



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Εισαγωγή της Πολυεπίπεδης Κωδικοποίησης σε συστήματα ΜΙΜΟ με εφαρμογή της τεχνικής ESTC

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεόδωρος Κ. Ντούσκας

Επιβλέπων : Παναγιώτης Γ. Κωττής

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2011



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Εισαγωγή της Πολυεπίπεδης Κωδικοποίησης σε συστήματα ΜΙΜΟ με εφαρμογή της τεχνικής ESTC

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεόδωρος Κ. Ντούσκας

Επιβλέπων : Παναγιώτης Γ. Κωττής

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή τη 14^η Οκτωβρίου 2011

.....
Π. Κωττής
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Γ. Φικιώρης
Επ. Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2011

.....

Θεόδωρος Κ. Ντούσκας

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Θεόδωρος Κ. Ντούσκας, 2011

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Το αυξανόμενο ενδιαφέρον των χρηστών για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές ευρυεκπομπής (broadcast) και πολλαπλής διανομής (multicast) οδηγεί στην ανάγκη συνεργασίας διαφορετικών τεχνολογιών για την επίτευξη της απαιτούμενης Ποιότητας Υπηρεσίας. Αντιπροσωπευτικό παράδειγμα αποτελεί η χρησιμοποίηση της τεχνικής Πολυεπίπεδης Κωδικοποίησης (Multi-Layer Coding, MLC) στα συστήματα πολλαπλών κεραιών εκπομπής και πολλαπλών κεραιών λήψης (Multiple Input Multiple Output, MIMO). Με την MLC η πληροφορία ταξινομείται σε στρώματα σημαντικότητας ώστε κάθε χρήστης να λαμβάνει την Ποιότητα Υπηρεσίας που επιθυμεί ανακτώντας συγκεκριμένο πλήθος στρωμάτων. Η τεχνική αυτή αξιοποιείται καλύτερα με την εισαγωγή των συστημάτων MIMO, καθώς τα κέρδη διαφορισμού, διάταξης και χωρικής πολυπλεξίας που επιτυγχάνουν, βελτιώνουν σε σημαντικό βαθμό την Ποιότητα Υπηρεσίας.

Για τη σύμπραξη των προαναφερθέντων τεχνικών αναπτύχθηκε η τεχνική Ενσωματωμένης Χωροχρονικής Κωδικοποίησης (Embedded Space-Time Coding, ESTC), η οποία προσομοιώθηκε σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB για τα συστήματα MIMO 2X1, 2X2, 4X1, 4X2 και 4X4.

Λέξεις Κλειδιά

Συστήματα MIMO, Κέρδος διάταξης, Κέρδος διαφορισμού, Ποσοστό Λανθασμένων Ψηφίων, Σχήμα Alamouti, Πολυεπίπεδη Κωδικοποίηση, Βασικό Στρώμα, Βελτιωτικό Στρώμα, Διπλή Στρωμάτωση

Abstract

The users growing interest for broadcast and multicast applications leads to the need for different technologies cooperation to achieve the required Quality of Service. A representative example is to introduce Multi-Layer Coding (MLC) technique into Multiple Input Multiple Output (MIMO) technology. Using MLC the information is classified into importance layers. Each user acquires the desired Quality of Service by retrieving the proper number of layers. MLC is better exploited by MIMO technology, because it employs the enhanced diversity, array or spatial multiplexing gain to acquire the requested Quality of Service.

The Embedded Space-Time Coding (ESTC) technique was developed for cooperation of aforementioned techniques and it was simulated in MATLAB environment for MIMO systems 2X1,2X2,4X1,4X2 and 4X4.

Keywords

MIMO systems, Array Gain, Diversity Gain, Bit Error Ratio, Alamouti Scheme, Multi-Layer Coding, Basic Layer, Enhancement Layer, Double Layer

Ευχαριστήριο Σημείωμα

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες προς τον επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας και Καθηγητή ΕΜΠ κ. Παναγιώτη Κωττή για την εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπό μου αλλά και το κίνητρο που μου έδωσε με την ανάθεση της εργασίας αυτής. Τον ευχαριστώ ακόμη ιδιαίτερα για τις πολύτιμες συμβουλές του σχετικά με τη μετέπειτα σταδιοδρομία μου αλλά και για τις εξόχως σημαντικές γνώσεις που μου εμφύσησε στο πεδίο των τηλεπικοινωνιών κατά τη διάρκεια της φοίτησής μου στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών ΕΜΠ.

Καθοριστικό ρόλο στην περάτωση αυτής της διπλωματικής εργασίας είχε ο Υποψήφιος Διδάκτωρ ΕΜΠ Μάρτιν Ζαμκοτσιάν, ο οποίος μου παρείχε συνεχή στήριξη και καθοδήγηση χάρη στις απaráμιλλες γνώσεις του στον τομέα των τηλεπικοινωνιών. Τον ευχαριστώ ιδιαίτερα και για τις πολύτιμες πληροφορίες που μου έδωσε μέσα από τις πολυπληθείς συζητήσεις που είχαμε πάνω στο αντικείμενο του Μηχανικού Τηλεπικοινωνιών.

Τέλος, ξεχωριστή θέση στην προσπάθειά μου κατέχει η οικογένειά μου η οποία με στήριξε όλα τα μαθητικά και φοιτητικά μου χρόνια και τους ευγνωμονώ για αυτό. Θέλω να ευχαριστήσω επίσης το φιλικό μου περιβάλλον για τις όμορφες στιγμές που περάσαμε μαζί κατά τη διάρκεια αυτών των 5 ακαδημαϊκών χρόνων.

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	5
Abstract	7
Ευχαριστήριο Σημείωμα	9
Ευρετήριο Σχημάτων.....	14
Ευρετήριο Πινάκων.....	17
Κατάλογος Συντμήσεων.....	18
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ	21
1.1. Εισαγωγή.....	21
1.2 Ασύρματη πρόσβαση σε δίκτυα για προσωπικές επικοινωνίες χαμηλών απαιτήσεων κινητικότητας.....	22
1.3 Κυψελωτά δίκτυα για επικοινωνίες υψηλών απαιτήσεων κινητικότητας.....	22
1.4 Ασύρματα τοπικά δίκτυα.....	24
1.5 Βήματα εξέλιξης των ασύρματων συστημάτων κινητών επικοινωνιών.....	26
1.6 Επίδραση της κινητικότητας στην εξέλιξη των τηλεπικοινωνιακών δικτύων.....	27
1.6.1 Ολοκλήρωση των δικτύων.....	27
1.6.2 Ασύρματα τοπικά δίκτυα.....	28
1.6.3 Κυψελωτά δίκτυα κινητών επικοινωνιών.....	29
1.6.4 Συστήματα κινητών επικοινωνιών τρίτης γενιάς.....	31
1.7 Σύγχρονες εξελίξεις στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών.....	33
1.8 Αρχιτεκτονική 4G και εφαρμογές.....	35
1.9 Βιβλιογραφία.....	38
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ MIMO ΚΑΙ ΧΩΡΟΧΡΟΝΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ	39
2.1. Εισαγωγή.....	39
2.2 Πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO	39
2.2.1 Κέρδος Διάταξης.....	40
2.2.2 Κέρδος Διαφορισμού.....	41
2.2.3 Σύγκριση Κέρδους Διαφορισμού και Κέρδους Διάταξης.....	42
2.2.4 Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας.....	43
2.3 Μείωση Παρεμβολών.....	44
2.4 Ασύρματος Δίαυλος.....	44
2.4.1 Απώλειες Διάδοσης.....	45
2.4.2 Σκίαση.....	46
2.4.3 Διαλείψεις.....	46

2.5 Το μαθηματικό μοντέλο MIMO	48
2.5.1. Ανεξάρτητα και Πανομοιότυπα Κατανεμημένος Δίαυλος Rayleigh	50
2.5.2 Επίτευξη του διαύλου IID Rayleigh σε πραγματικά σενάρια	52
2.6 Χωρικός Διαφορισμός	54
2.6.1 Επίτευξη Διαφορισμού στη Λήψη	55
2.6.2 Επίτευξη Διαφορικού Κέρδους στην πλευρά εκπομπής	56
2.6.3 Επίτευξη Διαφορισμού στα Συστήματα MIMO	59
2.7 Ανάλυση Σχημάτων Χωροχρονικής Κωδικοποίησης	61
2.7.1 Επίτευξη Διαφορικού Κέρδους και Κέρδους Κωδικοποίησης	63
2.7.2 Επίτευξη Κέρδους Χωρικής Πολυπλεξίας	63
2.7.2.1 Οριζόντια Κωδικοποίηση	64
2.7.2.2 Κατακόρυφη Κωδικοποίηση	64
2.7.2.3 Διαγώνια Κωδικοποίηση	65
2.7.3 Σύγκριση σχημάτων επίτευξης χωρικής πολυπλεξίας και διαφορισιμότητας στα συστήματα MIMO	66
2.8 Βιβλιογραφία	67
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ	69
3.1. Εισαγωγή	69
3.2 Πολυεπίπεδη Κωδικοποίηση σε συστήματα SISO	70
3.2.1 Σχεδίαση του Πομπού	72
3.2.2 Σχήματα Διαμόρφωσης	73
3.2.3 Σχεδίαση του Δέκτη	79
3.2.4 Επίδοση Διπλής Στρωμάτωσης	81
3.3 Πολυεπίπεδη Κωδικοποίηση σε συστήματα MIMO	84
3.3.1 ESTC σε σύστημα MIMO με χρήση της τεχνικής Alamouti	87
3.4 Βιβλιογραφία	93
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ESTC	95
4.1. Εισαγωγή	95
4.2 Επίδραση του Λόγου Ισχύος στην ESTC	96
4.3 Σύγκριση συστημάτων Απλής και Διπλής Στρωμάτωσης	102
4.3.1 Σύγκριση των σχημάτων 4QAM – 2QAM/2QAM	103
4.3.2 Σύγκριση των σχημάτων 8QAM – 2QAM/4QAM	105
4.3.3 Σύγκριση των σχημάτων 16QAM – 2QAM/8QAM	107
4.3.4 Σύγκριση των σχημάτων 16QAM – 4QAM/4QAM	108

4.4 Επίδραση της τεχνικής Alamouti στην τεχνική ESTC	111
4.5 Ρεαλιστικό σενάριο με προσθήκη σκίασης στο δίαυλο	115
4.6 Εφαρμογή της ESTC σε συστήματα MIMO 4X1, 4X2 και 4X4.....	116
4.6.1 Επίδραση της τεχνικής Alamouti στα συστήματα 4X1,4X2 και 4X4	119
4.6.2 Ρεαλιστικό σενάριο με προσθήκη σκίασης στο δίαυλο	121
4.7 Συμπεράσματα	123
Παράρτημα Α: Μαθηματικοί Συμβολισμοί	125
Παράρτημα Β: Κώδικας Matlab για τις προσομοιώσεις των συστημάτων MIMO 2X1 και 2X2	126

Ευρετήριο Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Αναπαράσταση τυπικού κυψελωτού συστήματος όπου οι σταθμοί βάσης (BTS) υπάγονται σε ένα κέντρο ελέγχου	23
Σχήμα 1.2: Λειτουργία WLANs σε αστικό περιβάλλον.....	25
Σχήμα 1.3: Αρχιτεκτονική ενός τυπικού δικτύου GSM.....	30
Σχήμα 1.4: Αναπαράσταση διαφόρων τύπων κυψελών ανάλογα με το μέγεθός τους.....	32
Σχήμα 1.5: Αρχιτεκτονική ενός τυπικού δικτύου UMTS.....	33
Σχήμα 1.6: Διάγραμμα για την εξέλιξη των ασύρματων δικτύων και τεχνολογιών συναρτήσει του ρυθμού μετάδοσης και της κινητικότητας.....	34
Σχήμα 1.7: Παγκόσμια κατανομή των προτύπων επίγειας ψηφιακής εκπομπής βίντεο	37
Σχήμα 2.1: Σύστημα MIMO διαστάσεων $N \times M$	40
Σχήμα 2.2: Επίδραση των κερδών διαφορισμού και διάταξης στο ποσοστό λανθασμένων συμβόλων SER(SNR)	43
Σχήμα 2.3: Διάδοση κυμάτων σε σύνθετο περιβάλλον	45
Σχήμα 2.4: Εξάρτηση των απωλειών διάδοσης, της σκίασης και των απωλειών διάδοσης μικρής κλίμακας (διαλείψεις) από το μήκος μιας ζεύξης.....	47
Σχήμα 2.5: Διάταξη των κεραιών πομπού και δέκτη σε συστήματα SISO και MIMO (Tx: Πομπός, Rx: Δέκτης)	55
Σχήμα 2.6: Αρχή λειτουργίας του σχήματος Alamouti.....	56
Σχήμα 2.7: Σύγκριση των σχημάτων που εκμεταλλεύονται το χωρικό διαφορισμό στην εκπομπή (Alamouti – MISO 2X1) και στη λήψη (Receive Diversity – SIMO 1X2) με το SISO (No Spatial Diversity) για σχήμα διαμόρφωσης 2-QAM.....	59
Σχήμα 2.8: Δίαυλος συστήματος MIMO 2X2	59
Σχήμα 2.9: Αρχή λειτουργίας του σχήματος STC	62
Σχήμα 2.10: Αρχή λειτουργίας της Οριζόντιας Κωδικοποίησης (HE).....	64
Σχήμα 2.11: Αρχή λειτουργίας της Κατακόρυφης Κωδικοποίησης (VE)	65
Σχήμα 2.12: Αρχή λειτουργίας της Διαγώνιας Κωδικοποίησης (DE)	65
Σχήμα 2.13: Αρχή λειτουργίας του D-BLAST που εκμεταλλεύεται το χώρο και το χρόνο για την επίτευξη του καλύτερου συνδυασμού SMG και DG.....	65
Σχήμα 3.1: Διάταξη των στρωμάτων	71
Σχήμα 3.2: Διάγραμμα πομπού Double Layer συστήματος σε σύστημα SISO	72
Σχήμα 3.3: Αστερισμός της 2-QAM	74
Σχήμα 3.4: Αστερισμός της 4-QAM	75
Σχήμα 3.5: Αστερισμός της 8-QAM	75
Σχήμα 3.6: Αστερισμός της 16-QAM	76
Σχήμα 3.7: Αστερισμός DL που αποστέλλει η κεραία εκπομπής χρησιμοποιώντας σχήμα 2-QAM για το BL και 4-QAM για το EL θέτοντας $r=1$	78
Σχήμα 3.8: Αστερισμός DL που αποστέλλει η κεραία εκπομπής χρησιμοποιώντας σχήμα 2-QAM για το BL και 4-QAM για το EL θέτοντας $r=3$	78
Σχήμα 3.9: Διάγραμμα δέκτη για την αποκωδικοποίηση του Double Layer.....	79
Σχήμα 3.10: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων για τα BL και το EL με σχήμα διαμόρφωσης 2-QAM σε δίαυλο Rayleigh για $r=2$	82
Σχήμα 3.11: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων για τα BL και το EL με σχήμα διαμόρφωσης 2-QAM σε δίαυλο Rice για $r=2$	83

Σχήμα 3.12: Αρχή λειτουργίας της ESTC.....	84
Σχήμα 3.13: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του BL για τα συστήματα Alamouti 2X1,2X2 και SISO σε δίαυλο Rayleigh.....	90
Σχήμα 3.14: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του EL για τα συστήματα Alamouti 2X1,2X2 και SISO σε δίαυλο Rayleigh.....	90
Σχήμα 3.15: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του BL για τα συστήματα 2X1,2X2 χωρίς Alamouti και SISO σε δίαυλο Rayleigh.....	92
Σχήμα 3.16: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του EL για τα συστήματα 2X1,2X2 χωρίς Alamouti και SISO σε δίαυλο Rayleigh.....	92
Σχήμα 4.1: Δομή του τηλεπικοινωνιακού συστήματος για την εφαρμογή της ESTC	95
Σχήμα 4.2: Επίδοση του BL (2QAM) σε σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r	97
Σχήμα 4.3: Επίδοση του EL (4QAM) σε σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r	98
Σχήμα 4.4: Επίδοση του BL (2QAM) σε σύστημα MIMO 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r	98
Σχήμα 4.5: Επίδοση του EL (4QAM) σε σύστημα MIMO 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r	99
Σχήμα 4.6: Επίδοση του BL (4QAM) σε σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r	100
Σχήμα 4.7: Επίδοση του EL (8QAM) σε σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r	101
Σχήμα 4.8 : Επίδοση του BL (4QAM) σε σύστημα MIMO 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r	101
Σχήμα 4.9: Επίδοση του EL (8QAM) σε σύστημα MIMO 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r	102
Σχήμα 4.10: Σύγκριση DL (2QAM/2QAM) και SL (4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh.....	104
Σχήμα 4.11: Σύγκριση DL (2QAM/2QAM) και SL (4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice.....	104
Σχήμα 4.12: Σύγκριση DL (2QAM/2QAM) και SL (4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 χωρίς χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh	105
Σχήμα 4.13: Σύγκριση DL (2QAM/4QAM) και SL (8QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh.....	106
Σχήμα 4.14: Σύγκριση DL (2QAM/4QAM) και SL (8QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice.....	106
Σχήμα 4.15: Σύγκριση DL (2QAM/8QAM) και SL (16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh.....	107
Σχήμα 4.16: Σύγκριση DL (2QAM/8QAM) και SL (16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice.....	108
Σχήμα 4.17: Σύγκριση DL (4QAM/4QAM) και SL (16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh.....	109
Σχήμα 4.18: Σύγκριση DL (4QAM/4QAM) και SL (16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice.....	110

Σχήμα 4.19: Επίδοση του DL (4QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$	111
Σχήμα 4.20: Επίδοση του DL (4QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti μόνο στο BL σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$	112
Σχήμα 4.21: Επίδοση του DL (4QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$	112
Σχήμα 4.22: Επίδοση του DL (4QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice για $r=7$	113
Σχήμα 4.23: Επίδοση του DL (4QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti μόνο στο BL σε δίαυλο Rice για $r=7$	114
Σχήμα 4.24: Επίδοση του DL (4QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice για $r=7$	114
Σχήμα 4.25: Επίδοση του DL (2QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Lognormal-Rayleigh για $r=7$	115
Σχήμα 4.26: Επίδοση του DL (4QAM/8QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Lognormal-Rayleigh για $r=8$	116
Σχήμα 4.27: Επίδοση του DL (2QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για $r=6$	117
Σχήμα 4.28: Επίδοση του DL (2QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για $r=6$	118
Σχήμα 4.29: Επίδοση του DL (4QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice για $r=7$	118
Σχήμα 4.30: Επίδοση του DL (4QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice για $r=7$	119
Σχήμα 4.31: Επίδοση του DL (2QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$	120
Σχήμα 4.32: Επίδοση του DL (2QAM/2QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti μόνο στο BL σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$	120
Σχήμα 4.33: Επίδοση του DL (2QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Lognormal-Rayleigh για $r=7$	122
Σχήμα 4.34: Επίδοση του DL (4QAM/8QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Lognormal-Rayleigh για $r=8$	122

Ευρετήριο Πινάκων

Πίνακας 2.1: Κέρδος Διάταξης και Διαφορικό Κέρδος για συστήματα MIMO (N: Πλήθος κεραιών εκπομπής, M: Πλήθος κεραιών λήψης)	61
Πίνακας 2.2: Συγκριτικά στοιχεία μεταξύ σχημάτων STC	66
Πίνακας 3.1: Τα σχήματα διαμόρφωσης 2-QAM, 4-QAM.....	73
Πίνακας 3.2: Το σχήμα διαμόρφωσης 8-QAM.....	73
Πίνακας 3.3: Το σχήμα διαμόρφωσης 16-QAM.....	74
Πίνακας 3.4: Πιθανότητα λάθους ψηφίου για τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης.....	77
Πίνακας 4.1: Υπολογισμός των τιμών των συντελεστών ισχύος w_{BL} και w_{EL} για επιλογή συγκεκριμένου r με βάση τη (3.5)	96
Πίνακας 4.2: Αντιστοίχιση των ψηφίων των σχημάτων διαμόρφωσης για SL και DL	102
Πίνακας 4.3: Φασματικά ισοδύναμα σχήματα διαμόρφωσης για SL και DL	103

Κατάλογος Συντμήσεων

2G	Second Generation
3G	Third Generation
4G	Fourth Generation
ACM	Adaptive Coding & Modulation
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AG	Array Gain
AMPS	Advanced Mobile Phone System
ATM	Asynchronous Transfer Mode
ATSC	Advanced Television Systems Committee
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BEP	Bit Error Probability
BER	Bit Error Ratio
BL	Basic Layer
BS	Base Station
BSC	Base Station Controller
BSS	Base Station Subsystem
BTS	Base Transceiver Station
CDMA	Code Division Multiple Access
CG	Coding Gain
CN	Core Network
DAB	Digital Audio Broadcasting
D-BLAST	Diagonal Bell Laboratories Space-Time
DE	Diagonal Encoding
DG	Diversity Gain
DL	Double Layer
DMB-T/H	Digital Multimedia Broadcast-Terrestrial/Handheld
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB 3D-TV	DVB Three Dimensional TV
DVB-C	DVB Cable
DVB-C2	DVB-C Second Generation
DVB-H	DVB Handheld
DVB-NGH	DVB Next Generation Handheld
DVB-S	DVB-Satellite
DVB-S2	DVB-S Second Generation
DVB-SH	DVB Satellite services to Handhelds
DVB-T	DVB Terrestrial
DVB-T2	DVB-T Second Generation
EBU	European Broadcasting Union
EIR	Equipment Identity Register
EL	Enhancement Layer
ESTC	Embedded Space-Time Coding
ETACS	Extended Total Access Communication System

ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FM	Frequency Modulation
FSL	Free Space Loss
GGSN	Gateway GPRS Support Node
GMSC	Gateway Mobile Switching Center
GPRS	General Packet Radio Service
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
HDTV	High Definition TV
HE	Horizontal Encoding
HLR	Home Location Register
IID	Independent Identically Distributed
ILI	Inter Layer Interference
IMT	International Mobile Telecommunications
IP	Internet Protocol
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial
ISI	Inter Symbol Interference
JPEG	Joint Photographic Experts Group
JTACS	Joint Terminal Attack Controller System
LA	Location Area
LMN	Land Mobile Network
LMS	Land Mobile Satellite
LOS	Line Of Sight
MANET	Mobile Ad hoc NETwork
MBWA	Mobile Broadband Wireless Access
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MIMO-MU	MIMO-MultiUser
MISO	Multiple Input Single Output
MLC	Multi-Layer Coding
MLD	Maximum Likelihood Detection
MPEG	Moving Picture Experts Group
MRC	Maximal Ratio Combining
MS	Mobile Station
MSC	Mobile Switching Center
NLOS	Non Line Of Sight
NMT	Nordic Mobile Telephone
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
P2MP	Point-to-Multipoint
P2P	Point-to-Point
PAN	Personal Area Network
PCN	Personal Communication Network
PCS	Personal Communication Services

QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
RFID	Radio-frequency identification
RNC	Radio Network Controller
SD	Spatial Diversity
SDMA	Space Division Multiple Access
SENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization
SEP	Symbol Error Probability
SER	Symbol Error Ratio
SGSN	Serving GPRS Support Node
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SL	Single Layer
SMG	Spatial Multiplexing Gain
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STC	Space-Time Coding
TDMA	Time Division Multiple Access
UE	User Equipment
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network
VDSL	Very high bit rate Digital Subscriber Line
VE	Vertical Encoding
VLR	Visitors Location Register
WCDMA	Wideband CDMA
WiBro	Wireless Broadband
WiFi	Wireless Fidelity
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

1.1. Εισαγωγή

Οι ασύρματες επικοινωνίες άρχισαν να γίνονται εμπορικά γνωστές στον αναπτυσσόμενο κόσμο στις αρχές της δεκαετίας του 1990. Έκτοτε, η ανάπτυξή τους υπήρξε ραγδαία. Η κυψελωτή τηλεφωνία, η οποία λόγω της υποστήριξης της κινητικότητας των χρηστών εξαπλώθηκε τάχιστα, έφθασε να αριθμεί πάνω από 5 δισεκατομμύρια χρήστες μέχρι τα μέσα του 2010 [bbc]. Ωστόσο, τα κυψελωτά συστήματα δεν υπήρξαν τα μοναδικά ασύρματα συστήματα με μεγάλη διείσδυση στους καταναλωτές. Στις αρχές της δεκαετίας του 2000 οι ασύρματες προσωπικές επικοινωνίες ξεκίνησαν τη ραγδαία εξάπλωσή τους η οποία συνεχίζεται μέχρι και σήμερα. Έτσι, εξελιγμένα κινητά τηλέφωνα, φορητοί υπολογιστές, προσωπικοί ψηφιακοί βοηθοί (Personal Digital Assistants, PDAs) και πλήθος άλλων ασύρματων συσκευών αποτελούν μέρος της καθημερινότητας δισεκατομμυρίων ανθρώπων. Γίνεται, λοιπόν, κατανοητό ότι οι ασύρματες επικοινωνίες θα αποτελέσουν τις επόμενες δεκαετίες τομέα έντονου ενδιαφέροντος και μεγάλης ανάπτυξης.

Υπάρχουν τρεις κύριες περιοχές εφαρμογής των ασύρματων κινητών επικοινωνιών οι οποίες εμφανίζουν αξιοσημείωτη εξέλιξη και, συνεπώς, παρουσιάζουν μεγάλο σχεδιαστικό και ερευνητικό ενδιαφέρον [Θεο08]

- α) Η ασύρματη πρόσβαση σε δίκτυα για προσωπικές επικοινωνίες χαμηλών απαιτήσεων κινητικότητας
- β) Τα κυψελωτά δίκτυα για επικοινωνίες υψηλών απαιτήσεων κινητικότητας
- γ) Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα

Μεταξύ των τριών αυτών περιοχών υπάρχει επικάλυψη ως προς τα προβλήματα που εμφανίζουν και τους τρόπους αντιμετώπισης των προβλημάτων αυτών. Θα γίνουν αναφορές σε συστήματα που ανήκουν και στις τρεις περιοχές για να γίνουν καλύτερα κατανοητές οι έννοιες που εξετάζονται.

1.2 Ασύρματη πρόσβαση σε δίκτυα για προσωπικές επικοινωνίες χαμηλών απαιτήσεων κινητικότητας

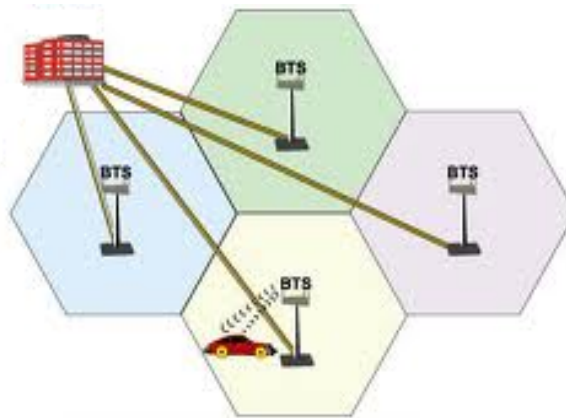
Οι προσωπικές επικοινωνίες χαμηλών απαιτήσεων κινητικότητας με χρήση μικρών φορητών συσκευών παρέχουν κυρίως υπηρεσίες φωνής και δεδομένων σε χρήστες που δεν κινούνται ή κινούνται με μικρή ταχύτητα. Οι χρήστες πρέπει να βρίσκονται αρκετά κοντά σε κάποιο σημείο πρόσβασης στο υπόλοιπο δίκτυο (σταθμός βάσης) ώστε να είναι δυνατή η λειτουργία του συστήματος. Για τη λειτουργία των συστημάτων αυτών σε παγκόσμια βάση έχουν διατεθεί ζώνες συχνοτήτων στις περιοχές του 1 GHz και των 2 GHz.

Τα ασύρματα συστήματα με χαμηλές απαιτήσεις σε κινητικότητα αποτελούσαν το πεδίο κύριας εφαρμογής των ασύρματων τεχνολογιών πριν την εμφάνιση των κυψελωτών συστημάτων. Τροχοπέδη στην ανάπτυξή τους υπήρξε η μεγάλη πολυπλοκότητα των τερματικών, καθώς σκοπός των συστημάτων αυτών ήταν να καλύψουν κάποιες από τις ανάγκες που αργότερα ικανοποίησαν τα κυψελωτά συστήματα με αρωγό την εξέλιξη της τεχνολογίας. Και τούτο διότι περιοριστικοί παράγοντες όπως το βάρος, το μέγεθος, η κατανάλωση ισχύος του τερματικού και η ταχεία εξασθένηση της μπαταρίας αποτελούσαν δυσεπίλυτα προβλήματα για την εξέλιξή τους. Επιπλέον, τα συστήματα αυτά δεν ήταν εύκολο να ικανοποιήσουν τις συνεχώς αυξανόμενες ανάγκες των καταναλωτών καθώς δεν υποστήριζαν πολύπλοκες λειτουργίες.

Εντούτοις, με την πάροδο του χρόνου τα δίκτυα αυτά περιορίστηκαν στην εξυπηρέτηση των χρηστών μέσα και γύρω από κτίρια όπου μπορούν να συναγωνιστούν σε ποιότητα τα ενσύρματα συστήματα. Η περιορισμένη εμβέλεια επέτρεψε τη μείωση της πολυπλοκότητας, του βάρους και του μεγέθους των τερματικών ικανοποιώντας με επιτυχία τις απαιτήσεις των υπηρεσιών προσωπικών επικοινωνιών (Personal Communication Services, PCS). Λόγω, όμως, της υποστήριξης της κινητικότητας των τερματικών συσκευών, επιτυγχάνονται μέτριοι ρυθμοί μετάδοσης, που κυμαίνονται από μερικές δεκάδες μέχρι εκατοντάδες kbps.

1.3 Κυψελωτά δίκτυα για επικοινωνίες υψηλών απαιτήσεων κινητικότητας

Τα κυψελωτά δίκτυα κινητών επικοινωνιών έχουν ως κύριο στόχο την παροχή υπηρεσιών φωνής και δεδομένων σε τερματικά υψηλής κινητικότητας. Επιπλέον, ο τρόπος σχεδιασμού τους επιτρέπει την εξυπηρέτηση οσοδήποτε μεγάλου πλήθους χρηστών υπό την προϋπόθεση εγκατάστασης του απαραίτητου εξοπλισμού. Η λειτουργία τους βασίζεται στην ύπαρξη κυψελών και των αντίστοιχων σταθμών βάσης (Base Transceiver Station, BTS), όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.1. Η εξέλιξή τους έχει περάσει από πολλά στάδια. Σήμερα, όμως, αποτελούν παγιωμένη τεχνολογία στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών.



Σχήμα 1.1: Αναπαράσταση τυπικού κυψελωτού συστήματος όπου οι σταθμοί βάσης (BTS) υπάγονται σε ένα κέντρο ελέγχου

Τα ασύρματα συστήματα κινητών επικοινωνιών αναπτύσσονται από τα μέσα της δεκαετίας του 1940. Τα αναλογικά κυψελωτά συστήματα άρχισαν να αναπτύσσονται περί τα μέσα της δεκαετίας του 1970 και η εκμετάλλευσή τους άρχισε στο τέλος της ίδιας δεκαετίας και στις αρχές του 1980. Ο αριθμός των χρηστών αυξήθηκε απότομα και τα αναλογικά ασύρματα συστήματα εξαπλώθηκαν σε όλον τον κόσμο. Τα αναλογικά κυψελωτά συστήματα υπήρξαν πολύ προηγμένα όσον αφορά την ολοκλήρωση της ασύρματης τεχνολογίας και της ευφυΐας του δικτύου. Η ολοκλήρωση συμπεριλαμβάνει τη σηματοδότηση, τα πρωτόκολλα, τη μεταγωγή και τις βάσεις δεδομένων. Η συνολική χωρητικότητα των συστημάτων γίνεται μεγαλύτερη με τη χρησιμοποίηση μικρότερων κυψελών, σε αντίθεση με τα πρώτα ασύρματα συστήματα κινητών επικοινωνιών τα οποία μεγιστοποιούσαν τη ραδιοκάλυψη ανά σταθμό βάσης τοποθετώντας τις κεραιές στις κορυφές λόφων και κτιρίων και εκπέμποντας μεγαλύτερη ισχύ από εκείνη που χρησιμοποιείται στα κυψελωτά συστήματα. Επίσης, τα κυψελωτά συστήματα μεταγουν την κίνηση από ραδιοδιάυλο ενός σταθμού βάσης σε ραδιοδιάυλο άλλου σταθμού, καθώς το κινητό εξέρχεται από την περιοχή κάλυψης ενός σταθμού βάσης και μπαίνει στην περιοχή του άλλου. Η διαπομπή (handover) των κλήσεων από μια κυψέλη σε άλλη απαιτεί συντονισμό και έλεγχο από σύστημα υπολογιστών. Επίσης, απαιτείται έλεγχος των σταθμών βάσης, των κινητών τερματικών και των κέντρων μεταγωγής μέσω διαύλων σηματοδότησης και πρωτοκόλλων. [Θεο08]

Η μεγαλύτερη εξέλιξη των κυψελωτών συστημάτων οφείλεται στη μετάβαση στα ψηφιακά κυψελωτά συστήματα. Ο όρος ψηφιακά κυψελωτά συστήματα αφορά ουσιαστικά τις ψηφιακές τεχνικές μετάδοσης και την εξέλιξη της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που επέτρεψαν την αύξηση των ρυθμών μετάδοσης της πληροφορίας μέσω των δικτύων αυτών και τη βελτίωση της ποιότητας υπηρεσίας (Quality of Service, QoS).

Επιπλέον, αρκετά σημαντικό βήμα για την περαιτέρω ανάπτυξη των κυψελωτών συστημάτων αποτέλεσε η μείωση της έκτασης των κυψελών. Η νέα οργάνωση, αυτή των μικροκυψελών, εξασφάλιζε αποδεκτής ποιότητας εξυπηρέτηση περιοχών με μεγάλη πυκνότητα χρηστών, δηλαδή τις πόλεις και γενικά τα μεγάλα αστικά κέντρα. Επίσης, οι μικροκυψέλες χρησιμοποιήθηκαν σε περιοχές με χαμηλή κινητικότητα χρηστών, όπου οι διαπομπές δεν ήταν τόσο συχνές. Σημαντικό πλεονέκτημα από την εγκατάστασή τους

αποτελούσε ο περιορισμός της κατανάλωσης ισχύος, της πολυπλοκότητας και του κόστους χωρίς να πραγματοποιηθούν αλλαγές στην πλευρά του χρήστη. Με αυτόν τον τρόπο οι κινητές επικοινωνίες άρχισαν να συγκλίνουν με τις προσωπικές επικοινωνίες.

Το μεγαλύτερο μειονέκτημα των ψηφιακών κυψελωτών συστημάτων προήλθε από τον τρόπο μετάβασης από τα αναλογικά συστήματα. Οι μεγάλοι και υψηλού κόστους σταθμοί βάσης των αναλογικών συστημάτων χρησιμοποιήθηκαν και στα αντίστοιχα ψηφιακά με αποτέλεσμα τη μη επίτευξη της αναμενόμενης απόδοσης. Οι παλαιού τύπου σταθμοί βάσης διέθεταν [Θεο08]

- μεγάλους ιστούς κεραιών με ύψος μέχρι μερικές δεκάδες μέτρα
- απαιτούσαν χώρους για τους πομποδέκτες σε ακριβές περιοχές ή σε ακριβά κτίρια και
- απαιτούσαν μεγάλο αριθμό πομποδεκτών, υψηλής σχετικά ισχύος, και συσκευών μετάδοσης για κάθε κύκλωμα βασικής ζώνης.

Επιπλέον, η εγκατάσταση αυτών των σταθμών προκαλούσε μεγάλο νομικό και πολιτικό κόστος ώστε να καταστεί δυνατή η εγκατάστασή τους στα μεγάλα αστικά κέντρα. Συνεπώς, έχει προκύψει επαναπροσδιορισμός των στόχων που είχαν θέσει οι σχεδιαστές των κυψελωτών συστημάτων. Πλέον, δεν επιδιώκεται η αύξηση του αριθμού των σταθμών βάσης για τη βελτίωση των υπηρεσιών αλλά η αύξηση του πλήθους των χρηστών ανά μονάδα συχνότητας και ανά σταθμό βάσης.

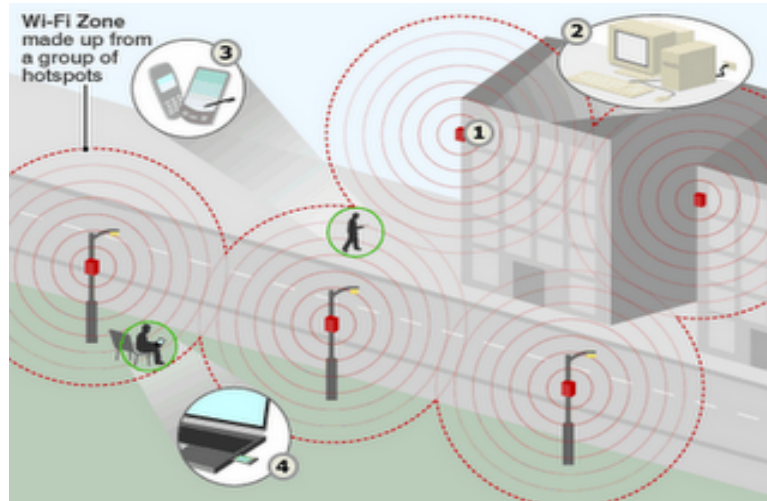
Όσον αφορά την κάλυψη των αραιοκατοικημένων περιοχών και των οδικών αξόνων, απαιτείται η λειτουργία με μεγαλύτερες κυψέλες, τις επονομαζόμενες μακροκυψέλες. Οι τελευταίες διαθέτουν σταθμούς βάσης με μεγάλη ισχύ ώστε να καλύπτουν μεγαλύτερες περιοχές σε σχέση με τις μικροκυψέλες. Η επιλογή αυτή γίνεται για μείωση του κόστους λόγω του μικρότερου πλήθους σταθμών βάσης και της μείωσης του αριθμού των διαπομπών, ιδιαίτερα σε αυτοκινητόδρομους.

Ωστόσο, ο στόχος της αύξησης του πλήθους των χρηστών ανά μονάδα συχνότητας και ανά σταθμό βάσης συνετέλεσε στην αύξηση της πολυπλοκότητας των τερματικών συσκευών. Επιπλέον, αυξήθηκε η ισχύς εκπομπής των σταθμών βάσης και χρησιμοποιήθηκαν κυκλώματα χαμηλής ποιότητας με στόχο την επίτευξη χαμηλού κόστους. Αποτέλεσμα όλων αυτών υπήρξε η υποστήριξη χαμηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, της τάξης των 10 kbps. Για την υποστήριξη υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης αλλά και την εξυπηρέτηση απομακρυσμένων μεταξύ τους περιοχών, ιδιαίτερα χρήσιμη αποδείχθηκε η συνδρομή των δορυφορικών συστημάτων στη μετάδοση της πληροφορίας.

1.4 Ασύρματα τοπικά δίκτυα

Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless Local Area Network, WLAN) έχουν ως στόχο την παροχή υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης (αρκετά Mbps) σε φορητά τερματικά που

μετακινούνται εντός περιοχών περιορισμένης έκτασης. Τα σύγχρονα WLAN σχεδιάζονται έτσι ώστε να μπορούν να υποστηρίξουν κινητικότητα τερματικών σε μικρές περιοχές, όπως π.χ. κτίρια, πάρκα, αεροδρόμια, συγκροτήματα γραφείων ή σε πανεπιστημιούπολεις, νοσοκομειακούς χώρους, εμπορικά κέντρα, κτλ. (βλ. Σχήμα 1.2)



Σχήμα 1.2: Λειτουργία WLANs σε αστικό περιβάλλον

Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό των WLANs είναι η απλότητα στη δομή τους. Η πρόσβαση στις υπηρεσίες επιτυγχάνεται μέσω ασύρματης διεπαφής (hot spot) ενώ είναι σχετικά εύκολη η διασύνδεσή τους με άλλου είδους δίκτυα. Η αναγκαιότητα ύπαρξης των WLANs αναδεικνύεται σε χώρους όπου δεν υπάρχουν ενσύρματα μέσα και απαιτούνται συνδέσεις που εγκαθίστανται ταχέως και προσφέρουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Οι χρήστες των WLANs μπορεί να διαθέτουν σταθερούς, φορητούς ή επιπαλάμιους υπολογιστές.

Οι βασικές διαφορές ανάμεσα στα WLANs και στα κυψελωτά συστήματα έγκειται στον τρόπο μετάδοσης δεδομένων στους χρήστες, στους ρυθμούς μετάδοσης και στους κανονισμούς που διέπουν τη ζώνη λειτουργίας τους. Οι ρυθμοί μετάδοσης στους ασύρματους διαύλους των WLANs κυμαίνονται από μερικές δεκάδες kbps μέχρι μερικές δεκάδες Mbps. Οι υπηρεσίες δεδομένων στα κυψελωτά συστήματα προσφέρονται κυρίως από παρόχους υπηρεσίας, ενώ στα WLANs οι χρήστες ανήκουν στο φορέα που διαχειρίζεται το δίκτυο. Επιπλέον, τα κυψελωτά συστήματα 3^{ης} γενιάς υποστηρίζουν ρυθμούς μετάδοσης περί τα 2 Mbps, ενώ τα ασύρματα LAN επιτυγχάνουν ρυθμούς μέχρι ακόμη και τα 108 Mbps. Για την τελευταία εξέλιξη καθοριστική υπήρξε η συμβολή της τεχνολογίας MIMO (Multiple Input Multiple Output) η οποία εισήγαγε τη χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής και πολλαπλών κεραιών λήψης. Τέλος, ιδιαίτερα ενδιαφέρον είναι και το γεγονός ότι τα WLANs δεν απαιτούν αδειοδοτημένες ζώνες συχνοτήτων καθιστώντας τα περισσότερο ευέλικτα σε σχέση με άλλα ασύρματα δίκτυα.

1.5 Βήματα εξέλιξης των ασύρματων συστημάτων κινητών επικοινωνιών

Στα πρώτα στάδια εξέλιξης των ασύρματων συστημάτων οι σχεδιαστές ασχολήθηκαν με το ραδιοδιάλυτο (channel) και τα ζητήματα που σχετίζονται με αυτόν. Αρχικά, για ορισμένα συστήματα απαιτήθηκε μεγάλη απομόνωση των ραδιοζεύξεων, όπως για τα δορυφορικά δίκτυα και τα πρώτα ασύρματα δίκτυα κινητών επικοινωνιών. Για το λόγο αυτό, επιχειρήθηκε η περιγραφή της ραδιοζεύξης ως ζωνοπερατού γραμμικού συστήματος στο οποίο σημαντικό ρόλο έχουν το είδος διαμόρφωσης, ο συγχρονισμός για τα ψηφιακά συστήματα και η ανάκτηση του φέροντος στο δέκτη.

Κυρίαρχο πρόβλημα κατά τη διάδοση του σήματος αποτέλεσε η εμφάνιση προσθετικού θορύβου Gauss που οφείλεται στον ενισχυτή του δέκτη και η επίδρασή του στη χωρητικότητα του συστήματος. Επιπλέον, η απόσβεση του σήματος κατά τη διάδοση και οι δυσκολίες στην εξεύρεση χώρων εγκατάστασης για τις κεραίες απασχόλησαν τους σχεδιαστές των ασύρματων συστημάτων. Συγχρόνως, οι διαλείψεις αποτελούν σημαντικό πρόβλημα για την εξέλιξη των κινητών επικοινωνιών διότι είτε προκαλούν φαινόμενα επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα είτε ευνοούν τη χρονική διασπορά των σημάτων. Τα τελευταία φαινόμενα οφείλονται στη χωρική ολίσθηση της συχνότητας λόγω πολλαπλών διαδρομών, ενώ αντιμετωπίζεται με χρήση διαφορικής λήψης. Σημαντικό ρόλο στη λειτουργία του συστήματος έχει η διαρκής παρακολούθηση της κατάστασης του διαύλου με χρήση ανατροφοδότησης (feedback).

Νέα ώθηση στο χώρο των ασύρματων επικοινωνιών έδωσε η εισαγωγή περισσότερων του ενός ραδιοδιαύλων ανά σταθμό βάσης με την πρόκληση του αντίστοιχου ερευνητικού ενδιαφέροντος. Τα θέματα πολυπλεξίας και πολλαπλής πρόσβασης διερευνήθηκαν αρκετά, καθώς επίσης και η παρεμβολή μεταξύ γειτονικών διαύλων και η ανάγκη απομόνωσής τους. Η πρόσβαση χρηστών που η κατάστασή τους αλλάζει τυχαία από ανενεργή σε ενεργή καθιστά απαραίτητη την ύπαρξη μηχανισμών πρόσβασης στους διαύλους και εκχώρησης διαύλων, καθώς επίσης και μηχανισμών υποστήριξης της αναμονής των χρηστών που επιχειρούν πρόσβαση. Η χωρητικότητα συστήματος με πολλούς ραδιοδιαύλους εξαρτάται από περισσότερους παράγοντες σε σχέση με την περίπτωση της απλής ζεύξης. [Θεο08]

Η χρησιμοποίηση πολλών σταθμών βάσης με πολλαπλούς ραδιοδιαύλους προσδίδει στο σύστημα το πλεονέκτημα της χωρικής πολυπλεξίας, μέσω της αναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων, αλλά προκαλεί ομοδιαυλική παρεμβολή. Οι διαδικασίες πρόσβασης στους διαύλους και εκχώρησης διαύλων εισάγουν την ανάγκη μέτρησης της ποιότητας των διαύλων, ενώ η κίνηση των χρηστών κατά τη διάρκεια της επικοινωνίας απαιτεί διαπομπή μεταξύ των σταθμών βάσης. Το θέμα της ολικής χωρητικότητας του συστήματος γίνεται περίπλοκο, εφόσον τώρα περιλαμβάνει τη χωρική κατανομή των σταθμών βάσης και την αναχρησιμοποίηση συχνοτήτων, καθώς και την αύξηση του πλήθους των χρηστών ανά συχνότητα. Η τελική χωρητικότητα ενός συστήματος θεωρητικά τείνει να γίνει απεριόριστη καθώς ελαττώνεται η απόσταση μεταξύ των σταθμών βάσης. Στην πραγματικότητα, όμως,

τα φαινόμενα παρεμβολής που προκαλούνται θέτουν ανώτατα όρια επίτευξης χωρητικότητας.

