

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ

Τμήμα: Ψηφιακών Συστημάτων

ΠΜΣ: Ψηφιακές Επικοινωνίες και Δίκτυα



**Σχεδίαση προκωδικοποιητών (precoders) –
αποκωδικοποιητών (decoders) για συστήματα ασύρματων
επικοινωνιών πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων
(MIMO)**

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Επιμέλεια : Μανωλιουδάκη Χαρίκλεια

Επιβλέπων : Αθανάσιος Κανάτας, Αναπληρωτής Καθηγητής

ΠΕΙΡΑΙΑΣ 2011

Στην οικογένειά μου

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΑΙΑ

Περίληψη

Η χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη σε ασύρματα συστήματα, γνωστή και ως τεχνολογία MIMO (Multiple Input – Multiple Output), είχε καθιερωθεί τις τελευταίες δεκαετίες αφού τα οφέλη από τη χρήση τους είναι πολλά. Τα συστήματα MIMO δίνουν τη δυνατότητα αύξησης του ρυθμού μετάδοσης γραμμικά σύμφωνα με τον ελάχιστο αριθμό κεραιών (σε πομπό και δέκτη). Επιπλέον, οι τεχνικές MIMO ενισχύουν την αξιοπιστία στη σύνδεση και βελτιώνουν την κάλυψη. Τα συστήματα MIMO εισέρχονται στην επόμενη γενιά κινητής τηλεφωνίας και ασύρματων προϊόντων LAN με την υπόσχεση ότι θα υιοθετηθούν στο προσεχές μέλλον.

Για να μπορέσουμε να χρησιμοποιήσουμε τα οφέλη των συστημάτων MIMO, πρέπει ο δέκτης να γνωρίζει το κανάλι επικοινωνίας ή ακόμα καλύτερα αυτό μπορεί να ενισχυθεί όταν και ο πομπός γνωρίζει το κανάλι. Η αξία της γνώσης του καναλιού μετάδοσης είναι πολύ σημαντική. Για παράδειγμα, σε ένα σύστημα με τέσσερις μμ κεραιές στον πομπό και δυο κεραιές στον δέκτη και με ανεξάρτητο και ταυτόσημα κατανομημένο (iid- independent identically distributed) Rayleigh κανάλι με επίπεδες διαλείψεις (flat-fading), η γνώση του καναλιού μετάδοσης μπορεί να διπλασιάσει τη χωρητικότητα του καναλιού για σηματοθορυβικό λόγο 5dB και να προσθέσει ακόμα 1,5b/s/Hz στα 5dB SNR. Αυτό το εύρος τιμών SNR είναι συνηθισμένο σε πρακτικά συστήματα, όπως οι εφαρμογές WiFi και WiMax. Σε ένα κανάλι που δεν είναι ανεξάρτητο και ταυτόσημα κατανομημένο, η γνώση του καναλιού στον πομπό προσφέρει ακόμη μεγαλύτερη απόδοση. Η αξιοποίηση της πληροφορίας όταν το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό (CSIT - Channel State Information at the Transmitter) έχει μεγάλο πρακτικό ενδιαφέρον για τα ασύρματα συστήματα MIMO.

Στην παρούσα εργασία, υποθέτουμε ότι έχουμε πλήρη γνώση του καναλιού στο δέκτη και θα μελετήσουμε πως η γνώση του καναλιού στον πομπό (CSIT) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να βελτιώσουμε την επίδοση της ζεύξης.

Ενώ η χρησιμοποίηση του CSIT στον πομπό και η προκωδικοποίηση (precoding) χρονολογείται από τον Shannon, η προκωδικοποίηση MIMO ερευνάται την τελευταία δεκαετία και τροφοδοτεί τις εμπορικές εφαρμογές ασύρματης τεχνολογίας.

Η προκωδικοποίηση είναι μια τεχνική επεξεργασίας που εκμεταλλεύεται το CSIT και δρα στο σήμα πριν τη μετάδοση. Για τις συνηθισμένες περιπτώσεις μερικής γνώσης

του καναλιού στον πομπό, από θεωρητικής άποψης η βέλτιστη δυνατή λύση είναι η χρήση γραμμικού κωδικοποιητή. Ένας γραμμικός κωδικοποιητής ουσιαστικά λειτουργεί ως multimode beamformer, που προσαρμόζεται απόλυτα στο εξερχόμενο σήμα από τη μια πλευρά του καναλιού στην άλλη.

Ο σχεδιασμός της προκωδικοποίησης εξαρτάται από το είδος της γνώσης του καναλιού στον πομπό και τα κριτήρια επίδοσης. Η επίδοση και η πολυπλοκότητα ενός MIMO συστήματος εξαρτάται από το τι είναι γνωστό για το κανάλι σε πομπό και δέκτη.

Λέξεις κλειδιά : συστήματα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων, προκωδικοποιητές, αποκωδικοποιητές

Abstract

The use of multiple antennas at the transmitter and receiver in wireless systems, popularly known as MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) technology, has rapidly gained in popularity over the past decade due to its powerful performance-enhancing capabilities. MIMO systems provide the opportunity to increase the transmission rate linearly according to the lowest number of antennas (at the transmitter and the receiver). In addition, the MIMO techniques reinforce the reliability of the connection and enhance the coverage. MIMO systems are introduced in the next generation of mobile telephony and LAN wireless products promising that they will be adopted in the immediate future.

In order to be able to benefit from MIMO systems only the receiver should know the communication channel or it is much better when the transmitter know the channel too. The value of transmit channel knowledge can be significant. For instance, in a four-transmit two-receive antenna system with independent distributed (i.i.d.) Rayleigh flat-fading, transmit channel knowledge can more than double the capacity at 5dB SNR and add 1.5b/s/hz additional capacity of 5 dB SNR. The SNR ranges are common in practical systems such as Wifi and Wimax applications.

In a non-i.i.d. (independent and identically distributed) channel, the know of the transmitter channel offers greater leverage in performance. The evaluation of the information when the channel is known by the transmitter CSIT (Channel State Information) at the Transmitter has a great practical interest for the wireless MIMO systems.

In the present thesis, we assume full channel knowledge at the receiver and examine how channel-side information at the transmitter (CSIT) can be used to improve link performance.

While the use of CSIT at the transmitter or precoding dates back to Shannon and MIMO precoding is examined during the last decade, fueled by applications in commercial wireless technology.

Precoding is a processing technique which is taking advantage of CSIT and applies to the signal before the transmission. For many common forms of partial CSIT, a linear precoder is optimal from an information theoretic view point. A linear precoder mainly acts as a multimode beamformer, which matches the signal coming out from one side of the channel to the other. This is achieved by splitting of the transmission

signal into orthogonal space eigenbeam and it has higher power along the rays where the channel is powerful but shorter or without force.

Precoding design depends on the quality of recognition of the channel in the transmitter and the criteria of performance. The performance and complexity of a MIMO depends on what is known about the channel to the transmitter and the receiver.

Key words: MIMO, precoders, decoders

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον Αναπληρωτή Καθηγητή και εισηγητή του θέματος της διπλωματικής εργασίας μου, κ. Αθανάσιο Κανάτα, για τη σωστή παρότρυνσή του στην επιλογή του συγκεκριμένου θέματος, δίνοντάς μου την ευκαιρία να καταρτιστώ πάνω σε ένα σύγχρονο θέμα στον τομέα των τηλεπικοινωνιών.

Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Παναγιώτη Θεοφιλάκο διδάκτορα του Πανεπιστημίου Πειραιώς για τις πολύτιμες συμβουλές του και την υποστήριξη του, ώστε να ολοκληρωθεί η παρούσα διπλωματική.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για τη διαρκή υποστήριξή της καθ' όλη την διάρκεια των σπουδών μου, όπως επίσης και όλους τους δικούς μου ανθρώπους που στάθηκαν δίπλα μου όλα αυτά τα χρόνια.

Πειραιάς, Σεπτέμβριος 2011

Μανωλιουδάκη Χαρίκλεια

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	16
1.1	Ανάγκη για συστήματα MIMO.....	16
1.2	Επικοινωνίες MIMO σε ασύρματα πρότυπα	17
1.3	Εισαγωγή στα συστήματα MIMO.....	19
1.4	Πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO	21
1.4.1	Κέρδος συστοιχίας (Array Gain).....	21
1.4.2	Κέρδος χωρικού διαφορισμού (Diversity Gain)	22
1.4.3	Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain).....	23
1.4.4	Μείωση παρεμβολών (Interference Reduction).....	24
1.5	Στρατηγικές υλοποίησης ενός MIMO συστήματος	25
2	ΤΟ ΚΑΝΑΛΙ.....	27
2.1	Ασύρματο κανάλι.....	27
2.2	Απώλειες διάδοσης.....	29
2.3	Σκίαση	31
2.4	Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών	32
2.4.5	Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο – διασπορά Doppler.....	33
2.4.6	Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα – διασπορά χρόνο	34
2.4.7	Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο – διασπορά χώρου	34
2.5	Σχέσεις εισόδων-εξόδων στα συστήματα πολλαπλών κεραιοστοιχείων	35
2.5.1	Συστήματα SISO	35
2.5.2	Συστήματα SIMO.....	38
2.5.3	Συστήματα MISO.....	39
2.5.4	Συστήματα MIMO	40
3	ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΠΟΚΤΗΣΗΣ CSIT.....	42
3.1	Δομή κρυπτογράφησης.....	42
3.1.5	Χωροχρονικοί μπλόκ κώδικες.....	43
3.2	Προσεγγίσεις στην σχεδίαση προκωδικοποιητή	44
3.3	Τύποι γνώσης του καναλιού στον πομπό.....	45
3.4	Τεχνικές απόκτησης του CSIT.....	47
3.5	Πλεονεκτήματα και βέλτιστη χρήση του CSIT.....	50
3.5.6	Πλεονεκτήματα CSIT	51
3.5.7	Βέλτιστη χρήση του CSIT.....	53
4	ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΠΡΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ.....	55
4.1	Δομή του συστήματος προκωδικοποίησης	55
4.1.1	Δομή κωδικοποίησης.....	55
4.1.2	Γραμμική δομή προκωδικοποίησης.....	57
4.2	Δομή δέκτη	59
4.3	Σχεδιασμός προκωδικοποιητή.....	60

4.4	Κριτήρια σχεδιασμού	60
4.5	Μεγιστοποίηση εργοδοτικής χωρητικότητας	61
4.6	Ελαχιστοποίηση στα ζεύγη πιθανοτήτων λάθους.....	62
5	ΚΡΙΤΗΡΙΑ ΟΜΑΔΟΠΟΙΗΣΗΣ ΚΑΙ ΒΕΛΤΙΣΤΟΙ	
	ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΙ ΠΡΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΩΝ	65
5.1	Κριτήρια ομαδοποίησης.....	65
5.2	Βέλτιστοι σχεδιασμοί προκωδικοποιητών	65
5.3	Ο εισερχόμενος πίνακας διαμόρφωσης.....	65
5.4	Ο πίνακας beamforming.....	66
5.4.3	Τέλειο CSIT	66
5.4.4	Μερικό CSIT	67
5.4.5	Γνώση Συνδιακύμανσης που μεταδίδεται CSIT	68
5.4.6	Στατιστικό CSIT	69
5.5	Κατανομή ισχύος	70
5.5.1	Τέλειο CSIT	71
5.5.2	Μερικό CSIT	72
5.5.3	Συνδιακύμανση CSIT	72
5.5.4	Στατιστικό CSIT	73
6	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	75
	ΕΠΙΛΟΓΟΣ	80
	ΚΩΔΙΚΑΣ ΜΑΤΛΑΒ	85
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	81
	ΟΡΙΣΜΟΙ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΑΛΓΕΒΡΑΣ –ΘΕΩΡΙΑΣ ΠΙΝΑΚΩΝ	81
	Αλγόριθμος Water-filling.....	83
	ΠΗΓΕΣ.....	87

ΕΙΚΟΝΕΣ

Εικόνα 1 : Σε περιβάλλον πλήρους σκέδασης, τα συστήματα MIMO επιτυγχάνουν κέρδος χωρικής πολυπλεξίας με το διαχωρισμό των χωρικών υπογραφών σήματος ..	24
Εικόνα 2 : Multipath propagation	27
Εικόνα 3 : Διάδοση σε επίπεδη επιφάνεια	30
Εικόνα 4 : Σύστημα SISO	35
Εικόνα 5 : Σύστημα SIMO	38
Εικόνα 6 : Σύστημα MISO	39
Εικόνα 7 : Σύστημα MIMO.....	40
Εικόνα 8: Σύστημα κωδικοποίησης	42
Εικόνα 9: Κωδικοποίηση στη χωρική πολυπλεξία	42
Εικόνα 10 : Κωδικοποίηση στη χωροχρονική κωδικοποίηση	43
Εικόνα 11 : Απόκτηση CSIT χρησιμοποιώντας την αρχή της αμοιβαιότητας	47
Εικόνα 12 : Απόκτηση CSIT χρησιμοποιώντας τη μέθοδο της ανάδρασης	49
Εικόνα 13 : Χωρητικότητα σε 4 x 2 fading κανάλια χωρίς και με τέλεια CSIT.....	50
Εικόνα 14 : Κέρδος χωρητικότητας με τέλειο CSIT για i.i.d. κανάλια	52
Εικόνα 15 : Αυξημένο κέρδος χωρητικότητας με τέλειο CSIT για i.i.d. κανάλια.....	53
Εικόνα 16 : Η βέλτιστη ρύθμιση για την αξιοποίηση του CSIT.....	54
Εικόνα 17 : Δομή χωρικής πολυπλεξίας	55
Εικόνα 18 : Δομή χωρο-χρονικής κωδικοποίησης.....	56
Εικόνα 19 : Γραμμική δομή προκωδικοποίησης ως multimode beamformer.....	57
Εικόνα 20 : (α) Ίση δύναμη δέσμης, (β) Άνιση δύναμη δέσμης.....	58
Εικόνα 21 : Ο προκωδικοποιητής ταιριάζει με την δομή του εισερχόμενου κώδικα και το κανάλι	67
Εικόνα 22: Προσομοίωση ενός MIMO συστήματος	75
Εικόνα 23: Διαδικασία κωδικοποίησης.....	77

Συντομεύσεις

MIMO	Multiple Input – Multiple Output
2G	2 Generation
2.5G	2.5 Generation
3G	3 Generation
4G	4 Generation
3GPP	3 rd Group Partnership Project
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	World Interoperability for Microwave Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
SDMA	Spatial Division Multiple Access
AAA	Adaptive Area Antenna
MBWA	Mobile Broadband Wireless Access
Iba	iBurst Association
FDD	Frequency Division Duplex
TDD	Time Division Duplex
LTE	Long Term Evolution
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
GSM	Global System for Mobile communications
HSPA	High Speed Packet Access
QoS	Quality of Service
LOS	Line Of Sight
NLOS	Non-Line of Sight
AWGN	Additive white Gaussian noise
CSIT	Channel State Information at the Transmitter
SM	Spatial Multiplexing
IP	Internet Protocol
BER	Bit Error Rate
SISO	Single-Input Single-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
SIMO	Single-Input Multiple-Output

ZF	Zero-Forcing
ZMCSCG	Zero-Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian
ST	Space-Time
SNR	Signal to Noise Ratio
MSE	Mean-Square Error
PEP	Pair-wise Error Probability
SER	Symbol Error Rate
BER	Bit Error Rate
i.i.d.	independent, identically distributed
FEC	Forward-Error-Correction
SVD	Singular Value Decomposition
ML	Maximum Likelihood

Σύμβολα

G_a	Κέρδος συστοιχίας
ρ	Σηματοθορυβικός λόγος σε κάθε κεραιοστοιχείο
ρ_o	Μέσος σηματοθορυβικός λόγος σε κάθε κεραιοστοιχείο
P_t	Εκπεμπόμενη ισχύς
P_r	Λαμβανόμενη ισχύς
T_x	Πομπός
R_x	Δέκτης
G_t	Κέρδος κεραίας εκπομπής
G_r	Κέρδος κεραίας λήψης
d	Απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη
λ	Μήκος κύματος
f	Συχνότητα
c	Ταχύτητα του φωτός
h_t	Ύψος κεραίας πομπού
h_r	Ύψος κεραίας δέκτη
d_o	Απόσταση αναφοράς
L_o	Απώλειες για την απόσταση d_o
L	Απώλειες για την αντίστοιχη απόσταση
n	Συντελεστής απωλειών διάδοσης
X_σ	Τυχαία μεταβλητή Gauss με μηδενική τιμή, τυπική απόκλιση σ
χ	Στάθμη ισχύος
μ	Μέση τιμή των απωλειών διάδοσης
σ	Τυπική απόκλιση
n	Τυχαία μεταβλητή του λευκού προσθετικού θορύβου
$n(t)$	Σήμα του λευκού προσθετικού θορύβου στο δέκτη
T_{tot}	Διάρκεια της κρουστικής απόκρισης του διαύλου
T_s	Διάρκεια συμβόλου
$\delta(.)$	Κρουστική συνάρτηση
G_{PL}	Πραγματικός συντελεστής που εκφράζει την απώλεια διάδοσης
G_{sh}	Πραγματική τυχαία μεταβλητή που εκφράζει την τυχαία μεταβολή της εξασθένισης για δεδομένη απόσταση
$h[k]$	Μιγαδική τυχαία μεταβλητή που εκφράζει τις διαλείψεις
E_S	Μέση ενέργεια
ρ	Μέσος σηματοθορυβικός λόγος

C	Χωρητικότητα
N	Αριθμός των κεραιών μετάδοσης
M	Αριθμός των κεραιών λήψης
$\text{tr}(\cdot)$	Ίχνος του πίνακα
T_c	Χρόνος του καναλιού συνοχής
Δ_t	Χρονική υστέρηση μεταξύ της ευθείας και της ανάστροφης μετάδοσης
B_c	Εύρος ζώνης του καναλιού συνοχής
Δ_f	Μετατόπιση συχνότητας
Δ_{lag}	Χρονική καθυστέρηση
$f(U)$	Συνάρτηση ισχύος
U_F	Αριστερό ορθομοναδιαίο διάνυσμα
D	Μη αρνητικός πίνακας με στοιχεία της διαγωνίου του singular value του H
V_F	Δεξί ορθομοναδιαίο διάνυσμα
γ	SNR
C	Εκτίμηση κωδικής λέξης

РАНЕЕ НЕ ПЕРПА

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το 1970 γεννήθηκαν οι πρώτες ιδέες για τα συστήματα MIMO από τις μελέτες των AR Kaye και D.A. George και αργότερα το 1975, 1976 από τον W.van Etten. Το 1984 και το 1986 ο Jack Winters και ο Jack Salz στα εργαστήρια Bell δημοσίευσαν πολλά άρθρα για εφαρμογές beamforming.

Το 1993 ο Arogyaswami Paulraj και ο Thomas Kailath, προτείνουν την έννοια της χωρικής πολυπλεξίας (SM – Spatial Mutliplexing) σε συστήματα MIMO. Το 1994 δόθηκε έμφαση σε εφαρμογές ασύρματων συστημάτων του χρησιμοποιούν χωρική πολυπλεξία.

Στη συνέχεια το 1996, ο Greg Raleigh και ο J.Foschini έδωσε νέες προσεγγίσεις για την τεχνολογία MIMO, θεωρώντας ένα μοντέλο όπου οι πολλαπλές κεραιές συστεγάζονται σε ένα πομπό για να βελτιώσουν την απόδοση της ζεύξης.

Τα εργαστήρια Bell το 1998, υπέδειξαν ένα πρότυπο εργαστήριο για την χωρική πολυπλεξία, όπου η χωρική πολυπλεξία είναι η κύρια τεχνολογία για να βελτιώσουν τις επιδόσεις των MIMO συστημάτων επικοινωνίας.

1.1 Ανάγκη για συστήματα MIMO

Η βασική αιτία που δημιούργησε τα τελευταία χρόνια έντονο ενδιαφέρον γύρω από τα συστήματα MIMO είναι η θεωρητική ανάλυση της χωρητικότητας, που επιτυγχάνεται με τη χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στο δέκτη όσο και στον πομπό. Εκτός από την αύξηση της χωρητικότητας, έχουν και μια σειρά από επιπλέον πλεονεκτήματα, που επιτυγχάνουν ανεκτικότητα στην εξασθένιση, αυξάνουν τη φασματική αποδοτικότητα, μειώνουν την κατανάλωση ενέργειας, καθώς και το κόστος χρήσης και κατασκευής ασύρματων δικτύων. Προσθέτοντας περισσότερες κεραιές σε ένα σύστημα, δίνει τη δυνατότητα βελτίωσης των επιδόσεων, διότι τα εκπεμπόμενα σήματα θα λάβουν διαφορετικά φυσικά μονοπάτια.

Τα MIMO συστήματα δίνουν λύση στο πρόβλημα της αποτελεσματικής εκμετάλλευσης του φάσματος, που εμφανίζεται πλέον εξαιρετικά επιτακτικό, αφού το διαθέσιμο φάσμα έχει ήδη κατανεμηθεί στους τηλεπικοινωνιακούς φορείς και δεν επαρκεί να καλύψει τις ολοένα αυξανόμενες εφαρμογές ευρείας ζώνης. Τα κινητά τρίτης γενιάς (3G) διαθέτουν εφαρμογές πρόσβασης στο Internet, βίντεο κατά

απαίτηση (video on demand), βιντεοκλήσεις, τηλεόραση γεγονός που αποδεικνύει την απαίτηση για χωρητικότητες της τάξης των Mbps.

Επιπλέον ο διάδοχος των κινητών τρίτης γενιάς, τα κινητά τέταρτης γενιάς (4G) ενσωματώνουν συστήματα MIMO, ώστε να επιτύχουν εξαιρετικά υψηλή φασματική απόδοση. Η Ευρωπαϊκή Ένωση από τις αρχές του 2010, επενδύει 18 εκατομμύρια ευρώ στην έρευνα για τα μελλοντικά δίκτυα κινητών επικοινωνιών τέταρτης γενιάς. Η Ευρωπαϊκή Επιτροπή αποφάσισε να ξεκινήσει τη διαδικασία για τη χρηματοδότηση της προηγμένης τεχνολογίας LTE (Long Term Evolution), που θα επιτρέπει ταχύτητες κινητού διαδικτύου έως και εκατό φορές υψηλότερες από εκείνες των υφιστάμενων δικτύων τρίτης γενιάς (3G). Η LTE είναι η τεχνολογία που επιλέγουν όλο και περισσότερες επιχειρήσεις του κλάδου για την επόμενη γενιά δικτύων κινητών τηλεπικοινωνιών, κι αυτό οφείλεται επίσης σε μεγάλο βαθμό στη σημαντική χρηματοδότηση της έρευνας από την Ευρωπαϊκή Ένωση από το 2004 και μετά. Η τεχνολογία LTE (Long Term Evolution) αποτελεί την τελευταία ασύρματη τεχνολογία και επιτρέπει ταχύτητες κινητού διαδικτύου έως και 100 megabits ανά δευτερόλεπτο, δέκα φορές υψηλότερες από εκείνες των δικτύων 3G. Η τεχνολογία αυτή δοκιμάστηκε από φορείς εκμετάλλευσης δικτύων κινητών επικοινωνιών στη Φινλανδία τη Γερμανία, τη Νορβηγία, την Ισπανία, τη Σουηδία και το Ηνωμένο Βασίλειο και είναι πλέον εμπορικά διαθέσιμη στον Καναδά, Νότια Ασία, Νότια Κορέα και Νότια Αφρική. Η τεχνολογία LTE χρησιμοποιεί MIMO σε συνδυασμό με την ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDMA), ώστε να είναι συμβατή με το Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Επικοινωνιών (GSM) και το υψηλής ταχύτητας πρόσβασης πακέτων (HSPA).

1.2 Επικοινωνίες MIMO σε ασύρματα πρότυπα

Τα πολλά υποσχόμενα συστήματα MIMO, έχουν συμπεριληφθεί σε αρκετά πρότυπα για τα μελλοντικά συστήματα ασύρματων επικοινωνιών, ειδικότερα στα τοπικά ασύρματα δίκτυα και στα κυψελωτά δίκτυα. Παραδείγματα αυτών των προτύπων έχουν ενσωματωθεί στα πρότυπα IEEE 802.11, 802.16, στο 3rd Group Partnership Project (3GPP) και στο πρότυπο IEEE 802.20.

Το πρότυπο IEEE 802.11 έχει αναπτυχθεί για το Wi-Fi, που συνήθως χρησιμοποιείται για δημόσια ασύρματη πρόσβαση (που είναι γνωστά ως hotspots). Η παλαιότερη έκδοση του προτύπου IEEE 802.11a υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης πάνω από 11

Mega bits/second (Mbps), ενώ η έκδοση IEEE 802.11b υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης πάνω από 54 Mbps. Η νεότερη βελτιωμένη έκδοση IEEE 802.11n είναι αυτή που ενσωματώνει τις επικοινωνίες MIMO, καθώς και πολλά άλλα νεότερα χαρακτηριστικά. Η IEEE ενέκρινε την τροποποίηση και δημοσιοποίησε το νέο πρότυπο τον Οκτώβριο του 2009. Πριν την τελική επικύρωση, οι επιχειρήσεις είχαν ήδη μεταβεί σε δίκτυα 802.11n που βασίζονται στη Wi-Fi συμμαχία πιστοποίησης σύμφωνα με το προσχέδιο του 2007, για το πρότυπο 802.11n. Υποστηρίζει ρυθμούς δεδομένων μέχρι και 150 Mbit/second. Έχουν μελετηθεί προσεκτικά αρκετά σχήματα MIMO για αυτές τις εφαρμογές, χρησιμοποιώντας σχήματα 2x2 και 4x4 με χωρο-χρονικά μπλοκ κωδικοποίησης.

Το πρότυπο IEEE 802.16 έχει αναπτυχθεί για WiMax και στοχεύει στην μετάδοση δεδομένων με υψηλούς ρυθμούς σε μακρινές αποστάσεις. Οι MIMO επικοινωνίες έχουν ενσωματωθεί ως επιλογή στην έκδοση του προτύπου IEEE 802.16e, χρησιμοποιώντας σχήματα 2x1 και 4x4. Σε μερικές περιπτώσεις, οι πολλαπλές κεραιές χρησιμοποιούνται για να μεταφέρουν υψηλούς ρυθμούς δεδομένων και σε άλλες στις κυψελωτές επικοινωνίες για να βελτιώσουν την χωρητικότητα του δικτύου (beamforming - τεχνική επεξεργασίας σήματος για κατευθυντική μετάδοση και λήψη σήματος ώστε να υποστηρίζουν μεγάλο αριθμό χρηστών).

Η τεχνολογία 3GPP, που είναι ευρέως γνωστή και ως ευρυζωνική πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση κώδικα (W-CDMA), είναι επέκταση της πολλαπλής προσπέλασης με προσπέλαση κώδικα (CDMA), που χρησιμοποιείται στην τρίτη γενιάς κυψελωτές επικοινωνίες [1].

