάσεις αναφέρεται ως χωρο-χρόνου μπλόκ κώδικας (STBC).

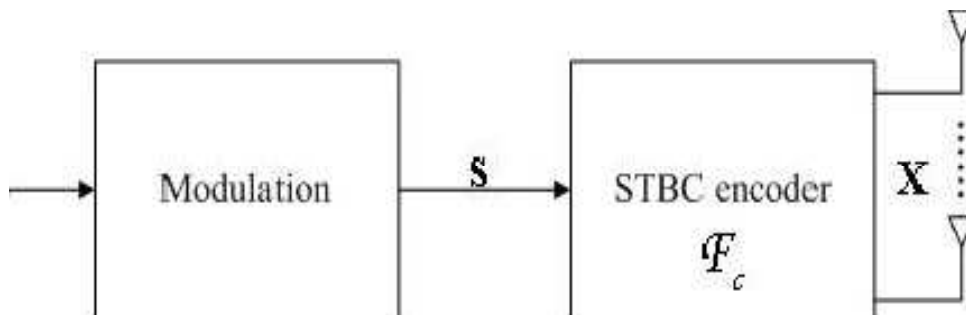


Figure 2.10 Χωροχρόνου μπλόκ κωδικοποίηση.

$$\mathcal{F}_c(S) : \mathbb{C}^{K \times 1} \mapsto \mathbb{C}^{T \times N}$$

Η συνάρτηση $\mathcal{F}_c(S)$ είναι ένας $T \times N$ matrix operator καλείτε ορθογώνιος STBC (OSTBC) εάν πληρή τις παρακάτω προϋποθέσεις [2].

1. Οι είσοδοι του $\mathcal{F}_c(S)$ είναι γραμμικός συνδυασμός του K διαμορφωμένα σύμβολα και ο συζυγής τους $(\cdot)^T$ δηλώνουμε την μεταφορά και $s \triangleq [s_1, s_2, \dots, s_K]^T$

2. Να κατορθώσει πλήρες διαφορισμό εκπομπής για οποιοδήποτε αυθέρετο s

$$\mathcal{F}_c^H(S) \mathcal{F}_c(S) = \|S\|^2 I_N \quad (2.28)$$

όπου $(\cdot)^H$, $\|\cdot\|$ και I_N δηλώνουν την Hermitian μεταφορά, Euclidean norm και έναν $N \times N$ identity matrix, αντίστοιχα.

Στον OSTBC, ο αριθμός των συμβόλων στις εισόδους του OSTBC κωδικοποιητή είναι K , και η χρονική περίοδος της εκπομπής ενός STBC block X είναι T . Ως αποτέλεσμα, ο ρυθμός του STBC είναι ορισμένος ως ο λόγος μεταξύ του αριθμού των συμβόλων του κωδικοποιητή και πέρνει ως είσοδο & τον αριθμό των χωρο-χρόνων συμβόλων εκπομπής απο κάθε κεραία. Αυτό εκφράζεται ως :

$$R = K/T \quad (2.29)$$

και $R \leq 1$ με ισότητα κρατώντας μόνο για $N=2$. Η φασματική απόδοση είναι $\eta = Rm = \frac{Km}{T}$ (bits/s/Hz), όπου είναι ο αριθμός των bits που ένα διαμορφωμένο σύμβολο περιέχει.

Μερικά παραδείγματα του OSTBC είναι τα ακόλουθα :

1. Alamouti scheme $K=2, T=2, N=2$ (2.30)

$$\mathcal{F}_1\left(\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix}$$

2. Half-rate Tarokh's code with K=4, T=8, N=3 (2.31)

$$\mathcal{F}_2 \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix}$$

3. Half-rate Tarokh's code with K=4, T=8, N=4 (2.32)

$$\mathcal{F}_3 \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

4. Rate $3/4$ Tarokh's code with K=3, T=4, N=3 (2.33)

$$\mathcal{F}_4 \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*}{2} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*}{2} \end{bmatrix}$$

Μεταξύ των μεθόδων STBC, εξέχουσα θέση κατέχει η υποκατηγορία των **OSTBC** (orthogonal STBC), στην οποία ανήκει και η μετάδοση Alamouti. Βασικό χαρακτηριστικό των OSTBC είναι ότι ο πίνακας των συμβόλων μιας μπλοκ μετάδοσης είναι ορθογώνιος. Τα βασικότερα πλεονεκτήματα των κωδικοποιήσεων OSTBC συνοψίζονται στα εξής:

1. Έχουν την πολύ σημαντική ιδιότητα να μετατρέπουν το κανάλι MIMO σε ένα σύνολο M παράλληλων και ανεξάρτητων καναλιών, οπότε ο δέκτης μέγιστης πιθανοφάνειας ενός OSTBC έχει γραμμική πολυπλοκότητα.

2. Πετυχαίνουν διαφορετικότητα τάξης MN .

3. Η θεωρία σχεδιασμού των OSTBC είναι σχετικά απλή, και υπάρχουν μαθηματικά εργαλεία για τη συστηματική ανάλυσή τους.

4. Αποτελούν τις βέλτιστες επιλογές υπό διάφορα κριτήρια, όπως για παράδειγμα το μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης συμβόλων, το όριο ένωσης της πιθανότητας σφάλματος συμβόλου και άλλα. Το μειονέκτημα των OSTBC είναι ο χαμηλός ρυθμός μετάδοσης. Στην περίπτωση του συστήματος $2 \times N$ και της μετάδοσης Alamouti αποστέλλεται ένα σύμβολο ανά χρήση του καναλιού, αν και θα μπορούσαν να σταλούν M σύμβολα ανά χρήση του καναλιού (βλέπε χωρική πολυπλεξία). Όπως έχει αποδειχθεί, η κωδικοποίηση OSTBC έχει μέγιστο ρυθμό μετάδοσης 1 σύμβολο ανά χρήση καναλιού που επιτυγχάνεται μόνο στην περίπτωση $M = 2$ με τη μετάδοση Alamouti. Για $M > 2$, ο ρυθμός μετάδοσης δεν ξεπερνά τα 0.75 σύμβολα ανά χρήση καναλιού.

2.10 Space Time κώδικες

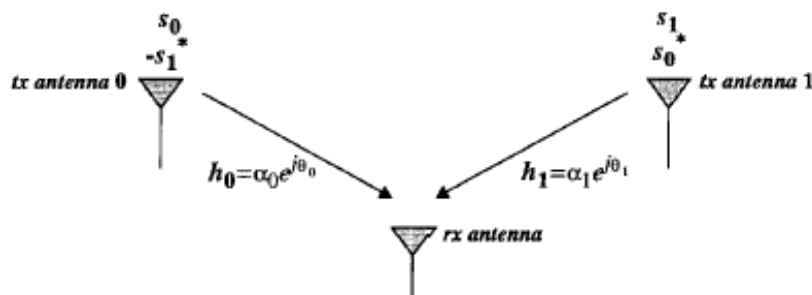


Figure 2.11 Σχήμα του 2x1 συστήματος του Alamouti

Όταν ένα σύμβολο μεταδοθεί προς τις M_R κεραίες του δέκτη, «βλέπει» M_R διαφορετικούς κλάδους, δηλαδή έχουμε διαφορισιμότητα M_R τάξης. Για να επιτύχουμε την μέγιστη τάξη θα έπρεπε με κάποιο τρόπο το σύμβολο αυτό να διοχετευτεί και σε όλες τις M_T κεραίες στον πομπό. Η απλή τεχνική μετάδοσης του ίδιου συμβόλου από όλες τις κεραίες δεν επαρκεί. Για παράδειγμα, έστω ότι μεταδίδουμε το ίδιο σύμβολο και από τις δύο κεραίες του πομπού σε ένα 2×1 σύστημα. Ο δέκτης θα λάβει το σήμα

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{2}}(h_1 + h_2) + n, \text{ με } h_1, h_2 \text{ οι ζεύξεις μεταξύ των κεραιών του πομπού και}$$

της κεραίας του δέκτη. Επειδή το άθροισμα δύο μιγαδικών γκαουσιανών τυχαίων μεταβλητών (complex Gaussian random variable) είναι και αυτό μιγαδική γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή, ο δέκτης στην ουσία θα λαμβάνει

$$\text{σήμα } y = \sqrt{E_s} h s + n, \text{ με } h = \frac{1}{\sqrt{2}}(h_1 + h_2) \text{ και } \varepsilon(|h|^2) = 1. \text{ Έτσι η απλή αυτή}$$

τεχνική δεν μπορεί να λειτουργήσει. Πρέπει, λοιπόν, το σύμβολο να μπορέσει να διοχετευτεί στις κεραίες του δέκτη με έναν διαφορετικό, περισσότερο «έξυπνο» τρόπο. Αυτήν ακριβώς τη λειτουργία συντελούν οι space – time κώδικες. Χαρακτηριστικά παραδείγματα τέτοιων κωδικών είναι ο κώδικας Alamouti που μελετήσαμε προηγουμένως και η τεχνική της διαφορισιμότητας

με καθυστέρηση (delay diversity) όπου το ίδιο σύμβολο μεταδίδεται από όλες τις κεραιές με καθυστέρηση μίας περιόδου συμβόλου.

Οι space – time κώδικες μπορούν να βελτιώσουν σημαντικά την επίδοση της ζεύξης. Συγκεκριμένα, συντελούν στην επιμέρους βελτίωση των εξής παραμέτρων : του ρυθμού μετάδοσης (bps/Hz ή $bits/μεταδοση$), της τάξης διαφορισιμότητας, όπως αυτή εκφράζεται από την κλίση της καμπύλης SER – SNR, του κέρδους κωδικοποίησης (coding gain) και του κέρδους συστοιχίας. Οι δύο τελευταίες παράμετροι, το κέρδος κωδικοποίησης και το κέρδος συστοιχίας συμβάλλουν στην αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου στον δέκτη, που εκφράζεται με μετατόπιση προς τα αριστερά της καμπύλης SER – SNR.

Στην ενότητα που ακολουθεί, θεωρούμε ότι το κανάλι παραμένει σταθερό για ένα block μεταδιδόμενων συμβόλων (block fading model) και ότι ο πομπός δεν έχει καμία πληροφορία του καναλιού.

2.10.1 Γενικός σχεδιασμός κωδικών

Θα εξετάσουμε αρχικά το γενικό μοντέλο κωδικοποίησης για εκπομπή μέσω συστημάτων πολλαπλών κεραιών. Υποθέτουμε ότι K σύμβολα, κάθε ένα από τα οποία αποτελείται από q bits, εισάγονται σε ένα μπλοκ συμβόλων. Ακολουθεί επεξεργασία του μπλοκ (temporal coding, interleaving, symbol mapping) κατά την οποία προστίθενται επιπλέον $q(N - K)$ bits ισοτιμίας, ώστε τελικά να πάρουμε N σύμβολα. Τα N αυτά σύμβολα εισάγονται στον space – time κωδικοποιητή, ο οποίος προσθέτει $M_T T - N$ σύμβολα. Σχηματίζεται, έτσι ένα $M_T \times T$ πακέτο, διάρκειας T . Το πακέτο (frame ή block), που αποτελεί την ST – κωδική λέξη, μεταδίδεται τελικά μέσα σε T περιόδους συμβόλου. Ο ρυθμός μετάδοσης είναι προφανώς ίσος με $\frac{qK}{T}$ bits/εκπομπή και εφ' όσον επιθυμούμε μετάδοση χωρίς σφάλματα, δεν πρέπει να υπερβαίνει την χωρητικότητα του καναλιού. Ο τελικός ρυθμός μετάδοσης μπορεί να αποσυντεθεί στις εξής συνιστώσες :

$$\frac{qK}{T} = q \frac{qK}{N} \frac{N}{T} = qr_t r_s$$

Στην σχέση αυτή

Με $r_t = \frac{qK}{qN}$ συμβολίζουμε τον χρονικό ρυθμό μετάδοσης και με $r_s = \frac{N}{T}$ τον χωρικό ρυθμό μετάδοσης, ο οποίος ορίζεται ως ο μέσος αριθμός ανεξάρτητων συμβόλων που μεταδίδονται από τις M_T κεραίες σε διάρκεια T περιόδων συμβόλου.

Όταν έχουμε $r_s = 1$ τότε ένα σύμβολο μεταδίδεται από τις κεραίες σε μία περίοδο συμβόλου, οπότε και παίρνουμε την μέγιστη τάξη διαφορισιμότητας. Στην περίπτωση που μεταδίδονται M_T ανεξάρτητα σύμβολα σε μία περίοδο συμβόλου (spatial multiplexing – χωρική πολυπλεξία) ο χωρικός ρυθμός ισούται με M_T . Ανάλογα με την επιλογή του ST κώδικα που θα χρησιμοποιήσουμε ο r_s μεταβάλλεται από 0 ως M_T (όπου M_T ο αριθμός κεραιών εκπομπής).

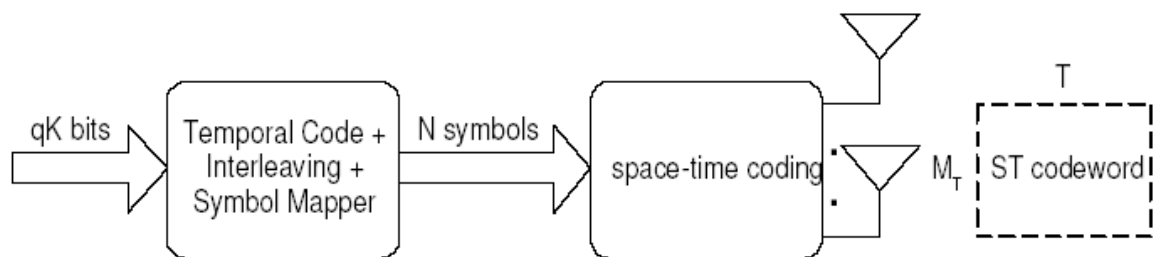


Figure 2.12 Γενικό σχήμα κωδικοποίησης.

2.10.2 Κανάλια μη Επιλεκτικά ως προς την συχνότητα

Θεωρούμε το σύστημα MIMO με M_R κεραίες λήψης και M_T κεραίες εκπομπής. Τα bits πληροφορίας που θέλουμε να μεταδώσουμε εισάγονται σε μία ST κωδική λέξη διαστάσεων $M_T \times T$, την οποία συμβολίζουμε με $\mathbf{S} = [\mathbf{s}[1] \ \mathbf{s}[2] \ \dots \ \mathbf{s}[T]]$, όπου $\mathbf{s}[k] = [s_1[k] \ s_2[k] \ \dots \ s_{M_T}[k]]^T$ συμβολίζει το μεταδιδόμενο διάνυσμα κατά τη διάρκεια της k -οστής περιόδου συμβόλου. Το ασύρματο κανάλι θεωρούμε ότι παραμένει σταθερό για όλη την διάρκεια T της ST κωδικής λέξης. Το σήμα που θα φτάνει στις κεραίες του δέκτη θα είναι :

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k], \quad k = 1, 2, \dots, T$$

E_s είναι η συνολική μέση διαθέσιμη ενέργεια στον πομπό για κάθε συμβολοπερίοδο, \mathbf{H} είναι ο $M_R \times M_T$ πίνακας που περιγράφει το ασύρματο κανάλι, $\mathbf{y}[k]$ και $\mathbf{n}[k]$ είναι τα $M_R \times 1$ διανύσματα που περιγράφουν το σήμα που φτάνει στον δέκτη και τον θόρυβο σε αυτόν αντίστοιχα. Για την συνολική διάρκεια των T περιόδων η προηγούμενη σχέση γίνεται :

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N}$$

όπου $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}[1] \ \dots \ \mathbf{y}[T]]$ και $\mathbf{N} = [\mathbf{n}[1] \ \dots \ \mathbf{n}[T]]$ είναι πίνακες διαστάσεων $M_R \times T$.

Κατά την αποκωδικοποίηση, υποθέτουμε ότι ο δέκτης έχει πλήρη γνώση του καναλιού και ότι χρησιμοποιεί το κριτήριο μέγιστης πιθανότητας (MLD – Maximum Likelihood Detector). Σύμφωνα με αυτό το κριτήριο, η κωδική λέξη που εκτιμά ότι έλαβε ο δέκτης θα είναι :

$$\hat{\mathbf{S}} = \arg \min_{\mathbf{S}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H} \mathbf{S}\|_F^2 = \arg \min_{\mathbf{S}} \sum_{k=1}^T \left\| \mathbf{y}[k] - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s}[k] \right\|_F^2$$

όπου η ελαχιστοποίηση πραγματοποιείται ανάμεσα σε όλες τις πιθανές αποδεκτές κωδικές λέξεις \mathbf{S} . Σφάλμα θα συμβαίνει στην περίπτωση που από το σύνολο των πιθανών κωδικών λέξεων, ο δέκτης επιλέξει μια διαφορετική από αυτή που πραγματικά μεταδόθηκε. Η πιθανότητα λάθους PEP (Pairwise – Error – Probability) εκφράζει την πιθανότητα να συμβεί ένα τέτοιο σφάλμα.

Έστω τώρα ότι μεταδίδεται η κωδική λέξη $\mathbf{S}^{(i)}$ και ότι στον δέκτη λανθασμένα ανιχνεύεται η κωδική λέξη $\mathbf{S}^{(j)}$. Η πιθανότητα να συμβεί ένα τέτοιο λάθος, με δεδομένη την γνώση του καναλιού στον δέκτη, θα δίνεται από τον τύπο :

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)} | \mathbf{H}) = Q \left(\sqrt{\frac{E_s \|\mathbf{H}(\mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)})\|_F^2}{2M_T N_0}} \right) \Rightarrow$$

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)} | \mathbf{H}) = Q \left(\sqrt{\frac{\rho \|\mathbf{H}_{i,j}\|_F^2}{2M_T}} \right)$$

Ο πίνακας $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)}$ είναι προφανώς διαστάσεων $M_T \times T$ και παριστάνει την διαφορά των δύο κωδικών λέξεων. $\rho = \frac{E_s}{N_0}$ είναι ο SNR στον δέκτη.

Η πιθανότητα λάθους έχει άνω όριο που δίνεται από την σχέση :

$$P(\mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)} | \mathbf{H}) \leq \exp \left(-\frac{\rho \|\mathbf{H}_{i,j}\|_F^2}{4M_T} \right).$$

Αν συμβολίσουμε με \mathbf{h}_i ($i=1,2,\dots,M_R$) την i -οστή σειρά του πίνακα \mathbf{H} ,

μπορούμε να γράψουμε : $\|\mathbf{H}_{i,j}\|_F^2 = \sum_{i=1}^{M_R} \mathbf{h}_i \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H \mathbf{h}_i^H$. Διαγωνοποιούμε τον

πίνακα $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ σύμφωνα με τον μετασχηματισμό $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H$, όπου $\mathbf{\Lambda}$

διαγώνιος $r \times r$ πίνακας με στοιχεία τις ιδιοτιμές του $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ (r ο βαθμός του $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$) και \mathbf{V} ορθογώνιος $M_T \times r$ πίνακας. Άρα παίρνουμε

$$\|\mathbf{H}_{i,j}\|_F^2 = \sum_{i=1}^{M_R} \mathbf{h}_i \mathbf{V}^H \mathbf{h}_i^H$$

Για την πιθανότητα λάθος πλέον θα ισχύει :

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)} | \mathbf{H}) \leq \exp\left(-\frac{\rho \sum_{i=1}^{M_R} \mathbf{h}_i \mathbf{V}^H \mathbf{h}_i^H}{4M_T}\right) \Rightarrow \dots$$

$$\dots \Rightarrow P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)} | \mathbf{H}) \leq \prod_{k=1}^r \left(\frac{1}{1 + \frac{\rho}{4M_T} \lambda_k}\right)^{M_R}$$

όπου λ_k ($k=1,2,\dots,r$) οι μη μηδενικές ιδιοτιμές του $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$. Για την περιοχή υψηλών τιμών του SNR η σχέση απλοποιείται στην :

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)} | \mathbf{H}) \leq \frac{1}{\left(\prod_{k=1}^r \lambda_k\right)^{M_R}} \left(\frac{\rho}{4M_T}\right)^{-rM_R}$$

Η τελευταία αυτή ανισότητα μας παρέχει τα δύο κριτήρια για την κατασκευή των ST κωδικών λέξεων, το κριτήριο βαθμού (rank criterion) και το κριτήριο ορίζουσας (determinant criterion).