1.6 Επίδραση της κινητικότητας στην εξέλιξη των τηλεπικοινωνιακών δικτύων

Οι προσπάθειες για την εξέλιξη των μελλοντικών δικτύων επικοινωνιών έχουν δύο κύριους στόχους

- Τη βελτίωση της ποιότητας των προσφερομένων υπηρεσιών και
- Την υποστήριξη της κινητικότητας (mobility) επικοινωνίας

Οι κινητές επικοινωνίες πολυμέσων (mobile multimedia communications) περιλαμβάνουν ήδη το συνδυασμό αυτών των στόχων. Το Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Τηλεπικοινωνιών (Universal Mobile Telecommunications System, UMTS) συμβάλλει στην προσπάθεια επίτευξης του στόχου για παροχή υπηρεσιών υψηλής ποιότητας με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, απεριόριστη δυνατότητα κίνησης και παγκόσμια κάλυψη. Φαίνεται ότι το UMTS αποτελεί το μέσο που συνενώνει και ολοκληρώνει τα χαρακτηριστικά, τις εξελίξεις και τις υπηρεσίες από όλα τα δίκτυα που είναι διαθέσιμα σήμερα. Η επιτυχής ολοκλήρωση των δικτύων ώστε να αποτελέσουν ένα ενιαίο σύστημα που λειτουργεί ικανοποιητικά είναι ένα δύσκολο έργο μακράς διάρκειας και με αρκετά αναμενόμενα προβλήματα. Ένα σημαντικό θέμα που προκύπτει κατά την εξέλιξη των ερευνών είναι η ανάγκη χρησιμοποίησης όλων των προσφερόμενων υπηρεσιών από τον τομέα των κινητών επικοινωνιών. Επιπλέον, οι υπάρχουσες τεχνολογίες των ασύρματων δικτύων πρέπει να καταστούν συμβατές. Για παράδειγμα, η κινητή τηλεφωνία απαιτεί διαφορετικά χαρακτηριστικά δικτύου σε σχέση με τις επικοινωνίες δεδομένων. Εντούτοις, οι δύο αυτοί χώροι συγκλίνουν με αυξητική τάση τα τελευταία χρόνια.

1.6.1 Ολοκλήρωση των δικτύων

Ύστερα από την έρευνα και την ανάπτυξη που έχουν γνωρίσει τα ενσύρματα δίκτυα επί δεκαετίες παρουσιάστηκε η ανάγκη συνεργασίας τους για την αποτελεσματικότερη εξυπηρέτηση των χρηστών. Έτσι, δίκτυα όπως το Δημόσιο Τηλεφωνικό Δίκτυο Μεταγωγής (Public Switched Telephone Network, PSTN) και το Internet με τις πολυάριθμες εφαρμογές που υποστηρίζει (Παγκόσμιος Ιστός, ηλεκτρονικό ταχυδρομείο, μεταφορά αρχείων κλπ.) πρέπει να συνεργαστούν με τις νεότερες τεχνολογίες στον τομέα των δικτύων. Τέτοια τεχνολογία αποτελεί η οικογένεια προτύπων xDSL που περιλαμβάνει τεχνολογίες όπως το ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), με τελευταίο εκπρόσωπο το VDSL (Very high bit rate DSL) που εισήγαγε τη χρήση οπτικής ίνας. Οι τεχνολογίες αυτές έχουν τη δυνατότητα

υποστήριξης υπηρεσιών πολυμέσων, όπως η τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (High Definition TV, HDTV), η μετάδοση ψηφιακού βίντεο (Digital Video Broadcasting, DVB) και η μετάδοση ψηφιακού ήχου (Digital Audio Broadcasting, DAB). Η τελική ολοκλήρωση των δικτύων θα επιτευχθεί με την προσθήκη της υποστήριξης της κινητικότητας για τις ανωτέρω υπηρεσίες.

Όσον αφορά τις προσφερόμενες υπηρεσίες από τα διάφορα δίκτυα επικοινωνιών, τα θέματα ποιότητας υπηρεσίας γίνονται όλο και σημαντικότερα. Συνήθως, η QoS αποτιμάται μέσω είτε του ρυθμού μετάδοσης είτε του ποσοστού λαθών είτε της καθυστέρησης μετάδοσης των πακέτων. Τα δίκτυα ATM (Asynchronous Transfer Mode), η τελευταία εξέλιξη στο χώρο των σταθερών δικτύων που αφορά τη μετάδοση, έχουν συνδράμει στην επίτευξη της βέλτιστης μέχρι σήμερα QoS. Ταυτόχρονα, γίνονται προσπάθειες για την ικανοποίηση αυτής της QoS από τα κινητά συστήματα επικοινωνιών με την ανάπτυξη ενσύρματων και ασύρματων δικτύων ολοκληρωμένων υπηρεσιών.

Τα ασύρματα δίκτυα κινητών ολοκληρωμένων υπηρεσιών μπορούν να προκύψουν είτε από τα υπάρχοντα κυψελωτά συστήματα κινητών επικοινωνιών με κατάλληλη τεχνολογική βελτίωση είτε από τα ενσύρματα δίκτυα με προσθήκη ασύρματων διεπαφών. Οι ολοκληρωμένες υπηρεσίες που παρέχονται από τα κυψελωτά δίκτυα κινητών επικοινωνιών εμφανίζουν χαμηλότερη QoS συγκριτικά με εκείνες που παρέχονται από το xDSL. Από την άλλη πλευρά, αν στις βελτιωμένες υπηρεσίες του xDSL προστεθεί και η απαίτηση της κινητικότητας η παρεχόμενη QoS, με τις εγγυήσεις που αναφέρθηκαν προηγουμένως, θα χειροτερεύσει, λόγω των απρόβλεπτων αλλαγών της θέσης των συνδρομητών και επομένως των δυσμενών επιδράσεων λόγω μετάδοσης.

Συμπερασματικά, γίνεται εμφανής η αντίστροφη σχέση που συνδέει την QoS με την κινητικότητα, δηλαδή ότι η ικανοποίηση των απαιτήσεων για υψηλή κινητικότητα συνεπάγεται χαμηλή ποιότητα προσφερόμενης υπηρεσίας και το αντίστροφο. Επομένως, η κινητικότητα του τερματικού και η ποιότητα υπηρεσίας είναι αντικρουόμενοι στόχοι στην ανάπτυξη των δικτύων επικοινωνιών.

1.6.2 Ασύρματα τοπικά δίκτυα

Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα WLANs υποστηρίζουν είτε σταθερούς χρήστες είτε χρήστες με χαμηλή κινητικότητα. Συνήθως, η λειτουργία τους σχετίζεται με την κάλυψη των τελευταίων 30 με 50 μέτρων του δικτύου, δηλαδή από το σημείο τερματισμού του ενσύρματου δικτύου μέχρι το χρήστη. Ο κύριος λόγος που χρησιμοποιούνται τα WLANs είναι η ευκολία εγκατάστασής τους, ενώ τα αντίστοιχα ενσύρματα LANs αντιμετωπίζουν τεχνικές δυσκολίες λόγω της ανάγκης για καλωδίωση. Ωστόσο, στους χώρους όπου είναι ήδη εγκατεστημένα ενσύρματα LANs δεν συνιστάται η εγκατάσταση των WLANs λόγω της υψηλής προσφερόμενης QoS και της χαμηλής οικονομικής επιβάρυνσης για το χρήστη.

Η συνεχώς αναπτυσσόμενη αγορά των φορητών υπολογιστών (laptops) αλλά και άλλων επιταλάμιων ηλεκτρονικών συσκευών (PDAs, smartphones, κ.α.) έχουν καταστήσει τα

WLANs πολύ δημοφιλή τεχνολογία δικτύων πρόσβασης στο Internet. Με τη βοήθειά τους είναι δυνατή η παρουσίαση μιας διαδικτυακής διάλεξης σε ένα ακαδημαϊκό χώρο ή η κάλυψη της περιοχής ενός νοσοκομείου για την ικανοποίηση των αναγκών των ασθενών και των επισκεπτών.

Στην κατεύθυνση της προώθησης των απλών ασύρματων δικτύων κινούνται και τα περιστασιακά ή αδόμητα δίκτυα (ad hoc networks). Τα δίκτυα αυτά, τα οποία αποτελούν υποκατηγορία των WLANs, χαρακτηρίζονται από αυτοδιαχείριση και αυτοοργάνωση. Το κύριο πλεονέκτημά τους είναι ότι δεν απαιτούν προϋπάρχουσα δικτυακή υποδομή και η σύνδεση των τερματικών γίνεται αφού συμφωνηθεί η διάταξη του δικτύου. Είναι φθηνά και απλά ως προς την εγκατάστασή τους με βασικό τους μειονέκτημα την πολυπλοκότητα των πρωτοκόλλων που ακολουθούν. Η υποστήριξη της κινητικότητας, όμως, αποτελεί πρόκληση για περαιτέρω έρευνα και ανάπτυξη.

Τα WLANs προσφέρουν στους παρόχους δικτύων πρόσβασης την ευχέρεια να αναπτύξουν ταχέως είτε σε περιοχές με μεγάλη πυκνότητα χρηστών ή μεγάλη τηλεπικοινωνιακή κίνηση είτε σε μέρη όπου οι πάροχοι της συμβατικής ασύρματης πρόσβασης δεν είναι σε θέση να ικανοποιήσουν τη μεγάλη ζήτηση για ευρυζωνική πρόσβαση στο Internet. Εναλλακτικά, τα WLANs μπορούν να υποστηρίξουν διαπομπές προς άλλα ασύρματα δίκτυα ή προς άλλα δίκτυα που παρέχουν πρόσβαση στο Internet. Για παράδειγμα, εφαρμογές ηλεκτρονικού εμπορίου με συγκεκριμένη QoS ή απαιτήσεις πραγματικού χρόνου μπορεί να κάνουν μεταγωγή σε κυψελωτά δίκτυα, σε PCS ή σε δίκτυα 3^{ης} γενιάς. Παρομοίως, οι σταθμοί βάσης BTS μπορούν να υποστηρίξουν διαπομπή εφαρμογών ευρυεκπομπής (broadcast) ή πολλαπλής διανομής (multicast) σε δορυφορικά ή κυψελωτά δίκτυα.

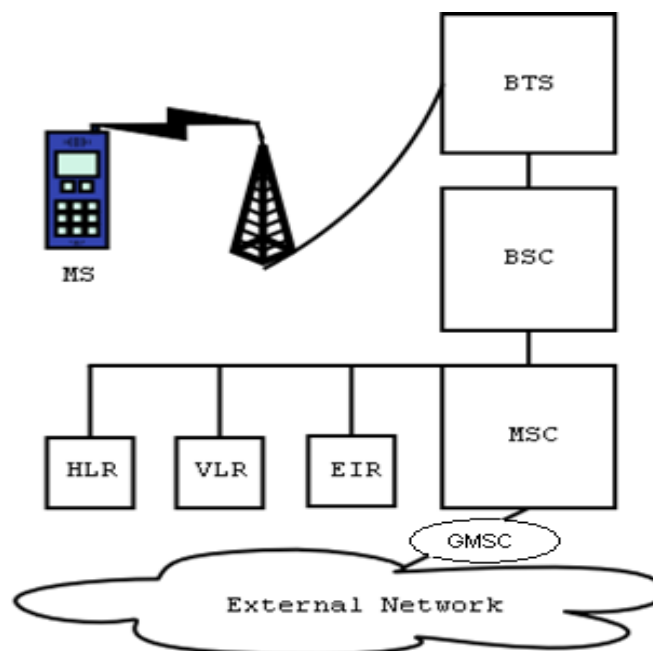
Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν θέματα που αφορούν την υποστήριξη εφαρμογών ευρυεκπομπής και πολλαπλής διανομής (HDTV, DVB, DAB, κα) από τα WLANs. Η κύρια ενασχόληση των ερευνητών σχετίζεται με την ικανοποίηση των προδιαγραφών ασφαλείας για τη νομικά αποδεκτή παροχή των ανωτέρω υπηρεσιών. Επιπλέον, η ανάπτυξη πολλών νέων κινητών εφαρμογών που απαιτούν ομαδικές επικοινωνίες, όπως η τηλεκπαίδευση, καταδεικνύουν την ανάγκη ανάπτυξης συστημάτων που θα υποστηρίζουν τις συγκεκριμένες εφαρμογές με την καλύτερη δυνατή QoS.

1.6.3 Κυψελωτά δίκτυα κινητών επικοινωνιών

Βασική αιτία για την ανάπτυξη και στη συνέχεια την εξάπλωση των κυψελωτών συστημάτων αποτέλεσε η δυνατότητα εγκατάστασης ραδιοδικτύων πλήρους κάλυψης σε αντίθεση με τα WLANs που προσφέρουν κάλυψη σε περιορισμένο χώρο. Τα δύο κύρια χαρακτηριστικά των κυψελωτών συστημάτων είναι:

- Η διαρκής γνώση της περιοχής όπου κινείται ένα τερματικό, η οποία αποκαλείται περιοχή εντοπισμού (Location Area, LA)
- Η δυνατότητα διαπομπής της επικοινωνίας μεταξύ διαφορετικών περιοχών εντοπισμού ώστε να μη διακόπτονται οι κλήσεις κατά τη διάρκεια της κίνησης των χρηστών

Η ραγδαία εξάπλωση των κυψελωτών συστημάτων οφείλεται κατά μεγάλο μέρος στο γεγονός ότι οι υπηρεσίες που παρείχαν βασιζόνταν στην τηλεφωνία. Η διαπίστωση αυτή ισχύει τόσο για τα αναλογικά συστήματα 1^{ης} γενιάς όσο και για τα ψηφιακά συστήματα 2^{ης} γενιάς που βασίζονται στο πρότυπο GSM (Global System for Mobile communications). Η ανάπτυξη του προτύπου GSM 900 που λειτουργεί στα 900 MHz εισήγαγε τα συστήματα 2^{ης} γενιάς, ενώ το πρότυπο DCS 1800 που λειτουργεί στα 1800 MHz εισήγαγε την έννοια του δικτύου προσωπικών επικοινωνιών (Personal Communication Network, PCN). Για την αύξηση της χωρητικότητας των κυψελωτών συστημάτων αλλά και τη βελτίωση της QoS επιλέχθηκε η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα (Code Division Multiple Access, CDMA). Μάλιστα, στα συστήματα 3^{ης} γενιάς χρησιμοποιήθηκε μια εξέλιξη της τεχνικής αυτής, η CDMA ευρείας ζώνης (Wideband CDMA, WCDMA).



Σχήμα 1.3: Αρχιτεκτονική ενός τυπικού δικτύου GSM

Η γενική αρχιτεκτονική του συστήματος GSM απεικονίζεται στο Σχήμα 1.3. Κάθε τερματικό (Mobile Station, MS) ελέγχεται για τη δυνατότητα πρόσβασης στο Επίγειο Δίκτυο Κινητών Επικοινωνιών (Land Mobile Network, LMN). Αν η πρόσβαση είναι δυνατή τότε το τερματικό επικοινωνεί με την ασύρματη διεπαφή της κεραίας του BTS. Κάθε BTS ορίζει συνήθως μια κυψέλη (cell), ενώ συγχρόνως ανήκει σε ένα Υποσύστημα Σταθμών Βάσης (Base Station

Subsystem, BSS) που σε συνεργασία με τον Ελεγκτή Σταθμών Βάσης (Base Station Controller, BSC) ελέγχουν τη διαδρομή του σήματος. Ακολουθεί το κέντρο μεταγωγής κινητών επικοινωνιών (Mobile Switching Center, MSC), το οποίο σε συνδυασμό με το BSC είναι υπεύθυνο για τη μεταγωγή στο LMN. Κάθε MSC αλληλεπιδρά με δύο βάσεις δεδομένων, τον Καταχωρητή Θέσης Οικείων (Home Location Register, HLR) και τον Καταχωρητή Θέσης Επισκεπτών (Visitors Location Register, VLR). Ο HLR περιέχει στοιχεία για κάποιο τερματικό που κινείται στο ίδιο LMN, ενώ ο VLR περιέχει στοιχεία για τους συνδρομητές που πραγματοποιούν εισερχόμενες κλήσεις προς το τρέχον LMN. Για τη διασφάλιση της αξιοπιστίας και του απορρήτου των επικοινωνιών σε κάποια συστήματα υπάρχει άλλη μια βάση δεδομένων δίπλα στο MSC, γνωστή ως Καταχωρητής Ταυτοποίησης Εξοπλισμού (Equipment Identity Register, EIR). Επιπλέον, για την επικοινωνία με εξωτερικά δίκτυα (PSTN ή άλλου είδους δίκτυα) τα δεδομένα προωθούνται μέσω μιας MSC Πύλης (Gateway MSC, GMSC).

Κατά τη διάρκεια μιας κλήσης το κινητό τερματικό επιτρέπεται να κινηθεί από μια κυψέλη σε μια άλλη και το GSM φροντίζει να διατηρεί τις ζεύξεις χωρίς να διακόπτεται η από-άκρο-σε-άκρο σύνδεση. Το κινητό τερματικό μετρά περιοδικά την ποιότητα του σήματος λήψης και την αναφέρει στο σταθμό βάσης που το εξυπηρετεί, όπως επίσης και τις στάθμες λήψης από όλους τους σταθμούς βάσης των κυψελών της περιοχής του που είναι υποψήφιος για διαπομπή. Διακρίνονται διάφορα είδη διαπομπών, που αλλάζουν δίαυλο είτε στην κυψέλη εξυπηρέτησης είτε σε κυψέλες εντός της περιοχής που ελέγχεται από τον ίδιο BSC είτε σε κυψέλες που ανήκουν σε διαφορετικούς BSC μέσα σε μια περιοχή εντοπισμού είτε μεταξύ περιοχών εντοπισμού.

Ωστόσο, τα κυψελωτά συστήματα έπρεπε να υποστηρίξουν υπηρεσίες απαιτητικότερες της τηλεφωνίας όσον αφορά το ρυθμό μετάδοσης. Για το λόγο αυτό αναπτύχθηκαν συστήματα που υποστήριζαν τη μεταγωγή πακέτου, με πρώτο εκπρόσωπο τη γενική ασύρματη υπηρεσία μεταγωγής πακέτου (General Packet Radio Service, GPRS). Η GPRS είναι υπηρεσία δεδομένων μεταγωγής πακέτου και υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης περί τα 12 kbps ανά δίαυλο. Σημαντική καινοτομία υπήρξε η υποστήριξη από τη GPRS υπηρεσιών σημείου-προς-σημείο (Point-to-Point, P2P) και σημείου-προς-πολλαπλά σημεία (Point-to-Multipoint, P2MP).

1.6.4 Συστήματα κινητών επικοινωνιών τρίτης γενιάς

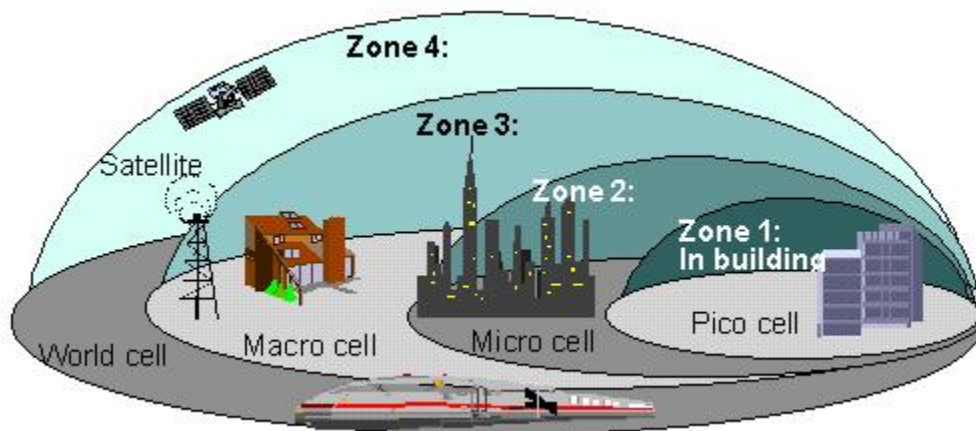
Τα συστήματα επικοινωνιών 3^{ης} γενιάς (3G) έχουν ως πρωταρχικό στόχο τη σταδιακή αντικατάσταση των κυψελωτών συστημάτων 2G και των υπηρεσιών δεδομένων ώστε να ενοποιήσει τις υπηρεσίες και να παρέχουν καλύτερη QoS στον τελικό χρήστη. Στην προσπάθεια αυτή σημαντικό ρόλο έχει η επιλογή του WCDMA ως τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης.

Με την ανάπτυξη των δικτύων 3G έχει εισαχθεί η έννοια του Παγκόσμιου Συστήματος Κινητών Επικοινωνιών UMTS, το οποίο αναφέρεται στην ενοποίηση των δικτύων σταθερών

και κινητών επικοινωνιών σε παγκόσμια κλίμακα. Στην κατεύθυνση αυτή αρωγό αποτελεί και η περαιτέρω κατηγοριοποίηση των κυψελών σε σχέση με τα προηγούμενα συστήματα ανάλογα με την έκτασή τους. Έτσι, κατά φθίνουσα σειρά μεγέθους οι κυψέλες διακρίνονται:

- Παγκόσμια κυψέλη (World cell)
- Μακροκυψέλη (Macrocell)
- Μικροκυψέλη (Microcell)
- Πικοκυψέλη (Picocell)

Οι κυψέλες αυτές απεικονίζονται προσεγγιστικά στο κατωτέρω σχήμα.

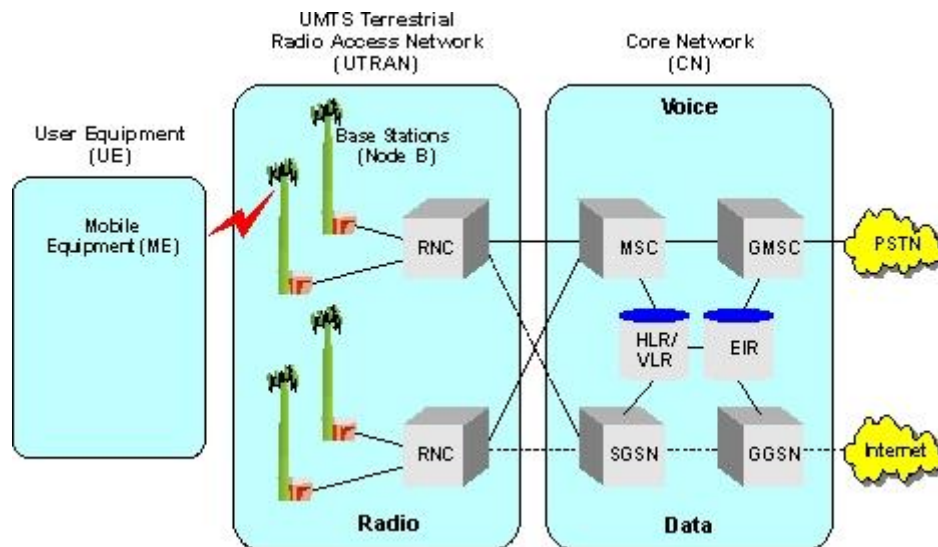


Σχήμα 1.4: Αναπαράσταση διαφόρων τύπων κυψελών ανάλογα με το μέγεθός τους

Η ανωτέρω κατηγοριοποίηση των κυψελών φανερώνει σε πρώτη φάση τη δορυφορική συνιστώσα για το σχηματισμό της παγκόσμιας κυψέλης. Σε δεύτερη φάση, η διαπομπή μεταξύ των διαφορετικών κυψελών σχετίζεται με το βαθμό κινητικότητας του τερματικού και την επιθυμητή QoS. Έτσι, τα τερματικά υψηλής κινητικότητας υπάγονται σε μακροκυψέλες οι οποίες παρέχουν χαμηλή QoS, ενώ η επιθυμία για υψηλή QoS συνδέεται με κυψέλες μικρού μεγέθους (μικροκυψέλες, πικοκυψέλες) που υποστηρίζουν χαμηλή κινητικότητα. Τέλος, η παγκόσμια κυψέλη συμβάλλει στην ενοποίηση των δικτύων, όπως υπαγορεύουν τα συστήματα 3^{ης} γενιάς, και ενσωματώνει περιοχές όπου είναι αδύνατη η εγκατάσταση σταθμών βάσης.

Η αρχιτεκτονική του δικτύου UMTS απεικονίζεται στο Σχήμα 1.5 από όπου φαίνεται ότι το δίκτυο κορμού (Core Network, CN) χρησιμοποιεί τη δομή των δικτύων GSM/GPRS, κάτι που διευκολύνει τη διασύνδεση των δικτύων 3G με τα παλαιότερου τύπου δίκτυα. Η καινοτομία του UMTS είναι η εισαγωγή του επίγειου ασύρματου δικτύου πρόσβασης UMTS (UMTS Terrestrial Radio Access Network, UTRAN). Οι λειτουργίες του UTRAN αφορούν το ραδιοδίκτυο μέσω του οποίου επικοινωνεί η συσκευή χρήστη (User Equipment, UE), ενώ το

CN ασχολείται με τη μεταγωγή και τη δρομολόγηση των κλήσεων και των δεδομένων προς τα εξωτερικά δίκτυα (PSTN, Internet, κλπ).



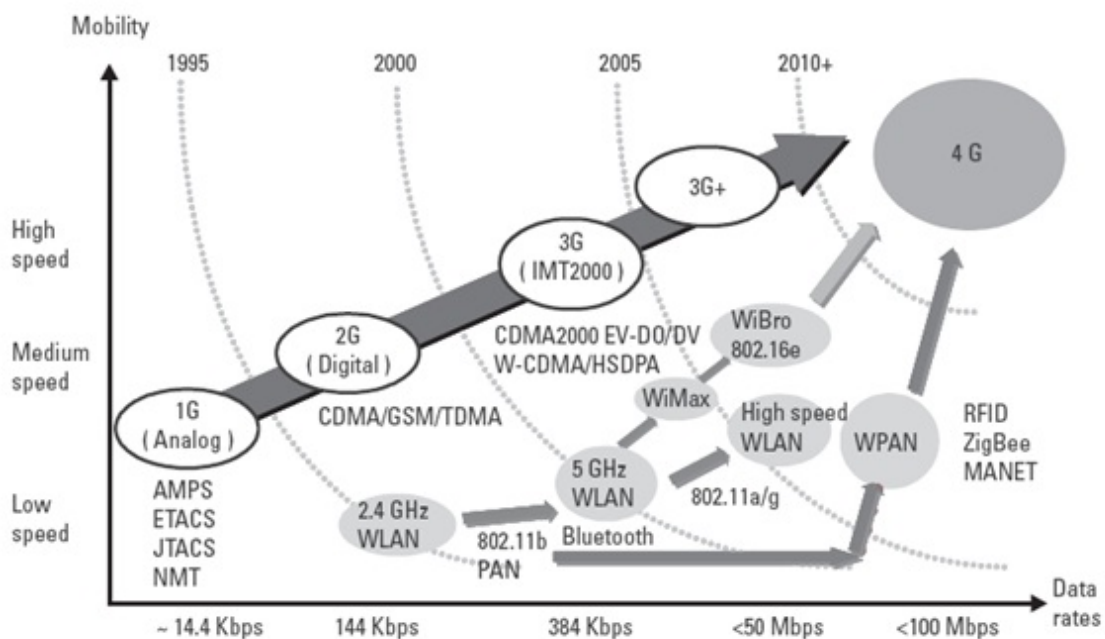
Σχήμα 1.5: Αρχιτεκτονική ενός τυπικού δικτύου UMTS

Βασικό στοιχείο του UTRAN είναι ο ελεγκτής ασύρματου δικτύου (Radio Network Controller, RNC) που είναι υπεύθυνος για την κατανομή των ασύρματων πόρων της περιοχής του αλλά και για την επιτυχή επικοινωνία με το CN. Για την αποτελεσματική σύνδεση του τερματικού με τον αντίστοιχο RNC σημαντικό ρόλο έχει ο σταθμός βάσης (Node B), ο οποίος μετατρέπει κατάλληλα τις ροές δεδομένων μεταξύ των UE και RNC. Στο σημείο αυτό (CN) διαπιστώνεται η διαφοροποίηση του UMTS από το GSM. Το UMTS μέσω του RNC διαχωρίζει την πληροφορία που αφορά υπηρεσίες τηλεφωνίας από την πληροφορία που αφορά μετάδοση δεδομένων. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η ενοποίηση των υπηρεσιών και ο ταυτόχρονος έλεγχός τους. Συνεπώς, στο CN υπάρχουν οι αντίστοιχες δομές με το UTRAN που ασχολούνται με τη δρομολόγηση στοιχείων δεδομένων μέσω μεταγωγής πακέτου, δηλαδή ο κόμβος υποστήριξης και εξυπηρέτησης GPRS (Serving GPRS Support Node, SGSN) και η αντίστοιχη πύλη προς τα εξωτερικά δίκτυα (Gateway GPRS Support Node, GGSN). Παράλληλα, για τις τηλεφωνικές υπηρεσίες παραμένουν ως έχουν οι MSC και GMSC, ενώ οι βάσεις δεδομένων τροποποιούνται κατάλληλα ώστε να εξυπηρετούν τη νέα δομή του δικτύου.

1.7 Σύγχρονες εξελίξεις στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών

Με την ανάπτυξη των κυψελωτών συστημάτων 3^{ης} γενιάς επιτεύχθηκε σε σημαντικό βαθμό η ολοκλήρωση των δικτύων καλύπτοντας μεγάλο μέρος της επιφάνειας της Γης. Επόμενο

βήμα στην εξέλιξη των ασύρματων επικοινωνιών είναι η αρχιτεκτονική 4^{ης} γενιάς (4G Architecture), η οποία στοχεύει στην ολοκλήρωση δικτύων και υπηρεσιών και στην ταυτόχρονη σύγκλιση σταθερών και κινητών επικοινωνιών. Για την επίτευξη του στόχου αυτού είναι αναγκαία η αξιοποίηση των προηγούμενων τεχνολογιών των κινητών επικοινωνιών, ενώ εδραιώνεται η χρήση του Πρωτοκόλλου Διαδικτύου (Internet Protocol, IP) με σκοπό την αποτελεσματική επικοινωνία με τα σταθερά δίκτυα. Χαρακτηριστικές απαιτήσεις για τη μέγιστη ταχύτητα των δικτύων 4G είναι τα 100 Mbps για χρήστες υψηλής κινητικότητας και το 1 Gbps για χρήστες χαμηλής κινητικότητας [4g]. Η εξέλιξη των ασύρματων δικτύων χρονολογικά σε όρους ταχύτητας και βαθμού κινητικότητας απεικονίζεται στο κατωτέρω σχήμα.



Σχήμα 1.6: Διάγραμμα για την εξέλιξη των ασύρματων δικτύων και τεχνολογιών συναρτήσει του ρυθμού μετάδοσης και της κινητικότητας

Στο Σχήμα 1.6 φαίνεται η χρονολογική εξέλιξη των δικτύων καθώς και οι τεχνολογίες που χρησιμοποιήθηκαν εκάστοτε. Είναι εμφανής η τάση όλων των ασύρματων δικτύων, χαμηλής και υψηλής κινητικότητας, να συγκλίνουν προς την αρχιτεκτονική 4G. Στο σχήμα απεικονίζονται επίσης ασύρματα δίκτυα που γνωρίζουν μεγάλη ανάπτυξη τα τελευταία χρόνια, όπως το WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), το WiBro (Wireless Broadband) που ουσιαστικά είναι το Mobile WiMax, το MANET (Mobile Ad hoc Network) και το ZigBee, μια υποκατηγορία του Bluetooth, που ανήκει στα ασύρματα προσωπικά δίκτυα (Wireless Personal Area Networks, WPANs).

Επιπλέον, στην εξέλιξη των WLANs συνέβαλε σε σημαντικό βαθμό και η ανάπτυξη των συστημάτων MIMO. Συγκεκριμένα, η τεχνολογία αυτή εισήχθη το 2009 με το πρότυπο της IEEE 802.11n. Τα οφέλη από την εισαγωγή της καινοτομίας αυτής ήταν πολλαπλά, με

άμεσο κέρδος την εντυπωσιακή αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Έτσι, η τεχνολογία MIMO ερευνάται συνεχώς και έχει εισαχθεί και στην κινητή τηλεφωνία, κάτι που συμβάλλει στη σύγκλιση των δικτύων για την επίτευξη του στόχου της αρχιτεκτονικής 4G.

Παράλληλα με την έρευνα για αποδοτικές καινοτόμες τεχνολογίες που αφορούν τα ασύρματα συστήματα, αναπτύσσονται συνεχώς νέες εφαρμογές, οι οποίες γίνονται ολοένα και περισσότερο απαιτητικές. Αυτό σημαίνει ότι οι αναπτυσσόμενες τεχνολογίες και οι αντίστοιχες εφαρμογές έχουν σχέσεις αλληλεπίδρασης. Για παράδειγμα, οι εφαρμογές HDTV και DVB αποδίδουν πολύ καλύτερα σε δίκτυα 4G που υποστηρίζουν υψηλές ταχύτητες παρά σε δίκτυα παλαιότερου τύπου.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η υψηλή κινητικότητα αποτελεί ανασταλτικό παράγοντα για την υποστήριξη υπηρεσιών που απαιτούν υψηλή QoS. Για το λόγο αυτό πρέπει να γίνονται συμβιβασμοί μεταξύ κινητικότητας και ποιότητας υπηρεσίας. Από την άλλη πλευρά, όμως, και οι υπηρεσίες πρέπει να σχεδιάζονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να μπορούν να προσαρμοστούν στις ανάγκες και στις απαιτήσεις του εκάστοτε χρήστη. Ενδεικτικά για ένα κινητό χρήστη 4G που αναζητεί πληροφορίες για τις ταινίες που παίζονται στους πλησιέστερους προς αυτόν κινηματογράφους, το κινητό τερματικό του μπορεί να συνδεθεί σε διαφορετικά ασύρματα συστήματα, τα οποία μπορεί να περιλαμβάνουν σύστημα GPS (Global Positioning System) για τον εντοπισμό της θέσης του χρήστη, WLAN για τη λήψη περιλήψεων από τις ταινίες των πλησιέστερων κινηματογράφων, και σύστημα CDMA για την πραγματοποίηση τηλεφωνικής κλήσης προς έναν από τους κινηματογράφους. Στο παράδειγμα αυτό, ο χρήστης χρησιμοποιεί στην πραγματικότητα πολλαπλές ασύρματες υπηρεσίες, οι οποίες διαφέρουν ως προς την παρεχόμενη QoS, τις πολιτικές ασφάλειας, τις μεθόδους χρέωσης και τις εφαρμογές. Θα είναι σημαντικό βήμα, λοιπόν, για την εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών, η δυνατότητα παροχής τέτοιων ολοκληρωμένων υπηρεσιών με τα συστήματα 4G.

1.8 Αρχιτεκτονική 4G και εφαρμογές

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, λόγω των περιορισμών που προκύπτουν από το βαθμό κινητικότητας του χρήστη, οι υπηρεσίες προσφέρουν τη δυνατότητα στο χρήστη να επιλέγει την ποιότητα της υπηρεσίας που επιθυμεί. Για το σκοπό αυτό αναπτύχθηκε η τεχνική της πολυεπίπεδης κωδικοποίησης (Multi-Layer Coding, MLC). Η τεχνική αυτή οργανώνει την πληροφορία σε επίπεδα (στρώματα) σημαντικότητας ώστε κάθε χρήστης να λαμβάνει τον όγκο της πληροφορίας και συνεπώς την ανάλογη QoS που έχει συμφωνήσει με τον πάροχο της υπηρεσίας του. Έτσι, η σημαντικότερη πληροφορία τοποθετείται στα βασικά στρώματα και η υπόλοιπη πληροφορία σε υψηλότερα στρώματα.

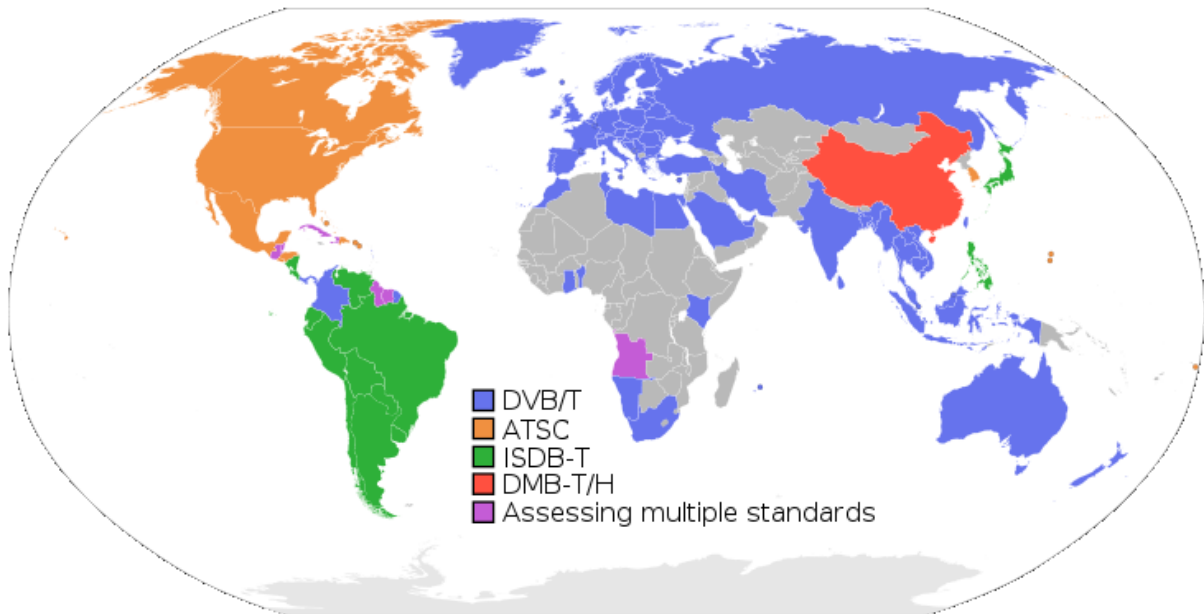
Η τεχνική της πολυεπίπεδης κωδικοποίησης της ψηφιακής πληροφορίας χρησιμοποιήθηκε τα τελευταία χρόνια για την κατασκευή δύο πολύ γνωστών προτύπων. Τα πρότυπα αυτά είναι το JPEG 2000, πρότυπο συμπίεσης εικόνας, και το MPEG-4, πρότυπο συμπίεσης ψηφιακού βίντεο. Η λειτουργία τους βασίζεται στην ανταλλαγή ρυθμού μετάδοσης και

βαθμού παραμόρφωσης της ψηφιακής πληροφορίας ώστε να καταστεί δυνατή η αποκωδικοποίησή της ακόμα και στην περίπτωση όπου δεν έχει ληφθεί όλη η απαιτούμενη πληροφορία. Η συγκεκριμένη τεχνική μάλιστα έχει προταθεί για εφαρμογή σε υπηρεσίες Internet και ιδιαίτερα σε εφαρμογές multicast και broadcast δαπανώντας μάλιστα μικρό αποθηκευτικό χώρο. [Kuo07]

Η οικογένεια προτύπων MPEG αποτέλεσε τη βάση για την ανάπτυξη του προτύπου Ψηφιακής Εκπομπής Βίντεο DVB. Το DVB είναι ουσιαστικά μια ομάδα διεθνών αναγνωρισμένων ανοικτών προτύπων (open standards) που χρησιμοποιούνται στην ψηφιακή τηλεόραση (digital television), ενώ χρησιμοποιείται και για την κωδικοποίηση του ήχου (audio coding). Το DVB ελέγχεται από τη διεθνή κοινοπραξία (consortium) κατασκευαστών DVB Project, το οποίο υπάγεται στο Ευρωπαϊκό Ινστιτούτο Τηλεπικοινωνιακών Προτύπων (European Telecommunications Standards Institute, ETSI), στην Ευρωπαϊκή Επιτροπή Ηλεκτροτεχνικής Τυποποίησης (European Committee for Electrotechnical Standardization, SENELEC) και στην Ευρωπαϊκή Ραδιοτηλεοπτική Ένωση (European Broadcasting Union, EBU). [dvvb]

Το DVB Project παρήγαγε πρότυπα σε πολλούς τομείς των τηλεπικοινωνιών. Στις δορυφορικές επικοινωνίες αναπτύχθηκαν τα πρότυπα DVB-S (DVB-Satellite), DVB-S2 (DVB-S Second Generation) και DVB-SH (DVB Satellite services to Handhelds), με το τελευταίο να υποστηρίζει κινητές δορυφορικές επικοινωνίες. Για την καλωδιακή τηλεόραση αναπτύχθηκαν τα DVB-C (DVB Cable) και DVB-C2 (DVB-C Second Generation). Για την επίγεια τηλεόραση αναπτύχθηκαν τα DVB-T (DVB Terrestrial) και DVB-T2 (DVB-T Second Generation), ενώ το αντίστοιχο πρότυπο για την υποστήριξη της κινητικότητας είναι το DVB-H (DVB Handheld). Πολλά από τα ανωτέρω πρότυπα χρησιμοποιήθηκαν στην ανάπτυξη της τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας HDTV, ενώ πρόσφατα αναπτύχθηκε πρότυπο για την τρισδιάστατη τηλεόραση, το DVB 3D-TV (DVB three dimensional TV).

Το πρότυπο DVB-T δημιουργήθηκε το 1997 και μεταδίδει συμπιεσμένο ψηφιακό ήχο και βίντεο με βάση την οικογένεια προτύπων MPEG. Επιπλέον, χρησιμοποιεί σχήμα ορθογώνιας πολυπλεξίας με διαίρεση συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) [dvbt]. Η παγκόσμια χρησιμοποίηση του DVB-T φαίνεται στο Σχήμα 1.7, όπου απεικονίζονται και αντίστοιχα πρότυπα με το DVB-T που βρίσκονται σε χρήση σήμερα. Όπως παρατηρείται, το πρότυπο DVB-T βρίσκει εφαρμογή και στην Ελλάδα. Η εξέλιξη του DVB-T, το DVB-T2, χρησιμοποιεί και αυτό διαμόρφωση OFDM, ενώ υποστηρίζεται τεχνολογικά από το πρότυπο συμπίεσης MPEG-4. Το DVB-T2, που προτυποποιήθηκε το 2007, χρησιμοποιεί εξελιγμένα σχήματα ελέγχου και διόρθωσης σφαλμάτων αλλά και την τεχνολογία πολλαπλών κεραιών εκπομπής και μίας κεραιάς λήψης (Multiple Input Single Output, MISO) [dvbt2]. Ωστόσο, υπάρχει ακόμη αρκετός δρόμος να διανυθεί προς την περαιτέρω ανάπτυξη και εξάπλωση του DVB-T2 καθώς αναπτύσσονται συνεχώς νέες τεχνολογίες και υπηρεσίες.