Το πρότυπο IEEE 802.20 είναι μια σοβαρή προσπάθεια για την επίτευξη ενοποίησης μεταξύ των ασύρματων δικτύων δεδομένων και των δικτύων κινητών επικοινωνιών. Χρησιμοποιεί πλήρως το πρότυπο IP και δημιουργεί μια νέα αγορά πέρα από τα κεντρικά δίκτυα κυκλώματος 2G και 2.5G.

Η ομάδα εργασίας δημιουργήθηκε το Δεκέμβριο του 2002 και στόχος ήταν να επιτρέψει την δημιουργία ενός χαμηλού κόστους, αδιάλειπτου, διαλειτουργικού, always-on δικτύου ασύρματης πρόσβασης, στο οποίο θα μπορούν να λειτουργούν απροβλημάτιστα οι τεχνικές πολλών διαφορετικών εταιρειών (vendors). Το 802.20 ή αλλιώς Mobile-Fi σχεδιάστηκε ως μια τεχνολογία που θα υποστηρίζει υπηρεσίες ακόμα και σε συνθήκες πολύ μεγάλης κινητικότητας. Υποστηρίζει ταχύτητες μέχρι και 250 km/h και με μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων τα 260 Mbps σε περιοχή συχνοτήτων κάτω από τα 3.5 GHz. Στις τεχνολογίες που χρησιμοποιεί το πρότυπο

συμπεριλαμβάνονται τα OFDM, MIMO και beam-forming. Τον Ιούνιο του 2008 η ομάδα εργασίας αποδέχτηκε την πρόταση της εταιρίας Kyocare Corporation και το σύστημά της, που βασίζεται σε iBurst τεχνολογία, (625k-MC mode). Το σύστημα iBurst ή αλλιώς HC-SDMA είναι σχεδιασμένο για να παρέχει κινητή ευρυζωνική ασύρματη πρόσβαση σε όλους τους συνδρομητές οποιαδήποτε στιγμή και οπουδήποτε. Το σύστημα υπόσχεται μια αδιάλειπτη, IP - κεντρική, υψηλής ταχύτητας ασύρματη πρόσβαση που θα παρέχει μεταγωγή πακέτων με ρυθμούς περίπου 1Mbps (downlink) ανά χρήστη, ενώ παράλληλα θα διατηρεί την φασματική του απόδοση, την κάλυψη και χωρητικότητα του. Το σύστημα είναι μοναδικά σχεδιασμένο γύρω από πολλαπλές κεραιές Adaptive Area Antenna (AAA) και χρήση χωρικής επεξεργασίας (Spatial Division Multiple Access - SDMA), ώστε να παρέχει ευρυζωνικές υπηρεσίες με κόστη που μπορούν να ενθαρρύνουν την μαζική εφαρμογή του και τελικά υιοθέτησή του. Οι παγκοσμίως πάροχοι που χρησιμοποιούν το iBurst, δημιούργησαν το iBurst Association (iBA), ένα μη κερδοσκοπικό οργανισμό που είχε αναλάβει την προώθηση και εξέλιξη της τεχνολογίας iBurst ώστε να γίνει η προτιμητέα πλατφόρμα στα πλαίσια του MBWA.

1.3 Εισαγωγή στα συστήματα MIMO

Πρώτη προσπάθεια για την εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών συστημάτων πραγματοποιήθηκε με τις στοιχειοκεραίες, οι οποίες επιτρέπουν μερική εκμετάλλευση της χωρικής διάστασης. Στη συνέχεια, εμφανίστηκαν οι έξυπνες κεραιές με δυναμικά μεταβαλλόμενα διαγράμματα ακτινοβολίας, αλλά και πάλι οι απαιτήσεις σε εύρος ζώνης εφαρμογές και η αύξηση των χρηστών δυσχεραίνουν την ποιότητα (QoS) που προσφέρουν αυτά τα συστήματα.

Τα συστήματα MIMO βασίζονται στις έξυπνες κεραιές. Ένα σύστημα MIMO αποτελείται από ένα πομπό, ένα δέκτη και ένα ραδιοκανάλι, το οποίο διαθέτει πολλαπλές εισόδους και εξόδους. Οι πολλαπλές εισοδοί – εξοδοί υλοποιούνται με κεραιές πολλαπλών στοιχείων τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Η βασική ιδέα των MIMO συστημάτων είναι ότι τα σήματα δειγματοληπτούνται χωρικά στον πομπό και στο δέκτη και συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο, ώστε να μεταδοθούν παράλληλα ανεξάρτητες ροές δεδομένων, ούτως ώστε να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης και να βελτιωθεί η ποιότητα επικοινωνίας, μειώνοντας τον ρυθμό σφαλμάτων. Τα οφέλη από την χρήση πολλαπλών κεραιών προκύπτουν από την εκμετάλλευση μιας νέας

διάστασης, του χώρου. Για το λόγο αυτό και οι ασύρματες επικοινωνίες MIMO είναι γνωστές και ως επικοινωνίες χώρου-χρόνου.

Οι πολλαπλές είσοδοι-έξοδοι υλοποιούνται ουσιαστικά μέσω στοιχειοκεραιών, τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη. Κάθε σειρά δεδομένων κωδικοποιείται, διαμορφώνεται και διαχωρίζεται σε επιμέρους ροές δεδομένων, τα οποία εκπέμπονται από τους ακτινοβολητές του πομπού. Μετά τη λήψη του σήματος από τον δέκτη, Ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία, ώστε να προκύψει ο αρχική σειρά δεδομένων.

Οι παράμετροι που ελέγχουν την απόδοση μιας ασύρματης ζεύξης είναι η χωρητικότητα, η αξιοπιστία και η πολυπλοκότητα του πομπού και του δέκτη. Επομένως, οι διεργασίες που προηγούνται της εκπομπής και έπονται της λήψης σχεδιάζονται έτσι ώστε να βελτιστοποιηθεί η απόδοση της ραδιοζεύξης. Θέλουμε να αυξήσουμε την χωρητικότητα, δηλαδή να μεγιστοποιηθεί ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (bit rate – η μέγιστη τιμή δίνεται από τον τύπο του Shannon σε συνθήκες λευκού θορύβου). Η αξιοπιστία εκφράζεται μέσω του ρυθμού λαθών (BER – Bit Error Rate) και η πολυπλοκότητα σχετίζεται με την κατανάλωση ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, επιθυμούμε χαμηλή πολυπλοκότητα στη μεριά του κινητού (αφού η πηγή τροφοδοσίας είναι η μπαταρία, οπότε έχουμε περιορισμένη ενέργεια) και αυξημένη πολυπλοκότητα στο σταθμό βάσης. Επειδή όμως, η ταυτόχρονη βελτιστοποίηση της χωρητικότητας, της αξιοπιστίας και της πολυπλοκότητας δεν είναι δυνατή, οδηγούμαστε κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος MIMO σε μια αναγκαστική ανταλλαγή (trade off)²⁰.

Η σχεδίαση ενός συστήματος MIMO γίνεται με διαφορετικό τρόπο, ανάλογα με τη γνώση ή μη του καναλιού από την πλευρά του πομπού. Για να γνωρίζει ο πομπός το κανάλι, απαιτείται η παρουσία ενός καναλιού ανάδρασης που θα του παρέχει τις απαραίτητες πληροφορίες. Όταν ο πομπός γνωρίζει το κανάλι, οι επιμέρους ροές δεδομένων που προκύπτουν από τον διαχωρισμό του αρχικού συρμού δεδομένων, πολλαπλασιάζονται με κάποιον συντελεστή βαρύτητας πριν την εκπομπή τους από τον κατάλληλο ακτινοβολητή. Ενώ, η γνώση της κατάστασης του καναλιού οδηγεί σε πιο αξιόπιστη μετάδοση, το απαραίτητο κανάλι ανάδρασης καταναλώνει σημαντικό τμήμα του διαθέσιμου εύρους ζώνης.

Στη συνέχεια θα αναλύσουμε τα πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO. Το μειονέκτημα των τεχνικών MIMO είναι ότι εισάγουν αυξημένη πολυπλοκότητα στα συστήματα επικοινωνιών, τόσο την πολυπλοκότητα του υλικού των πομποδεκτών

όσο και την υπολογιστική πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης των λαμβανόμενων σημάτων.

1.4 Πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO

Τα πλεονεκτήματα ενός συστήματος MIMO, έναντι ενός αντίστοιχου συστήματος MISO πηγάζουν από την αύξηση του κέρδους κωδικοποίησης, του διαφορικού κέρδους, του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας και την μείωση των παρεμβολών. Παρόλο που τα συστήματα MISO και SIMO έχουν παρόμοια πλεονεκτήματα, μόνο τα MIMO μπορούν να δώσουν κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και να αυξήσουν την χωρητικότητα του διαύλου πάνω από το όριο του Shannon^{14,3}.

1.4.1 Κέρδος συστοιχίας (Array Gain)

Το κέρδος συστοιχίας επιτυγχάνεται μετά από επεξεργασία στον πομπό και έχει ως συνέπεια την αύξηση του λαμβανόμενου σηματοθορυβικού λόγου, που προκύπτει από ένα συνεκτικό αποτέλεσμα των ασύρματων σημάτων στο δέκτη. Το κέρδος συστοιχίας σε πομπό και δέκτη, απαιτεί τη γνώση του καναλιού σε πομπό και δέκτη, αντίστοιχα και εξαρτάται από τον αριθμό των κεραιών σε πομπό και δέκτη¹⁴.

Το κέρδος συστοιχίας δίνεται από τον τύπο : $G_a = \frac{\rho_o}{\rho}$ (1-1)

Όπου :

- G_a : συμβολίζεται το κέρδος συστοιχίας
- ρ : είναι ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος σε κάθε κεραιοστοιχείο του δέκτη
- ρ_o : είναι ο μέσος ενεργός σηματοθορυβικός λόγος που προκύπτει μετά το συμφασικό συνδυασμό

Ο συμφασικός συνδυασμός των μιγαδικών ισοδύναμων σημάτων βασικής ζώνης μπορεί να γίνει μόνο όταν είναι διαθέσιμη η ακριβής γνώση του διαύλου. Στην περίπτωση όπου η στοιχειοκεραία χρησιμοποιείται μόνο στο δέκτη, η αύξηση της μέσης λαμβανόμενης ισχύος είναι ανάλογη με το πλήθος των κεραιοστοιχείων του²².

Γενικά, η γνώση της κατάστασης του καναλιού είναι γνωστή στον δέκτη, χωρίς όμως να ισχύει το ίδιο και για την πλευρά του πομπού, αφού η εκτίμησή της είναι δύσκολη.

1.4.2 Κέρδος χωρικού διαφορισμού (Diversity Gain)

Η ισχύς του σήματος σε ένα ασύρματο κανάλι αυξομειώνεται τυχαία, ανάλογα με τις διαλείψεις που εμφανίζονται στο διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον. Η διαφορισμότητα βασίζεται στη μετάδοση του σήματος σε πολλαπλές ανεξάρτητες διαδρομές, ως προς τις διαλείψεις (στο πεδίο του χρόνου/της συχνότητας/του χώρου). Το κέρδος χωρικού διαφορισμού περιγράφει τη βελτίωση της συμπεριφοράς του συστήματος έναντι των βαθιών διαλείψεων του διαύλου, ύστερα από κατάλληλη επεξεργασία των σημάτων των διαθέσιμων κεραιών.

Στην χρονική διαφορικότητα (time diversity) απαιτείται η επαναμετάδοση των δεδομένων μετά από μια χρονική καθυστέρηση, τουλάχιστον ίση με το χρόνο συνοχής T_c (coherence time). Αυτό συνεπάγεται στην ελάττωση του ρυθμού μετάδοσης, αφού η ίδια πληροφορία αποστέλλεται σε πολλά αντίγραφα.

Στην διαφορικότητα στο πεδίο της συχνότητας (frequency diversity) απαιτείται την μετάδοση των δεδομένων ταυτόχρονα σε διαφορετικές συχνότητες, που διαφέρουν μεταξύ τους τουλάχιστον κατά τη συχνότητα συνοχής B_c (coherence bandwidth). Η τεχνική αυτή, έχει ως αποτέλεσμα την ανεπιθύμητη σπατάλη του εύρους ζώνης.

Η χωρική διαφορικότητα (spatial diversity) προτιμάται από τις δύο παραπάνω τεχνικές, αφού δεν σπαταλά τηλεπικοινωνιακούς πόρους, όπως το διαθέσιμο εύρος ζώνης ή τον χρόνο μετάδοσης. Αν οι $M_R \times M_T$ δίαυλοι, που συνθέτουν το δίαυλο MIMO, υφίστανται ανεξάρτητες μεταξύ τους αποσβέσεις και το μεταδιδόμενο σήμα έχει σχεδιαστεί κατάλληλα, ο δέκτης μπορεί να συνδυάσει τα λαμβανόμενα σήματα με τέτοιο τρόπο, ούτως ώστε το τελικό σήμα να παρουσιάζει μικρότερη διασπορά πλατών σε σύγκριση με την SISO περίπτωση. Έτσι, επιτυγχάνεται διαφορικότητα τάξης $M_R \times M_T$. Το κέρδος αυτό διακρίνεται στο χωρικό διαφορικό δέκτη (receive antenna diversity) και στο χωρικό διαφορικό πομπού (transmit antenna diversity).

Στο χωρικό διαφορικό δέκτη, ο δέκτης συνδυάζει αντίγραφα του σήματος που καταφθάνουν στα διαφορετικά κεραιοστοιχεία του δέκτη μέσω διαφορετικών διαδρομών, ούτως ώστε η περιβάλλουσα του σήματος που προκύπτει να παρουσιάζει μικρότερες διακυμάνσεις. Σε αυτή την περίπτωση πρέπει ο δέκτης να διαθέτει τέλεια γνώση του διαύλου.

Στην δεύτερη περίπτωση, γίνεται κατάλληλη προεπεξεργασία των προς μετάδοση σημάτων, έτσι ώστε, συνδυαζόμενα στο δέκτη, να οδηγήσουν στη λήψη ενός σήματος, που έχει προκύψει από την κατάλληλη υπέρθεση των πολλαπλών

αντιγράφων του σήματος πληροφορίας, τα οποία έχουν μεταδοθεί από τα διαφορετικά κεραιοστοιχεία του πομπού. Οπότε, το λαμβανόμενο σήμα προκύπτει με μικρότερες διακυμάνσεις στην περιβάλλουσα. Με την βοήθεια των τεχνικών κωδικοποίησης χώρου – χρόνου, μειώνονται οι διαλείψεις του λαμβανόμενου σήματος, ακόμα και αν δεν έχουμε πληροφορίες για την κατάσταση του διαύλου στον πομπό.

Γενικεύοντας τη λειτουργία MIMO, πρέπει για κάθε προς μετάδοση σύμβολο να εξασφαλιστεί ότι θα φθάσει στις κεραίες του δέκτη μέσω τουλάχιστον διαφορετικών διαδρομών προκειμένου να επιτευχθεί για κάθε σύμβολο διαφορετικό κέρδος. Για παράδειγμα, μπορεί από δύο κεραίες εκπομπής το ίδιο σύμβολο να αποσταλεί από τη μία κεραία ως έχει και από την άλλη ως το συζυγές του. Το κέρδος που επιτυγχάνεται με τη μέθοδο αυτή αναλύεται με το σχήμα Alamouti.

Η πιθανότητα σωστής ανίχνευσης αυξάνεται, αφού το σύστημα απόφασης του δέκτη διαθέτει περισσότερες εκδοχές του ίδιου συμβόλου. Καθώς η πιθανότητα λάθους είναι φθίνουσα συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου λήψης, απαιτείται μικρότερος σηματοθορυβικός λόγος στις κεραίες λήψης ενός συστήματος MIMO σε σχέση με το αντίστοιχο σύστημα SISO, για να επιτευχθεί η ίδια πιθανότητα λάθους και από τα δύο συστήματα. Η διαφορά των σηματοθορυβικών λόγων σε dB καλείται διαφορετικό κέρδος.

Από τα παραπάνω είναι σαφής η εξάρτηση του διαφορετικού κέρδους από το είδος του διαύλου. Όσο πλουσιότερος είναι σε σκεδαστές (rich scattering) ο διάυλος, τόσο περισσότερο ανεξαρτητοποιούνται μεταξύ τους οι διαδρομές. Σε ένα αστικό περιβάλλον είναι ευκολότερη η επίτευξη υψηλού διαφορετικού κέρδους σε σύγκριση με ένα ημισιαστικό. Σε ένα ανοικτό περιβάλλον όπου απουσιάζουν οι σκεδαστές, το διαφορετικό κέρδος πρακτικά μηδενίζεται. Έτσι, σε ένα περιβάλλον πλούσιο σε σκεδαστές, η χρήση MIMO έχει ως στόχο την επίτευξη διαφορετικού κέρδους, ενώ σε ένα ανοικτό περιβάλλον ελεύθερο σκεδαστών, την επίτευξη κέρδους συστοιχίας.

Αν ο πομπός δεν γνωρίζει την κατάσταση του διαύλου, είναι δύσκολο να εξαχθεί διαφορετικό κέρδος και τότε χρησιμοποιούμε κατάλληλα σχεδιασμένα σήματα μετάδοσης και η τεχνική αναφέρεται ως χώρο-χρονική κωδικοποίηση^{14,22}.

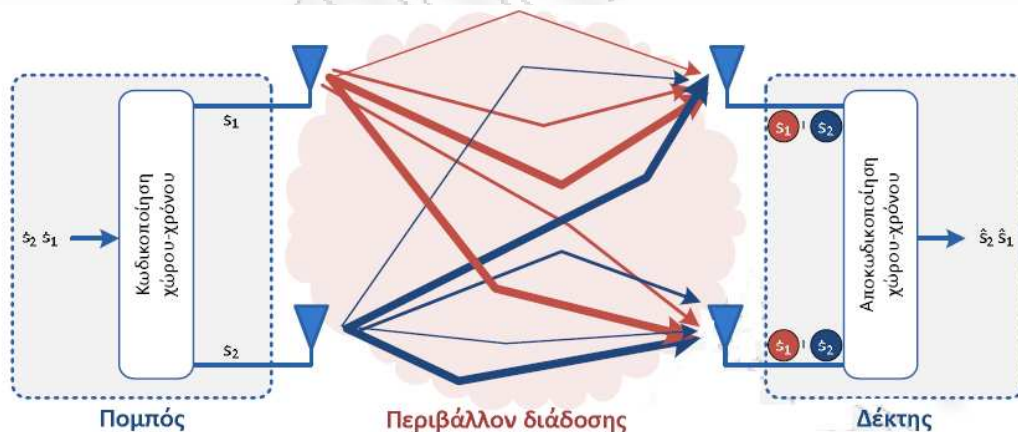
1.4.3 Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain)

Ο διάυλος MIMO προσφέρει μια γραμμική αύξηση στην χωρητικότητα, ανάλογα με το $\min(M_R, M_T)$, χωρίς να χρειάζεται αύξηση στην ισχύ εκπομπής ή στο διαθέσιμο εύρος ζώνης. Το κέρδος αυτό, αναφέρεται ως κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και

υλοποιείται μεταδίδοντας ανεξάρτητα μεταξύ τους σήματα από διαφορετικές κεραιές. Η επίτευξη του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας γίνεται με την εκμετάλλευση της έμφυτης ορθογωνιότητας, που εισάγει ο ραδιοδιάυλος λόγω της έντονης σκέδασης των κυμάτων, που μεταφέρουν το σήμα πληροφορίας από τις κεραιές πομπού στις κεραιές του δέκτη.

Στην πράξη, για να επιτευχθεί η αύξηση της χωρητικότητας, απαιτείται οι κεραιές του πομπού και του δέκτη να βρίσκονται σε επαρκή απόσταση μεταξύ τους, ώστε να ελαχιστοποιείται η συσχέτιση των σημάτων. Ακόμα, ο διάυλος πρέπει να είναι πλούσιος σε σκεδαστές, ώστε η πολυδιαδρομική διάδοση να οδηγεί σε ανεξαρτησία των σημάτων. Σε περίπτωση που δεν έχουμε πλήρη ανεξαρτησία των σημάτων (δηλ. έχουμε συσχέτιση), είναι δυνατή η περιορισμένη αύξηση της χωρητικότητας, σε σχέση με την περίπτωση της πλήρους αποσυσχέτισης των σημάτων. Ως κέρδος χωρικής πολυπλεξίας, ορίζεται η διαφορά της τιμής της χωρητικότητας μιας ζεύξης, όπου χρησιμοποιείται σύστημα SISO από την τιμή της χωρητικότητας που επιτυγχάνεται η ίδια ζεύξη όταν χρησιμοποιείται σύστημα MIMO.

Κάτω από ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης, όπου έχουμε πολλούς σκεδαστές, ο δέκτης ξεχωρίζει τις διαφορετικές ροές δεδομένων και έτσι έχουμε γραμμική αύξηση στη χωρητικότητα¹⁴.



Εικόνα 1 : Σε περιβάλλον πλήρους σκέδασης, τα συστήματα MIMO επιτυγχάνουν κέρδος χωρικής πολυπλεξίας με το διαχωρισμό των χωρικών υπογραφών σήματος²²

1.4.4 Μείωση παρεμβολών (Interference Reduction)

Οι παρεμβολές προκαλούνται λόγω της επαναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων που γίνονται στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες (πολλοί χρήστες που μοιράζονται το χρόνο και τους πόρους). Όταν χρησιμοποιούμε πολλαπλές κεραιές, η χωρική διαφορά ανάμεσα στο επιθυμητό σήμα και στα υπόλοιπα σήματα του ίδιου διαύλου μπορεί να

βοηθήσει στη μείωση των παρεμβολών. Για να επιτευχθεί η μείωση των παρεμβολών απαιτείται γνώση του διαύλου του επιθυμητού σήματος, χωρίς να χρειάζεται να είναι γνωστός ο δίαυλος παρεμβολής. Η μείωση μπορεί να εφαρμοστεί και στην πλευρά του πομπού, ελαττώνοντας την ενέργεια των παρεμβολών σε σχέση με τη χρήσιμη ενέργεια. Η ελάττωση των παρεμβολών επιτρέπει την επαναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων και έτσι δημιουργεί αύξηση της χωρητικότητας κάθε κυψέλης.

Σε γενικές γραμμές, είναι ανέφικτο να αξιοποιηθούν ταυτόχρονα όλα τα πλεονεκτήματα της τεχνολογίας MIMO, λόγω των αντιφατικών απαιτήσεων στους βαθμούς χώρου ελευθερίας. Συνδυάζοντας όμως τα οφέλη σε ένα ασύρματο δίκτυο, έχουμε σαν αποτέλεσμα τη βελτίωση της ικανότητάς, την κάλυψη και την αξιοπιστία¹⁴.

1.5 Στρατηγικές υλοποίησης ενός MIMO συστήματος

Ένα σύστημα MIMO μπορεί να υλοποιηθεί με έναν από τους παρακάτω τρόπους¹⁹ :

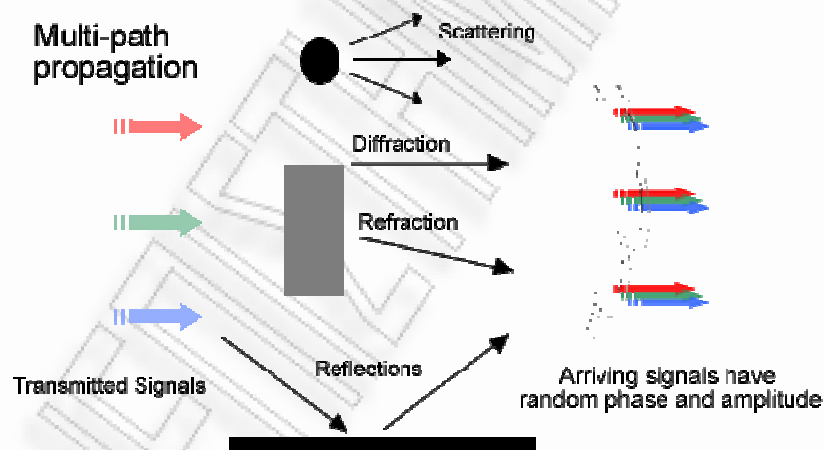
- **Spatial multiplexity** : η χωρική πολυπλεξία εκφράζεται κυρίως με την αύξηση του ρυθμού εκπομπής. Η διαδικασία αυτή διασπά τη προς μετάδοση ροή συμβόλων σε χαμηλότερου ρυθμού υποροές. Αυτό γίνεται διότι κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας μπορεί να λειτουργεί μέχρι ένα μέγιστο ρυθμό μετάδοσης (μέγιστο εύρος ζώνης). Οι υποροές που προκύπτουν, επεξεργάζονται κατάλληλα και μεταδίδονται ταυτόχρονα από τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Έτσι, ο τελικός ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται είναι ανάλογος με τα ζεύγη των στοιχείων των στοιχειοκεραιών σε πομπό και σε δέκτη. Το αρχικό δiάνυσμα μπορεί να ληφθεί από το δέκτη με διάφορες μεθόδους, όπως είναι η εξίσωση zero-forcing (ZF) κατά την οποία το λαμβανόμενο δiάνυσμα από το δέκτη πολλαπλασιάζεται με τον ψευδοαντίστροφο του πίνακα του καναλιού (H). Το μειονέκτημα της μεθόδου είναι ότι αυξάνει τον θόρυβο με αποτέλεσμα να δυσχεραίνει την ανίχνευση του σήματος. Μια πιο αποτελεσματική λύση είναι ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος. Σε αυτή τη μέθοδο δεν είναι απαραίτητη η γνώση του καναλιού από τον πομπό.

- **Space-time coding** : η χωρο-χρονική κωδικοποίηση παρέχει μια χωρο-χρονική συσχέτιση των σημάτων που μεταδίδονται από τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας του πομπού. Διαθέτει πολύ καλής συμπεριφορά απέναντι στα λάθη, αλλά δεν είναι τόσο αποδοτική μέθοδος όσον αφορά την χωρητικότητα. Δεν απαιτείται η γνώση του καναλιού από τον πομπό.
- **Beamforming** : η μέθοδος της διαφορησιμότητας απαιτεί τη γνώση του καναλιού (πίνακας H) τόσο στον δέκτη όσο και στον πομπό. Άρα, πρέπει να υπάρχει ένα κανάλι ανάδρασης από το δέκτη στο πομπό. Έχουμε διαφορησιμότητα και επιπλέον κέρδος κεραίας. Το διάνυσμα των σημάτων στον πομπό και στο δέκτη πολλαπλασιάζονται με τα αντίστοιχα διανύσματα βάρους, τα οποία εξάγονται από τον πίνακα H που περιγράφει το κανάλι. Η μέθοδος αυτή οδηγεί σε υψηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη, αλλά σχετικά μειωμένες τιμές χωρητικότητας.