Με το κριτήριο βαθμού μεγιστοποιούμε την τάξη διαφορισιμότητας που παρέχει ο space – time κώδικας. Η τάξη διαφορισιμότητας ισούται με rM_R , όπου r ο βαθμός του $M_T \times M_T$ πίνακα $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$. Για να έχουμε το μέγιστο δυνατό κέρδος διαφορισιμότητας $M_T M_R$, ο κώδικας πρέπει να σχεδιαστεί κατά τρόπο ώστε ο πίνακας διαφορών $\mathbf{E}_{i,j}$ για οποιοσδήποτε δύο κωδικές λέξεις $\mathbf{S}^{(i)}$ και $\mathbf{S}^{(j)}$ να είναι πλήρους βαθμού ($r = M_T$).

Με το κριτήριο ορίζουσας μπορούμε να μεγιστοποιήσουμε το κέρδος κωδικοποίησης (coding gain). Το κέρδος κωδικοποίησης καθορίζεται από τον όρο $\prod_{k=1}^r \lambda_k$. Για να μεγιστοποιηθεί αρκεί να μεγιστοποιήσουμε την ποσότητα $\min_{i,j,i \neq j} \det(\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H)$, όπου η ελαχιστοποίηση πραγματοποιείται μεταξύ όλων των ζεύγων κωδικών λέξεων $\mathbf{S}^{(i)}$ και $\mathbf{S}^{(j)}$.

2.11 ST ΚΩΔΙΚΕΣ

2.11.1 Space Time Trellis Κωδικές (STTC)

Οι space – time κώδικες Trellis αποτελούν επέκταση των κλασικών κωδικών Trellis για τα συστήματα με πολλαπλές κεραίες στον πομπό και τον δέκτη. Χρησιμοποιώντας τα κριτήρια που περιγράψαμε προηγουμένως, το κριτήριο τάξης και το κριτήριο ορίζουσας, μπορούν με κατάλληλο σχεδιασμό να δώσουν κέρδος διαφορισιμότητας και κωδικοποίησης.

Με τους STTC η ακολουθία συμβόλων που πρόκειται να μεταδοθεί κωδικοποιείται σε μία δεύτερη ακολουθία συμβόλων. Κάθε σύμβολο κωδικοποιείται σε ένα $M_T \times 1$ διάνυσμα. Με δεδομένο ότι ο κωδικοποιητής διαθέτει μνήμη, τα διανύσματα – κωδικές λέξεις είναι χρονικά συσχετισμένα.

Κάθε STTC παριστάνεται με ένα Trellis διάγραμμα, όπως αυτά του επόμενου σχήματος. Πρόκειται για 4 – PSK διαμόρφωση 8 και 4 καταστάσεων αντίστοιχα, για $M_T = 2$ κεραίες εκπομπής. Στα αριστερά του διαγράμματος οι A κόμβοι αντιπροσωπεύουν τις A διαφορετικές καταστάσεις, ενώ στα δεξιά υπάρχουν q σύνολα συμβόλων, όπου q η τάξη διαμόρφωσης που χρησιμοποιούμε (4 στην προκειμένη περίπτωση). Κάθε σύνολο συμβόλων αποτελείται από M_T σύμβολα, τα οποία είναι και αυτά που μεταδίδονται από κάθε κεραία στον πομπό. Ο κωδικοποιητής βρίσκεται στην κατάσταση 0 τόσο αρχικά όσο και στο τέλος κάθε μπλοκ. Με αρχική κατάσταση την μηδενική και για το αριστερό διάγραμμα 4 καταστάσεων, αν

θέλουμε να μεταδώσουμε την ακολουθία 0 2 3 2 1 1 0 3, τα σύμβολα που θα μεταδοθούν από κάθε κεραία θα είναι :

ΚΕΡΑΙΑ 1 0 0 2 3 2 1 1 0
 ΚΕΡΑΙΑ 2 0 2 3 2 1 1 0 3

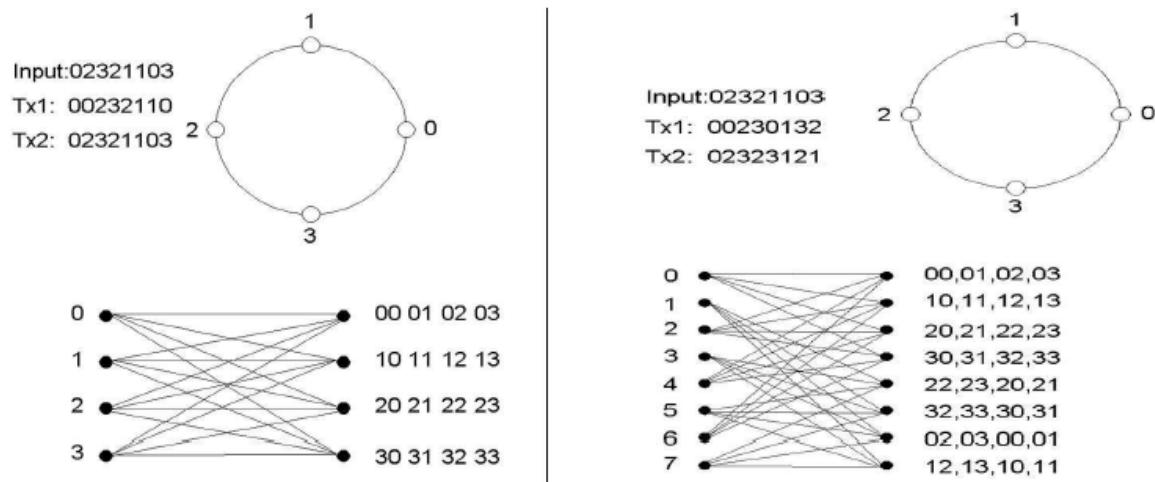


Figure 2.13 Trellis διάγραμμα 8 και 4 καταστάσεων αντίστοιχα, για 4 – PSK διαμόρφωση με δύο κεραίες εκπομπής (2 bps / Hz).

Το μεταδιδόμενο μπλοκ αποκωδικοποιείται στον δέκτη με την χρήση της τεχνικής MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimator) και τη βοήθεια του αλγόριθμο Viterbi.

Στα δύο διαγράμματα που ακολουθούν απεικονίζεται η μεταβολή του ρυθμού λαθών μπλοκ (frame error rate) σε συνάρτηση με τον λόγο σήματος προς θόρυβο στον δέκτη για 2×1 και 2×2 συστήματα και για κώδικες Trellis 4 και 8 καταστάσεων. Παρατηρούμε ότι αυξάνοντας τον αριθμό των καταστάσεων βελτιώνουμε το κέρδος κωδικοποίησης, παράλληλα όμως γίνεται περισσότερο πολύπλοκη η αποκωδικοποίηση στον δέκτη. Η πρόσθεση περισσότερων κεραιών στον δέκτη επίσης αυξάνει το κέρδος κωδικοποίησης. Τέλος, το 2×2 σύστημα παρουσιάζει διπλάσια τάξη διαφορισιμότητας σε σχέση με MISO 2×1 σύστημα [29].

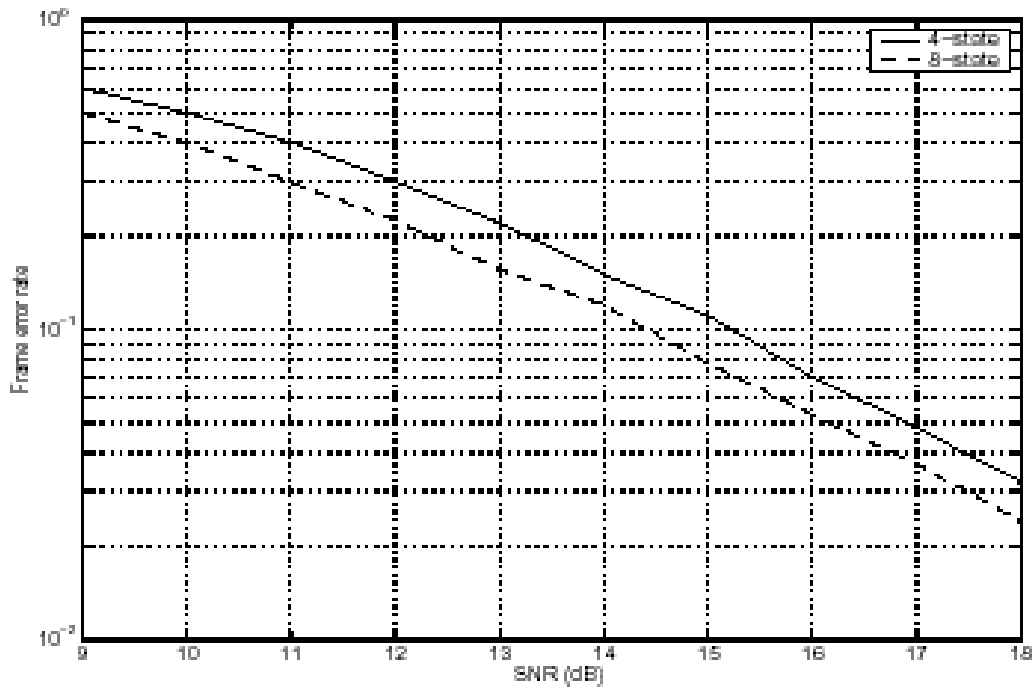


Figure 2.14 Σύγκριση επίδοσης δύο κωδικών Trellis 4 και 8 καταστάσεων για SIMO 2×1 σύστημα. Αν αυξήσουμε τον αριθμό των καταστάσεων κερδίζουμε σε SNR, λόγω του αυξημένου κέρδους κωδικοποίησης (coding gain) [29].

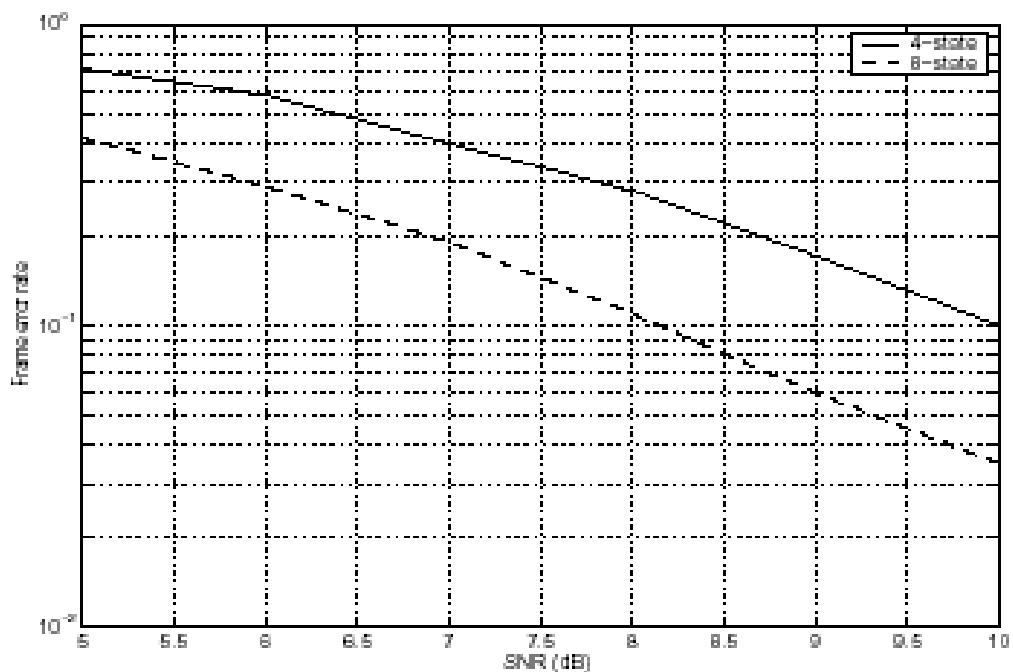


Figure 2.15 Σύγκριση επίδοσης δύο κωδικών Trellis 4 και 8 καταστάσεων για MIMO 2×2 σύστημα. Και οι δύο κώδικες δίνουν διαφορισιμότητα τέταρτης τάξης. Ο κώδικας με τις 8 καταστάσεις προσφέρει βελτίωση στον SNR λόγω του κέρδους κωδικοποίησης [29].

2.11.2 Διαφορισιμότητα με Καθυστέρηση (delay diversity)

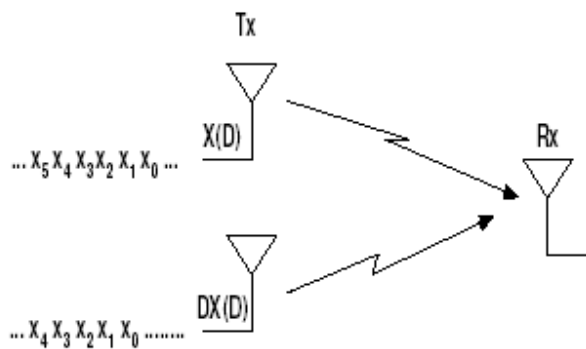


Figure 2.16 Delay Diversity

Η τεχνική της διαφορισιμότητας με καθυστέρηση (delay diversity) συνίσταται στην μετατροπή της διαθέσιμης χωρικής διαφορισιμότητας σε διαφορισιμότητα στο πεδίο της συχνότητας. Αν υποθέσουμε ότι έχουμε $M_T = 2$, από την πρώτη κεραία μεταδίδεται η ακολουθία συμβόλων και από την δεύτερη κεραία μεταδίδεται ένα αντίγραφο αυτής με κάποια χρονική καθυστέρηση.

Η διαφορισιμότητα με καθυστέρηση μπορεί να παρασταθεί με την βοήθεια διαγράμματος Trellis. Το παρακάτω διάγραμμα αναφέρεται σε σχήμα 8 – PSK.

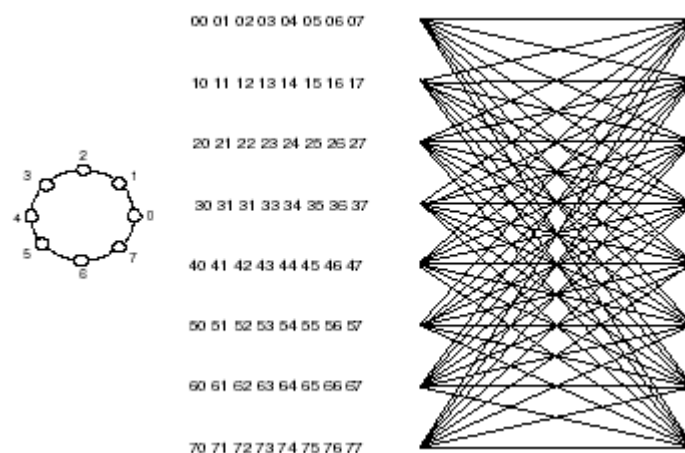


Figure 2.17 Trellis διάγραμμα 8 καταστάσεων με διαμόρφωση 8 – PSK και $M_T = 2$.

Η ST κωδική λέξη για την μετάδοση T συμβόλων s_i ($i = 1, 2, \dots, T$) θα είναι :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & \cdots & s_T & 0 \\ 0 & s_1 & s_2 & \cdots & s_{T-1} & s_T \end{bmatrix} \text{ (πίνακας τύπου Toeplitz)}$$

Εύκολα αποδεικνύει κανείς, ότι όλοι οι πίνακες $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)}$ είναι επίσης τύπου Toeplitz, είναι δηλαδή πίνακες βαθμού $r = 2$. Σύμφωνα με το κριτήριο τάξης για την διαφορισιμότητα γίνεται φανερό ότι παίρνουμε την μέγιστη δυνατή τάξη διαφορισιμότητας, $2M_R$.

Συνοψίζοντας για τους STTC, σημειώνουμε την αποδοτικότητα τους στην προσφορά κέρδους διαφορισιμότητας και κέρδους κωδικοποίησης. Από την άλλη πλευρά, όμως, σημαντικό μειονέκτημα αποτελεί η αυξημένη πολυπλοκότητα της διαδικασίας αποκωδικοποίησης στον δέκτη, η οποία αυξάνεται εκθετικά με τον αριθμό των καταστάσεων στο διάγραμμα Trellis.

2.11.3 Χώρο-Χρόνου Κώδικες (Space Time Block Codes)

Εφ' όσον οι STTC καθιστούν αρκετά πολύπλοκη την αποκωδικοποίηση, είναι απαραίτητο να βρεθεί ένα σχήμα που συγχρόνως θα ελαττώνει την πολυπλοκότητα του κωδικοποιητή και του αποκωδικοποιητή και θα προσφέρει τη μέγιστη διαφορισιμότητα. Οι κώδικες που εκπληρώνουν τα δύο αυτά κριτήρια είναι γνωστοί ως Space Time Block κώδικες (STBC). Η απλούστερη μορφή ενός STBC είναι το σχήμα Alamouti που ήδη περιγράψαμε. Η γενική ιδέα των STBC είναι η χρησιμοποίηση ορθογώνιων πινάκων για την αναπαράσταση των ST κωδικών λέξεων. Στην περίπτωση αυτή και οι πίνακες διαφορών $\mathbf{E}_{i,j}$ θα είναι ορθογώνιοι, οπότε θα μπορούμε να πάρουμε την μέγιστη τάξη διαφορισιμότητας, σύμφωνα με το κριτήριο βαθμού. Συγχρόνως, η διαδικασία αποκωδικοποίησης απλουστεύεται σημαντικά. Οι κώδικες αυτοί συχνά αναφέρονται και ως ορθογώνιοι STBC (OSTBC).

Ας εξετάσουμε την επίδοση του σχήματος Alamouti σε σχέση με τα κριτήρια τάξης και ορίζουσας. Η ST κωδική λέξη που μεταδίδεται είναι ως γνωστόν :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

Ο πίνακας διαφορών $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{s}^{(i)} - \mathbf{s}^{(j)}$, όπου $\mathbf{s}^{(i)}$ και $\mathbf{s}^{(j)}$ μεταξύ δύο οποιονδήποτε κωδικών λέξεων $\mathbf{S}^{(i)}$ και $\mathbf{S}^{(j)}$ θα είναι της μορφής :

$$\mathbf{E}_{i,j} = \begin{bmatrix} e_1 & -e_2^* \\ e_2 & e_1^* \end{bmatrix}$$

Ο πίνακας $\mathbf{E}_{i,j}$ είναι ορθογώνιος πίνακας, όπως ακριβώς και οι πίνακες $\mathbf{S}^{(i)}$ και $\mathbf{S}^{(j)}$, και έχει δύο μη μηδενικές ιδιοτιμές, ο βαθμός του είναι δηλαδή $r = 2$. Το σχήμα Alamouti προσφέρει λοιπόν $2M_R$ τάξη διαφορισιμότητας, όπου M_R ο αριθμός των κεραιών λήψης. Καθώς ο δέκτης μπορεί να διαχωρίσει τα σύμβολα μεταξύ τους, αφού λαμβάνει $y_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}\|_F^2 s_i + n$, $i = 1, 2$, βλέπουμε πώς μειώνεται σημαντικά η πολυπλοκότητα του αποκωδικοποιητή. Ένα προσαρμοσμένο φίλτρο μπορεί να διαχωρίσει τις δύο ακολουθίες y_1 και y_2 , κάθε μια από τις οποίες ανιχνεύεται στη συνέχεια με MLD.

Ανάλογα σχήματα κωδικοποίησης μπορούν να σχεδιαστούν και για μεγαλύτερο αριθμό κεραιών στον πομπό, $M_T > 2$. Για παράδειγμα, ένας OSTBC για $M_T = 4$ θα μπορούσε να είναι :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}, \text{ όπου τα σύμβολα } s_1, s_2, s_3 \text{ και } s_4 \text{ ανήκουν σε}$$

πραγματικό αστερισμό (real constellation). Ο πίνακας διαφορών $\mathbf{E}_{i,j}$ είναι ορθογώνιος για οποιοσδήποτε κωδικές λέξεις $\mathbf{S}^{(i)}$ και $\mathbf{S}^{(j)}$. Η μέση πιθανότητα λάθους PEP στην περιοχή υψηλών τιμών του SNR θα έχει άνω όριο :

$$P(\mathbf{S}^i \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \left(\frac{M_T}{\|\mathbf{E}_{i,j}\|_F^2} \right)^{M_T M_R} \left(\frac{\rho}{4M_T} \right)^{-M_T M_R}$$

δηλαδή η διαφορισιμότητα που προσφέρεται από τον OSTBC είναι η μέγιστη δυνατή, $M_T M_R$.