Σχήμα 1.7: Παγκόσμια κατανομή των προτύπων επίγειας ψηφιακής εκπομπής βίντεο

Η προτυποποίηση του DVB-H ολοκληρώθηκε το 2004 και συνέβαλε στην εδραίωση της κινητής τηλεόρασης (Mobile TV). Υποστηρίζει λειτουργίες διαπομπής από κυψέλη σε κυψέλη, χαρακτηριστικό που το καθιστά ανταγωνιστικό προς την τεχνολογία 3G. Ωστόσο, στο πλαίσιο της σύγκλισης των τεχνολογιών των δικτύων για την κατασκευή αρχιτεκτονικών 4G γίνονται προσπάθειες για την επίλυση των διαφορών που οφείλονται στην έλλειψη συμβατότητας των εμπλεκόμενων τεχνολογιών. Το 2007 αναπτύχθηκε το DVB-SH που αποτελεί υποκατηγορία του DVB-H για τις κινητές δορυφορικές επικοινωνίες (Land Mobile Satellite, LMS). Εξέλιξη του DVB-H αποτελεί το πρότυπο DVB-NGH (DVB Next Generation Handheld) που δημοσιεύτηκε από τον ETSI το 2011, ενώ οι πρώτες συσκευές που θα το υποστηρίζουν αναμένονται το 2013. [dvhb]

Χαρακτηριστικό παράδειγμα πεδίου εφαρμογής της τεχνικής MLC σε καινοτόμες εφαρμογές αποτελεί η κατηγορία των ψηφιακών συσκευών χειρός που υποστηρίζουν ευρυεκπομπή. Έτσι, αν το περιεχόμενο μιας υπηρεσίας DVB-H είναι υποσύνολο της DVB-T, είναι σκόπιμο να εξασφαλιστεί η ελάχιστη απαιτούμενη μετάδοση των δεδομένων για το DVB-H τοποθετώντας τα αντίστοιχα δεδομένα στα βασικά στρώματα. Ταυτόχρονα, το εναπομένον περιεχόμενο του DVB-T μεταδίδεται στο ίδιο εύρος ζώνης χρησιμοποιώντας τα υψηλότερα στρώματα, τα οποία είναι σχεδιασμένα να λαμβάνονται από δέκτες με μεγαλύτερες δυνατότητες. Συνεπώς, με χρήση αυτής της σχεδίασης επιτυγχάνεται η αποκωδικοποίηση της ελάχιστης απαιτούμενης πληροφορίας από συσκευές χειρός με μικρότερη πολυπλοκότητα και μικρότερη κατανάλωση ισχύος όπως το DVB-H. [Kuo07]

Ένα άλλο πεδίο εφαρμογής της MLC αποτελεί η Ψηφιακή Εκπομπή Ήχου DAB. Το πρότυπο αυτό χρησιμοποιείται κυρίως στην Ευρώπη, ενώ παγκοσμίως το έχουν υιοθετήσει περίπου 1000 σταθμοί εκπομπής. Ο λόγος για την περιορισμένη χρήση του προτύπου είναι το γεγονός ότι η ραδιοφωνία FM προσφέρει καλύτερη ποιότητα στο χρήστη σε σχέση με το

DAB. Ωστόσο, η ανάπτυξη του DAB+ το 2007, το οποίο είναι μη συμβατό με τον προκάτοχό του, αναμένεται να δημιουργήσει νέες προοπτικές για το ψηφιακό ήχο. [dab]

1.9 Βιβλιογραφία

- [Θεο08] Μ. Ε. Θεολόγου, “Δίκτυα Κινητών & Προσωπικών Επικοινωνιών”, Εκδόσεις Τζιόλα, 1^η έκδοση, 2008
- [Kuo07] Chih-Hung Kuo, C.-C. Jay Kuo, “An Embedded Space-Time Coding (STC) Scheme for Broadcasting”, IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 53, no. 1, March 2007
- [bbc] <http://www.bbc.co.uk/news/10569081>
- [4g] <http://en.wikipedia.org/wiki/4G>
- [dvb] http://en.wikipedia.org/wiki/Digital_Video_Broadcasting
- [dvbt] <http://en.wikipedia.org/wiki/DVB-T>
- [dvbt2] <http://en.wikipedia.org/wiki/DVB-T2>
- [dvbh] <http://en.wikipedia.org/wiki/DVB-H>
- [dab] http://en.wikipedia.org/wiki/Digital_Audio_Broadcasting

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ MIMO ΚΑΙ ΧΩΡΟΧΡΟΝΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

2.1. Εισαγωγή

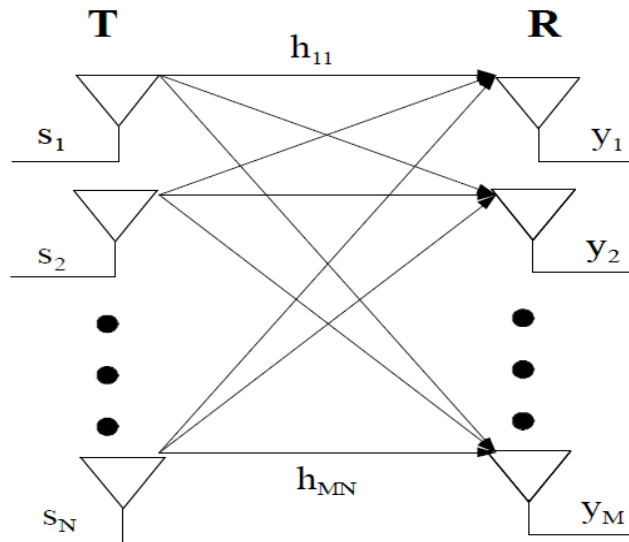
Τις τελευταίες δεκαετίες οι ασύρματες επικοινωνίες συγκέντρωσαν το ενδιαφέρον αρκετών ερευνητών που εστίασαν τις προσπάθειές τους στη βελτίωση της παρεχόμενης QoS. Προς την κατεύθυνση αυτή σημαντικό βήμα εξέλιξης αποτέλεσε η ανάπτυξη των συστημάτων MIMO. Η τεχνολογία αυτή αναφέρεται στη χρησιμοποίηση περισσότερων της μίας κεραιών είτε στον πομπό είτε στο δέκτη και αποτελεί εξέλιξη των συμβατικών συστημάτων μιας κεραιάς εκπομπής και μιας κεραιάς λήψης (Single Input Single Output, SISO).

Η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης σε συνδυασμό με τη βελτίωση της αξιοπιστίας που προσφέρουν τα συστήματα MIMO οδήγησαν στην εισαγωγή τους σε αρκετά σύγχρονα πρωτόκολλα. Η γνωστότερη εφαρμογή των συστημάτων MIMO εμφανίζεται στο πρότυπο 802.11n (WiFi). Το σημαντικότερο κέρδος από αυτή την καινοτομία αποτέλεσε η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης στα 108 Mbps σε σύγκριση με τις παλαιότερες εκδόσεις WLAN, 802.11b και 802.11a/g που υποστήριζαν ρυθμούς μετάδοσης της τάξεως των 11 και 54 Mbps, αντίστοιχα. Επιπλέον, συστήματα MIMO έχουν εισαχθεί σε τεχνολογίες 3.5G και WiMax, ενώ μελετάται η προοπτική ενσωμάτωσής τους στα πρότυπα IEEE 802.15 WPAN (Bluetooth), IEEE 802.20 MBWA (Mobile Broadband Wireless Access), BVD-T2 και DVB-NGH. Αξίζει να σημειωθεί ότι η εφαρμογή των συστημάτων MIMO στα πρότυπα IEEE 802.16d/e WiMax έχει ως αποτέλεσμα τον τετραπλασιασμό της περιοχής ραδιοκάλυψης διατηρώντας την ίδια ισχύ εκπομπής με αντίστοιχα συστήματα SISO. [Κωτ11]

2.2 Πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO

Τα οφέλη που αποκομίζονται από την εφαρμογή ενός συστήματος MIMO αναδεικνύονται μέσω της σύγκρισης με το ισοδύναμο σύστημα SISO. Τα δύο συστήματα ορίζονται ως ισοδύναμα μεταξύ τους όταν η συνολική ισχύς που αποδίδεται στα σύμβολα προς μετάδοση σε κάθε περίοδο εκπομπής είναι ίδια για τα δύο συστήματα, δεσμεύουν ισοδύναμο εύρος ζώνης ραδιοσυχνοτήτων και λειτουργούν στο ίδιο περιβάλλον διάδοσης. Επιπλέον, γίνεται η παραδοχή ότι η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη είναι μηδενική. Αυτό σημαίνει ότι οι βαθμίδες επεξεργασίας του δεν προσθέτουν επιπλέον θόρυβο στο σήμα λήψης. Επομένως, η επίδραση των κυκλωμάτων του δέκτη στο σηματοθορυβικό λόγο (Signal-to-Noise Ratio, SNR) δεν λαμβάνεται υπόψη.

Για την ευκολότερη ανάλυση των συστημάτων MIMO παρατίθεται το Σχήμα 2.1 όπου εικονίζονται όλες οι διαδρομές των σημάτων από τις N κεραίες εκπομπής προς τις M κεραίες λήψης. Ως διαδρομή ij μεταξύ μιας κεραίας εκπομπής j και μιας κεραίας λήψης i ορίζεται η νοητή πορεία που ακολουθεί κατά τη διάδοσή του το κύμα που εκπέμπεται από την κεραία εκπομπής j και λαμβάνεται από την κεραία λήψης i .



Σχήμα 2.1: Σύστημα MIMO διαστάσεων $N \times M$

Τα οφέλη που αποκομίζονται από την εφαρμογή των συστημάτων MIMO έναντι των αντίστοιχων SISO αποτιμώνται μέσω των ακόλουθων μέτρων

- Κέρδος Διάταξης (Array Gain, AG)
- Κέρδος Διαφορισμού ή Διαφορικό Κέρδος (Diversity Gain, DG)
- Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain, SMG)

και αναλύονται εκτενώς στις επόμενες ενότητες.

2.2.1 Κέρδος Διάταξης

Στα σύγχρονα ψηφιακά συστήματα αποτελεί συνήθη τεχνική η προσάρτηση πλεονάζουσας πληροφορίας στον αρχικό συρμό δεδομένων (bitstream) με στόχο τη συσχέτιση των συμβόλων ώστε να μειωθεί η δυσχερής επίδραση του διαύλου στο συνολικό σήμα. Το πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής αποτιμάται μέσω του κέρδους κωδικοποίησης (Coding Gain, CG), το οποίο αναφέρεται στη μείωση του σηματοθορυβικού λόγου που απαιτείται για την επίτευξη της επιθυμητής πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου (Bit Error Probability, BER) στο δέκτη. Ωστόσο, τα συστήματα MIMO εκμεταλλεύονται την ανάπτυξη των

σημάτων χωροχρονικής κωδικοποίησης (Space-Time Coding, STC) για την περαιτέρω μείωση του απαιτούμενου σηματοθορυβικού λόγου. Το κέρδος διάταξης επιτυγχάνεται αξιοποιώντας τη διάταξη MIMO με κατάλληλη κατανομή των συμβόλων τόσο στις περισσότερες της μίας κεραιές εκπομπής όσο και σε περισσότερες χρονικές περιόδους ώστε να καταστεί η πληροφορία περισσότερο ανθεκτική σε ενδεχόμενες διαλείψεις που εισάγει ο δίαυλος. Πλέον, για την επίτευξη της ίδιας πιθανότητας λάθους, ο σηματοθορυβικός λόγος που απαιτείται για ένα σύστημα MIMO είναι μικρότερος από τον αντίστοιχο του συστήματος SISO, καταλήγοντας στη μαθηματική διατύπωση του κέρδους διάταξης

$$AG = \frac{SNR_{SISO}}{SNR_{MIMO}}, \quad (2.1)$$

όπου με SNR_{SISO} (SNR_{MIMO}) συμβολίζεται ο σηματοθορυβικός λόγος του συστήματος SISO (MIMO) θεωρώντας ότι τα δύο συστήματα επιτυγχάνουν τον ίδιο βαθμό αξιοπιστίας όσον αφορά την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου.

Για την επίτευξη κέρδους διάταξης σε ένα σύστημα MIMO απαιτείται η γνώση των χαρακτηριστικών του διαύλου στο δέκτη ή και στον πομπό που έχουν σχέση με τις αποσβέσεις και τις διαλείψεις που ο δίαυλος εισάγει στα διαδιδόμενα κύματα. Ωστόσο, η απόκτηση γνώσης του διαύλου στον πομπό προϋποθέτει την ύπαρξη ζεύξης επιστροφής (reverse link), κάτι που καθιστά το σύστημα αρκετά πολύπλοκο.

2.2.2 Κέρδος Διαφορισμού

Ένα βασικό πρόβλημα που εμφανίζουν ορισμένοι τύποι τηλεπικοινωνιακών διαύλων είναι οι διαλείψεις. Οι διαλείψεις αναφέρονται στις τυχαίες μεταβολές της ισχύος των διαδιδόμενων κυμάτων, γεγονός που συνεπάγεται τη μεταβολή του πλάτους και της φάσης του σήματος λήψης. Ενώ στα συστήματα SISO οι διαλείψεις δυσχεραίνουν την ορθή αποκωδικοποίηση στο δέκτη, η τεχνολογία MIMO χρησιμοποιεί τις $N \cdot M$ εναλλακτικές διαδρομές που, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1, προσφέρει ο δίαυλος για την αντιστάθμιση των διαλείψεων. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται διαφορικό κέρδος για το σύστημα μέσω του κατάλληλου συνδυασμού των διαφορετικών αντιγράφων του σήματος που λαμβάνονται από τις κεραιές λήψης. Ωστόσο, η επίτευξη διαφορικού κέρδους εξαρτάται από το βαθμό ανεξαρτησίας των $N \cdot M$ διαδρομών. Υπό τον όρο ανεξάρτητες διαδρομές υποδηλώνεται η ύπαρξη διαφορετικής έκτασης διαλείψεων σε κάθε διαδρομή ώστε τα διάφορα σήματα λήψης να είναι μεταξύ τους ασυσχέτιστα. Για το σκοπό αυτό πρέπει οι κεραιές εκπομπής, όπως και οι κεραιές λήψης, να απέχουν αρκετά μεταξύ τους. Οι αποστάσεις αυτές είναι συνήθως 10λ για τις κεραιές εκπομπής και $\lambda/2$ για τις κεραιές λήψης υποθέτοντας την ύπαρξη πολλών σκεδαστών κοντά στις κεραιές λήψης [Κων08]. Το

μέγιστο διαφορικό κέρδος επιτυγχάνεται όταν όλες οι δυνατές διαδρομές μεταξύ πομπού και δέκτη είναι πλήρως ανεξάρτητες και είναι ίσο με το γινόμενο των κεραιών $N \cdot M$.

Από τα ανωτέρω γίνεται φανερό ότι το μέγεθος του διαφορικού κέρδους εξαρτάται από τον τρόπο συνδυασμού των διαφορετικών εκδοχών του σήματος στο δέκτη καθώς και από τον τύπο του διαύλου. Όσο περισσότερο ανεξάρτητες είναι οι εκδοχές του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης τόσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος διαφορισμού που επιτυγχάνεται. Έτσι, αυξάνεται ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη και μειώνεται η πιθανότητα λάθους κατά την αποκωδικοποίηση της πληροφορίας, εφόσον τα δυο μεγέθη συνδέονται μέσω της σχέσης

$$BEP = D(SNR), \quad (2.2)$$

όπου D είναι φθίνουσα συνάρτηση που εξαρτάται από το σχήμα διαμόρφωσης που έχει επιλεγεί.

Επιπλέον, η διαφορικότητα εμφανίζεται σε περιβάλλοντα τα οποία είναι πλούσια σε σκεδαστές (rich scattering). Αυτό οφείλεται στο γεγονός της ανεξαρτητοποίησης των εναλλακτικών διαδρομών λόγω της ύπαρξης σκεδαστών, όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Συνεπώς, διαφορικό κέρδος επιτυγχάνεται σε αστικά περιβάλλοντα όπου είναι πιθανή η επιτυχής αποσυσχέτιση των σημάτων, ενώ σε ανοικτά περιβάλλοντα τα συστήματα MIMO έχουν ως στόχο την επίτευξη κέρδους διάταξης. Είναι φανερό ότι ο σχεδιαστής του συστήματος πρέπει να λάβει υπόψη του όλα τα χαρακτηριστικά του διαύλου ώστε να επιλεγεί η κατάλληλη κάθε φορά τεχνολογία.

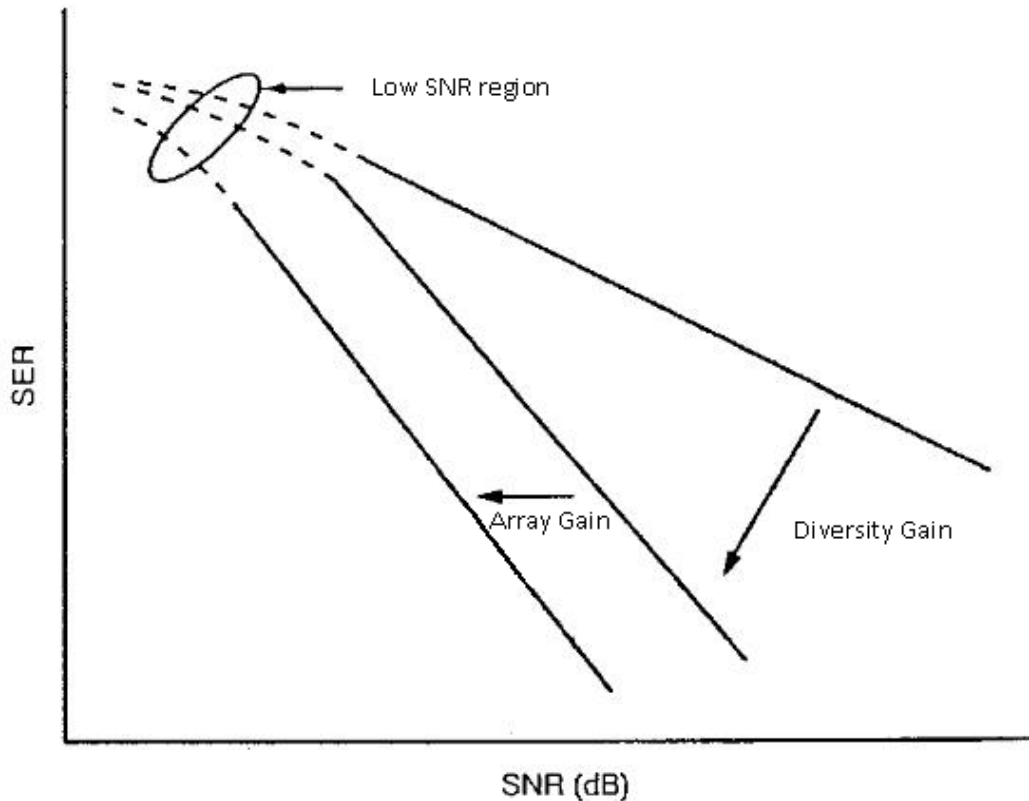
2.2.3 Σύγκριση Κέρδους Διαφορισμού και Κέρδους Διάταξης

Η επίτευξη των κερδών διαφορισμού και διάταξης οδηγεί σε μείωση του απαιτούμενου σηματοθορυβικού λόγου λήψης για την επίτευξη συγκεκριμένης πιθανότητας λάθους. Ωστόσο, τα δύο κέρδη επιδρούν με διαφορετικό τρόπο στο ποσοστό λανθασμένων συμβόλων (Symbol Error Ratio, SER) του δέκτη. Συγκεκριμένα:

$$SER(SNR) = D(SNR + AG) \quad (2.3. \alpha)$$

$$SER(SNR) = D(F_{DG}(SNR)), \quad (2.3. \beta)$$

όπου D είναι η προηγούμενη φθίνουσα συνάρτηση κατάλληλα τροποποιημένη ώστε να υπολογίζει το SER και F_{DG} είναι αύξουσα συνάρτηση για τον υπολογισμό της επίδρασης του διαφορικού κέρδους στην κλίση της καμπύλης. Η (2.3.β) καταδεικνύει το γεγονός ότι αύξηση του SNR προκαλεί αύξηση του διαφορικού κέρδους με συνέπεια την περαιτέρω μείωση του SER. Αντίθετα, από τη (2.3.α) συμπεραίνεται ότι το κέρδος διάταξης είναι ανεξάρτητο του SNR προκαλώντας παράλληλη ολίσθηση στην καμπύλη $SER(SNR)$ προς τα αριστερά. Τα ανωτέρω συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν από το Σχήμα 2.2, όπου απεικονίζεται η επίδραση των δύο κερδών στο $SER(SNR)$.



Σχήμα 2.2: Επίδραση των κερδών διαφορισμού και διάταξης στο ποσοστό λανθασμένων συμβόλων $SER(SNR)$

2.2.4 Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας

Τα συστήματα MIMO προσφέρουν τη δυνατότητα αύξησης του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων αποστέλλοντας διαφορετικά σύμβολα ταυτόχρονα από τις περισσότερες της μίας κεραιές εκπομπής. Η αύξηση της χωρητικότητας στα συστήματα αυτά για το ίδιο εύρος ζώνης και την ίδια συνολική ισχύ εκπομπής σε σχέση με τα ομόλογα συστήματα SISO αποτιμάται μέσω του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain, SMG). Για να επιτευχθεί το SMG πρέπει οι διαδρομές του σήματος να είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους, όπως απαιτείται και για την επίτευξη διαφορικού κέρδους. Μάλιστα, όσο λιγότερο εξαρτημένες είναι μεταξύ τους οι $N \cdot M$ διαδρομές τόσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας που επιτυγχάνεται. Το μέγιστο SMG είναι ίσο με το πλήθος των διαφορετικών ζευγών των κεραιών εκπομπής-λήψης, δηλαδή είναι ίσο με $\min(N, M)$. Ωστόσο, ακόμη και στην περίπτωση κατά την οποία παρατηρείται μερική συσχέτιση, επιτυγχάνεται κέρδος χωρικής πολυπλεξίας κάποιου βαθμού, αλλά όχι το μέγιστο.

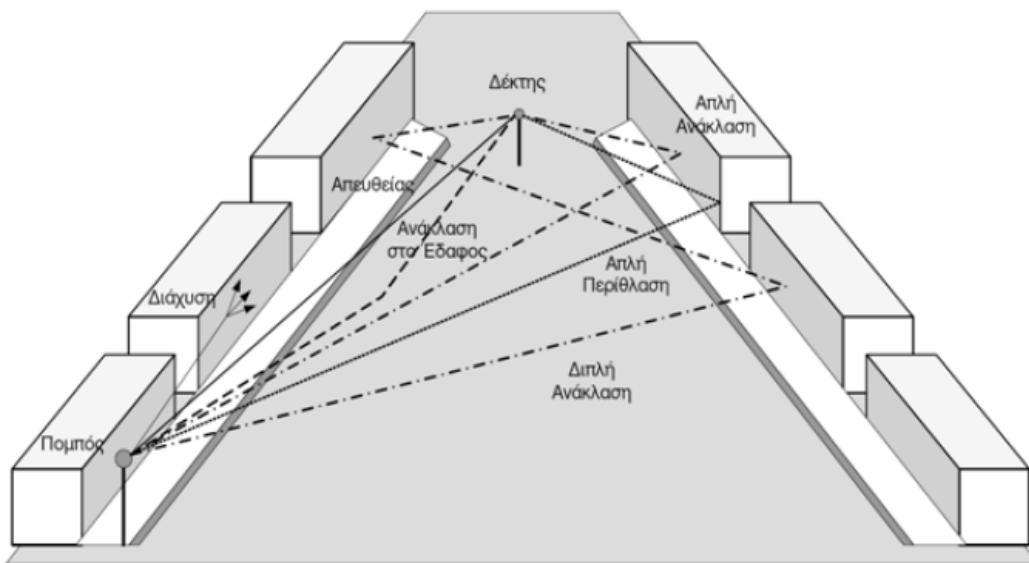
2.3 Μείωση Παρεμβολών

Στις ασύρματες επικοινωνίες είναι έντονη η παρουσία παρεμβολών καθώς ο δίαυλος είναι κοινός για όλα τα συστήματα. Συνεπώς, κάθε σύστημα χρησιμοποιεί συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων όπου είναι ενδεχόμενη η εμφάνιση ομοδιαυλικής παρεμβολής (co-channel interference). Η τελευταία αφορά την αναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων από το ίδιο σύστημα ή γειτονικά συστήματα όπως απαιτείται για αποδοτική χρήση του φάσματος. Ωστόσο, με την εισαγωγή των συστημάτων MIMO γίνεται δυνατή η επίτευξη διαφορισιμότητας ώστε να αποσυσχετισθεί το επιθυμητό σήμα από το σήμα παρεμβολής. Βέβαια, για να μειωθούν οι παρεμβολές πρέπει να είναι γνωστός ο δίαυλος του επιθυμητού σήματος. Έτσι, πραγματοποιείται η ακύρωση της παρεμβολής (interference cancellation), κάτι που επιτυγχάνεται με χρήση έξυπνων κεραιών (smart antennas), οι οποίες χρησιμοποιούν ειδικά διαμορφωμένους κατευθυντικούς λοβούς.

Μια άλλη τεχνική για τη μείωση των παρεμβολών είναι η εισαγωγή των συστημάτων MIMO για πολλαπλούς χρήστες (MIMO-MultiUser, MIMO-MU). Η τεχνολογία αυτή ταυτίζεται με την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση χώρου (Space Division Multiple Access, SDMA), η οποία περιγράφει τη διαίρεση της περιοχής κάλυψης σε τομείς (sectors). Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται στο ελάχιστο η παρεμβολή ανάμεσα σε διαφορετικούς τομείς. Επιπλέον, καθίσταται δυνατή η αναχρησιμοποίηση συχνοτήτων σε μικρότερες αποστάσεις. Αυτό οδηγεί σε αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος.

2.4 Ασύρματος Δίαυλος

Οι απώλειες διάδοσης σε ένα ασύρματο δίαυλο οφείλονται κατά κύριο λόγο στη σφαιρική διάδοση των κυμάτων. Παράλληλα, σε σύνθετο περιβάλλον ένα κύμα υφίσταται ενδεχόμενη ανάκλαση (reflection), διάχυση (diffusion) ή περίθλαση (diffraction), φαινόμενα που περιγράφονται συνδυαστικά υπό τον όρο σκέδαση (scattering). Τα φαινόμενα αυτά αποτελούν την αιτία που το σήμα υφίσταται περαιτέρω απώλειες διάδοσης και διαλείψεις. Μια τυπική αναπαράσταση των ανωτέρω φαινομένων απεικονίζεται στο Σχήμα 2.3. [Κων08]



Σχήμα 2.3: Διάδοση κυμάτων σε σύνθετο περιβάλλον

2.4.1 Απώλειες Διάδοσης

Η ισχύς λήψης P_r ενός σήματος που μεταδόθηκε σε ελεύθερο χώρο (free space) δίνεται από την εξίσωση του Friis

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r, \quad (2.4)$$

όπου P_t η ισχύς εκπομπής, λ το μήκος κύματος, d η απόσταση των κεραιών εκπομπής-λήψης και G_t, G_r είναι τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Από τη (2.4) προκύπτει το κλάσμα των απωλειών διάδοσης ελεύθερου χώρου

$$L_{fs} = \frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2.5)$$

που γράφεται σε dB υπό τη μορφή

$$L_{fs}(dB) = -32.44 + 10 \log G_t + 10 \log G_r - 20 \log(f) - 20 \log(d), \quad (2.6)$$

όπου η συχνότητα f εκφράζεται σε MHz και η απόσταση d μεταξύ πομπού και δέκτη σε km.

2.4.2 Σκίαση

Εκτός από τις ντετερμινιστικές απώλειες διάδοσης της ενότητας 2.4.1, ένα κύμα διάδοσης υπόκειται επίσης σε τυχαίες μεταβολές που ενδεχομένως οφείλονται σε αλλαγές που συντελούνται στο περιβάλλον διάδοσης (στις επιφάνειες ανάκλασης και τους σκεδαστές που παρεμβάλλονται). Οι συνολικές απώλειες διάδοσης είναι ευρύτερα γνωστές υπό τον όρο σκίαση (shadowing) και ανήκουν στην κατηγορία απωλειών διάδοσης μεγάλης κλίμακας. Για την περιγραφή της σκίασης χρησιμοποιείται η λογαριθμοκανονική κατανομή (lognormal distribution). Έτσι, η τυχαία μεταβλητή του λόγου της ισχύος εκπομπής προς την ισχύ λήψης, $\psi = P_t/P_r$, ακολουθεί κατανομή με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Probability Density Function, PDF) [Κωτ11]

$$p_{\psi}(\psi) = \frac{\xi}{\sigma_{\psi_{dB}} \psi \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(\psi_{dB} - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2} \right], \quad \psi > 0 \quad (2.7)$$

όπου $\xi = 10/\ln 10$ και $\mu_{\psi_{dB}}$ και $\sigma_{\psi_{dB}}$ η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση της μεταβλητής $\psi_{dB} = 10 \log \psi$ σε dB. Η μέση τιμή στην ανωτέρω εξίσωση εκφράζει τη μέση απώλεια της ζεύξης όπως περιγράφηκε από τη (2.6).

2.4.3 Διαλείψεις

Οι διαλείψεις (fading) αποτελούν γενικό όρο που περιγράφει τις ταχείες μεταβολές που παρατηρούνται στο πλάτος, τη φάση και τη συχνότητα του σήματος σε μικρές αποστάσεις ή σε μικρά χρονικά διαστήματα. Για το λόγο αυτό, οι διαλείψεις συχνά χαρακτηρίζονται και ως απώλειες διάδοσης μικρής κλίμακας. Μάλιστα, οι τελευταίες υπερτίθενται στις απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας που περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα.

Οι αιτίες εμφάνισης των διαλείψεων είναι η χρονική διασπορά του σήματος λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης (multipath propagation) και η χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω μετατόπισης του δέκτη και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση. Οι διαλείψεις, στην περίπτωση που η μετάδοση γίνεται μόνο μέσω πολυδιαδρομικών συνιστωσών, περιγράφονται από την κατανομή Rayleigh με PDF [Κωτ11]

$$p_z(z) = \frac{2z}{\bar{P}_r} \exp \left[-\frac{z^2}{\bar{P}_r} \right] = \frac{z}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{z^2}{2\sigma^2} \right], \quad z \geq 0 \quad (2.8)$$

όπου $\bar{P}_r = 2\sigma^2$ είναι η μέση ισχύς του σήματος λήψης, δηλαδή ισχύς λήψης όταν λαμβάνονται υπόψη μόνο οι απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας. Στην περίπτωση κατά την οποία υπάρχει ισχυρή απευθείας συνιστώσα, οι διαλείψεις περιγράφονται από την κατανομή Rice με PDF [Κωτ11]

$$p_z(z) = \frac{2z(K+1)}{\bar{P}_r} \exp \left[-K - \frac{(K+1) \cdot z^2}{\bar{P}_r} \right] I_0 \left(2z \sqrt{\frac{K \cdot (K+1)}{\bar{P}_r}} \right), \quad (2.9)$$

όπου \bar{P}_r είναι η μέση ισχύς του σήματος λήψης που έχει υποστεί διαλείψεις Rice και $I_0(x)$ είναι η μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel που ορίζεται ως

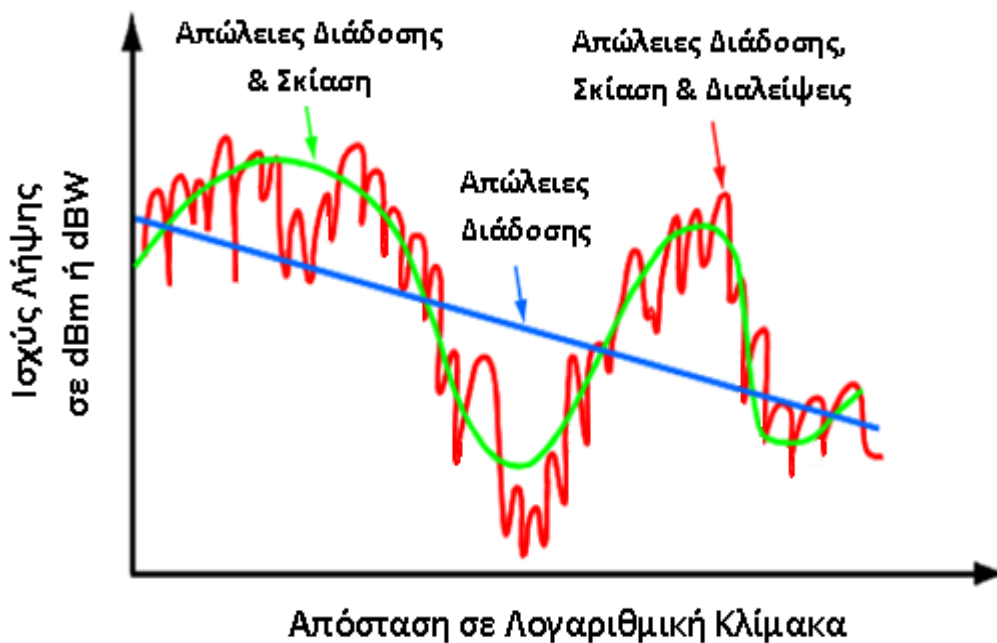
$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-x \cos \theta} d\theta \quad (2.10)$$

Ο παράγοντας K της (2.9) ονομάζεται παράγοντας Rice και ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος του σήματος που φθάνει απευθείας στο δέκτη προς εκείνη των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που φθάνουν μέσω πολυδιαδρομικής διάδοσης, δηλαδή

$$K = \frac{P_{LOS}}{P_{NLOS}} \quad (2.11)$$

όπου P_{LOS} είναι η ισχύς της απευθείας συνιστώσας και P_{NLOS} η ισχύς των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Όταν η τιμή του K είναι μηδενική, ο δίαυλος Rice μετατρέπεται σε δίαυλο Rayleigh και η (2.9) μεταπίπτει στη (2.8).

Μια τυπική εικόνα των διαλείψεων που περιγράφηκαν καθώς και των απωλειών διάδοσης μεγάλης κλίμακας υπολογίζοντας τη στιγμιαία ισχύ λήψης συναρτήσει της απόστασης φαίνεται στο Σχήμα 2.4.



Σχήμα 2.4: Εξάρτηση των απωλειών διάδοσης, της σκίασης και των απωλειών διάδοσης μικρής κλίμακας (διαλείψεις) από το μήκος μιας ζεύξης

Για κάθε εφαρμογή οι προδιαγραφές λειτουργίας των κινητών τερματικών έχουν θέσει όρια ελάχιστης ισχύος λήψης ώστε να διασφαλίζεται η ομαλή διεξαγωγή των επικοινωνιών. Όταν η στιγμιαία ισχύς μειωθεί κάτω από τα όρια αυτά, ο δίαυλος βρίσκεται υπό καθεστώς ισχυρών διαλείψεων (deep fade). Για την πρόληψη του φαινομένου αυτού, οι σχεδιαστές των συστημάτων έχουν θέσει εξ αρχής ένα περιθώριο διαλείψεων (fade margin) της τάξης των 5-20 dB. Αυτό σημαίνει ότι η ισχύς του σήματος λήψης μπορεί να μειωθεί στο ποσοστό που ορίζει το περιθώριο διαλείψεων χωρίς το σύστημα να τεθεί εκτός λειτουργίας, κάτι που οφείλεται στην υποχώρηση του SNR κάτω από μια συγκεκριμένη τιμή-κατώφλι (threshold value). Ωστόσο, για την αποτελεσματικότερη αντιμετώπιση των διαλείψεων έχουν εισαχθεί διάφορες τεχνικές, όπως η διαφορική λήψη, η κωδικοποίηση με διεμπλοκή (coding-interleaving), προσαρμοστικές τεχνικές διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (Adaptive Coding & Modulation, ACM) και οι διάφορες εκδοχές της τεχνολογίας MIMO.

Μια άλλη κατηγοριοποίηση των διαλείψεων αφορά την επίδρασή τους στην ποιότητα του σήματος ανάλογα με το φασματικό περιεχόμενο της πληροφορίας. Έτσι, διακρίνονται οι επίπεδες διαλείψεις (flat fading) και οι διαλείψεις που είναι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading). Οι επίπεδες διαλείψεις προκαλούνται από διαύλους των οποίων η φύση είναι τέτοια ώστε τα φασματικά χαρακτηριστικά του σήματος να διατηρούνται και μετά τη διέλευσή του μέσω αυτών. Για το λόγο αυτό χαρακτηρίζονται ως μη επιλεκτικοί. Αντίθετα, οι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις προκαλούνται από διαύλους στους οποίους οι διάφορες φασματικές συνιστώσες του σήματος υφίστανται διαφορετική μεταχείριση κατά τη μετάδοσή τους σε αυτούς. Ως συνέπεια αυτού τα σύμβολα που μεταδίδονται υπόκεινται σε χρονική διασπορά, κάτι που οδηγεί σε διασυμβολική παρεμβολή (Inter Symbol Interference, ISI).

2.5 Το μαθηματικό μοντέλο MIMO

Έστω σύστημα MIMO με N κεραιές εκπομπής και M κεραιές λήψης. Το συνολικό σήμα που εκπέμπεται κατά τη διάρκεια μετάδοσης συμβόλου T_s έχει ισχύ εκπομπής ίση με P_s . Συμβολίζεται ως $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_N]^T$ το διάνυσμα των σημάτων που εκπέμπονται από τις κεραιές εκπομπής, όπου s_j το σήμα που εκπέμπεται από την j -οστή κεραία εκπομπής. Για το διάνυσμα αυτό ισχύει

$$E[\mathbf{s}^H \cdot \mathbf{s}] = P_s \quad (2.12)$$

Αντίστοιχα, ορίζεται το διάνυσμα των σημάτων λήψης ως $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_M]^T$, όπου y_i το σήμα που λαμβάνεται από την i -οστή κεραία λήψης. Η σχέση που συνδέει τα δύο διανύσματα είναι

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.13)$$

όπου

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

είναι ο πίνακας που περιγράφει τη συμπεριφορά του διαύλου, διαστάσεων $M \times N$ και \mathbf{n} το διάνυσμα του θορύβου που εισάγει ο δίαυλος, μεγέθους $M \times 1$, όπως αποτιμάται στην είσοδο του αποκωδικοποιητή του δέκτη.

Ο θόρυβος \mathbf{n} θεωρείται λευκός, αθροιστικός που ακολουθεί την κανονική κατανομή (Additive White Gaussian Noise, AWGN) με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση N_0 , δηλαδή

$$E[\mathbf{n}^H \cdot \mathbf{n}] = N_0 \cdot \mathbf{I}_M \quad (2.15)$$

Τα στοιχεία h_{ij} του πίνακα \mathbf{H} είναι τα τυχαία λόγω διαλείψεων κέρδη διαύλου μεταξύ κάθε κεραίας εκπομπής j και κάθε κεραίας λήψης i . Το αντίστοιχο κέρδος ισχύος εκφράζεται ως

$$g_{ij} = E[|h_{ij}|^2] \quad (2.16)$$

Κανονικοποιώντας τα στοιχεία του πίνακα του διαύλου ως προς την ισχύ εκπομπής P_s , ισχύει

$$g_{ij,max} = 1 \quad (2.17)$$

Σε ένα σύστημα MIMO τα κύματα που εκπέμπουν οι κεραίες του πομπού φθάνουν στις κεραίες του δέκτη κατά δύο τρόπους. Το είδος διάδοσης κατά το οποίο μεταξύ των νοητών ευθειών που ενώνουν τις κεραίες του πομπού με τις κεραίες του δέκτη δεν παρεμβάλλονται σκεδαστές ονομάζεται μετάδοση οπτικής επαφής (Line Of Sight, LOS). Τμήμα των κυμάτων λήψης φθάνει μέσω αυτής της ανεμπόδιστης διαδρομής στο δέκτη, συνιστώντας τον πρώτο τρόπο μετάδοσης του σήματος από τον πομπό στο δέκτη. Επίσης, στο δέκτη φθάνουν σήματα και μέσω πολυδιαδρομικής διάδοσης συνιστώντας το δεύτερο τρόπο διάδοσης κυμάτων στο δίαυλο. Έτσι, ακόμη και όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή, στις κεραίες λήψης φθάνει σήμα, φαινόμενο που ονομάζεται μετάδοση μη οπτικής επαφής (Non Line Of Sight, NLOS). Με βάση τα προηγούμενα, ο πίνακας του διαύλου \mathbf{H} γράφεται ως άθροισμα δύο υποπινάκων

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{P_{LOS}}{P_s}} \cdot \mathbf{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{P_{NLOS}}{P_s}} \cdot \mathbf{H}_{NLOS} \quad (2.18)$$

Τα στοιχεία του υποπίνακα \mathbf{H}_{LOS} είναι τα κέρδη των αντίστοιχων συνιστωσών οπτικής επαφής κανονικοποιημένων ως προς το ποσοστό ισχύος P_{LOS} του συνολικού σήματος P_s που εκπέμπεται από τον πομπό μέσω οπτικής επαφής. Η ισχύς αυτή εξαρτάται από τα κέρδη των κεραίων και τις απώλειες ελεύθερου χώρου (Free Space Loss, FSL). Θεωρώντας

την περίπτωση διαύλου σταθερού ως προς το χρόνο και ότι οι αποστάσεις μεταξύ των κεραιών του πομπού και μεταξύ των κεραιών του δέκτη είναι αμελητέες σε σχέση με την απόσταση πομπού και δέκτη, οι κεραιές του δέκτη λαμβάνουν όλα τα εκπεμπόμενα σήματα με μοναδιαίο κέρδος διαύλου, δηλαδή

$$\mathbf{H}_{LOS} = \mathbf{1}_{M,N} \quad (2.19)$$

Τα στοιχεία του υποπίνακα \mathbf{H}_{NLOS} είναι τα κέρδη για τα σήματα που φθάνουν στο δέκτη μέσω των διαδρομών NLOS κανονικοποιημένα ως προς το ποσοστό ισχύος P_{NLOS} του συνολικού σήματος που φθάνει στο δέκτη από τις διαδρομές NLOS. Επειδή τα σήματα αυτά φθάνουν καθυστερημένα σε σχέση με τα απευθείας σήματα, τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H}_{NLOS} εμφανίζουν καθυστέρηση φάσης σε σχέση με τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H}_{LOS} . Η σχέση που συνδέει τις ισχύς είναι

$$P_s = P_{LOS} + P_{NLOS} \quad (2.20)$$

Η περιβάλλουσα του συνολικού σήματος που φθάνει στο δέκτη ακολουθεί την κατανομή Rice. Συνδυάζοντας τις (2.20) και (2.11), η (2.18) γράφεται [PND03]

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \cdot \mathbf{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \cdot \mathbf{H}_{NLOS} \quad (2.21)$$

Από τις σχέσεις (2.11) και (2.21) προκύπτει ότι, όταν ο διάυλος είναι ελεύθερος από σκεδαστές, ο πίνακας του διαύλου ταυτίζεται με τον υποπίνακα \mathbf{H}_{LOS} ($K \rightarrow \infty$), οπότε ο διάυλος περιγράφεται ως διάυλος AWGN και ονομάζεται διάυλος μόνο οπτικής επαφής διαθέτοντας μόνο απευθείας συνιστώσες. Αντίθετα, όταν οι σκεδαστές στο διάυλο μηδενίζουν τη συνιστώσα LOS, δηλαδή συναντώνται αδιαφανή για το κύμα εμπόδια στη νοητή ευθεία που ενώνει τον πομπό με το δέκτη, ο πίνακας του διαύλου ταυτίζεται με τον υποπίνακα \mathbf{H}_{NLOS} ($K \rightarrow 0$). Συνεπώς, όταν $\mathbf{H} = \mathbf{H}_{NLOS}$ ο διάυλος μεταπίπτει σε διάυλο διαλείψεων Rayleigh, όπως περιγράφηκε στην ενότητα 2.4.3 με την μετάπτωση της (2.9) στη (2.8).

2.5.1. Ανεξάρτητα και Πανομοιότυπα Κατανεμημένος Διάυλος Rayleigh

Ας υποθεθεί ότι ο διάυλος παραμένει χρονικά σταθερός κατά το χρόνο που μεσολαβεί από την αποστολή των σημάτων από τις κεραιές εκπομπής μέχρι τη λήψη της πλέον καθυστερημένης πολυδιαδρομικής συνιστώσας από τις κεραιές λήψης. Η χρονική διάρκεια τ_{max} από τη λήψη του πρώτου σήματος μέχρι τη λήψη της πλέον καθυστερημένης πολυδιαδρομικής συνιστώσας από το δέκτη είναι αισθητά μικρότερη της διάρκειας μετάδοσης συμβόλου T_s , δηλαδή

$$\tau_{max} \ll T_s \quad (2.22)$$

Όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των σκεδαστών στο δίαυλο τόσο περισσότερες είναι οι ανακλάσεις, σκεδάσεις και περιθλάσεις που υφίσταται το κύμα ώστε να φθάσει από κάθε κεραία εκπομπής σε κάθε κεραία λήψης απουσία LOS. Όμως, καθώς αυξάνει το πλήθος των ανακλάσεων που υφίσταται το σήμα, αυξάνει η τυχαιότητα της διαδρομής μέσω της οποίας φθάνει ένα σήμα από την κεραία εκπομπής j στην κεραία λήψης i . Έτσι, ανάλογα με τη θέση όπου βρίσκεται κάθε σκεδαστής στο δίαυλο και τη μορφή του (σε ποιο ποσοστό ανακλά, σκεδάζει ή περιθλά ένα προσπίπτον σε αυτόν κύμα), υπάρχει ένας κρίσιμος αριθμός εμποδίων στο δίαυλο ώστε οι διαδρομές να θεωρηθούν προσεγγιστικά ανεξάρτητες. Προς την κατεύθυνση αυτή, απαιτείται οι αποστάσεις μεταξύ των κεραιών εκπομπής και μεταξύ των κεραιών λήψης να είναι ικανές ώστε η αλληλεπίδραση μεταξύ των κεραιών σε κάθε πλευρά του διαύλου να θεωρείται αμελητέα. Στην περίπτωση αυτή, ο δίαυλος Rayleigh ονομάζεται Ανεξάρτητα και Πανομοιότυπα Κατανεμημένος (Independent Identically Distributed, IID) και ο πίνακας του διαύλου συμβολίζεται ως \mathbf{H}_w . Εφόσον οι διαδρομές που ακολουθεί το σήμα είναι πλήρως ανεξάρτητες, η καθυστέρηση φάσης με την οποία φθάνουν τα σήματα από κάθε κεραία εκπομπής σε κάθε κεραία λήψης είναι τυχαία. Επομένως, η καθυστέρηση φάσης κάθε σήματος ϕ_{ij} θεωρείται ομοιόμορφα κατανεμημένη στο διάστημα $[0, 2\pi)$. Επιπλέον, το πλάτος και η φάση οποιουδήποτε κέρδους διαύλου είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους τυχαίες μεταβλητές, αφού, με βάση τη (2.22), ο δίαυλος αντιμετωπίζει ισότιμα τα διαδιδόμενα κύματα ως προς το πλάτος ανεξάρτητα από την καθυστέρηση φάσης που υφίσταται καθένα από αυτά σε κάθε διαδρομή που προσφέρεται από το δίαυλο μεταξύ πομπού και δέκτη. Επομένως, επειδή η μέση τιμή της καθυστέρησης φάσης είναι μηδενική, η μέση τιμή κάθε κέρδους διαύλου είναι επίσης μηδενική, δηλαδή

$$E[h_{ij}] = 0 \quad (2.23)$$

Το μέτρο κάθε κέρδους διαύλου όμως εξαρτάται από την απόσβεση που υφίσταται το κύμα κατά την πρόσπτωσή του σε κάθε εμπόδιο που συναντά επί της διαδρομής που ακολουθεί. Επιπλέον, όταν η επιφάνεια του εμποδίου δεν είναι λεία, το κύμα αντί να ανακλασθεί διαχέεται. Έτσι τα σήματα από κάθε κεραία εκπομπής που φθάνουν σε κάθε κεραία λήψης αποτελούνται από την υπέρθεση πολλών σημάτων τα οποία, λόγω του μεγάλου πλήθους των σκεδαστών στο δίαυλο, ακολουθούν τυχαίες διαδρομές. Επειδή η απόσβεση κάθε διαδρομής εμπεριέχεται στο μέτρο του αντίστοιχου κέρδους διαύλου, τα μέτρα όλων των στοιχείων του πίνακα του διαύλου ακολουθούν την ίδια κατανομή με την ίδια τυπική απόκλιση. Αφού οι απώλειες ισχύος κάθε διαδρομής λαμβάνονται υπόψη μέσω του διανύσματος s , η τυπική απόκλιση ισούται με

$$E[|h_{ij}|^2] = 1 \quad (2.24)$$

Από την ανωτέρω ανάλυση, τις σχέσεις (2.23) και (2.24), και την ομοιόμορφη κατανομή της καθυστέρησης φάσης ϕ_{ij} στο διάστημα $[0, 2\pi)$ προκύπτει ότι τόσο το πραγματικό όσο και το φανταστικό μέρος καθενός από τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H}_w ακολουθούν κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση $1/2$. Αυτό σημαίνει ότι τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H}_w αποτελούν κυκλικά συμμετρικές τυχαίες μεταβλητές με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση.