2 ΤΟ ΚΑΝΑΛΙ

2.1 Ασύρματο κανάλι

Το βασικό χαρακτηριστικό των ασύρματων συστημάτων MIMO είναι η ικανότητά τους να εκμεταλλεύονται προς όφελος της ζεύξης το φαινόμενο της διάδοσης πολλαπλών οδεύσεων (multipath propagation). Τα σήματα που διαδίδονται στο ασύρματο κανάλι φτάνουν στον προορισμό τους μέσω πολλών διαφορετικών διαδρομών, που αναφέρονται ως πολλαπλές οδεύσεις (multipath). Τα διαφορετικά αυτά μονοπάτια δημιουργούνται από τους μηχανισμούς που διέπουν την ραδιοδιάδοση. Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται στο ασύρματο περιβάλλον με τους ακόλουθους τρόπους : απευθείας διάδοση, ανάκλαση (reflection), περίθλαση (diffraction), και σκέδαση ή διάχυση (diffuse scattering).



Εικόνα 2 : Multipath propagation

Απευθείας διάδοση έχουμε όταν το σήμα από το πομπό στον δέκτη, δεν συναντάει κανένα εμπόδιο. Ανάκλαση συμβαίνει όταν ένα επίπεδο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε εμπόδια πολύ μεγαλύτερων διαστάσεων σε σχέση με το μήκος κύματος του σήματος. Ανακλάσεις από την επιφάνεια της γης ή από κύμα παράγουν ανακλώμενα κύματα τα οποία συμβάλουν δημιουργικά ή καταστροφικά στο αρχικό κύμα.

Περίθλαση συμβαίνει όταν ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη υπάρχει φυσικό ή τεχνητό εμπόδιο με μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος, το οποίο προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από το εμπόδιο σύμφωνα με την αρχή του Huygens. Η περίθλαση είναι ένα φαινόμενο που ερμηνεύει τη μεταφορά Η/Μ ενέργειας από τον πομπό στο δέκτη χωρίς την απαραίτητη ύπαρξη οπτικής επαφής (LOS-Line Of Sight). Το φαινόμενο μπορεί να αναφέρεται και ως «σκίαση», αφού παρά το γεγονός ότι το πεδίο «σκιάζεται» από το εμπόδιο που προκαλεί την περίθλαση, το κύμα φτάνει στον δέκτη.

Σκέδαση ή διάχυση συμβαίνει όταν ένα σήμα προσκρούει είτε σε μια μεγάλη τραχιά επιφάνεια ή σε επιφάνεια της οποίας οι διαστάσεις είναι της τάξης του μήκους κύματος ή μικρότερες, έχοντας ως αποτέλεσμα η ανακλώμενη ενέργεια να διασκορπίζεται σε όλες τις κατευθύνσεις. Ο μηχανισμός αυτός είναι δύσκολο να προβλεφθεί.

Ένας ακόμη μηχανισμός διάδοσης είναι και η διάθλαση (reflection) που υφίστανται τα ραδιοκύματα κατά τη διάδοση τους στο ασύρματο κανάλι, η οποία οφείλεται στις μεταβολές της διηλεκτρικής σταθεράς και επομένως του δείκτη διάθλασης, σε διάφορα ύψη στην ατμόσφαιρα. [1,2,12].

Σε περίπτωση που το κινητό έχει οπτική επαφή με τον σταθμό βάσης, η περίθλαση και η σκέδαση ενδέχεται να μην επηρεάζουν τη διάδοση. Διαφορετικά, αν το κινητό βρίσκεται στο ύψος του οδοστρώματος, σε μεγάλη μητροπολιτική περιοχή, χωρίς να έχει οπτική επαφή με τον σταθμό βάσης, η περίθλαση και η σκέδαση είναι πολύ πιθανόν να κυριαρχούν στη διάδοση.

Οι παραπάνω μηχανισμοί ευθύνονται για την ύπαρξη πολλαπλών αντιτύπων του εκπεμπόμενου σήματος στην κεραία του δέκτη. Οι συνιστώσες αυτές φθάνουν στον δέκτη με ολισθημένα χαρακτηριστικά (πλάτος, φάση και χρόνο άφιξης) ως προς τα χαρακτηριστικά του σήματος της απευθείας συνιστώσας. Επιπλέον, πρέπει να υπολογίσουμε τις παρεμβολές και την επίδραση του λευκού προσθετικού θορύβου Gauss (Additive White Gaussian Noise - AWGN).

Η διάδοση των 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). Τα φαινόμενα αυτά επηρεάζουν κυρίως τα επίπεδα ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος.

Οι απώλειες διαδρομής καθορίζουν την εξάρτηση της μείωσης της μέσης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος από την απόσταση πομπού-δέκτη. Η σκίαση χαρακτηρίζει την εξασθένιση του σήματος λόγω παρεμπόδισης από κτίρια και άλλα αντικείμενα. Οι διαλείψεις του σήματος οφείλονται στην αθροιστική και αφαιρετική συμβολή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

2.2 Απώλειες διάδοσης

Με τον όρο Απώλειες Διάδοσης, ορίζουμε το λόγο της εκπεμπόμενης ισχύος προς την λαμβανόμενη ισχύ σε ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης. Όταν το περιβάλλον διάδοσης είναι ο ιδανικός ελεύθερος χώρος, η λαμβανόμενη ισχύ δίνεται από την εξίσωση του Friis :

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left[\frac{c/f}{4\pi d} \right]^2 \quad (2-1)$$

Όπου :

- P_t και P_r είναι η εκπεμπόμενη και λαμβανόμενη ισχύς,
- G_t και G_r είναι τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης
- d είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη
- λ είναι το μήκος κύματος
- f είναι η συχνότητα λειτουργίας
- c είναι η ταχύτητα του φωτός

Επομένως, οι απώλειες διάδοσης στον ελεύθερο χώρο δίνονται από την παρακάτω σχέση :

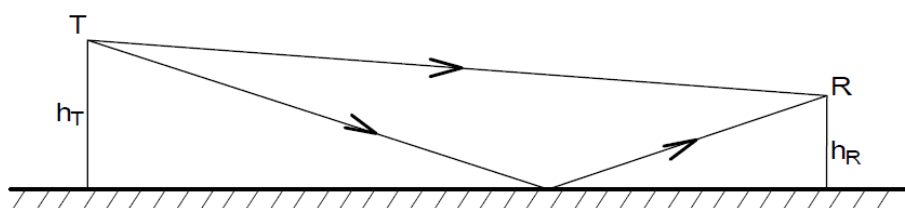
$$L_f = \frac{P_r}{P_t} = \frac{1}{G_t \cdot G_r} \cdot \left[\frac{4\pi d}{\lambda} \right]^2 \quad (2-2)$$

Άρα, οι απώλειες διάδοσης στον ελεύθερο χώρο εξαρτώνται από το τετράγωνο της απόστασης d . Κάθε φορά που η απόσταση δεκαπλασιάζεται, η στάθμη ισχύος υποεκατονταπλασιάζεται, επομένως η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος υπόκειται σε

μια πτώση 20dB ανά δεκάδα. Αντίστοιχα, όταν μειώνεται το μήκος κύματος, αυξάνεται η συχνότητα εκπομπής και αυξάνονται και οι απώλειες διάδοσης.

Στα κυψελωτά περιβάλλοντα διάδοσης, συμβαίνουν ανακλάσεις από το έδαφος, οπότε το μοντέλο του ελεύθερου χώρου δεν είναι κατάλληλο. Θεωρούμε ότι η γη δεν έχει καμπυλότητα και χρησιμοποιούμε το μοντέλο της επίπεδης γης (plane earth), το οποίο θεωρεί ότι η γη είναι ένα τέλειο αγώγιμο επίπεδο.

Για αποστάσεις μικρότερες από μερικές δεκάδες χιλιομέτρων είναι συνήθως επιτρεπτό να παραβλέψουμε την καμπυλότητα της γης και να παραδεχθούμε ότι είναι ομαλή και επίπεδη.



Εικόνα 3 : Διάδοση σε επίπεδη επιφάνεια

Επιπλέον, παραδεχόμαστε επίπεδη πρόσπτωση, έτσι ώστε ο συντελεστής ανάκλασης $\rho = -1$ (αφού είναι τέλεια αγώγιμη), με διαφορετική διανυόμενη απόσταση για το καθένα. Στην πιο απλή περίπτωση, για τη διάδοση ισχύος ισχύουν :

- $d \gg h_t + h_r$
- $d > \frac{20h_t h_r}{\lambda_c}$

όπου h_t και h_r είναι το ύψος της κεραίας του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα η λαμβανόμενη ισχύς δίδεται από τη σχέση:

$$P_r = P_t \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r \quad (2-3)$$

Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση αυτή, οι απώλειες διάδοσης μεταβάλλονται αντιστρόφως ανάλογα με την τέταρτη δύναμη της απόστασης, δηλαδή ο εκθετικός παράγοντας απωλειών διάδοσης ισούται με 4. Στα πραγματικά περιβάλλοντα ο εκθετικός παράγοντας κυμαίνεται από 2.5 (σε κλειστούς χώρους) έως 6 (σε αστικές περιοχές) ανάλογα με την διαμόρφωση του εδάφους.

Έχει αποδειχθεί ότι τα περισσότερα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, λειτουργούν σε περιβάλλοντα μη οπτικής επαφής (NLOS, non-line of sight). Η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης, αυξάνεται εκθετικά με την απόσταση και περιγράφεται από τη σχέση :

$$L(d) \propto L_0 \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (2-4)$$

Όπου :

- d_0 είναι μια απόσταση αναφοράς ή η απόσταση για την οποία υπάρχει LOS συνιστώσα
- L_0 είναι οι απώλειες για την απόσταση d_0
- L οι αντίστοιχες απώλειες
- n συντελεστής απωλειών διάδοσης (path loss factor) ή συντελεστής εξασθένισης

Στα μοντέλα ελευθέρου χώρου ο συντελεστής n είναι 2, ενώ στα μοντέλα επίπεδης επιφάνειας ο συντελεστής n είναι 4.

Οι απώλειες διάδοσης οφείλονται στην απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη και η εξάρτηση αυτή περιγράφεται από το συντελεστή εξασθένισης, που δηλώνει το πόσο γρήγορα αυξάνουν οι απώλειες διάδοσης με την απόσταση.

Η απόλυτη μέση τιμή απωλειών διάδοσης σε dB ορίζεται με την σχέση :

$$L(d) = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2-5)$$

2.3 Σκίαση

Σκίαση ονομάζουμε το φαινόμενο που προκαλείται εξαιτίας της γενικότερης αταξίας του περιβάλλοντος διάδοσης. Εμπόδια μεγάλων διαστάσεων είτε τεχνητά είτε φυσικά, συνήθως προκαλούν διακυμάνσεις στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος που δεν εξαρτώνται από την απόσταση πομπού-δέκτη. Σε διάφορες θέσεις του δέκτη που απέχουν ίδια απόσταση από τον πομπό, η ισχύ θα έπρεπε να ήταν η ίδια και να

υπολογίζεται από την εξίσωση της για τις απώλειες διάδοσης και όχι να έχει διακυμάνσεις.

Το αποτέλεσμα της σκίασης είναι ότι το σήμα υπόκειται σε τυχαίες μεταβολές που εξελίσσονται αργά και ονομάζονται διαλείψεις σκίασης ή μακροσκοπικές διαλείψεις. Έχει αποδειχθεί ότι η τιμή των απωλειών διάδοσης $L(d)$ σε μια συγκεκριμένη θέση είναι τυχαία μεταβλητή και ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή (Log – Normal distribution) γύρω από τη μέση τιμή των απωλειών (σε dB) :

$$L(d) = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (2-6)$$

Όπου :

- X_σ είναι τυχαία μεταβλητή Gauss με μηδενική τιμή, τυπική απόκλιση σ (σε dB) και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \exp \left(-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2-7)$$

Όπου :

- χ είναι η μετρούμενη στάθμη ισχύος σε dBW
- μ είναι η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης, που εξαρτάται από την απόσταση
- σ είναι η τυπική απόκλιση (ανεξάρτητη της απόστασης, αλλά εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης). Το σ παίρνει συνήθως τιμές από 4dB έως 12dB (κυρίως 8dB) [18].

2.4 Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών

Το σήμα κατά την διάδοσή του από τον πομπό στον δέκτη υπόκειται σε όλους σχεδόν τους μηχανισμούς διάδοσης. Η διαδρομή διάδοσης αποτελείται από ένα σχετικά μικρού μήκους τμήμα οπτικής επαφής, ακολουθούμενο από πολλά τμήματα χωρίς οπτική επαφή. Το σήμα φτάνει λοιπόν στον δέκτη μέσω ανακλάσεων, περιθλάσεων, σκεδάσεων και μέσω απευθείας διάδοσης. Ο δέκτης λαμβάνει πολλά επίπεδα κύματα από πολλές κατευθύνσεις, με διάφορα πλάτη, φάσεις και

καθυστερήσεις, όσον αφορά το χρόνο άφιξης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται διάδοση πολλαπλών διαδρομών. Το πολλαπλά σήματα στην κεραία του δέκτη συνδυάζονται διανυσματικά ώστε να παράγουν ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα. Το διανυσματικό άθροισμα των συνιστωσών του σήματος οδηγεί σε αρνητική ή θετική συμβολή, γεγονός που επηρεάζει το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος (αυξομειώσεις).

Σε ένα ασύρματο περιβάλλον διάδοσης, ο δέκτης λαμβάνει ένα άμεσο σήμα και πολλά ανακλώμενα, τα όποια καταφθάνουν από διάφορες γωνίες. Όταν το λαμβανόμενο σήμα είναι πιο ισχυρό σε σχέση με τα ανακλώμενα, το κατάλληλο μοντέλο περιγραφής είναι το μοντέλο Rice. Στην πιο συνηθισμένη περίπτωση, όπου 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.

Οι διαλείψεις χωρίζονται στις μακρόχρονες ή μακροσκοπικές (long-term, macroscopic) και στις βραχύχρονες ή μικροσκοπικές (short-term, microscopic). Οι μακροσκοπικές εκφράζουν την μακρόχρονη μεταβολή της λαμβανόμενης ισχύς. Προκαλείται από την επίδραση των κτιρίων ή άλλων φυσικών εμποδίων.

Οι μικροσκοπικές διαλείψεις αναφέρονται στις απότομες διακυμάνσεις του ραδιοκύματος στο πεδίο του χώρου, του χρόνου και της συχνότητας. Προκύπτουν από δύο ή περισσότερες εκδοχές του μεταδιδόμενου κύματος που φθάνουν στον δέκτη με μικρή διαφορά καθυστέρησης. Προκαλείται από ανακλάσεις πολλαπλών διαδρομών ενός μεταδιδόμενου κύματος από τοπικούς σκεδαστές, όπως κτίρια, δέντρα, πολυκατοικίες κ.τ.λ. (δεν οφείλεται σε φυσικά εμπόδια μεταξύ πομπού και δέκτη).

Οι διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης μπορεί να είναι επιλεκτικές ως προς το χρόνο, τη συχνότητα ή τον χώρο.

2.4.5 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο – διασπορά Doppler

Οι επιλεκτικές διαλείψεις ως προς το χρόνο, προκαλούνται από την κίνηση του κινητού τερματικού ως προς το σταθμό βάσης ή από την κίνηση του περιβάλλοντος διάδοσης. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται ολίσθηση Doppler και οι διαλείψεις που προκύπτουν εμφανίζονται ως μεταβολές στη φάση του λαμβανόμενου σήματος.

Ένα κανάλι επιλεκτικό ως προς το χρόνο χαρακτηρίζεται από το χρόνο συνοχής T_c (coherence time), του καναλιού. Πιο συγκεκριμένα ο χρόνος συνοχής δείχνει τη

διάρκεια κατά την οποία το κανάλι επηρεάζει τα εκπεμπόμενα σήματα με τον ίδιο τρόπο, στο διάστημα αυτό τα πλάτη των λαμβανόμενων σημάτων έχουν επηρεαστεί από το κανάλι με τον ίδιο τρόπο, παρουσιάζουν δηλαδή υψηλό δείκτη αυτοσυσχέτισης. Αν η περίοδος συμβόλου είναι μικρότερη από T_c , τότε το κανάλι δεν θα προκαλεί παραμόρφωση στο σήμα λόγω της κίνησης του κινητού τερματικού ή του περιβάλλοντος.

2.4.6 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα – διασπορά χρόνο

Ένα κανάλι δημιουργεί διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα στο λαμβανόμενο σήμα εάν έχει σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης σε εύρος ζώνης μικρότερο από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος. Το σήμα που λαμβάνεται εμπεριέχει πολλαπλές εκδοχές της μεταδιδόμενης κυματομορφής που έχουν υποστεί διαφορετική εξασθένιση και καθυστέρηση από το κανάλι και συνεπώς είναι παραμορφωμένο. Οι επιλεκτικές αυτές διαλείψεις οφείλονται στη διασπορά χρόνου, η οποία προκαλεί ενδοσυμβολική παρεμβολή.

Τα κανάλια με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα είναι δύσκολο να μοντελοποιηθούν γιατί πρέπει να μοντελοποιηθεί κάθε σήμα της πολυδιάδεσης και το κανάλι να θεωρηθεί γραμμικό φίλτρο. Έτσι, κατασκευάζονται ευρείας ζώνης πολλαπλών διαδρομών μοντέλα και γίνονται μετρήσεις. Τα κανάλια αυτά ονομάζονται και ευρείας ζώνης, αφού το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του καναλιού με επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις.

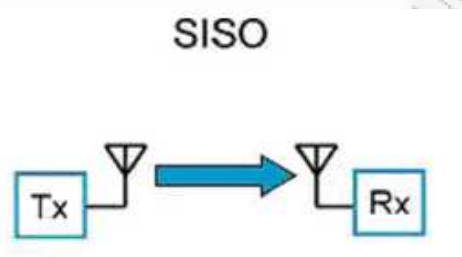
2.4.7 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο – διασπορά χώρο

Και αυτή η διάλειψη εμφανίζεται λόγω της πολυδιάδεσης μεταξύ πομπού και δέκτη. Τα αντίγραφα του σήματος που φθάνουν στο δέκτη από τα διάφορα μονοπάτια είναι αναμενόμενο να έχουν διαφορετικές κατευθύνσεις στο χώρο.

2.5 Σχέσεις εισόδων-εξόδων στα συστήματα πολλαπλών κεραιοστοιχείων

2.5.1 Συστήματα SISO

Τα συστήματα που έχουν μια κεραία στον πομπό και μια στο δέκτη, ονομάζονται συστήματα SISO (Single-Input Single-Output) – απλής εισόδου – απλής εξόδου (Εικόνα 3, όπου Tx είναι ο πομπός και Rx ο δέκτης).



Εικόνα 4 : Σύστημα SISO

Ορίζουμε ως $h_c(\tau; t)$ τη μιγαδική περιβάλλουσα της απόκρισης την χρονική στιγμή t σε μια μοναδική κρουστική είσοδο που εκπέμπεται την χρονική στιγμή $t-\tau$. Για λόγους απλούστευσης, αναφέρουμε την $h_c(\tau; t)$ ως την κρουστική απόκριση του διαύλου ανάμεσα στην κεραία του πομπού και στην κεραία του δέκτη.

Αν $s(t)$ είναι το σήμα που μεταδίδουμε από τον πομπό, τότε το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη θα είναι :

$$y(t) = \int_0^{T_{tot}} h_c(t; \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) = h_c(t; \tau) * s(t) + n(t) \quad (2-8)$$

Όπου με * συμβολίζεται ο τελεστής συνέλιξης και

- $n(t)$ είναι το σήμα του λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου στο δέκτη με φασματική πυκνότητα ισχύος N_0
- $s(t)$, $y(t)$ και $n(t)$ είναι οι μιγαδικές περιβάλλουσες σημάτων στενής ζώνης.
- T_{tot} είναι η διάρκεια της κρουστικής απόκρισης του διαύλου

Αν μεταδίδεται η ακολουθία συμβόλων $s[l]$, με $l=0,1,2,\dots$, τότε το λαμβανόμενο σήμα γράφεται ως :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= h_c(\tau; t) * \left(\sum_l \sqrt{E_s} s[l] \delta(t - lT_s) \right) + n(t) \\
 &= \sum_l \sqrt{E_s} s[l] h_c(t - lT_s; t) + n(t)
 \end{aligned} \tag{2-9}$$

Όπου :

- T_s είναι η διάρκεια συμβόλου ($T_s \approx 1/W$, όπου W είναι το εύρος ζώνης των μεταδιδόμενων σημάτων)
- $\delta(\cdot)$ είναι η κρουστική συνάρτηση

Αν το σήμα συνεχούς χρόνου $y(t)$ δειγματοληπτηθεί με περίοδο δειγματοληψίας T_s , δηλαδή κατά τις χρονικές στιγμές $t=kT_s$, τότε προκύπτει το λαμβανόμενο σήμα διακριτού χρόνου :

$$y[k] = \sum_l s[l] h_c[k-l; k] + n[k] \tag{2-10}$$

Όπου $n[k]$ είναι τα δείγματα του λευκού προσθετικού θορύβου.

Όταν $T_s \ll T_{\text{tot}}$, ή ισοδύναμα, όταν το εύρος ζώνης των μεταδιδόμενων σημάτων είναι αρκετά μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου (coherence bandwidth), ο διάυλος παρουσιάζει επίπεδες διαλείψεις ως προς τη συχνότητα (frequency flat fading channel). Έτσι έχουμε, $h_c[l; k]=0$ για $l \neq 0$ και κατά συνέπεια η σχέση εισόδου-εξόδου απλοποιείται ως εξής :

$$y[k] = h_c[k] s[k] + n[k] \tag{2-11}$$

Όπου $h_c[k]=h_c[0; k]$ είναι το μιγαδικό κέρδος του διαύλου (complex channel gain).

Σε ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης και για δεδομένες θέσεις πομπού και δέκτη, ο παράγοντας $h_c[k]$ αναλύεται ως εξής :

$$h_c[k] = G_{PL} G_{sh} h_c[k], \tag{2-12}$$

Όπου

- G_{PL} είναι ένας πραγματικός συντελεστής που εκφράζει την απώλεια διάδοσης (path loss), δηλαδή τη μέση εξασθένιση του σήματος συναρτήσει της απόστασης πομπού-δέκτη.
- G_{sh} είναι μια πραγματική τυχαία μεταβλητή που εκφράζει την τυχαία μεταβολή της εξασθένισης για δεδομένη απόσταση, η οποία οφείλεται στο

φαινόμενο της σκίασης (shadowing). Τα φαινόμενα της απώλειας διάδοσης και της σκίασης εντάσσονται στις λεγόμενες διαλείψεις μεγάλης κλίμακας.

- $h[k]$ είναι μια μιγαδική τυχαία μεταβλητή που εκφράζει τις διαλείψεις μικρής κλίμακας, δηλαδή τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος, πλάτους και φάσης για μετατοπίσεις του κινητού σταθμού της τάξης του $\lambda/2$. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης και στη χρονική μεταβολή του διαύλου, λόγω μετατόπισης του δέκτη ή και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση. Αφού η εξασθένιση του σήματος εκφράζεται από τους παράγοντες G_{PL} και G_{sh} , θεωρούμε πως το μιγαδικό κέρδος του διαύλου λόγω διαλείψεων μικρής κλίμακας $h[k]$ δε μεταβάλλει την ισχύ του σήματος και κατά συνέπεια $E\{|h[k]|^2\} = 1$.

Στη μελέτη επίδοσης ψηφιακών τεχνικών, θεωρούμε ότι επιτυγχάνεται ένας δεδομένος μέσος λόγος ενέργειας συμβόλου προς θόρυβο E_s/N_0 , όπου $E_s = E\{s^2\}$ είναι η μέση ενέργεια που εκπέμπεται ανά περίοδο συμβόλου. Συνηθίζεται λοιπόν να αγνοούνται οι επιδράσεις των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας. Εγκαταλείπουμε τη χρονική ένδειξη $[k]$ και έτσι έχουμε :

$$y = hs + n \quad (2-13)$$

Όπου :

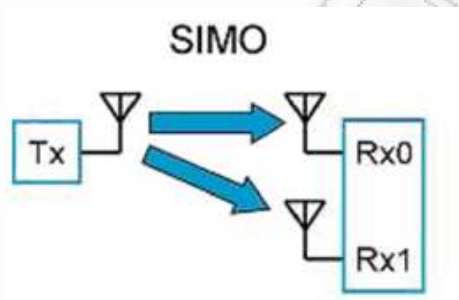
- n η τυχαία μεταβλητή του λευκού προσθετικού θορύβου και είναι μιγαδική κυκλικά συμμετρική Gaussian με μηδενική μέση τιμή (zero-mean circularly symmetric complex Gaussian - ZMCSCG) και διακύμανση N_0 .

Παρακάτω μελετάται πώς αυτή η σχέση εισόδου-εξόδου επεκτείνεται σε συστήματα με πολλαπλές κεραίες. Ο δίαυλος αναλύεται σε τόσους διαύλους SISO όσα είναι και τα ζεύγη που μπορούν να προκύψουν ανάμεσα στα κεραιοστοιχεία του πομπού και του δέκτη, τα οποία όμως δεν είναι παράλληλα. Στα συστήματα με πολλαπλές κεραίες, η επίδραση των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας μπορούν να αγνοηθούν μόνο αν καθένας από τους διαύλους SISO εμφανίζουν την ίδια απώλεια διαδρομής και την ίδια σκίαση.

Σε περίπτωση όπου η απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων είναι πολύ μικρότερη από την απόσταση πομπού-δέκτη και όλα τα κεραιοστοιχεία έχουν την ίδια πόλωση, τότε η υπόθεση είναι αποδεκτή.

2.5.2 Συστήματα SIMO

Όταν ο πομπός στέλνει το σήμα μια φορά μέσω της απλής κεραίας του, ενώ ο δέκτης λαμβάνει το ίδιο σήμα τόσες φορές όσες είναι και τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας του, το σύστημα χαρακτηρίζεται ως απλής εισόδου-πολλαπλών εξόδων (Single-Input, Multiple-Output-SIMO). Ο διάυλος SIMO μπορεί να αναλυθεί σε M_R SISO διαύλους (Εικόνα 5).



Εικόνα 5 : Σύστημα SIMO

Έστω h_i το μιγαδικό κέρδος του διαύλου ανάμεσα στην κεραία του πομπού, υποθέτοντας επίπεδες διαλείψεις και το i -οστό κεραιοστοιχείο του δέκτη. Το σήμα που λαμβάνεται στο i -οστό κεραιοστοιχείο του δέκτη θα είναι :

$$y_i = h_i s + n_i \quad (2-14)$$

Όπου :

- n_i είναι ο λευκός προσθετικός θόρυβος στο i -οστό κεραιοστοιχείο του δέκτη. Ο θόρυβος είναι και χωρικά λευκός, έτσι ώστε τα σήματα του θορύβου που εμφανίζονται στα διαφορετικά κεραιοστοιχεία του δέκτη να είναι ανεξάρτητα.

Για κάθε $i \neq k$ έχουμε $E[n_i n_k] = 0$, δεδομένου ότι $E[n_i] = 0$ για κάθε $i=1, \dots, M_R$.