Για τους κώδικες που εξετάσαμε μέχρι τώρα ισχύει $r_s = 1$. Στο σχήμα Alamouti δύο σύμβολα μεταδίδονται κάθε δύο περιόδους συμβόλου, ενώ ο ίδιος ρυθμός ισχύει και για το σχήμα της διαφορισιμότητας με καθυστέρηση. Οι κώδικες που έχουν $r_s = 1$ καλούνται full rate κώδικες. Έχει αποδειχθεί ότι τέτοιου είδους κώδικες υπάρχουν για περιορισμένες διατάξεις κεραιών και σχήματα διαμόρφωσης. Έτσι, STBC με $r_s = 1$ είναι δυνατός για κάθε αριθμό M_T κεραιών στον πομπό, για μετάδοση συμβόλων που προέρχονται όμως μόνο από πραγματικούς αστερισμούς. Στην περίπτωση όπου οι αστερισμοί από τους οποίους προέρχονται τα σύμβολα είναι μιγαδικοί (complex constellations) ο ρυθμός $r_s = 1$ επιτυγχάνεται μόνο για $M_T = 2$. Ρυθμός $r_s = 3/4$ επιτυγχάνεται και για μιγαδικούς αστερισμούς και για αριθμό κεραιών $M_T = 3$ ή 4, ενώ ρυθμός $r_s = 1/2$ επιτυγχάνεται για οποιονδήποτε αριθμό κεραιών στον πομπό και για όλους τους αστερισμούς.

Συνοψίζοντας, τόσο οι STTC όσο και οι STBC κώδικες βελτιστοποιούν την επίδοση του καναλιού όσον αφορά τα σφάλματα. Σύμφωνα με το κριτήριο τάξης, και τα δύο σχήματα κωδικοποίησης με κατάλληλο σχεδιασμό παρέχουν την μέγιστη $M_R M_T$ τάξη διαφορισιμότητας. Οι STTC κώδικες προσφέρουν επίσης και κέρδος κωδικοποίησης, σε αντίθεση με τους OSTBC, με κόστος την υψηλή πολυπλοκότητα. Παρ' όλα αυτά, ο συνδυασμός ενός STBC με

έναν εξωτερικό STTC ξεπερνάει σε επίδοση τον STTC με την ίδια υπολογιστική πολυπλοκότητα.

2.12 Χωρική Πολυπλεξία (Spatial Multiplexing)

Οι κώδικες που εξετάσαμε προηγουμένως χαρακτηρίζονταν από χωρικό ρυθμό $r_s < 1$ και πρόσφεραν διαφορισιμότητα τάξης $M_T M_R$. Ένα ή και λιγότερα σύμβολα μεταδίδονταν κατά τη διάρκεια μιας συμβολοπεριόδου. Θα ασχοληθούμε τώρα με την μέθοδο της χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing), όπου μεταδίδουμε M_T ανεξάρτητα σύμβολα σε κάθε περίοδο. Θεωρούμε αρχικά ότι δεν υπάρχει κωδικοποίηση στο πεδίο του χρόνου, δηλαδή $r_t = 1$. Η ακολουθία συμβόλων που είναι προς μετάδοση αποπολυπλέκεται σε M_T υπο – ακολουθίες που μεταδίδονται από τις M_T κεραιές του πομπού. Ισχύει δηλαδή $r_s = M_T$, οπότε ο ρυθμός μετάδοσης θα είναι $qr_t r_s = qM_T$, όπου q τα bits ανά σύμβολο. Στον δέκτη, κάθε διάνυσμα που λαμβάνεται αντιμετωπίζεται ως ξεχωριστή κωδική λέξη και αποκωδικοποιείται με ML ανίχνευση. Παρατηρούμε ότι ο πίνακας διαφορών $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{s}^{(i)} - \mathbf{s}^{(j)}$, όπου $\mathbf{s}^{(i)}$ και $\mathbf{s}^{(j)}$ δύο οποιαδήποτε πιθανά διανύσματα είναι διαστάσεων $M_T \times 1$, άρα ο πίνακας $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ θα έχει βαθμό 1. Η μέση πιθανότητα PEP θα έχει όριο :

$$P(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(j)}) \leq \frac{1}{\lambda_k^{M_R}} \left(\frac{\rho}{4M_T} \right)^{-M_R}$$

όπου λ_k οι ιδιοτιμές του $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$, δηλαδή $\lambda_k = \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ αφού ο πίνακας $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ έχει βαθμό 1. Παρατηρούμε ότι η τάξη διαφορισιμότητας που επιτυγχάνεται είναι M_R . Η μέθοδος της χωρικής πολυπλεξίας μπορεί να θεωρηθεί, λοιπόν, ως ST κώδικας με χωρικό ρυθμό $r_s = M_T$ και τάξη διαφορισιμότητας M_R . Στη

συνέχεια περιγράφουμε συνοπτικά τα δημοφιλέστερα σχήματα κωδικοποίησης για χωρική πολυπλεξία.

2.12.1 Οριζόντια Κωδικοποίηση (Horizontal Encoding – HE)

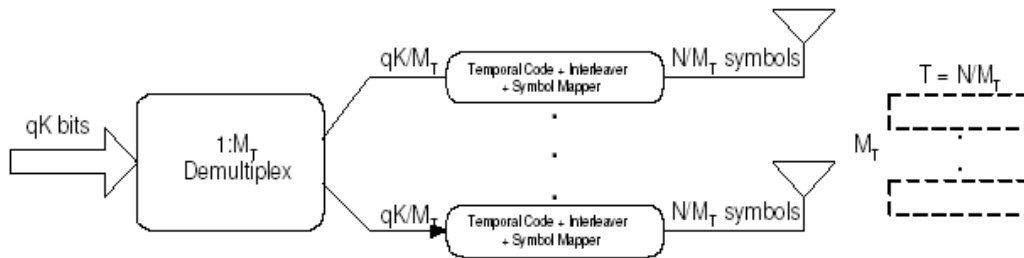


Figure 2.18 Οριζόντια κωδικοποίηση. Επιτυγχάνεται διαφορισιμότητα M_R τάξης.

Στην οριζόντια κωδικοποίηση η ακολουθία των bits αποπολυπλέκεται αρχικά σε M_T ξεχωριστές ακολουθίες. Κάθε μια από αυτές υφίσταται ξεχωριστή επεξεργασία (temporal coding, interleaving, symbol mapping) και μεταδίδεται στη συνέχεια από κάθε κεραία. Ο χωρικός ρυθμός είναι ίσος με $r_s = M_T$, άρα ο ρυθμός μετάδοσης θα είναι $qr_s M_T$ bits ανά μετάδοση. Η μέγιστη τάξη διαφορισιμότητας που μπορεί να επιτύχει το σχήμα της οριζόντιας κωδικοποίησης είναι M_R , καθώς κάθε σύμβολο μεταδίδεται από μία μόνο κεραία αλλά λαμβάνεται και από τις M_R κεραίες στον δέκτη. Αυτό είναι το μοναδικό μειονέκτημα της HE και αντισταθμίζεται από την απλούστευση του σχεδιασμού του δέκτη. Το κέρδος κωδικοποίησης που προσφέρει το σχήμα εξαρτάται από την χρονική κωδικοποίηση (r_t) ενώ το κέρδος συστοιχίας που μπορεί να επιτευχθεί είναι M_R .

2.12.2 Κάθετη κωδικοποίηση (Vertical Encoding – VE)

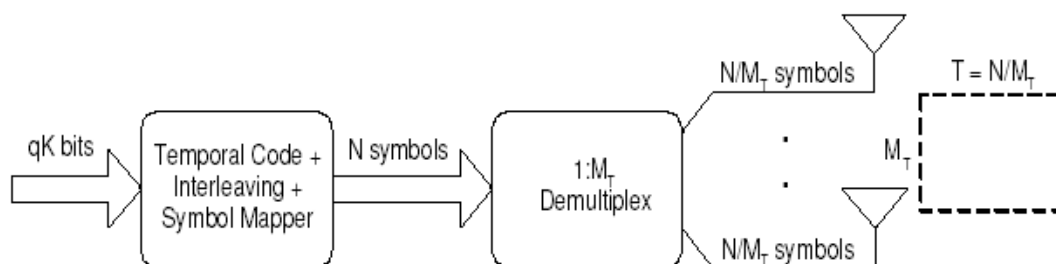


Figure 2.19 Κάθετη κωδικοποίηση. Τα bits πληροφορίας «απλώνονται» σε όλες τις κεραίες του πομπού. Στον δέκτη η αποκωδικοποίηση είναι αρκετά πολύπλοκη.

Στην κάθετη κωδικοποίηση η ακολουθία των bits υφίσταται αρχικά επεξεργασία (temporal coding, interleaving, symbol mapping) και στην συνέχεια αποπολυπλέκεται σε M_T ακολουθίες, κάθε μία από τις οποίες μεταδίδεται κατόπιν από μία κεραία του δέκτη. Σε αντίθεση με την οριζόντια κωδικοποίηση, εδώ τα bits πληροφορίας «απλώνονται» στην συστοιχία των κεραιών του πομπού και μεταδίδονται από όλες τις κεραίες. Το σχήμα αυτό μπορεί να επιτύχει την βέλτιστη δυνατή επίδοση. Το αντίτιμο που πληρώνουμε είναι η αυξημένη πολυπλοκότητα του δέκτη. Ο χωρικός ρυθμός είναι $r_s = M_T$ και ο ρυθμός μετάδοσης $qr_t M_T$. Αφού κάθε σύμβολο πληροφορίας μεταδίδεται από περισσότερες από μία κεραίες, η κάθετη κωδικοποίηση μπορεί να προσφέρει κέρδος διαφορισιμότητας μεγαλύτερο από M_R . Το κέρδος κωδικοποίησης εξαρτάται από τον ρυθμό r_t και το μέγιστο κέρδος συστοιχίας που μπορεί να επιτευχθεί είναι M_R .

2.12.3 Διαγώνια Κωδικοποίηση (Diagonal Encoding – DE)

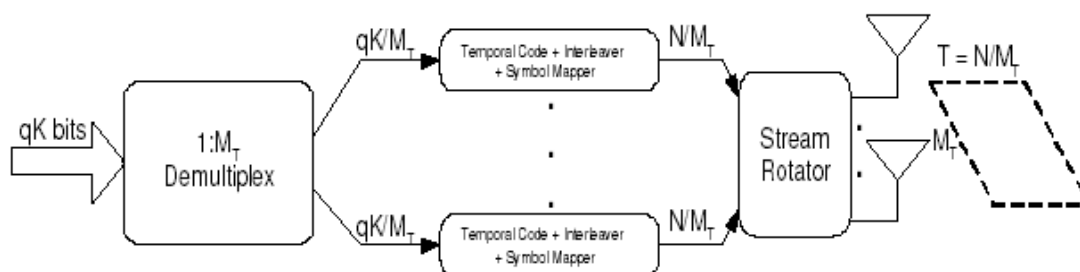


Figure 2.20 Διαγώνια κωδικοποίηση. Χάρη στον περιστροφέα (stream rotator) τα bits πληροφορίας «απλώνονται» και μεταδίδονται από όλες τις κεραίες.

Η τεχνική της διαγώνιας κωδικοποίησης αποτελεί εξέλιξη της οριζόντιας κωδικοποίησης. Η προς μετάδοση ακολουθία υπόκειται αρχικά σε οριζόντια κωδικοποίηση. Κάθε ξεχωριστή κωδική λέξη χωρίζεται στη συνέχεια σε πλαίσια (frames), τα οποία περιστρέφονται περιοδικά σε όλες τις κεραίες. Αν η κωδική λέξη είναι αρκετά μεγάλη μπορούμε να εξασφαλίσουμε ότι θα μεταδοθεί από όλες τις κεραίες του πομπού. Όπως προηγουμένως, ο χωρικός ρυθμός είναι $r_s = M_T$ και ο ρυθμός μετάδοσης $qr_s M_T$. Η DE μπορεί να επιτύχει την μέγιστη τάξη διαφορισιμότητας $M_R M_T$, εφ' όσον χρησιμοποιηθεί βέλτιστο σχήμα χρονικής κωδικοποίησης και η περιστροφή γίνει κατά τον βέλτιστο τρόπο. Το κέρδος κωδικοποίησης εξαρτάται από τον ρυθμό r_t και το μέγιστο κέρδος συστοιχίας που μπορεί να επιτευχθεί είναι M_R .

Chapter 3

Point-to-Point MIMO system

3.1 ΔΕΚΤΕΣ MIMO (Receivers MIMO)

Κατά την μελέτη των δεκτών για ασύρματα συστήματα MIMO θα διακρίνουμε τις περιπτώσεις σχημάτων κωδικοποίησης που εξάγουν χωρική διαφορισιμότητα ($r_s \leq 1$) και των σχημάτων χωρικής πολυπλεξίας (SM).

3.1.1 Δέκτες MIMO για σχήματα χωρικής διαφορισιμότητας (ST)

Θυμόμαστε ότι αν χρησιμοποιήσουμε το σχήμα Alamouti σε ένα frequency flat σύστημα MIMO με $M_T \leq 2$ κεραιές στον πομπό και M_R κεραιές στον δέκτη, παίρνουμε την εξής σχέση εισόδου – εξόδου :

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}\|_F^2 s + n$$

Παρατηρούμε ότι το MIMO κανάλι \mathbf{H} μετατρέπεται σε ένα απλό κανάλι SISO $\|\mathbf{H}\|_F^2$. Αν στον πομπό έχουμε περισσότερες κεραιές από 2, δηλαδή $M_T > 2$, τότε μπορούμε να επιτύχουμε παρόμοια μετατροπή του MIMO καναλιού σε SISO χρησιμοποιώντας ορθογώνιους STBC (OSTBC). Η ιδιότητα αυτή επεκτείνεται ώστε να εφαρμόζεται και σε επιλεκτικά ως προς την συχνότητα κανάλια. Έτσι, σε όλες αυτές τις περιπτώσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν όλα τα σχήματα δεκτών για τις απλές SISO ζεύξεις που ήδη έχουμε εξετάσει.

Όσον αφορά τους ST κώδικες Trellis (STTC), δεν υπάρχει γενικά ένα ισοδύναμο SISO ή SIMO μοντέλο που να μπορεί να τους αναπαραστήσει επαρκώς. Ωστόσο για ορισμένους κώδικες μπορεί να γίνει μία τέτοια μετατροπή. Το MIMO σύστημα αναπαρίσταται συνήθως ως ένα επιλεκτικό ως προς την συχνότητα SIMO κανάλι, το οποίο διαθέτει M_T χρονοσχισμές

(temporal taps). Η αποκωδικοποίηση γίνεται με χρήση του αλγόριθμου Viterbi, διανυσματικά ή βαθμωτά.

3.1.2 Δέκτες MIMO για σχήματα χωρικής πολυπλεξίας (SM)

Στην περίπτωση των σχημάτων χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing – SM) συναντάται το πρόβλημα της παρεμβολής μεταξύ των καναλιών (multistream interference – MSI). Τα πολλαπλά κανάλια στα οποία αποπολυπλέκεται το σήμα παρεμβάλλουν μεταξύ τους.

Αρχικά θα ασχοληθούμε με το σχήμα SM κατά το οποίο ο πομπός αποπολυπλέκει την ακολουθία των bits πληροφορίας στις M_T κεραίες (σχήμα SM χωρίς κωδικοποίηση). Αν θεωρήσουμε κανάλι μη επιλεκτικό ως προς την συχνότητα το μοντέλο σήματος θα είναι ως γνωστόν :

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

Υπενθυμίζουμε ότι \mathbf{y} είναι το $M_R \times 1$ διάνυσμα που φτάνει στον δέκτη, \mathbf{H} ο πίνακας $M_R \times M_T$ που περιγράφει το κανάλι, \mathbf{s} το $M_T \times 1$ διάνυσμα εκπομπής και \mathbf{n} το διάνυσμα που περιγράφει τον θόρυβο στον δέκτη, διαστάσεων $M_R \times 1$. Τα προβλήματα που καλείται να αντιμετωπίσει ένας δέκτης για ένα τέτοιο σύστημα είναι η MSI, οι διαλείψεις του ασύρματου καναλιού και ο προσθετικός θόρυβος.

A. Δέκτης ML

Ο δέκτης ML (Maximum Likelihood) είναι ο βέλτιστος δυνατός δέκτης για συστήματα MIMO – SM. Η αποκωδικοποίηση γίνεται ανά διάνυσμα. Αν τα σύμβολα προς εκπομπή έχουν την ίδια πιθανότητα να μεταδοθούν και είναι

χρονικά ακωδικοποίητα (temporally uncoded), τότε ο δέκτης ML διαλέγει το διάνυσμα \mathbf{s} που λύνει το πρόβλημα :

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} \right\|_F^2$$

Στον δέκτη πραγματοποιείται εξαντλητική αναζήτηση ανάμεσα σε όλα τα υποψήφια διανύσματα \mathbf{s} , αυτού που ικανοποιεί την παραπάνω συνθήκη. Εύκολα καταλαβαίνει κανείς ότι η υλοποίηση ενός τέτοιου ιδανικού δέκτη είναι εξαιρετικά πολύπλοκη, Η πολυπλοκότητα αυξάνεται εκθετικά με τον αριθμό κεραιών στον πομπό M_T . Είναι απαραίτητο, λοιπόν, να χρησιμοποιηθούν απλούστερες τεχνικές. Μία δημοφιλής μέθοδος είναι η σφαιρική αποκωδικοποίηση (sphere decoding). Η βασική ιδέα είναι να μειωθεί η πολυπλοκότητα μέσω της αναζήτησης του καταλληλότερου διανύσματος μεταξύ των σημείων \mathbf{H} που βρίσκονται στα όρια μιας συγκεκριμένης σφαίρας ακτίνας R γύρω από το διάνυσμα λήψης \mathbf{y} . Η ακτίνα R επιλέγεται έτσι ώστε να καλύπτεται ολόκληρος ο χώρος κατά τον πλέον «οικονομικό» τρόπο. Η σφαιρική αποκωδικοποίηση προσφέρει στην χειρότερη περίπτωση εκθετικά αυξανόμενη πολυπλοκότητα. Συνήθως, όμως η πολυπλοκότητα αυξάνεται κυβικά ή με ακόμα μικρότερο ρυθμό.

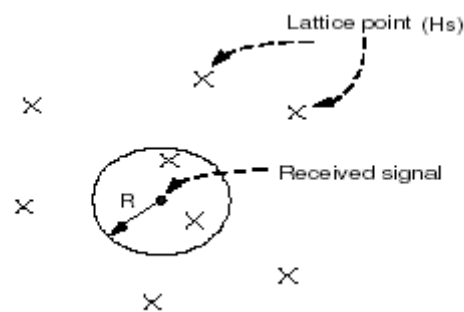


Figure 3.1 Σχηματική απεικόνιση της σφαιρικής αποκωδικοποίησης,

Η επίδοση του δέκτη ML αποτελεί όριο για τα υπόλοιπα σχήματα δεκτών, εφ' όσον όπως είπαμε πρόκειται για τον βέλτιστο δέκτη. Εξετάζουμε την επίδοσή του με το κριτήριο PEP (Pairwise Error Probability) που καθορίζει

την πιθανότητα να ανιχνευθεί το διάνυσμα $\mathbf{s}^{(j)}$ αντί για το διάνυσμα $\mathbf{s}^{(i)}$ που μεταδόθηκε. Για μεγάλες τιμές του SNR και για $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ έχουμε :

$$P(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(j)}) \leq \frac{1}{\left(\frac{\rho}{4M_T} \|\mathbf{d}_{i,j}\|_F^2 \right)^{M_R}}$$

όπου $\mathbf{d}_{i,j} = \mathbf{s}^{(i)} - \mathbf{s}^{(j)}$. Είναι φανερό ότι η τάξη διαφορισιμότητας που επιτυγχάνεται είναι ίση με M_R .

B. Γραμμικοί δέκτες – Δέκτης ZF

Η αυξημένη πολυπλοκότητα του δέκτη ML μπορεί να μειωθεί σημαντικά αν χρησιμοποιηθεί στον δέκτη ένα γραμμικό φίλτρο (linear filter) ώστε να διαχωριστούν οι ακολουθίες πληροφορίας (data streams) και στη συνέχεια να αποκωδικοποιηθούν η καθεμία ανεξάρτητα από τις άλλες.