2.5.2 Επέκταση του διαύλου IID Rayleigh σε πραγματικά σενάρια

Στην πραγματικότητα, σπανίως υφίσταται δίαυλος IID Rayleigh για πολλούς λόγους. Ακόμη και όταν δεν υπάρχει LOS, ενδέχεται η απόσταση μεταξύ των κεραιών στον πομπό ή στο δέκτη να μην είναι ικανή ώστε τα σήματα που λαμβάνονται από τις κεραιές του δέκτη να είναι μεταξύ τους ασυσχέτιστα. Επιπλέον, ο δίαυλος ενδέχεται να μην περιλαμβάνει αρκετούς σκεδαστές και σε κατάλληλη κατανομή θέσεων ώστε να μπορούν να αποσυσχετίσουν τις διάφορες εναλλακτικές διαδρομές μεταξύ πομπού και δέκτη. Στην περίπτωση, λοιπόν, διαύλων που δεν εμπίπτουν στην περίπτωση διαύλου IID Rayleigh αλλά εμφανίζουν συσχέτιση, για τον πίνακα \mathbf{H}_{NLOS} ισχύει

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{NLOS}^H) = \mathbf{R}^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_w^H) \quad (2.25)$$

όπου

$$\mathbf{R} = E[\text{vec}(\mathbf{H}_{NLOS}^H) \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_{NLOS}^H)^H] \quad (2.26)$$

ή, όσον αφορά τη συσχέτιση μεταξύ των κεραιών εκπομπής (T_n, T_k) και λήψης (R_m, R_l)

$$\mathbf{R}(R_m T_n, R_l T_k) = \frac{E[\sum_{i=1}^{M_s} r_i(R_m, T_n) \cdot \sum_{i=1}^{M_s} r_i(R_l, T_k)^*]}{\sqrt{E[|\sum_{i=1}^{M_s} r_i(R_m, T_n)|^2] \cdot E[|\sum_{i=1}^{M_s} r_i(R_l, T_k)|^2]}} \quad (2.27)$$

όπου M_s το πλήθος των σκεδαστών στο δίαυλο και $r_i(R_m, T_n)$ το κέρδος ανάμεσα στις κεραιές R_m και T_n για τη διαδρομή μέσω του i -οστού σκεδαστή. Για την περίπτωση διαύλου MIMO διαστάσεων 2×2 , η (2.26) καταλήγει στη μορφή

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & t^* & r^* & s_1^* \\ t & 1 & s_2^* & r \\ r & s_2 & 1 & t \\ s_1 & r^* & t^* & 1 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

όπου

$$\begin{aligned}
t &= E\{h_{11}h_{12}^*\} = E\{h_{22}h_{21}^*\} \text{ ο συντελεστής συνδιακύμανσης στον πομπό,} \\
r &= E\{h_{11}h_{21}^*\} = E\{h_{22}h_{12}^*\} \text{ ο συντελεστής συνδιακύμανσης στο δέκτη,} \\
s_1 &= E\{h_{11}h_{22}^*\} \text{ και} \\
s_2 &= E\{h_{12}h_{21}^*\} \text{ οι διαγώνιοι συντελεστές συνδιακύμανσης.}
\end{aligned}$$

Από τη (2.25) φαίνεται ότι το κάθε στοιχείο του πίνακα του διαύλου προκύπτει ως γραμμικός συνδυασμός $N \cdot M$ κυκλικά συμμετρικών ανεξαρτήτων μεταξύ τους τυχαίων μεταβλητών μηδενικής μέσης τιμής και μοναδιαίας τυπικής απόκλισης. Οι συντελεστές του γραμμικού συνδυασμού για κάθε στοιχείο h_{ij} του πίνακα του διαύλου είναι τα στοιχεία της αντίστοιχης γραμμής του πίνακα $\mathbf{R}^{1/2}$, των οποίων το άθροισμα των τετραγώνων των μέτρων ισούται με την τυπική απόκλιση του στοιχείου h_{ij} . Αυτό σημαίνει ότι, αν δύο ή περισσότερα στοιχεία μιας στήλης του $\mathbf{R}^{1/2}$ είναι μη μηδενικά, τα στοιχεία h_{ij} στα οποία αντιστοιχούν οι αντίστοιχες γραμμές του $\mathbf{R}^{1/2}$ έχουν γραμμική εξάρτηση από το ίδιο στοιχείο του διανύσματος $vec(\mathbf{H}_w^H)$, οπότε είναι συσχετισμένα μεταξύ τους. Η περίπτωση κατά την οποία τα στοιχεία του πίνακα του διαύλου είναι ασυσχέτιστα συμβαίνει όταν ο πίνακας \mathbf{R} , συνεπώς και ο $\mathbf{R}^{1/2}$, είναι μοναδιαίος, ώστε ο δίαυλος εμπίπτει στην περίπτωση IID Rayleigh. Συγκεκριμένα, για την περίπτωση διαύλου διαστάσεων 2×2 , ο πίνακας συνδιακύμανσης δόθηκε από τη (2.28). Επειδή τα στοιχεία της διαγωνίου ταυτίζονται με το κέρδος ισχύος του αντίστοιχου στοιχείου του πίνακα του διαύλου, για την εξαγωγή της (2.28) θεωρήθηκε ότι και τα τέσσερα στοιχεία του πίνακα του διαύλου έχουν μοναδιαίο κέρδος ισχύος. Όταν $s_1 \neq 0$, οι γραμμές 1 και 4 του πίνακα \mathbf{R} και συνακόλουθα του πίνακα $\mathbf{R}^{1/2}$ προκύπτουν γραμμικά εξαρτημένες μεταξύ τους με αποτέλεσμα τα στοιχεία h_{11} και h_{22} που αντιστοιχούν στις γραμμές αυτές να έχουν και τα δύο γραμμική εξάρτηση από το πρώτο και το τέταρτο στοιχείο του διανύσματος $vec(\mathbf{H}_w^H)$ ώστε να προκύπτουν συσχετισμένα. Με τον τρόπο αυτό δικαιολογείται η ονομασία του s_1 ως συντελεστή συνδιακύμανσης των διαγωνίων στοιχείων. Αντίστοιχα ισχύουν για το συντελεστή s_2 , με τη διαφορά ότι αναφέρεται στη συσχέτιση ανάμεσα στα μη διαγώνια στοιχεία του πίνακα του διαύλου. Όταν $t \neq 0$ συσχετίζονται με παρόμοιο τρόπο μεταξύ τους τα στοιχεία h_{11} με h_{12} (γραμμική εξάρτηση από το πρώτο και το δεύτερο στοιχείο του διανύσματος $vec(\mathbf{H}_w^H)$), και τα στοιχεία h_{22} με h_{21} (γραμμική εξάρτηση από το τρίτο και το τέταρτο στοιχείο του διανύσματος $vec(\mathbf{H}_w^H)$). Αντίστοιχα ισχύουν όταν $r \neq 0$. Από την ανωτέρω ανάλυση φαίνεται ο λόγος για τον οποίο ο πίνακας \mathbf{R} ονομάζεται πίνακας συνδιακύμανσης του διαύλου. Θεωρώντας ένα μοντέλο διαύλου όπου οι σκεδαστές είναι μακριά από τις κεραιές εκπομπής και ομοιόμορφα κατανεμημένοι γύρω από τις κεραιές λήψης (όπως ενδεικτικά συμβαίνει στο δορυφορικό δίαυλο) η (2.27) γράφεται [PND03]

$$\mathbf{R}(R_m T_n, R_l T_k) = J_0((2 \cdot \pi / \lambda) \cdot D(R_m, R_l)) \quad (2.29)$$

όπου $D(R_m, R_l)$ η απόσταση μεταξύ των κεραιών λήψης m και l και $J_0(\cdot)$ η συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης.

Για τον υπολογισμό του μέτρου της συσχέτισης \mathbf{R} θεωρείται το μέτρο της συνάρτησης Bessel μηδενικής τάξης, το οποίο είναι φθίνουσα συνάρτηση του ορίσματος για τιμές του οποίου μεγαλύτερες του π λαμβάνει τιμές μικρότερες του 0.3. Με τον τρόπο αυτό προκύπτει ότι για τιμές του $D(R_m, R_l) > \lambda/2$ που ισοδυναμεί με τιμές του ορίσματος μεγαλύτερες του π , τα σήματα λήψης μπορούν να θεωρηθούν πρακτικά ασυσχέιστα. Όσον αφορά την πλευρά εκπομπής, εκεί η απόσταση πρέπει να είναι σαφώς μεγαλύτερη καθώς η απουσία σκεδαστών κοντά στον πομπό δεν δίνει τη δυνατότητα στα σήματα να αποσυσχετισθούν αμέσως μετά την εκπομπή τους μέσω γειτονικών προς τις κεραίες εκπομπής σκεδαστών. Η ελάχιστη αυτή απόσταση προκύπτει περίπου 10λ, που παρέχει ένα πρακτικό τρόπο επιβεβαίωσης ότι η κάθε κεραία βρίσκεται στη μακρινή περιοχή της άλλης. Επεκτείνοντας το ίδιο μοντέλο για την πλευρά εκπομπής και λήψης, έστω h_n η n-οστή γραμμή του πίνακα \mathbf{H} και h_m η m-οστή στήλη του. Τότε, οι πίνακες συσχέτισης για τις πλευρές εκπομπής και λήψης γράφονται αντίστοιχα

$$\mathbf{R}_T = E[\mathbf{h}_n^H \cdot \mathbf{h}_n] \text{ για } n = 1, 2, \dots, M \quad (2.30. \alpha)$$

$$\mathbf{R}_R = E[\mathbf{h}_m^* \cdot \mathbf{h}_m] \text{ για } m = 1, 2, \dots, N \quad (2.30. \beta)$$

Η συσχέτιση \mathbf{R} γράφεται ως το γινόμενο Kronecker των συσχετίσεων στην εκπομπή (\mathbf{R}_T) και στη λήψη (\mathbf{R}_R), δηλαδή

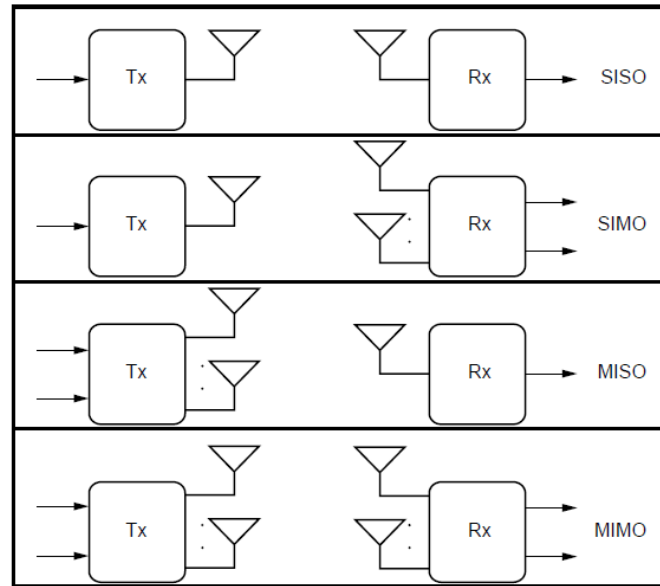
$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_R \otimes \mathbf{R}_T \quad (2.31)$$

Τελικά

$$\mathbf{H}_{NLOS}^H = \mathbf{R}_R^{1/2} \cdot \mathbf{H}_w^H \cdot \mathbf{R}_T^{1/2} \quad (2.32)$$

2.6 Χωρικός Διαφορισμός

Η έννοια του χωρικού διαφορισμού (Spatial Diversity, SD) αναφέρεται στην εκμετάλλευση της τοπολογίας των πολλαπλών κεραιών των συστημάτων MIMO. Αποτέλεσμα του SD είναι το διαφορικό κέρδος, το οποίο αναλύθηκε προηγουμένως. Ο χωρικός διαφορισμός αποτελεί μια τεχνική ιδιαίτερης σημασίας για τις τηλεπικοινωνίες, καθώς επιτρέπει τη μείωση της πιθανότητας λαμβανόμενου συμβόλου (Symbol Error Probability, SEP) στο δέκτη. Εκτός από τα συστήματα MIMO, υπάρχουν και εναλλακτικές επιλογές στον αριθμό των κεραιών, όπως τα συστήματα πολλαπλών κεραιών στον πομπό και μιας κεραίας στο δέκτη (Multiple Input Single Output, MISO) και αντίστροφα, μιας κεραίας στον πομπό και πολλαπλών κεραιών στο δέκτη (Single Input Multiple Output, SIMO). Όλα τα ανωτέρω συστήματα, καθώς και το SISO, απεικονίζονται στο Σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.5: Διάταξη των κεραιών πομπού και δέκτη σε συστήματα SISO και MIMO (Tx: Πομπός, Rx: Δέκτης)

2.6.1 Επίτευξη Διαφορισμού στη Λήψη

Έστω σύστημα SIMO 1XM, όπου M οι κεραίες λήψης και ο δέκτης έχει πλήρη γνώση για την κατάσταση του διαύλου. Το διάνυσμα του διαύλου είναι

$$\mathbf{h} = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_M]^T \quad (2.33)$$

Υπό την προϋπόθεση ότι το σύμβολο s που αποστέλλεται από την κεραία εκπομπής διαμορφώνεται από σχήμα διαμόρφωσης που έχει αστερισμό με μοναδιαία μέση ενέργεια, το σήμα που θα φθάσει στο δέκτη θα είναι

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \cdot \mathbf{h} \cdot s + \mathbf{n}, \quad (2.34)$$

όπου \mathbf{y} το διάνυσμα του σήματος λήψης μεγέθους $M \times 1$, E_s η ενέργεια συμβόλου και \mathbf{n} το διάνυσμα θορύβου για το οποίο ισχύει η (2.15).

Στο δέκτη πραγματοποιείται η επεξεργασία που περιγράφεται από τη σχέση

$$\mathbf{z} = \mathbf{h}^H \cdot \mathbf{y} = \sqrt{E_s} \cdot \mathbf{h}^H \cdot \mathbf{h} \cdot s + \mathbf{h}^H \cdot \mathbf{n} = \sqrt{E_s} \cdot \|\mathbf{h}\|_F^2 \cdot s + \mathbf{h}^H \cdot \mathbf{n}, \quad (2.35)$$

όπου \mathbf{z} είναι το επεξεργασμένο διάνυσμα που περιέχει το σύμβολο s και $\|\mathbf{h}\|_F$ η νόρμα Frobenius. Η προηγούμενη σχέση περιγράφει την τεχνική της Συνδυαστικής Μεγίστου Λόγου (Maximal Ratio Combining, MRC) η οποία συμβάλλει στην ευκολότερη αναγνώριση των συμβόλων από το δέκτη καθώς μεγιστοποιεί το σηματοθορυβικό λόγο λήψης.

Ακολούθως, η αποκωδικοποίηση του σήματος συνεχίζεται με την εφαρμογή κάποιας γνωστής τεχνικής, όπως είναι η τεχνική Ανίχνευσης Μέγιστης Πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Detection, MLD). Ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του αποκωδικοποιητή είναι

$$\eta = \|\mathbf{h}\|_F^2 \cdot \rho, \quad (2.36)$$

όπου $\rho = E_s/N_0$ ο σηματοθορυβικός λόγος πριν την εφαρμογή της MRC.

Στην περίπτωση όπου ο δίαυλος είναι δίαυλος IID Rayleigh, δηλαδή $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$, το διαφορικό κέρδος του συστήματος είναι ίσο με το πλήθος των κεραιών λήψης M . Επιπλέον, ισχύει ότι $E\{\|\mathbf{h}\|_F^2\} = M$, οπότε για το μέσο σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο του αποκωδικοποιητή ισχύει $\bar{\eta} = E\{\eta\}$, δηλαδή

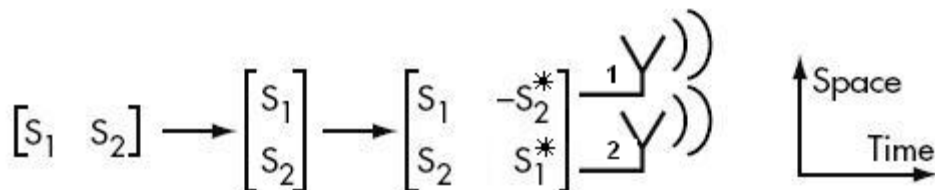
$$\bar{\eta} = M \cdot \rho \quad (2.37)$$

Στην ανωτέρω σχέση ο παράγοντας M που προκαλεί την αύξηση του SNR αντιπροσωπεύει το κέρδος διάταξης. Η παρουσία του στη (2.37) προκαλεί σταθερή και ανεξάρτητη του SNR ολίσθηση της καμπύλης SER(SNR) προς τα αριστερά, όπως έχει περιγραφεί στην ενότητα 2.2.3.

2.6.2 Επίτευξη Διαφορικού Κέρδους στην πλευρά εκπομπής

Οι τεχνικές που έχουν ως στόχο την επίτευξη διαφορικού κέρδους στην πλευρά εκπομπής γίνονται ολοένα και περισσότερο δημοφιλείς καθώς οι αντίστοιχες τεχνικές κατά τη λήψη συναντούν πολλά εμπόδια, όπως περιορισμούς λόγω κόστους και χώρου όσον αφορά τη διάταξη των κεραιών λήψης. Έτσι, έχουν αναπτυχθεί τεχνικές οι οποίες εκτελούν πρόσθετη επεξεργασία του σήματος πριν την εκπομπή, όπως είναι η τεχνική Alamouti η οποία αποτελεί σχήμα χωροχρονικής κωδικοποίησης. Το σχήμα Alamouti οδηγεί στην επίτευξη κέρδους διάταξης διατηρώντας τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης με το ομόλογο σύστημα SISO.

Για την ανάλυση του σχήματος Alamouti υποτίθεται σύστημα MISO με δύο κεραιές εκπομπής και μια κεραία λήψης. Η εκπομπή των διαφορετικών συμβόλων s_1 και s_2 από τις δύο κεραιές εκπομπής διεξάγεται σε δύο χρονικές περιόδους. Την 1^η χρονική περίοδο αποστέλλονται τα σύμβολα s_1 και s_2 από τις κεραιές 1 και 2 αντίστοιχα και τη 2^η χρονική περίοδο αποστέλλονται τα σύμβολα $-s_2^*$ και s_1^* από τις ίδιες κεραιές, όπως φαίνεται και στο κατωτέρω σχήμα.



Σχήμα 2.6: Αρχή λειτουργίας του σχήματος Alamouti

Για την ορθή εφαρμογή του σχήματος Alamouti πρέπει τα χαρακτηριστικά του διαύλου να παραμένουν σταθερά για δύο συνεχόμενες διάρκειες συμβόλου, δηλαδή ο διάυλος περιγράφεται από τον πίνακα

$$\mathbf{h} = [h_1 \quad h_2] \quad (2.38)$$

και για τις δύο χρονικές διάρκειες συμβόλου. Τα σήματα που λαμβάνει η κεραία λήψης για την 1^η και 2^η περίοδο, αντίστοιχα, είναι

$$y_1 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot h_1 \cdot s_1 + \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot h_2 \cdot s_2 + n_1 \quad (2.39.α)$$

$$y_2 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot h_1 \cdot (-s_2^*) + \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot h_2 \cdot s_1^* + n_2 \quad (2.39.β)$$

Στις ανωτέρω σχέσεις για τις συνιστώσες του θορύβου ισχύει $E\{|n_1|^2\} = E\{|n_2|^2\} = N_0$, ενώ η μέση ενέργεια εκπομπής κάθε συμβόλου είναι $E_s/2$.

Από τις σχέσεις (2.39.α),(2.39.β) προκύπτει το τροποποιημένο διάνυσμα λήψης που επεξεργάζεται ο δέκτης

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \mathbf{H}_{eq} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (2.40)$$

όπου $\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2]^T$, $\mathbf{n} = [n_1 \quad n_2^*]^T$ και \mathbf{H}_{eq} είναι ο πίνακας του εικονικού διαύλου που αντιλαμβάνεται ο δέκτης

$$\mathbf{H}_{eq} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Μέσω του πολλαπλασιασμού του \mathbf{H}_{eq} με τον ανάστροφο συζυγή του επιτυγχάνεται η ορθογωνοποίηση του διαύλου. Συγκεκριμένα

$$\mathbf{H}_{eq}^H \cdot \mathbf{H}_{eq} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Ισχύει:

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}_{eq}^H \cdot \mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \mathbf{H}_{eq}^H \cdot \mathbf{H}_{eq} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{H}_{eq}^H \cdot \mathbf{n} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \|\mathbf{h}\|_F^2 \cdot \mathbf{I}_2 \cdot \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}, \quad (2.43)$$

όπου \mathbf{I}_2 είναι ο μοναδιαίος (2X2) πίνακας, $E\{\tilde{\mathbf{n}}\} = \mathbf{0}_{2,1}$ και $E\{\tilde{\mathbf{n}} \cdot \tilde{\mathbf{n}}^H\} = \|\mathbf{h}\|_F^2 \cdot N_0 \cdot \mathbf{I}_2$. Στις προηγούμενες σχέσεις ισχύει

$$\|\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1|^2 + |h_2|^2, \quad (2.44)$$

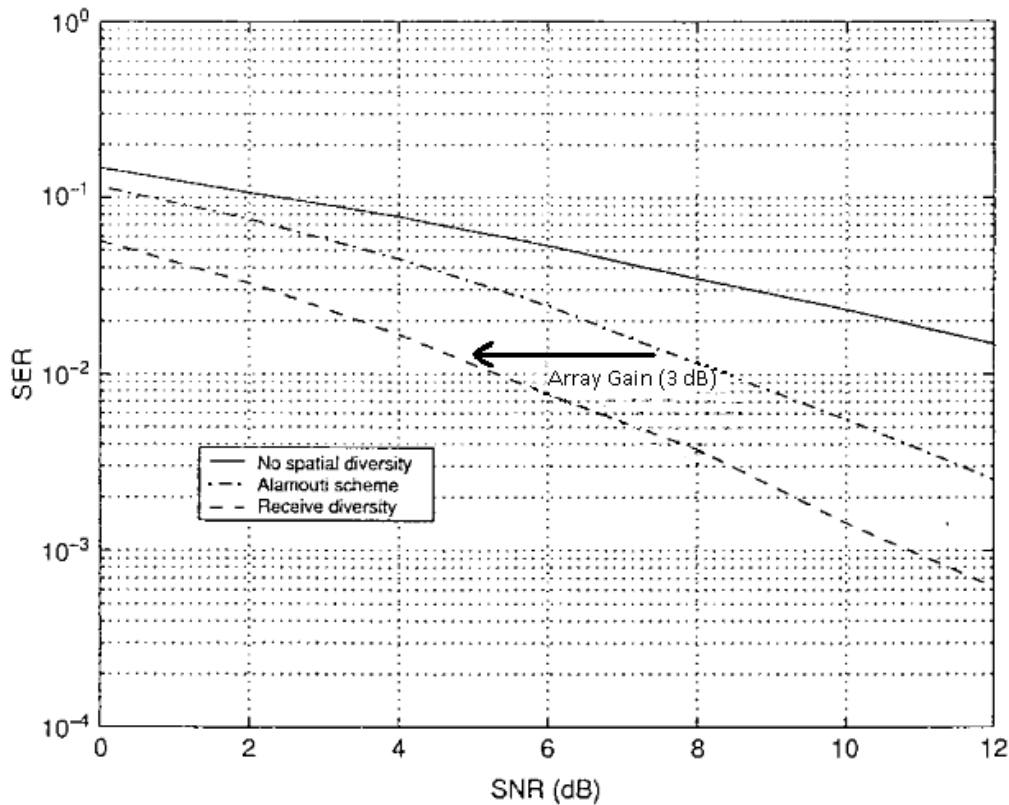
δηλαδή το τετράγωνο της νόρμας Frobenius ισούται με το άθροισμα των τετραγώνων των συνιστωσών του διαύλου. Αυτή η παρατήρηση είναι ιδιαίτερος σημαντική καθώς επιτρέπει τη χωριστή αποκωδικοποίηση κάθε συμβόλου. Ο σηματοθορυβικός λόγος για κάθε σύμβολο δίνεται από τη σχέση

$$\eta = \frac{\|\mathbf{h}\|_F^2 \cdot \rho}{2} = \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2) \cdot \rho}{2} \quad (2.45)$$

Για δίαυλο IID Rayleigh όπου $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$, λαμβάνοντας υπόψη τη (2.24), προκύπτει ότι $E\{\|\mathbf{h}\|_F^2\} = 2$, οπότε από τη (2.45) συνεπάγεται ότι το μέσο SNR είναι

$$\bar{\eta} = \rho \quad (2.46)$$

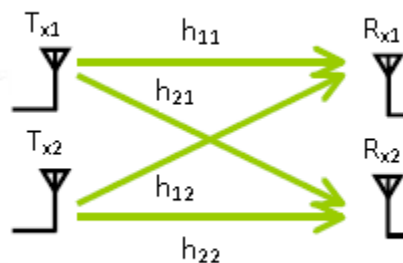
Αυτό σημαίνει ότι το σχήμα Alamouti σε MISO 2X1 επιτυγχάνει πλήρη διαφορισμότητα (full diversity) τάξης 2, όσο είναι και το πλήθος των κεραιών εκπομπής. Από την άλλη πλευρά, όμως, από τη σύγκριση της (2.37) με τη (2.46) συμπεραίνεται ότι για το σύστημα MISO 2X1 δεν προκύπτει κέρδος διάταξης. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι η απουσία γνώσης του διαύλου στον πομπό. Αντίθετα, το σύστημα SIMO 1X2 παρέχει κέρδος διάταξης ως προς το SISO $AG = 2$ όσο το πλήθος των κεραιών λήψης. Το συμπέρασμα αυτό απεικονίζεται στο Σχήμα 2.7 [PND03], όπου συγκρίνονται τα συστήματα SISO, MISO 2X1 με χρήση Alamouti και SIMO 1X2 με διαφορεική λήψη. Παρατηρείται η συγκριτικά καλύτερη απόδοση του SIMO 1X2 σε σχέση με το MISO 2X1 εξαιτίας της ύπαρξης κέρδους διάταξης ίσου με 2 στο πρώτο. Εντούτοις, το ανωτέρω πλεονέκτημα του SIMO 1X2 αντισταθμίζεται από την απουσία περιορισμών ως προς το χώρο και το κόστος των συστημάτων MISO στην πλευρά της λήψης. Βέβαια, τα σχήματα αυτά εμφανίζουν διαφορεικό κέρδος ίσο με 2, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, και ως εκ τούτου παρουσιάζουν καλύτερη απόδοση σε σχέση με το SISO.



Σχήμα 2.7: Σύγκριση των σχημάτων που εκμεταλλεύονται το χωρικό διαφορισμό στην εκπομπή (Alamouti – MISO 2X1) και στη λήψη (Receive Diversity – SIMO 1X2) με το SISO (No Spatial Diversity) για σχήμα διαμόρφωσης 2-QAM

2.6.3 Επίτευξη Διαφορισμού στα Συστήματα MIMO

Στη συνέχεια η ανάλυση των συστημάτων MIMO θα περιοριστεί σε σύστημα 2X2, του οποίου ο πομπός λειτουργεί ακριβώς όπως και ο πομπός του συστήματος MISO 2X1 με την εφαρμογή του σχήματος Alamouti. Η διάταξη των κεραιών εκπομπής και λήψης καθώς και ο δίαυλος απεικονίζονται στο κατωτέρω σχήμα.



Σχήμα 2.8: Δίαυλος συστήματος MIMO 2X2

Στο υπό εξέταση σύστημα ο πίνακας του διαύλου είναι

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Όπως και προηγουμένως, ο δίαυλος πρέπει να παραμένει σταθερός για τις δυο περιόδους αποστολής συμβόλων όπως απαιτεί το σχήμα Alamouti. Επομένως, τα σήματα που λαμβάνουν οι κεραιές λήψης για την 1^η και 2^η περίοδο αντίστοιχα είναι

$$\mathbf{y}_1 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (2.48. \alpha)$$

$$\mathbf{y}_2 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (2.48. \beta)$$

Στις ανωτέρω σχέσεις, για τις συνιστώσες του θορύβου ισχύει $E\{|n_1|^2\} = E\{|n_2|^2\} = E\{|n_3|^2\} = E\{|n_4|^2\} = N_0$ ενώ $E_s/2$ είναι η μέση ενέργεια εκπομπής κάθε συμβόλου.

Ακολούθως, ο δέκτης υπολογίζει το διάνυσμα

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3^* \\ n_4^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \mathbf{H}_{eq} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (2.49)$$

όπου $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$ και $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ n_3^* \ n_4^*]^T$. Στη συνέχεια, εφαρμόζεται η τεχνική MRC με στόχο την ορθογωνιοποίηση του διαύλου εξάγοντας το ζητούμενο διάνυσμα

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}_{eq}^H \cdot \mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \mathbf{H}_{eq}^H \cdot \mathbf{H}_{eq} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{H}_{eq}^H \cdot \mathbf{n} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \cdot \|\mathbf{H}\|_F^2 \cdot \mathbf{I}_2 \cdot \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}, \quad (2.50)$$

όπου \mathbf{I}_2 είναι ο μοναδιαίος (2X2) πίνακας, $E\{\tilde{\mathbf{n}}\} = \mathbf{0}_{2,1}$ και $E\{\tilde{\mathbf{n}} \cdot \tilde{\mathbf{n}}^H\} = \|\mathbf{H}\|_F^2 \cdot N_0 \cdot \mathbf{I}_2$. Στις προηγούμενες σχέσεις ισχύει

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 \quad (2.51)$$

Ο σηματοθροβικός λόγος για κάθε σύμβολο δίνεται από τη σχέση

$$\eta = \frac{\|\mathbf{H}\|_F^2 \cdot \rho}{2} = \frac{(|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2) \cdot \rho}{2} \quad (2.52)$$

Για δίαυλο IID Rayleigh όπου $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, λαμβάνοντας υπόψη τη (2.24) προκύπτει ότι $E\{\|\mathbf{H}\|_F^2\} = 4$, οπότε από τη (2.52) το μέσο SNR προκύπτει

$$\bar{\eta} = 2 \cdot \rho \quad (2.53)$$

Πιο συγκεκριμένα σημαίνει ότι το σχήμα Alamouti σε MIMO 2X2 επιτυγχάνει πλήρη διαφορισιμότητα τάξης 4, όσο είναι το γινόμενο του πλήθους των κεραιών εκπομπής και λήψης. Επιπλέον, ο παράγοντας 2 στη (2.53) αντιπροσωπεύει το κέρδος διάταξης το οποίο προκύπτει από τη χρήση περισσότερων της μίας κεραιών λήψης.

Επεκτείνοντας την ανάλυση για συστήματα MIMO NXM, το μέγιστο κέρδος διαφορισμού είναι ίσο με $N \cdot M$, ενώ το μέγιστο κέρδος διάταξης είναι ίσο με το πλήθος των κεραιών λήψης, δηλαδή M . Τα συμπεράσματα για τα συστήματα 2X1 και 2X2 με χρήση του σχήματος Alamouti μπορούν να γενικευθούν και για περισσότερες κεραιές εκπομπής υπό κατάλληλους, όμως, περιορισμούς και παραδοχές. Στον Πίνακα 2.1 παρουσιάζονται συνοπτικά τα κέρδη διαφορισμού και διάταξης για τα συστήματα που αναλύθηκαν.

Σύστημα	Μέγιστο Κέρδος Διάταξης	Μέγιστο Διαφορικό Κέρδος
SIMO	M	M
MISO (Alamouti)	1	N
MIMO (Alamouti)	M	$N \cdot M$

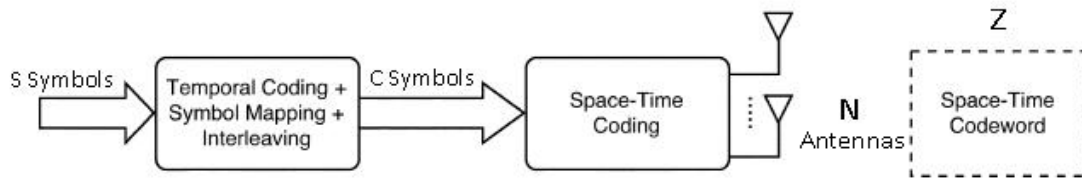
Πίνακας 2.1: Κέρδος Διάταξης και Διαφορικό Κέρδος για συστήματα MIMO
(N: Πλήθος κεραιών εκπομπής, M: Πλήθος κεραιών λήψης)

2.7 Ανάλυση Σχημάτων Χωροχρονικής Κωδικοποίησης

Στην ενότητα αυτή αναλύεται εκτενέστερα η λειτουργία των σχημάτων χωροχρονικής κωδικοποίησης (STC) που εκμεταλλεύονται τη διάταξη των κεραιών εκπομπής. Η χρησιμοποίηση των σχημάτων STC συμβάλλει κατά περίπτωση είτε στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης είτε στη μείωση της πιθανότητας λάθους. Προς την κατεύθυνση αυτή επιχειρείται η αύξηση των κερδών διαφορισμού, κωδικοποίησης, διάταξης και χωρικής πολυπλεξίας ή η μεμονωμένη αύξηση κάποιων από αυτά. Για την ικανοποίηση των αναγκών και των στόχων του εκάστοτε συστήματος επιτυγχάνεται στοχευμένη ανταλλαγή (trade-off) μεταξύ των προηγούμενων κερδών.

Η εφαρμογή κάποιου σχήματος STC απαιτεί προ-επεξεργασία του σήματος για την κατανομή των συμβόλων στις πολλαπλές κεραιές εκπομπής των συστημάτων MISO ή MIMO. Αρχικά, πραγματοποιούνται λειτουργίες που αφορούν τη Χρονική Κωδικοποίηση (Temporal Coding), την Αντιστοίχιση Συμβόλων (Symbol Mapping) και τη Διεμπλοκή (Interleaving) με επιπλέον ψηφία για την καλύτερη προστασία της πληροφορίας από το

δίαυλο. Στη συνέχεια, το εκάστοτε σχήμα STC επιλέγει το βέλτιστο συνδυασμό ρυθμού μετάδοσης και πιθανότητας λάθους ανάλογα με τις απαιτήσεις που έχει θέσει ο δέκτης. Στο Σχήμα 2.9 απεικονίζεται η ανωτέρω διαδικασία.



Σχήμα 2.9: Αρχή λειτουργίας του σχήματος STC

Αναλυτικότερα, έστω ότι ο πομπός έχει προς αποστολή S σύμβολα πληροφορίας ανά πακέτο. Αν υιοθετηθεί σχήμα διαμόρφωσης με q bits ανά σύμβολο (για παράδειγμα για τη 16-QAM $q = 4$), τα bits πληροφορίας που αποστέλλονται προς την επόμενη βαθμίδα είναι $q \cdot S$. Αν σε αυτά προστεθούν άλλα $q \cdot (C - S)$ bits για κωδικοποίηση και άλλες λειτουργίες (βλ. Σχήμα 2.9), αποστέλλονται τελικά C σύμβολα ανά πακέτο. Πριν διασπασθούν σε επιμέρους τμήματα για να αποσταλούν στο δίαυλο μέσω των πολλαπλών κεραιών εκπομπής, τα C σύμβολα υφίστανται πρόσθετη επεξεργασία. Αυτή περιλαμβάνει την απόφαση για τον αριθμό των χρονικών περιόδων που θα δεσμευθούν για την αποστολή κάθε πακέτου (χρονική επεξεργασία) και τον τρόπο με τον οποίο θα κατανεμηθούν τα προς αποστολή σύμβολα στις κεραιές του πομπού σε κάθε περίοδο αποστολής (χωρική επεξεργασία). Για το λόγο αυτό, η ανωτέρω επεξεργασία καλείται χωροχρονική κωδικοποίηση. Έτσι στα C σύμβολα προστίθενται άλλα $N \cdot Z - C$ σύμβολα, ώστε τελικά από κάθε μία από τις N κεραιές εκπομπής να αποσταλούν Z σύμβολα. Ο ρυθμός σηματοδοσίας ορίζεται από το πηλίκο $\frac{S}{Z}$ που είναι ίσο με

$$\frac{S}{Z} = \frac{S}{C} \cdot \frac{C}{Z} = r_t \cdot r_s \quad (2.54)$$

Από τους δύο ρυθμούς, $r_t = S/C$ και $r_s = C/Z$, αυτός που ενδιαφέρει τα συστήματα MIMO είναι ο δεύτερος, καθώς παρέχει μια εκτίμηση ως προς το πλήθος των συμβόλων που προστίθενται λόγω του χρησιμοποιούμενου σχήματος STC.

Ο ωφέλιμος ρυθμός μετάδοσης συμβόλων προκύπτει από τη σχέση

$$R = \frac{r_t \cdot r_s}{T_s} \text{ (symbols/sec)}, \quad (2.55)$$

όπου με T_s συμβολίζεται η περίοδος αποστολής συμβόλου. Με βάση την τιμή του ρυθμού r_s διακρίνονται οι ακόλουθες δύο βασικές κατηγορίες.

2.7.1 Επίτευξη Διαφορικού Κέρδους και Κέρδους Κωδικοποίησης

Στην περίπτωση αυτή ισχύει

$$r_s = \frac{C}{Z} < 1 \quad (2.56)$$

Με δεδομένο ότι το πλήθος των συμβόλων που αποστέλλει για το ίδιο πακέτο η κεραία εκπομπής του αντίστοιχου συστήματος SISO είναι C και θεωρώντας για τα δύο συστήματα ίδια περίοδο συμβόλου, με βάση τη (2.55) ο καθαρός ρυθμός μετάδοσης συμβόλου R για σύστημα MIMO είναι μικρότερος ή ίσος του ρυθμού μετάδοσης του αντίστοιχου συστήματος SISO που ισούται με $1/T_s$. Συνεπώς, στην περίπτωση αυτή δεν επιτυγχάνεται κέρδος χωρικής πολυπλεξίας. Ωστόσο, το κάθε σύμβολο εκπέμπεται στις περιόδους αποστολής του πακέτου από περισσότερες κεραιές εκπομπής με αποτέλεσμα να φθάνει στο δέκτη ακολουθώντας περισσότερες εναλλακτικές διαδρομές σε σχέση με το αν εκπεμπόταν από μία μόνο κεραία. Συνεπώς, το χρησιμοποιούμενο σχήμα STC επιτυγχάνει αυξημένο διαφορικό κέρδος.

Επιπλέον, όταν κάθε σύμβολο εκπέμπεται από τις διάφορες κεραιές εκπομπής με διαφορετική φάση, επιτυγχάνεται πρόσθετο κέρδος κωδικοποίησης. Εναλλακτική μέθοδο επίτευξης κέρδους κωδικοποίησης συνιστά η χρησιμοποίηση ορισμένων από τα πρόσθετα των C συμβόλων για την κωδικοποίηση του πακέτου, διαδικασία που αποτελεί κλασική περίπτωση επίτευξης κέρδους κωδικοποίησης. Σε περιπτώσεις μάλιστα χαμηλού SNR, με την επεξεργασία STC δίνεται έμφαση στην επίτευξη κέρδους κωδικοποίησης παρά διαφορικού κέρδους. Χαρακτηριστική τεχνική που ανήκει σε αυτή την κατηγορία είναι η τεχνική του Alamouti που αναλύθηκε προηγουμένως.

2.7.2 Επίτευξη Κέρδους Χωρικής Πολυπλεξίας

Στην περίπτωση αυτή, για τα συστήματα MIMO ισχύει

$$r_s = N \Rightarrow C = N \cdot Z \quad (2.57)$$

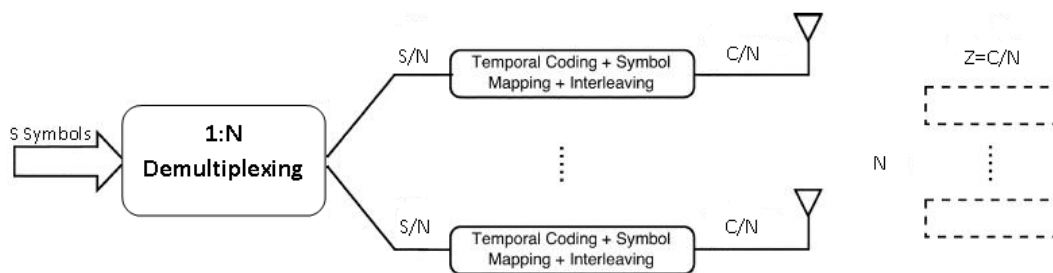
Αυτό σημαίνει ότι τα C σύμβολα αποστέλλονται χωρίς καμία επεξεργασία STC πλην της κατανομής τους στις N κεραιές εκπομπής. Επομένως, κάθε κεραία εκπομπής αποστέλλει C/N σύμβολα. Αξιοποιώντας το πλήθος των κεραιών εκπομπής στα συστήματα MIMO ώστε να επιτευχθεί όσο το δυνατόν μεγαλύτερος ρυθμός μετάδοσης.

Ωστόσο, η παρουσία πολλαπλών κεραιών στη λήψη επιτρέπει την επίτευξη διαφορικού κέρδους ταυτόχρονα με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Το μέγεθος του διαφορικού κέρδους εξαρτάται από το πλήθος των κεραιών λήψης καθώς και από τον τρόπο κατανομής των συμβόλων στις κεραιές εκπομπής. Μάλιστα, αν υποθεθεί σχήμα χωρικής πολυπλεξίας χωρίς κωδικοποίηση, τότε το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας είναι ίσο με N και το κέρδος διαφορισμού ίσο με M .

Για την επίτευξη κέρδους χωρικής πολυπλεξίας διακρίνονται τρεις δομές στον πομπό οι οποίες αναλύονται ακολούθως.

2.7.2.1 Οριζόντια Κωδικοποίηση

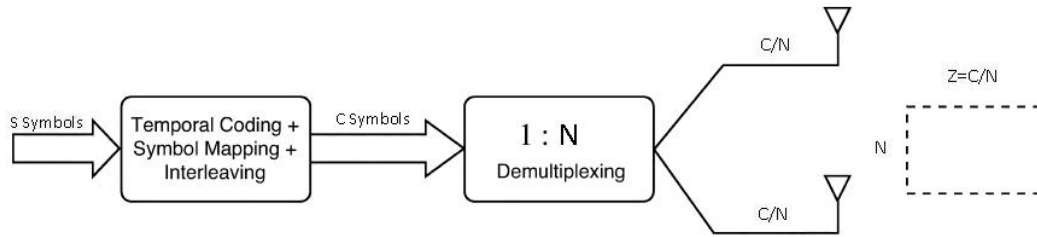
Σύμφωνα με την τεχνική της οριζόντιας κωδικοποίησης (Horizontal Encoding, HE) η ροή πληροφορίας αποπολυπλέκεται πρώτα σε N ανεξάρτητες ροές, όσες και οι κεραιές εκπομπής. Έπειτα, κάθε ροή υπόκειται σε ξεχωριστές διαδικασίες χρονικής κωδικοποίησης, αντιστοίχισης συμβόλων και διεμπλοκής. Έτσι, ο χωρικός ρυθμός μετάδοσης είναι $r_s = N$. Επιπλέον, το μέγιστο διαφορικό κέρδος που μπορεί να επιτευχθεί από το σχήμα HE είναι ίσο με M , όσο το πλήθος των κεραιών λήψης. Συνεπώς, η κωδικοποίηση HE αποτελεί μια απλή λύση για αύξηση του ρυθμού μετάδοσης εξασφαλίζοντας ταυτόχρονα απλότητα στη δομή του δέκτη, ενώ καθίσταται δυνατή η ταυτόχρονη επίτευξη των κερδών κωδικοποίησης και διάταξης. Η τεχνική της HE απεικονίζεται στο κατωτέρω σχήμα.



Σχήμα 2.10: Αρχή λειτουργίας της Οριζόντιας Κωδικοποίησης (HE)

2.7.2.2 Κατακόρυφη Κωδικοποίηση

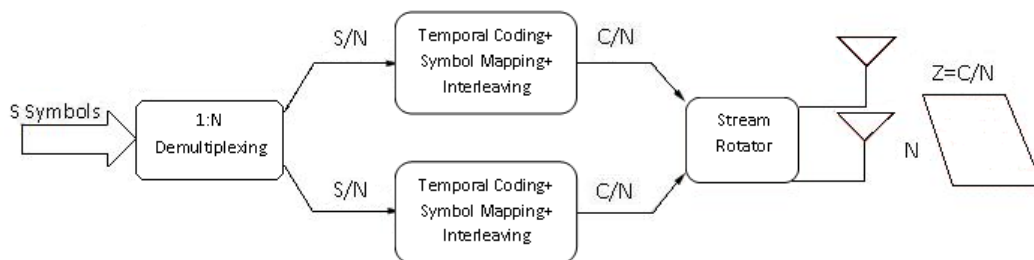
Σύμφωνα με την κατακόρυφη κωδικοποίηση (Vertical Encoding, VE) η ροή πληροφορίας υπόκειται αρχικά σε διαδικασίες χρονικής κωδικοποίησης, αντιστοίχισης συμβόλων και διεμπλοκής. Έπειτα, αποπολυπλέκεται σε N ροές πληροφορίας, οι οποίες μεταδίδονται από τις N κεραιές εκπομπής. Αυτή η τεχνική επιτυγχάνει τη βέλτιστη απόδοση όσον αφορά το συνδυασμό του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας, καθώς $r_s = N$, και του διαφορικού κέρδους που μπορεί να είναι μεγαλύτερο από M , εφόσον τα σύμβολα κάθε ροής πληροφορίας κατανέμονται σε περισσότερες από μία κεραιές εκπομπής. Ωστόσο, απαιτείται από κοινού αποκωδικοποίηση (joint decoding) των ροών στο δέκτη, κάτι που απαιτεί υψηλή πολυπλοκότητα. Επιπλέον, καθίσταται δυνατή η ταυτόχρονη επίτευξη των κερδών κωδικοποίησης και διάταξης. Η τεχνική της VE απεικονίζεται στο κατωτέρω σχήμα.