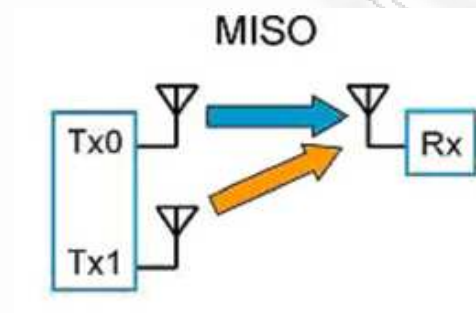
Έστω το διάνυσμα των λαμβανόμενων σημάτων στο δέκτη είναι $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{M_R}]^T$, η σχέση εισόδου-εξόδων σε ένα σύστημα SIMO μπορεί να γραφτεί σε διανυσματική μορφή :

$$y = h s + n \quad (2-15)$$

Όπου $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{M_R}]^T$ είναι το διάνυσμα μεταφοράς του διαύλου SIMO και $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ είναι το ZMCSCG τυχαίο διάνυσμα του λευκού προσθετικού θορύβου με πίνακα συνδιακύμανσης $N_o I_{M_R}$. Επιπλέον, ο θόρυβος είναι και χωρικά και χρονικά λευκός, οπότε $E\{n[k]n[l]^H\} = N_o I_{M_R} \delta[k-l]$.

2.5.3 Συστήματα MISO

Τα συστήματα που χρησιμοποιούν στοιχειοκεραία στην πλευρά του πομπού, ενώ ο δέκτης διαθέτει απλή κεραία όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5, χαρακτηρίζονται ως πολλαπλών εισόδων – απλής εξόδου (Multiple-Input, Single-Output - MISO).



Εικόνα 6 : Σύστημα MISO

Ο διάυλος MISO αναλύεται σε M_T SISO διαύλους. Υποθέτουμε ότι υπάρχουν επίπεδες διαλείψεις και h_j το μιγαδικό κέρδος του διαύλου ανάμεσα στο j -οστό κεραιοστοιχείο του πομπού και στην κεραία του δέκτη και s_j το σήμα που εκπέμπεται από το αντίστοιχο κεραιοστοιχείο. Το σήμα y που θα ληφθεί θα είναι υπέρθεση των σημάτων που καταφθάνουν, μέσω του περιβάλλοντος πολυδιαδρομικής διάδοσης, από κάθε κεραιοστοιχείο του πομπού, έτσι έχουμε

$$y = \sum_{j=1}^{M_T} h_j s_j + n \quad (2-16)$$

Όπου :

- n είναι ο λευκός προσθετικός θόρυβος στο δέκτη, που είναι μια ZMCSCG τυχαία μεταβλητή με διακύμανση N_o

Αν το διάνυσμα των εκπεμπόμενων σημάτων είναι $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{M_T}]^T$, η εξίσωση y θα είναι :

$$y = \mathbf{h}\mathbf{s} + n \quad (2-17)$$

όπου

$$\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{M_T}] \quad (2-18)$$

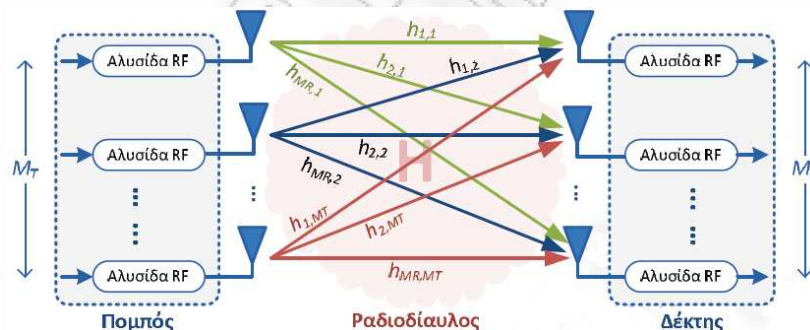
είναι το διάνυσμα μεταφοράς του διαύλου MISO.

Για να κάνουμε δίκαιη σύγκριση της επίδοσης συστημάτων με διαφορετικό αριθμό κεραιοστοιχείων στον πομπό, υποθέτουμε ότι η μέση ολική εκπεμπόμενη ισχύς ανά περίοδο συμβόλου $P_T = \sum_{j=1}^{M_T} E[|s_j|^2]$ παραμένει σταθερή και ανεξάρτητη του M_T .

Αν η κατανομή της ισχύος ανάμεσα στα κεραιοστοιχεία του πομπού γίνεται ομοιόμορφα, η μέση ενέργεια για οποιοδήποτε $E_s = E[|s_j|^2]$ που εκπέμπεται σε κάθε περίοδο συμβόλου από κάθε κεραιοστοιχείο του πομπού θα είναι $E_s = P_T/M_T$. Ο σηματοθορυβικός λόγος θα είναι $\rho = P_T/N_0$, δηλαδή $\rho = \frac{E_s}{M_T N_0}$.

2.5.4 Συστήματα MIMO

Τα συστήματα αυτά προϋποθέτουν στοιχειοκεραίες και στην πλευρά του πομπού και στην πλευρά του δέκτη. Ο διάυλος MIMO μπορεί να αναλυθεί σε $M_R M_T$ SISO διαύλους, όσα είναι δηλαδή και τα πιθανά ζεύγη που μπορούν να σχηματιστούν ανάμεσα στα κεραιοστοιχεία του πομπού και του δέκτη (Εικόνα 7).



Εικόνα 7 : Σύστημα MIMO

Έστω $h_{i,j}$ το μιγαδικό κέρδος του διαύλου ανάμεσα στο j -οστό κεραιοστοιχείο του πομπού και το i -οστό κεραιοστοιχείο του δέκτη. Το σήμα που λαμβάνουμε στο i -οστό κεραιοστοιχείο του δέκτη θα είναι :

$$y_i = \sum_{j=1}^{M_T} h_{ij} s_j + n_i \quad (2-19)$$

Αν $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{M_T}]^T$ είναι το διάνυσμα των εκπεμπόμενων σημάτων, το διάνυσμα λαμβανόμενων σημάτων στο δέκτη $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{M_R}]^T$ θα είναι

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2-20)$$

όπου

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R 1} & h_{M_R 2} & \dots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

είναι ο πίνακας μεταφοράς του διαύλου MIMO διαστάσεων $M_R \times M_T$ και $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ είναι το ZMCSCG τυχαίο διάνυσμα του λευκού προσθετικού θορύβου με πίνακα συνδιακύμανσης $N_o \mathbf{I}_{M_R}$.

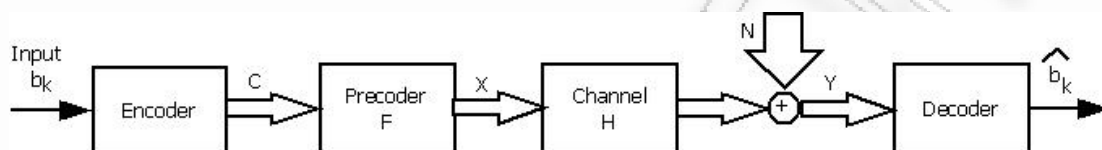
Αντίστοιχα με τα συστήματα MISO, η μέση ενέργεια $E_s = E[|s_j|^2]$ που εκπέμπεται σε κάθε περίοδο συμβόλου από κάθε κεραιοστοιχείο του πομπού θα είναι $E_s = P_T/M_T$

και ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος θα είναι $\rho = \frac{P_T}{N_o} = \frac{E_s}{M_T N_o}$.

3 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΠΟΚΤΗΣΗΣ CSIT

3.1 Δομή κρυπτογράφησης

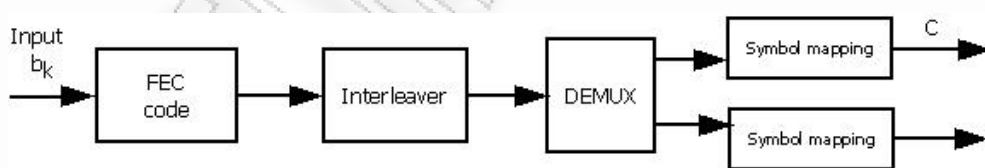
Ο κωδικοποιητής περιλαμβάνει την κωδικοποίηση καναλιού και το μπλοκ χαρτογράφησης συμβόλων (symbol-mapping block), το οποίο παραδίδει τα διανύσματα των συμβόλων στον προκωδικοποιητή.



Εικόνα 8: Σύστημα κωδικοποίησης

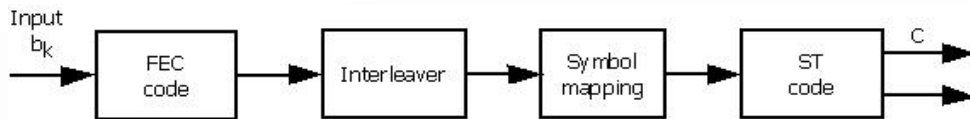
Ο κωδικοποιητής επηρεάζει την σχεδίαση του προκωδικοποιητή. Ταξινομούμε τους κωδικοποιητές σε δύο ευρύτερες δομές.

Η πρώτη δομή είναι η χωρική πολυπλεξία, όπου τα bit-streams δημιουργούνται από την αποπολυπλεξία της εξόδου του καναλιού και το bit interleaver. Αυτά τα streams χαρτογραφούνται σε διανύσματα συμβόλων, όπου το κάθε stream έχει το δικό του SNR και τροφοδοτούν το αποκωδικοποιητή (Εικόνα 9).



Εικόνα 9: Κωδικοποίηση στη χωρική πολυπλεξία

Η άλλη δομή είναι η χωροχρονική κωδικοποίηση (ST), κατά την οποία τα bit-streams γίνονται σύμβολα μετά την κωδικοποίηση καναλιού και το interleaving. Τα σύμβολα αυτά επεξεργάζονται στον ST-κωδικοποιητή και η έξοδος είναι διανύσματα συμβόλων στον αποκωδικοποιητή.



Εικόνα 10 : Κωδικοποίηση στη χωροχρονική κωδικοποίηση

Η δομή πολυπλεξίας αναπαριστάται με ένα ειδικό μονό διάνυσμα ένα μπλοκ σύμβολο. Υποθέτοντας μια Gaussian κατανομημένη κωδικολέξη C με μέγεθος $M_T \times T$ και μηδενική μέση τιμή, η μήτρα διακύμανσης για τη κωδικολέξη θα είναι :

$$Q = \frac{1}{T} E[CC^*]$$

Όταν έχουμε χωρική πολυπλεξία το $Q=I$. Στην χωροχρονική κωδικοποίηση το C είναι ένας μπλοκ κώδικας [3].

3.1.5 Χωροχρονικοί μπλόκ κώδικες

Η χωροχρονική κωδικοποίηση είναι μια τεχνική κωδικοποίησης των συμβόλων πληροφορίας στο χώρο και το χρόνο. Σχεδιάστηκε για ασύρματα συστήματα που διαθέτουν πολλαπλές κεραιές μετάδοσης και μία ή περισσότερες κεραιές λήψης. Η βασική ιδέα είναι ότι παρέχει πολλαπλά αντίγραφα των μεταδιδόμενων δεδομένων στο δέκτη, με σκοπό να βελτιωθεί η αξιοπιστία του συστήματος υπό συνθήκες εξασθένησης, χωρίς να αυξηθεί το εύρος ζώνης. Εισάγοντας χωρική και χρονική συσχέτιση στα σήματα που μεταδίδονται από τις κεραιές του πομπού επιτυγχάνεται κέρδος διαφορισμού.

Χρησιμοποιώντας την επεξεργασία στο πεδίο του χώρου δεν σπαταλάμε εύρος ζώνης, αφού εισάγεται ο απαραίτητος πλεονασμός στο πεδίο του χώρου και αυξάνεται αισθητά η φασματική απόδοση. Έχει σχεδιαστεί ειδικά για MIMO κανάλια εξασθένησης και δεν χρησιμοποιείται σε κανάλια AWGN.

Ο κωδικοποιητής επεξεργάζεται τα δεδομένα που θα μεταδώσει και σε κάθε περίοδο παράγει σύμβολα κώδικα, το πλήθος των οποίων ισούται με τον αριθμό των κεραιών. Κάθε ένα σύμβολο ανατίθεται σε μια κεραία και μεταδίδεται ταυτόχρονα με τα υπόλοιπα. Στο δέκτη αντίστοιχα, γίνεται αποκωδικοποίηση και μέσω κατάλληλων

τεχνικών επεξεργασίας σήματος, διασφαλίζεται η μεγιστοποίηση του κέρδους διαφορισμού.

Τα βασικά πλεονεκτήματα της χωροχρονικής κωδικοποίησης είναι :

- Βελτίωση της απόδοσης στην ζεύξη, χωρίς την απαίτηση πολλαπλών κεραιών λήψης στους κινητούς σταθμούς
- Συνδυάζεται εύκολα με την κωδικοποίηση καναλιού και έτσι επιτυγχάνεται και κέρδος κωδικοποίησης, εκτός από το κέρδος διαφορισμού.
- Δεν εισάγει καθυστέρηση στην αποκωδικοποίηση και η μοναδική απαίτηση είναι ο επαρκής διαχωρισμός των κεραιών
- Δεν απαιτεί ύπαρξη πληροφορίας για την κατάσταση του καναλιού στον πομπό
- Είναι ανθεκτική σε μη ιδανικές καταστάσεις, όπως συσχέτιση μεταξύ των κεραιών, φαινόμενο Doppler, σφάλματα στην εκτίμηση του καναλιού κ.τ.λ.

Μέσω της χωροχρονικής κωδικοποίησης (space-time block codes) επιτυγχάνονται τα οφέλη των συστημάτων MIMO.

3.2 Προσεγγίσεις στην σχεδίαση προκωδικοποιητή

Στην βιβλιογραφία, συνήθως ο όρος προκωδικοποίηση χρησιμοποιείται για την οποιαδήποτε επεξεργασία, εκτός από την κωδικοποίηση του καναλιού. Στην παρούσα εργασία προκωδικοποίηση σημαίνει την επεξεργασία του σήμα μετάδοσης που περιλαμβάνει τη γνώση του καναλιού στον πομπό. Οι τεχνικές MIMO χωρίς τη γνώση του καναλιού στον πομπό ανήκουν στην κατηγορία της χωρο-χρονικής κωδικοποίησης (ST - Space-Time Coding). Τα αποτελέσματα από το έργο του Shannon, έδειξαν ότι σε ένα κανάλι με επίπεδες διαλείψεις, η τρέχουσα κατάσταση του καναλιού είναι ανεξάρτητη από την προηγούμενη γνώση του καναλιού στον πομπό. Ο γραμμικός προκωδικοποιητής κατευθύνει το σήμα χωρικά και αποδίδει ισχύ με water-filling¹ τόσο στο χώρο όσο και στο χρόνο. Η κατανομή της ισχύος στην πάροδο του χρόνου μπορεί να αυξήσει ελαφρώς την χωρητικότητα ενός καναλιού με διαλείψεις σε χαμηλό SNR, αλλά έχει μειωμένη επίπτωση καθώς το SNR αυξάνεται πέρα από 15dB. Η χωρητικότητα μπορεί να βελτιωθεί σημαντικά σε όλα τα SNR,

¹ Η τεχνική water-filling χρησιμοποιείται για να καθορίσει ποιο ποσοστό της συνολικής ισχύος πρέπει να χρησιμοποιηθεί σε κάθε υπο-κανάλι, με σκοπό την καλύτερη εκμετάλλευση αυτών και κατ' επέκταση την αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος (αναλυτικότερα η τεχνική περιγράφεται στο παράρτημα)

ανάλογα με τις ρυθμίσεις της κεραίας και την κατανομή. Αυτό δίνει το κίνητρο για σχεδιάσουμε προκωδικοποιητή ώστε να εκμεταλλευτούμε τη χωρική γνώση του καναλιού στον πομπό^{3,4}.

3.3 Τύποι γνώσης του καναλιού στον πομπό

Το τυχαίο χρονικά μεταβαλλόμενο ασύρματο μέσο καθιστά δύσκολη και συχνά ακριβή την διαδικασία για την απόκτηση της γνώσης του καναλιού στον πομπό. Σε μεθόδους κλειστού βρόγχου, οι περιορισμένοι πόροι ανάδρασης συνδέονται με καθυστερήσεις ανατροφοδότησης και προγραμματίζουν υποβαθμισμένες καθυστερήσεις του CSIT για τους χρήστες κινητών σε κανάλι με μικρό χρόνο συνοχής. Στις μεθόδους ανοικτού βρόγχου, τα σφάλματα βαθμονόμησης της κεραίας και οι καθυστερήσεις περιορίζουν την ακρίβεια του CSIT.

Συχνά έχουμε ατελή στιγμιαία γνώση του καναλιού στον πομπό. Έτσι, έχουμε την δυνατότητα να εκμεταλλευτούμε μόνο ορισμένες παραμέτρους του καναλιού, όπως ο συντελεστής Rician K ή την κατάσταση των καναλιών, ώστε να μειωθεί η ποσότητα των πληροφοριών που παρακολουθούμε.

Σε ορισμένες περιπτώσεις, όπως κανάλια με γρήγορες διαλείψεις ή συστήματα με μεγάλη καθυστέρηση, μπορεί να υπάρχει η δυνατότητα παρακολούθησης σε πραγματικό χρόνο και η παροχή γνώσης του καναλιού στον πομπό με στατιστικά στοιχεία, όπως το ενδιάμεσο κανάλι και η συνδιακύμανση ή η συσχέτιση κεραίας. Η στατιστική γνώση του καναλιού στον πομπό, προέρχεται από παρατηρήσεις των χρόνων συνοχής των καναλιών. Η γνώση καναλιού στον πομπό, περιλαμβάνει πληροφορίες κατάστασης του καναλιού, παραμέτρους του καναλιού και στατιστικά στοιχεία.

Για να κατανοήσουμε τους διαφορετικούς τύπους γνώσης του καναλιού στον πομπό σε ασύρματα δίκτυα, είναι απαραίτητο πρώτα να αναφέρουμε πως επιτυγχάνεται αυτή η γνώση. Ειδικά για την περίπτωση του πομπού, δύο είναι οι βασικοί τρόποι για να αποκτήσει μια εκτίμηση του καναλιού : ο πρώτος βασίζεται στη μέθοδο της ανάδρασης και ο δεύτερος στην αρχή της αμοιβαιότητας. Και στις δύο περιπτώσεις υπάρχει καθυστέρηση, όπως ο προγραμματισμός ή η καθυστέρηση ανάδρασης μεταξύ της απόκτησης των πληροφοριών του καναλιού και της χρησιμοποίησης από τον πομπό. Η ακρίβεια των πληροφοριών εξαρτάται από την καθυστέρηση και την τεχνική εκτίμησης του καναλιού. Η εκτίμηση του καναλιού είναι το αρχικό σημείο

για την εξαγωγή του CSIT είτε στο δέκτη είτε στον πομπό και η ακρίβεια του εξαρτάται από τις τεχνικές εκτίμησης και το SNR. Στις περισσότερες εφαρμογές, η εκτίμηση του καναλιού απαιτείται για την επεξεργασία του δέκτη και είναι συνήθως αρκετά ακριβής για τους σκοπούς της προκωδικοποίησης. Ανάλογα με το είδος των πληροφοριών και το πόσο γρήγορα αλλάζει το κανάλι σε σχέση με το χρόνο, η καθυστέρηση στην απόκτηση του CSIT μπορεί να επηρεάσει σημαντικά την ακρίβεια του CSIT.

Άμεση πληροφόρηση χωρίς σφάλματα της κατάστασης του καναλιού ή τέλεια γνώση του καναλιού στον πομπό είναι συνήθως δύσκολο να επιτευχθεί στις ασύρματες επικοινωνίες, μόνο ελλειψείς ή μερική γνώση του καναλιού είναι στη διάθεση του πομπού. Ένα στιγμιαίο CSIT μπορεί να χαρακτηριστεί από μια εκτίμηση του καναλιού και μια σχετική συνδιακύμανση σφάλματος. Και τα δύο εξαρτώνται από την καθυστέρηση στην απόκτηση του CSIT. Καθώς αυξάνεται η καθυστέρηση, η προσέγγιση του CSIT γίνεται με βάση τα στατιστικά στοιχεία. Έτσι, τόσο το στιγμιαίο όσο και το στατιστικό CSIT μπορεί να εκφραστεί με την ίδια μορφή : μια εκτίμηση για το κανάλι ή το μέσο και το σφάλμα ή την συνδιακύμανση του καναλιού. Κατά τον σχεδιασμό των προκωδικοποιητών, χρησιμοποιούνται πολλά κριτήρια απόδοσης. Για να επιτευχθεί εργοδική χωρητικότητα², πρέπει ο προκωδικοποιητής να σχηματίσει τον πίνακα συνδιακύμανσης του βέλτιστου σήματος μετάδοσης, ώστε να ταιριάζει με τη γνώση του καναλιού στον πομπό. Οι προκωδικοποιητές μπορούν να σχεδιαστούν σύμφωνα με πιο πρακτικά μέτρα, όπως είναι το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (mean-square error - MSE), η πιθανότητα λάθους (pair-wise error probability - PEP), ποσοστό σφάλματος συμβόλου (symbol error rate - SER), ρυθμός εσφαλμένου bit (bit error rate - BER) ή τα ληφθέντα SNR. Αυτοί οι διαφορετικοί προκωδικοποιητές μπορεί να αναλυθούν με μια κοινή γραμμική δομή προκωδικοποίησης.

² Όταν οι κωδικές λέξεις (codewords) που πρόκειται να μεταδοθούν εκτείνονται σε έναν μη πεπερασμένο αριθμό μπλοκ, τα οποία υφίστανται ανεξάρτητες διαλείψεις, τότε το ασύρματο κανάλι είναι σε θέση να υποστηρίξει έναν σταθερό ρυθμό μετάδοσης για ένα μεγάλο χρονικό διάστημα. Στην περίπτωση αυτή το κανάλι περιγράφεται με την έννοια της εργοδικής χωρητικότητας (ergodic capacity). Η εργοδική χωρητικότητα αποτελεί την χωρητικότητα Shannon του καναλιού MIMO, δηλαδή τον μέγιστο ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να υποστηρίξει η ζεύξη χωρίς λάθη. Η εργοδική χωρητικότητα αποτελεί τον μέσο ρυθμό μετάδοσης του καναλιού¹².

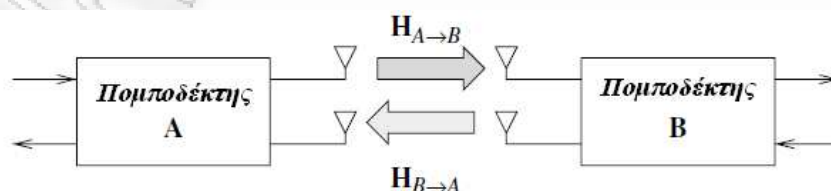
3.4 Τεχνικές απόκτησης του CSIT

Σε ένα σύστημα επικοινωνίας, το σήμα περνά μέσα από το κανάλι μετά την αποχώρησή του από τον πομπό. Ο πομπός μπορεί να αποκτήσει μόνο πληροφορίες για το κανάλι έμμεσα, ενώ ο δέκτης εκτιμά το κανάλι απευθείας από το τροποποιημένο σήμα που λαμβάνει. Συνήθως παρεμβάλλονται οι πιλότοι στο εκπεμπόμενο σήμα, για να διευκολύνουν την εκτίμηση του καναλιού από το δέκτη. Τα σύστημα σύγχρονης επικοινωνίας είναι συνήθως full-duplex με πομποδέκτη σε κάθε άκρο. Ο πομπός αποκτά γνώση του καναλιού βάσει την εκτίμηση του καναλιού στον δέκτη, μέσω αμοιβαιότητας ή μέσω ανάδρασης.

α) εκτίμηση του καναλιού με την αρχή της αμοιβαιότητας

Η αρχή της αμοιβαιότητας ορίζει ότι το ευθύ και το ανάστροφο κανάλι είναι ταυτόσημα, δηλαδή το μονοπάτι από το οποίο διέρχεται το σήμα κατά τη μετάδοσή του από τον πομπό προς το δέκτη είναι το ίδιο με το μονοπάτι που θα επιλέξει το σήμα αν μεταδοθεί από το δέκτη προς τον πομπό. Επομένως, η κρουστική απόκριση του καναλιού από τον πομπό προς το δέκτη είναι ίδια με την κρουστική απόκριση του καναλιού από το δέκτη προς τον πομπό, όσον αφορά ίδια συχνότητα, ίδια χρονική στιγμή και αμετάβλητες θέσεις κεραιών.

Ο πομπός - σταθμός βάσης χρησιμοποιεί τη γνώση που αποκτά για την κατάσταση του ανάστροφου καναλιού στην επόμενη μετάδοσή του στο ευθύ κανάλι προς το δέκτη - κινητό τερματικό. Το βασικό πρόβλημα αυτής της μεθόδου, είναι ότι προκαλεί λάθη στην εκτίμηση του καναλιού όταν έχουμε αμφίδρομη επικοινωνία (duplex), δηλαδή όταν σταθμός βάσης και κινητό τερματικό στέλνουν ταυτόχρονα. Αυτό συμβαίνει διότι για την αποφυγή παρεμβολών, οι ταυτόχρονες μεταδόσεις διαφοροποιούνται είτε χωρικά είτε φασματικά, έτσι και το κανάλι μεταξύ κινητού – σταθμού βάσης είναι ουσιαστικά διαφορετικό από το κανάλι μεταξύ σταθμού βάσης – κινητού.



Εικόνα 11 : Απόκτηση CSIT χρησιμοποιώντας την αρχή της αμοιβαιότητας

Στην πραγματικότητα, στην πλήρη αμφίδρομη επικοινωνία, για το ευθύ και το ανάστροφο κανάλι δεν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την ίδια συχνότητα, τον ίδιο χρόνο και τις ίδιες χωρικές καταστάσεις.

Στη διάσταση του χρόνου, αυτή η συνθήκη σημαίνει ότι κάθε χρονική υστέρηση Δ_t μεταξύ της ευθείας και της ανάστροφης μετάδοσης, πρέπει να είναι μικρότερη από το εύρος συνοχής του διαύλου χρόνου T_c :

$$\Delta_t \ll T_c$$

Όμοια, κάθε μετατόπιση συχνότητας Δ_f , πρέπει να είναι πολύ μικρότερη από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου B_c :

$$\Delta_f \ll B_c$$

και οι διάφορες θέσεις κεραίας σχετικά με τις δύο ζεύξεις, πρέπει να είναι πολύ μικρότερες από το χωρικό εύρος συνοχής του διαύλου D_c .

Πρακτικά, η απόκτηση της γνώσης του διαύλου που βασίζεται στην αρχή της αμοιβαιότητας αναφέρεται ως μέθοδος ανοικτού βρόγχου και μπορεί να εφαρμοστεί σε συστήματα διαίρεσης διπλού-χρόνου (TDD – Time-Division-Duplex). Ενώ, γενικά τα συστήματα TDD έχουν τις ίδιες ζώνες συχνοτήτων για το ευθύ και ανάστροφο κανάλι και χρησιμοποιούν τις ίδιες κεραίες, υπάρχει μια χρονική υστέρηση (περίοδος ring-rong σε συστήματα φωνής).