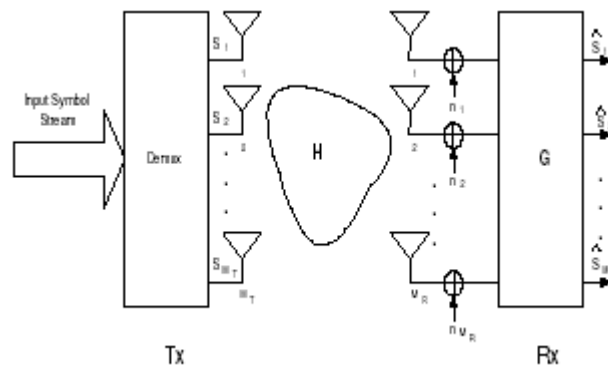


Figure 3.2 Σχηματική απεικόνιση γραμμικού δέκτη. Οι ακολουθίες bits διαχωρίζονται και αποκωδικοποιούνται ξεχωριστά.

Στην περίπτωση του δέκτη ZF (Zero – Forcing) ο πίνακας που χρησιμοποιείται για να διαχωριστεί το λαμβανόμενο σήμα στα επιμέρους σήματα από τα οποία αποτελείται είναι :

$$\mathbf{G}_{ZF} = \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \mathbf{H}^\dagger$$

όπου ο πίνακας \mathbf{G}_{ZF} έχει διαστάσεις $M_T \times M_R$ και χρησιμοποιείται για να αντιστρέψει το κανάλι. Στην έξοδο του δέκτη ZF θα έχουμε :

$$\mathbf{z} = \mathbf{s} + \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{n}$$

Παρατηρούμε ότι ο δέκτης ZF δημιουργεί M_T παράλληλα κανάλια από το αρχικό MIMO κανάλι. Είναι επίσης φανερό ότι ο δέκτης ZF προκαλεί ενίσχυση του θορύβου αλλά και συσχέτιση του μεταξύ των καναλιών. Κάθε ένα από τα M_T κανάλια αποκωδικοποιείται ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα, χωρίς να λαμβάνεται υπ' όψη ο συσχετισμένος θόρυβος. Διαπιστώνουμε τελικά ότι παρά το ότι η πολυπλοκότητα του δέκτη ZF είναι σημαντικά μειωμένη, ανάλογα χαμηλότερες είναι και οι επιδόσεις του.

Από την τελευταία σχέση υπολογίζουμε ότι η ισχύς του θορύβου για το k -οστό ($k = 1, 2, \dots, M_T$) κανάλι είναι $\frac{M_T}{\rho} \left[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \right]_{k,k}$ οπότε ο αντίστοιχος σηματοθορυβικός λόγος θα είναι ίσος με :

$$\eta_k = \frac{\rho}{M_T} \frac{1}{\left[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \right]_{k,k}}$$

Αν υποθέσουμε ότι $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, αποδεικνύεται ότι ο SNR για κάθε ένα από τα M_T κανάλια κατανέμεται σύμφωνα με την σχέση :

$$f(x) = \frac{M_T}{\rho (M_R - M_T)!} e^{-\frac{M_T}{\rho} x} \left(\frac{M_T}{\rho} x \right)^{M_R - M_T} u(x)$$

Για τον ρυθμό λαθών (SER- Symbol Error Rate) στο κανάλι θα ισχύει :

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{2M_T} \right)^{-(M_R - M_T + 1)}$$

Κάθε κανάλι επιτυγχάνει διαφορισιμότητα τάξης $M_R - M_T + 1$. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο σε κάθε κανάλι είναι $(M_R - M_T + 1) \frac{\rho}{M_T}$. Ο δέκτης ZF διαχωρίζει το MIMO κανάλι σε M_T παράλληλα κανάλια, κάθε ένα από τα οποία δίνει κέρδος διαφορισιμότητας και κέρδος συστοιχίας ανάλογο του $M_R - M_T + 1$. Για τις περιπτώσεις όπου $M_R = M_T$ η επίδοση των καναλιών γίνεται ανάλογη με αυτή της απλής SISO ζεύξης.

Στο επόμενο διάγραμμα [29] συγκρίνονται οι επιδόσεις του δέκτη ZF για διάφορα συστήματα MIMO, όπου υποθέτουμε ότι $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$. Στο ίδιο διάγραμμα είναι επίσης χαραγμένες και οι καμπύλες για τα αντίστοιχα SIMO συστήματα. Παρατηρούμε ότι η κλίση της καμπύλης για τα συστήματα MIMO με M_R κεραιές λήψης και M_T κεραιές εκπομπής είναι ίση με την κλίση της καμπύλης για τα SIMO συστήματα με $M_R - M_T + 1$ κεραιές λήψης. Παρ' όλα αυτά, στα συστήματα MIMO παρατηρούμε απώλειες στον SNR, καθώς κάθε κανάλι διαθέτει ποσοστό $1/M_T$ της συνολικής ισχύος.

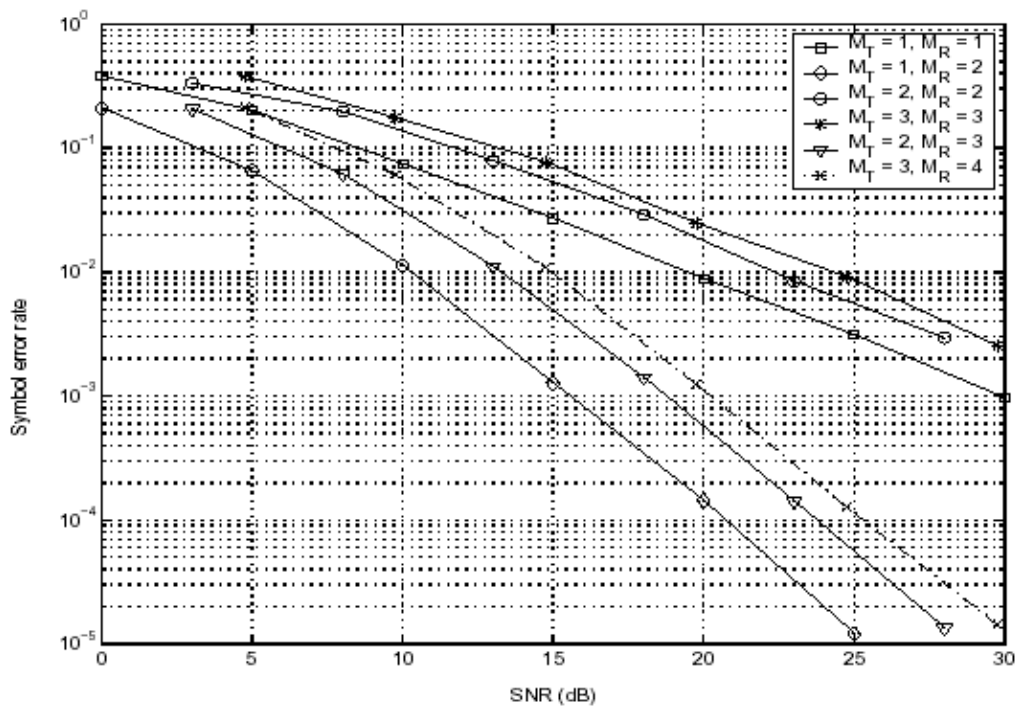


Figure 3.3 Επίδοση του δέκτη ZF για διάφορα συστήματα MIMO [29]

Από την μελέτη του δέκτη ZF παρατηρούμε ότι είναι κατώτερος από πλευράς επιδόσεων από τον δέκτη ML, προσφέροντας διαφορισιμότητα ίση με $M_R - M_T + 1$ αντί της μέγιστης δυνατής M_R .

Γ. Γραμμικοί δέκτες – Δέκτης MMSE

Ο δέκτης ZF εξαφανίζει την παρεμβολή μεταξύ των καναλιών (MSI), από την άλλη όμως προκαλεί σημαντική ενίσχυση του θορύβου. Ο δέκτης MMSE προσφέρει ισορροπία μεταξύ των δύο αυτών επιζημιων για την ζεύξη παραγόντων. Για το φίλτρο MMSE ισχύει :

$$\mathbf{G}_{MMSE} = \arg \min_{\mathbf{G}} \varepsilon \left\{ \left\| \mathbf{G} \mathbf{y} - \mathbf{s} \right\|_F^2 \right\}$$

Εφαρμόζοντας την αρχή της ορθογωνιότητας βρίσκουμε :

$$\mathbf{G}_{MMSE} = \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{M_T}{\rho} \mathbf{I}_{M_T} \right)^{-1} \mathbf{H}^H$$

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο και παρεμβολή (SINR – Signal to Noise and Interference Ratio) για το k -οστό κανάλι είναι :

$$\eta_k = \frac{1}{\left[\left(\frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \mathbf{I}_{M_T} \right)^{-1} \right]_{k,k}} - 1$$

ή ισοδύναμα :

$$\eta_k = \frac{\det(\mathbf{R}_{\mathbf{y}})}{\det\left(\mathbf{R}_{\mathbf{y}} - \frac{E_s}{M_T} \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H\right)} - 1$$

όπου \mathbf{h}_k είναι η k -οστή στήλη του πίνακα \mathbf{H} . Για χαμηλές τιμές του SNR ο δέκτης MMSE πλησιάζει την συμπεριφορά του προσαρμοσμένου φίλτρου

(MF), δηλαδή $\mathbf{G}_{MMSE} = N_o^{-1} \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H}^H$, και υπερτερεί του δέκτη ZF, ο οποίος εξακολουθεί να ενισχύει τον θόρυβο. Για υψηλές τιμές SNR παίρνουμε $\mathbf{G}_{MMSE} = \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \mathbf{H}^\dagger$, δηλαδή ο δέκτης MMSE προσεγγίζει τον δέκτη ZF.

Δ. Δέκτες SIC (Successive Interference Cancellation) – V – BLAST

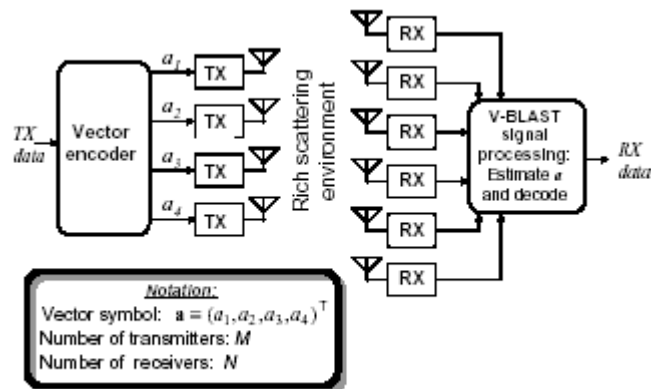


Figure 3.4 V - BLAST

Μία ελκυστική εναλλακτική λύση σε σχέση με τους δέκτες ZF και MMSE είναι ο δέκτης V – BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space – Time Architecture). Στον δέκτη V – BLAST, αντί να γίνεται κοινή αποκωδικοποίηση των μεταδιδόμενων σημάτων, η αποκωδικοποίηση γίνεται σε διαφορετικά επίπεδα (layers). Η ανίχνευση για τον δέκτη V – BLAST μπορεί να γίνει με δύο τρόπους. Ο πρώτος είναι να χρησιμοποιηθούν γραμμικές τεχνικές, π.χ. γραμμική ακύρωση (linear nulling). Σε αυτή την περίπτωση κάθε υπο – κανάλι θεωρείται ότι είναι το επιθυμητό σήμα και τα υπόλοιπα λαμβάνονται ως παρεμβολές. Η ακύρωση (nulling) πραγματοποιείται εφαρμόζοντας κάποια βάρη στα λαμβανόμενα σήματα ώστε να ικανοποιηθεί κάποιο συγκεκριμένο κριτήριο, όπως το κριτήριο MMSE, ή το ZF. Για παράδειγμα για ZF – nulling τα διανύσματα – βάρη επιλέγονται :

$$\mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_j = \begin{cases} 0 & j > 1 \\ 1 & j = 1 \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, M_T, \quad \text{όπου } \mathbf{h}_j \text{ είναι η } j\text{-οστή στήλη του πίνακα } \mathbf{H}$$

που περιγράφει το ασύρματο κανάλι. Τα βήματα του αλγόριθμου είναι τα εξής :

ΒΗΜΑ 1^ο

Εφαρμόζουμε το βάρος \mathbf{w}_1 στο διάνυσμα \mathbf{y} που λαμβάνει ο δέκτης :

$$\tilde{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{w}_1^T \mathbf{y}$$

ΒΗΜΑ 2^ο

Κομματιάζουμε (slicing) το $\tilde{\mathbf{s}}_1$ ώστε να πάρουμε το $\hat{\mathbf{s}}_1$:

$$\hat{\mathbf{s}}_1 = Q(\tilde{\mathbf{s}}_1)$$

όπου το $Q(\)$ συμβολίζει την διαδικασία ποσοτικοποίησης (quantization), η οποία εξαρτάται από τον αστερισμό (constellation) που χρησιμοποιείται.

ΒΗΜΑ 3^ο

Υποθέτοντας ότι $\hat{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{s}_1$, απαλείφουμε το \mathbf{s}_1 από το διάνυσμα \mathbf{y} , και παίρνουμε το τροποποιημένο διάνυσμα λήψης \mathbf{y}_2 :

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{s}}_1 \mathbf{h}_1$$

όπου \mathbf{h}_1 είναι η πρώτη στη συγκεκριμένη περίπτωση στήλη του πίνακα \mathbf{H} . Στη συνέχεια στο διάνυσμα \mathbf{y}_2 εφαρμόζεται το βάρος \mathbf{w}_2 και ο αλγόριθμος επαναλαμβάνεται για τα υπόλοιπα σήματα.

Τα βήματα της διαδικασίας ανίχνευσης εξαρτώνται προφανώς από το κριτήριο που θα χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό των διανυσμάτων

ακύρωσης (nulling vector) \mathbf{w}_i . Όπως προαναφέραμε συνήθως χρησιμοποιούνται το κριτήριο MMSE ή το ZF. Από την σχέση

$$\mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_j = \begin{cases} 0 & j > i \\ 1 & j = i \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, M_T$$

που χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό

του i -οστού ZF διανύσματος, προκύπτει ότι το διάνυσμα \mathbf{w}_i είναι ορθογώνιο ως προς τον χώρο (subspace) που δημιουργείται από την συνεισφορά στο διάνυσμα \mathbf{y}_i που οφείλονται στα σύμβολα που δεν έχουν ακόμα εκτιμηθεί και ακυρωθεί. Εύκολα αποδεικνύεται ότι η προηγούμενη σχέση επαληθεύεται από την i -οστή σειρά του πίνακα $\mathbf{H}^{\dagger \overline{i-1}}$, όπου το σύμβολο \dagger συμβολίζει τον ψευδο – αντίστροφο (pseudo – inverse) και το $\overline{i-1}$ συμβολίζει ότι τον πίνακα που προκύπτει αν μηδενίσουμε τις στήλες $1, 2, \dots, i$ του πίνακα \mathbf{H} .

E. Δέκτες OSIC (Ordered Successive Cancellation) – V – BLAST

Ο δεύτερος τρόπος ανίχνευσης στον δέκτη V – BLAST είναι να χρησιμοποιηθούν μη – γραμμικές (non - linear) τεχνικές σε συνδυασμό με την γραμμική ακύρωση που είδαμε προηγουμένως. Στην περίπτωση αυτή αναφερόμαστε στους δέκτες OSIC (Ordered Successive Cancellation), οι οποίοι υπερέχουν των απλών SIC δεκτών. Μία δημοφιλής μη γραμμική τεχνική είναι η nulling and symbol cancellation, όπου παράλληλα με την μέθοδο linear nulling εφαρμόζεται και η τεχνική ακύρωσης συμβόλου (symbol cancellation). Η χρήση της αφαιρεί την παρεμβολή από τα ήδη ανιχνευμένα συστατικά του διανύσματος λήψης, με αποτέλεσμα στο τροποποιημένο διάνυσμα λήψης που σχηματίζεται να υπάρχουν λιγότερες παρεμβολές. Ο λόγος που η τεχνική αυτή αποδίδει καλύτερα από ότι αν χρησιμοποιούσαμε την προηγούμενη μέθοδο εξηγείται ως εξής : Αν χρησιμοποιήσουμε μόνο nulling, κάθε διάνυσμα \mathbf{w}_i απαιτείται να είναι ορθογώνιο σε $M_T - 1$ στήλες του πίνακα \mathbf{H} . Αν χρησιμοποιήσουμε παράλληλα και symbol cancellation το

διάνυσμα w_i πρέπει να είναι ορθογώνιο μόνο με τα $M_T - i$ συστατικά του διανύσματος εκπομπής s που δεν έχουν ακόμα ανιχνευθεί.

Στην περίπτωση των δεκτών OSIC είναι καθοριστική για την συνολική επίδοση του συστήματος η σειρά με την οποία ανιχνεύονται τα στοιχεία του s . Η βέλτιστη σειρά ανίχνευσης προκύπτει αν απλά επιλέγουμε τον ισχυρότερο σηματοθορυβικό λόγο σε κάθε στάδιο της διαδικασίας. Τα βήματα του αλγόριθμου V – BLAST OSIC είναι τα εξής :

BHMA 1^ο : Nulling

Παίρνουμε μία εκτίμηση του ισχυρότερου από τα σήματα που μεταδόθηκαν, π.χ. με το κριτήριο ZF ή το MMSE.

BHMA 2^ο : Slicing

Το σήμα αυτό ανιχνεύεται ώστε να εξαχθούν τα bits πληροφορίας.

BHMA 3^ο : Symbol Cancellation

Τα bits πληροφορίας επαναδιαμορφώνονται και εφαρμόζεται σε αυτά η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού, ώστε να υπολογιστεί η συνεισφορά τους στο σήμα του δέκτη. Το διάνυσμα που προκύπτει αφαιρείται από το διάνυσμα λήψης και ο αλγόριθμος επιστρέφει στο πρώτο βήμα ώσπου να αποκωδικοποιηθούν όλα τα σήματα.

Οι δέκτες V – BLAST SIC και V – BLAST OSIC υπερέχουν όσον αφορά την απόδοση των δεκτών MMSE, ZF και παράλληλα είναι λιγότεροι πολύπλοκοι στην υλοποίηση από τον βέλτιστο δέκτη ML. Στην περίπτωση του δέκτη SIC η τάξη διαφορισιμότητας που επιτυγχάνεται είναι $M_T - M_R + 1$. Στους δέκτες OSIC η τάξη διαφορισιμότητας είναι μεγαλύτερη και κυμαίνεται μεταξύ $M_T - M_R + 1$ και M_R .

3.2 Αποκωδικοποίηση του OSTBC (Decoding of OSTBC)

Σημείωση ότι το $s \in S$, όπου $S = \{s_1 s_2 \dots s_L\}$ είναι το σύνολο όλων των πιθανών διανυσμάτων, και L είναι η αριθμητική τους σχέση. Ωστόσο ένα διάνυσμα s περιλαμβάνει $\log_2 L$ πληροφορία bits. Ο βέλτιστος ML ανιχνευτής βασίζεται στην αρχή του πλησιέστερου γείτονα αποκωδικοποίησης. Αυτή η αρχή χρησιμοποιεί την γνώση του καναλιού για να βρεί το πλησιέστερο σημείο του λαμβανόμενου σήματος στο αθόρυβο διάστημα παρατήρησης $y = \{Y_1 Y_2 \dots Y_L\}$.

$$l_{opt} = \arg \min_{l \in \{1 \dots L\}} \|Y - Y_l\|_F \quad (3.0)$$

Όπου Y_l είναι το αθόρυβο λαμβανόμενο σήμα πίνακα που αντιστοιχεί στο διάνυσμα του συμβόλου πληροφορίας S_l .

3.3 Constellation Space Invariance of OSTBC

Στην ενότητα αυτή, βλέπουμε ότι η εσωτερική δομή του διανύσματος χώρου του αστερισμού εισόδου να παραμένει αναλλοίωτο στα αποτελέσματα τόσο στο OSTBC όσο και στο κανάλι εκτός από ορισμένους παράγοντες κλιμάκωσης (scaling factors). Μετά από αυτό το βασικό μοντέλο STBC, το οποίο έχει ομοιότητα με εκείνο το μοντέλο που χρησιμοποιείται στην επεξεργασία σήματος [4]. Αυτή η ομοιότητα θα χρησιμοποιηθεί σε πολλούς χρήστες MV δέκτες στο επόμενο κεφάλαιο της εργασίας. Πριν την συνέχιση αυτής της ενότητας παρακαλώ θα πρέπει να δείτε το [παράρτημα A] για περισσότερους ορισμούς των εσωτερικών χώρων.