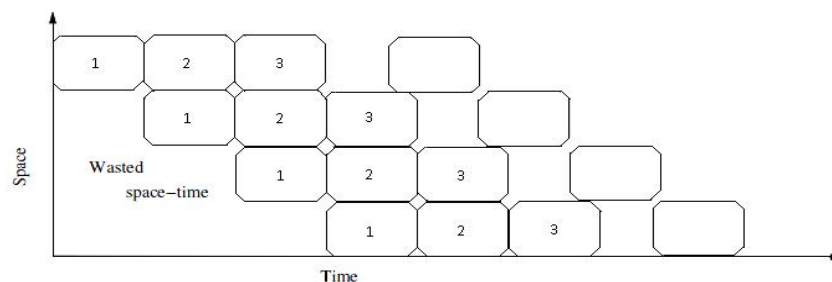
Σχήμα 2.11: Αρχή λειτουργίας της Κατακόρυφης Κωδικοποίησης (VE)

2.7.2.3 Διαγώνια Κωδικοποίηση

Η διαγώνια κωδικοποίηση (Diagonal Encoding, DE) προκύπτει από το συνδυασμό της HE με τη VE. Η DE εκμεταλλεύεται το χρόνο οριοθετώντας σταθερά χρονικά διαστήματα, τις χρονικές θυρίδες (time slots). Αρχικά υλοποιείται η HE κατά την οποία κάθε κωδική λέξη (codeword) χωρίζεται σε πλαίσια/χρονική θυρίδα (frames/slot). Ακολουθεί ένας στροφέας (rotator) ο οποίος ουσιαστικά στρέφει τις ροές και αλλάζει ξανά την κατανομή τους, κυκλικά αυτή τη φορά, ώστε κάθε ροή να κατανέμει τα σύμβολά της σε όλες τις κεραίες εκπομπής. Πρακτική εφαρμογή της DE αποτελεί το σχήμα D-BLAST (Diagonal Bell Laboratories Space-Time) το οποίο δαπανά χώρο και χρόνο προς όφελος του διαφορισμού. Συγκεκριμένα, οι κεραίες εκπομπής αποστέλλουν τα σύμβολα σε συγκεκριμένες χρονικές θυρίδες και όχι ταυτόχρονα. Η DE απεικονίζεται στο Σχήμα 2.12 ενώ η αρχή λειτουργίας του D-BLAST περιγράφεται από το Σχήμα 2.13. Τεχνικές που χρησιμοποιούν τη λογική του D-BLAST επιτυγχάνουν $r_s = N$, ενώ με χρήση αποδοτικών χρονικών κωδικοποιήσεων το διαφορικό κέρδος μπορεί να γίνει ίσο με $N \cdot M$. Επιπλέον, όπως και πριν, είναι δυνατή η ταυτόχρονη επίτευξη των κερδών κωδικοποίησης και διάταξης. [PND03]



Σχήμα 2.12: Αρχή λειτουργίας της Διαγώνιας Κωδικοποίησης (DE)



Σχήμα 2.13: Αρχή λειτουργίας του D-BLAST που εκμεταλλεύεται το χώρο και το χρόνο για την επίτευξη του καλύτερου συνδυασμού SMG και DG

2.7.3 Σύγκριση σχημάτων επίτευξης χωρικής πολυπλεξίας και διαφορισιμότητας στα συστήματα MIMO

Το σχήμα Alamouti αποτελεί τον κυριότερο εκπρόσωπο των τεχνικών STC για την επίτευξη διαφορικού κέρδους στα συστήματα MIMO χωρίς να μεταβάλλει το ρυθμό μετάδοσης σε σχέση με τα αντίστοιχα συστήματα SISO. Από την άλλη πλευρά, τα σχήματα που στοχεύουν στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης επιτυγχάνουν ταυτόχρονα κάποιο διαφορικό κέρδος λόγω της παρουσίας των πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης. Έτσι, γίνεται φανερό το trade-off μεταξύ των κερδών χωρικής πολυπλεξίας και διαφορισμού ώστε να παραχθεί το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα στο δέκτη.

Επιπλέον, αν υποθεθεί ότι δεν υπάρχει μέριμνα στον πομπό για την επίτευξη κέρδους κωδικοποίησης, τότε μόνον το σχήμα Alamouti παρουσιάζει κέρδος αυτού του τύπου εξαιτίας της αποστολής συμβόλων με διαφορετική φάση στη 2^η χρονική περίοδο. Βέβαια, το κέρδος κωδικοποίησης που επιτυγχάνεται είναι μικρό που σημαίνει ότι η χρήση του σχήματος Alamouti ενδείκνυται σε περιπτώσεις όπου ευνοείται ιδιαίτερα η επίτευξη διαφορικού κέρδους. Παράλληλα, το κέρδος διάταξης μπορεί να επιτευχθεί και από τα δύο σχήματα, καθώς οφείλεται κυρίως στο πλήθος των κεραιών λήψης. Τα ανωτέρω συνοψίζονται στον Πίνακα 2.2.

Ωστόσο, το σχήμα Alamouti μπορεί να συμβάλει στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων θεωρώντας μια διαφορετική εκδοχή του. Το κυριότερο πλεονέκτημά του είναι ότι παρουσιάζει μικρότερη πιθανότητα λάθους στο δέκτη σε σχέση με τα υπόλοιπα σχήματα. Συνεπώς, υπάρχουν τα περιθώρια να χρησιμοποιηθούν σχήματα διαμόρφωσης που θα μεταφέρουν μεγαλύτερο όγκο πληροφορίας ή άλλως περισσότερα ψηφία. Για παράδειγμα, αντί της 2-QAM θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση 16-QAM που αξιοποιεί αποδοτικότερα το φάσμα συχνοτήτων. Όμως, αυτή η επιλογή θα οδηγήσει σε χειρότερη πιθανότητα λάθους στο δέκτη κάτι που καταδεικνύει ότι για την τεχνική Alamouti εμφανίζεται trade-off ανάμεσα στην αξιοπιστία και το ρυθμό μετάδοσης ενός συστήματος που καθορίζεται από την επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης.

MIMO	Alamouti	HE	VE	DE
SMG	Μηδενικό	$\leq N$	$\leq N$	$\leq N$
DG	2·M (MIMO 2XM)	$\leq M$	$\leq N \cdot M$ (με κατάλληλο r_t)	$\leq N \cdot M$
CG	Μικρό	Μηδενικό	Μηδενικό	Μηδενικό

Πίνακας 2.2: Συγκριτικά στοιχεία μεταξύ σχημάτων STC

2.8 Βιβλιογραφία

- [Κωτ11] Π. Γ. Κωττής, Π-Δ. Μ. Αράπογλου, “Ασύρματες Επικοινωνίες”, Εκδόσεις Τζιόλα, 1^η έκδοση, 2011
- [PND03] A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore, “Introduction to Space-Time Wireless Communications”, Cambridge Univ. Press, 2003
- [Κων08] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, “Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1^η έκδοση, 2008

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ

3.1. Εισαγωγή

Κατά την ανάπτυξη διαφόρων τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών κατά τις τελευταίες δυο δεκαετίες έχει παρατηρηθεί ότι τα δεδομένα μπορούν να ομαδοποιηθούν σε κλάσεις (orders) διαφορετικής σημαντικότητας. Με αυτόν τον τρόπο άρχισαν να εγκαταλείπονται τα συμβατικά συστήματα όπου όλη η πληροφορία γίνονταν αντιληπτή από το δέκτη με την ίδια σπουδαιότητα. Μερικές από τις νέες εφαρμογές είναι η τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (HDTV), η μετάδοση ψηφιακού βίντεο (DVB) και η μετάδοση ψηφιακού ήχου (DAB) (βλ. Κεφάλαιο 1). Για παράδειγμα, στη ροή ψηφίων βίντεο, η επικεφαλίδα είναι σημαντικότερη από το περιεχόμενο, αφού ένα μικρό ποσοστό λαθών στην επικεφαλίδα μπορεί να οδηγήσει σε πλήρη αδυναμία ανίχνευσης του μηνύματος.

Για την ταξινόμηση της πληροφορίας σε κλάσεις σημαντικότητας εισάγεται η έννοια της πολυεπίπεδης κωδικοποίησης (Multi-Layer Coding, MLC). Η τεχνική αυτή περιγράφει την κατανομή της πληροφορίας σε στρώματα (layers) φθίνουσας σημαντικότητας, όπου ως βασικό (χαμηλό) στρώμα (Basic Layer, BL) ορίζεται εκείνο το οποίο περιλαμβάνει την πλέον σημαντική πληροφορία ενώ τα βελτιωτικά (υψηλά) στρώματα (Enhancement Layers, EL) περιλαμβάνουν την υπόλοιπη πληροφορία. Η πληροφορία που μεταφέρει το βασικό στρώμα είναι απαραίτητη για τη διατήρηση της σύνδεσης του εκάστοτε χρήστη με το σταθμό βάσης ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος ενώ τα υψηλά στρώματα συνεισφέρουν στη βελτίωση της ποιότητας της υπηρεσίας (Quality of Service, QoS). Επισημαίνεται ότι η τεχνική MLC έχει νόημα για συστήματα ευρυεκπομπής (broadcast) και πολυεκπομπής (multicast) ώστε δεδομένης της πληροφορίας που εκπέμπει ο σταθμός βάσης, κάθε χρήστης να αξιοποιεί διαφορετικό κλάσμα αυτής ανάλογα με τις δυνατότητες αποκωδικοποίησης που διαθέτει.

Συγκεκριμένα, οι απαιτήσεις των χρηστών ποικίλλουν ανάλογα με την οικονομική τους δυνατότητα και την απόστασή τους από το σταθμό βάσης. Ενδεχομένως, κάποιοι χρήστες επιθυμούν καλύτερη ποιότητα σε υψηλότερο κόστος ενώ άλλοι επιθυμούν υπηρεσίες με την ελάχιστη QoS. Μάλιστα η ευελιξία επιλογής του εύρους της πληροφορίας που θα ανακτήσει κάποιος χρήστης αυξάνει με το πλήθος των επιπέδων στα οποία κατανέμει η εφαρμογή τη συνολική πληροφορία με παράλληλη, όμως, αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος και των δεκτών ειδικότερα. Επομένως, η εγκατάσταση συστημάτων που υλοποιούν την MLC απαιτεί προσεκτικό σχεδιασμό της αρχιτεκτονικής του δικτύου και κατάλληλη επιλογή των διαφόρων παραμέτρων του συστήματος.

Παράλληλα, η ανάπτυξη της τεχνολογίας των συστημάτων MIMO (βλ. Κεφάλαιο 2) επέφερε σημαντικές αλλαγές στον κλάδο των ασύρματων επικοινωνιών. Πλέον, αναπτύσσονται συνεχώς νέα συστήματα εκπομπής και λήψης που εξασφαλίζουν υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και χαμηλότερη πιθανότητα λάθους στο δέκτη. Η παρούσα εργασία μελετά την εφαρμογή της τεχνικής MLC στα συστήματα MIMO. Κάποιες προσπάθειες προς αυτή την κατεύθυνση έχουν ήδη πραγματοποιηθεί. [Bew09]

Για την απλούστερη ανάλυση της τεχνικής MLC, μελετάται αρχικά η επίδοσή της ως προς την πιθανότητα λάθους σε σύστημα SISO. Σε αντίθεση με τις περισσότερες έως σήμερα παρεμφερείς εργασίες, θεωρείται ταυτόχρονη αποστολή των συμβόλων των n επιπέδων από μία κεραία εκπομπής σε κάθε χρονική περίοδο. Η ιδιαιτερότητα αυτής της εφαρμογής έγκειται στην παρεμβολή μεταξύ των συμβόλων των διαφορετικών layers (Inter Layer Interference, ILI) ενώ αποσκοπεί στην αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης μέσω της ταυτόχρονης αποστολής περισσοτέρων συμβόλων.

Κάθε στρώμα πληροφορίας χαρακτηρίζεται από το ψηφιακό σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιεί και την ισχύ που του έχει αποδοθεί. Συγκεκριμένα, για το BL επιδιώκεται η μετάδοσή του με όσο το δυνατόν μικρότερη πιθανότητα λάθους με αποτέλεσμα να κωδικοποιείται με εύρωστο σχήμα διαμόρφωσης και να του αποδίδεται μεγαλύτερη ισχύ σε σχέση με τα EL. Αντίθετα, το γεγονός ότι τα EL απευθύνονται σε χρήστες που διαθέτουν δέκτες με αυξημένες δυνατότητες επεξεργασίας, επιτρέπει την απόδοση μικρότερης ισχύος σε αυτά σε σχέση με το BL ενώ χρησιμοποιούν σχήματα υψηλής φασματικής απόδοσης ώστε να ικανοποιούνται οι αυξημένες απαιτήσεις των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων σε ρυθμό μετάδοσης.

Με τις επιλογές αυτές, κάθε στρώμα καθίσταται ανεξάρτητο από τα υπόλοιπα όσον αφορά το σχήμα διαμόρφωσης και το περιεχόμενο της πληροφορίας του. Αυτό αποκτά σημασία σε συνδυασμό με το γεγονός ότι κάθε δέκτης έχει διαφορετική δυνατότητα λήψης και επεξεργασίας της πληροφορίας, επομένως αποδιαμορφώνει διαφορετικό πλήθος στρωμάτων, ανάλογα με το σηματοθορυβικό λόγο λήψης. Έτσι, δέκτες που απέχουν μεγάλη απόσταση από τον πομπό, και επομένως λαμβάνουν μικρή ισχύ λήψης, μπορούν να αποκωδικοποιήσουν μόνο το BL.

Αντίθετα, δέκτες οι οποίοι απέχουν μικρή απόσταση από τον πομπό και διαθέτουν ισχυρό σήμα λήψης καθώς και δέκτες με αυξημένες επεξεργαστικές ικανότητες, μπορούν να αποκωδικοποιήσουν περισσότερα ή και όλα τα στρώματα πληροφορίας.

3.2 Πολυεπίπεδη Κωδικοποίηση σε συστήματα SISO

Κατά την εφαρμογή της τεχνικής MLC σε ένα σύστημα SISO, η κεραία εκπομπής αποστέλλει ταυτόχρονα τα σύμβολα των n στρωμάτων πληροφορίας χρησιμοποιώντας διαφορετική ισχύ στο καθένα και ενδεχομένως διαμορφώνοντάς τα με διαφορετικό σχήμα ψηφιακής διαμόρφωσης.

$w_n^2 \cdot P_s - \text{MOD}_n$
\vdots
$w_3^2 \cdot P_s - \text{MOD}_3$
$w_2^2 \cdot P_s - \text{MOD}_2$
$w_1^2 \cdot P_s - \text{MOD}_1$

Σχήμα 3.1: Διάταξη των στρωμάτων

Στο ανωτέρω σχήμα P_s είναι η συνολική ισχύς εκπομπής σε μία περίοδο συμβόλου και $w_i, i = 1, 2, \dots, n$, το κλάσμα της συνολικής ισχύος που αποδίδεται σε κάθε στρώμα. Καθώς αυξάνεται το i μειώνεται η σημαντικότητα των στρωμάτων. Εφόσον είναι επιθυμητό το βασικό στρώμα να ανιχνεύεται με μεγαλύτερη αξιοπιστία, του αποδίδεται μεγαλύτερο κλάσμα της συνολικής ισχύος. Οι ανωτέρω διαπιστώσεις περιγράφονται από τις σχέσεις

$$w_1^2 + w_2^2 + w_3^2 + \dots + w_n^2 = 1, \quad w_1 > w_2 > w_3 > \dots > w_n, \quad (3.1)$$

Για την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας του σχήματος MLC γίνεται η παραδοχή κατανομής της πληροφορίας σε δύο στρώματα, το BL που περιέχει τη σημαντική πληροφορία και το EL που περιέχει τη βελτιωτική πληροφορία. Σε αντιστοιχία με την (3.1) προκύπτει

$$w_{BL}^2 + w_{EL}^2 = 1, \quad w_{BL} > w_{EL}, \quad w_{BL}, w_{EL} \in \mathfrak{R}^+, \quad (3.2)$$

όπου w_{BL} είναι ο συντελεστής ισχύος του BL και w_{EL} ο συντελεστής ισχύος του EL. Πλέον, το συνολικό σήμα που εκπέμπει η κεραιά εκπομπής σε μία περίοδο συμβόλου γράφεται υπό τη μορφή

$$s = w_{BL} \cdot s_{BL} + w_{EL} \cdot s_{EL}, \quad (3.3)$$

όπου s_{BL} είναι το σύμβολο BL και s_{EL} είναι το σύμβολο EL. Ο λόγος ισχύος (Power Ratio) r μεταξύ των δύο στρωμάτων εκφράζεται μέσω της σχέσης

$$r = \frac{w_{BL}^2}{w_{EL}^2} > 1, \quad w_{BL} > w_{EL} \quad (3.4)$$

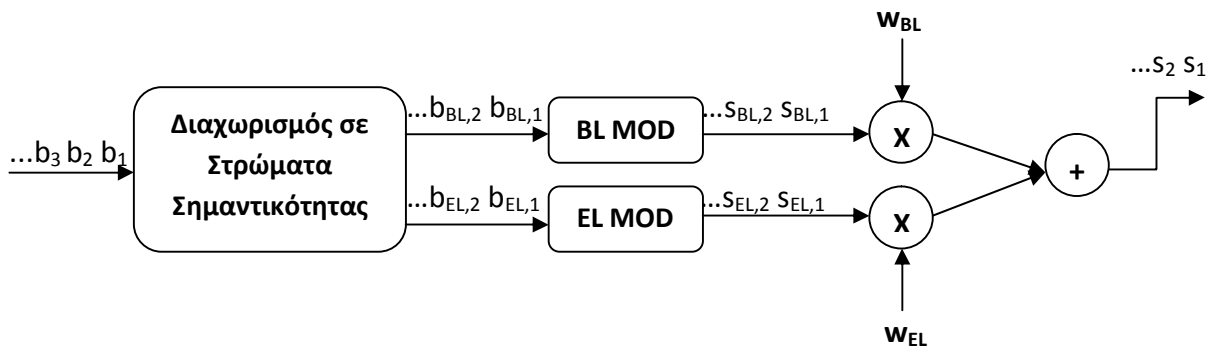
Ο λόγος ισχύος είναι το μέγεθος στο οποίο εξαντிகρύζεται η απόδοση μεγαλύτερης ισχύος στο BL σε σχέση με το EL. Πλέον, από τις σχέσεις (3.2), (3.4) προκύπτουν οι σχέσεις που συνδέουν το λόγο ισχύος με κάθε συντελεστή ξεχωριστά

$$w_{BL} = \sqrt{\frac{r}{r+1}}, \quad w_{EL} = \sqrt{\frac{1}{r+1}} \quad (3.5)$$

Όπως γίνεται αντιληπτό από την (3.3), ο πομπός εκπέμπει σε κάθε περίοδο συμβόλου τη σταθμισμένη πληροφορία των συμβόλων των δύο στρωμάτων. Για το λόγο αυτό κάθε σύμβολο αποστολής αποκαλείται σύμβολο διπλής στρωμάτωσης (Double Layer Symbol).

3.2.1 Σχεδίαση του Πομπού

Ο πομπός ενός συστήματος MLC διπλής στρωμάτωσης (Double Layer, DL) σχεδιάζεται κατά τρόπο ώστε να διαχωρίζει τα δεδομένα σε στρώματα πληροφορίας και κατόπιν να τα επεξεργάζεται καταλλήλως για να εξασφαλιστεί η επιτυχής λήψη από το δέκτη. Η διάταξη του πομπού απεικονίζεται στο κατωτέρω σχήμα.



Σχήμα 3.2: Διάγραμμα πομπού Double Layer συστήματος σε σύστημα SISO

Αρχικά, τα ψηφία πληροφορίας διαχωρίζονται σε στρώματα σημαντικότητας. Τα δεδομένα που είναι απαραίτητα για την αποκωδικοποίηση του σήματος στο δέκτη τοποθετούνται στο BL, ενώ τα υπόλοιπα στο EL. Ακολούθως τα ψηφία πληροφορίας κάθε στρώματος διαμορφώνονται ανεξάρτητα μεταξύ τους αντίστοιχα με το σχήμα διαμόρφωσης που έχει επιλεγεί για το κάθε στρώμα. Το BL διαμορφώνεται με εύρωστο σχήμα διαμόρφωσης ενώ το EL με κάποιο φασματικά αποδοτικό σχήμα διαμόρφωσης. Στη συνέχεια, οι έξοδοι των διαμορφωτών (modulators) πολλαπλασιάζονται με τους συντελεστές ισχύος των στρωμάτων, τα σύμβολα του BL με το συντελεστή w_{BL} , τα σύμβολα του EL με το συντελεστή w_{EL} . Τέλος, τα δύο σήματα αθροίζονται και αποστέλλεται τελικά ένα κοινό

σήμα στην κεραία εκπομπής για μετάδοση στο δίαυλο. Να σημειωθεί ότι τα σύμβολα που αποστέλλει η κεραία στο ανωτέρω σχήμα έχουν ως δείκτη την περίοδο κατά την οποία μεταδίδονται στο δίαυλο.

3.2.2 Σχήματα Διαμόρφωσης

Τα σχήματα διαμόρφωσης που εξετάζονται στην παρούσα εργασία είναι:

- 2-QAM (2-Quadrature Amplitude Modulation)
- 4-QAM (4-Quadrature Amplitude Modulation)
- 8-QAM (8-Quadrature Amplitude Modulation)
- 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation)

Τα δύο πρώτα σχήματα διαμόρφωσης (2-QAM,4-QAM) χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση του BL καθώς η σταθερή περιβάλλουσα που τα χαρακτηρίζει εξασφαλίζει μεγαλύτερη ανθεκτικότητα έναντι των διαλείψεων. Αντίθετα τα σχήματα 8-QAM και 16-QAM αντιστοιχίζονται σε περισσότερα ψηφία πληροφορίας καθιστώντας τα κατάλληλα για τις αυξημένες απαιτήσεις σε ρυθμό μετάδοσης τις οποίες καλείται να προσφέρει το EL για τους χρήστες με αυξημένες δυνατότητες αποκωδικοποίησης. Υποθέτοντας αντιστοίχιση ψηφίων με σύμβολα κατά Gray, η αντιστοίχιση των συμβόλων (symbols) με τα ψηφία πληροφορίας (bits) και τα σημεία στο μιγαδικό επίπεδο (s) απεικονίζεται στους κατωτέρω πίνακες.

Modulation	2-QAM		4-QAM			
Symbols	0	1	0	1	2	3
Bits	0	1	00	01	10	11
s	-1	1	$\frac{-1+j}{\sqrt{2}}$	$\frac{-1-j}{\sqrt{2}}$	$\frac{1+j}{\sqrt{2}}$	$\frac{1-j}{\sqrt{2}}$

Πίνακας 3.1: Τα σχήματα διαμόρφωσης 2-QAM, 4-QAM

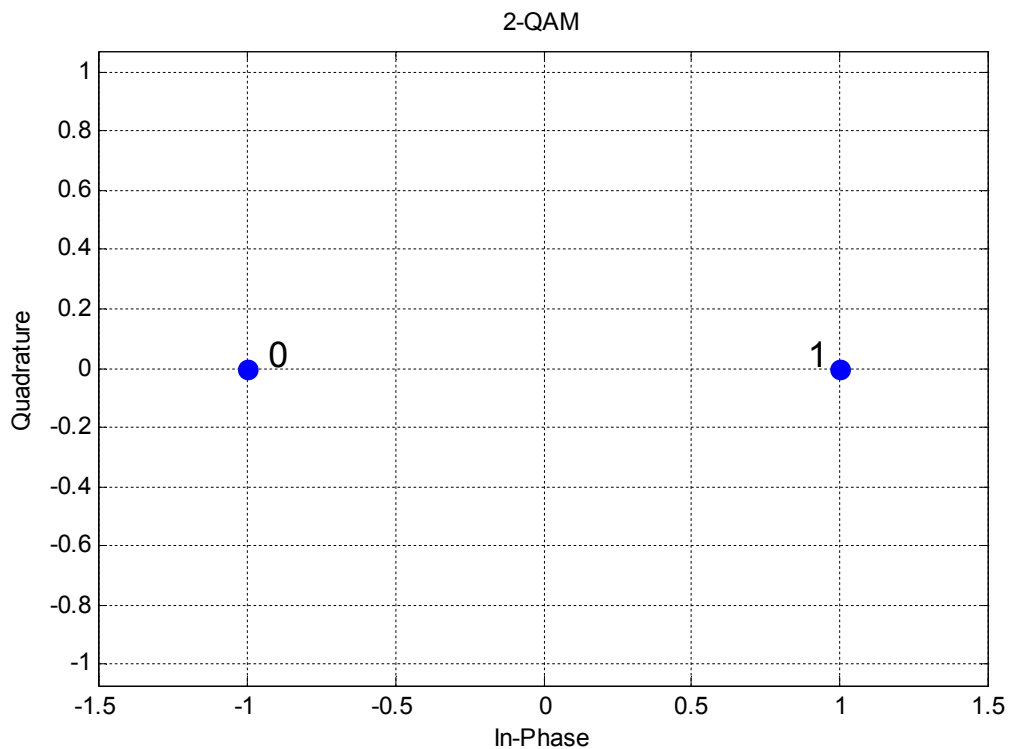
Modulation	8-QAM							
Symbols	0	1	2	3	4	5	6	7
Bits	000	001	010	011	100	101	110	111
s	$\frac{-3+j}{\sqrt{6}}$	$\frac{-3-j}{\sqrt{6}}$	$\frac{-1+j}{\sqrt{6}}$	$\frac{-1-j}{\sqrt{6}}$	$\frac{3+j}{\sqrt{6}}$	$\frac{3-j}{\sqrt{6}}$	$\frac{1+j}{\sqrt{6}}$	$\frac{1-j}{\sqrt{6}}$

Πίνακας 3.2: Το σχήμα διαμόρφωσης 8-QAM

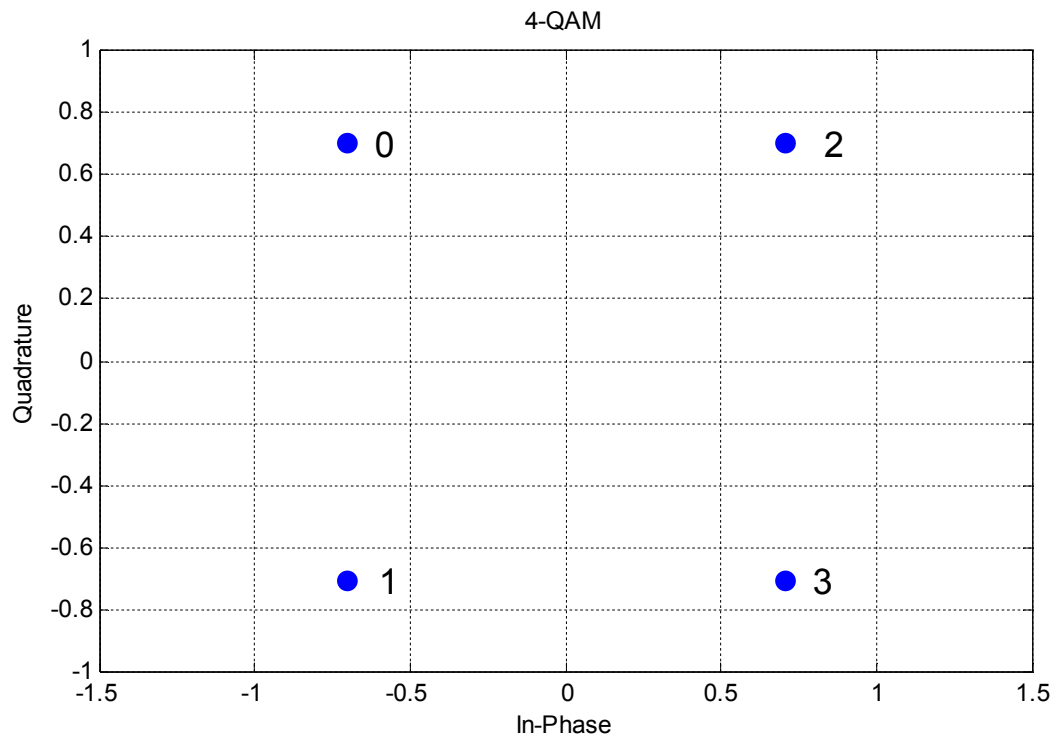
Modulation	16-QAM							
Symbols	0	1	2	3	4	5	6	7
Bits	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111
s	$\frac{-3 + 3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{-3 + j}{\sqrt{10}}$	$\frac{-3 - 3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{-3 - j}{\sqrt{10}}$	$\frac{-1 + 3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{-1 + j}{\sqrt{10}}$	$\frac{-1 - 3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{-1 - j}{\sqrt{10}}$
Symbols	8	9	10	11	12	13	14	15
Bits	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
s	$\frac{3 + 3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{3 + j}{\sqrt{10}}$	$\frac{3 - 3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{3 - j}{\sqrt{10}}$	$\frac{1 + 3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{1 + j}{\sqrt{10}}$	$\frac{1 - 3j}{\sqrt{10}}$	$\frac{1 - j}{\sqrt{10}}$

Πίνακας 3.3: Το σχήμα διαμόρφωσης 16-QAM

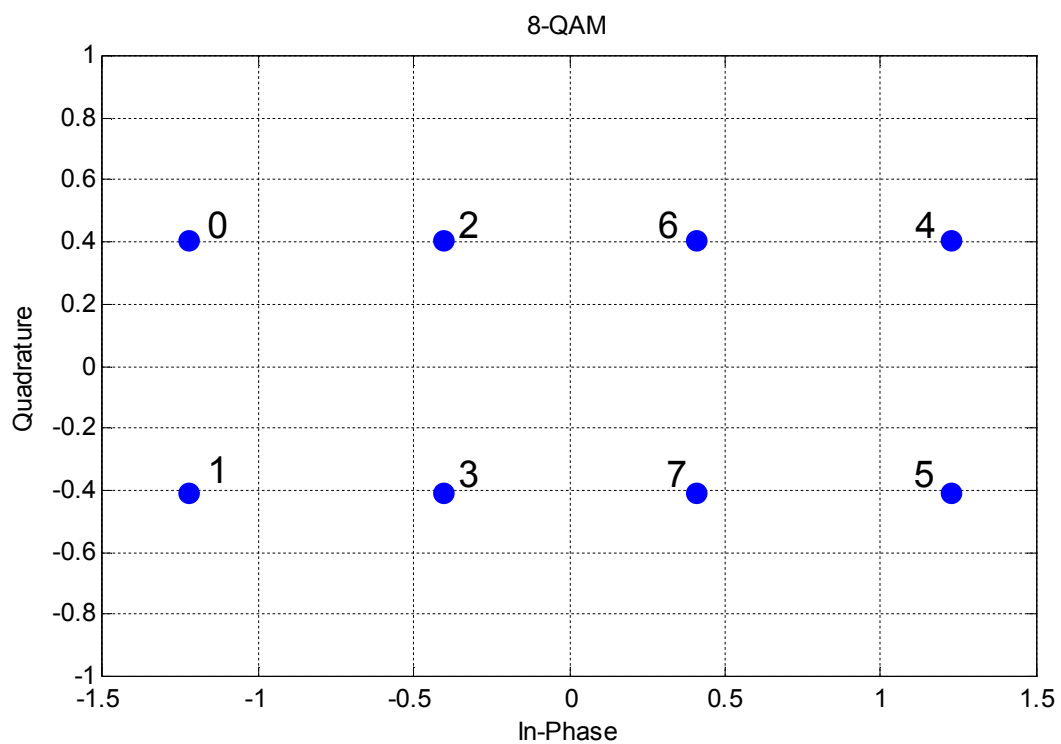
Στη συνέχεια, παρατίθενται οι αστερισμοί των σχημάτων διαμόρφωσης όπου αναγράφεται και η αντιστοίχιση των συμβόλων με τα σημεία στο μιγαδικό επίπεδο.



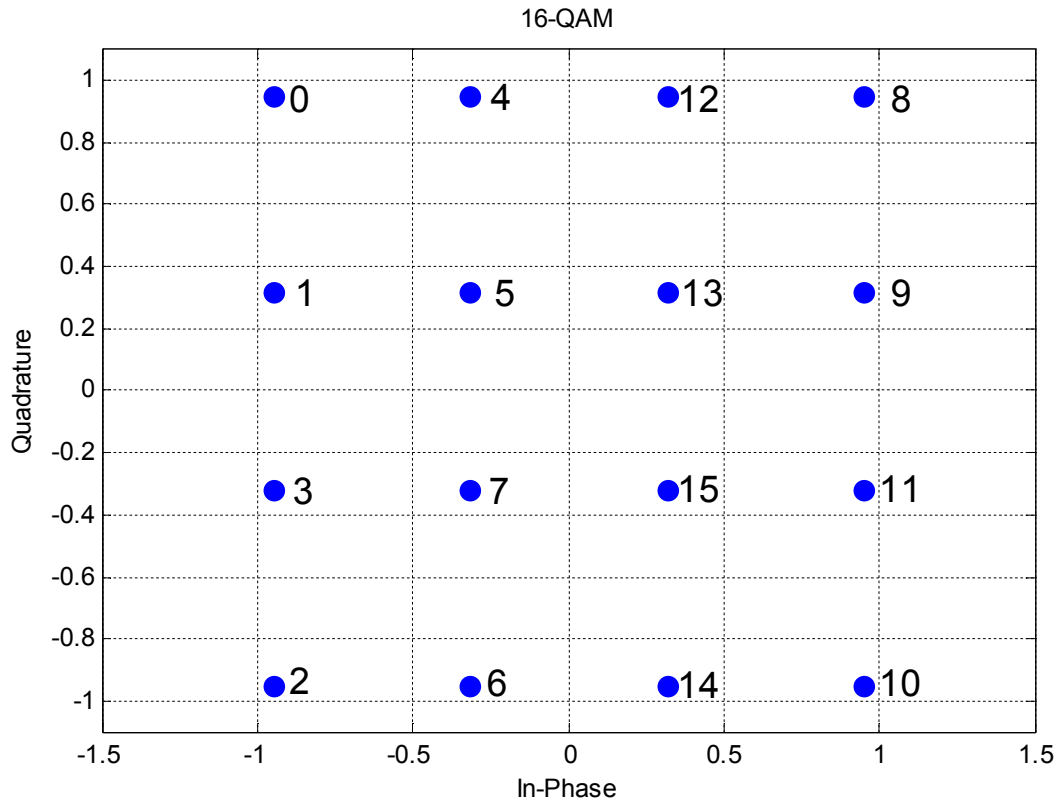
Σχήμα 3.3: Αστερισμός της 2-QAM



Σχήμα 3.4: Αστερισμός της 4-QAM



Σχήμα 3.5: Αστερισμός της 8-QAM



Σχήμα 3.6: Αστερισμός της 16-QAM

Στους ανωτέρω πίνακες και σχήματα τα σημεία στο μιγαδικό επίπεδο έχουν κανονικοποιηθεί κατά τέτοιον τρόπο ώστε όλα τα σχήματα διαμόρφωσης να αποδίδουν στα σύμβολα την ίδια μέση ισχύ. Όσο περισσότερο αποδοτικό φασματικά είναι το σχήμα διαμόρφωσης τόσο περισσότερο πυκνώνουν τα σημεία του αστερισμού. Επομένως, το σχήμα 2-QAM είναι το πλέον εύρωστο σε σχέση με τα υπόλοιπα. Οι παρατηρήσεις αυτές μπορούν να αποτυπωθούν στον κατωτέρω τύπο [Κωτ06]

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b}{n_0} \cdot \frac{R}{B} \quad , \quad (3.6)$$

όπου S είναι η ισχύς του σήματος, N ο θόρυβος, E_b η ενέργεια ανά bit πληροφορίας, n_0 η πυκνότητα θορύβου, R ο ρυθμός μετάδοσης και B το εύρος ζώνης του σήματος. Λαμβάνοντας λοιπόν ως παραδοχή ότι η ισχύς του σήματος παραμένει σταθερή για κάθε σχήμα διαμόρφωσης και γνωρίζοντας ότι ο ρυθμός μετάδοσης των φασματικά αποδοτικών σχημάτων, όπως το 16-QAM, είναι μεγαλύτερος σε σχέση με τα υπόλοιπα, είναι φανερό ότι η ενέργεια ανά bit πληροφορίας είναι μικρότερη σε αυτά. Αυτό σημαίνει ότι η πιθανότητα λάθους στο δέκτη θα είναι μεγαλύτερη καθώς συνδέεται με την ενέργεια ψηφίου E_b με αντίστροφη σχέση για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης. Για την πιθανότητα λάθους ισχύουν οι προσεγγιστικές σχέσεις του Πίνακα 3.4. [Zib10]

Σχήμα Διαμόρφωσης	P_e
2-QAM	$Q\{\sqrt{2E_b/n_0}\}$
4-QAM	$\frac{3}{2\sqrt{2}}Q\{\sqrt{2E_b/n_0}\}$
8-QAM	$\frac{4\sqrt{2}-1}{2\sqrt{6}}Q\left\{\sqrt{\frac{9}{7}E_b/n_0}\right\}$
16-QAM	$\frac{7}{8}Q\left\{\sqrt{\frac{4}{5}E_b/n_0}\right\}$

Πίνακας 3.4: Πιθανότητα λάθους ψηφίου για τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης

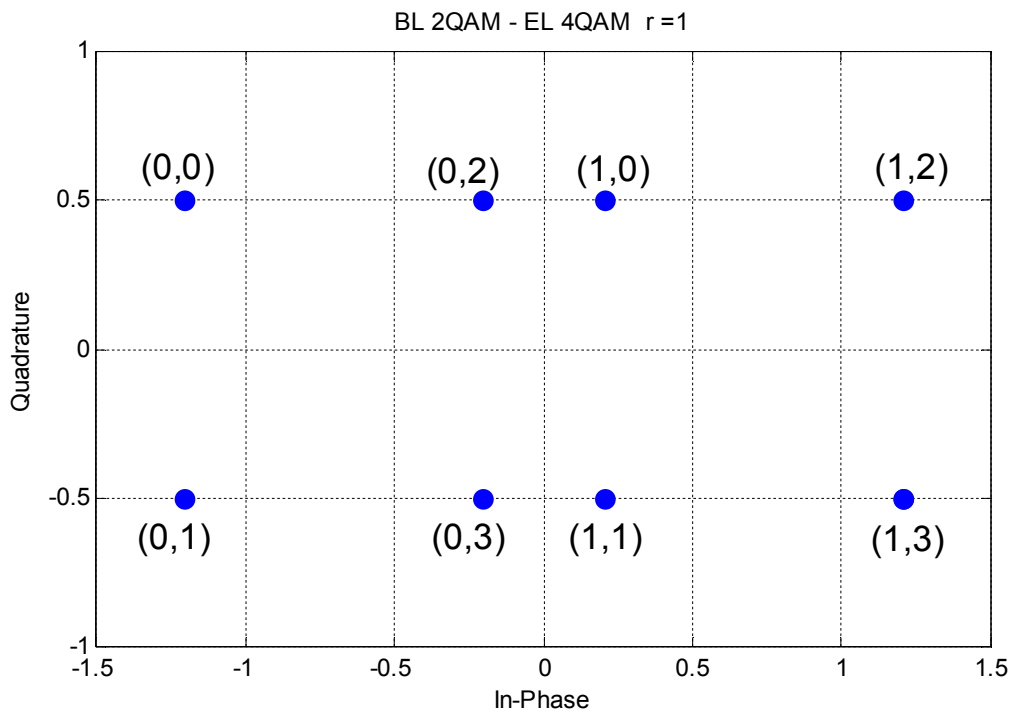
Στον ανωτέρω πίνακα P_e είναι η πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου και Q είναι η φθίνουσα συνάρτηση ολοκληρώματος της ουράς Gauss

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (3.7)$$

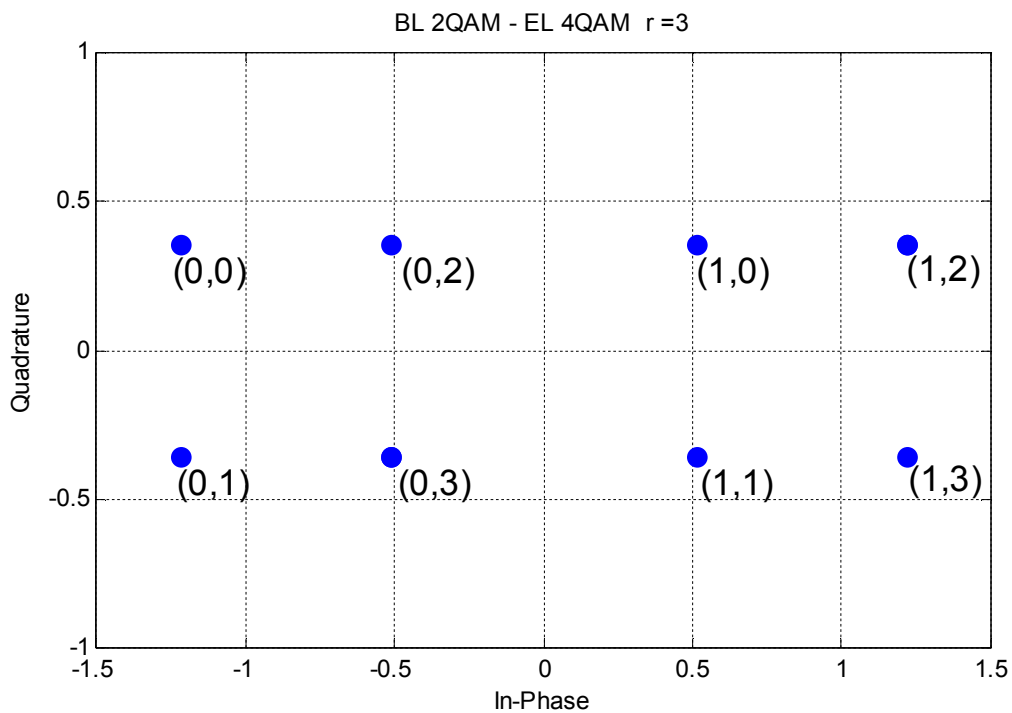
Τα σχήματα διαμόρφωσης που υλοποιούνται στα δύο στρώματα μπορούν να ταξινομηθούν κατά σειρά αυξανόμενης φασματικής απόδοσης και μειωνόμενης ευρωστίας (robustness) ως

$$2QAM \rightarrow 4QAM \rightarrow 8QAM \rightarrow 16QAM \quad (3.8)$$

Όπως προαναφέρθηκε, τα σύμβολα μετά τη διαμόρφωσή τους αποστέλλονται στο δίαυλο ως ο σταθμισμένος συνδυασμός τους που απεικονίζεται στο σύμβολο DL της σχέσης (3.3). Πλέον, ορίζεται ο αστερισμός DL ως η απεικόνιση στο μιγαδικό επίπεδο των πιθανών τιμών που μπορεί να πάρει με βάση τη σχέση (3.3). Ενδεικτικά, σε περίπτωση που επιλεγεί διαμόρφωση 2-QAM {0,1} για το BL και διαμόρφωση 4-QAM {0,1,2,3} για το EL, ο αστερισμός DL δίδεται στα Σχήματα 3.7 και 3.8.



Σχήμα 3.7: Αστερισμός DL που αποστέλλει η κεραία εκπομπής χρησιμοποιώντας σχήμα 2-QAM για το BL και 4-QAM για το EL θέτοντας $r=1$



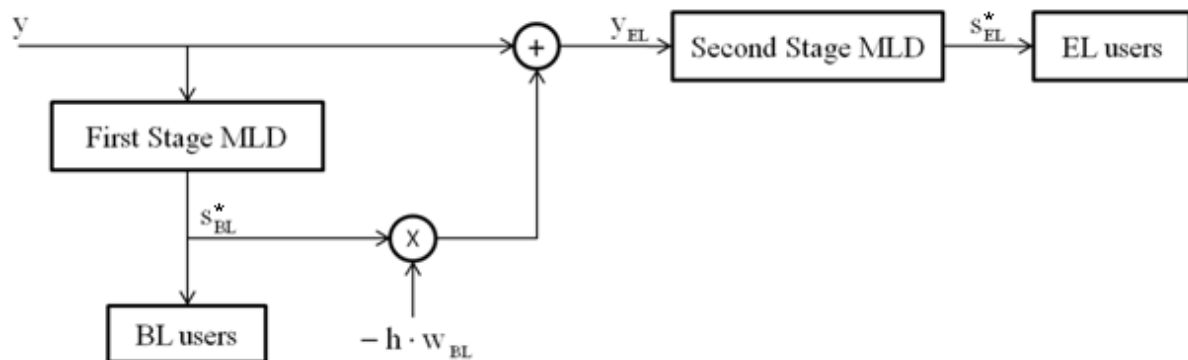
Σχήμα 3.8: Αστερισμός DL που αποστέλλει η κεραία εκπομπής χρησιμοποιώντας σχήμα 2-QAM για το BL και 4-QAM για το EL θέτοντας $r=3$

Στις προηγούμενες γραφικές παραστάσεις απεικονίζονται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί των συμβόλων λόγω επιλογής των διαμορφώσεων 2-QAM για το BL και 4-QAM για το EL για $r=1$ και 3, αντίστοιχα. Όπως φαίνεται από τα Σχήματα 3.7 και 3.8, στο κάθε σύμβολο αποστολής αντιστοιχεί ένας συνδυασμός (x,y) , όπου x είναι ο αριθμός συμβόλου της διαμόρφωσης 2-QAM και y ο αριθμός συμβόλου της διαμόρφωσης 4-QAM.

Επιπλέον, παρατηρείται ότι για επιλογή του λόγου ισχύος ίση με 1, στο Σχήμα 3.7 τα τέσσερα κεντρικά σύμβολα $\{(0,2), (1,0), (0,3), (1,1)\}$ βρίσκονται κοντά στο κέντρο του μιγαδικού επιπέδου. Αυτό συμβαίνει διότι έχει αποδοθεί η ίδια ισχύς στα σύμβολα των δύο στρωμάτων. Αντίθετα, στο Σχήμα 3.8 όπου έχει αποδοθεί μεγαλύτερη ισχύς στο βασικό στρώμα, τα ανωτέρω σύμβολα απομακρύνονται από το κέντρο και πλησιάζουν τα αντίστοιχα σύμβολα της 2-QAM.