Στα ασύγχρονα συστήματα δεδομένων, η χρονική καθυστέρηση είναι το διάστημα που μεσολαβεί μεταξύ της παραλαβής ενός σήματος από τον ενδιαφερόμενο χρήστη και την επόμενη μετάδοση σε αυτό τον χρήστη. Αυτές οι καθυστερήσεις πρέπει να είναι αμελητέες σε σύγκριση με το χρόνο συνοχής του καναλιού. Σε ένα σύστημα με διαίρεση διπλής-συχνότητας (FDD – Frequency-Duplex-Division), οι χρονικές και χωρικές διαστάσεις μπορούν να είναι όμοιες, αλλά η απόσταση της συχνότητας (offset) μεταξύ του ευθύ και ανάστροφου καναλιού είναι συνήθως πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού. Οπότε, η αρχή της αμοιβαιότητας δεν εφαρμόζεται συνήθως σε συστήματα FDD.

Ένα στοιχείο που περιπλέκει τη χρήση της μεθόδου αμοιβαιότητας, είναι ότι η αρχή εφαρμόζεται μόνο σε RF κανάλια μεταξύ των κεραιών, ενώ στην πράξη το «κανάλι» μετρίεται και χρησιμοποιείται σε baseband επεξεργαστή. Αυτό σημαίνει ότι διαφορετικές αλυσίδες ραδιοσυχνοτήτων υλικού εκπομπής και λήψης γίνονται μέρος του ευθύ και του ανάστροφου καναλιού. Δεδομένου ότι οι αλυσίδες έχουν

διαφορετικά χαρακτηριστικά μεταφοράς συνάρτησης, η αρχή αμοιβαιότητας απαιτεί την βαθμονόμηση της αλυσίδας μεταξύ πομπού και δέκτη³.

β) εκτίμηση του καναλιού με τη μέθοδο της ανάδρασης

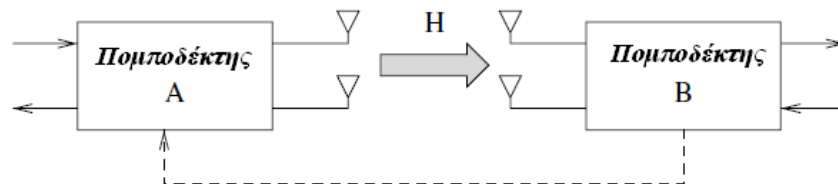
Σε αυτή τη μέθοδο το κανάλι από τον πομπό προς το δέκτη ή όπως αποκαλείται ευθύ κανάλι, υπολογίζεται στο δέκτη και στέλνεται υπό τη μορφή ανάδρασης στον πομπό μέσω του ανάστροφου καναλιού, δηλαδή του καναλιού από το δέκτη στον πομπό. Με αυτόν τον τρόπο, ο πομπός γνωρίζει για την νέα μετάδοση γνωρίζοντας την κατάσταση του ευθέως καναλιού.

Η ανατροφοδότηση δεν περιορίζεται από τις απαιτήσεις της αμοιβαιότητας. Η χρονική καθυστέρηση Δ_{lag} , που αντιστοιχεί στο χρονικό διάστημα μεταξύ της μέτρησης του καναλιού B και τη χρήση του από τον πομπό A μπορεί να είναι μια πηγή σφάλματος, εκτός και αν είναι πολύ μικρότερη από το χρόνο συνοχής του καναλιού :

$$\Delta_{lag} \ll T_c$$

Η αρχή της ανατροφοδότησης, χρησιμοποιείται επίσης για την αποστολή στατιστικών του καναλιού που αλλάζουν με βραδύτερο ρυθμό, όσον αφορά το χρόνο σε σχέση με το ίδιο το κανάλι. Η απόκτηση γνώσης του καναλιού με ανατροφοδότηση αναφέρεται και ως μέθοδος κλειστού βρόγχου και είναι συνηθισμένη σε συστήματα FDD.

Η μέθοδος, δεν λειτουργεί σωστά αν το κανάλι είναι γρήγορα μεταβαλλόμενο. Μέχρι ο πομπός να λάβει την πληροφορία από το δέκτη, η κατάσταση του ευθέως καναλιού έχει ήδη μεταβληθεί. Έτσι, για να αποκτήσει ο πομπός ορθή γνώση του καναλιού απαιτείται πιο συχνή εκτίμηση και αποστολή πληροφορίας από τον δέκτη. Αυτό συνεπάγεται μεγαλύτερο φόρτο εργασίας, γεγονός που καθιστά την χρήση της μεθόδου απαγορευτική σε περίπτωση όπου ο δέκτης είναι κινητό τερματικό⁴.

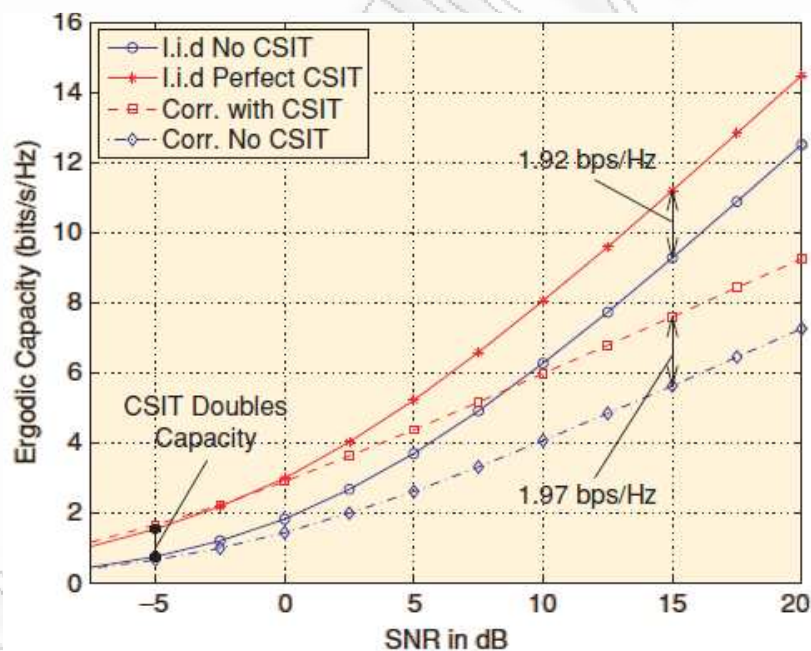


Εικόνα 12 : Απόκτηση CSIT χρησιμοποιώντας τη μέθοδο της ανάδρασης

3.5 Πλεονεκτήματα και βέλτιστη χρήση του CSIT

Σε ένα επίπεδο-συχνοτικό κανάλι MIMO, το CSIT μπορεί να αξιοποιηθεί τόσο στο χώρο όσο και στο χρόνο, αντίθετα με τη περίπτωση που είναι βαθμωτό, όπου έχουμε μόνο το προσωρινό CSIT. Είναι γνωστό ότι το προσωρινό CSIT (πληροφορίες για το κανάλι σε πολλές χρονικές στιγμές), παρέχει μικρό κέρδος χωρητικότητας, το οποίο είναι αμελητέο για μεσαία με υψηλά SNR (περίπου πάνω από 15dB). Το χωρικό CSIT, αντίθετα μπορεί να προσφέρει σημαντική αύξηση της χωρητικότητας για όλα τα SNR.

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται ένα παράδειγμα της αύξησης χωρητικότητας που βασίζεται στη χωρική CSIT για 4x2 Rayleigh fading κανάλια. Απεικονίζεται η χωρητικότητα για i.i.d. κανάλι με τέλεια γνώση CSIT ή χωρίς και για συσχετιζόμενο κανάλι με ένα πίνακα συνδιακύμανσης (και ασυσχετίστες κεραίες λήψης).



Εικόνα 13 : Χωρητικότητα σε 4 x 2 fading κανάλια χωρίς και με τέλεια CSIT

Το κέρδος χωρητικότητας από το CSIT σε υψηλά SNR είναι σημαντικό, που φτάνει σχεδόν τα 2b/s/Hz για 15dB SNR. Σε χαμηλά SNR, αν και το απόλυτο κέρδος δεν είναι τόσο υψηλό, η σχετική αύξηση της είναι πολύ πιο έντονη. Και στα δύο κανάλια, το CSIT βοηθά να διπλασιαστεί η χωρητικότητα στα 5dB SNR^{3,4}.

3.5.6 Πλεονεκτήματα CSIT

Το κέρδος χωρητικότητας από το CSIT είναι διαφορετικό σε χαμηλά και υψηλά SNR. Σε χαμηλά SNR, το CSIT μπορεί να συμβάλει στην αύξηση της εργοδοτικής χωρητικότητας πολλαπλασιαστικά. Ο πομπός βασίζεται στο CSIT, ώστε να διαθέσει την ισχύ μόνο στα ισχυρά κανάλια. Ενώ, χωρίς το CSIT η καλύτερη στρατηγική για την εργοδοτική χωρητικότητα, είναι η μετάδοση προς όλες τις κατευθύνσεις με ίση ισχύ. Για παράδειγμα, σε χαμηλά SNR με τέλειο CSIT, χρησιμοποιείται το ισχυρό Eigen-mode του καναλιού. Ο χαμηλότερος λόγος χωρητικότητας r μεταξύ τέλειου CSIT και χωρίς CSIT, δίνεται από την σχέση :

$$r = \frac{C_{perfect_CSIT}}{C_{no_CSIT}} = \frac{NE[\lambda_{\max}(HH^*)]}{tr(E[HH^*])} \quad (3-1)$$

Όπου :

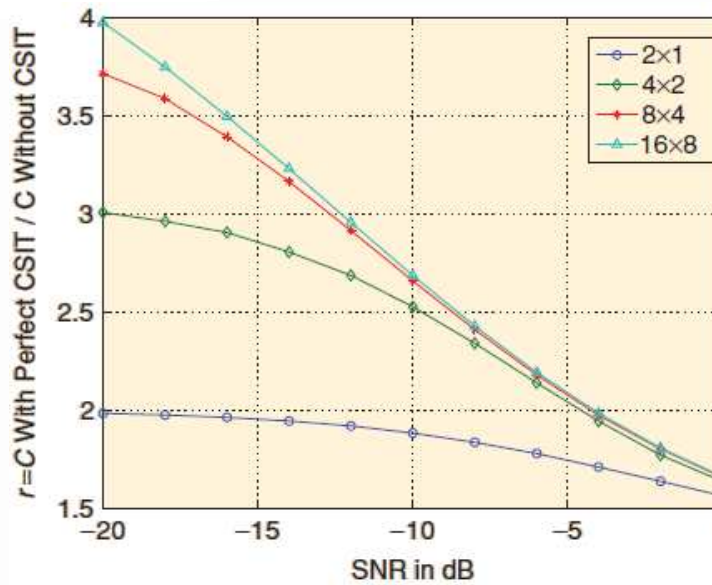
- N : είναι ο αριθμός των κεραιών μετάδοσης
- $tr(\cdot)$: ίχνος του πίνακα

Σε ένα i.i.d. Rayleigh fading κανάλι, όσο αυξάνεται ο αριθμός των κεραιών προς το άπειρο, υπάρχει μια σταθερή αναλογία N/M μεταξύ κεραιάς μετάδοσης και λήψης, η οποία πλησιάζει μια σταθερή τιμή :

$$r \rightarrow \left(1 + \sqrt{\frac{N}{M}}\right)^2 \quad (3-2)$$

Ο λόγος r είναι πάντα μεγαλύτερος από το ένα και είναι σημαντικός σε συστήματα που έχουν περισσότερες κεραιές μετάδοσης από κεραιές λήψης ($N > M$).

Στην παρακάτω εικόνα παρατηρούμε πώς επηρεάζεται η χωρητικότητα σε σχέση με το SNR, σε περίπτωση που έχουμε διπλάσιο αριθμό κεραιών μετάδοσης από τις κεραιές λήψης. Ο λόγος αυξάνεται σε χαμηλά SNR και σε μεγαλύτερο αριθμό κεραιών. Ασυμπτωτικά όσο αυξάνεται ο αριθμός των κεραιών, η αναλογία N/M προσεγγίζει το 5,83.



Εικόνα 14 : Κέρδος χωρητικότητας με τέλειο CSIT για i.i.d. κανάλια

Ομοίως με το στατιστικό CSIT, έχουμε πολλαπλάσια αύξηση στη χωρητικότητα σε χαμηλά SNR. Ο λόγος χωρητικότητας μεταξύ στατιστικού CSIT και χωρίς CSIT δίνεται από την σχέση :

$$r = \frac{C_{\text{statistical_CSIT}}}{C_{\text{no_CSIT}}} = \frac{N\lambda_{\max}(G)}{\text{tr}(G)} \quad (3-3)$$

όπου το $G = E[H^*H]$. Και πάλι το στατιστικό CSIT βοηθά τον πομπό να διαθέσει την ενέργεια του κατά μήκος του Eigen-mode του G σε χαμηλά SNR.

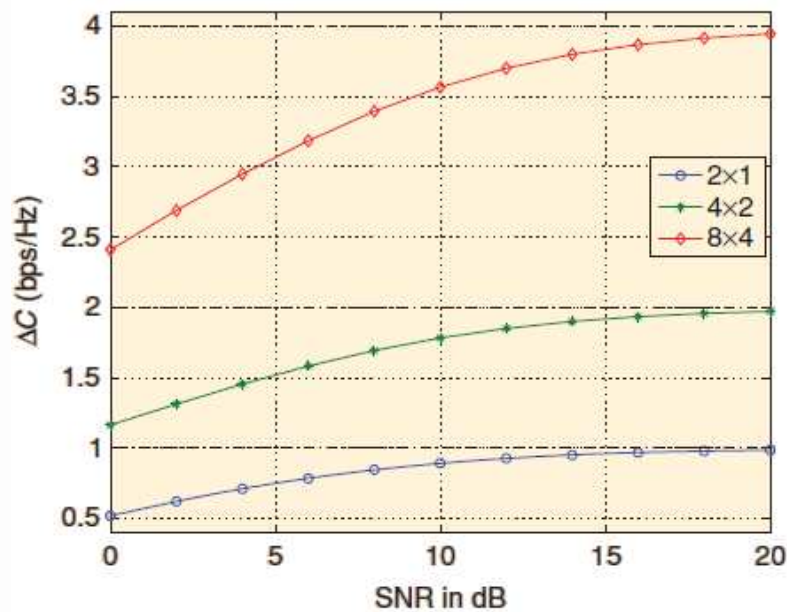
Σε υψηλά SNR, το κέρδος χωρητικότητας από το CSIT είναι προοδευτικό και εξαρτάται από τον σχετική ρύθμιση της κεραίας.

Σε συστήματα με τις ίδιες ή λιγότερες κεραίες μετάδοσης από κεραίες εκπομπής, το κέρδος χωρητικότητας με τέλειο CSIT μειώνεται σε υψηλά SNR. Σε συστήματα με περισσότερες κεραίες λήψης ($N > M$), το CSIT βοηθά στην αύξηση της χωρητικότητας ακόμα και σε υψηλά SNR. Το CSIT βοηθά τον πομπό άμεσα, αφού το σήμα αποφεύγει το null-space και επιτυγχάνεται αύξηση του κέρδους χωρητικότητας σε υψηλά SNR :

$$\Delta C = M \log\left(\frac{N}{M}\right) \quad (3-4)$$

Το κέρδος είναι ανάλογο με τον αριθμό των λαμβανόμενων κεραίων M και εξαρτάται από την αναλογία του αριθμού των κεραίων μετάδοσης – λήψης N/M . Για παράδειγμα, για συστήματα με διπλάσιο αριθμό κεραίων μετάδοσης από κεραίες

λήψης, η αυξανόμενη χωρητικότητα του αριθμού των κεραιών λήψης σε bits/s/h μπορεί να επιτύχει SNR λιγότερο από 20dB, όπως φαίνεται και στο επόμενο σχήμα.



Εικόνα 15 : Αυξημένο κέρδος χωρητικότητας με τέλειο CSIT για i.i.d. κανάλια.

3.5.7 Βέλτιστη χρήση του CSIT

Υποθέτουμε ότι ο πομπός έχει γνώση του καναλιού $U_1^s = \{U_1, \dots, U_s\}$ και ότι το κανάλι είναι ανεξάρτητο από προηγούμενο CSIT και λαμβάνει υπόψη το τρέχον CSIT :

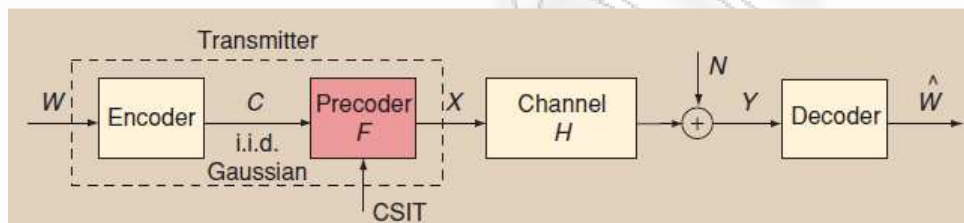
$$\Pr(h_s | U_1^s) = \Pr(h_s | U_s). \quad (3-5)$$

Η χωρητικότητα του καναλιού εξαρτάται από το τρέχον CSIT και όχι από όλη την ιστορία του. Ο δέκτης γνωρίζει το κανάλι και ακόμη γνωρίζει πώς χρησιμοποιείται το CSIT στον πομπό. Αυτές οι υποθέσεις είναι λογικές, αφού ο δέκτης λαμβάνει πληροφορίες για το κανάλι πιο εύκολα από τον πομπό και στη συνέχεια συμφωνούν για τον αλγόριθμο κωδικοποίησης. Η χωρητικότητα του καναλιού με CSIT (εδώ συμβολίζεται με U) επιτυγχάνεται με ένα Gaussian βιβλίο κωδικών (code book) για το κανάλι χωρίς CSIT, με την προϋπόθεση ότι οι κωδικοί συμβόλων κλιμακώνονται δυναμικά σε συνάρτηση με την κατανομή της ισχύος :

$$C = \max_f E \left[\frac{1}{2} \log(1 + hf(U)) \right] \quad (3-6)$$

Η συνάρτησης ισχύος $f(U)$, δημιουργεί ένα αποτελεσματικό κανάλι, χωρίς κωδικοποίηση και μπορεί να εφαρμοστεί αν ο πομπός δεν έχει CSIT. Για ένα βαθμωτό κανάλι με διαλείψεις, η βέλτιστη χρήση του CSIT είναι για την χρονική κατανομή ισχύος.

Η ικανότητα του βέλτιστου σήματος εισόδου με CSIT μπορεί να αναλυθεί ως προϊόν μιας βέλτιστης κωδικής λέξης για το κανάλι χωρίς CSIT και τον πίνακα του συντελεστή στάθμισης να εξαρτάται από το CSIT. Η βέλτιστη χρήση του CSIT γίνεται με τη χρήση γραμμικής κωδικοποίησης, που διαθέτει δύναμη τόσο στο χώρο όσο και στο χρόνο. Η ικανότητα του βέλτιστου σήματος με zero-mean Gaussian κατανομή προσδιορίζεται στη συνδιακύμανση μέσω του πίνακα κωδικοποίησης. Παρακάτω φαίνεται η βέλτιστη ρύθμιση για την αξιοποίηση του CSIT.



Εικόνα 16 : Η βέλτιστη ρύθμιση για την αξιοποίηση του CSIT

Αυτά τα αποτελέσματα, έχουν καθιερώσει σημαντικές ιδιότητες στη βέλτιστη χωρητικότητα σε ένα κανάλι με διαλείψεις και CSIT. Αρχικά, διαχωρίσουμε τη διαδικασία που εκμεταλλεύεται το CSIT και την κωδικοποίηση καναλιού, που έχει σχεδιαστεί για κανάλι χωρίς CSIT. Ένας γραμμικός κωδικοποιητής είναι βέλτιστος για την αξιοποίηση του CSIT. Οι δύο ιδιότητες του διαχωρισμού και της γραμμικότητας, είναι οι κατευθυντήριες αρχές για την σχεδίαση ενός MIMO προκωδικοποιητή με επίπεδες διαλείψεις. Η εργασία επικεντρώνεται στο σχεδιασμό προκωδικοποιητή με βάση το CSIT, με προκαθορισμένη κωδικοποίηση καναλιού και τεχνική ανίχνευσης^{3,4}.

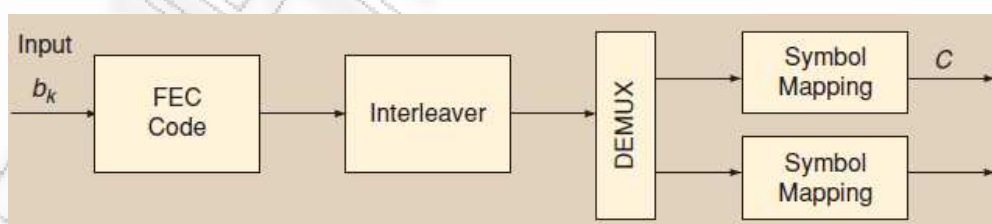
4 ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΠΡΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

4.1 Δομή του συστήματος προκωδικοποίησης

Σε ένα σύστημα προκωδικοποίησης, ο πομπός αποτελείται από ένα κωδικοποιητή και ένα αποκωδικοποιητή, όπως φαίνεται και στην παραπάνω Εικόνα 16. Ο κωδικοποιητής λαμβάνει bit δεδομένων και κάνει την απαραίτητη κωδικοποίηση για διόρθωση σφαλμάτων με την προσθήκη πλεονασμού και στη συνέχεια δημιουργεί χάρτες με κωδικοποιημένα bits σε διανύσματα συμβόλων. Η διαδικασία προκωδικοποίησης γίνεται στα σύμβολα πριν τη μετάδοση από τις κεραιές. Στην άλλη πλευρά, ο δέκτης αποκωδικοποιεί το λαμβανόμενο σήμα με θόρυβο για την ανάκτηση των bits δεδομένων και μετασχηματίζει τον συνδυασμό του προκωδικοποιητή και του καναλιού^{3,4}.

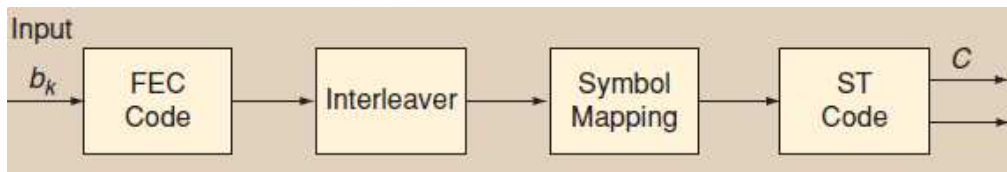
4.1.1 Δομή κωδικοποίησης

Ένας κωδικοποιητής περιέχει ένα κανάλι κωδικοποίησης, ένα interleaving μπλοκ και ένα symbol-mapping μπλοκ, προσφέροντας έτσι διανύσματα συμβόλων στον προκωδικοποιητή. Έχουμε δύο βασικές δομές για τον κωδικοποιητή : την χωρική πολυπλεξία και η χωρο-χρονική κωδικοποίηση (με βάση το symbol-mapping block). Η χωρική πολυπλεξία έχει από-πολυπλέκτες στα bits εξόδου του καναλιού κωδικοποίησης και interleaving μπλοκ για τη δημιουργία ανεξάρτητων ροών δεδομένων. Αυτές οι ροές αντιστοιχίζονται σε διανύσματα συμβόλων και τροφοδοτούν άμεσα τον προκωδικοποιητή (Εικόνα 17).



Εικόνα 17 : Δομή χωρικής πολυπλεξίας

Στη χωρο-χρονική κωδικοποίηση, τα εξερχόμενα bits από το κανάλι κωδικοποίησης και το interleaving μπλοκ απευθείας αντιστοιχίζονται σε σύμβολα. Στη συνέχεια, αυτά τα σύμβολα επεξεργάζονται από τον χωρο-χρονικό κωδικοποιητή, παράγοντας έτσι διανύσματα συμβόλων ως είσοδο στον προκωδικοποιητή (Εικόνα 18).



Εικόνα 18 : Δομή χωρο-χρονικής κωδικοποίησης

Η δομή της χωρο-χρονικής κωδικοποίησης περιλαμβάνει μόνο μια ροή δεδομένων, έτσι μόνο ένα ποσοστό προσαρμογής είναι απαραίτητο. Το ποσοστό ρυθμίζεται από το ποσοστό FEC (Forward-Error-Correction) και το σχεδιασμό αστερισμού.

Η διαφορά των δύο δομών κωδικοποίησης, οφείλεται στη χρονική διάσταση του συμβόλου σε επίπεδο κώδικα. Στη χωρική πολυπλεξία, τα σύμβολα εξαπλώνονται μόνο χωρικά με αποτέλεσμα ένα μπλοκ εισόδου, ενώ στη χωρο-χρονική κωδικοποίηση τα σύμβολα εξαπλώνονται τόσο στο χώρο όσο και στον χρόνο.

Για την ανάλυση και τον σχεδιασμό του προκωδικοποιητή, αντιμετωπίζουμε την χωρική πολυπλεξία ως ειδική περίπτωση της χωρο-χρονικής κωδικοποίησης με μήκος μπλοκ ίσο με ένα. Υποθέτουμε ότι μια κωδική λέξη C με κατανομή Gaussian μεγέθους $N \times T$ με μηδενική μέση τιμή έχει πίνακα συνδιακύμανσης :

$$Q = \frac{1}{TP} E[CC^*] \quad (4-1)$$

όπου :

➤ P : είναι η ισχύς μετάδοσης.

Η διαφορικότητα καθορίζει την κλίση της πιθανότητας λάθους σε σχέση με το SNR και σχετίζεται με τον αριθμό των χωρικών συνδέσεων που δεν είναι πλήρως συσχετισμένες. Η υψηλή διαφορικότητα είναι χρήσιμη σε ζεύξεις με διαλείψεις, δεδομένου ότι μειώνει το περιθώριο διαλείψεων, το οποίο απαιτείται για την αξιοπιστία του συνδέσμου. Το χωρο-χρονικό μπλοκ κωδικοποίησης χαρακτηρίζεται από την διάταξη διαφορικότητας. Ένας πλήρως-διαφορικότητας κωδικός επιτυγχάνει μέγιστη ποικιλία MN σε ένα κανάλι με N κεραιές μετάδοσης και M κεραιές λήψης. Υπάρχει ένα θεμελιώδη trade-off μεταξύ διαφορικότητας και τάξης πολυπλεξίας στην χωρο-χρονική κωδικοποίηση. Η τάξη πολυπλεξίας αφορά το ποσοστό προσαρμογής και είναι η κλίμακα στην οποία το ποσοστό μετάδοσης αυξάνεται ασυμπτωτικά με το SNR. Με το CSIT, η προκωδικοποίηση επικεντρώνεται στην απόσπαση του κέρδους κωδικοποίησης από το CSIT και έτσι συμπληρώνεται τη διαφορικότητα-πολυπλεξίας^{3,4}.