Ας θεσπίσουμε τους εσωτερικούς χώρους του προϊόντος (inner product).

$$S \triangleq \mathbb{C}^{K \times 1}$$

$$\chi \triangleq \mathcal{F}_c(S) = \{\mathcal{F}_c(S) | s \in S\}$$

$$y \triangleq H_c(\chi) = \{XH | X \in \chi\}$$

Επειδή το $\mathcal{F}_C(S)$ είναι γραμμικό σε σχέση με το S_k και S_k^* , $\mathcal{F}_C(S)$ μπορεί να γραφτεί ως :

$$\mathcal{F}_C(S) = \sum_{k=1}^K (C_k \text{Re}\{S_k\} + D_k \text{Im}\{S_k\}) \quad (3.1)$$

Όπου C_k και D_k είναι $T \times N$ complex matrix οι οποίες καθορίζουν την μήτρα OSTBC των πικάκων \mathcal{F}_C .

Χρησιμοποιώντας την (3.1) έχουμε :

- Για όλα τα $a, b \in S$, $\mathcal{F}_C(a+b) = \mathcal{F}_C(a) + \mathcal{F}_C(b)$
- Για όλα τα $a \in S$, και για κάθε πραγματικό $\kappa \in \mathbb{R}$, $\mathcal{F}_C(\kappa a) = \kappa \mathcal{F}_C(a)$

Το \mathcal{F}_C είναι ένας γραμμικός operator. Επιπλέον, εμείς έχουμε λάβει \mathcal{F}_C που έχει ομοιότητα με τον παράγοντα κλιμάκωσης/συντελεστή προσαύξησης (scaling factor) του \sqrt{N} $X \in \chi$, $\|X\|_F = \sqrt{\text{tr}(X^H X)} = \sqrt{N} \|s\|$.

Επιπλέον, $\mathcal{H}: \chi \rightarrow \chi$ όπου $\forall X \in \chi$, $\mathcal{H}(X) = XH$. Είναι εύκολο να καταλάβουμε ότι το \mathcal{H} είναι ένας γραμμικός operator και όμοιος με τον παράγοντα κλιμάκωσης/συντελεστή προσαύξησης (scaling factor) του $(1/\sqrt{N}) \|H\|_F$.

- Operator: μια λειτουργία όπως η διαφοροποίηση μιας συνάρτησης ή η περιστροφή ενός διανύσματος.

$$\begin{aligned} \|\mathcal{H}(X)\|_F^2 &= \|XH\|_F^2 \\ &= \text{tr}(XHH^H X^H) \\ &= \text{tr}(X^H X H H^H) \\ &= \text{tr}(\|s\|^2 H H^H) \\ &= \|H\|_F^2 \|s\|^2 \end{aligned}$$

Επομένως :

$$\|\mathcal{H}(X)\|_F = (1/\sqrt{N}) \|H\|_F \|X\|_F \quad (3.2)$$

Εμείς παρατηρούμε ότι ο συνδυασμός λειτουργίας $\mathcal{H}\mathcal{F}_C$ έχει το ίδιο αποτέλεσμα / συμπέρασμα με τον συντελεστή προσαύξησης (scaling factor) του $\|H\|_F$. Αυτό το μαθηματικό αποτέλεσμα υποδηλώνει ότι τόσο ο OSTBC όσο και το κανάλι δεν θα αλλάξουν το σχήμα του σήματος αστερισμού.

Ορίζονται οι μήτρες $C_k \triangleq \mathcal{F}_C(e_k)$ και $D_k \triangleq \mathcal{F}_C(je_k)$ για $k = 1, 2, \dots, K$, όπου e_k είναι το $K \times 1$ διάνυσμα βάσης του οποίου k th θέση είναι 1 και 0 αλλού. Ας παρουσιάσουμε τα σύνολα :

$$\begin{aligned} S_B &\triangleq \{e_k, je_k\}_{k=1}^K \\ X_B &\triangleq \{C_k, D_k\}_{k=1}^K \\ y_B &\triangleq \{C_k H, D_k H\}_{k=1}^K \end{aligned} \quad (3.3)$$

Οι οποίες αντιπροσωπεύουν ορθογώνιες βάσεις εσωτερικού χώρου των προϊόντων (inner product) S , X και y αντίστοιχα. Τότε, μπορούμε να δείξουμε ότι τόσο οι επιπτώσεις του OSTBC όσο και του καναλιού μπορούν να εκφραστούν από τις μετρήσεις ως :

$$\mathbb{B} = [\underline{C_1} \underline{C_2} \dots \underline{C_K} \underline{D_1} \dots \underline{D_K}] \quad (3.4)$$

$$\mathbb{H} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{H^T\} \otimes I_T & -\text{Im}\{H^T\} \otimes I_T \\ \text{Im}\{H^T\} \otimes I_T & \text{Re}\{H^T\} \otimes I_T \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Όπου \otimes δηλώνουμε το Kronecker product και το “underline” operator από το [παράρτημα A].

Ως εκ τούτου, $\underline{X} = \mathbb{B} \underline{S}$ και (2.2) μπορεί να γραφτεί ως :

$$\underline{Y} = \mathbb{H} \mathbb{B} \underline{S} + \underline{V} \quad (3.6)$$

Επιπλέον, θέτουμε :

$$\begin{aligned} A(H) &\triangleq \mathbb{H} \mathbb{B} \\ &= [\underline{C_1 H} \underline{C_2 H} \dots \underline{C_K H} \underline{D_1 H} \dots \underline{D_K H}] \end{aligned} \quad (3.7)$$

Σημείωση ότι οι στήλες του \mathbb{B} και του $A(H)$ είναι μέλη της ορθογώνιας βάσης $X_{\mathbb{B}}$ και $y_{\mathbb{B}}$ αντίστοιχα. Αυτό σημαίνει ότι :

$$\mathbb{B}^T \mathbb{B} = \mathbf{N} I_{2K} \quad (3.8)$$

$$A^T(H) A(H) = \|H\|_F^2 I_{2K} \quad (3.9)$$

Τελικά, συνδυάζοντας το (3.6) και το (3.7) προκύπτει :

$$\underline{Y} = A(H)\underline{s} + \underline{V} \quad (3.10)$$

Είναι ενδιαφέρον το γεγονός ότι το (3.10) είναι παρόμοιο με το μοντέλο επεξεργασίας σήματος [6], όπου \underline{s} , \underline{Y} , και $A(H)$ είναι χαρακτηριστικά του σήματος, όπως η πηγή διανυσματος, το στιγμιότυπο διάνυσμα, και η μήτρα του σήματος διεύθυνση του σήματος στο μοντέλο επεξεργασίας, αντίστοιχα. Αυτό το παρόμοιο μοντέλο (3.10) θα αξιοποιηθεί στο επόμενο κεφάλαιο με την ανάπτυξη πολλαπλών γραμμικών δεκτών.

3.4 Alternative form of ML decoding using OSTBC Intrinsic Structure

Χρησιμοποιώντας τον χώρο αστερισμού αναλλοίωτο, εμείς μπορούμε να έχουμε μια εναλλακτική λύση μιας απλής έκφρασης για την ML αποκωδικοποίηση [4]. Όταν ένα μπλόκ σήμα Y έχει ληφθεί, θα περάσει μέσα από τον ML αποκωδικοποιητή ο οποίος βρίσκεται στον αθόρυβο χώρο \tilde{y} βρίσκεται πλησιέστερα στο Y . Το \tilde{y} βρίσκεται στον υποχώρο y . Ο πίνακας Y μπορεί να θεωρηθεί ως το άθροισμα των δύο συνηστώσεων Y_{\parallel} και Y_{\perp} , όπου Y_{\parallel} είναι η προβολή του Y στο y και Y_{\perp} είναι ορθογώνιο στο y . Ως αποτέλεσμα

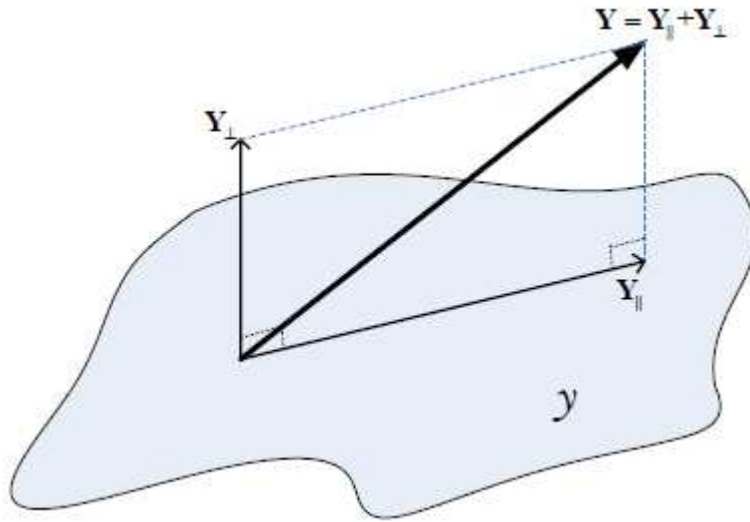


Figure 3.5 Orthogonal projection.

$Y = Y_{\parallel} + Y_{\perp}$ βλέπουμε το Figure 3.5 και (3.9), η ML αποκωδικοποίηση μπορεί να γραφτεί ως ακολούθως :

$$\begin{aligned} l_{\text{opt}} &= \arg \min_{l \in \{1 \dots L\}} \|Y - Y_l\|_F^2 \\ &= \arg \min_{l \in \{1 \dots L\}} \|Y_{\parallel} + Y_{\perp} - Y_l\|_F^2 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Εμείς ξέρουμε ότι Y_{\parallel} και \tilde{y} είναι y , και Y_{\perp} είναι ορθογώνιο του y . Από την αρχή της ορθογωνιότητας μπορεί εύκολα να προκύψει :

$$l_{\text{opt}} = \arg \min_{l \in \{1 \dots L\}} (\|Y_{\perp}\|_F^2 + \|Y_{\parallel} - Y_l\|_F^2) \quad (3.12)$$

Επειδή ο όρος Y_{\perp} είναι ανεξάρτητος του l , ότι Y_{\perp} δεν περιέχει καμία πληροφορία σήματος & μπορεί επομένως να αγνοηθεί στην ελαχιστοποίηση. Ως εκ τούτου, (3.12) γίνεται :

$$l_{\text{opt}} = \arg \min_{l \in \{1 \dots L\}} (\|Y_{\parallel} - Y_l\|_{\mathbb{F}}^2) \quad (3.13)$$

Αυτός ο ML αποκωδικοποιητής βρίσκει ένα μέλος του \tilde{y} το οποίο είναι πλησιέστερο του Y_{\parallel} . Επιπλέον, αυτό σημαίνει ότι θα βρούμε ένα μέλος του \tilde{S} που είναι πιο κοντά του s_{\parallel} , όπου $s_{\parallel} \in S$ και $s_{\parallel} \triangleq (\mathcal{H}\mathcal{F}_C)^{-1}(Y_{\parallel})$. Εφαρμόζοντας τον χώρο αστερισμού αναλλοίωτο στο κεφάλαιο 3.3 μπορούμε να έχουμε μια φόρμουλα εναλλακτική απλής έκφρασης της ML αποκωδικοποίησης. Χρησιμοποιώντας την (3.3), με βάση το $S_{\mathcal{B}}$, έχουμε :

$$\text{Re}\{s_{k\parallel}\} = \langle s_{\parallel}, e_k \rangle, \quad \text{Im}\{s_{k\parallel}\} = \langle s_{\parallel}, je_k \rangle \quad (3.14)$$

Χρησιμοποιώντας (3.2) και [Παράρτημα A] έχουμε :

$$\begin{aligned} \text{Re}\{s_{k\parallel}\} &= \frac{1}{\|H\|_{\mathbb{F}}^2} \langle \mathcal{H}\mathcal{F}_C(s_{\parallel}), \mathcal{H}\mathcal{F}_C(e_k) \rangle \\ &= \frac{1}{\|H\|_{\mathbb{F}}^2} \langle Y_{\parallel}, C_k H \rangle \\ &= \frac{1}{\|H\|_{\mathbb{F}}^2} \langle Y, C_k H \rangle \end{aligned} \quad (3.15)$$

Είναι το μέγεθος της προβολής του Y στην ορθογώνια βάση $C_k H$. Με τον ίδιο τρόπο, $\text{Im}\{s_{k\parallel}\}$ είναι το μέγεθος της προβολής του Y στην ορθογώνια βάση $D_k H$.

$$\begin{aligned} \text{Im}\{s_{k\parallel}\} &= \frac{1}{\|H\|_{\mathbb{F}}^2} \langle \mathcal{H}\mathcal{F}_C(s_{\parallel}), \mathcal{H}\mathcal{F}_C(je_k) \rangle \\ &= \frac{1}{\|H\|_{\mathbb{F}}^2} \langle Y, D_k H \rangle \end{aligned} \quad (3.16)$$

Οι συναρτήσεις (3.15) και (3.16) αποτελούν εναλλακτική λύση αποκωδικοποιητή στην εσωτερική μορφή του προϊόντος. Χρησιμοποιώντας τον πίνακα \mathbb{B} και \mathbb{H} , η εξίσωση αποκωδικοποίησης μπορεί να ξαναγραφεί ως :

$$\begin{aligned}\underline{s}_{\parallel} &= \frac{1}{\|\mathbb{H}\|_{\mathbb{F}}^2} (\mathbb{H}\mathbb{B})^T \underline{Y} \\ &= \frac{1}{\|\mathbb{H}\|_{\mathbb{F}}^2} A^T(\mathbb{H}) \underline{Y}\end{aligned}\quad (3.17)$$

Όπου $\frac{1}{\|\mathbb{H}\|_{\mathbb{F}}^2} A^T(\mathbb{H})$ είναι το ψευδο-αντίστροφο (pseudoinverse) του $A^T(\mathbb{H})$. Η εξίσωση (3.17) δείχνει ότι ο ML αποκωδικοποιητής μπορεί να θεωρηθεί ως ένα φίλτρο (MF) από τον πολλαπλασιασμό του διανυσματικού λαμβανόμενου σήματος \underline{Y} από το ψευδο-αντίστροφο (pseudoinverse) του $A^T(\mathbb{H})$. Με το συνδυασμό (3.17) και (3.10) και λαμβάνοντας το (3.9) υπόψη παίρνουμε τη σχέση μεταξύ του διανύσματος εκτίμησης συμβόλου $\underline{s}_{\parallel}$ και πληροφορία διανύσματος συμβόλου \underline{s} :

$$\underline{s}_{\parallel} = \underline{s} + \frac{1}{\|\mathbb{H}\|_{\mathbb{F}}^2} A^T(\mathbb{H}) \underline{V}\quad (3.18)$$

Chapter 4

Multi-access MIMO system

Στο κεφάλαιο αυτό, θεωρούμε το πολλαπλής πρόσβασης σύστημα MIMO, που ο κάθε χρήστης με πολλαπλές κεραιές εκπομπής στέλνει συγχρόνως τα δεδομένα στον ίδιο δέκτη πολλαπλών κεραιών. Στην περίπτωση αυτή, ο βέλτιστος δέκτης ML έχει απαγορευτικά υψηλή πολυπλοκότητα σε σχέση με τον ML δέκτη για το σύστημα σημείο-προς-σημείο MIMO. Για το λόγο αυτό, ορισμένοι αντίστοιχοι και απλή γραμμικοί δέκτες θα ήταν μια καλή επιλογή [7-9]. Εδώ, έχουμε επικεντρωθεί στην ελάχιστη διακύμανση δέκτη με OSTBC [9].

4.1 Πολλαπλής πρόσβασης Μοντέλο (Multi-access MIMO Model)

Πολλαπλής πρόσβασης σύστημα MIMO αναφέρονται μερικές φορές ως πολλά σημεία-προς-σημείο MIMO σύστημα. Τώρα ας εξετάσουμε ένα πολλαπλής πρόσβασης MIMO σύστημα που φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Υποθέτουμε ότι P είναι οι χρήστες και ότι κάθε πομπός (χρήστης) έχει N αριθμό κεραιών μετάδοσης ταυτόχρονα στην ανοδική ζεύξη από έναν μόνο δέκτη με M κεραιές και λαμβάνουν όλοι οι πομποί που χρησιμοποιούν το ίδιο OSTBC για να κωδικοποιήσουν τα σύμβολα σε πληροφορίες. Το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί ως :

$$Y = \sum_{i=1}^P X_i H_i + V \quad (4.1)$$

Όπου X_i είναι ένας $T \times N$ πίνακας του λαμβανόμενου σήματος του i -στου χρήστη και H_i είναι ένας $N \times M$ κανάλι πίνακα μεταξύ του χρήστη i και του δέκτη. Αντιστοιχίζοντας την σχέση (3.10), μπορούμε να ξαναγράψουμε την σχέση (4.1) ως :

$$\underline{Y} = \sum_{i=1}^P A(H_i) \underline{s}_i + \underline{V} \quad (4.2)$$

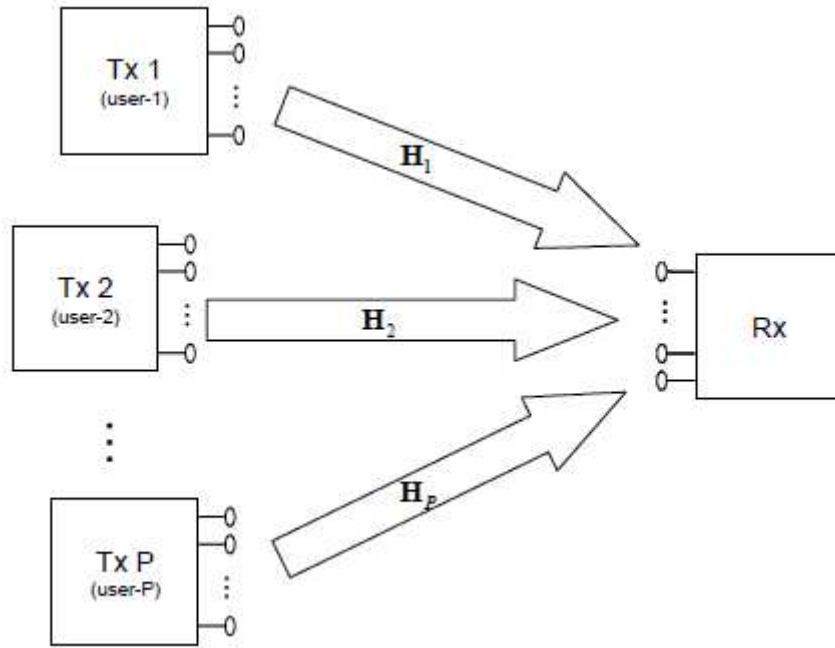


Figure 4.1 Multi-access MIMO system.

Όπου \underline{s}_i είναι ένα $K \times 1$ διάνυσμα σήματος πληροφορίας του i -στου χρήστη και

$$\begin{aligned}
 (H_i) &= [\underline{C}_1 H_i \ \underline{C}_2 H_i \ \dots \ \underline{C}_K H_i \ \underline{D}_1 H_i \ \dots \ \underline{D}_K H_i] \\
 &\triangleq [a_1(H_i) \ a_2(H_i) \ \dots \ a_{2K}(H_i)]
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

είναι η μήτρα $2MT \times 2K$ πίνακας διεύθυνσης του i th χρήστη και το $a_k(H_i)$ αντιπροσωπεύει την χώρο-χρόνο συμβολή που αντιστοιχεί στην k th πραγματική τιμή συμβόλου που μεταδίδονται από i th χρήστη.

4.2 Minimum Variance Linear Receivers

4.2.1 Background

Σε πολλαπλής πρόσβασης MIMO συστήματα, μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η καταστολή παρεμβολών είναι πιο δύσκολο από ό,τι σε συστήματα με έναν χρήστη, διότι εκτός από την αυτο-παρεμβολή, η οποία αποτελείται από χωρικά μικτά σήματα (spatially mixed signals) του ίδιου χρήστη εξαιτίας της ταυτόχρονης μετάδοσης από πολλαπλές κεραιές εκπομπής, έχουμε και την παρεμβολή από πολλαπλούς χρήστες (MUI), που αποτελείται από $(P-1)M$ σήματα παρεμβολής, σε αντίθεση με τον μονό χρήστη ενός MIMO συστήματος.