3.2.3 Σχεδίαση του Δέκτη

Η διάταξη του δέκτη για την αποκωδικοποίηση της πληροφορίας της διπλής στρωμάτωσης απεικονίζεται στο κατωτέρω σχήμα.



Σχήμα 3.9: Διάγραμμα δέκτη για την αποκωδικοποίηση του Double Layer

Το σήμα που φθάνει στο δέκτη γράφεται

$$y = h \cdot (w_{BL} \cdot s_{BL} + w_{EL} \cdot s_{EL}) + n, \quad (3.9)$$

όπου h είναι το κέρδος του διαύλου και n κυκλικός αθροιστικός θόρυβος τύπου Gauss μηδενικής μέσης τιμής και μοναδιαίας τυπικής απόκλισης. Να σημειωθεί ότι οι συντελεστές ισχύος, τα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται και το κέρδος του διαύλου θεωρούνται γνωστά στο δέκτη.

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.9, για την αποδιαμόρφωση του σήματος χρησιμοποιείται μια παραλλαγή της τεχνικής Ανίχνευσης Μέγιστης Πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Detection, MLD). Η σχέση που περιγράφει την MLD είναι

$$s^* = \underset{\hat{s} \in \{S\}}{\operatorname{argmin}} |y - h \cdot \hat{s}|, \quad (3.10)$$

όπου s^* είναι το εκτιμώμενο σύμβολο εξόδου του MLD και $\{S\}$ είναι το σύνολο των σημείων του αστερισμού που ανήκει το \hat{s} .

Στην περίπτωση του συστήματος που εξετάζεται, όμως, πραγματοποιείται ανίχνευση σε δύο στάδια (Two-Step Detection). Σε πρώτη φάση, εκτιμάται το σύμβολο s_{BL}^* με κατάλληλη εφαρμογή της (3.10), δηλαδή

$$s_{BL}^* = \underset{\hat{s}_{BL} \in \{BL\}}{\operatorname{argmin}} |y - h \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL}|, \quad (3.11)$$

όπου $\{BL\}$ είναι το σύνολο των σημείων του αστερισμού που ανήκει το \hat{s}_{BL} .

Από την (3.11) φαίνεται ότι κατά το πρώτο στάδιο ανίχνευσης, ο δέκτης θεωρεί το σήμα λήψης διαμορφωμένο με το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στο BL. Αναδιατυπώνοντας την (3.3) εισάγοντας την παράμετρο r προκύπτει

$$s = \sqrt{\frac{r}{r+1}} \cdot \left(s_{BL} + \frac{1}{\sqrt{r}} \cdot s_{EL} \right) \quad (3.12)$$

Στη σχέση (3.12), το πρώτο μέρος είναι το επιθυμητό σήμα ενώ το δεύτερο που αναφέρεται στο EL δρα ως ICI στο BL. Μάλιστα, συμπεραίνεται άμεσα και ο τρόπος κατανομής της ισχύος στα δύο στρώματα λόγω της εισαγωγής του r .

Αν ο τελικός χρήστης είναι ικανός να αποκωδικοποιήσει μόνο το BL ή αυτό έχει συμφωνήσει με τον πάροχο της υπηρεσίας η διαδικασία σταματά εδώ. Αν, όμως, ο χρήστης έχει χαρακτηριστεί ως χρήστης EL, τότε, μετά την ανίχνευση του BL, το τελευταίο αφαιρείται από το συνολικό σήμα λήψης. Στο σημείο αυτό ο δέκτης θεωρεί ότι το πρώτο στάδιο ανίχνευσε το σωστό σύμβολο BL, οπότε προκύπτει

$$y_{EL} = y - h \cdot w_{BL} \cdot s_{BL}^* \quad (3.13)$$

Στη συνέχεια ακολουθεί η δεύτερη φάση της ανίχνευσης για το EL που περιγράφεται από τη σχέση

$$s_{EL}^* = \underset{\hat{s}_{EL} \in \{EL\}}{\operatorname{argmin}} |y_{EL} - h \cdot w_{EL} \cdot \hat{s}_{EL}|, \quad (3.14)$$

όπου $\{EL\}$ είναι το σύνολο των σημείων του αστερισμού που ανήκει το \hat{s}_{EL} .

Στο σημείο αυτό μπορεί να αναδειχθεί ένα μειονέκτημα της τεχνικής της ανίχνευσης σε δύο στάδια. Κατά την αποκωδικοποίηση του BL από τη πρώτη MLD υπάρχει πιθανότητα να γίνει λανθασμένη εκτίμηση ως προς το s_{BL} , δηλαδή $s_{BL}^* \neq s_{BL}$, οπότε λαμβάνοντας υπόψη την (3.9), η (3.13) γράφεται

$$y_{EL} = h \cdot w_{EL} \cdot s_{EL} + h \cdot w_{BL} \cdot (s_{BL} - s_{BL}^*) + n \quad (3.15)$$

Από την ανωτέρω εξίσωση γίνεται εμφανής η πρόκληση παρεμβολής του BL στο EL σε περίπτωση λανθασμένης εκτίμησης του συμβόλου BL. Συνεπώς, αυτό έχει ως επίπτωση την αύξηση της πιθανότητας λάθους κατά την αποκωδικοποίηση του EL. Συμπεραίνεται, λοιπόν, ότι η κατανομή της ισχύος στα στρώματα επηρεάζει το μέγεθος της παρεμβολής ανάμεσα σε αυτά. Επομένως, η επιλογή των συντελεστών ισχύος πρέπει να γίνεται προσεκτικά και με κριτήριο τις προδιαγραφές του εκάστοτε συστήματος. Συγκεκριμένα, όσο αυξάνεται το r τόσο μειώνεται η πιθανότητα να εμφανιστεί ο όρος παρεμβολής στην (3.15) αφού το BL κατά το πρώτο βήμα αποκωδικοποίησης (first stage detection) έχει μεγαλύτερη πιθανότητα να ανακτηθεί σωστά. Από την άλλη πλευρά, όσο αυξάνεται το r , μειώνεται το w_{EL} και συνακόλουθα το SNR εκπομπής και λήψης του EL. Αυτό έχει ως συνέπεια την αύξηση της πιθανότητας λανθασμένης αποκωδικοποίησης του EL. Οι προηγούμενες παρατηρήσεις αντικατοπτρίζουν και τη σχέση ανταλλαγής (trade-off) ανάμεσα στα BL και EL.

Ωστόσο, η τεχνική ανίχνευσης σε δύο στάδια προσφέρει ένα σημαντικό πλεονέκτημα. Είναι απλή άρα και ταχεία για τους BL χρήστες, καθώς απαιτείται η αποκωδικοποίηση μόνο του BL, με αποτέλεσμα τη μείωση της πολυπλοκότητας των αντίστοιχων δεκτών και την εξοικονόμηση πόρων του συστήματος. Έτσι, τα δύο στάδια ανίχνευσης υλοποιούνται μόνο στους EL χρήστες που απαιτούν όσο το δυνατόν υψηλότερη ποιότητα για τις υπηρεσίες τους.

3.2.4 Επίδοση Διπλής Στρωμάτωσης

Έστω ότι το σύνολο της πληροφορίας αποστέλλεται μόνο από το BL, αποδίδοντάς του ολόκληρη την ισχύ. Στην περίπτωση αυτή, ο σηματοθορυβικός λόγος λήψης για BL λειτουργία είναι SNR . Ωστόσο, για DL λειτουργία, η παρουσία του EL δεσμεύει κλάσμα του συνολικού SNR , με αποτέλεσμα ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του BL αποδιαμορφωτή του BL, να μειώνεται σε

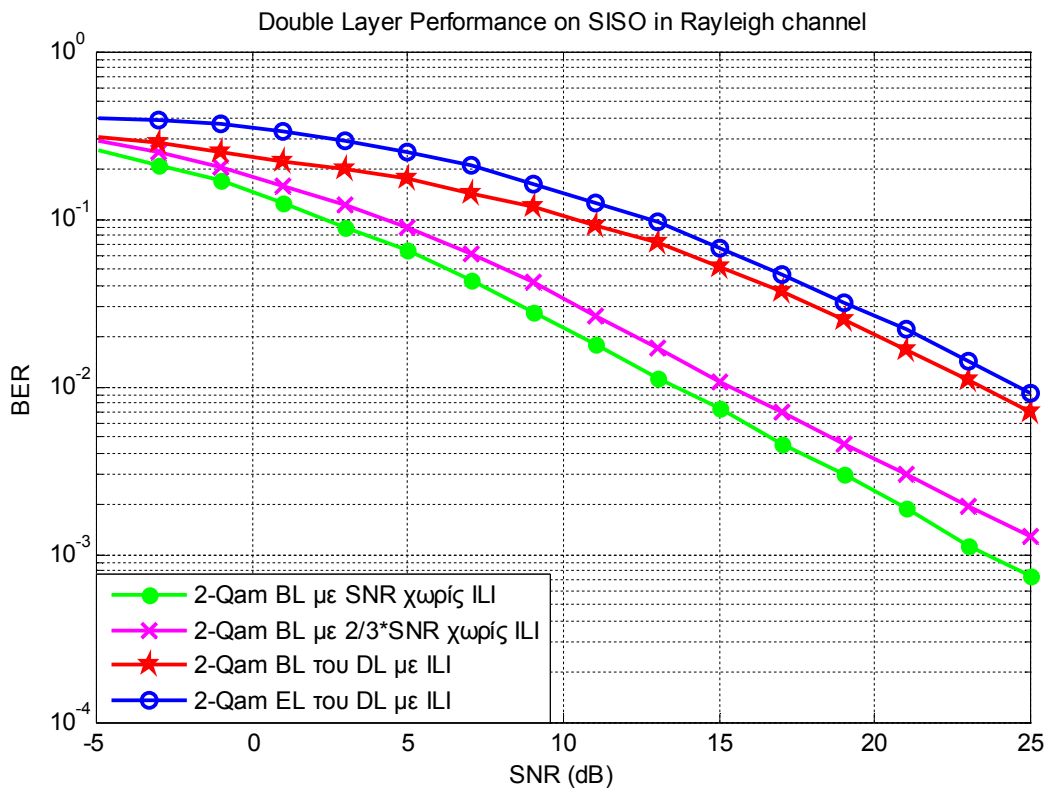
$$SNR_{BL} = w_{BL}^2 \cdot SNR = \frac{r}{r+1} \cdot SNR, \quad (3.16)$$

όπου $SNR = S/N$, S η συνολική ισχύς του σήματος λήψης και N η ισχύς του θορύβου πριν τον BL αποδιαμορφωτή. Αν τα κυκλώματα του EL δέκτη δεν προσθέτουν επιπλέον θόρυβο σε σχέση με το BL δέκτη, στην είσοδο του EL αποδιαμορφωτή ισχύει

$$SNR_{EL} = w_{EL}^2 \cdot SNR = \frac{1}{r+1} \cdot SNR \quad (3.17)$$

Στην πραγματικότητα, όμως, η παρουσία ΙΙΙ ανάμεσα στα δύο στρώματα δυσχεραίνει περαιτέρω τη διαδικασία αποκωδικοποίησής τους, με συνέπεια η χειροτέρευση της επίδοσης των BL και EL να είναι ακόμη μεγαλύτερη σε σχέση με αυτήν που αναμένεται λόγω μείωσης των αντιστοιχών SNR. Τα συμπεράσματα αυτά εξάγονται και από τα Σχήματα 3.10 και 3.11, όπου απεικονίζεται το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων (Bit Error Ratio, BER) ως συνάρτηση του SNR.

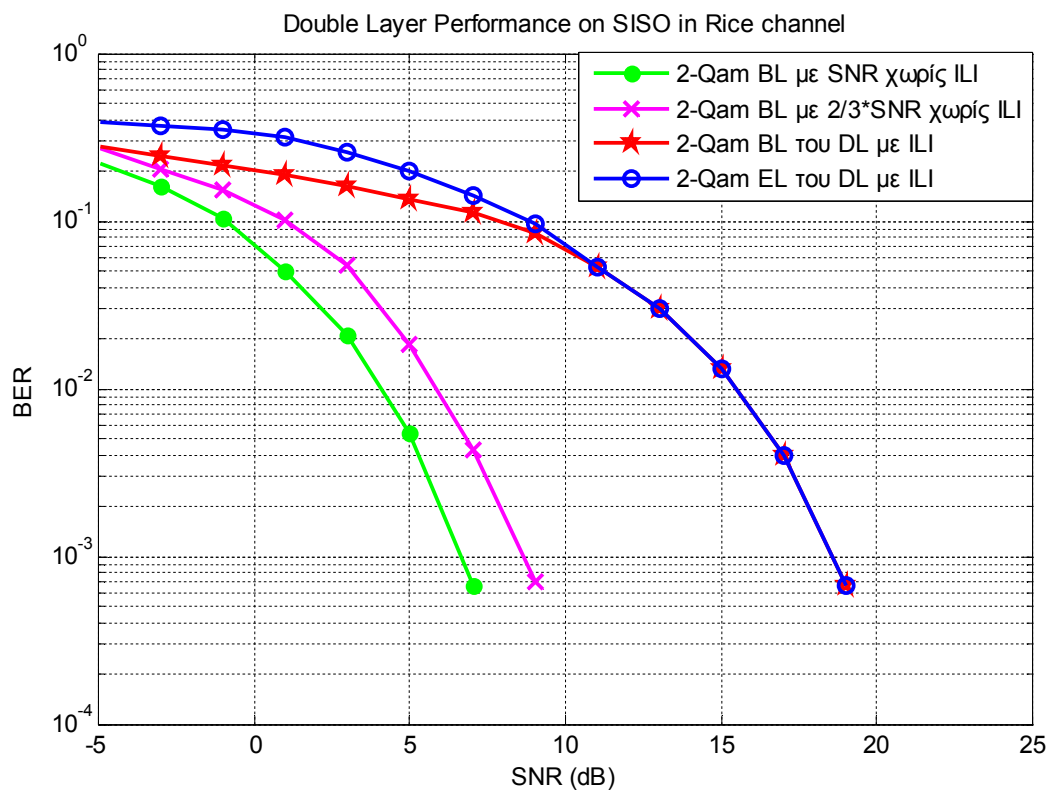
Στο Σχήμα 3.10 διεξήχθησαν προσομοιώσεις σε δίαυλο με διαλείψεις Rayleigh. Η καμπύλη με τις τελείες απεικονίζει το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του BL όταν αυτό αποστέλλεται μόνο του με σηματοθορυβικό λόγο ίσο με SNR . Η καμπύλη με τα \times αντιστοιχεί στο BL όταν αυτό αποστέλλεται μόνο του με σηματοθορυβικό λόγο ίσο με $w_{BL}^2 \cdot SNR$, δηλαδή λαμβάνοντας υπόψη τη μείωση του SNR εξαιτίας της ταυτόχρονης αποστολής του EL. Εφόσον $r=2$, από τη (3.16) προκύπτει ότι $SNR_{BL} = 2/3 \cdot SNR$. Στις δύο προηγούμενες καμπύλες δεν έχει ληφθεί υπόψη η επίδραση της ΙΙΙ του EL στο BL. Αυτή συνυπολογίζεται στις υπόλοιπες δύο καμπύλες που αντιπροσωπεύουν την ταυτόχρονη εκπομπή και λήψη των BL και EL του DL. Για το σηματοθορυβικό λόγο του EL από τη (3.17) προκύπτει ότι $SNR_{EL} = 1/3 \cdot SNR$.



Σχήμα 3.10: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων για τα BL και το EL με σχήμα διαμόρφωσης 2-QAM σε δίαυλο Rayleigh για $r=2$

Παρατηρείται, λοιπόν, ότι οι καμπύλες BL και EL του DL υστερούν αρκετά σε απόδοση σε σχέση με τις άλλες δύο. Αυτό συμβαίνει λόγω της ύπαρξης ILI ανάμεσα στα BL και EL, η οποία έχει επικουρικά προς το θόρυβο δυσμενή επίπτωση. Επιπλέον, με την αύξηση του SNR, οι καμπύλες του DL απομακρύνονται από τις υπόλοιπες, καθώς η ILI γίνεται συνεχώς ισχυρότερη. Ουσιαστικά η σύγκριση της καμπύλης του BL με SNR (χωρίς ILI) και του BL του DL φανερώνει την αρνητική επίπτωση που έχει η διπλή στρωμάτωση στην αξιοπιστία ενός συστήματος. Επομένως, η μείωση του σηματοθορυβικού λόγου που αντιστοιχεί στο BL καθώς και η παρουσία ILI έχει ως αποτέλεσμα τη χειροτέρευση του BER, για το ίδιο SNR, του BL του DL σε σχέση με το BL με SNR (χωρίς ILI).

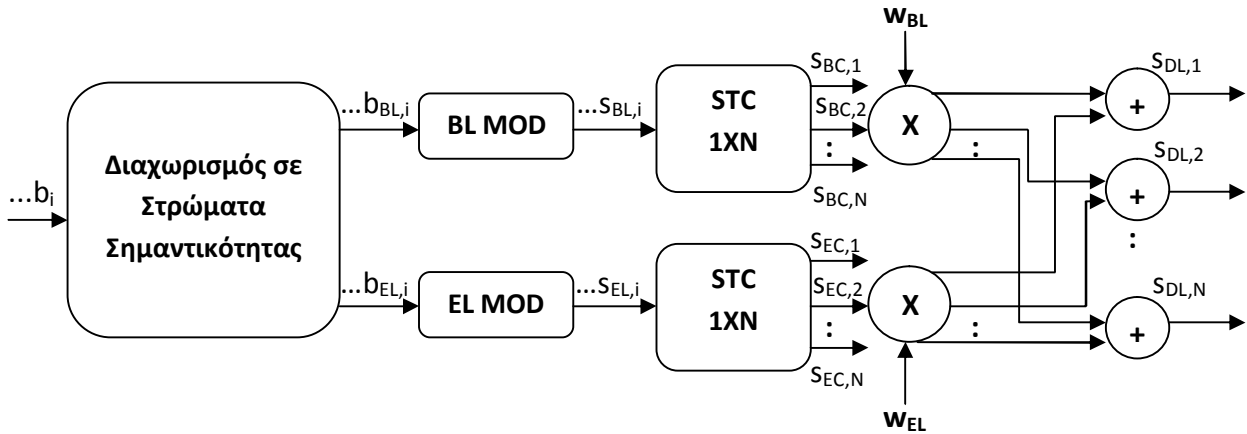
Στο Σχήμα 3.11 διεξήχθησαν προσομοιώσεις σε δίαυλο με διαλείψεις Rice. Τα συμπεράσματα που εξαγονται είναι σε μεγάλο ποσοστό τα ίδια με αυτά του Σχήματος 3.10. Ωστόσο, διαπιστώνεται ότι για σηματοθορυβικούς λόγους μεγαλύτερους των 10dB υπάρχει σύγκλιση των ποσοστών λανθασμένων ψηφίων για τα BL και EL του DL. Αιτία για αυτό είναι η ύπαρξη ισχυρής απευθείας συνιστώσας καθώς και η επιλογή του $r=2$, κάτι που σημαίνει ότι η απόδοση ισχύος υπέρ του BL δεν είναι πολύ μεγαλύτερη έναντι του EL. Βεβαίως, πρέπει να επισημανθούν τα εμφανώς καλύτερα αποτελέσματα σε δίαυλο Rice σε σχέση με τα αντίστοιχα σε δίαυλο Rayleigh λόγω των καλύτερων συνθηκών διάδοσης που επικρατούν στον πρώτο.



Σχήμα 3.11: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων για τα BL και το EL με σχήμα διαμόρφωσης 2-QAM σε δίαυλο Rice για $r=2$

3.3 Πολυεπίπεδη Κωδικοποίηση σε συστήματα MIMO

Ο συνδυασμός της τεχνολογίας MIMO με την MLC επιτυγχάνεται μέσω της τεχνικής Ενσωματωμένης Χωροχρονικής Κωδικοποίησης (Embedded Space-Time Coding, ESTC). Για την περιγραφή της λειτουργίας της ESTC θεωρείται σύστημα MIMO $N \times M$, όπου N το πλήθος των κεραιών του πομπού και M το πλήθος των κεραιών του δέκτη. Η αρχή λειτουργίας του φαίνεται στο Σχήμα 3.12.



Σχήμα 3.12: Αρχή λειτουργίας της ESTC

Σύμφωνα με την ESTC, επαναλαμβάνεται η ίδια διαδικασία με αυτήν του πομπού SISO μέχρι και τη διαμόρφωση των συμβόλων του κάθε στρώματος. Στη συνέχεια, τα σύμβολα υποβάλλονται σε κωδικοποίηση με βάση επιλεγμένο χωροχρονικό σχήμα εξαγοντας N σύμβολα από κάθε στρώμα, όσες και οι κεραιές εκπομπής. Τα σύμβολα αυτά πολλαπλασιάζονται με τους αντίστοιχους συντελεστές ισχύος. Τελικά, σχηματίζονται τα σύμβολα αποστολής (s_{DL}), τα οποία προκύπτουν για κάθε κεραία εκπομπής με πρόσθεση των αντίστοιχων συμβόλων BL και EL. Αποστέλλονται λοιπόν τα σύμβολα

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_{DL,1} \\ s_{DL,2} \\ \vdots \\ s_{DL,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{BL} \cdot s_{BC,1} + w_{EL} \cdot s_{EC,1} \\ w_{BL} \cdot s_{BC,2} + w_{EL} \cdot s_{EC,2} \\ \vdots \\ w_{BL} \cdot s_{BC,N} + w_{EL} \cdot s_{EC,N} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Στον ανωτέρω πίνακα $s_{DL,1}, s_{DL,2}, \dots, s_{DL,N}$ είναι τα σύμβολα DL που αποστέλλονται από την $1^{\eta}, 2^{\eta}, \dots, N^{\eta}$ κεραία εκπομπής αντίστοιχα. Ο δέκτης λαμβάνει το σήμα

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{DL,1} \\ s_{DL,2} \\ \vdots \\ s_{DL,N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_M \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} h_{11} \cdot s_{DL,1} & h_{12} \cdot s_{DL,2} & \cdots & h_{1N} \cdot s_{DL,N} \\ h_{21} \cdot s_{DL,1} & h_{22} \cdot s_{DL,2} & \cdots & h_{2N} \cdot s_{DL,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M1} \cdot s_{DL,1} & h_{M2} \cdot s_{DL,2} & \cdots & h_{MN} \cdot s_{DL,N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_M \end{bmatrix}, \quad (3.19)
\end{aligned}$$

όπου \mathbf{H} είναι ο πίνακας που περιγράφει τη συμπεριφορά του διαστάσεων $M \times N$ διαύλου και \mathbf{n} το διάνυσμα του θορύβου που εισάγει ο δίαυλος, μεγέθους $M \times 1$, ορισμένο στην είσοδο του αποκωδικοποιητή του δέκτη. Ο θόρυβος \mathbf{n} θεωρείται λευκός, αθροιστικός που ακολουθεί την κανονική κατανομή (Additive White Gaussian Noise, AWGN) με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση. Το διάνυσμα \mathbf{Y} περιέχει τα σήματα y_1, y_2, \dots, y_M που λαμβάνονται από την $1^{\eta}, 2^{\eta}, \dots, M^{\eta}$ κεραία λήψης αντίστοιχα. Η διαδικασία στο δέκτη ξεκινά με το πρώτο βήμα ανίχνευσης για την αποκωδικοποίηση του BL. Από την τεχνική MLD προκύπτει

$$\begin{aligned}
\mathbf{S}_{BL}^* &= \underset{\hat{\mathbf{S}}_{BL} \in \{BL\}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H} \cdot w_{BL} \cdot \hat{\mathbf{S}}_{BL}\|_F = \\
&= \underset{\hat{s}_{BL,i} \in \{BL\}}{\operatorname{argmin}} \left\| \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot w_{BL} \cdot \begin{bmatrix} \hat{s}_{BL,1} \\ \hat{s}_{BL,2} \\ \vdots \\ \hat{s}_{BL,N} \end{bmatrix} \right\|_F = \\
&= \underset{\hat{s}_{BL,i} \in \{BL\}}{\operatorname{argmin}} \left\| \begin{bmatrix} y_1 - (h_{11} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,1} + h_{12} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,2} + \cdots + h_{1N} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,N}) \\ y_2 - (h_{21} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,1} + h_{22} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,2} + \cdots + h_{2N} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,N}) \\ \vdots \\ y_M - (h_{M1} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,1} + h_{M2} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,2} + \cdots + h_{MN} \cdot w_{BL} \cdot \hat{s}_{BL,N}) \end{bmatrix} \right\|_F \quad (3.20)
\end{aligned}$$

Στην ανωτέρω εξίσωση $\{BL\}$ είναι το σύνολο των σημείων του αστερισμού που ανήκουν τα $\hat{s}_{BL,1}, \hat{s}_{BL,2}, \dots, \hat{s}_{BL,N}$ του διανύσματος $\hat{\mathbf{S}}_{BL}$ προερχόμενα από την $1^{\eta}, 2^{\eta}, \dots, N^{\eta}$ κεραία εκπομπής αντίστοιχα. Έτσι, το \mathbf{S}_{BL}^* είναι ένα διάνυσμα μεγέθους N που περιέχει τα N εξαγόμενα σύμβολα από την MLD σε αντίθεση με το σύστημα SISO όπου ήταν μοναδιαίο. Όπως και πριν, η διαδικασία για τους BL χρήστες σταματά εδώ. Για τους EL χρήστες ισχύει

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}_{EL} &= \mathbf{Y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot \mathbf{S}_{BL}^* = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot \begin{bmatrix} S_{BL,1}^* \\ S_{BL,2}^* \\ \vdots \\ S_{BL,N}^* \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} y_1 - (h_{11} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,1}^* + h_{12} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,2}^* + \cdots + h_{1N} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,N}^*) \\ y_2 - (h_{21} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,1}^* + h_{22} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,2}^* + \cdots + h_{2N} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,N}^*) \\ \vdots \\ y_M - (h_{M1} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,1}^* + h_{M2} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,2}^* + \cdots + h_{MN} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot S_{BL,N}^*) \end{bmatrix} \quad (3.21)
\end{aligned}$$

Στη συνέχεια ακολουθεί η ανίχνευση του EL

$$\begin{aligned}
\mathbf{S}_{EL}^* &= \underset{\hat{\mathbf{S}}_{EL} \in \{EL\}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{Y}_{EL} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{\mathbf{S}}_{EL}\|_F = \\
&= \underset{\hat{S}_{EL,i} \in \{EL\}}{\operatorname{argmin}} \left\| \mathbf{Y}_{EL} - \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \begin{bmatrix} \hat{S}_{EL,1} \\ \hat{S}_{EL,2} \\ \vdots \\ \hat{S}_{EL,N} \end{bmatrix} \right\|_F \\
&= \underset{\hat{S}_{EL,i} \in \{EL\}}{\operatorname{argmin}} \left\| \mathbf{Y}_{EL} - \begin{bmatrix} h_{11} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,1} + h_{12} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,2} + \cdots + h_{1N} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,N} \\ h_{21} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,1} + h_{22} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,2} + \cdots + h_{2N} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,N} \\ \vdots \\ h_{M1} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,1} + h_{M2} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,2} + \cdots + h_{MN} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \hat{S}_{EL,N} \end{bmatrix} \right\|_F \quad (3.22)
\end{aligned}$$

Στην ανωτέρω εξίσωση $\{EL\}$ είναι το σύνολο των σημείων του αστερισμού που ανήκουν τα $\hat{S}_{EL,1}, \hat{S}_{EL,2}, \dots, \hat{S}_{EL,N}$ του διανύσματος $\hat{\mathbf{S}}_{EL}$ προερχόμενα από την $1^{\eta}, 2^{\eta}, \dots, N^{\eta}$ κεραία εκπομπής αντίστοιχα. Όπως προέκυψε η σχέση (3.15), η (3.21) με ανάλογο τρόπο μπορεί να γραφεί στη μορφή

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}_{EL} &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \mathbf{S}_{EL} + \mathbf{H} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot (\mathbf{S}_{BL} - \mathbf{S}_{BL}^*) + \mathbf{n} = \\
&= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{w}_{EL} \cdot \begin{bmatrix} S_{EL,1} \\ S_{EL,2} \\ \vdots \\ S_{EL,N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot \left(\begin{bmatrix} S_{BL,1} \\ S_{BL,2} \\ \vdots \\ S_{BL,N} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_{BL,1}^* \\ S_{BL,2}^* \\ \vdots \\ S_{BL,N}^* \end{bmatrix} \right) + \mathbf{n}
\end{aligned}$$

$$= w_{EL} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} \cdot s_{EL,1} + \dots + h_{1N} \cdot s_{EL,N} \\ h_{21} \cdot s_{EL,1} + \dots + h_{2N} \cdot s_{EL,N} \\ \vdots \\ h_{M1} \cdot s_{EL,1} + \dots + h_{MN} \cdot s_{EL,N} \end{bmatrix} + w_{BL} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} \cdot (s_{BL,1} - s_{BL,1}^*) + \dots + h_{1N} \cdot (s_{BL,N} - s_{BL,N}^*) \\ h_{21} \cdot (s_{BL,1} - s_{BL,1}^*) + \dots + h_{2N} \cdot (s_{BL,N} - s_{BL,N}^*) \\ \vdots \\ h_{M1} \cdot (s_{BL,1} - s_{BL,1}^*) + \dots + h_{MN} \cdot (s_{BL,N} - s_{BL,N}^*) \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (3.23)$$

Παρατηρείται λοιπόν πρόκληση παρεμβολής του BL στο EL η οποία και στο υπό μελέτη σύστημα MIMO μπορεί να περιοριστεί με κατάλληλη επιλογή των συντελεστών ισχύος. Συμπεραίνεται λοιπόν ότι ισχύουν και εδώ τα μειονεκτήματα και πλεονεκτήματα του συστήματος SISO με μια σημαντική διαφορά. Με χρήση του συστήματος MIMO NXM αποστέλλονται N σύμβολα DL από τις κεραιές εκπομπής, επομένως γενικά ο αριθμός συμβόλων που θα αποσταλεί είναι N φορές μεγαλύτερος σε σχέση με το σύστημα SISO. Έτσι, επιτυγχάνεται κέρδος χωρικής πολυπλεξίας ίσο με N.

3.3.1 ESTC σε σύστημα MIMO με χρήση της τεχνικής Alamouti

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η περίπτωση χρησιμοποίησης MLC σε σύστημα MIMO σε συνδυασμό με κωδικοποίηση Alamouti (βλ. Κεφάλαιο 2). Η επιλογή της συγκεκριμένης χωροχρονικής κωδικοποίησης εξασφαλίζει την επίτευξη διαφορικού κέρδους στον πομπό με αποτέλεσμα τη μείωση της πιθανότητας λάθους στο δέκτη. Για την απλοποίηση της ανάλυσης θεωρείται σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti. Όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο 2, οι δύο κεραιές εκπομπής αποστέλλουν δύο διαφορετικά σύμβολα δεσμεύοντας χρονική διάρκεια δύο περιόδων, ώστε στη δεύτερη περίοδο να αποστείλουν τα συζυγή τους. Αυτό σημαίνει ότι ο ρυθμός μετάδοσης είναι ίδιος με αυτόν ενός συστήματος SISO. Τα σήματα που αποστέλλονται είναι

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{BL} \cdot s_{BL,1} + w_{EL} \cdot s_{EL,1} & -(w_{BL} \cdot s_{BL,2}^* + w_{EL} \cdot s_{EL,2}^*) \\ w_{BL} \cdot s_{BL,2} + w_{EL} \cdot s_{EL,2} & w_{BL} \cdot s_{BL,1}^* + w_{EL} \cdot s_{EL,1}^* \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Αν γίνει η παραδοχή της σταθερότητας του διαύλου για τις δύο χρονικές περιόδους αποστολής συμβόλου, η κεραιά λήψης θα λάβει τα κατωτέρω σήματα

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{n} = [h_1 \quad h_2] \cdot \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + [n_1 \quad n_2] = \\ &= [h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + n_1 \quad h_1 \cdot (-s_2^*) + h_2 \cdot s_1^* + n_2] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Ο πίνακας του ισοδύναμου διαύλου γράφεται

$$\mathbf{H}_{eq} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Ακολουθώντας τον αλγόριθμο που επιτάσσει η τεχνική MRC (βλ. Κεφάλαιο 2) ισχύει

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \mathbf{H}_{eq}^H \cdot \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + n_1 \\ [h_1 \cdot (-s_2^*) + h_2 \cdot s_1^* + n_2]^* \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + n_1 \\ h_1^* \cdot (-s_2) + h_2^* \cdot s_1 + n_2^* \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} (|h_1|^2 + |h_2|^2) \cdot s_1 + h_1^* \cdot n_1 + h_2 \cdot n_2^* \\ (|h_1|^2 + |h_2|^2) \cdot s_2 + h_2^* \cdot n_1 - h_1 \cdot n_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Για να υλοποιηθεί η εξαγωγή των δεδομένων του BL αρχικά πραγματοποιείται διαίρεση με το συντελεστή $\frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2}$ και ακολούθως με το συντελεστή ισχύος του BL, οπότε

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \begin{bmatrix} s_1 + \frac{h_1^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot n_1 + \frac{h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot n_2^* \\ s_2 + \frac{h_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot n_1 - \frac{h_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot n_2^* \end{bmatrix} \xrightarrow{(3.24)} \frac{1}{w_{BL}} \\ \mathbf{z} &= \frac{1}{w_{BL}} \cdot \begin{bmatrix} w_{BL} \cdot s_{BL,1} + w_{EL} \cdot s_{QL,1} + \frac{h_1^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot n_1 + \frac{h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot n_2^* \\ w_{BL} \cdot s_{BL,2} + w_{EL} \cdot s_{QL,2} + \frac{h_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot n_1 - \frac{h_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot n_2^* \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} s_{BL,1} + \frac{1}{\sqrt{r}} \cdot s_{EL,1} + \frac{h_1^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot \frac{n_1}{w_{BL}} + \frac{h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot \frac{n_2^*}{w_{BL}} \\ s_{BL,2} + \frac{1}{\sqrt{r}} \cdot s_{EL,2} + \frac{h_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot \frac{n_1}{w_{BL}} - \frac{h_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \cdot \frac{n_2^*}{w_{BL}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Όπως προκύπτει από την (3.28), το διάνυσμα \mathbf{z} αποτελείται από τα επιθυμητά σύμβολα $\{s_{BL,1}, s_{BL,2}\}$, τους όρους παρεμβολής $\{\frac{1}{\sqrt{r}} \cdot s_{EL,1}, \frac{1}{\sqrt{r}} \cdot s_{EL,2}\}$ και τις συνιστώσες του θορύβου. Επομένως γίνεται εμφανές ότι το EL παρεμβάλλεται στην αποκωδικοποίηση του BL. Έπειτα, εφαρμόζοντας την τεχνική MLD γίνεται η εκτίμηση των συμβόλων BL

$$\mathbf{S}_{BL}^* = \underset{\widehat{\mathbf{S}}_{BL} \in \{BL\}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{z} - \widehat{\mathbf{S}}_{BL}\|_F \quad (3.29)$$

Σε αυτό το σημείο τερματίζεται η διαδικασία για τους BL χρήστες. Αν ο χρήστης απαιτεί πλήρη QoS, στην περίπτωση όπου έχει πραγματοποιηθεί σωστή αποκωδικοποίηση των συμβόλων BL και λαμβάνοντας υπόψη την (3.24) ισχύει όπως και προηγουμένως

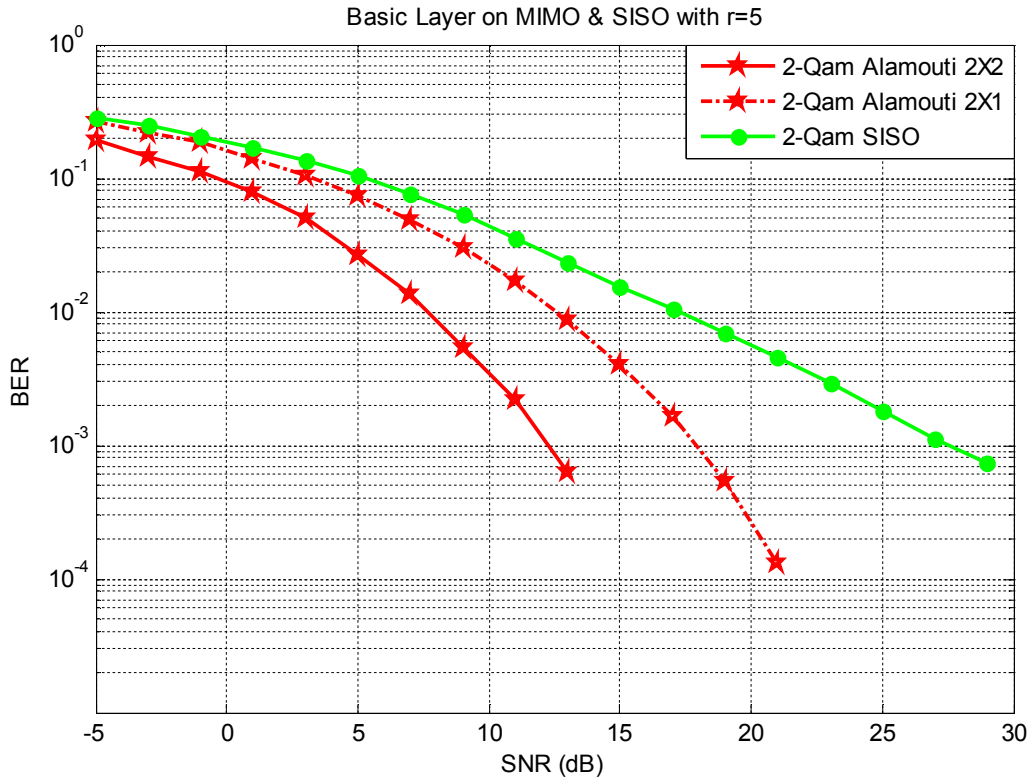
$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{EL} &= \mathbf{Y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot \mathbf{S}_{BL}^* = \\ &= [h_1 \cdot s_{11} + h_2 \cdot s_{21} + n_1 \quad h_1 \cdot s_{12} + h_2 \cdot s_{22} + n_2] - [h_1 \quad h_2] \cdot \mathbf{w}_{BL} \cdot \begin{bmatrix} s_{BL,1}^* & -s_{BL,2}^* \\ s_{BL,2}^* & s_{BL,1}^* \end{bmatrix} \\ &= [h_1 s_{11} + h_2 s_{21} + n_1 \quad h_1 s_{12} + h_2 s_{22} + n_2] - \mathbf{w}_{BL} [h_1 s_{BL,1}^* + h_2 s_{BL,2}^* \quad h_1 (-s_{BL,2}^*) + h_2 s_{BL,1}^*] = \\ &= \mathbf{w}_{EL} \cdot [h_1 \cdot s_{EL,1} + h_2 \cdot s_{EL,2} + n_1 \quad h_1 \cdot (-s_{EL,2}^*) + h_2 \cdot s_{EL,1}^* + n_2] \end{aligned} \quad (3.30)$$

Η (3.30) είναι της ίδιας μορφής με τη (3.25), με τη διαφορά ότι η πρώτη περιέχει μόνο την πληροφορία του EL. Έτσι, η διαδικασία για την αποκωδικοποίηση του στρώματος ενίσχυσης επαναλαμβάνεται όπως ακριβώς για το BL και καταλήγει στη σχέση της MLD

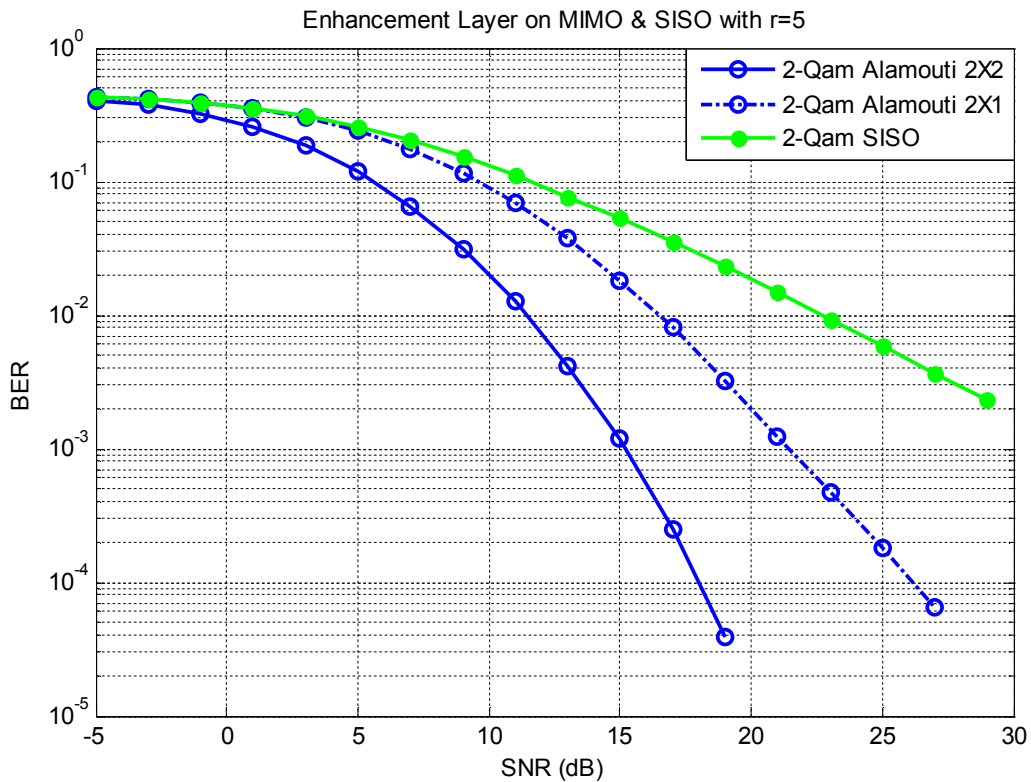
$$\mathbf{S}_{EL}^* = \underset{\widehat{\mathbf{S}}_{EL} \in \{EL\}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{z} - \widehat{\mathbf{S}}_{EL}\|_F, \quad (3.31)$$

όπου \mathbf{z} είναι το ορθογωνοποιημένο διάνυσμα που περιέχει τα σύμβολα του EL και $\widehat{\mathbf{S}}_{EL}$ το διάνυσμα με τα σύμβολα του αστερισμού.

Για να γίνει εμφανής η σύγκριση των σχημάτων Alamouti 2X1 και 2X2 με το αντίστοιχο SISO παρατίθενται τα κατωτέρω σχήματα για τα BL και EL.



Σχήμα 3.13: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του BL για τα συστήματα Alamouti 2X1,2X2 και SISO σε διάλυτο Rayleigh



Σχήμα 3.14: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του EL για τα συστήματα Alamouti 2X1,2X2 και SISO σε διάλυτο Rayleigh

Για δίκαιη σύγκριση των σχημάτων MIMO και SISO επιλέχθηκε η υποστήριξη του ίδιου ρυθμού μετάδοσης από τα δύο συστήματα. Οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν σε περιβάλλον Rayleigh και για λόγο ισχύος ίσο με 5. Επιπλέον, χρησιμοποιήθηκε σχήμα διαμόρφωσης 2-QAM.

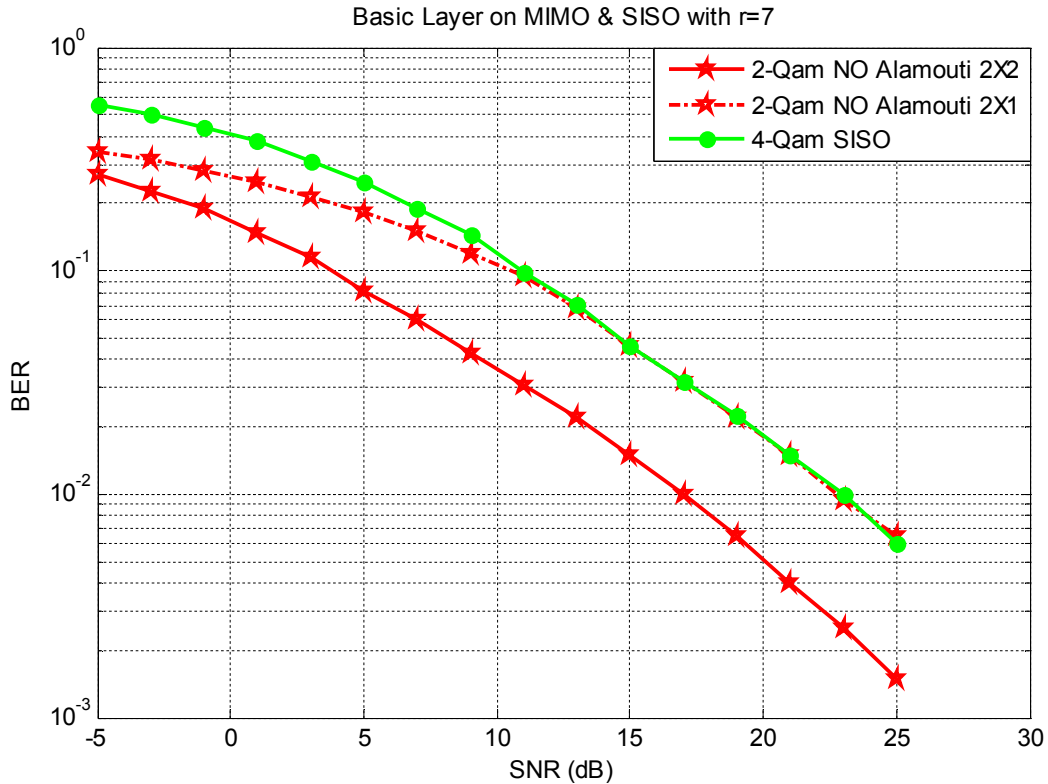
Ως γενικό συμπέρασμα μπορεί να εξαχθεί ότι η χρησιμοποίηση των συστημάτων MIMO 2X1,2X2 προκύπτει πολύ αποτελεσματική για την υλοποίηση της ESTC, καθώς υπερέχουν εμφανώς του αντίστοιχου συστήματος SISO. Επιπλέον, το BL δίνει καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με το EL για τα ίδια συστήματα. Αυτό είναι λογικό καθώς έχει αποδοθεί μεγαλύτερο κλάσμα ισχύος στο BL.