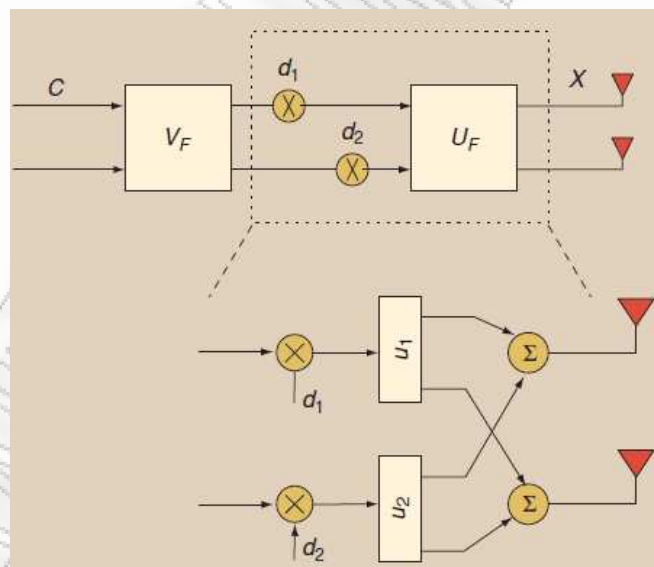
4.1.2 Γραμμική δομή προκωδικοποίησης

Η προκωδικοποίηση είναι ένα ξεχωριστό μπλοκ επεξεργασίας από το κανάλι και την χωρο-χρονική κωδικοποίηση. Αν και εξαρτάται από το CSIT, ένας γραμμικός προκωδικοποιητής έχει μια γενική δομή. Ένας γραμμικός προκωδικοποιητής λειτουργεί ως συνδυασμός ενός διαμορφωτή εισόδου και ενός multimode beamformer με κατανομή ισχύος ανά δέσμη. Θεωρούμε τη μέθοδο αποσύνθεσης μοναδικής τιμής (SVD – Singular Value Decomposition) για τον πίνακα προκωδικοποίησης F :

$$F = U_F D V_F^* \quad (4-2)$$

Όπου :

- U_F : είναι τα αριστερά ορθομοναδιαία διανύσματα διαστάσεων $M_R \times M_R$
- D : είναι μη αρνητικός διαγώνιος πίνακας διαστάσεων $M_R \times M_T$ με στοιχεία της διαγωνίου του τις singular value του H
- V_F : είναι τα δεξιά ορθομοναδιαία διανύσματα διαστάσεων $M_T \times M_T$



Εικόνα 19 : Γραμμική δομή προκωδικοποίησης ως multimode beamformer

Το U_F είναι επίσης και το ιδιοδιάνυσμα του προϊόντος FF^* , γι' αυτό και η δομή αναφέρεται και ως Eigen-beamforming.

Για να διατηρηθεί η συνολική ισχύς εκπομπής, για τον προκωδικοποιητή πρέπει να ισχύει :

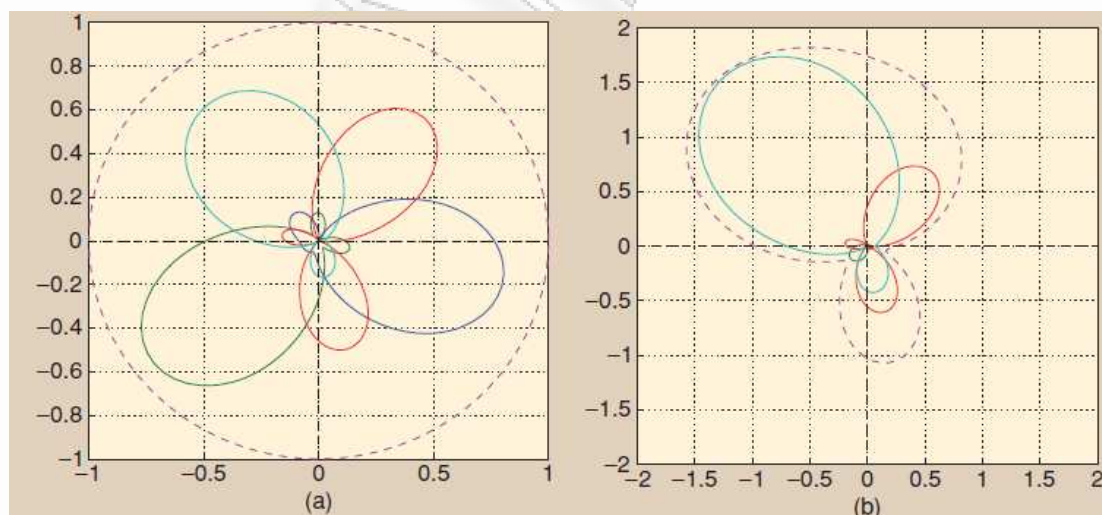
$$\text{Tr}(FF^*)=1. \quad (4-3)$$

Με άλλα λόγια, το άθροισμα της ισχύος για όλες τις δέσμες πρέπει να είναι σταθερό. Βέβαια, η ατομική ισχύ μπορεί να διαφέρει ανάλογα με το SNR, το CSIT και το κριτήριο σχεδιασμού.

Ουσιαστικά, ένας προκωδικοποιητής έχει δύο συνέπειες : την αποσύνθεση των σημάτων εισόδου ορθογώνια και χωρικά, με τη μορφή eigenbeam και την κατανομή της ισχύος στις δέσμες με βάση το CSIT.

Εάν οι προκωδικοποιημένες ορθογώνιες χωρικές δέσμες ταιριάζουν με τις eigen κατευθύνσεις (τα ιδιοδιανύσματα του H^*H), δεν θα έχουμε παρεμβολές μεταξύ των σημάτων που στέλνονται με διάφορους τρόπους, δημιουργώντας παράλληλα κανάλια και επιτρέποντας τη μετάδοση ανεξάρτητων ροών σημάτων (απαιτείται τέλειο CSIT). Με μερικό CSIT, ο προκωδικοποιητής προσπαθεί να ταιριάξει τα eigen-beams με τις eigen κατευθύνσεις και έτσι μειώνει τις παρεμβολές μεταξύ των σημάτων που αποστέλλονται. Στα ορθογώνια eigen-beams, αν όλες οι δέσμες έχουν ίδια ισχύ, το συνολικό σχέδιο ακτινοβολίας του πίνακα της κεραίας εκπομπής είναι ισοτροπικό.

Η Εικόνα 20(α) δείχνει ένα παράδειγμα με χρήση μιας ενιαίας γραμμικής κεραίας. Εάν οι ισχύς στις δέσμες είναι διαφορετική, το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας μετάδοσης θα έχει ένα συγκεκριμένο, όχι κυκλικό σχήμα, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 20(β).



Εικόνα 20 : (α) Ίση δύναμη δέσμης, (β) Άνιση δύναμη δέσμης

Με την κατανομή ισχύος, ο προκωδικοποιητής δημιουργεί αποτελεσματικά ένα σχήμα ακτινοβολίας για να προσαρμόζεται με το κανάλι σύμφωνα με το CSIT, έτσι ώστε η η μεγαλύτερη ισχύς να σταλεί στην κατεύθυνση, όπου το κανάλι είναι δυνατό και να μειώνει την ισχύ, όπου το κανάλι είναι αδύναμο.

Περισσότερες κεραιές εκπομπής αυξάνουν την ικανότητα για ένα λεπτό σχήμα ακτινοβολίας και κατά συνέπεια είναι πιθανό να έχουμε μεγαλύτερο κέρδος προκωδικοποίησης.

4.2 Δομή δέκτη

Θεωρούμε ένα σύστημα με έναν κωδικοποιητή που παράγει μια λέξη C και έναν προκωδικοποιητή F στον πομπό, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 16. Η κωδική λέξη C είναι κανονικοποιημένη σύμφωνα με την ισχύ μετάδοσης, η οποία είναι σταθερή στο χρόνο, με μηδενική μέση τιμή και συνδιακύμανση. Αυτή η κωδική λέξη μπορεί να περιέχει την κωδικοποίηση του καναλιού και επίσης μπορεί να αντιπροσωπεύει μόνο μια κωδική λέξη χωρο-χρόνου. Η συνδιακύμανση της κωδική λέξη εισόδου Q είναι δεδομένη και σταθερή. Το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης είναι :

$$Y = HFC + N \quad (4-4)$$

Όπου :

- N : είναι το διάνυσμα του λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου.

Ο δέκτης γνωρίζει εκ των προτέρων τον πίνακα προκωδικοποίησης F και τον συνδυασμό HF . Επιπλέον, εντοπίζει και αποκωδικοποιεί το λαμβανόμενο σήμα για να κάνει μια εκτίμηση της μεταδιδόμενης κωδικής λέξης C . Ο δέκτης χρησιμοποιεί μία από τις μεθόδους ανίχνευσης ανάλογα με την επίδοση και τις απαιτήσεις πολυπλοκότητας.

Στη συνέχεια αναφέρουμε δύο αντιπροσωπευτικές μεθόδους, τη μέγιστη πιθανοφάνεια (ML) και το ελάχιστο γραμμικό μέσο τετραγωνικό σφάλμα (MMSE – Minimum Mean Square Error). Η ανίχνευση μέγιστης πιθανοφάνειας είναι άριστη και ο δέκτης λαμβάνει την εκτίμηση για την κωδική λέξη από την σχέση \hat{C} :

$$\hat{C} = \underset{C}{\operatorname{arg\,min}} \| Y - HFC \|^2_F \quad (4-5)$$

Η μέθοδος μέγιστης πιθανοφάνειας απαιτεί ο δέκτης να εξετάσει όλες τις πιθανές κωδικές λέξεις πριν τη λήψη της απόφασης και αυτό σημαίνει ότι μπορεί να είναι υπολογιστικά ακριβό.

Στην περίπτωση του ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος, ο δέκτης διαθέτει ένα πίνακα στάθμισης W , τον οποία σχεδιάζει σύμφωνα με την παρακάτω σχέση :

$$\underset{W}{\operatorname{min}} E \| \hat{C} - C \|^2_F = E \| (WHF - I)C + WN \|^2_F \quad (4-6)$$

όπου η εκτίμηση υπολογίζεται για το σήμα εισόδου και τις κατανομές του θορύβου. Για zero-mean σήματα με συνδιακύμανση που δίνεται από τον παραπάνω τύπο, ο βέλτιστος δέκτης MMSE δίνεται :

$$W = \gamma QF^* H^* (\gamma HFQF^* H^* + I)^{-1} \quad (4-7)$$

όπου :

➤ γ : είναι το SNR.

Λόγω της απλότητάς του, ο γραμμικός MMSE δέκτης χρησιμοποιείται συχνά στο σχεδιασμό ενός προκωδικοποιητή. Ένας σταθμισμένος σχεδιασμός MSE, δίνοντας διαφορετικά βάρη σε διαφορετικές ροές δεδομένων, μπορεί να επιφέρει διαφορετικά κριτήρια, όπως μέγιστο ποσοστό και στοχευμένο SNR. Παρακάτω υποθέτουμε ότι έχουμε βέλτιστο δέκτη μέγιστης πιθανοφάνειας⁴.

4.3 Σχεδιασμός προκωδικοποιητή

Ο προκωδικοποιητής συνδέει τον κωδικοποιητή και το κανάλι. Ανάλογα με τον κώδικα, ο κωδικοποιητής παράγει κωδικές λέξεις με μια ορισμένη συνδιακύμανση Q . Θεωρούμε ότι ο κωδικοποιητής και η συνδιακύμανση είναι προκαθορισμένες (δεν είναι στόχος του σχεδιασμού).

Στην περίπτωση όπου το $Q = I$, ο εισερχόμενος κώδικας μπορεί να έχει βέλτιστη χωρητικότητα χωρίς CSIT και ο προκωδικοποιητής αποτελείται από γραμμικό πομπό. Επιπλέον κίνητρα έχουμε από πιο πρακτικά ζητήματα, όπως διατήρηση του ίδιου χωρο-χρονικού καναλιού σε ένα υπάρχον σύστημα και την προσαρμογή του προκωδικοποιητή μόνο με τα διαθέσιμα CSIT. Σε όλες τις περιπτώσεις, ο προκωδικοποιητής μετατρέπει την συνδιακύμανση της κωδικής λέξης σε συνδιακύμανση του σήματος μετάδοσης. Ο σχεδιασμός του προκωδικοποιητή στοχεύει κυρίως στην παραγωγή βέλτιστου σήματος με συνδιακύμανση σύμφωνα με το CSIT και το κριτήριο απόδοσης.

4.4 Κριτήρια σχεδιασμού

Υπάρχουν εναλλακτικά κριτήρια σχεδιασμού προκωδικοποιητή που βασίζονται σε δύο θεμελιώδη και πρακτικά μέτρα. Τα θεμελιώδη μέτρα περιλαμβάνουν την χωρητικότητα και τον εκθέτη λάθους, ενώ τα πρακτικά μέτρα περιλαμβάνουν το PEP, την ανίχνευση MSE, SER, BER και το λαμβανόμενο SNR. Τα θεμελιώδη μέτρα

συνήθως, υποθέτουν έναν ιδανικό κωδικοποιητή καναλιού, όπου η εργοδοτική ικανότητα σημαίνει ότι το κανάλι εξελίσσεται μέσα από όλες τις πιθανές υλοποιήσεις σε αυθαίρετες μακρές κωδικές λέξεις, ενώ ο εκθέτης λάθους ισχύει για πεπερασμένα μήκη κωδικών λέξεων. Από την άλλη πλευρά αναλύσεις χρησιμοποιώντας πρακτικά μέτρα, συνήθως εφαρμόζονται σε μη κωδικοποιημένα συστήματα και υιοθετώντας ένα ημι-στατικό μπλοκ καναλιού με διαλείψεις. Η επιλογή του κριτηρίου σχεδιασμού εξαρτάται από την εγκατάσταση του συστήματος, τις παραμέτρους λειτουργίας και το κανάλι (γρήγορες ή αργές διαλείψεις). Επίσης, για να αποφασίσουμε το κριτήριο είναι σημαντικό και το SNR λειτουργίας. Με δεδομένο ότι το SNR αυξάνεται, η μικρότερη απόσταση – ζεύγους εισόδου ολοένα και περισσότερο κυριαρχεί στο ποσοστό σφάλματος, που απαιτείται στην κωδικοποίηση για καλύτερη μέση απόδοση. Έτσι, υψηλό SNR ευνοεί συνήθως κωδικοποιημένα κριτήρια για το σχεδιασμό προκωδικοποιητών, ενώ τα χαμηλά SNR μπορούν να έχουν καλύτερη απόδοση χωρίς κωδικοποιημένα κριτήρια.

Ο σχεδιασμός προκωδικοποιητή που μεγιστοποιεί την εργοδοτική ικανότητα έχει μελετηθεί για διάφορα σενάρια : τέλεια γνώση του καναλιού στον πομπό (perfect CSIT), μερική γνώση του καναλιού στον πομπό (mean CSIT), γνώση της συνδιακύμανσης που μεταδίδεται (transmit covariance CSIT) και με τα δύο μερική γνώση του καναλιού και της συνδιακύμανσης. Πολλές μελέτες επικεντρώθηκαν στο τέλειο CSIT, συχνά με την βελτιστοποίηση γραμμικού προκωδικοποιητή και γραμμικού αποκωδικοποιητή με βάση το MSE, το SNR ή το BER.

Η προκωδικοποίηση με μερικό CSIT έχει σχεδιαστεί για να μεγιστοποιήσει το λαμβανόμενο SNR ή να ελαχιστοποιήσει το SER, το MSE ή το PEP. Η προκωδικοποίηση με transmit covariance CSIT, αναπτύχθηκε ομοίως για να ελαχιστοποιήσει το SER, το MSE ή το PEP. Η προκωδικοποίηση με μερική γνώση του καναλιού και γνώση της συνδιακύμανσης που μεταδίδεται, έχει αναπτυχθεί για να ελαχιστοποιήσει το PEP. Επικεντρώναστε σε δύο παραδείγματα κριτηρίων ένα για κάθε μέτρο : την εργοδική χωρητικότητα και το PEP⁴.

4.5 Μεγιστοποίηση εργοδοτικής χωρητικότητας

Το σύστημα εργοδικής χωρητικότητας αποσκοπεί στη μεγιστοποίηση του μέσου όρου ρυθμού μετάδοσης με εξαφάνιση της πιθανότητας λάθους, υποθέτοντας ασυμπτωτικές κωδικές λέξεις και ένα ιδανικό ML (Maximum Likelihood) δέκτη.

Με τέλειο CSIT, η βέλτιστη χωρητικότητα του σήματος εισόδου είναι Gaussian κατανομημένη με βέλτιστη συνδιακύμανση. Σε ένα σύστημα βέλτιστης εκμετάλλευσης του CSIT, η συνδιακύμανση στην κωδική λέξη εισόδου Q είναι προκαθορισμένη, έτσι μπορούμε να σχεδιάσουμε μόνο τον προκωδικοποιητή F να παράγει ένα σήμα συνδιακύμανσης, που επιτυγχάνει μέγιστο ρυθμό μετάδοσης, που ονομάζεται και χωρητικότητα συστήματος (η χωρητικότητα εξαρτάται από το Q). Όταν το Q είναι η χωρητικότητα της βέλτιστης συνδιακύμανσης για κανάλι χωρίς CSIT, τότε η χωρητικότητα του συστήματος συμπίπτει με την χωρητικότητα του καναλιού, διαφορετικά είναι αυστηρά μικρότερη.

Με δεδομένο Q , η συνδιακύμανση του σήματος του συστήματος είναι $S=FQF^*$. Η χωρητικότητα του βέλτιστου προκωδικοποιητή F είναι η λύση του προβλήματος βελτιστοποίησης :

$$\max E_H[\log \det(I + \gamma HFQF^* H^*)] \quad (4-8)$$

με $tr(FF^*) = 1$ και γ είναι το SNR.

Η συνδιακύμανση της κωδικής λέξης Q είναι προκαθορισμένη και δεν αποτελεί μέρος του σχεδιασμού, ο περιορισμός είναι μόνο πάνω στον προκωδικοποιητή F . Ο περιορισμός αυτός βασίζεται στον βέλτιστο διαχωρισμό μεταξύ κωδικοποίησης καναλιού (υποθέτοντας ότι δεν υπάρχουν CSIT) και προκωδικοποίησης (αξιοποιώντας το CSIT).

Όταν το $Q=I$, ο περιορισμός στον ίδιο συνολικό περιορισμό ισχύος μετάδοσης και της χωρητικότητας του συστήματος συμπίπτει με την εργοδική ικανότητα, όπως και η διαμόρφωση. Όταν το $Q \neq I$, οι δύο περιορισμοί $tr(FF^*)$ και $tr(FQF^*)$ οδηγούν σε προκωδικοποιητή με την ίδια βέλτιστη κατεύθυνση δέσμης, μόνο η ισχύς είναι διαφορετική⁴.

4.6 Ελαχιστοποίηση στα ζεύγη πιθανοτήτων λάθους

Τα ζεύγη κριτηρίων λάθους και η πιθανότητα της κωδικής λέξης \hat{C} έχουν καλύτερη αντίχρεωση στο δέκτη, από την κωδική λέξη C που διαβιβάζεται. Σε αυτή την περίπτωση, μια παράμετρος που έχει ενδιαφέρον είναι το προϊόν της απόστασης μεταξύ των δύο κωδικών λέξεων :

$$A = \frac{1}{P} (C - \hat{C})(C - \hat{C})^*, \quad (4-9)$$

το οποίο σχετίζεται με την συνδιακύμανση της κωδικής λέξης. Με την ανίχνευση της ML, το PEP μπορεί να είναι το μέγιστο όριο (όπως είναι γνωστό ως Chernoff) :

$$P(C - \hat{C}) \leq \exp\left(-\frac{\gamma}{4} \text{tr}(HFAF^* H^*)\right) \quad (4-10)$$

το οποίο παρέχει ένα αναλυτικό πλαίσιο για τον σχεδιασμό των προκωδικοποιητών.

Θεωρούμε δύο επιλογές για την ελαχιστοποίηση του ορίου Chernoff που ορίζεται από το PEP : α) ελαχιστοποίηση της επιλεγμένης απόστασης της κωδικής λέξης A και β) ελαχιστοποίηση του μέσου όρου της κατανομής της κωδικής λέξης. Τα κριτήρια αυτά αναφέρονται ως PEP ανά απόσταση και μέσος όρος PEP αντίστοιχα.

Για το κριτήριο PEP ανά απόσταση, με επιλεγμένο πίνακα A, ο προκωδικοποιητής F σχεδιάζεται για να ελαχιστοποιήσει το όριο Chernoff, κατά μέσο όρο πάνω από το κανάλι διανομής :

$$\min E \left[\exp\left(-\frac{\gamma}{4} \text{tr}(HFAF^* H^*)\right) \right] \quad (4-11)$$

με $\text{tr}(FF^*) = 1$

Για ένα κανάλι με διαλείψεις και Gaussian κατανομή, η παραπάνω συνάρτηση μπορεί να αξιολογηθεί ως συνάρτηση της συνδιακύμανσης του καναλιού. Ειδικά, για ένα κανάλι με μέσο H_m και μεταδιδόμενη συσχέτιση R_t (χωρίς λαμβανόμενη συσχέτιση, δηλαδή $RR=I$), το πρόβλημα είναι ισοδύναμο με :

$$\min \text{tr}(H_m W^{-1} H_m^*) - M \log \det(W) \quad (4-12)$$

με $W = \frac{\gamma}{4} R_t F A F^* R_t + R_t$ και
 $\text{tr}(FF^*) = 1$

Σε αυτή την περίπτωση, η αντικειμενική συνάρτηση γίνεται ντετερμινιστική. Ο πίνακας A, που συχνά χρησιμοποιείται έχει την ελάχιστη απόσταση κωδικής λέξης, η οποία αντιστοιχεί στο μέγιστο PEP. Ανάλογα με τον κώδικα, η επιλογή του A μπορεί να επηρεάσει σημαντικά την απόδοση του προκωδικοποιητή.

Για το κριτήριο του μέσου όρου PEP, το όριο Chernoff είναι κατά μέσο όρο πάνω από την κατανομή της κωδικής λέξης και τις στατικές διαλείψεις. Ο μέσος όρος PEP είναι ανεξάρτητος από τις ειδικές κωδικές λέξεις απόστασης A. Σημειώνοντας ότι $E[A]=2Q$, το πρόβλημα βελτιστοποίησης του προκωδικοποιητή γίνεται :

$$\min E_H \left[\det \left(I + \frac{\gamma}{2} HFQF^* H^* \right)^{-M} \right] \quad (4-13)$$

με $tr(FF^*) = 1$

Η παραπάνω διατύπωση περιλαμβάνει την συνδιακύμανση Q και ο περιορισμός της ισχύος επιβάλλεται κατά τη διάρκεια των προκωδικοποιητών F⁴.

5 ΚΡΙΤΗΡΙΑ ΟΜΑΔΟΠΟΙΗΣΗΣ ΚΑΙ ΒΕΛΤΙΣΤΟΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΙ ΠΡΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΩΝ

5.1 Κριτήρια ομαδοποίησης

Σε γενικές γραμμές, τα προβλήματα στο σχεδιασμό προκωδικοποιητή χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, στοχαστικά ή ντετερμινιστικά. Το πρόβλημα της στοχαστικής βελτιστοποίησης, συνήθως περιλαμβάνει ως στόχο την αναμενόμενη αξία της συνάρτησης πάνω από το κανάλι. Συχνά, η συνάρτηση είναι κυρτή σε μια μεταβλητή του πίνακα, για παράδειγμα $\log\det(\cdot)^{-1}$, $\det(\cdot)^{-1}$ ή $\text{tr}(\cdot)^{-1}$. Ενώ οι στατιστικές ιδιότητες του καναλιού σε ορισμένες περιπτώσεις επιτρέπουν τη μερική κλειστή μορφής λύσης (όπως οι δέσμες κατεύθυνσης), η πλήρης λύση απαιτεί συνήθως αριθμητικές μεθόδους, στις οποίες στόχος είναι η προσέγγιση της δειγματοληψίας ή η οριοθέτηση. Από την άλλη μεριά, το ντετερμινιστικό πρόβλημα περιλαμβάνει μια ντετερμινιστική αντικειμενική συνάρτηση, που παράγεται από την κλειστή μορφή της διατύπωσης του προβλήματος και τις παραμέτρους που έδωσε το CSIT. Παραδείγματα στοχαστικών προβλημάτων περιλαμβάνουν την χωρητικότητα, τον εκθέτη λάθους, το μέσο όρο PEP, τα κριτήρια MSE, ενώ η ντετερμινιστική περιλαμβάνει το PEP ανά απόσταση, το SER και τα κριτήρια SNR. Και οι δύο περιπτώσεις, κάποιες φορές οδηγούν σε κλειστή μορφής αναλυτικές λύσεις προκωδικοποιητών, ενώ άλλες απαιτούν αριθμητικές βέλτιστες λύσεις (συχνά στοχαστικά).

5.2 Βέλτιστοι σχεδιασμοί προκωδικοποιητών

Ένας γραμμικός προκωδικοποιητής συνθέτει ένα πίνακα διαμόρφωσης εισόδου, ένα πίνακα beamforming και την κατανομή ισχύος στις δέσμες. Και για τα δύο κριτήρια που αναφέρθηκαν, η χωρητικότητα, το PEP και άλλα κριτήρια όπως ο εκθέτης λάθους, το MSE, το SNR και η βέλτιστη διαμόρφωση της μήτρας εισόδου προσδιορίζεται μόνο από τον κωδικό εισόδου, ενώ μήτρα beamforming μόνο από το CSIT και η κατανομή ισχύος και από τα δύο⁴.

5.3 Ο εισερχόμενος πίνακας διαμόρφωσης

Ο κωδικοποιητής σχηματίζει την συνδιακύμανση εισόδου της κωδικής λέξης για τον προκωδικοποιητή και ο προκωδικοποιητής σε απάντηση επιλέγει τον πίνακα

διαμόρφωσης-εισόδου σε αντιστοιχία με την συνδιακύμανση. Υποθέτουμε ότι ο πίνακας συνδιακύμανσης της κωδικής λέξης είναι Q , έχει ιδιοτιμή αποσύνθεσης $Q = U_Q \Lambda_Q U_Q^H$ και ο βέλτιστος εισερχόμενος πίνακας διαμόρφωσης είναι:

$$V_Q = U_Q. \quad (5-1)$$

Αυτός ο βέλτιστος εισερχόμενος πίνακας διαμόρφωσης, έχει ως αποτέλεσμα τον προκαθορισμένο κωδικό εισόδου συνδιακύμανσης Q , ο οποίος δεν είναι η βέλτιστη μεταβλητή, ούτε συμμετέχει στον περιορισμό ισχύος. Η συνδιακύμανση Q χαρακτηρίζει τον κωδικό που έχει επιλεγεί για το σύστημα. Ο προκωδικοποιητής ταιριάζοντας την συνδιακύμανση της κωδικής λέξης εισόδου, χωρικά από-συσχετίζει το σήμα εισόδου και συλλέγει άριστα την ενέργεια εισόδου. Στην ειδική περίπτωση της ιστροπικής εισόδου ($Q=I$), όπως στη χωρική πολυπλεξία, το βέλτιστο V_F εξαρτάται από το βελτιστοποιημένο κριτήριο.