Με μονό χρήστη MIMO σύστημα ο δέκτης MF (3.17) θα προσφέρει τη μέγιστη δυνατή απόδοση SNR στην έξοδο του συστήματος για κάθε εκπεμπόμενο σύμβολο για να πάρει την βέλτιστη απόδοση, ωστόσο, στην περίπτωση πολλών χρηστών του MF δέκτη θα πρέπει να αγνοήσει την επίδραση της MAI παρεμβολής αντιμετωπίζοντας την ως έναν λευκό θόρυβο με αποτελέσματα καλύτερης απόδοσης. Αυτό εξηγεί γιατί ο MF δέκτης είναι βέλτιστος μόνο όταν η MAI παρεμβολή δεν υπάρχει. Επειδή η MAI παρεμβολή πρέπει να υπάρχει σε περιπτώσεις πολλαπλής πρόσβασης MIMO συστημάτων, οι επιδόσεις του δέκτη εξαρτώνται από τον λόγο σήματος προς παρεμβολή συν τον θόρυβο SINR (signal-to-interference-plus-noise ratio) αντί για SNR. Ως αποτέλεσμα, σε ένα είδος πολλαπλής πρόσβασης παρεμβολές MAI (multi-access interference) η καταστολή είναι απαραίτητη.

Ο στόχος είναι να σχεδιάσουμε το γραμμικό δέκτη που καταστέλλει την MAI παρεμβολή όσο το δυνατόν περισσότερο/καλύτερα. Η ομοιότητα του διανυσματικού πολλαπλής πρόσβασης MIMO μοντέλο (4.2) και τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται στην επεξεργασία σήματος [6] δίνει την ευκαιρία να σχεδιάσουν τον γραμμικό δέκτη χρησιμοποιώντας την ελάχιστη διακύμανση (MV), αρχή που μπορεί να επιτύχει πολύ καλύτερες επιδόσεις στην μείωση των παρεμβολών και την μεγιστοποίηση της SINR.

4.2.2 Δέκτες Ελάχιστης Διακύμανσης (Minimum Variance Receivers)

Ας υποθέσουμε ότι ο πρώτος πομπός θα είναι ο χρήστης-του-ενδιαφέροντος. Μπορούμε να εκφράσουμε το διάνυσμα εξόδου ενός δέκτη ως γραμμικό [9]

$$\underline{\tilde{s}}_1 = W^T \underline{Y} \quad (4.4)$$

Όπου $\underline{\tilde{s}}_1$ είναι η εκτίμηση του διανύσματος s_1 των συμβόλων του χρήστη -συμφέροντος, και $W = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_{2K}]$ είναι η $2MT \times 2K$ πραγματική μήτρα πίνακα του δέκτη συντελεστών (receiver coefficients) και w_k μπορεί να θεωρηθεί ως το διάνυσμα βάρους του δέκτη για την k th είσοδο του s_1 . Σημειώστε ότι για κάθε χρήστη του ενδιαφέροντος, ένας διαφορετικός πίνακας W θα πρέπει να σχηματιστεί. Ωστόσο, για λόγους απλότητας συμβολισμού, θεωρούμε μόνο έναν χρήστη του ενδιαφέροντος και να παραλείψουμε τον αντίστοιχο δείκτη στο W .

Με την κατάργηση του “underline”, η πληροφορία των συμβόλων του χρήστη-του-ενδιαφέροντος s_1 μπορεί να εκτιμηθεί ως :

$$\tilde{s}_1 = [I_K \ jI_K] \underline{\tilde{s}}_1 \quad (4.5)$$

έτσι ώστε το k th πληροφορίας σύμβολο μπορεί να ανιχνευθεί ως το πλησιέστερο γειτονικό σημείο αστερισμού της k th που είναι είσοδος του s_1 .

Το ιδανικό της ελάχιστης διακύμανσης του δέκτη είναι να ελαχιστοποιηθεί η συνολική διακύμανση εξόδου του δέκτη περνώντας το επιθυμητό σήμα με κέρδος ενότητας. Συνεπάγεται στην επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης με γραμμικό περιορισμό [9].

$$\min_{w_k} w_k^T R w_k \quad \text{subject to } a_k^T (H_1) w_k = 1 \text{ για όλα } k = 1, 2, \dots, 2K \quad (4.6)$$

Όπου

$$R \triangleq E\{\underline{Y}\underline{Y}^T\} \quad (4.7)$$

είναι ένας $2MT \times 2MT$ συνδιακύμανσης πίνακας της διανυσματικής λήψης δεδομένων \underline{Y} .

Εάν όλοι οι πίνακες των καναλιών και η διακύμανση του θορύβου είναι γνωστά στον δέκτη, ο πραγματικός πίνακας συνδιακύμανσης R μπορεί να υπολογιστεί άμεσα. Αλλά, στην πράξη, οι πληροφορίες των πινάκων του καναλιού για κάποιους χρήστες μπορεί να μην είναι διαθέσιμες. Έτσι έχουμε αντικαταστήσει τον αληθινό πίνακα συνδιακύμανσης R από το μέσο όρο του δείγματος εκτίμηση του :

$$\hat{R} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \underline{Y}_q \underline{Y}_q^T \quad (4.8)$$

Όπου Q είναι ο αριθμός των μπλόκ δεδομένων που χρησιμοποιούνται και \underline{Y}_q είναι τα q th δεδομένα που έλαβε. Η προκύπτουσα λύση συνήθως αναφέρετε ως μια απλή αντιστροφή πίνακα (SMI) αλγόριθμος [6]. Όπως το $Q \rightarrow \infty$, έτσι και το \hat{R} συγκλίνει στον αληθινό πίνακα συνδιακύμανσης R .

Προκειμένου να παρέχουν ανθεκτικότητα σε πεπερασμένο αριθμό αποτελεσμάτων του δείγματος, η προσέγγιση της διαγώνιας φόρτωσης (DL) μπορεί να χρησιμοποιηθεί η [6]. Με την προσθήκη ενός θετικού πραγματικού αριθμού γ που ονομάζεται παράγοντας διαγώνιας φόρτωσης με τα διαγώνια στοιχεία του δείγματος του πίνακα συνδιακύμανσης \hat{R} , να είναι ως ακολούθως :

$$R'_{DL} \triangleq \hat{R} + \gamma I \quad (4.9)$$

Χρησιμοποιώντας την αντικατάσταση της (4.8) και λαμβάνοντας υπόψη την 4.6 μπορούν να λυθούν ανεξάρτητα για κάθε k , παίρνουμε ότι η πεπερασμένη δειγματοληψία είναι η λύση του 4.6 και δίνετε από την [14]

$$w_k = \frac{1}{a_k^T(H_1) R'^{-1} a_k(H_1)} R'^{-1} a_k(H_1), \quad k = 1, 2, \dots, 2K \quad (4.10)$$

Σημειώστε ότι η αδυναμία προσέγγισης της διαγωνίου φόρτωσης είναι ότι αυτό δεν είναι σαφές το πώς να επιτευχθεί δηλαδή η βέλτιστη τιμή του

παράγοντα διαγώνιας φόρτωσης. Λαμβάνοντας υπόψη το (4.9), η λύση της (4.6) δίνεται από την [6].

Να κάνετε τον δέκτη (4.10) ανθεκτικό στις επιδράσεις περιορίζοντας την δειγματοληψία και αυτομηδένιση (self-nulling) του χρήστη ενδιαφέροντος [15], της διαγώνιας φόρτωσης (DL) η προσέγγιση μπορεί να χρησιμοποιηθεί από τα [14],[15]. Ο DL-based δέκτης μπορεί να εκφραστεί ως :

$$\tilde{w}_k = \frac{1}{a_{1,k}^T (\hat{R} + \gamma I)^{-1} a_{1,k}} (\hat{R} + \gamma I)^{-1} a_{1,k}, \quad k = 1, \dots, 2K \quad (4.10a)$$

Παρόλο που οι δέκτες (4.10) και (4.10a) μπορούν να καταφέρουν να απορρίψουν το MAI, δεν κάνουν ολοκληρωτική ακύρωση τις αυτο-παρεμβολής [9], η οποία για κάθε w_k προκαλείτε από τις καταχωρήσεις του s_1 οι οποίες είναι ξεχωριστές από το k th. Στην πραγματικότητα, η αυτο-παρεμβολή αντιμετωπίζεται στο (4.6) με τον ίδιο τρόπο που αντιμετωπίζεται ως MAI. Ως εκ τούτου υπό την παρουσία μιας ισχυρής MAI, τις αυτο-παρεμβολές μπορεί να μην μπορούμε να τις απορρίψουμε ικανοποιητικά. Είναι πολύ σημαντικό να δώσουμε έμφαση ότι η ολοκληρωμένη ακύρωση της αυτο-παρεμβολής είναι ένα ισχυρό επιθυμητό χαρακτηριστικό διότι σε αντίθετη περίπτωση ο σύμβολο προς σύμβολο ανιχνευτής βασίζεται στην προϋπόθεση ότι κάθε αποτέλεσμα του γραμμικού δέκτη ανταποκρίνεται σε κάθε ξεχωριστό σύμβολο που είναι ανεξάρτητο από τα άλλα σύμβολα. Φυσικά αυτή η προϋπόθεση παραβιάζεται στην παρουσία έστω και μίας μικρής ποσότητας αυτο-παρεμβολής που δεν έχει ακυρωθεί.

Για να ενσωματώσουμε το χαρακτηριστικό της πλήρους ακύρωσης της αυτο-παρεμβολής στο (4.6) πρέπει να προσθέσουμε και τους αντίστοιχους μηδενικής δύναμης (ισοσταθμιστη zero-forcing) περιορισμούς σε αυτό το πρόβλημα :

$$a_1^T (H_1) w_k = 0, \quad \text{για όλα } k \neq 1 \quad (4.11)$$

Είναι εύκολο να εξακριβωθεί ότι με το συνδυασμό (4.6) και (4.11), το βέλτιστο πρόβλημα για την αρχή της ελάχιστης διακύμανσης μπορεί να γραφτεί ως :

$$\min_W \text{tr}\{W^T R W\} \quad \text{subject to } A_1^T W = I_{2K} \quad (4.12)$$

όπου $\text{tr}\{\cdot\}$ δηλώνουμε το ίχνος του πίνακα και $A_1^T = A^T (H_1)$ ελάχιστης διακύμανσης για απλότητα.

Χρησιμοποιώντας τον πολλαπλασιαστική Lagrange method, η συνάρτηση κόστους Lagrange μπορεί να εκφραστεί ως :

$$L(W, \Omega) = \text{tr}\{W^T R W\} - \text{tr}\{\Omega^T (A_1^T W - I_{2K})\} \quad (4.13)$$

Όπου Ω είναι ένας $2K \times 2K$ πίνακας (μήτρα) των πολλαπλασιαστών Lagrange. Επομένως, εμείς θέλουμε να ελαχιστοποιήσουμε την Lagrange συνάρτηση σε σχέση με το βάρος του πίνακα W . Για να κάνουμε αυτό θέσαμε τα παράγωγα $\partial L / \partial W^T$ ίσο με το μηδέν.

$$2RW = A_1 \Omega \quad (4.14)$$

Αυτό ακολουθείτε από το βέλτιστο βάρος του πίνακα W που δίνετε από το :

$$W_{\text{opt}} = \frac{1}{2} R^{-1} A_1 \Omega \quad (4.15)$$

Εισάγωντας την σχέση (4.15) στον περιορισμό $A_1^T W = I_{2K}$, πέρνουμε τον πίνακα των πολλαπλασιαστών του Lagrange ως :

$$\Omega = 2(A_1^T R^{-1} A_1)^{-1} \quad (4.16)$$

Τελικά, με την σχέση (4.16) μπορούμε να ξαναγράψουμε τον MV δέκτη (4.15) ως :

$$W_{\text{opt}} = R^{-1} A_1 (A_1^T R^{-1} A_1)^{-1} \quad (4.17)$$

Σημείωση ότι ο παρακάτω δέκτης (4.18) είναι διαφορετικός από τον παραδοσιακό MV δέκτη σχέση (4.10) χρησιμοποιώντας adaptive beamforming [6] και πολλαπλούς χρήστες ανιχνευτή εξαιτίας των πρόσθετων περιορισμών, μηδενικής δύναμης (ισοσταθμιστής zero-forcing) της αυτο-παρεμβολής. Ο παραδοσιακός MV δέκτης έχει μόνο ένα διάνυσμα βάρους,

ενώ ο (4.18) είναι ένας πίνακας βάρους του οποίου οι στήλες διατηρούν μια ειδική σχέση μεταξύ τους.

- Beamforming είναι γνωστή ως επεξεργασία σήματος κεραίας πίνακα, όπου κάθε στοιχείο της κεραίας είναι διαχωρισμένο από το κοντινότερο στοιχείο της κατά το ήμισυ από το μήκος κύματος του σήματος μετάδοσης.

Συγκρίνοντας την (4.17) και την (3.17) και χρησιμοποιώντας την (3.9), πέρνουμε σαν αποτέλεσμα ότι ο MV δέκτης είναι υποδιαίστερος του MF δέκτη στην περίπτωση όταν $R \propto I$. Συνεχίζοντας, ο MF δέκτης αγνοεί την επίδραση της MAI αντιμετωπίζοντας την σαν λευκό θόρυβο. Αυτό εξηγεί γιατί ο MF δέκτης είναι καταλληλότερος μόνο όταν δεν υπάρχει MAI παρεμβολή.

Από την κατασκευή της (4.17), σαν συνέπεια μπορεί να ερμηνευτεί ως διαχωριστή-δέκτη τον οποίο τον συναντήσαμε στα πρώιμα prewhitened vectorized δεδομένα. Σημειώστε, ωστόσο, ότι παρόμοια επεξηγηματική εφαρμογή συναντάμε και στον δέκτη του wiener.

Για να εξαλείψουμε την MAI παρεμβολή που προκαλείτε από όλους τους P-1 παρεμβατικούς πομπούς και τον ίδιο χρόνο, για να ολοκληρώσουμε την ακύρωση της αυτο-παρεμβολής, είναι απαραίτητη $4PK^2$ βαθμούς ελευθερίας (DOFs). Σημείωση ότι ο πραγματικός αριθμός του DOFs είναι $4KMT$, που σημαίνει ότι η κατάσταση αυτή

$$MT > PK$$

Θα πρέπει να ικανοποιείται όταν χρησιμοποιείτε ο δέκτης (4.17).

Χρησιμοποιώντας το (4.9) ως μία αντικατάσταση του (4.17)

$$W_{MV} = \hat{R}^{-1}A_1(A_1^T\hat{R}^{-1}A_1)^{-1} \quad (4.18)$$

Πανομοιότυπα το (4.10a), διαγώνια φόρτωση μπορεί να χρησιμοποιηθεί στο (4.18) για να παράσχει πρόσθετη ανθεκτικότητα σε πεπερασμένο δείγμα και στο αποτελέσματα του σήματος αυτο-μηδενισμού (self-nulling). Η προκύπτουσα διαγώνια φόρτωση του MV δέκτη μπορεί να γραφτεί ως :

$$\widetilde{W}_{MV} = (\hat{R} + \gamma I)^{-1} A_1 \left(A_1^T (\hat{R} + \gamma I)^{-1} A_1 \right)^{-1} \quad (4.19)$$

ή

$$\widetilde{W}_{MV} = R_{DL}'^{-1} A_1 \left(A_1^T R_{DL}'^{-1} A_1 \right)^{-1}$$

- Ο ισοσταθμιστής zero-forcing (ZF) χρησιμοποιεί ένα αντίστροφο φίλτρο για να εξισορροπήσει τη συνάρτηση απόκρισης του καναλιού. Με άλλα λόγια, στην έξοδο του ισοσταθμιστή η κανονικοποιημένη απόκριση του καναλιού να είναι ίση με μονάδα για το σύμβολο που πρόκειται να ανιχνευτεί και μηδέν για τα υπόλοιπα. Σκοπός δηλαδή είναι να εξαλειφθούν οι παρεμβολές κατά την ανίχνευση. Στη μέθοδο zero-forcing δε λαμβάνουμε υπόψη την επίδραση του θορύβου. Στην πραγματικότητα ο θόρυβος μπορεί να ενισχυθεί στην προσπάθεια εξάλειψης των παρεμβολών.

TABLE 4.2 MV (35|4.19) MIMO Receiver Algorithm

Step 1: Initialize condition $\gamma=5\sigma^2$ (γ is a positive number), σ^2 noise variance

Step 2: For $Q=1, 2, \dots$

(1) compute $\hat{R} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \underline{Y}_q \underline{Y}_q^T$

(2) update $R_{DL}' \triangleq \hat{R} + \gamma I$

(3) compute $\left(A_1^T (\hat{R} + \gamma I)^{-1} A_1 \right)^{-1}$ and obtain the receiver $\widetilde{W}_{MV} = (\hat{R} + \gamma I)^{-1} A_1 \left(A_1^T (\hat{R} + \gamma I)^{-1} A_1 \right)^{-1}$

4.3 Προσομοιώσεις (Simulations)

Σε όλες τις προσομοιώσεις, υποθέτουμε ότι τα στοιχεία των πινάκων όλων των καναλιών είναι ανεξάρτητα μηδενική μέση τιμή Gaussian κατανομής και είναι απολύτως γνωστά στον δέκτη (ή, A_1 είναι γνωστό). Τα μεταδιδόμενα σύμβολα όλων των χρηστών είναι ομοιόμορφα, ανεξάρτητα και προέρχονται από τον αστερισμό της QPSK. Υπάρχουν 3 χρήστες-πομποί ($P = 3$) στο uplink του δέκτη ο οποίος έχει 4 κεραιές ($M = 4$).

Έχουμε δοκιμάσει τους παρακάτω δέκτες,

- Ο MF δέκτης (14|3.17).
- Οι MV δέκτες (24|4.10), (25|4.10a), (34|4.18) και (35|4.19). Οι DL-based δέκτες (25|4.10a) και (35|4.19), έχει επιλεγεί συντελεστής διαγώνιας φόρτωσης $\gamma=5\sigma^2$, όπου σ^2 είναι η διακύμανση του θορύβου. Σημειώστε ότι το $\gamma=5\sigma^2$ είναι αρκετά δημοφιλής επιλογή ad hoc δίκτυα του συντελεστή DL στην beamforming community—βλέπε [6].
- Ο clairvoyant MV δέκτης (32|4.17). Ο δέκτης αυτός προϋποθέτει την ακριβή γνώση του R και δεν αντιστοιχεί σε καμία πρακτική κατάσταση. Συμπεριλαμβάνεται συχνά στις προσομοιώσεις για λόγους σύγκρισης και μόνο (ως σημείο αναφορά), και η απόδοση του εμφανίζεται μόνο στο plot δείχνοντας το SER σε σχέση με το SNR. Στην προκύπτουσα περίπτωση είναι ίδιος με τον δέκτη (34|4.18) και έτσι λαμβάνετε υπόψη.

Υπάρχουν μερικά παραδείγματα που εμείς θεωρούμε. Στο πρώτο παράδειγμα, βλέποντας το Fig. 2 και 3, εμείς υποθέτουμε ότι κάθε χρήστης χρησιμοποιεί $N = 2$ κεραιές και full-rate Alamouti's STBC (2.30) με $Q=100$ για την απόκτηση του δείγματος πίνακα συνδιακύμανσης (sample covariance matrix) και Fig. 3 βλέποντας SER σε σχέση με το Q , τα λαμβανόμενα μπλοκ δεδομένα, με $SNR=10dB$, $INR=2dB$

Στο δεύτερο παράδειγμα, εμείς υποθέτουμε ότι κάθε χρήστης χρησιμοποιεί $N=3$ κεραιές και half-rate Tarokh's STBC (2.31) με $K=4$ και $T=8$. Fig. 4 βλέποντας SER σε σχέση με το SNR με $Q=500$ για την απόκτηση του δείγματος πίνακα συνδιακύμανσης και Fig. 5 βλέποντας το SER σε σχέση με το Q , τα λαμβανόμενα μπλοκ δεδομένα, με $SNR=10dB$ και $INR=5dB$.

Στο τρίτο παράδειγμα, εμείς υποθέτουμε ότι κάθε χρήστης χρησιμοποιεί $N=3$ κεραιές και rate- $\frac{3}{4}$ Tarokh's STBC (2.33) με $K=3$, $T=4$. Fig. 6 βλέποντας SER σε σχέση με το SNR με $Q=250$ για την απόκτηση του δείγματος πίνακα συνδιακύμανσης και Fig. 7 βλέποντας το SER σε σχέση με το Q , τα λαμβανόμενα μπλοκ δεδομένα, με $SNR=10dB$ και $INR=2dB$.