Παράλληλα, το σχήμα Alamouti 2X1 παρουσιάζει καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με το SISO τόσο για το BL όσο και για το EL. Μάλιστα, όσο αυξάνεται το SNR τόσο μεγαλύτερη είναι η βελτίωση στο BER, κάτι που οφείλεται στην επίτευξη διαφορικού κέρδους στον πομπό του σχήματος Alamouti 2X1. Εμφανώς καλύτερο από τα δύο προηγούμενα είναι το Alamouti 2X2 για τα δύο στρώματα. Αυτό οφείλεται στην παρουσία δύο κεραιών λήψης στο δέκτη και έτσι γίνεται δυνατή η επίτευξη κερδών διαφορισμού και διάταξης. Συγκεκριμένα, το 2X1 επιτυγχάνει διαφορικό κέρδος τάξης 2, όσες είναι οι κεραιές εκπομπής, και το 2X2 παρουσιάζει κέρδος ίσο με $2 \cdot 2 = 4$, δηλαδή ίσο με το γινόμενο του πλήθους κεραιών εκπομπής και λήψης. Όσον αφορά το κέρδος διάταξης του σχήματος 2X2, είναι $AG = 10 \cdot \log(2) \approx 3\text{dB}$, όπου 2 είναι ο αριθμός των κεραιών λήψης και είναι ανεξάρτητο από τη μεταβολή του SNR. Αξίζει να σημειωθεί ότι το σχήμα Alamouti δεν υποστηρίζει την επίτευξη SMG, αλλά συμβάλλει στην αύξηση της διαφορικής προστασίας του συστήματος.

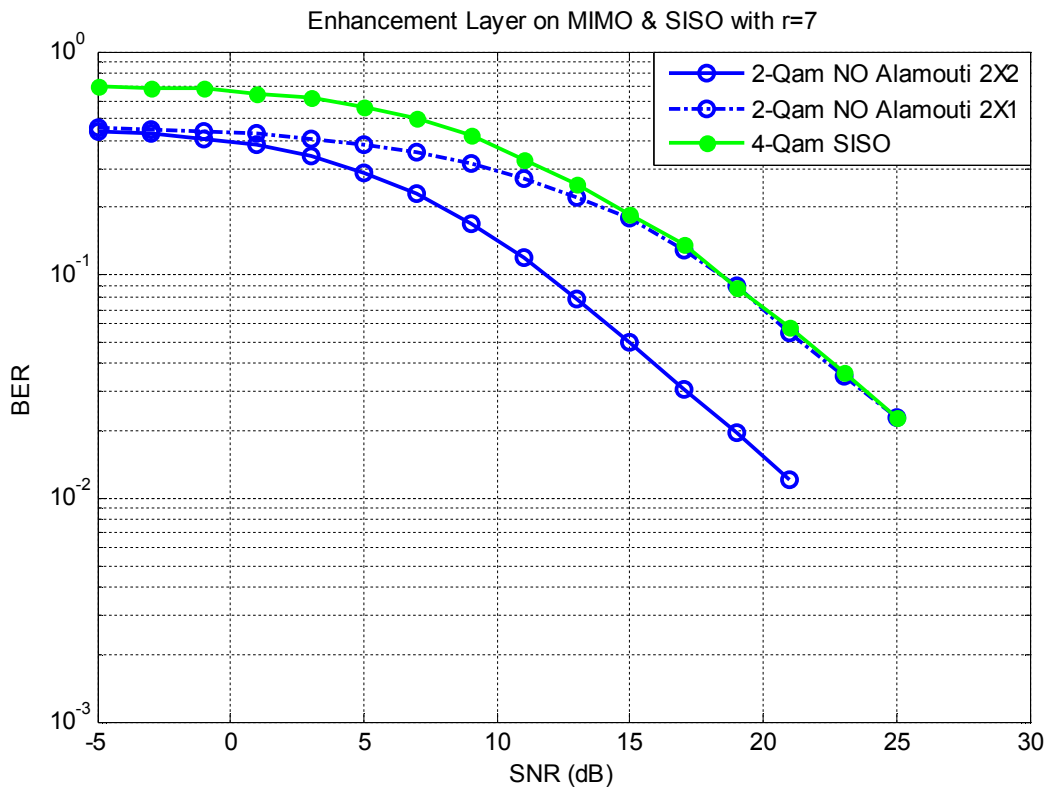
Αξιοσημείωτη είναι και η περίπτωση μη χρησιμοποίησης της τεχνικής Alamouti στα συστήματα MIMO 2X1 και 2X2, η οποία καταγράφεται στα Σχήματα 3.15 και 3.16. Τα συστήματα MIMO υποστηρίζουν διπλάσιο ρυθμό μετάδοσης στο υπό εξέταση σύστημα λόγω μη χρήσης του σχήματος Alamouti. Συνεπώς, επιλέχθηκε σχήμα διαμόρφωσης 4-QAM για το σύστημα SISO ώστε τα προαναφερθέντα συστήματα να είναι φασματικά ισοδύναμα. Επιπλέον, για την ασφαλέστερη μετάδοση του BL επιλέχθηκε λόγος ισχύος ίσος με 7.

Από την ανάλυση των κατωτέρω σχημάτων παρατηρείται ότι το σύστημα SISO παρουσιάζει ίδιο BER με το σύστημα MISO 2X1 για SNR μεγαλύτερα από κάποια τιμή, καθώς το τελευταίο δεν επιτυγχάνει διαφορικό κέρδος ούτε στην εκπομπή ούτε, βέβαια, στη λήψη. Αντίθετα, το σύστημα MIMO 2X2 παρουσιάζει καλύτερα αποτελέσματα ως προς το BER για τα BL και EL, κάτι που οφείλεται στην επίτευξη κέρδους διάταξης στη λήψη, όπως αναλύθηκε προηγουμένως. Να σημειωθεί ότι τα συστήματα MIMO και MISO των κατωτέρω σχημάτων επιτυγχάνουν κέρδος χωρικής πολυπλεξίας ίσο με 2.

Εν τέλει, διαπιστώνεται η αναγκαιότητα χρησιμοποίησης της τεχνικής Alamouti για την ικανοποίηση των προδιαγραφών που αφορούν το BER με γνώμονα πάντα το ρυθμό μετάδοσης που απαιτείται.



Σχήμα 3.15: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του BL για τα συστήματα 2X1,2X2 χωρίς Alamouti και SISO σε δίαυλο Rayleigh



Σχήμα 3.16: Ποσοστό λανθασμένων ψηφίων του EL για τα συστήματα 2X1,2X2 χωρίς Alamouti και SISO σε δίαυλο Rayleigh

3.4 Βιβλιογραφία

- [Bew09] C. Bilen, E. Erkip, Y. Wang, “Layered Video Multicast Using Diversity Embedded Space Time Codes”, SARNOFF'09 Proceedings of the 32nd international conference on Sarnoff symposium, 2009
- [Kuo07] Chih-Hung Kuo, C.-C. Jay Kuo, “An Embedded Space-Time Coding (STC) Scheme for Broadcasting”, IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 53, no. 1, March 2007
- [Κωτ06] Π. Γ. Κωττής, Χ. Ν. Καψάλης, “Δορυφορικές Επικοινωνίες”, Εκδόσεις Τζιόλα, 2^η έκδοση, 2006
- [Zib10] Dr. H. T. Ziboon, Zeinah Tariq Naif, “Design and Implementation of Adaptive Modulation Modem Based on Software Defined Radio (SDR) for WiMAX System”, Eng. & Tech. Journal, Vol.28, No.14, 2010

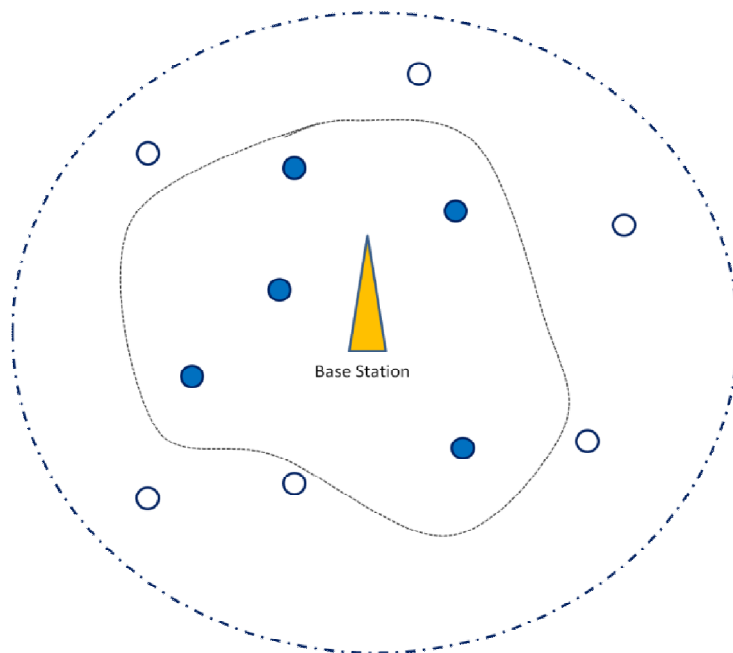
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ESTC

4.1. Εισαγωγή

Για την εφαρμογή της τεχνικής ESTC θεωρείται επίγειο τηλεπικοινωνιακό σύστημα ευρυεκπομπής ή πολλαπλής διανομής (broadcast ή multicast). Η περιοχή κάλυψης ενός σταθμού βάσης BS φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Οι χρήστες κατηγοριοποιούνται ανάλογα με τη δυνατότητα επεξεργασίας που διαθέτουν (processing capabilities) σε χρήστες που λαμβάνουν τη βασική πληροφορία (τερματικά BL – λευκοί κόμβοι) και χρήστες που λαμβάνουν την πρόσθετη πληροφορία η οποία τους εξασφαλίζει μεγαλύτερη QoS (τερματικά EL – μπλε κόμβοι). Από την πλευρά του διαύλου, η ικανότητα επεξεργασίας ενός τερματικού μειώνεται τόσο λόγω ενδεχόμενων διαλείψεων όσο και κυρίως με την αύξηση της απόστασης του τερματικού από το BS που εξαντλείται στη μείωση του σηματοθορυβικού λόγου λήψης. Από την άλλη πλευρά, η ικανότητα επεξεργασίας ενός τερματικού αυξάνει με τις κεραιές που διαθέτει, όπως αναπτύχθηκε στο 2^ο Κεφάλαιο.

Ο κύριος στόχος ενός συστήματος DL είναι η διασφάλιση λειτουργίας της ζεύξης των τερματικών BL με το σταθμό βάσης που περιγράφεται από το κατώφλι ελάχιστης QoS, ή κατώφλι συγχρονισμού. Για να επιτευχθεί αποδίδεται μεγαλύτερη ισχύς στο BL σε σχέση με το EL και ταυτόχρονα επιλέγεται εύρωστο σχήμα διαμόρφωσης για το BL προκειμένου να καταστεί ανθεκτική η μετάδοση της βασικής πληροφορίας στο δίαυλο.



Σχήμα 4.1: Δομή του τηλεπικοινωνιακού συστήματος για την εφαρμογή της ESTC

Επιπλέον, απαιτείται προσεκτική επιλογή τόσο των διαμορφώσεων όσο και του λόγου ισχύος καθώς παράλληλα με την ικανοποίηση της ελάχιστης QoS για τα τερματικά BL επιδιώκεται η επίτευξη υψηλού ρυθμού μετάδοσης από τα τερματικά EL, όπως έχει συμφωνηθεί με τον πάροχο υπηρεσιών. Τα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση των δύο στρωμάτων αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, ενώ η συγκριτική σχέση ευρωστίας που τα συνδέει δίνεται από την (3.8).

4.2 Επίδραση του Λόγου Ισχύος στην ESTC

Ο λόγος ισχύος r αποτελεί καθοριστική παράμετρο για την επίδοση της ESTC, καθώς ποσοτικοποιεί την κατανομή της ισχύος μεταξύ των BL και EL. Η κατανομή αυτή εκφράζεται μέσω της (3.4), ενώ η (3.5) δίνει τη σχέση που έχει κάθε συντελεστής (w_{BL} , w_{EL}) με το λόγο ισχύος. Από την επιλογή του r προκύπτουν συγκεκριμένες τιμές για τους συντελεστές ισχύος, οι οποίες καταγράφονται στον Πίνακα 4.1. Να σημειωθεί ότι η συνολική ισχύς των δύο στρωμάτων του DL μπορεί να γραφεί

$$P_{DL} = P_t \cdot (w_{BL}^2 + w_{EL}^2) = w_{BL}^2 \cdot P_t + w_{EL}^2 \cdot P_t, \quad (4.1)$$

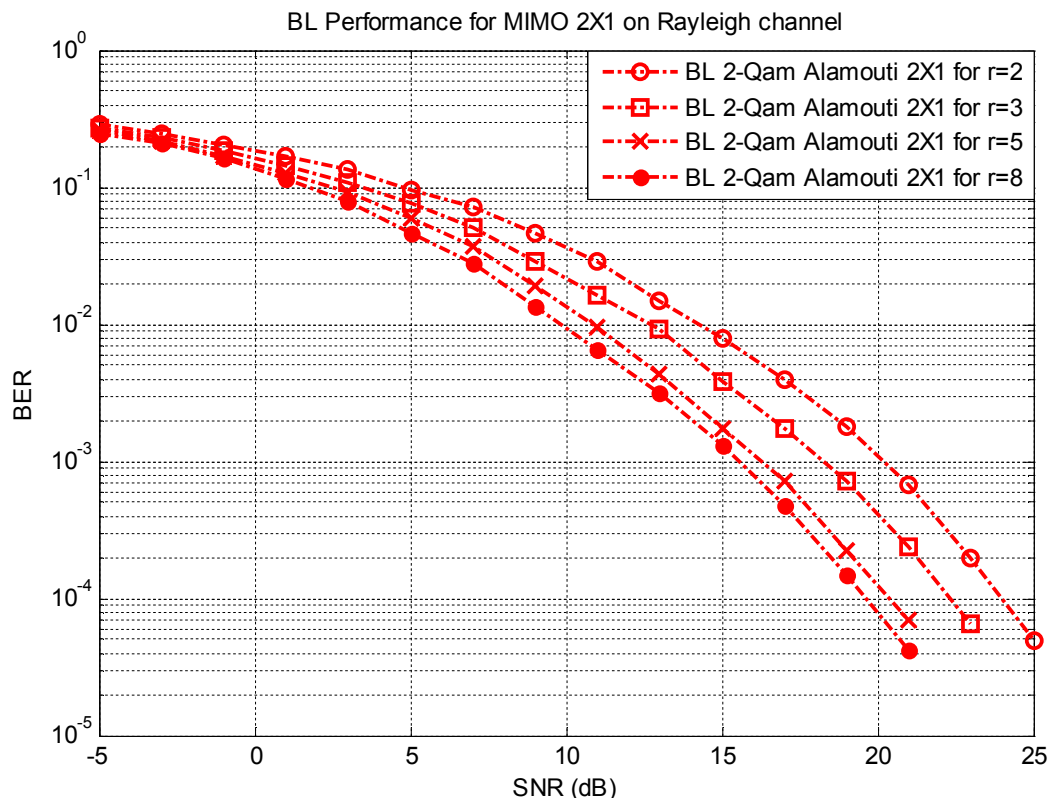
όπου P_t είναι η ισχύς εκπομπής. Από την (4.1) φαίνεται το κλάσμα ισχύος που αντιστοιχεί σε κάθε στρώμα. Συγκεκριμένα, $w_{BL}^2 \cdot P_t$ είναι η ισχύς μετάδοσης του BL και $w_{EL}^2 \cdot P_t$ είναι η ισχύς μετάδοσης του EL. Επομένως, όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του r τόσο περισσότερη ισχύς αποδίδεται στο BL με συνέπεια να αυξάνεται η πιθανότητα σωστής αποκωδικοποίησής του σε βάρος του EL.

r	w_{BL}	w_{EL}
1	0.707	0.707
2	0.816	0.577
3	0.866	0.500
4	0.894	0.447
5	0.913	0.408
6	0.926	0.378
7	0.935	0.354
8	0.943	0.333
9	0.949	0.316
10	0.953	0.302

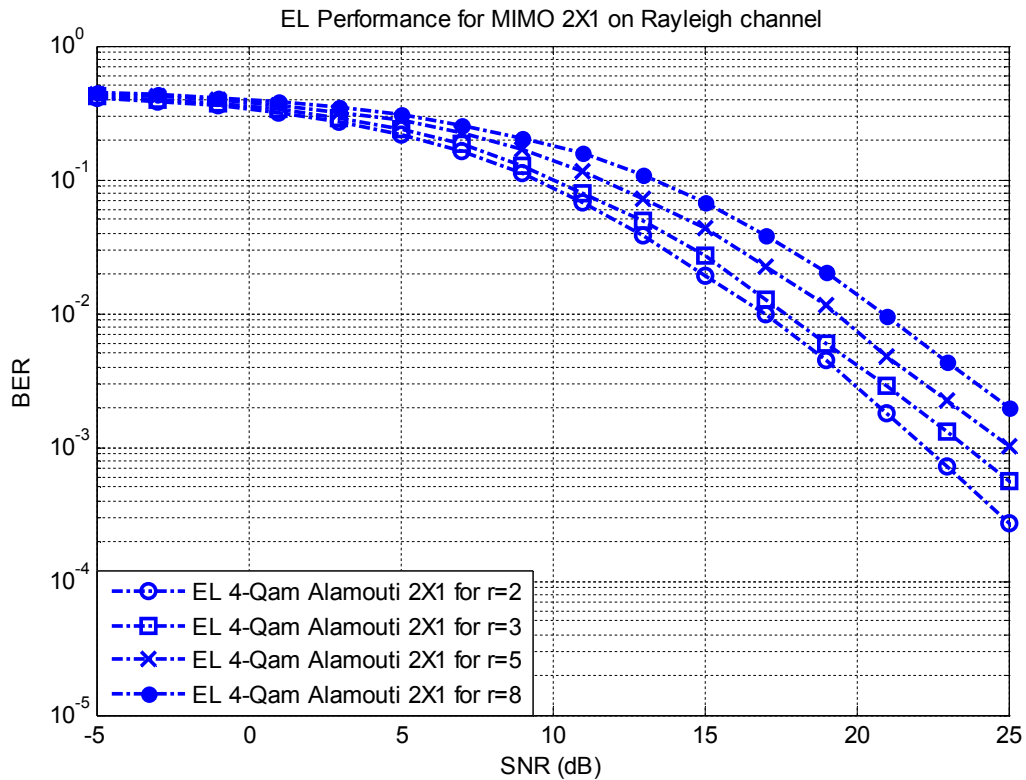
Πίνακας 4.1: Υπολογισμός των τιμών των συντελεστών ισχύος w_{BL} και w_{EL} για επιλογή συγκεκριμένου r με βάση τη (3.5)

Από τον Πίνακα 4.1 συμπεραίνεται ότι οι συντελεστές ισχύος δεν είναι αντιστρόφως ανάλογα μεγέθη, κάτι αναμενόμενο αν ληφθεί υπόψη η σχέση (3.2). Επιπλέον, παρατηρείται ότι η αύξηση του r μετά την τιμή 5 ή 6 δεν προκαλεί αισθητή αύξηση του w_{BL} , κάτι που σημαίνει ότι δεν αναμένεται μεγάλη βελτίωση στην επίδοση του BL για τιμές μεγαλύτερες από αυτές. Η υλοποίηση της δομής DL επιτυγχάνεται με την εφαρμογή της ESTC σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 όπου η εφαρμογή του σχήματος Alamouti αυξάνει την ευρωστία του εκάστοτε συστήματος.

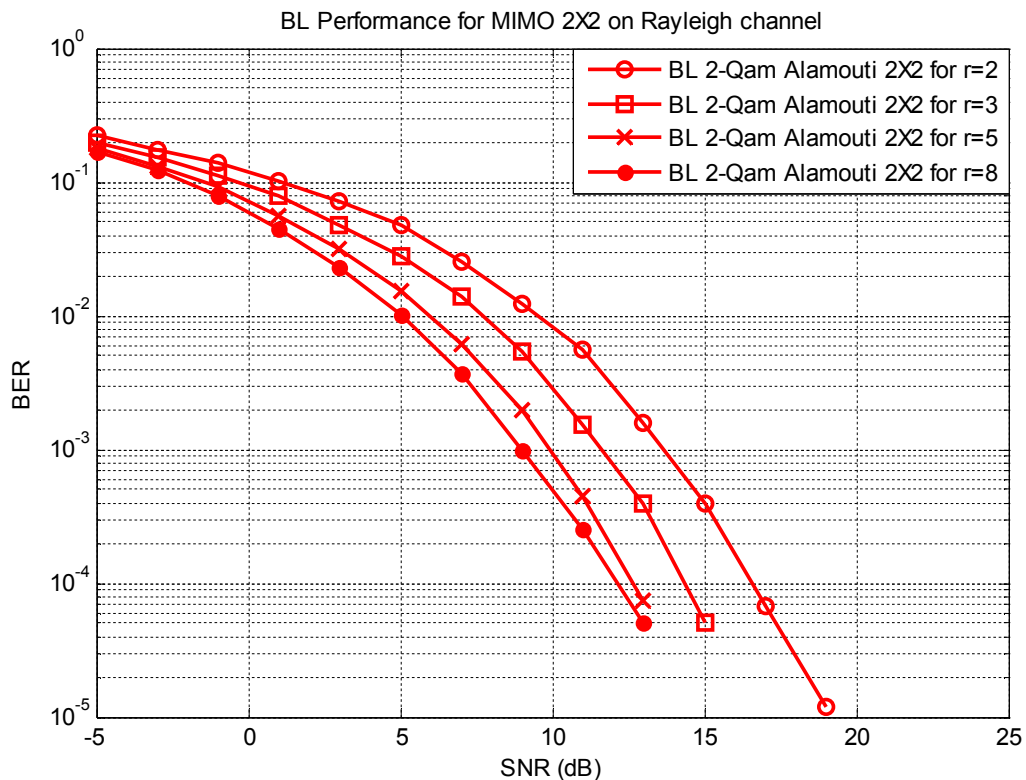
Στη συνέχεια παρατίθενται τα Σχήματα 4.2, 4.3, 4.4 και 4.5 για τα συστήματα BL 2X1, EL 2X1, BL 2X2 και EL 2X2, αντίστοιχα. Το BL χρησιμοποιεί σχήμα διαμόρφωσης 2QAM και το EL σχήμα 4QAM. Επιπλέον, επιλέχθηκαν οι τιμές του λόγου ισχύος 2, 3, 5 και 8. Από τη σύγκριση των συστημάτων με διαφορετικούς λόγους ισχύος προκύπτει ότι με αύξηση του r βελτιώνεται η επίδοση του BL, ενώ χειροτερεύει αυτή του EL. Η σχέση αυτή, όμως, δεν είναι αντίστροφη. Συγκεκριμένα, με αύξηση του r από την τιμή 2 στην τιμή 3 παρατηρείται βελτίωση στο BL και μικρή χειροτέρευση στο EL. Στη συνέχεια, από την αύξηση του r στην τιμή 5 εξάγεται ένα σημαντικό συμπέρασμα. Η επίδοση του BL συνεχίζει να βελτιώνεται, ενώ η επίδοση του EL χειροτερεύει σε μεγαλύτερο βαθμό σε σχέση με την προηγούμενη μεταβολή του r . Αυτό σημαίνει ότι το σημείο βέλτιστης λειτουργίας για τα δύο στρώματα βρίσκεται κοντά στην τιμή 3 του λόγου ισχύος.



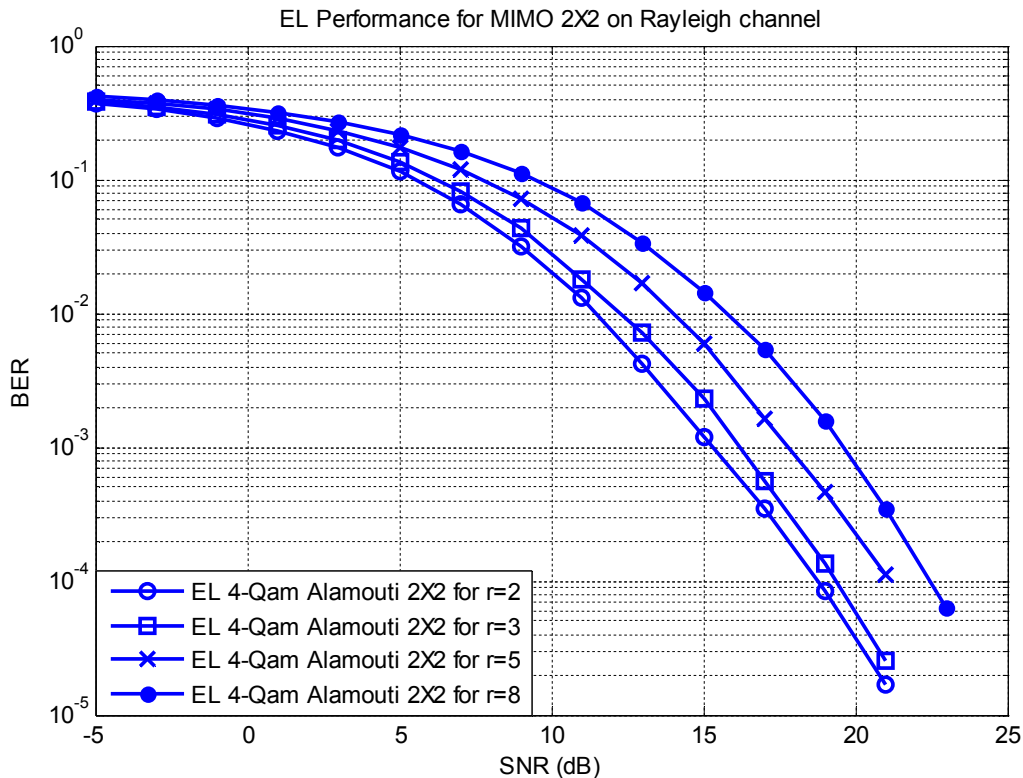
Σχήμα 4.2: Επίδοση του BL (2QAM) σε σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r



Σχήμα 4.3: Επίδοση του EL (4QAM) σε σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti σε διάλυο Rayleigh για διάφορες τιμές του r



Σχήμα 4.4: Επίδοση του BL (2QAM) σε σύστημα MIMO 2X2 με χρήση Alamouti σε διάλυο Rayleigh για διάφορες τιμές του r



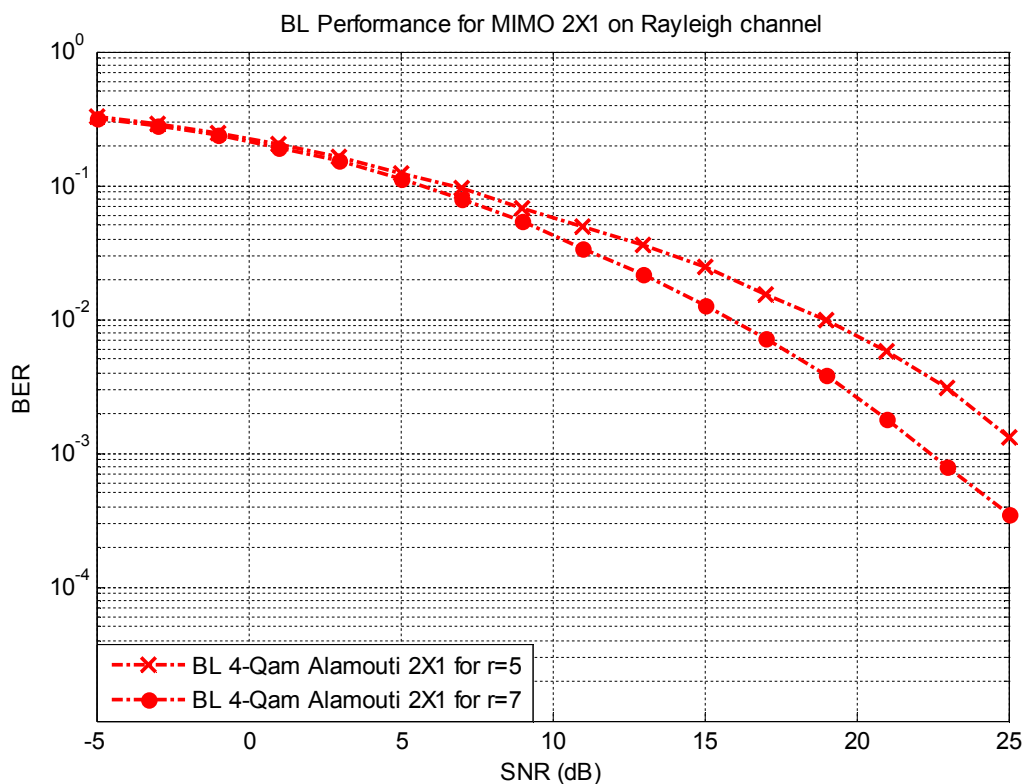
Σχήμα 4.5: Επίδοση του EL (4QAM) σε σύστημα MIMO 2X2 με χρήση Alamouti σε διάλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r

Ωστόσο, η επιλογή του r κάθε φορά εξαρτάται από τις προδιαγραφές που έχουν τεθεί για το BL σε συνάρτηση με το EL. Για παράδειγμα, αν είναι επιθυμητή μικρή πιθανότητα λανθασμένης αποκωδικοποίησης του BL χωρίς να ενδιαφέρει ιδιαίτερα η αντίστοιχη πιθανότητα για το EL, τότε το βέλτιστο r μπορεί να είναι μεγαλύτερο από την τιμή 5. Το συμπέρασμα αυτό μπορεί να εξαχθεί από τα ανωτέρω σχήματα στα οποία φαίνεται η μερική βελτίωση της επίδοσης του BL και η σημαντική χειροτέρευση αυτής του EL για $r=8$ σε σύγκριση με $r=5$. Οι ανωτέρω παρατηρήσεις αφορούν και τα δύο συστήματα, δηλαδή τα MISO 2X1 και MIMO 2X2.

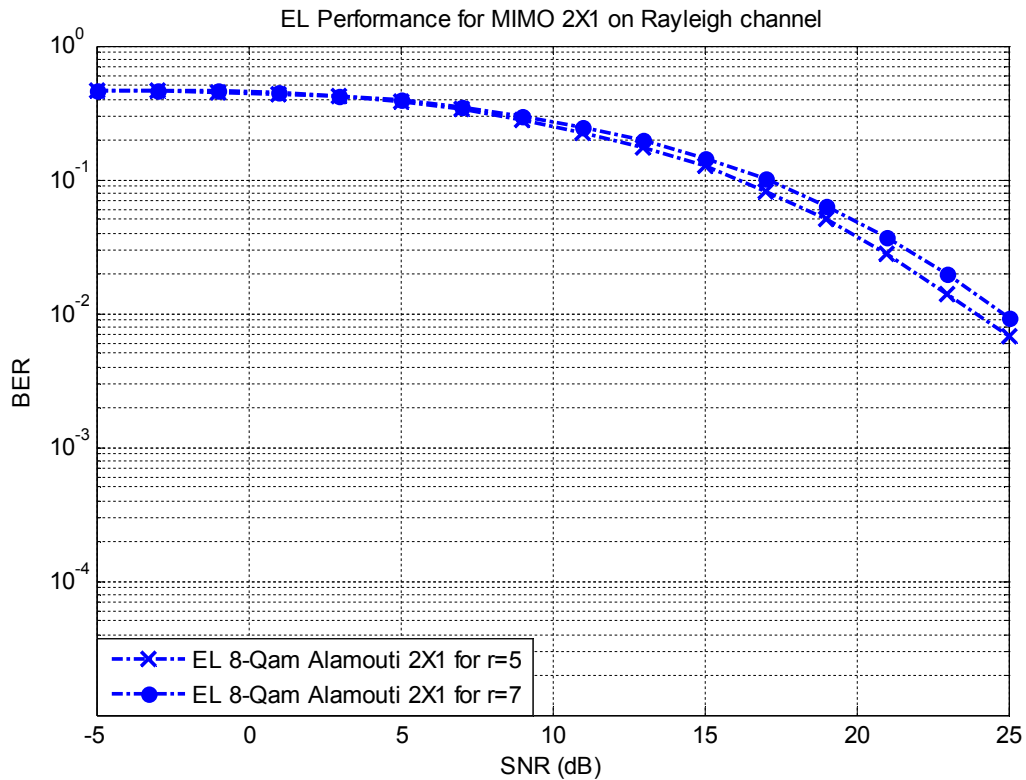
Η αιτία όπου οφείλεται αυτό το εποικοδομητικό trade-off ανάμεσα στα δύο στρώματα με τη συμβολή του r είναι η δομή λειτουργίας της αποδιαμόρφωσης δύο σταδίων (Two-Step Detection), η οποία περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 3. Σύμφωνα με αυτή, η πιθανότητα σωστής αποκωδικοποίησης των ψηφίων του EL εξαρτάται δραστικά από την πιθανότητα σωστής αποκωδικοποίησης των ψηφίων του BL. Συγκεκριμένα, η επιλογή βέλτιστου r , όπως η τιμή 3 στην προηγούμενη εκδοχή, οδηγεί στην επίτευξη επίδοσης για το EL συγκρίσιμης με αυτήν για μικρότερο r (η τιμή 2 στο προηγούμενο παράδειγμα). Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι το σύστημα παρουσιάζει κέρδος όσον αφορά τη βελτίωση του BL ενώ παράλληλα η πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου για το EL κυμαίνεται σε ικανοποιητικά επίπεδα σε σύγκριση με αυτήν για μικρότερες τιμές του r .

Ανάλογα αποτελέσματα παρατηρούνται και στην περίπτωση χρησιμοποίησης διαμόρφωσης 4QAM στο BL, με μια σημαντική διαφορά, όμως. Το σημείο βέλτιστης λειτουργίας έχει μετατεθεί σε υψηλότερες τιμές του r , όπως φαίνεται από τα Σχήματα 4.6, 4.7, 4.8 και 4.9. Συγκεκριμένα, αυξάνοντας το r από την τιμή 5 στην τιμή 7, η επίδοση του BL βελτιώνεται αισθητά, ενώ για το EL χειροτερεύει σε μικρό βαθμό. Αυτό σημαίνει ότι το σημείο βέλτιστης λειτουργίας για το DL (4QAM/8QAM) επιτυγχάνεται για τιμές του r κοντά στο 7. Τα ανωτέρω συμπεράσματα ισχύουν για τα συστήματα MISO 2X1 και MIMO 2X2.

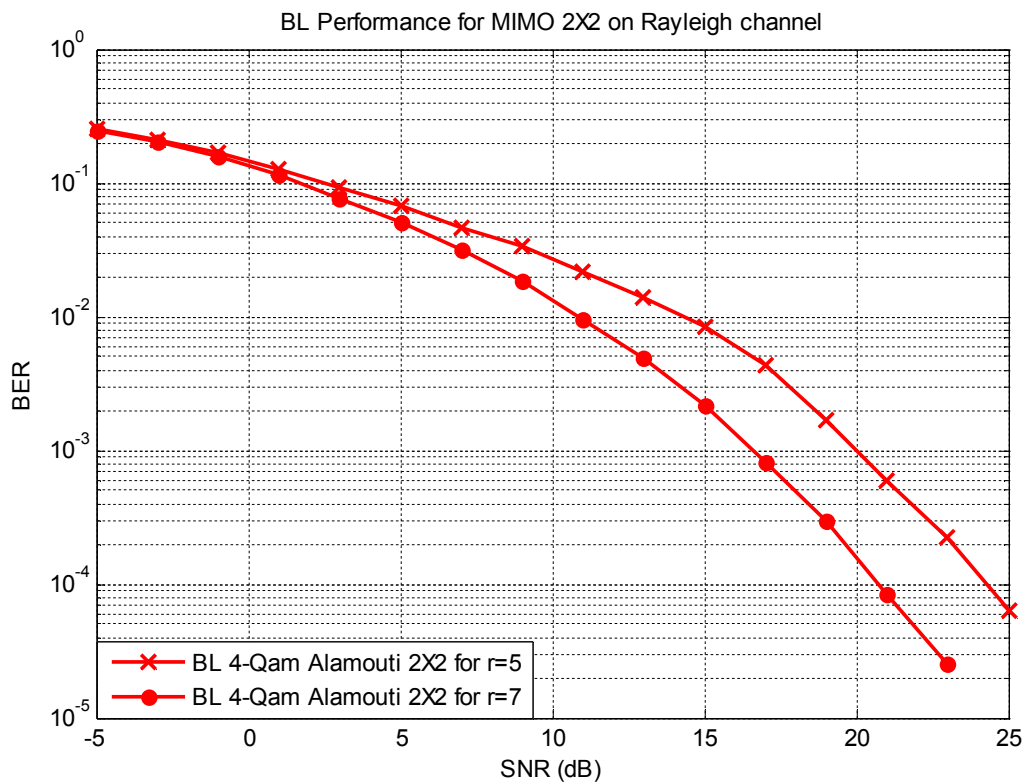
Η μετατόπιση του σημείου βέλτιστης λειτουργίας οφείλεται στη χρησιμοποίηση του σχήματος 4QAM στο BL, όπου η ισχύς κατανέμεται σε 2 ψηφία, ενώ με χρήση σχήματος 2QAM σε 1 ψηφίο. Αυτό σημαίνει ότι το BL στην πρώτη περίπτωση χρειάζεται περισσότερη ισχύ για τη σωστή αποκωδικοποίηση των 2 ψηφίων, δηλαδή μεγαλύτερο r , κάτι που επιδρά θετικά και στην αποκωδικοποίηση του EL, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Επιπλέον, η λανθασμένη αποκωδικοποίηση της 2QAM του BL έχει χειρότερη επίπτωση στο EL σε σύγκριση με τη λανθασμένη αποκωδικοποίηση της 4QAM. Αυτό συμβαίνει διότι υπάρχει μεγάλη πιθανότητα η εσφαλμένη εκτίμηση της 4QAM να οφείλεται σε 1 λανθασμένο ψηφίο από τα 2 που διαθέτει και ως εκ τούτου η αρνητική επίδραση στην ανάκτηση του EL να είναι μικρότερη από την αντίστοιχη της 2QAM. Από την άλλη πλευρά, όμως, η πιθανότητα λανθασμένης αποκωδικοποίησης της 2QAM είναι μικρότερη από αυτήν της 4QAM, κάτι που φανερώνει και το trade-off που υπάρχει ανάμεσα στα σχήματα διαμόρφωσης ειδικά στην τεχνική ESTC.



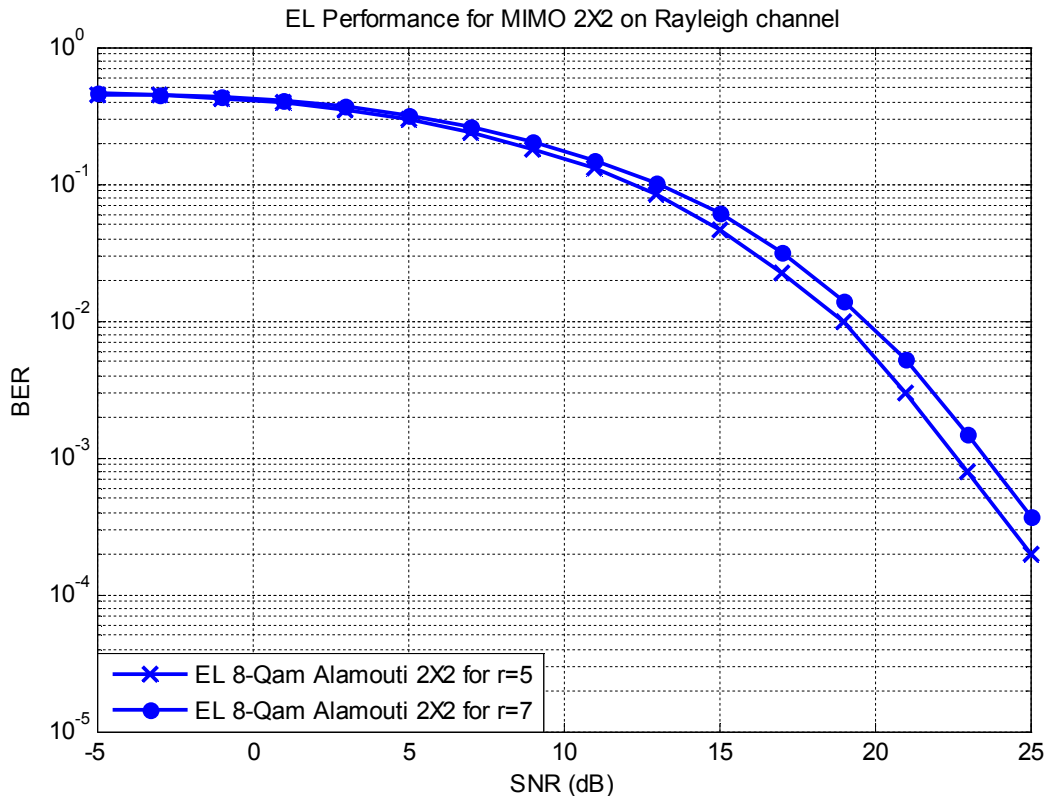
Σχήμα 4.6: Επίδοση του BL (4QAM) σε σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti σε διάυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r



Σχήμα 4.7: Επίδοση του EL (8QAM) σε σύστημα MIMO 2X1 με χρήση Alamouti σε διάυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r



Σχήμα 4.8 : Επίδοση του BL (4QAM) σε σύστημα MIMO 2X2 με χρήση Alamouti σε διάυλο Rayleigh για διάφορες τιμές του r



Σχήμα 4.9: Επίδοση του EL (8QAM) σε σύστημα MIMO 2X2 με χρήση Alamouti σε διάλυο Rayleigh για διάφορες τιμές του r

4.3 Σύγκριση συστημάτων Απλής και Διπλής Στρωμάτωσης

Για να γίνουν εμφανή τα πλεονεκτήματα που προσφέρει η χρήση της διπλής στρωμάτωσης επιχειρείται η σύγκρισή της με το ισοδύναμο συμβατικό σύστημα όπου η πληροφορία αποστέλλεται από ένα μόνο στρώμα (Single Layer, SL). Ο όρος ισοδύναμο αναφέρεται στην παροχή της ίδιας ισχύος εκπομπής στα δύο συστήματα, το ίδιο πλήθος κεραιών, το ίδιο σχήμα STC, ενώ τα δύο συστήματα καθίστανται και φασματικά ισοδύναμα. Το τελευταίο επιτυγχάνεται με κατάλληλη επιλογή των σχημάτων διαμόρφωσης για κάθε σύστημα. Στον Πίνακα 4.2 καταγράφεται το πλήθος των ψηφίων διαφόρων σχημάτων διαμόρφωσης για τα SL και DL. Μάλιστα, στο σύστημα DL έχει υπολογισθεί το άθροισμα των ψηφίων των δύο στρωμάτων.

Σχήμα Διαμόρφωσης	Single Layer				Double Layer			
	2QAM	4QAM	8QAM	16QAM	2QAM/2QAM	2QAM/4QAM	2QAM/8QAM	4QAM/4QAM
Ψηφία/Σύμβολο	1	2	3	4	1+1=2	1+2=3	1+3=4	2+2=4

Πίνακας 4.2: Αντιστοίχιση των ψηφίων των σχημάτων διαμόρφωσης για SL και DL

Από τον Πίνακα 4.2 προκύπτουν τα σχήματα ίσης φασματικής απόδοσης για τα συστήματα SL και DL, τα οποία καταγράφονται στον Πίνακα 4.3.

	Σχήμα Διαμόρφωσης SL	Σχήμα Διαμόρφωσης DL	
		BL	EL
Ισοδύναμα Σχήματα Διαμόρφωσης	4QAM	2QAM	2QAM
	8QAM	2QAM	4QAM
	16QAM	2QAM	8QAM
	16QAM	4QAM	4QAM

Πίνακας 4.3: Φασματικά ισοδύναμα σχήματα διαμόρφωσης για SL και DL

Για τα ισοδύναμα συστήματα SL και DL που διαμορφώνονται σύμφωνα με τον Πίνακα 4.3 διεξήχθησαν οι ακόλουθες προσομοιώσεις υπό συνθήκες διάδοσης Rayleigh ($K=0$) και μετάδοση ισχυρής οπτικής συνιστώσας ($K=100$).

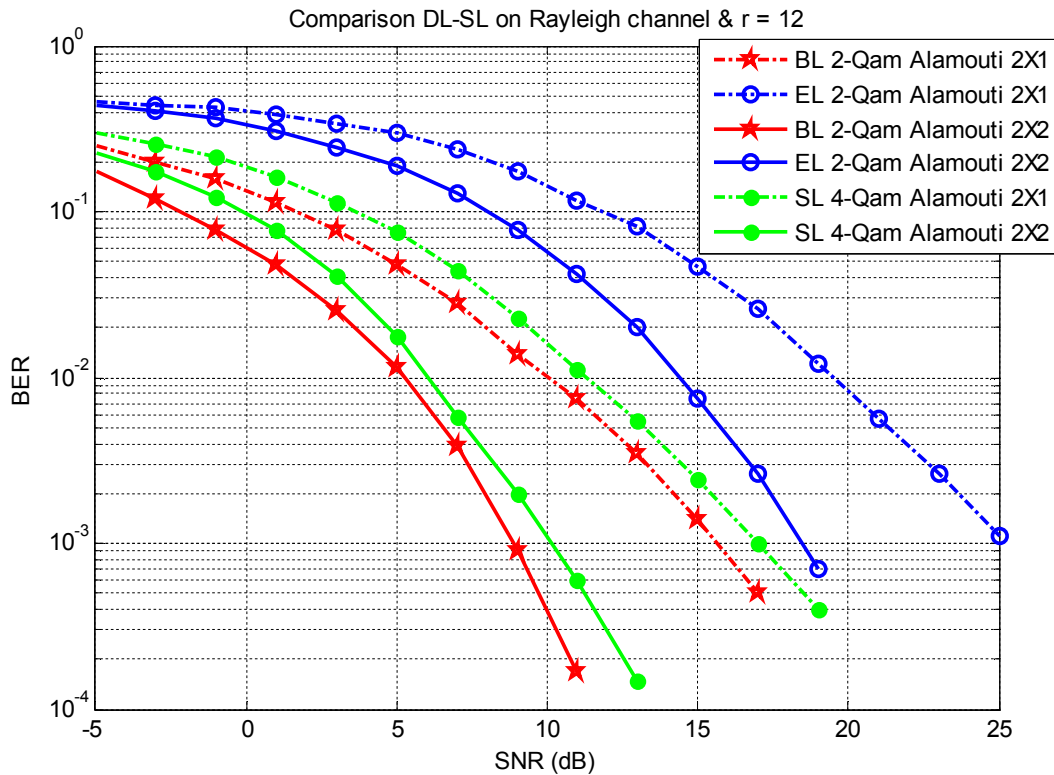
4.3.1 Σύγκριση των σχημάτων 4QAM – 2QAM/2QAM

Η φασματική απόδοση τόσο του συστήματος DL όσο και του συστήματος SL είναι 2 ψηφία ανά χρονική περίοδο αποστολής συμβόλων. Αρχικά παρατίθεται το Σχήμα 4.10 όπου συγκρίνονται τα συστήματα SL και DL για την επίδοσή τους ως προς το BER σε δίαυλο Rayleigh. Το SL χρησιμοποιεί διαμόρφωση 4QAM ενώ για το DL, τόσο το BL όσο και το EL διαμορφώνονται με το σχήμα 2QAM.