Για όλα τα κριτήρια, της χωρητικότητας, του λάθους εκθέτη, MSE, PEP ανά απόσταση, μέσο όρος PEP και SNR, το V_F γίνεται ένας αυθαίρετος ενιαίος πίνακας και συνήθως μπορεί να παραλειφθεί. Για άλλα κριτήρια, όπως η ελαχιστοποίηση του μέγιστου MSE μεταξύ των λαμβανόμενων ρευμάτων ή η ελαχιστοποίηση του μέσου όρου BER, με βέλτιστη διαμόρφωση πίνακα εισόδου με $Q=I$, πρέπει να είναι ένας ειδικός περιστροφικός πίνακας. Όταν το κανάλι κωδικοποίησης είναι turbo-code, θεωρώντας πρακτικό αστερισμό, ένας περιστροφικός πίνακας μπορεί να βελτιώσει τις επιδόσεις.

5.4 Ο πίνακας *beamforming*

Αντίθετα με τον πίνακα εισόδου διαμόρφωσης, που είναι ανεξάρτητο του CSIT, ο *beamforming* πίνακας είναι συνάρτηση του CSIT. Παρακάτω παρουσιάζονται οι βέλτιστες λύσεις *beamforming* για τα μοντέλα CSIT : τέλειο CSIT, γνώση της συνδιακύμανσης CSIT και στατιστικό CSIT.

5.4.3 Τέλειο CSIT

Έχοντας τέλειο CSIT, το κανάλι MIMO αναλύεται σε ανεξάρτητα και παράλληλα κανάλια λευκού προσθετικού θορύβου. Ο αριθμός των παράλληλων καναλιών ισούται με το ελάχιστο αριθμό μεταξύ των αριθμών κεραιών εκπομπής και λήψης. Τα παράλληλα αυτά κανάλια, καθιερώνονται από την πρώτη εκτέλεση του SVD του πίνακα του καναλιού :

$$H = U_H \Sigma_H V_H^* \quad (5-2)$$

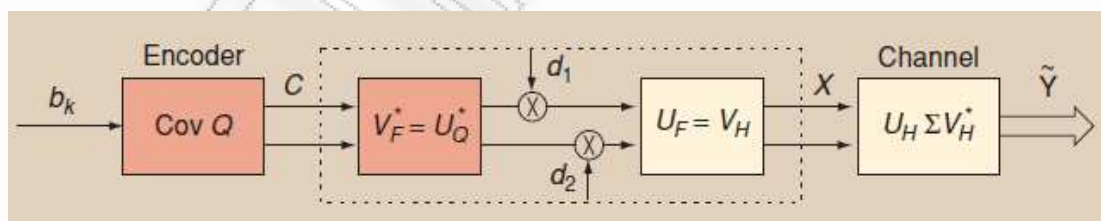
και στη συνέχεια πολλαπλασιάζοντας το σήμα στον πομπό με V_H και στον δέκτη με U_H . Τα παράλληλα κανάλια μπορούν να επεξεργαστούν ανεξάρτητα, το καθένα με ανεξάρτητη διαμόρφωση και κωδικοποίηση, επιτρέποντας έλεγχο στο ρυθμό λειτουργίας και απλούστερη στην επεξεργασία του δέκτη.

Η βέλτιστη κατεύθυνση δέσμης με τέλειο CSIT για όλα τα κριτήρια ταιριάζει με τα ενιαία διανύσματα :

$$U_F = V_F.$$

Η βέλτιστη συμπεριφορά καθορίζεται χρησιμοποιώντας τους άνισους πίνακες όπου εμφανίζουν ακρότατα λειτουργίας όταν οι μεταβλητές του πίνακα έχουν τα ίδια ιδιοδιανύσματα. Ως εκ τούτου, η βέλτιστη κατεύθυνση δέσμης δίνεται από τα ιδιοδιανύσματα του H^*H , ή από το κανάλι eigen κατεύθυνσης. Σε συστήματα MISO, η λύση είναι η μετάδοση συνδυάζοντας μέγιστη αναλογία (MRC – Maximum-Ratio-Combined) με single-mode beamforming. Οι βέλτιστες αυτές δέσμες κατευθύνσεων είναι ανεξάρτητες από το SNR.

Συνεπώς, ο βέλτιστος πίνακας προκωδικοποιητή για τέλειο CSIT, σύμφωνα με όλα τα κριτήρια και για όλα τα SNR, έχει μοναδικά διανύσματα αριστερά και δεξιά που καθορίζονται χωριστά από τα ιδιοδιανύσματα του κέρδους του καναλιού H^*H και της συνδιακύμανσης της κωδικής λέξης εισόδου Q αντίστοιχα. Ο χωρικός προκωδικοποιητής ταιριάζει και στις δύο πλευρές. Ουσιαστικά, γίνονται εκ νέου χάρτες χωρικής κατεύθυνσης του κώδικα εισόδου, οι οποίοι είναι τέλεια προσαρμοσμένοι στο κανάλι με δεδομένο CSIT (Εικόνα 21).



Εικόνα 21 : Ο προκωδικοποιητής ταιριάζει με την δομή του εισερχόμενου κώδικα και το κανάλι

5.4.4 Μερικό CSIT

Το μερικό CSIT συγκροτείται από έναν ενεργό πίνακα H_m και μια ενεργή ταυτότητα συνδιακύμανσης. Το μοντέλο αυτό αντιστοιχεί σε ασυσχέτιστο Rician κανάλι ή σε ένα κανάλι που εκτιμάται με ασυσχέτιστα λάθη. Αν το SVD του H_m είναι

$H_m = U_m \Sigma_m V_m^*$, τότε η βέλτιστη κατεύθυνση δέσμης προκωδικοποίησης για όλα τα κριτήρια που καθορίζονται θα είναι :

$$U_F = V_m. \quad (5-3)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι σε αυτές τις κατευθύνσεις βρίσκονται επίσης τα ιδιοδιανύσματα του $H_m^* H_m$.

Στην πραγματικότητα, επειδή η συνδιακύμανση του καναλιού είναι ισοτροπική, οι eigen κατευθύνσεις του καναλιού γίνονται οι προτιμώμενες στατιστικά κατευθύνσεις. Κατά μέσο όρο οι eigen κατευθύνσεις του καναλιού και η σηματοδότηση σύμφωνα με τις παραπάνω κατευθύνσεις είναι η βέλτιστη.

5.4.5 Γνώση Συνδιακύμανσης που μεταδίδεται CSIT

Η γνώση της συνδιακύμανσης που μεταδίδεται στον πομπό αποτελείται από zero effective-mean και μια αυθαίρετη αποτελεσματική συνδιακύμανση. Η αποτελεσματική συνδιακύμανση είναι μια γραμμική συνάρτηση του πίνακα συσχέτισης της κεραίας. Αυτός ο πίνακας συγκεντρώνει τους συσχετισμούς μεταξύ όλων των κεραίων μετάδοσης, ανάμεσα σε όλες τις κεραίες εκπομπής και λήψης. Ένα κοινό απλοποιημένο μοντέλο προϋποθέτει ότι οι συστοιχίες των κεραίων μετάδοσης και λήψης είναι ασυσχέτιστες και συχνά συμβαίνει, όταν οι πίνακες βρίσκονται σε μεγάλη απόσταση μεταξύ τους με τυχαία σκέδαση. Η κεραία εκπομπής με συσχέτιση R_t και η κεραία λήψης με συσχέτιση R_r μπορεί να διαχωριστεί σύμφωνα με τη δομή Kronecker :

$$R_o = R_t^T \otimes R_r \quad (5-4)$$

Το μοντέλο αυτό έχει επαληθευτεί πειραματικά για εσωτερικά κανάλια μέχρι και 3x3 κεραίες και για υπαίθρια κανάλια έως και 8x8 κεραίες.

Ο βέλτιστος πίνακας beamforming έχει καθιερωθεί υποθέτοντας το μοντέλο συσχέτισης Kronecker. Επιπλέον, δεδομένου ότι η προκωδικοποίηση επηρεάζεται από την συσχέτιση μετάδοσης, υποθέτουμε στις περισσότερες περιπτώσεις ασυσχέτιστες κεραίες λήψης ($R_r=I$), εκτός και αν ορίζονται διαφορετικά. Οι ιδιοτιμές αποσύνθεσης της R_t είναι $R_t = U_t \Lambda_t U_t^*$, τότε ο βέλτιστος beamforming πίνακας για όλα τα κριτήρια που δίνονται από τα ιδιοδιανύσματα συσχέτισης μετάδοσης :

$$U_F = U_t. \quad (5-5)$$

Έτσι, για μέσο μηδενικό κανάλι, η αντιστοιχία μεταξύ των κεραίων μετάδοσης υπαγορεύει τις κατευθύνσεις : τα ιδιοδιανύσματα είναι οι προτιμώμενες στατιστικά

κατευθύνσεις. Όταν οι κεραίες είναι ασυσχέτιστες, ο πίνακας beamforming γίνεται μια αυθαίρετη ενιαία μήτρα και μπορεί να παραληφθεί. Για το κριτήριο της χωρητικότητας, ακόμα και αν η κεραία λήψης έχει συσχέτιση $R_t \neq I$, δεν έχει καμία επίδραση στην βέλτιστη κατεύθυνση beamforming.

5.4.6 Στατιστικό CSIT

Το στατιστικό CSIT περιλαμβάνει ένα αυθαίρετο αποτελεσματικό μέσο και ένα αυθαίρετο αποτελεσματικό πίνακα συνδιακύμανσης. Ο βέλτιστος πίνακας beamforming έχει καθιερωθεί για λίγα μόνο κριτήρια, για την απόσταση PEP και το SNR. Για το κριτήριο της απόστασης PEP, υποθέτουμε μόνο την συσχέτιση της κεραίας λήψης αν η κωδική λέξη εισόδου είναι ισοτροπική, έτσι ώστε $Q = \mu_0$, ο βέλτιστος πίνακας beamforming μπορεί να ληφθεί ως μέρος του βέλτιστου κωδικοποιητή ως :

$$FF^* = \frac{4}{\gamma \mu_0} (\Phi - R_t^{-1}) \quad (5-6)$$

Όπου το Φ δίνεται από τον τύπο :

$$\Phi = \frac{1}{2\nu} \left[M I + (M^2 I + 4\nu R_t^{-1} H_m^* H_m R_t^{-1})^{1/2} \right] \quad (5-7)$$

Όπου το ν είναι ο πολλαπλασιαστής Lagrange που σχετίζεται με τον περιορισμό της ισότητας ισχύος. Η επίλυση ως προς ν πραγματοποιείται με τη χρήση της διαδικασίας του δυναμικού water-filling. Αυτή η διαδικασία είναι παρόμοια με την πρότυπη διαδικασία water-filling, σε κάθε επανάληψη, ο πιο αδύναμος Eigen-mode της FF^* μπορεί να πέσει για να εξασφαλίσει θετική semi-definiteness και η συνολική εκπεμπόμενη ισχύ είναι εκ νέου κατανομημένη μεταξύ των υπόλοιπων λειτουργιών. Ωστόσο, υπάρχει μια σημαντική διαφορά στο ότι οι λειτουργίες εξελίσσονται σε κάθε επανάληψη.

Η βέλτιστη κατεύθυνση δέσμης εξαρτάται από το κανάλι και την συνδιακύμανση και είναι περίπλοκες λειτουργίες του συντελεστή καναλιού K και το SNR. Όταν έχουμε υψηλές τιμές του K , σημαίνει ότι το κανάλι H_m τείνει να κυριαρχήσει στις κατευθύνσεις δέσμης : αλλά όσο το K μειώνεται, η συνδιακύμανση καναλιού R_t^{-1} έχει πιο κυρίαρχη επίδραση.

Το SNR επίσης επηρεάζει τις οδηγίες δέσμης, αντίθετα με την προηγούμενη ειδική περίπτωση CSIT. Όταν έχουμε χαμηλό SNR, οι βελτιωμένες PEP δέσμες

κατευθύνσεων εξαρτώνται και από το μέσο και τη συνδιακύμανση, αλλά όσο αυξάνεται το SNR, ασυμπτωτικά εξαρτάται μόνο από την συνδιακύμανση. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι για υψηλά SNR, το κανάλι γίνεται κυρίαρχο και επηρεάζει τον προκωδικοποιητή.

Από την άλλη μεριά, για το SNR κριτήριο, ο προκωδικοποιητής στοχεύει να μεγιστοποιήσει το λαμβανόμενο SNR με ενιαία μορφή beamforming για όλα τα SNR, με την δέσμη σαν κυρίαρχο ιδιοστοιχείο του μέσου κέρδους του καναλιού $E[H^*H]$.

Για τα υπόλοιπα κριτήρια, όπως η χωρητικότητα, μια λιγότερο βέλτιστη λύση για τον πίνακα beamforming με στατιστικό CSIT μπορεί να ληφθεί χρησιμοποιώντας ιδιοδιανύσματα του μέσου κέρδους του καναλιού $E[H^*H]$.

Σε χαμηλά SNR, η λύση είναι ασυμπτωτική ως προς την βέλτιστη χωρητικότητα, ενώ είναι ιδανική για τα κριτήρια PEP και SNR. Σε υψηλά SNR, εάν ο αριθμός των κεραιών μετάδοσης δεν είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των κεραιών λήψης, είναι επίσης ασυμπτωτική ως προς την βέλτιστη χωρητικότητα αφού η βέλτιστη είσοδος γίνεται ισοτροπική με ένα αυθαίρετο σύνολο δεσμών (beams).

5.5 Κατανομή ισχύος

Αντίθετα με τις κατευθύνσεις πορείας, η βέλτιστη κατανομή ισχύος σε όλες τις δέσμες διαφέρει ανάλογα με το κριτήριο σχεδιασμού και τη συνάρτηση SNR. Για παράδειγμα, με τέλειο CSIT, ποικίλλει η χωρητικότητα για το κριτήριο PEP, από water-filling σε single-mode. Η διαφορά αντικατοπτρίζει την επιλεκτικότητα στην κατανομή ισχύος, στην οποία ο πιο επιλεκτικός συνδυασμός δίνει ισχύ σε λιγότερες λειτουργίες στο ίδιο SNR. Αυτή η επιλεκτικότητα εξαρτάται από την ισχύ του κώδικα του καναλιού. Συστήματα με ισχυρούς κώδικες έχουν την τάση να διαθέτουν ισχύ σε περισσότερες ιδιομορφές καναλιών, ενώ εκείνα με αδύναμους κώδικες έχουν την τάση να ενεργοποιούν λιγότερη ισχύ για το ίδιο SNR.

Επίσης, το CSIT επηρεάζει τη βέλτιστη κατανομή ισχύος. Με τέλειο CSIT, η βέλτιστη κατανομή ισχύος είναι γνωστή και ως αναλυτική κλειστού τύπου για όλα τα κριτήρια, ενώ για μερικό CSIT, η λύση μπορεί να απαιτήσει αριθμητικές μεθόδους, ανάλογα με τα κριτήρια. Ωστόσο, η βέλτιστη κατανομή ισχύος ακολουθεί συχνά την αρχή water-filling, στην οποία η μεγαλύτερη ισχύς διατίθεται σε δέσμες που αντιστοιχούν σε γνωστές κατευθύνσεις καναλιού και μειώνεται σε αδύναμα κανάλια.

5.5.1 Τέλειο CSIT

Ο προκωδικοποιητής με τέλειο CSIT, ταυτίζει από την μία πλευρά την συνδιακύμανση της κωδικής λέξης εισόδου Q , με το κανάλι H στην άλλη. Λόγω αυτής της ταύτισης, η βέλτιστη κατανομή ισχύος εξαρτάται μόνο από τις ιδιοτιμές και των δύο της συνδιακύμανσης της κωδικής λέξης εισόδου και του καναλιού, αλλά όχι από τα ιδιοδιανύσματά τους. Οι ιδιοτιμές των δύο αυτών πινάκων θα είναι :

$$\lambda_i = \lambda_i(H^*H)\lambda_i(Q) \quad (5-8)$$

όπου οι ιδιοτιμές του πίνακα είναι ταξινομημένες με την ίδια σειρά. Η ισχύς p_i διατίθεται στη δέσμη με τον αριθμό i , η οποία είναι το τετράγωνο του προκωδικοποιητή με τιμή i , που είναι συνάρτηση αυτών των λ_i και του SNR.

Για το κριτήριο της χωρητικότητας, η βέλτιστη κατανομή ισχύος επιτυγχάνεται με water-filling με σύνθετες ιδιοτιμές λ_i , ως εξής :

$$p_i = \left(\mu - \frac{N_0}{\lambda_i} \right)_+ \quad (5-9)$$

Όπου :

- N_0 : είναι η ισχύς του θορύβου ανά χωρική διάσταση
- μ : επιλέγεται έτσι ώστε το άθροισμα όλων των p_i ισούται με τη συνολική ισχύ μετάδοσης

Η σημείωση $(.)_+$ αντιπροσωπεύει εάν η τιμή μέσα στην παρένθεση είναι θετική ή μηδέν διαφορετικά. Ομοίως για το μέσο κριτήριο PEP, η βέλτιστη κατανομή ισχύος είναι water-filling ως προς την χωρητικότητα, αλλά με θόρυβο να κλιμακώνεται με συντελεστή δύο. Τα χαμηλά SNR, τείνουν να έχουν υψηλό ποσοστό λάθους. Όσο αυξάνεται το SNR, η ισχύς κατανέμεται σε περισσότερους τρόπους μεταφοράς, αλλά και πάλι, με πιο αργό ρυθμό.

Όσον αφορά το κριτήριο PEP ανά απόσταση, η βέλτιστη λύση είναι να διαθέσουν όλη την ισχύ στο ισχυρότερο Eigen-mode του καναλιού :

$$p_1 = 1, \text{ και } p_i = 0 \text{ για } i \neq 1$$

Έτσι ουσιαστικά μειώνεται ο προκωδικοποιητής σε single-mode beamforming.

Το τέλειο CSIT, απλοποιεί το πρόβλημα της εκχώρησης ισχύος σημαντικά και επιτρέπει λύσης κλειστής μορφής για τα περισσότερα κριτήρια⁴.

5.5.2 Μερικό CSIT

Στο μερικό CSIT, η κατανομή ισχύος εξαρτάται μόνο από τις ιδιοτιμές του καναλιού και όχι από τα ιδιοδιανύσματα. Το κριτήριο της χωρητικότητας απαιτεί αριθμητική αναζήτηση για τη βέλτιστη δυνατή λύση. Για το κριτήριο PEP ανά απόσταση, η κατανομή ισχύος έχει μια ημι-αναλυτική λύση, που λαμβάνεται ως water-filling μορφή :

$$p_i = \left[\frac{1}{2\nu} \left(M + \sqrt{M^2 + 16\nu \frac{\lambda_i(H_m^* H_m)}{\gamma \lambda_i(A)}} \right) - \frac{4}{\gamma} \right]^+ \quad (5-10)$$

Όπου :

- $\lambda_i()$: είναι οι ιδιοτιμές του αντίστοιχου πίνακα που ταξινομούνται με την ίδια σειρά
- ν : είναι ο πολλαπλασιαστής Lagrange που συνδέεται με τον περιορισμό ισχύος

Για όλα τα κριτήρια, ο παράγοντας K του καναλιού και ο βαθμός του πίνακα έχουν ισχυρή επιρροή. Μεγαλύτερος συντελεστής K προκαλεί κατανομή ισχύος που εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το κανάλι. Ειδικά για το κριτήριο της χωρητικότητας, αν ο συντελεστής K είναι πάνω από ένα ορισμένο όριο αυξάνεται μαζί με το SNR, το single-mode beamforming είναι βέλτιστο για συστήματα MISO.

Όταν το K πλησιάζει το άπειρο, το μερικό CSIT γίνεται ισοδύναμο με το τέλειο CSIT. Όσο το K μειώνεται, η επίδραση του μέσου καναλιού μειώνεται. Αν το K μηδενίζεται, η βέλτιστη προσέγγιση equipower του προκωδικοποιητή γίνεται μια αυθαίρετη μήτρα και μπορεί να παραλειφθεί⁴.

5.5.3 Συνδιακύμανση CSIT

Στην συνδιακύμανση CSIT ο συσχετισμός κεραίας έχει Kronecker δομή και η βέλτιστη κατανομή ισχύος εξαρτάται μόνο από τις ιδιοτιμές των συσχετισμών, αλλά όχι τα ιδιοδιανύσματα τους. Οι ιδιοτιμές των συσχετισμών μετάδοσης και λήψης επηρεάζουν την βέλτιστη κατανομή ισχύος για το κριτήριο της χωρητικότητας, που επηρεάζει τις αριθμητικές τεχνικές επίλυσης. Για το κριτήριο PEP ανά απόσταση, χωρίς συσχετίσεις λήψης, η βέλτιστη κατανομή ισχύος μπορεί να επιτευχθεί αναλυτικά με water-filling κατά τη διάρκεια μετάδοσης των ιδιοτιμών συσχέτισης :

$$p_i = \left(\mu - \frac{4}{\gamma} \lambda_i^{-1}(A) \lambda_i^{-1}(R_i) \right) \quad (5-11)$$

Όπου :

- $\lambda_i(\cdot)$ είναι οι (μη μηδενικές) ιδιοτιμές του αντίστοιχου πίνακα
- μ είναι επιλεγμένο έτσι ώστε το άθροισμα όλων των p_i να ισούται με την συνολική ισχύ μετάδοσης.

Για όλα τα κριτήρια, όσο ισχυρότερη είναι η συσχέτιση της κεραίας, τόσο πιο επιλεκτική είναι η κατανομή ισχύος. Μια ακραία περίπτωση της επιλεκτικότητας είναι το single-mode beamforming. Τα όρια της βελτιστοποίησης παρατηρούνται στο covariance CSIT στα MIMO συστήματα, στα οποία οι δυο μεγαλύτερες ιδιοτιμές R_i πρέπει να ικανοποιούν μια ανισότητα που σχετίζεται με την κυριαρχία των μεγαλύτερων ιδιοτιμών. Σε υψηλά SNR, η απαιτούμενη ιδιοτιμή πρέπει να αυξηθεί, κάτι που συνεπάγεται σε πιο συσχετισμένο κανάλι. Μια παρόμοια τάση παρατηρείται όσο αυξάνεται και ο αριθμός των λαμβανόμενων κεραιών.

Η συσχέτιση της κεραίας μετάδοσης γενικά μειώνει την εργοδοτική χωρητικότητα σε υψηλά SNR, σε σύγκριση με i.i.d. κανάλι, αλλά έχουμε απώλειες όσο ο αριθμός των κεραιών μετάδοσης αυξάνεται. Σε χαμηλά SNR, η συσχέτιση μετάδοσης μπορεί να βοηθήσει στην αύξηση της χωρητικότητας⁴.

5.5.4 Στατιστικό CSIT

Για την εργοδική χωρητικότητα, όπως συμβαίνει με τα περισσότερα στοχαστικά κριτήρια, αντίθετα με τον πίνακα beamforming, η βέλτιστη κατανομή ισχύος είναι μέχρι στιγμής διαθέσιμη σε κλειστή μορφή στατιστικά CSIT, συμπεριλαμβανομένων του μερικού CSIT και της συνδιακύμανσης CSIT ως ειδικές περιπτώσεις. Συχνά απαιτεί αριθμητική λύση που εφαρμόζεται αποτελεσματικά. Η λύση ισχύος εξαρτάται από τις ιδιοτιμές, τα ιδιοδιανύσματα της μέσης τιμής και την συνδιακύμανση του πίνακα.

Σε χαμηλά SNR, η βέλτιστη κατανομή ισχύος επικεντρώνει όλη τη δύναμη σε μια ενιαία δέσμη, συχνά στο κυρίαρχο ιδιοδιάνυσμα $E[X*Y]$. Όσο αυξάνεται το SNR, η μετάδοση ισχύος εξαπλώνεται σε αυξανόμενο αριθμό δεσμών με ανώτατο όριο που εξαρτάται από την κεραία και την διαμόρφωση των παραμέτρων CSIT. Με το στατιστικό CSIT, ένα σύστημα N-μεταδιδόμενων κεραιών μπορεί να ενεργοποιήσει πάνω από N ορθογώνιες δέσμες. Όταν έχουμε ίσες ή λιγότερες κεραιές μετάδοσης

από κεραιές λήψης ($N \leq M$), όλες οι δέσμες θα ενεργοποιηθούν και η κατανομή θα είναι ίσης ισχύος (equipower) για υψηλά SNR, στα οποία ο προκωδικοποιητής μπορεί να παραληφθεί.

Στην περίπτωση όπου έχουμε περισσότερες κεραιές μετάδοσης από κεραιές λήψης ($N > M$), οι παράμετροι CSIT επηρεάζουν έντονα την βέλτιστη κατανομή ισχύος. Τα κανάλια με ένα ισχυρό μέσο ή με κεραιά εκπομπής με ισχυρή συσχέτιση μπορούν να ενεργοποιήσουν μόνο ένα κλάσμα δεσμών (λιγότερα από N), ακόμα και σε υψηλά SNR. Απλά κατώτερα όρια για τον παράγοντα K και την συνδιακύμανση του καναλιού, παρέχονται για όλα τα SNR. Για παράδειγμα σε ένα πίνακα συνδιακύμανσης μετάδοσης με δύο επίπεδα ιδιοτιμών ισχύει :

$$K \geq \frac{L}{L-M} \quad (5-12)$$

Όπου :

- L : είναι ο αριθμός των ισχυρότερων ιδιομορφών υπό την προϋπόθεση ότι $N > L > M$

Για το κριτήριο PEP, η βέλτιστη ισχύς, ως μέρος του βέλτιστου προκωδικοποιητή έχει μια ημι-αναλυτική λύση που λαμβάνεται χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο water-filling, στον οποίο τόσο η ισχύς δέσμης και η κατεύθυνση πορείας εξελίσσονται με επαναλήψεις. Αξίζει να σημειωθεί η ασυμπτωτική συμπεριφορά του προκωδικοποιητή, για τον συντελεστή K του καναλιού και για τις αυξήσεις των SNR. Όταν το K αυξάνεται, ο προκωδικοποιητής συγκλίνει σε μια λύση που εξαρτάται μόνο από το κανάλι και γίνεται ένα single-mode beamformer που ευθυγραμμίζεται με το κυρίαρχο μοναδικό δεξί διάνυσμα της H_m , μεγιστοποιώντας έτσι την λαμβανόμενη ισχύ του σήματος.