Στο τέταρτο παράδειγμα, μελετάμε την αξιοπιστία των προτεινόμενων τεχνικών έναντι στην ελλειψη κατάσταση του καναλιού πληροφορίας στο δέκτη. Αυτό είναι, σε αντίθεση με τα προηγούμενα τρία παραδείγματα, θεωρούμε πλέον μια πιο ρεαλιστική περίπτωση, όταν ο πίνακας του καναλιού H_1 του χρήστη ενδιαφέροντος είναι γνωστός με το σφάλμα. Σε αυτό το παράδειγμα, το μοντέλο του υποτιθέμενου πίνακα καναλιού $\tilde{H}_1 = H_1 + E$, όπου E είναι το κανάλι λάθος μήτρας. Σε κάθε κύκλο προσομοίωσης, οι καταχωρήσεις των E είναι ανεξάρτητες και προέρχονται από μια Gaussian κατανομή με μηδενική μέση τιμή και διασπορά σ^2 . Εκτός από αυτό, το σενάριο θεωρείται ότι είναι παρόμοιο με εκείνο του τρίτου παραδείγματος.

Fig. 8 βλέποντας το SERs σε σχέση με το σ_e^2/σ_h^2 (%) για SNR=10dB, INR=15dB και Q=100. Όπως μπορούμε να δούμε από τα γραφήματα μας, όλοι οι δέκτες MV που έχουν δοκιμαστεί ξεπερνούν κατά πολύ τον δέκτη MF. Μπορεί επίσης να δούμε ότι οι DL-με βάση τροποποιήσεις (25|4.10a) και (35|4.19) από τους MV δέκτες (24|4.10) και (34|4.18) παρουσιάζουν καλύτερες επιδόσεις από τους μη-DL ομολόγους τους.

Είναι ξεκάθαρο όπως φαίνεται από τα σχήματα 2-7 ότι ο MF δέκτης (14|3.17) έχει χειρότερη επίδοση ενώ επίσης ότι ο δέκτης MV (34|4.18) με την αυτο-παρεμβολή μηδενικής δύναμης (ισοσταθμιστη zero-forcing) περιορισμούς ξεπερνά το συμβατικό δέκτη MV (24|4.10), ο οποίος δεν χρησιμοποιεί αυτούς τους περιορισμούς. Ομοίως, η DL-με βάση το δέκτη MV (35|4.19) με πλήρη ακύρωση της αυτο-παρέμβολης έχει καλύτερες επιδόσεις από ό, τι ο συμβατικός DL-δέκτης που βασίζεται ο MV (25|4.10a). Όπως ήταν αναμενόμενο, βελτιώσεις στην απόδοση εξαιτίας μηδενικής δύναμης (zero-forcing) περιορισμούς είναι ιδιαίτερα έντονες σε υψηλές τιμές των SNRs (δηλαδή, η αυτο-παρέμβολή επηρεάζει περισσότερο την απόδοση του ανιχνευτή σύμβολο-προς- σύμβολο). Συγκεκριμένα, στο σχήμα. 6, αυτές οι βελτιώσεις στην απόδοση κατορθώνουν 1 ... 2 dB (δηλ. σε υψηλό SNR τα αποτελέσματα των αυτο-παρεμβολών είναι διαχειρήσιμα).

Από τα γραφήματα 2, 4 και 6, προκύπτει ότι ο clairvoyant δέκτης που είναι ίδιος με τον δέκτη (34|4.18) λόγω του ίδιου R έχει πολύ καλές επιδόσεις από όλους τους MV δέκτες που εξετάστηκαν στον sample covariance matrix εκτός από τον (35|4.19) ο οποίος είναι ο καλύτερος. Αυτό παρέχει ένα ισχυρό κίνητρο για περαιτέρω προσπάθειες για τη βελτίωση των επιδόσεων των γραμμικών δεκτών σε πολλαπλής πρόσβασης χώρο-χρόνου κωδικοποίησης MIMO συστημάτων.

Γράφημα 8 ποσοτικοποιεί την ευρωστία των δεκτών μας ενάντια στις εκτίμησης σφάλματος του καναλιού. Παρατηρούμε από την εικόνα. 8, ότι ο DL-με βάση τον MV δέκτη (35|4.19) παρέχει πολύ καλύτερη ευρωστία από τον αντίστοιχο δέκτη (34|4.18) όμοια και ο DL δέκτης (25|4.10a) με τον (24|4.10). Είναι ενδιαφέρον, ακόμη και η παρουσία των ουσιαστικών σφαλμάτων εκτίμησης καναλιού (μέχρι 10%), αναγκάζοντας την μηδενική δύναμη (zero-forcing) της αυτο-παρεμβολής να παραμένει πολύ χρήσιμη και να βελτιώνει πολύ σημαντικά την απόδοση του δέκτη.

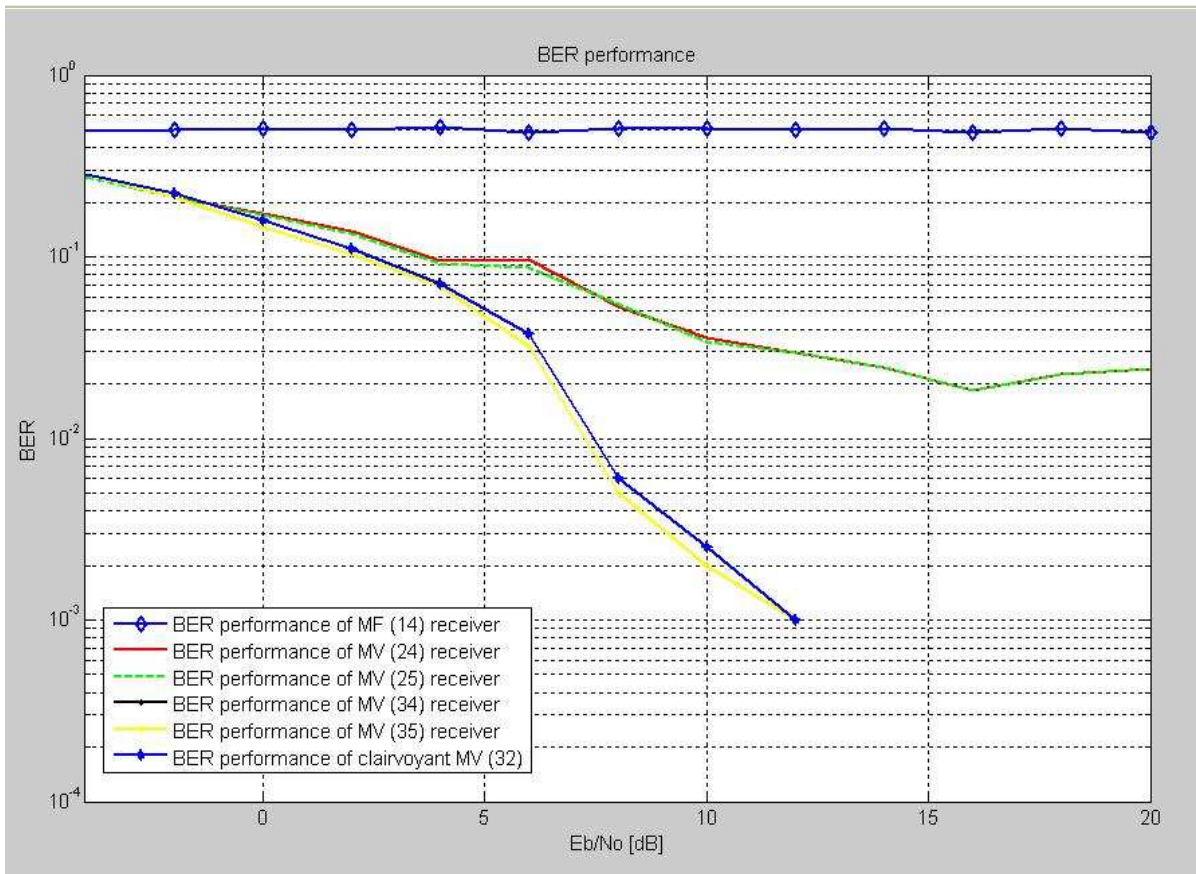


Fig. 2. SERs versus SNR. First example

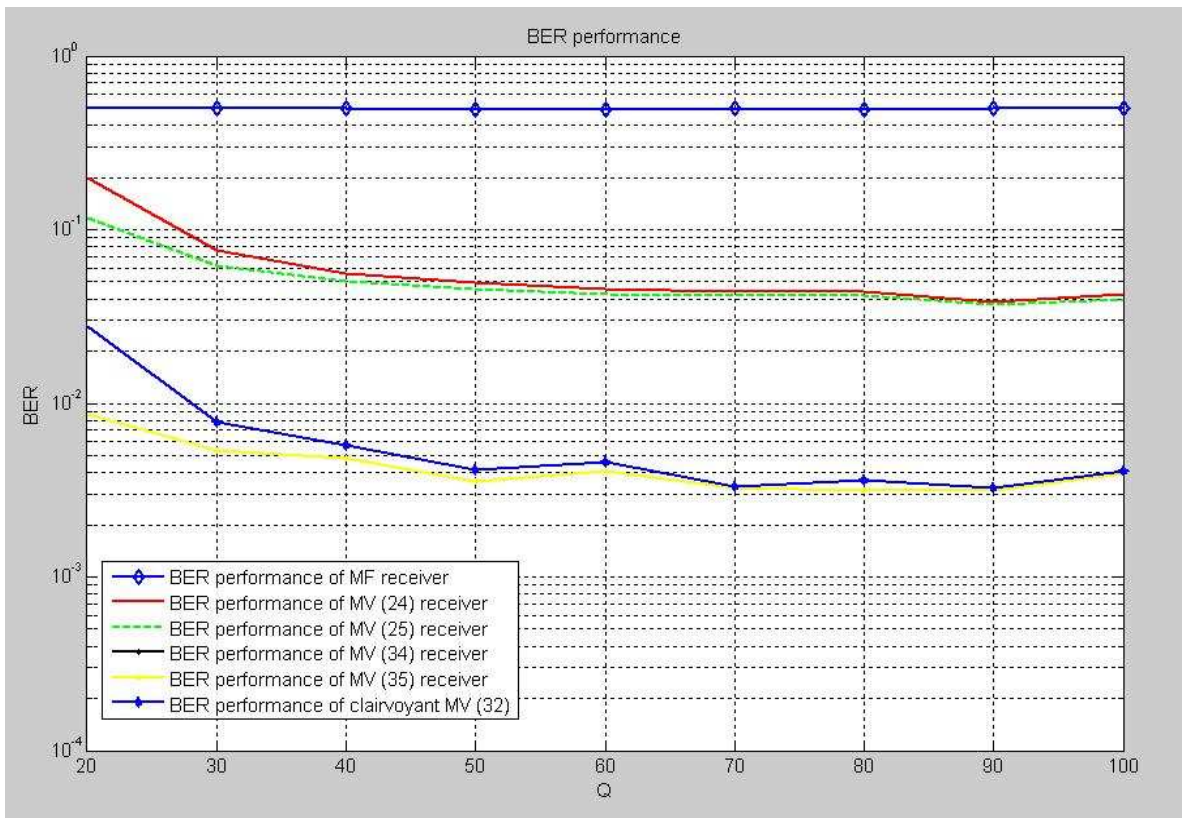


Fig. 3. SERs versus Q. First example

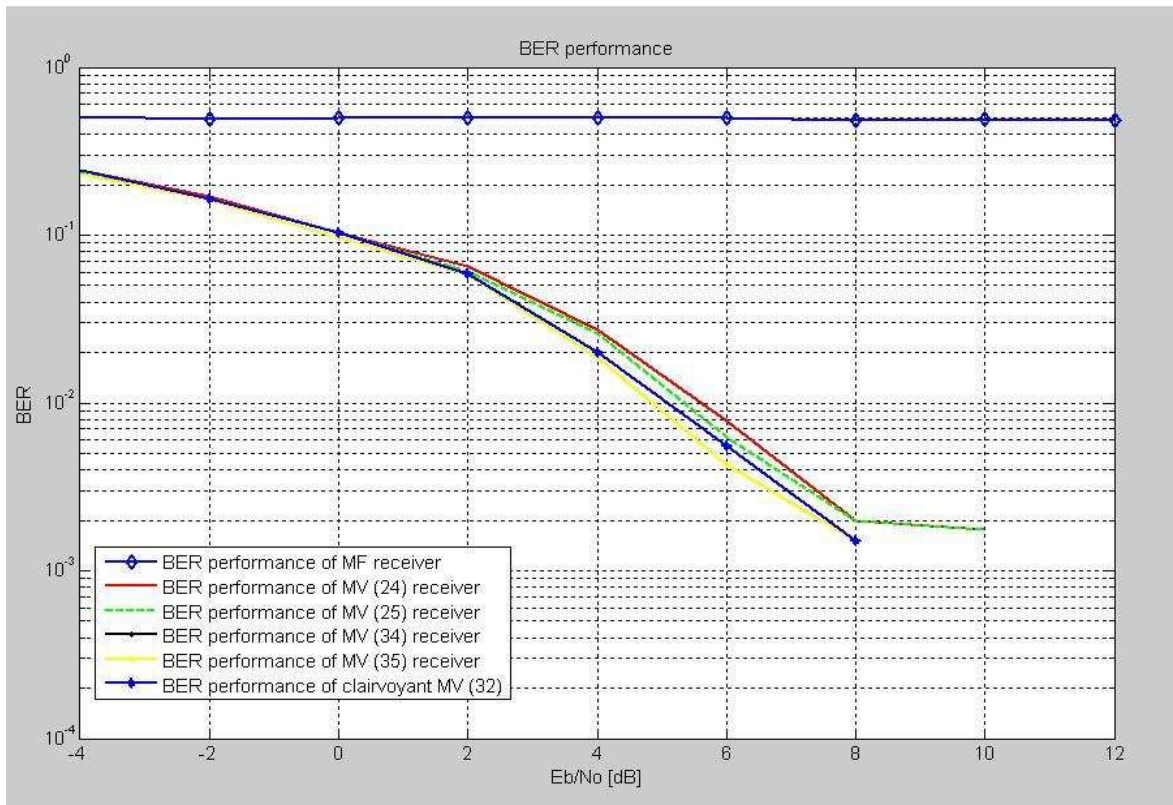


Fig. 4. SERs versus SNR. Second example

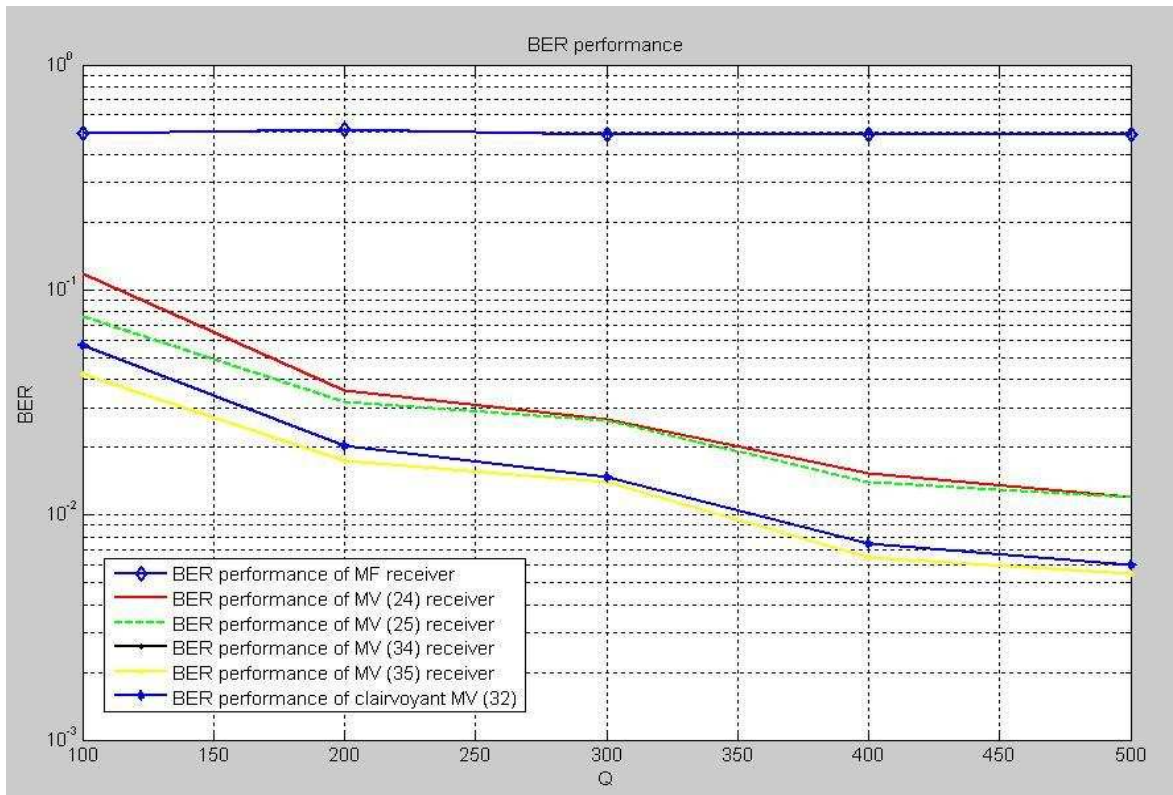


Fig. 5. SERs versus Q. Second example

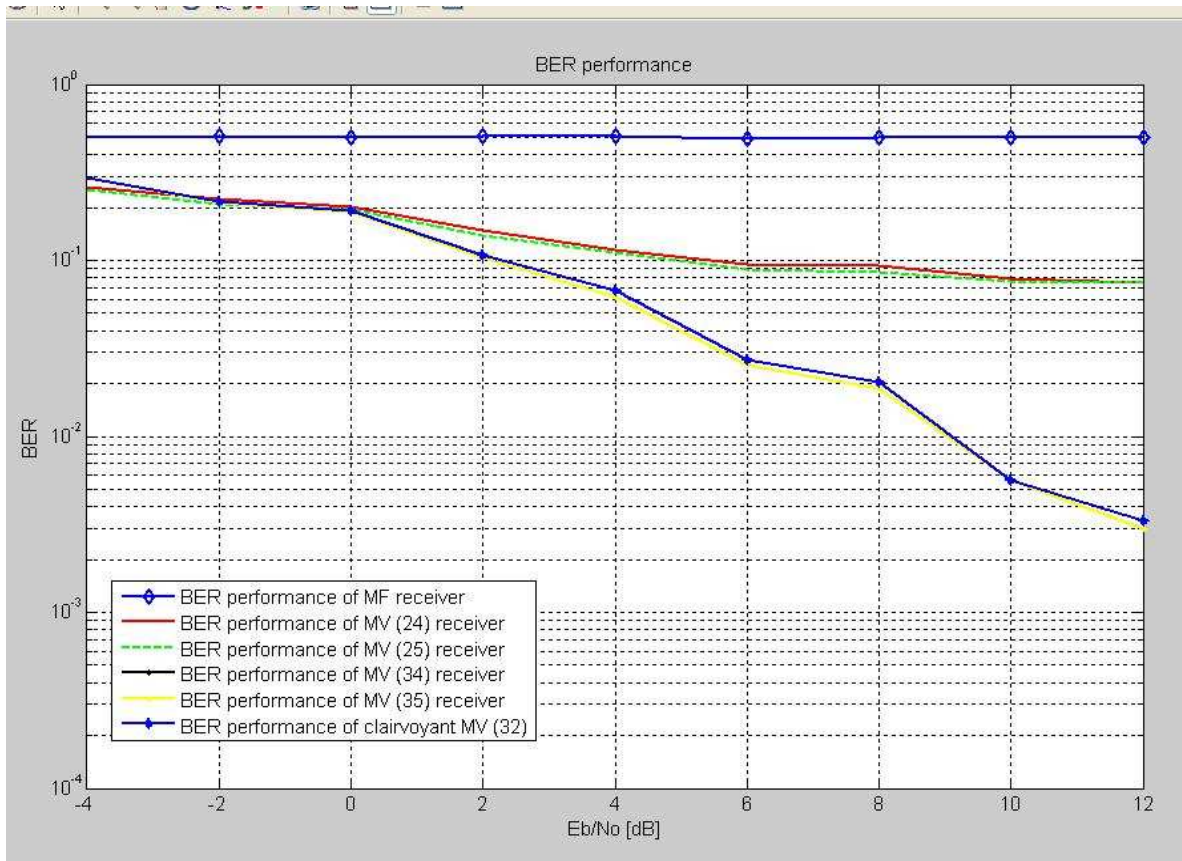


Fig. 6. SERs versus SNR. Third example

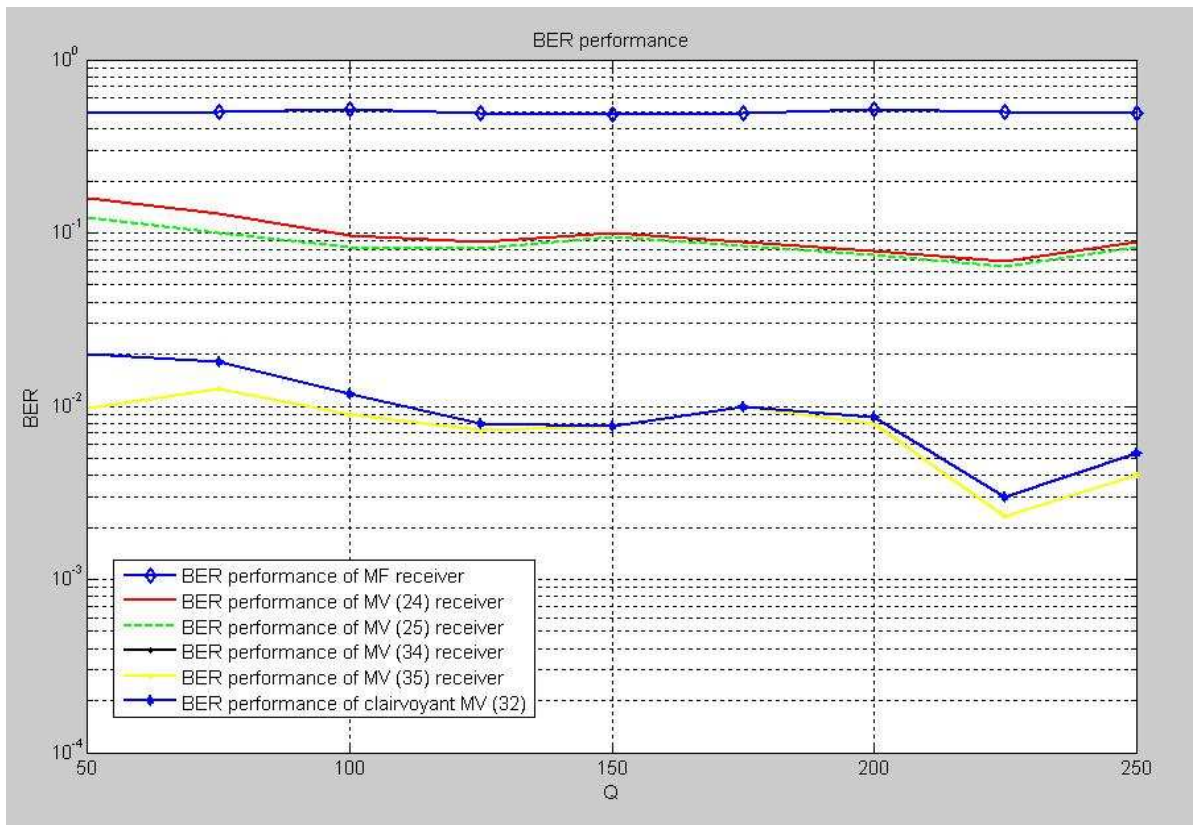


Fig. 7. SERs versus Q. Third example

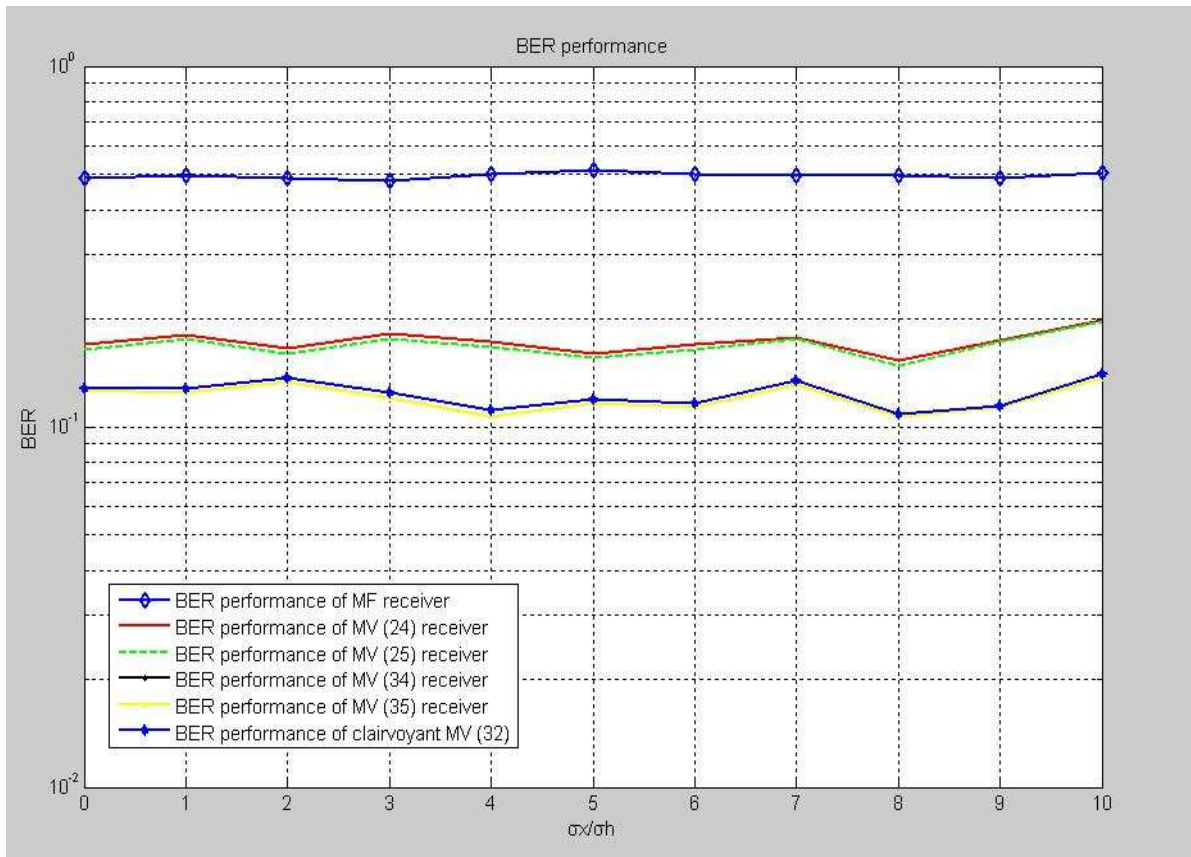


Fig. 8. SERs versus σ_e^2/σ_h^2 (%). Fourth example

4.4 Αποτέλεσμα Προσομοίωσης (Simulation result)

Στις προσομοιώσεις μας, υποθέτουμε ότι τα στοιχεία των πινάκων όλων των καναλιών είναι απολύτως γνωστά στο δέκτη (ή, A1 είναι γνωστό). Τα μεταδιδόμενα σύμβολα όλων των χρηστών είναι ομοιόμορφα, ανεξάρτητα και προέρχονται από τον αστερισμό της QPSK. Υπάρχουν 3 χρήστες-πομποί ($P = 3$) στο uplink του δέκτη ο οποίος έχει 4 κεραίες ($M = 4$).

Έχουμε δοκιμάσει τους παρακάτω δέκτες :

- Ο MF δέκτης (14|3.17).
- Οι MV δέκτες (24|4.10), (25|4.10a), (34|4.18) και (35|4.19).

Ο συντελεστής διαγώνιας φόρτωσης $\gamma=5\sigma^2$ χρησιμοποιείται από δέκτες (25|4.10a) και (35|4.19).

Αρχικές καταστάσεις SNR=10 dB.

Υπάρχουν μερικά παραδείγματα που θεωρούμε :

- (1) $N = 2$, full-rate Alamouti's STBC with $K = T = 2$, $Q=100$, INR=2dB in Fig. 2 and 3.
- (2) $N = 3$, rate-1/2 Tarokh's STBC with $K = 4$, $T = 8$, $Q=500$, INR=5dB in Fig. 4 and INR=10dB Fig.5.
- (3) $N = 3$, rate-3/4 Tarokh's STBC with $K = 3$, $T = 4$, $Q=250$, INR=2dB in Fig. 6 and 7.
- (4) $N = 3$, rate-3/4 Tarokh's STBC with $K = 3$, $T = 4$, $Q=100$, INR=10dB in Fig. 8.

Σημειώνουμε πως κάθε σύγκλιση της καμπύλης προέρχεται από 1 ανεξάρτητη δοκιμή, numTEST=1. Καλύτερα αποτελέσματα θα είχαμε εάν πραγματοποιούσαμε 100 δοκιμές τουλάχιστον. Όλες οι παραπάνω προσομοιώσεις δεν υλοποιήθηκαν με τα αρχικά INR που δόθηκαν από τους συγγραφείς του [9]. Οι τιμές που δίνονται είναι αρκετά μεγάλες και δεν προσεγγίζονται σε καμία περίπτωση τα πραγματικά αποτελέσματα που δίνονται στο simulation section [9]. Για να πετύχουμε σφάλματα τουλάχιστον 100 και να έχω BER της τάξης του 10^{-4} θα πρέπει να στέλνω 10^6 bits κάτι το οποίο δεν πραγματοποιείτε στις συγκεκριμένες προσομοιώσεις λόγω υπολογιστικής αδυναμίας. Μπορεί να επιτευχθεί μεταβάλλοντας την μεταβλητή n με καλύτερα αποτελέσματα. Ο πίνακας συνδιακύμανσης των MV receivers θα πρέπει να είναι ακριβής με το πέρασμα του χρόνου.

Αλλά οι δέκτες χρησιμοποιούν δειγματοληπτημένο πίνακα συνδιακύμανσης ο οποίος εξαρτάται από τα Q . Αν Q είναι αρκετά μεγάλο, οι δέκτες θα μπορούσαν να εκτελούνται τόσο καλά όσο ένας MV και ακόμα καλύτερα. Παρατηρούμε ότι τόσο οι συγκλίσεις των (24|4.10) και των (25|4.10a) είναι περίπου το ίδιο. Αλλά αυτό δε σημαίνει ότι ο πίνακας συνδιακύμανσης του MV συγκλίνει με τον πραγματικό πίνακα συνδιακύμανσης, αλλάζει με πολύ αργούς ρυθμούς.

Chapter 5

Συμπεράσματα (Conclusion)

Στην εργασία αυτήν, το πρόβλημα που υπάρχει είναι ότι λόγω της κοινής χώρο-χρόνου αποκωδικοποίησης και πολλαπλής πρόσβασης δημιουργείτε η ανάγκη για να βρεθεί ένας τρόπος για την απορρίψει των παρεμβολών σε πολλαπλής πρόσβασης MIMO συστήματα ασύρματης επικοινωνίας, αυτό είναι το στοιχείο του προβλήματος το οποίο έχει ληφθεί υπόψη. Η γενική περίπτωση έχει να κάνει όταν τόσο ο δέκτης όσο και οι πολλαπλοί πομποί είναι εξοπλισμένοι με πολλαπλές κεραιές και όταν χρησιμοποιούν ορθογώνιους χώρο-χρόνους μπλόκ κώδικες που είναι απαραίτητη για την αποστολή των δεδομένων ταυτόχρονα από κάθε πομπό στο δέκτη. Νέοι γραμμικοί δέκτες έχουν προταθεί στην εργασία αυτήν για την αποκωδικοποίηση των δεδομένων που αποστέλλονται από κάθε πομπό-του ενδιαφέροντος, ενώ επιτυγχάνεται και η απόρριψη πολλαπλής πρόσβασης παρεμβολές, αυτο-παρεμβολές και θόρυβο. Οι προτεινόμενοι δέκτες έχουν σχεδιαστεί ελαχιστοποιώντας την ισχύ εξόδου σε σχέση με τους περιορισμούς που διαφυλλάσουν ότι η αυτο-παρεμβολή ακυρώνεται και / ή το κέρδος ενότητας θα διατηρηθεί για όλα τα σύμβολα του πομπού -του ενδιαφέροντος. Οι προκύπτουσες τεχνικές έχουν ελκυστικές υπολογιστικές μορφές λύσεις. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδειξαν ότι στην πολλαπλής πρόσβασης σενάρια MIMO, οι προτεινόμενοι δέκτες παρουσιάζουν σημαντικά χαμηλότερα ποσοστά σφάλματος συμβόλου σε σύγκριση με τα αντίστοιχα παραδοσιακά φίλτρα δέκτη. Επίσης, οι προσομοιώσεις μας δείχνουν ότι οι προτεινόμενες τεχνικές σε συνδυασμό με την διαγώνιο φόρτωση έχουν έναν υψηλό βαθμό ανθεκτικότητας έναντι ελλιπών πληροφοριών της κατάστασης του καναλιού.

Βιβλιογραφία (Bibliography)

[1] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun*, vol. 16, pp.1451-1458, Oct. 1998.

[2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes form orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.45, pp.1456-1467, July 1999.

[3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, pp.177-765, Mar. 1998.

[4] M. Gharavi-Alkhansari and A. B. Gershman, "Constellation space invariance of orthogonal space-time block codes," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.51, no. 1, pp. 331-334, Jan. 2005.

[5] A. B. Gershman and N. D. Sidiropoulos, *Space-Time Processing for MIMO Communications*. New York: Wiley, 2005.

[6] H. L. Van Tree, *Optimum Array Processing*. New York: Wiley, 2002.

[7] H. Li, X. Lu, and G. B. Giannakis, "Capon multiuser receiver for CDMA systems with space-time coding," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.50, pp. 1193-1204, May 2002.

[8] D. Reynolds, X. Wang, and H. V. Poor, "Blind adaptive space-time multiuser detection with multiple transmitter and receiver antennas," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.50, pp. 1261-1276, June 2002.

[9] S. Shahbazpanahi, M. Beheshti, A. B. Gershman, M. GharaviAlkhansari, and K. M.Wong, "Minimum variance linear receivers for multi-access MIMO wireless systems with space-time blocks coding," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.52, pp. 3306-3313, Dec 2004.

[10] M. Honig, U. Madhow, and S. Verdu, "Blind adaptive multiuser detection," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.41, pp. 944-960, Jul. 1995.

[12] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.

[13] A. L. Swindlehurst and G. Leus, "Blind and semi-blind equalization for generalized space-time block codes," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, pp. 2489–2498, Oct. 2002.

[14] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing*. New York: Wiley, 2002.

- [15] A. B. Gershman, "Robustness issues in adaptive beamforming and high-resolution direction finding," in High-Resolution and Robust Signal Processing, Y. Hua, A. B. Gershman, and Q. Cheng, Eds. New York: Marcel Dekker, 2003, ch. 2.
- [16] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Applications of spacetime block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless systems," in Proc. 32nd Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput., vol. 2, Pacific Grove, CA, Nov. 1998, pp. 1803–1810.
- [17] M. Honig and M. K. Tsatsanis, "Adaptive techniques for multiuser CDMA receivers," IEEE Signal Processing Mag., vol. 17, pp. 49–61, May 2000.
- [18] E. G. Larsson and P. Stoica, Space-Time Block Coding for Wireless Communications. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2003.
- [19] M. Simon, M. Alouini, "Digital Communication over Fading Channels," Wiley, 2005.
- [20] D. Gesbert, M. Shafi, D.-S. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," IEEE J. Select. Areas Communication, vol. 21, pp. 281–302, April 2003.
- [21] G. Ganesan and P. Stoica, "Space-time block codes: A maximum SNR approach," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, pp. 1650–1656, May 2001.
- [22] "Constellation space invariance of space-time block codes," IEEE Trans. Inform. Theory, to be published.
- [23] D. Tse and P. Viswanath, Βασικές αρχές ασύρματης επικοινωνίας, Κλειδάριθμος, 2009 (Επιστημονική επιμέλεια: Dr. Ι. Κουτσόπουλος, Dr. Λ. Τασιούλας).
- [24] Παράφορου Βασιλική, Διπλωματική Εργασία "Μελέτη βέλτιστης κατανομής ισχύος σε σύστημα πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης με ημιορθογώνια κωδικοποίηση χώρου – χρόνου", 2009.
- [25] Φυταμπάνης Παναγιώτης, Διπλωματική Εργασία "Εφαρμογή του Στατιστικού Χωρικού Μοντέλου του 3GPP για εξομοιώσεις Συστημάτων MIMO", 2009
- [26] Μ.Ε Θεολόγου, "Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών", Εκδόσεις Ε.Μ.Π. , Μάρτιος 2002
- [27] <http://www.wikipedia.com/>
- [28] <http://www.mathworks.com/>

[29] Γεωργιάς Κ. Αντώνιος, Διπλωματική Εργασία “Θεωρητική μελέτη και ανάλυση ασύρματων συστημάτων Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων (MIMO – Multiple Input – Multiple Output) Διαφορισιμότητα στο πεδίο του χώρου και του χρόνου”, 2005

Appendix A [Παράρτημα Α]

Basic Mathematical Concepts

• Underline operator

Για κάθε $N \times M$ complex πίνακα \mathbf{K} , μπορούμε να μετατρέψουμε το \mathbf{K} σε ένα πραγματικό $2NM \times 1$ διάνυσμα $\underline{\mathbf{K}}$, ορίζετε ως :

$$\underline{\mathbf{K}} \triangleq \begin{bmatrix} \text{vec} \{ \text{Re} (\mathbf{K}) \} \\ \text{vec} \{ \text{Im} (\mathbf{K}) \} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Και το $\text{vec}\{\cdot\}$ είναι η λειτουργία διανυσματοποίησης όλων των στηλών ενός πίνακα ο ένας πάνω στον άλλον. Για παράδειγμα εάν :

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} a_r + ja_i & b_r + jb_i \\ c_r + jc_i & d_r + jd_i \end{bmatrix}$$

Όπου $j \triangleq \sqrt{-1}$, τότε έχουμε την υπογράμμιση :

$$\underline{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} a_r \\ c_r \\ b_r \\ d_r \\ a_i \\ b_i \\ c_i \\ d_i \end{bmatrix}$$

• Inner product space

Για κάθε $N \times M$ complex μήτρες \mathbf{A} και \mathbf{B} , ας καθορίσουν την συνάρτηση

$$\begin{aligned}
 \langle \mathbf{A}, \mathbf{B} \rangle &\triangleq \operatorname{Re} \{ \operatorname{tr} (\mathbf{A} \mathbf{B}^H) \} \\
 &= \operatorname{Re} \{ \operatorname{tr} (\mathbf{B}^H \mathbf{A}) \} \\
 &= \operatorname{Re} \{ \operatorname{tr} (\mathbf{B} \mathbf{A}^H) \} \\
 &= \operatorname{Re} \{ \operatorname{tr} (\mathbf{A}^H \mathbf{B}) \} \\
 &= \underline{\mathbf{A}^T \mathbf{B}}
 \end{aligned} \tag{A.2}$$

Σε αυτόν τον χώρο η Frobenius norm ορίζεται ως :

$$\|\mathbf{A}\|_F \triangleq \sqrt{\operatorname{tr} (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)} = \sqrt{\operatorname{tr} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})} = \sqrt{\langle \mathbf{A}, \mathbf{A} \rangle} \tag{A.3}$$

Θεωρούμε έναν γραμμικό operator $\mathcal{F} : S_1 \mapsto S_2$. Εμείς καλούμε το \mathcal{F} όμοιο με τον συντελεστή προσαύξησης/ παράγοντες κλιμάκωσης (scaling factor) β εάν:

$$\mathbf{a} \in S_1, \quad \|\mathcal{F}(\mathbf{a})\| = \beta \|\mathbf{a}\| \tag{A.4}$$

• Εάν τα S_1, S_2 είναι πραγματικό inner product spaces, τότε

$$\langle \mathcal{F}(\mathbf{a}), \mathcal{F}(\mathbf{b}) \rangle = \beta^2 \langle \mathbf{a}, \mathbf{b} \rangle \tag{A.5}$$

$$\mathbf{a} \in S_1, \quad \|\mathcal{F}(\mathbf{a}) - \mathcal{F}(\mathbf{b})\| = \beta \|\mathbf{a} - \mathbf{b}\| \tag{A.6}$$

• Εάν $\beta \neq 0$, τότε το \mathcal{F} είναι ένας one-to-one injection operator και οι διαστάσεις του S_1 και $\mathcal{F}(S_1)$ είναι τα ίδια.

• Οι διανυσματικοί χώροι S_1 και S_2 μπορούν να είναι υποχώροι ενός larger normed space. Στην περίπτωση αυτή η εφαρμογή της \mathcal{F} στο S_1 είναι ισοδύναμη με τον συνδυασμό μιας περιστροφής, αντανάκλαση, ή ισοτροπική κλιμάκωση των S_1 . Ωστόσο, η \mathcal{F} δεν παραποιεί το S_1 , δηλαδή η κλιμάκωση των S_1 , είναι το ίδιο προς όλες τις κατευθύνσεις του S_1 .