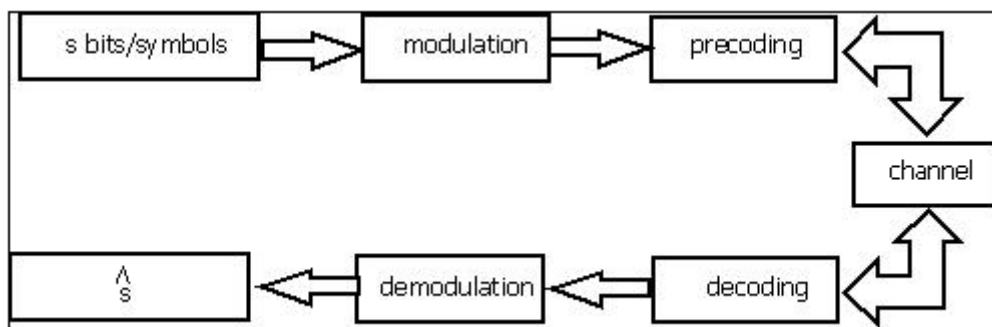
Αν αυξάνονται και οι δύο συντελεστές ο K και το SNR, τότε υπάρχει ένα κατώτερο όριο του παράγοντα K με το SNR, πάνω από το οποίο η βέλτιστη κατανομή ισχύος είναι με προκωδικοποιητή single-beam⁴.

6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ

Για την προσομοίωση χρησιμοποιούμε το Matlab.

Υποθέτουμε ότι έχουμε :

- Σύστημα με 4 κεραίες εκπομπής και 4 κεραίες λήψης (4x4)
- Κανάλι με flat fading Rayleigh multipath κανάλι (Flat fading : έχουμε μία μόνο διαδρομή λήψης – η συνέλιξη γίνεται απλός πολλαπλασιασμός, Rayleigh κανάλι : πραγματικό και φανταστικό μέρος είναι κατανομή Gauss με μέση τιμή 0 και συνδιακύμανση 1/2)
- Διαμόρφωση QPSK
- Τέλεια γνώση του καναλιού στο δέκτη (CSIT)
- Χρησιμοποιούμε την μέθοδο αποσύνθεσης μοναδιαίας τιμής (SVD)
- Ο θόρυβος ακολουθεί Gauss κατανομή με μέση τιμή 0 και συνδιακύμανση $N_0/2$



Εικόνα 22: Προσομοίωση ενός MIMO συστήματος

Όπως φαίνεται και στην Εικόνα 22 , το πρόγραμμα προσομοίωσης του Matlab αποτελείται από :

- Τη δημιουργία τυχαίας ακολουθίας συμβόλων
- Τη διαμόρφωση
- Το κανάλι
- Τη προκωδικοποίηση
- Το θόρυβο
- Τη λήψη των συμβόλων
- Τη αποκωδικοποίηση
- Την αποδιαμόρφωση

Κάνουμε ομαδοποίηση των συμβόλων ανά τέσσερα (αφού έχουμε 4 κεραίες εκπομπής) και τα στέλνουμε σε ένα timeslot.

Η μέθοδος SVD είναι βασισμένη σε ένα θεώρημα της άλγεβρας το οποίο αναφέρει ότι ένας ορθογώνιος πίνακας H μπορεί να «σπάσει» σε άλλους τρεις :

- Ένα ορθογώνιο πίνακα U
- Ένα διαγώνιο πίνακα S
- Ένα ορθογώνιο πίνακα V

Όπου U και V είναι το δεξί και αριστερό ιδιάζον διάνυσμα, αντίστοιχα, όπως αυτά προκύπτουν από την ανάλυση SVD και S ένας διαγώνιος πίνακας που περιέχει τις ιδιάζουσες τιμές του H και δίνεται από τη σχέση :

Δηλαδή, $A = USV^H$ όπου :

$$U^H U = I \quad (6-1)$$

$$\text{και } V^H V = I \quad (6-2)$$

Ισχύει ότι :

- Οι στήλες U είναι τα ορθογώνια ιδιοδιανύσματα του AA^H
- Οι στήλες του V είναι τα ορθοκανονικά ιδιοδιανύσματα του $A^H A$
- Ο πίνακας S είναι ένας διαγώνιος πίνακας, που περιέχει τις τετραγωνικές ρίζες των ιδιοτιμών από τους πίνακες U ή V με κατιούσα σειρά (η μεγαλύτερη τιμή τοποθετείται στη θέση s_{11} , η επόμενη στη θέση s_{22} κ.τ.λ.). Σε περίπτωση που δεν μπορούμε να κάνουμε πολλαπλασιασμό λόγω των διαστάσεων του S , προσθέτουμε μια ή περισσότερες στήλες ή γραμμές με μηδενικά.
- Ο δείκτης H υποδηλώνει τον ανάστροφο συζυγή ενός πίνακα, δηλαδή οι στήλες του πίνακα γίνονται γραμμές και οι γραμμές γίνονται στήλες, όμως ταυτόχρονα γίνεται τροποποίηση στα μιγαδικά στοιχεία του πίνακα παίρνοντας τα συζυγή τους. Έτσι, εάν ο πίνακας μας αποτελείται από μόνο πραγματικά στοιχεία θα παίρνουμε τον ανάστροφο του (T), ενώ αν αποτελείται από μιγαδικά στοιχεία θα παίρνουμε τον ανάστροφο συζυγή (H).

Θεωρούμε ένα μη κωδικοποιημένο διάνυσμα \underline{s} συμβόλων εκπομπής. Με τη μέθοδο SVD του πίνακα καναλιού, H έχουμε :

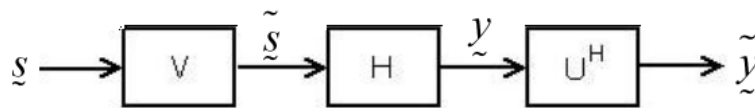
$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (6-3)$$

Όπου \mathbf{U} και \mathbf{V} είναι το δεξί και αριστερό ιδιάζον διάνυσμα, αντίστοιχα, όπως αυτά προκύπτουν από την ανάλυση SVD και $\mathbf{\Sigma}$ ένας διαγώνιος πίνακας που περιέχει τις ιδιάζουσες τιμές του \mathbf{H} και δίνεται από τη σχέση :

$$\mathbf{\Sigma} = \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \quad (6-4)$$

Στη συνέχεια αν κωδικοποιήσουμε το διάνυσμα συμβόλων εκπομπής σύμφωνα με τη σχέση $\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{V}\mathbf{s}$ (precoding), κάθε στοιχείο του \mathbf{s} πολλαπλασιάζει μια στήλη του πίνακα \mathbf{V} .

Στον δέκτη εκτελείται ο μετασχηματισμός $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$ (decoding), όπως παρατηρούμε και στην επόμενη εικόνα.



Εικόνα 23: Διαδικασία κωδικοποίησης

Έτσι ισχύει :

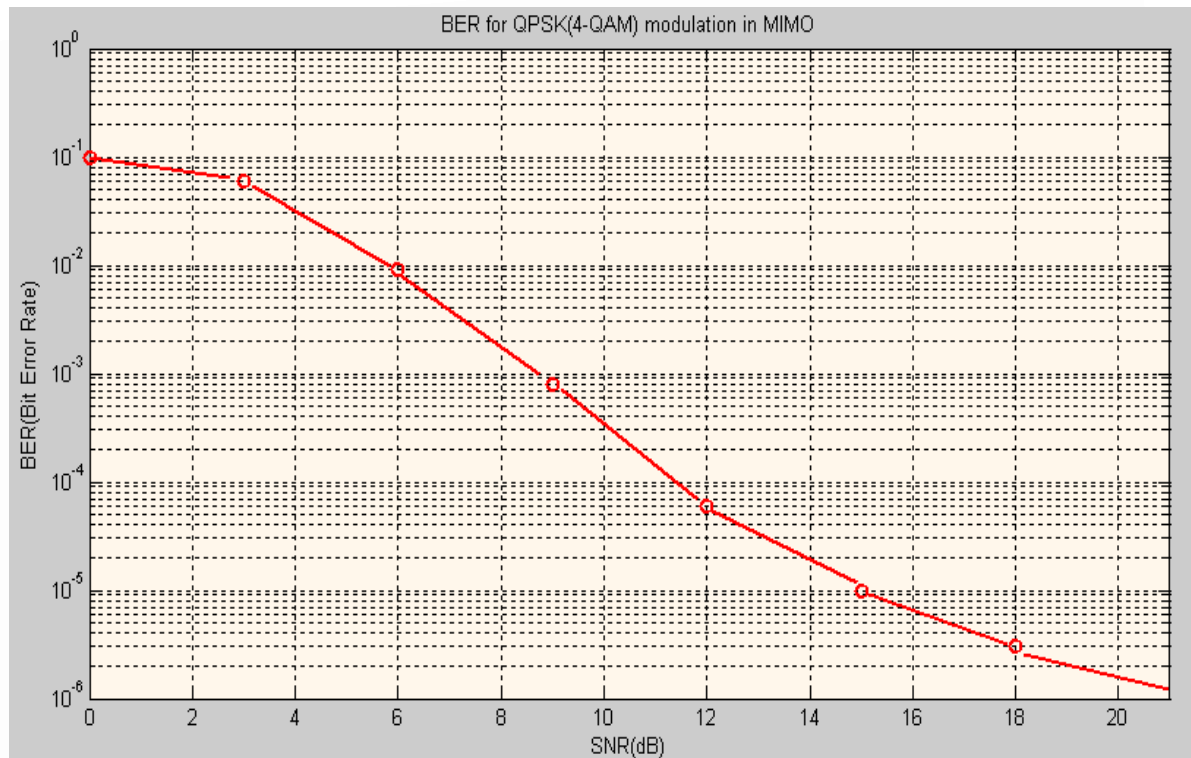
$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{V}\mathbf{s} \quad (6-5)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{s}} \stackrel{(6-5)}{=} \mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{s} \quad (6-6)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y} \stackrel{(6-6)}{=} \mathbf{U}^H \mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{s} \stackrel{(6-4)}{=} \mathbf{U}^H \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}\mathbf{V}^H \mathbf{s} \stackrel{(6-1,6-2)}{=} \mathbf{I}\mathbf{\Sigma}\mathbf{s} = \mathbf{\Sigma}\mathbf{s} \quad (6-7)$$

Οπότε μετά το decoding, προκύπτει ένα διάνυσμα με τα σύμβολα που έστειλε ο πομπός πολλαπλασιασμένα με ένα πραγματικό αριθμό. Έτσι τα σύμβολα «ξεμπερδεύονται» στο δέκτη.

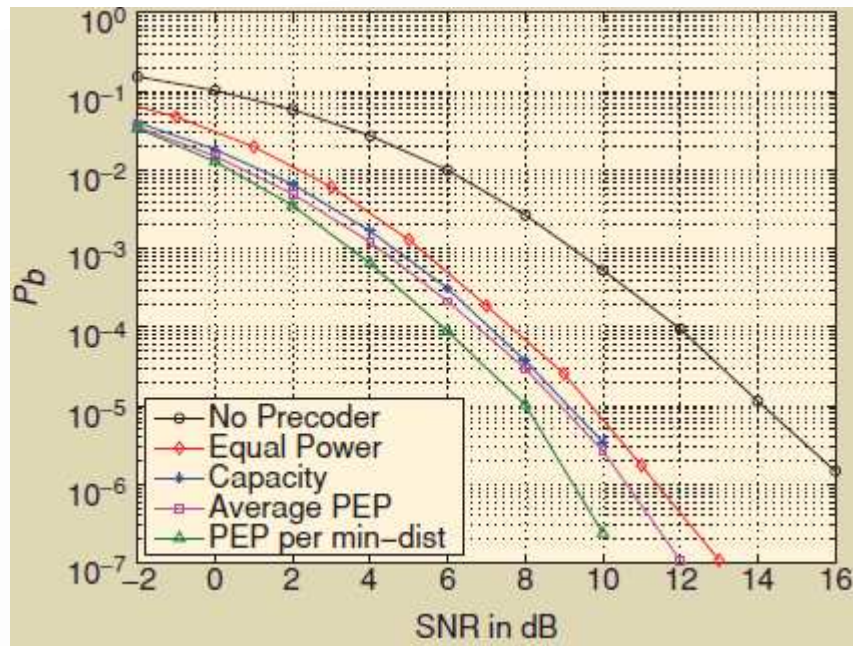
Η προσομοίωση μετρά τα λάθη για SNR από 0 έως 21dB.



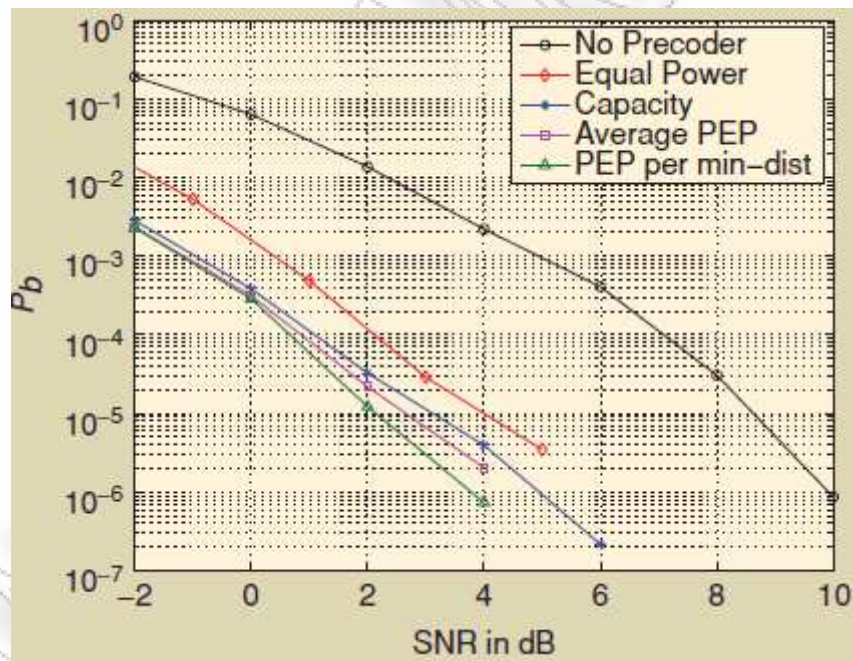
Παρατηρούμε ότι το BER μειώνεται καθώς αυξάνεται το SNR (μειώνεται ο θόρυβος).

Οι εικόνες 24,25 δείχνουν τις επιδόσεις προκωδικοποιητών και το ποσοστό σφάλματος. Επιτυγχάνουν σημαντικά κέρδη με την χρήση ή χωρίς τη χρήση convolution κώδικα με με μεγαλύτερο κέρδος μέχρι και τα 6 dB (με SNR 10^{-4}).

Το κέρδος προκωδικοποίησης εμφανίζεται με τη μορφή κέρδους κωδικοποίησης. Το κέρδος κωδικοποίησης αποδίδεται στις βέλτιστες κατευθύνσεις δέσμης και στην κατανομή ισχύος water-filling. Με τέλειο CSIT οι βέλτιστες κατευθύνσεις δέσμης επιτυγχάνουν σημαντικό μέρος του κέρδους precoding και η κατανομή ισχύος water-filling βελτιώνει περαιτέρω το κέρδος, ειδικά σε χαμηλά SNR (αύξηση απόδοσης).



Εικόνα 24 : Επίδοση precoding με τέλειο CSIT (4x2 Rayleigh Fading), uncoded



Εικόνα 25 : Επίδοση precoding με τέλειο CSIT (4x2 Rayleigh Fading), coded

ΕΠΙΛΟΓΟΣ

Η αξία της προκωδικοποίησης με γνώση του CSIT, είναι ότι προσθέτει κέρδος στο SNR. Το κέρδος αυτό επιτυγχάνεται με το βέλτιστο eigenbeam και τη χωρική κατανομή ισχύος σε αυτές τις δέσμες. Ο βέλτιστος σχεδιασμός δέσμης συμβάλει σημαντικά στο κέρδος, ενώ η κατανομή ισχύος γίνεται όλο και πιο σημαντική καθώς μειώνεται το SNR. Τα δύο αυτά χαρακτηριστικά συμβάλουν στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης και μειώνουν την πιθανότητα λάθους. Στην περίπτωση όπου έχουμε τέλειο CSIT, η προκωδικοποίηση επιπλέον προσφέρει και κέρδος διαφορισμού. Βοηθά στην μείωση της πολυπλοκότητας του δέκτη σε υψηλή χωρητικότητα και επιτρέπει παράλληλες μεταδόσεις του καναλιού.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΟΡΙΣΜΟΙ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΑΛΓΕΒΡΑΣ –ΘΕΩΡΙΑΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

➤ Ανάστροφος πίνακας

Αν \mathbf{A} είναι πίνακας διαστάσεων $m \times n$, τότε ο ανάστροφος του πίνακα, έστω $\mathbf{B} = \mathbf{A}^T$ θα είναι διαστάσεων $n \times m$ και για τα στοιχεία τους θα ισχύει :

$$b_{ij} = a_{ji}$$

➤ Gaussian τυχαία μεταβλητή

Μία τυχαία μεταβλητή ονομάζεται γκαουσιανή (Gaussian) αν η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της είναι της μορφής $p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\left(\frac{x-\mu}{2\sigma^2}\right)}$, όπου μ είναι η μέση τιμή και σ η μεταβλητότητα (variance) της.

➤ ZMCSCG τυχαία μεταβλητή

Μία μιγαδική τυχαία μεταβλητή $Z = X + jY$ ονομάζεται Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian – ZMCSCG αν οι X, Y είναι ανεξάρτητες, πραγματικές, Gaussian τυχαίες μεταβλητές και έχουν μηδενική μέση τιμή ($\mu = 0$) και ίση μεταβλητότητα ($\sigma_X^2 = \sigma_Y^2$).

➤ iID τυχαίες μεταβλητές

Μία ομάδα τυχαίων μεταβλητών είναι iid – independent identically distributed (ανεξάρτητες ομοιόμορφα κατανεμημένες) αν έχουν όλες την ίδια κατανομή, δηλαδή την ίδια συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας και είναι συγχρόνως ανεξάρτητες μεταξύ τους.

➤ Ανάστροφος συζυγής πίνακας

Ο ανάστροφος συζυγής (conjugate transpose) ενός πίνακα \mathbf{A} διαστάσεων $m \times n$, συμβολίζεται με \mathbf{A}^H και ισούται με τον ανάστροφο πίνακα του \mathbf{A} , παίρνοντας

επιπλέον για κάθε στοιχείο του το αντίστοιχο μιγαδικό συζυγές. Αν $\mathbf{B} = \mathbf{A}^H$ τότε θα είναι : $[\mathbf{B}]_{i,j} = [\mathbf{A}]_{j,i}^*$. Ο πίνακας \mathbf{B} θα έχει διαστάσεις $n \times m$.

➤ Ερμιτιανός (Hermitian) πίνακας

Ένας τετραγωνικός πίνακας, έστω \mathbf{A} , είναι ερμιτιανός αν ικανοποιεί την συνθήκη : $\mathbf{A} = \mathbf{A}^H$, όπου \mathbf{A}^H ο ανάστροφος συζυγής του πίνακα \mathbf{A} .

➤ Βαθμός πίνακα

Ο βαθμός ενός πίνακα είναι ο μεγαλύτερος αριθμός γραμμικώς ανεξάρτητων γραμμών ή στηλών του.

➤ Ίχνος πίνακα

Το ίχνος ενός τετραγωνικού, έστω $m \times m$ πίνακα \mathbf{A} ισούται με το άθροισμα των στοιχείων της κυρίας διαγωνίου του, δηλαδή : $Tr(\mathbf{A}) = \sum_{i=1}^m a_{ii}$

➤ Διαγωνοποίηση πίνακα – Eigen Decomposition Theorem

Έστω τετραγωνικός πίνακας \mathbf{A} . Ο πίνακας αυτός μπορεί να μετασχηματιστεί με την βοήθεια ενός επίσης τετραγωνικού και αντιστρέψιμου πίνακα \mathbf{P} , ο οποίος είναι ο πίνακας ιδιοδιανυσμάτων του \mathbf{A} και του διαγώνιου πίνακα \mathbf{D} , που έχει ως στοιχεία τις αντίστοιχες ιδιοτιμές. Δηλαδή : $\mathbf{A} = \mathbf{PDP}^{-1}$.

➤ Ορθογώνιος πίνακας

Ένας τετραγωνικός πίνακας \mathbf{A} διαστάσεων $n \times n$ είναι ορθογώνιος αν ικανοποιεί την σχέση : $\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{A}^T$.

➤ Ψευδο – αντίστροφος πίνακας (pseudo – inverse matrix)

Ο ψευδο – αντίστροφος πίνακας ορίζεται για έναν οποιοδήποτε μιγαδικό πίνακα \mathbf{A} διαστάσεων $m \times n$ ακόμα και αν αυτός δεν είναι τετραγωνικός. Έχει ιδιότητες όμοιες με αυτές του αντίστροφου πίνακα. Για κάθε μιγαδικό πίνακα είναι δυνατό να οριστούν περισσότεροι του ενός ψευδο – αντίστροφοι πίνακες.

Αλγόριθμος Water-filling

Σε περίπτωση που κάποια πληροφορία ανάδρασης είναι γνωστή στον πομπό, ώστε τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης να γνωρίζουν τον πίνακα του καναλιού H , η χωρητικότητα μπορεί να βελτιωθεί, ανακατανέμοντας την ισχύ στις κεραίες εκπομπής, με τέτοιο τρόπο ώστε η περισσότερη ισχύ να δαπανάται σε κανάλια που συνεισφέρουν περισσότερο στη συνολική τιμή της χωρητικότητας. Η βέλτιστη μέθοδος εύρεσης της ζητούμενης κατανομής ισχύος είναι ο αλγόριθμος water-filling. Η τεχνική water-filling είναι στενά συνδεδεμένη με την ανάλυση των ιδιοτιμών του πίνακα του καναλιού H (SVD – Singular Value Decomposition).

РАНЕЕЗНАМО ПЕРПАА


```

y=reshape(y,numSymb,nTx);

% precoding s
s_prec = V*msg_tx;

% eksodos meta to kanali H
y_kanaliou = y.*s_prec;

% decoding y
y_kanaliou=reshape(y_kanaliou,nTx,numSymb);
y_decod = (U')*y_kanaliou;

% demodulation
y_decod=reshape(y_decod,numSymb,nTx);
msg_demod = pskdemod(y_decod, M, pi/M);

% errors count (compare original symbols in integers
error=msg_demod~=msg_orig;
nerrors=sum(error);

pe=nerrors/numSymb;

end

end

% grafima
figure
% without quantization
semilogy(SNR,pe,'ok');
axis([0 21 10^-6 10^0]) % aksones
grid on;
xlabel('SNR(dB)')
ylabel('BER(Bit Error Rate)')
title ('BER for QPSK(4-QAM) modulation in MIMO')

```

ΠΗΓΕΣ

- [1] Tolga M. Duman and Chrayed Ali, “Coding for MIMO Communications Systems”, John Wiley & Sons, Ltd, 2007
- [2] Αθανάσιος Κανάτας, Φίλιππος Κωνσταντίνου και Γεώργιος Πάντος, «Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών», Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα 2008
- [3] Biglieri Ezio, Calderbank Robert, Constantinides Anthony, Goldsmith Andrea, Arogyaswami Paulraj and Vincent Poor H., “MIMO Wireless Communications”, Elsevier, Cambridge University Press 2007
- [4] Mai Vu, Arogyaswami Paulraj, “MIMO Wireless Linear Precoding : Using CSIT to improve link performance”, IEEEEM Signal Processing Magazine, September 2007
- [5] Fischer Robert F.H., “Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission”, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, Wiley Interscience, 2002
- [6] Jankiraman Mohinder, “Space-Time Codes and MIMO Systems”, Artech House, 2004
- [7] Frank Gross B., “Smart Antennas for Wireless Communications with MATLAB”, McGraw-Hill Professional Publishing, 2005
- [8] Andre Neubauer, Jurger Freuderger and Volker Kuhn, “Coding Theory : Algorithms, Architectures and Applications”, Wiley – Interscience, 2008
- [9] Gi Lee Byeong, Sunghyon Choi, “Broadband Wireless Access and Local Networks : Mobile Wimax and WiFi”, Artech House, 2008
- [10] Fuqin Xiong , “Digital Modulation Techniques”, Artech House, 2006
- [11] Αθανάσιος Σταυρίδης, «Τεχνικές Συστημάτων MIMO Βασισμένες σε Οικονομική Αναπαράσταση Καναλιών», Διπλωματική Εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, Ιούλιος 2008
- [12] Γεωργιάς Κ.Αντώνιος, «Θεωρητική μελέτη και ανάλυση ασύρματων συστημάτων Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων (MIMO – Multiple Output) Διαφορισμοτότητα στο πεδίο του χώρου και του χρόνου», Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Ιούλιος 2005

- [13] Christian B. Sxhlegel, Lance C. Perez, “Trellis and Turbo Coding”, Wiley, 2004
- [14] Arogyaswami Paulraj, Dhananjay A. Core, Rohit U. Nabar and Helmut Bolcskei, “An Overview of MIMO Communications – A key to Gigabit Wireless”, Proceeding of the IEEE, Vol. 921, No. 2 , February 2004
- [15] Νικόλαος Γ. Τάραμας, «Μελέτη Τεχνικών Κωδικοποίησης στα Συστήματα MIMO», Διπλωματική εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Ιούλιος 2007
- [16] Ελένη Θ. Παλκοπούλου, «Σχεδίαση και μελέτη επίδοσης συστημάτων πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO) σε ποικίλους ραδιοδιαύλους διάδοσης», Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Διπλωματική εργασία. Αύγουστος 2005
- [17] Παναγιώτης Ν. Λυτρίβης, «Ανάλυση και σχεδίαση κεραιών MIMO για κινητά τερματικά», Διπλωματική εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Μάιος 2006
- [18] Αθανάσιος Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, «Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών», Μάρτιος 2001
- [19] Mattias Wennström, “On MIMO System and Adaptive Arrays for Wireless Communications : Analysis and Practical Aspects”, thesis, Upsala University 2002
- [20] David Gesbert, Mansoor Shafi, Da-Shan Shiu, Peter J. Smith, Ayman Naguib, “From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems”, IEEE Journal Select. Areas Commun., Vol. 21, No. 3, April 2003, pp. 281-302.
- [21] Αθανασία Ζαρμπούτη, «Θεωρία και ανάλυση συστημάτων MIMO (multiple input multiple output) – πολλαπλών κεραιών στο σταθμό βάσης και στο κινητό, σε διαφορετικά περιβάλλοντα ασύρματης επικοινωνίας», Διπλωματική εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σεπτέμβριος 2004
- [22] Παναγιώτης – Θεόφιλος Θεοφίλακος, «Τεχνικές και Αλγόριθμοι Επεξεργασίας Σήματος για τη Μείωση της Πολυπλοκότητας του Υλικού σε Ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών Πολλαπλών Εισόδων - Πολλαπλών Εξόδων, Διδακτορική διατριβή, Πανεπιστήμιο Πειραιώς, Ιούνιος 2009

[23] Jay Kuo C., Shang-Ho Tsai, Layla Tadjpour and Yu-Hao Chang,
“Precoding Techniques for Digital Communication Systems”, Springer
2008

[24] Γ. Ευθύμογλου, Σημειώσεις από το μάθημα «Ψηφιακές Επικοινωνίες»,
Εξάμηνο 5, Τμήμα : Ψηφιακών Συστημάτων, Πανεπιστήμιο Πειραιώς