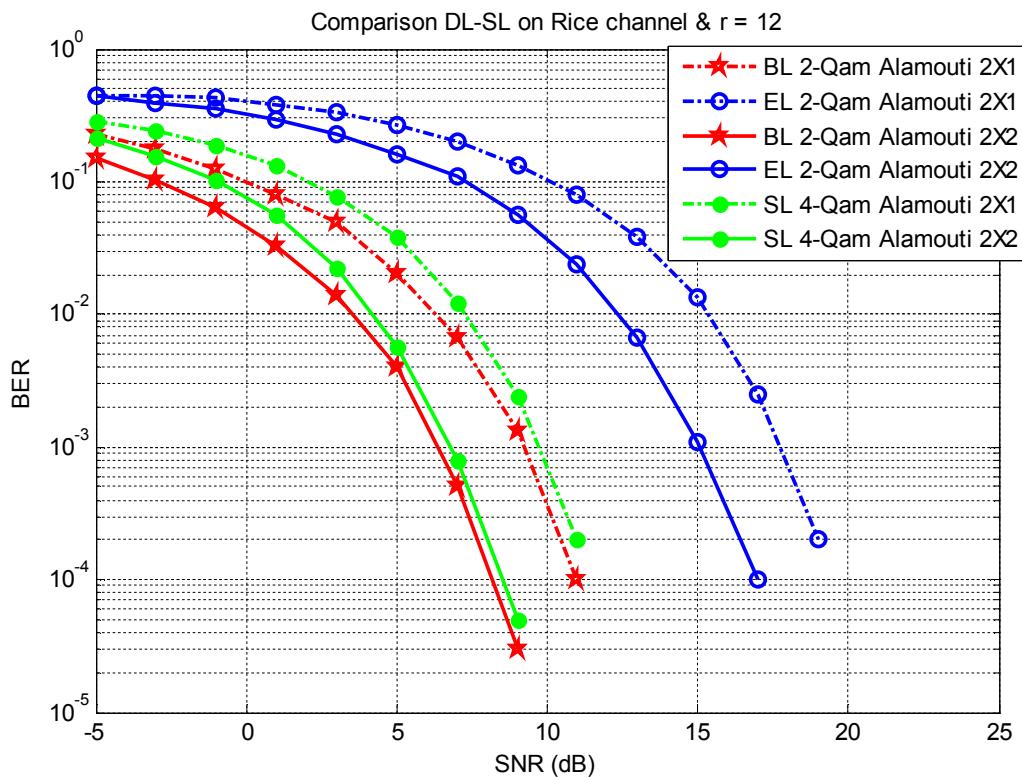
Όπως παρατηρείται για τα συστήματα 2X1,2X2, το BL παρουσιάζει καλύτερη επίδοση σε σύγκριση με το SL, ενώ το EL εμφανίζει πολύ χειρότερη επίδοση. Αξιοσημείωτη είναι η επιλογή της τιμής 12 για το r , καθώς είναι επιθυμητή η υπεροχή του BL έναντι του SL. Αυτό βέβαια έχει αρνητική επίδραση στην επίδοση του EL. Επιπλέον, είναι εμφανώς καλύτερη η επίδοση των συστημάτων 2X2 σε σύγκριση με τα αντίστοιχα συστήματα 2X1 λόγω της επίτευξης των κερδών διαφορισμού και διάταξης στη λήψη.

Τα προαναφερθέντα συστήματα προσομοιώθηκαν επίσης σε δίαυλο Rice, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.11. Παρατηρείται ότι η σχετική επίδοση των SL και BL στο σύστημα MIMO 2X2 είναι παρόμοια με αυτή σε δίαυλο Rayleigh. Για το MISO 2X1, όμως, παρατηρείται βελτιωμένη επίδοση, καθώς τα συστήματα των SL και DL προσεγγίζουν τα αντίστοιχα συστήματα του MIMO 2X2, απόρροια του γεγονότος της ύπαρξης ισχυρής απευθείας συνιστώσας στο δίαυλο Rice.

Από τα Σχήματα 4.10 και 4.11 εξάγεται ένα ακόμη σημαντικό συμπέρασμα. Το SL παρουσιάζει πολύ καλή επίδοση, η οποία συγκρίνεται με την αντίστοιχη του BL. Αυτό οφείλεται στη σταθερή περιβάλλουσα του σχήματος διαμόρφωσης 4QAM. Επομένως, διαπιστώνεται η αξία χρησιμοποίησής του, κάτι που θα αποδειχθεί και σε επόμενες ενότητες.

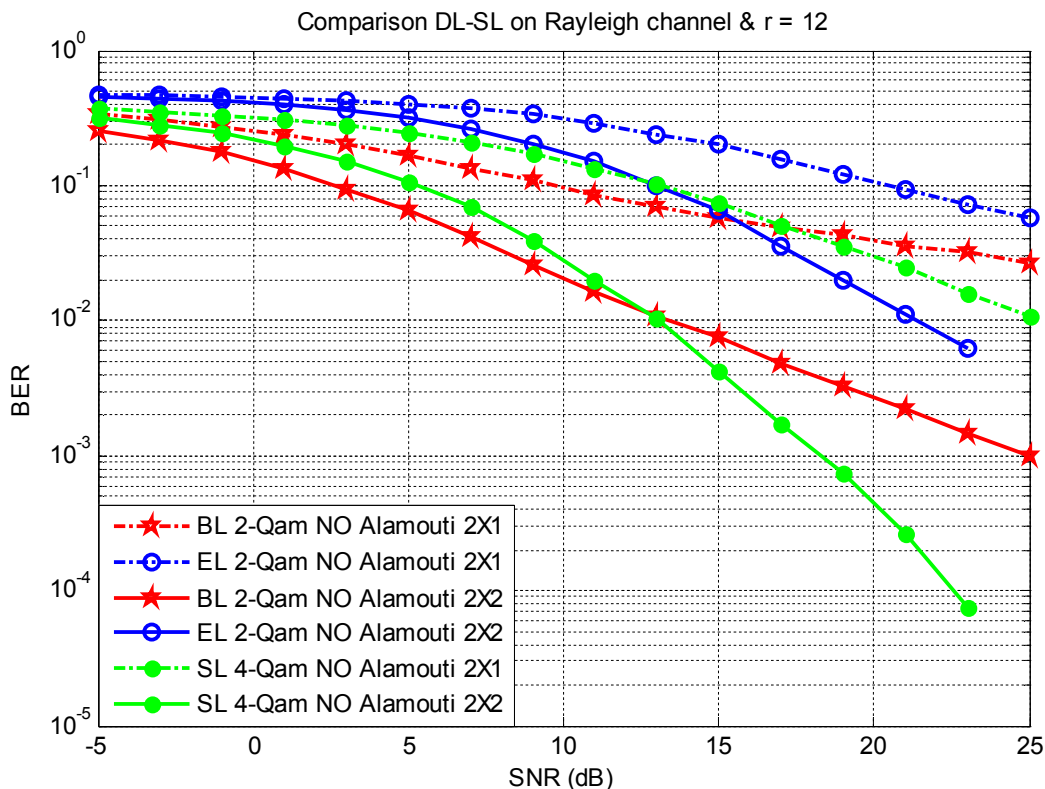


Σχήμα 4.10: Σύγκριση DL (2QAM/2QAM) και SL (4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε διάυλο Rayleigh



Σχήμα 4.11: Σύγκριση DL (2QAM/2QAM) και SL (4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε διάυλο Rice

Στο Σχήμα 4.12 παρατίθεται η προσομοίωση των ανωτέρω συστημάτων όταν δεν χρησιμοποιείται σχήμα Alamouti. Έτσι, αναδεικνύεται η σπουδαιότητα χρήσης του σχήματος Alamouti στο DL για υψηλούς σηματοθορυβικούς λόγους, καθώς για χαμηλά SNR η επίδοση του BL είναι καλύτερη από την αντίστοιχη του SL τόσο στο σύστημα 2X1 όσο και στο 2X2. Η αιτία για αυτή τη διαφορά είναι η απουσία διαφορικού κέρδους στην εκπομπή στα υπό εξέταση συστήματα, κάτι που επηρεάζει ιδιαίτερα το DL.

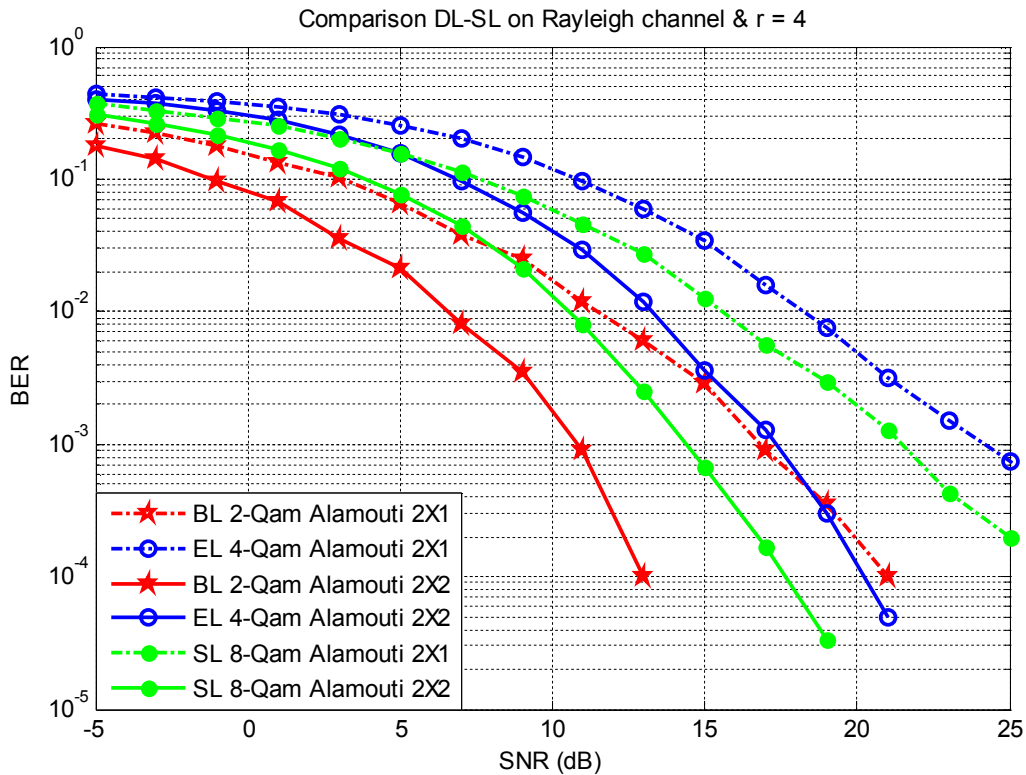


Σχήμα 4.12: Σύγκριση DL (2QAM/2QAM) και SL (4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 χωρίς χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh

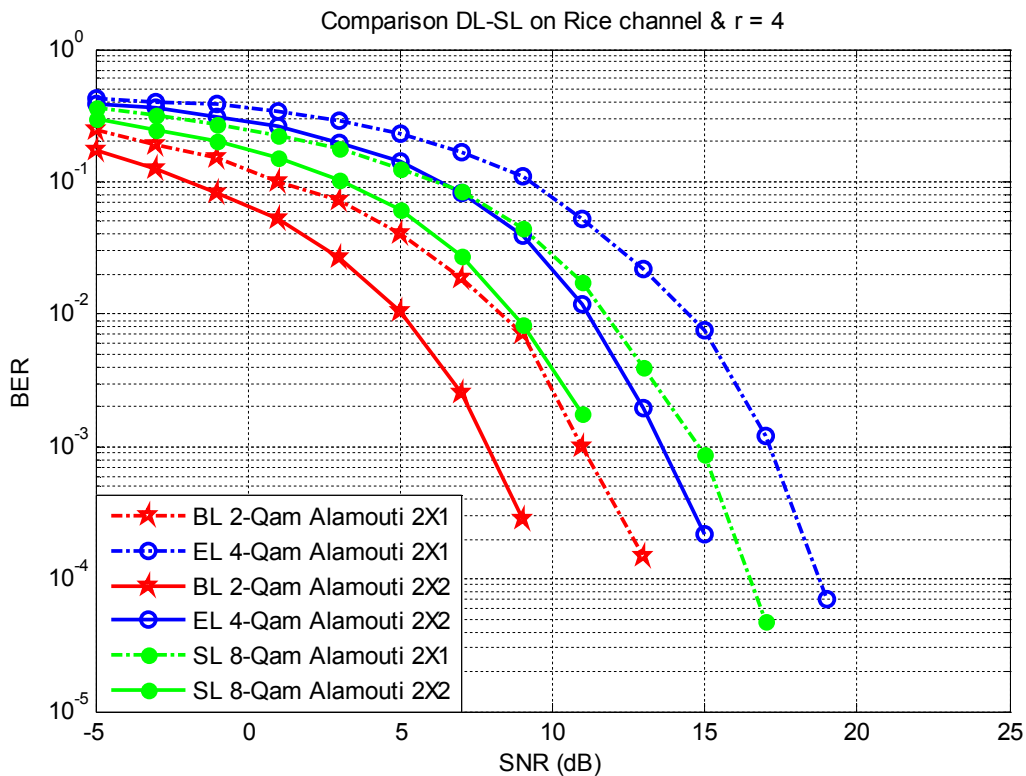
4.3.2 Σύγκριση των σχημάτων 8QAM – 2QAM/4QAM

Στην περίπτωση αυτή, η φασματική απόδοση των συστημάτων DL και SL είναι 3 ψηφία ανά χρονική περίοδο αποστολής συμβόλων. Αρχικά παρατίθεται το Σχήμα 4.13 όπου συγκρίνονται τα συστήματα SL και DL σε δίαυλο Rayleigh. Το SL χρησιμοποιεί διαμόρφωση 8QAM, ενώ το BL χρησιμοποιεί 2QAM και το EL 4QAM.

Παρατηρείται ότι η επίδοση του BL είναι σαφώς καλύτερη από την αντίστοιχη του SL για τα συστήματα 2X1, 2X2, ενώ του SL είναι καλύτερη από του EL. Έτσι, επιτυγχάνεται ο στόχος του DL για περισσότερο αξιόπιστη μετάδοση του στρώματος BL. Αυτό το αποτέλεσμα οφείλεται κυρίως στη μεταβλητή περιβάλλουσα της 8QAM του SL σε σύγκριση με τις σταθερές περιβάλλουσες των σχημάτων 2QAM και 4QAM.



Σχήμα 4.13: Σύγκριση DL (2QAM/4QAM) και SL (8QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε διάυλο Rayleigh

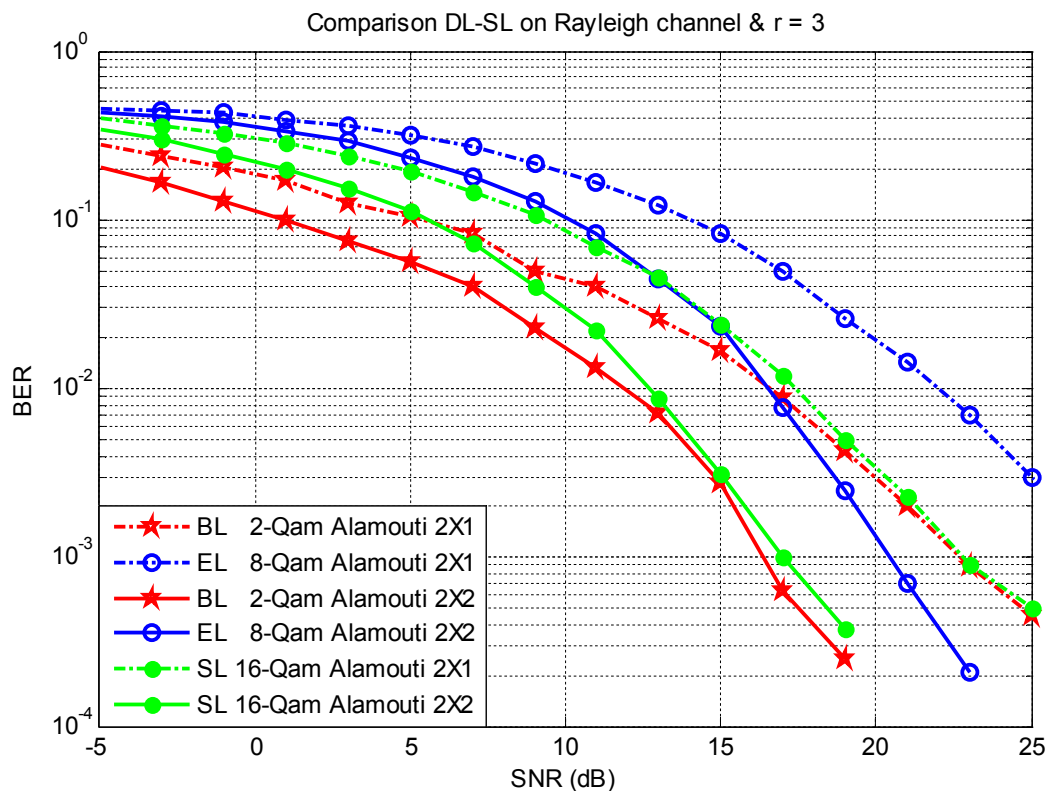


Σχήμα 4.14: Σύγκριση DL (2QAM/4QAM) και SL (8QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε διάυλο Rice

Στο Σχήμα 4.14 απεικονίζονται τα συστήματα του Σχήματος 4.13 σε δίαυλο Rice. Από την ανάλυση του ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για το σύστημα 2X2 συμπεραίνεται ότι σε δίαυλο Rice η σχετική επίδοση των SL και DL είναι παρόμοια με αυτήν σε δίαυλο Rayleigh. Για το σύστημα 2X1 όμως παρατηρούνται βελτιωμένα αποτελέσματα αφού στο δίαυλο Rice υπάρχει ισχυρή απευθείας συνιστώσα. Ως εκ τούτου, το σύστημα 2X1 με χρησιμοποίηση του συγκεκριμένου συστήματος DL σε δίαυλο Rice αποτελεί μια αρκετά αποδοτική λύση.

4.3.3 Σύγκριση των σχημάτων 16QAM – 2QAM/8QAM

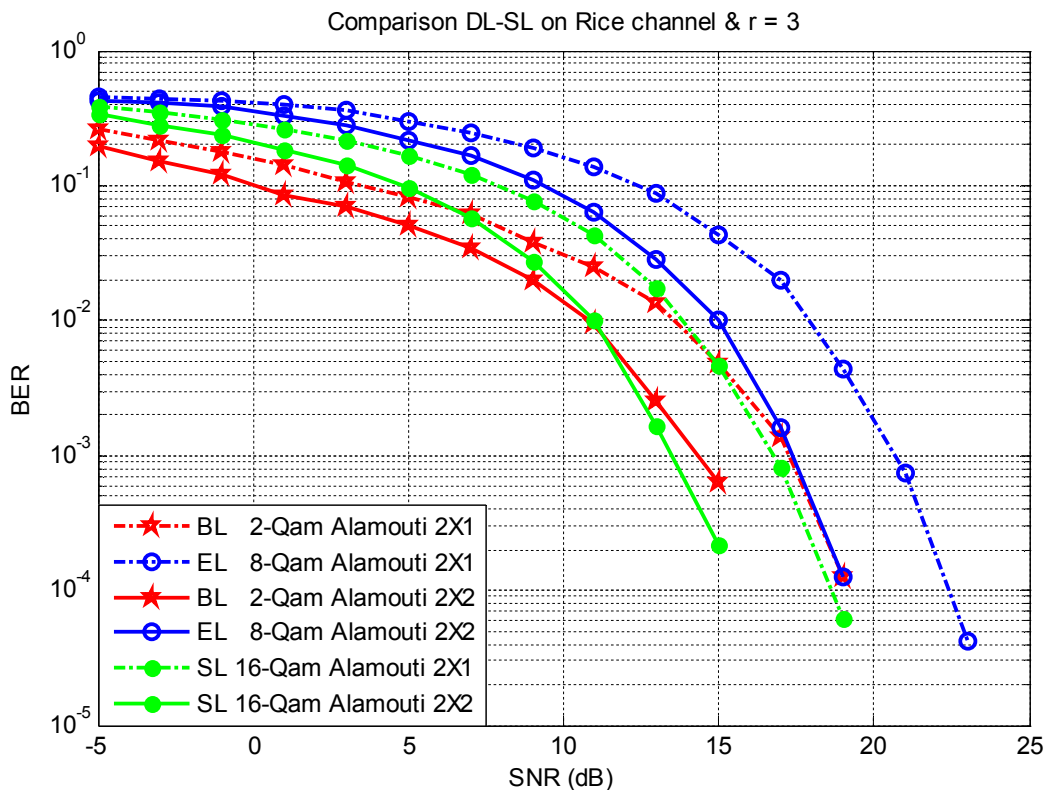
Στην περίπτωση αυτή, η φασματική απόδοση των συστημάτων DL και SL είναι 4 ψηφία ανά χρονική περίοδο αποστολής συμβόλων. Αρχικά παρατίθεται το Σχήμα 4.15 όπου συγκρίνονται τα συστήματα SL και DL ως προς το BER σε δίαυλο Rayleigh. Το SL χρησιμοποιεί διαμόρφωση 16QAM, ενώ το BL χρησιμοποιεί 2QAM και το EL 8QAM.



Σχήμα 4.15: Σύγκριση DL (2QAM/8QAM) και SL (16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh

Από το Σχήμα 4.15 συμπεραίνεται ότι το σχήμα 2QAM του BL έχει καλύτερη επίδοση από το σχήμα 16QAM του SL ενώ η επίδοση της 8QAM του EL είναι χειρότερη από αυτή της 16QAM. Οι παρατηρήσεις αυτές αφορούν τόσο τα συστήματα 2X2 όσο και τα 2X1. Βέβαια,

με αύξηση του r βελτιώνεται η επίδοση του BL σε σύγκριση με την αντίστοιχη του SL. Τα προηγούμενα συστήματα σε δίαυλο Rice απεικονίζονται στο Σχήμα 4.16.

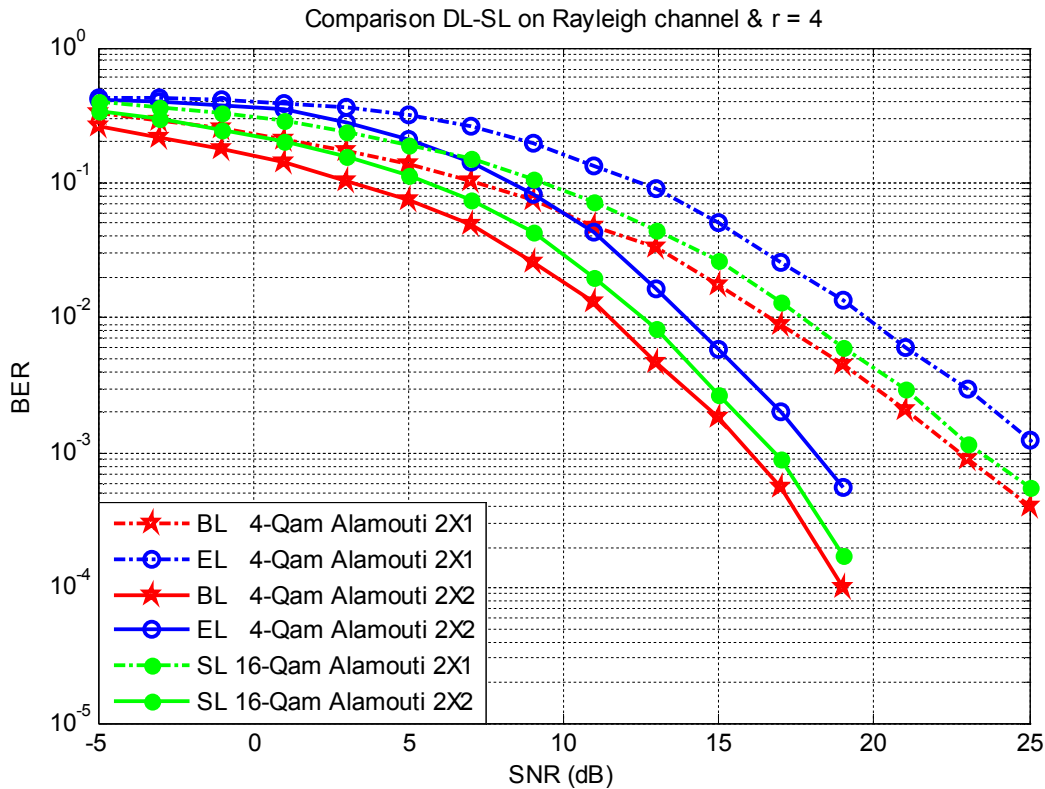


Σχήμα 4.16: Σύγκριση DL (2QAM/8QAM) και SL (16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice

Από το Σχήμα 4.16 συμπεραίνεται ότι για το σύστημα 2X2 το DL έχει καλύτερη επίδοση ως προς το BER σε σύγκριση με το SL για SNR μικρότερα των 11dB. Το EL έχει εμφανώς χειρότερη επίδοση από τα SL και BL. Όσον αφορά το σύστημα 2X1, οι καμπύλες των SL και DL πλησιάζουν τις αντίστοιχες καμπύλες του συστήματος 2X2 λόγω της ισχυρής απευθείας συνιστώσας. Αξίζει να επισημανθεί η επίδοση του BL στο σύστημα 2X1 για SNR μικρότερα των 6dB, καθώς είναι καλύτερη ακόμη και από αυτή του SL του συστήματος 2X2.

4.3.4 Σύγκριση των σχημάτων 16QAM – 4QAM/4QAM

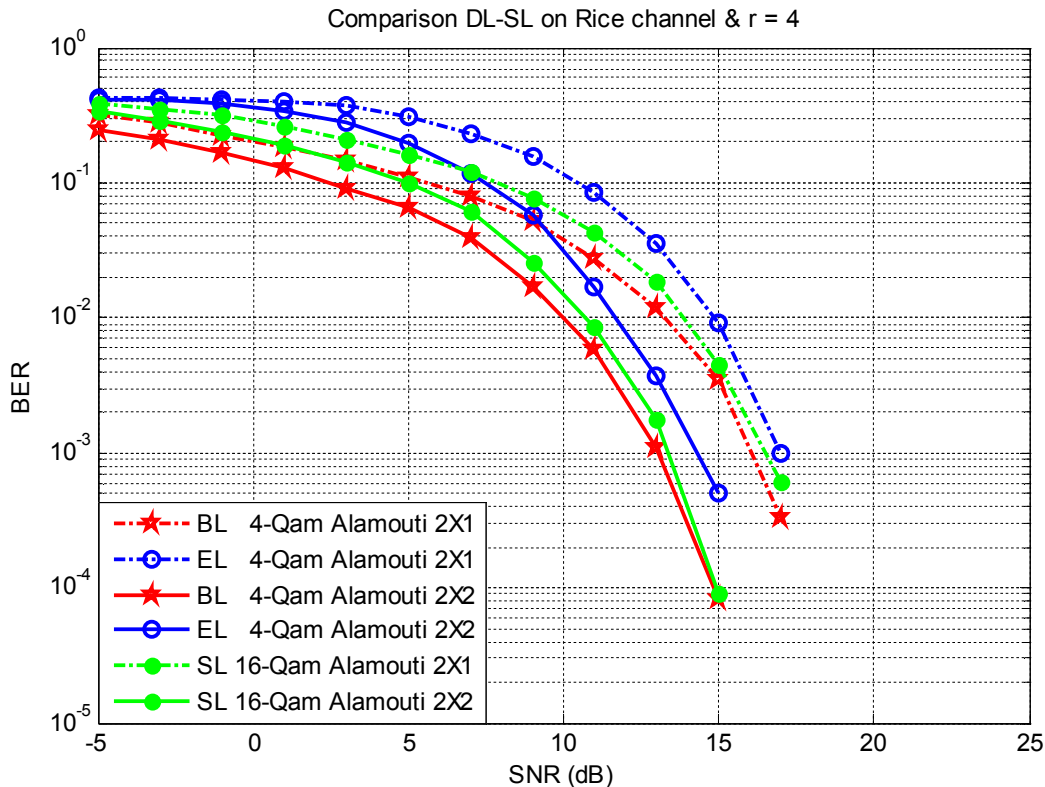
Και στην περίπτωση αυτή, η φασματική απόδοση των συστημάτων DL και SL είναι 4 ψηφία ανά χρονική περίοδο αποστολής συμβόλων. Αρχικά παρατίθεται το Σχήμα 4.17 όπου συγκρίνονται τα συστήματα SL και DL ως προς το BER σε δίαυλο Rayleigh. Το SL χρησιμοποιεί διαμόρφωση 16QAM, ενώ το BL χρησιμοποιεί 4QAM και το EL επίσης 4QAM.



Σχήμα 4.17: Σύγκριση DL (4QAM/4QAM) και SL (16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh

Από το Σχήμα 4.17 εξάγεται το συμπέρασμα ότι η επίδοση του BL είναι ελαφρώς καλύτερη από την αντίστοιχη του SL για τα συστήματα 2X1, 2X2, ενώ το EL πλησιάζει περισσότερο από κάθε άλλη φορά την επίδοση του SL. Το τελευταίο συμβαίνει λόγω της αξιοπιστίας που προσφέρει η σταθερή περιβάλλουσα του σχήματος 4QAM. Επιπλέον, ενδεχόμενη αύξηση του r προκαλεί βελτιωμένα αποτελέσματα για το BL και ελαφρώς χειρότερα για το EL. Αξίζει να σημειωθεί η εμφανής διαφορά στην επίδοση υπέρ των συστημάτων 2X2 έναντι των αντίστοιχων συστημάτων 2X1, κάτι που επαληθεύει ότι σε περιβάλλον όπου η διάδοση γίνεται σχεδόν αποκλειστικά μέσω πολυδιαδρομικών συνιστωσών τα συστήματα MIMO υπερέχουν έναντι των υπολοίπων (π.χ. του υπό εξέταση MISO).

Τα αντίστοιχα συστήματα σε δίαυλο Rice απεικονίζονται στο Σχήμα 4.18. Από την ανάλυσή του συμπεραίνεται ότι η γενική συγκριτική εικόνα είναι η ίδια με αυτή του Σχήματος 4.17. Βέβαια, ακόμη μια φορά παρατηρείται η προσέγγιση των συστημάτων 2X1 στα αντίστοιχα 2X2 σε περιβάλλον διάδοσης Rice.



Σχήμα 4.18: Σύγκριση DL (4QAM/4QAM) και SL (16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice

Ως γενικό συμπέρασμα εξάγεται ότι η επιλογή διπλής στρωμάτωσης DL παρουσιάζει συγκριτικά καλύτερα αποτελέσματα ως προς το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων σε σύγκριση με την απλή στρωμάτωση SL. Στα ανωτέρω συστήματα κατέστη δυνατή η σύγκριση των δύο τύπων στρωμάτωσης με την αποστολή ίδιου αριθμού ψηφίων σε κάθε περίοδο αποστολής συμβόλων. Υπάρχουν όμως και άλλα αποδοτικά συστήματα DL που αποστέλλουν περισσότερα ψηφία. Αυτά είναι: 2QAM/16QAM (5 ψηφία), 4QAM/8QAM (5 ψηφία) και 4QAM/16QAM (6 ψηφία). Όπως γίνεται αντιληπτό έχουν επιλεγεί συστήματα όπου το BL διαμορφώνεται με εύρωστα σχήματα όπως τα 2QAM, 4QAM, καθώς επιθυμείται η όσο το δυνατόν ασφαλέστερη μετάδοση της πληροφορίας που περιέχει. Προς την κατεύθυνση αυτή κινήθηκε και η επιλογή των τιμών του λόγου ισχύος. Άλλωστε, με αύξηση του λόγου ισχύος επέρχεται μείωση του ποσοστού λανθασμένων ψηφίων για το BL και αύξησή του για το EL. Για την επιλογή των κατάλληλων τιμών λοιπόν χρειάζεται συνεχής έλεγχος της επίδοσης από το διαχειριστή του συστήματος. Βέβαια αυτό προϋποθέτει την ύπαρξη ζεύξης επιστροφής από το τερματικό στο BS για ενημέρωση της κατάστασης του διαύλου και των υπόλοιπων παραμέτρων.

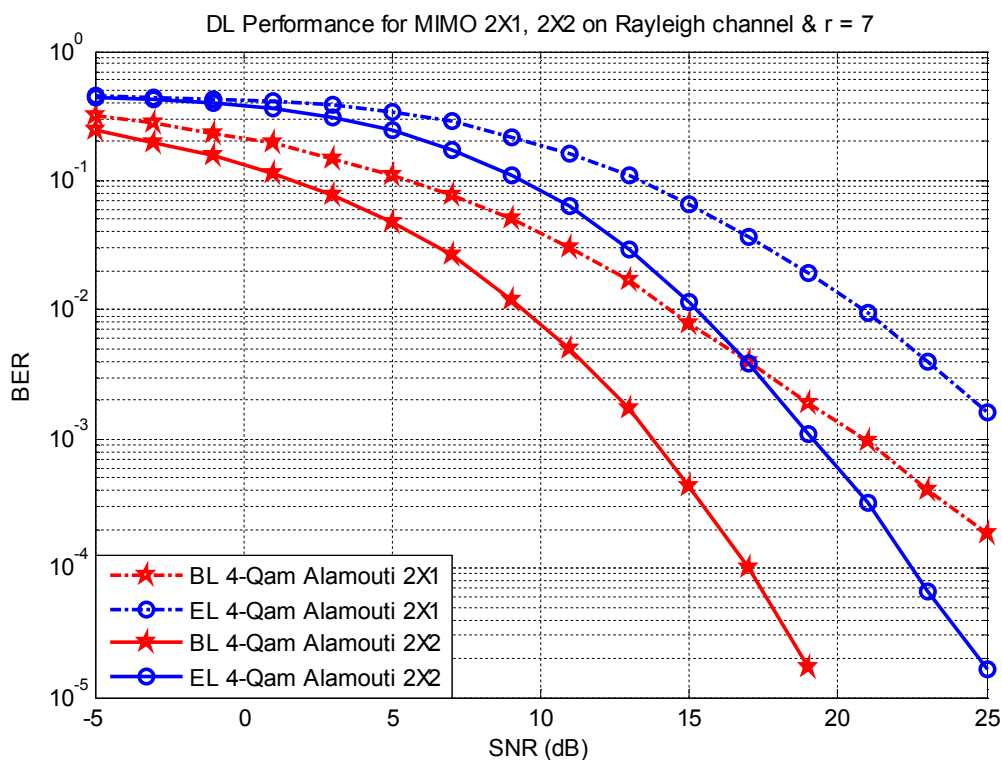
4.4 Επίδραση της τεχνικής Alamouti στην τεχνική ESTC

Όπως αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 2, το σχήμα Alamouti αυξάνει το διαφορικό κέρδος του συστήματος, ενώ σημαντικό πλεονέκτημα αποτελεί η επίτευξή του στην πλευρά εκπομπής χωρίς να χρειάζεται η γνώση των χαρακτηριστικών του διαύλου. Ωστόσο, για την υλοποίησή του δεσμεύει δύο χρονικές περιόδους υποστηρίζοντας με αυτόν τον τρόπο ρυθμό μετάδοσης ίσο με αυτόν ενός συστήματος SISO.

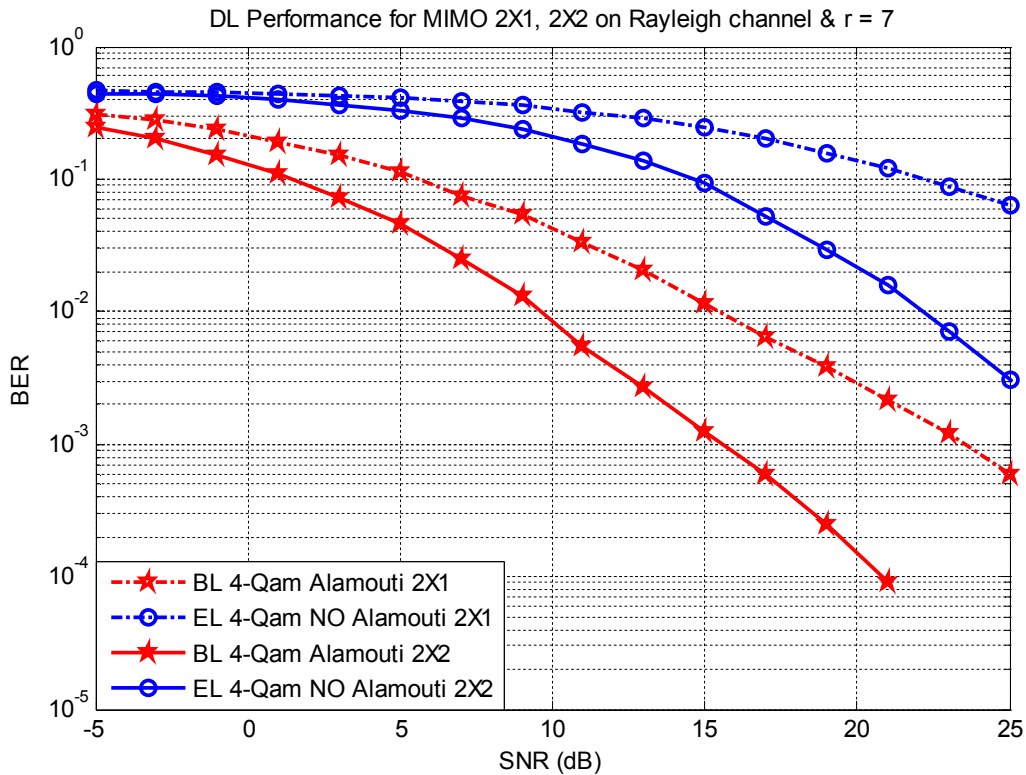
Στην ενότητα αυτή επιλέγεται σύστημα όπου το BL αποστέλλει τα δεδομένα χρησιμοποιώντας το σχήμα Alamouti καθώς επιθυμείται η όσο το δυνατόν ασφαλέστερη μετάδοση της πληροφορίας που περιέχει. Αντίθετα, το EL δεν υιοθετεί την τεχνική Alamouti διπλασιάζοντας έτσι το ρυθμό μετάδοσής του. Το όφελος που προκύπτει συνδέεται με την ταχύτερη μετάδοση του μεγάλου όγκου πληροφορίας που περιέχει το EL εις βάρος της αξιοπιστίας του συστήματος.

Ο διπλασιασμός του ρυθμού μετάδοσης στην περίπτωση μη χρησιμοποίησης της τεχνικής Alamouti στο EL επιτρέπει την επιλογή της διαμόρφωσης 4QAM για το στρώμα αυτό, η οποία όσον αφορά το ρυθμό μετάδοσης είναι ισοδύναμη με τη 16QAM με χρήση Alamouti. Αυτό οφείλεται στο διπλάσιο ρυθμό μετάδοσης του τελευταίου σχήματος διαμόρφωσης έναντι της 4QAM, όπως μπορεί να διαπιστωθεί από τον Πίνακα 4.2.

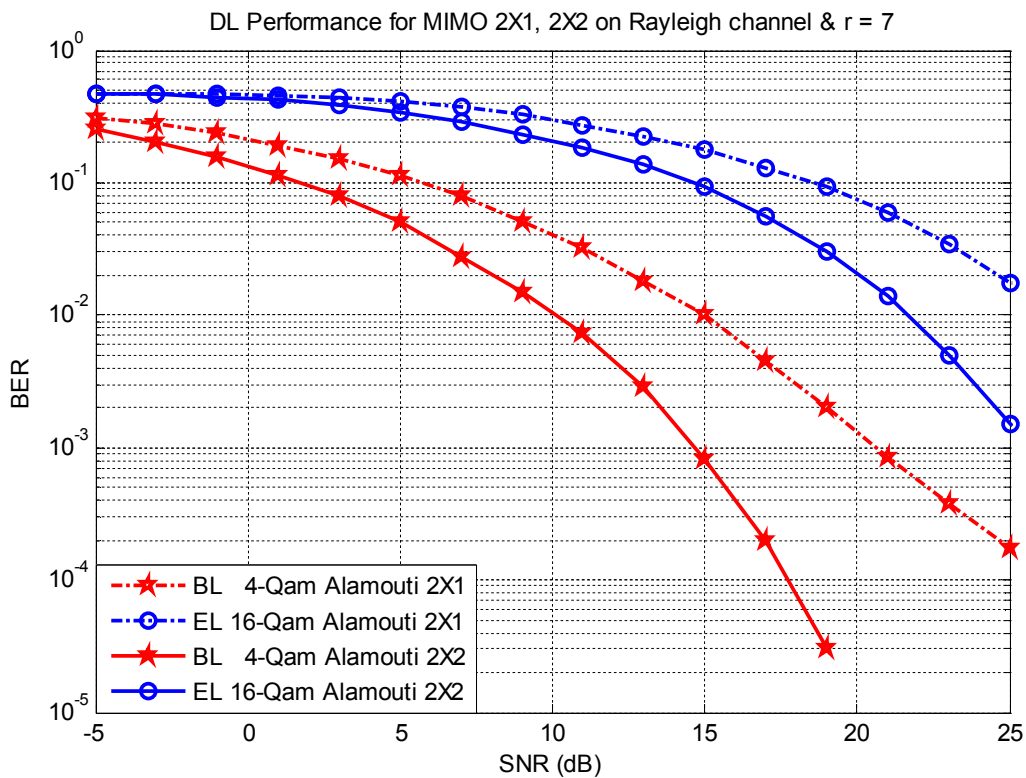
Στη συνέχεια παρατίθενται οι γραφικές παραστάσεις σε δίαυλο Rayleigh για το DL με ή χωρίς χρησιμοποίηση της τεχνικής Alamouti στο EL (Σχήματα 4.19 και 4.20 αντίστοιχα). Ακολουθεί η επίδοση του DL στην περίπτωση επιλογής σχήματος 16QAM στο EL με χρήση Alamouti (Σχήμα 4.21).



Σχήμα 4.19: Επίδοση του DL (4QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για r=7



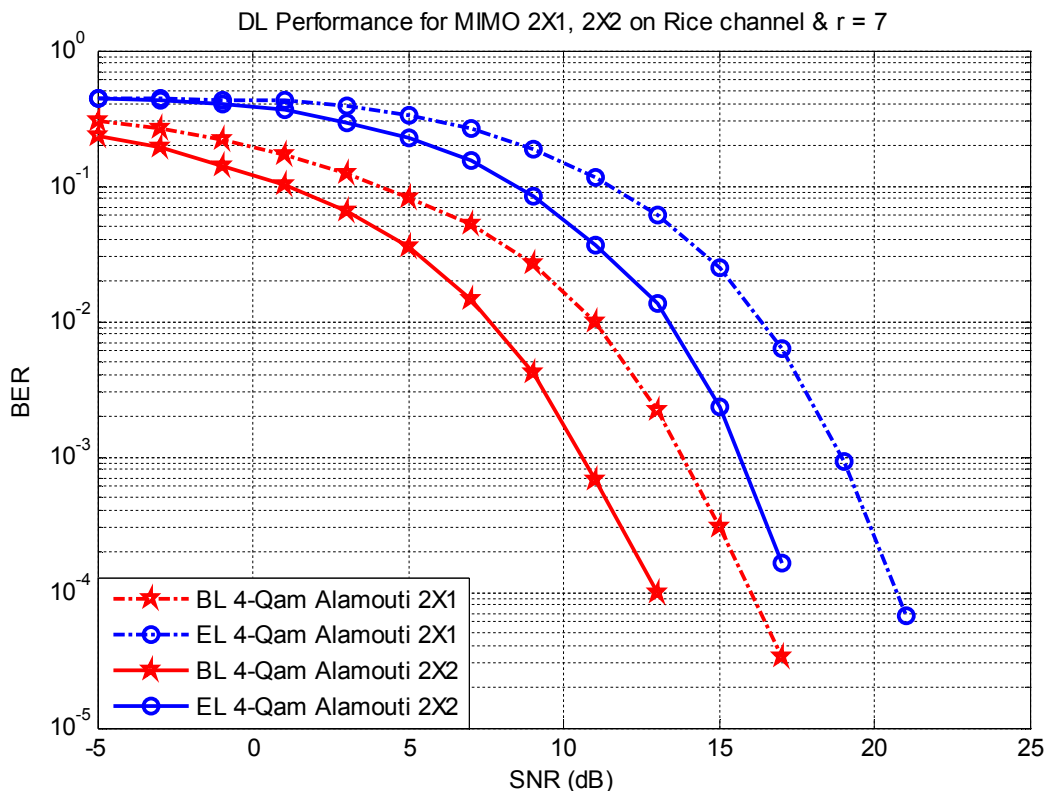
Σχήμα 4.20: Επίδοση του DL (4QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti μόνο στο BL σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$



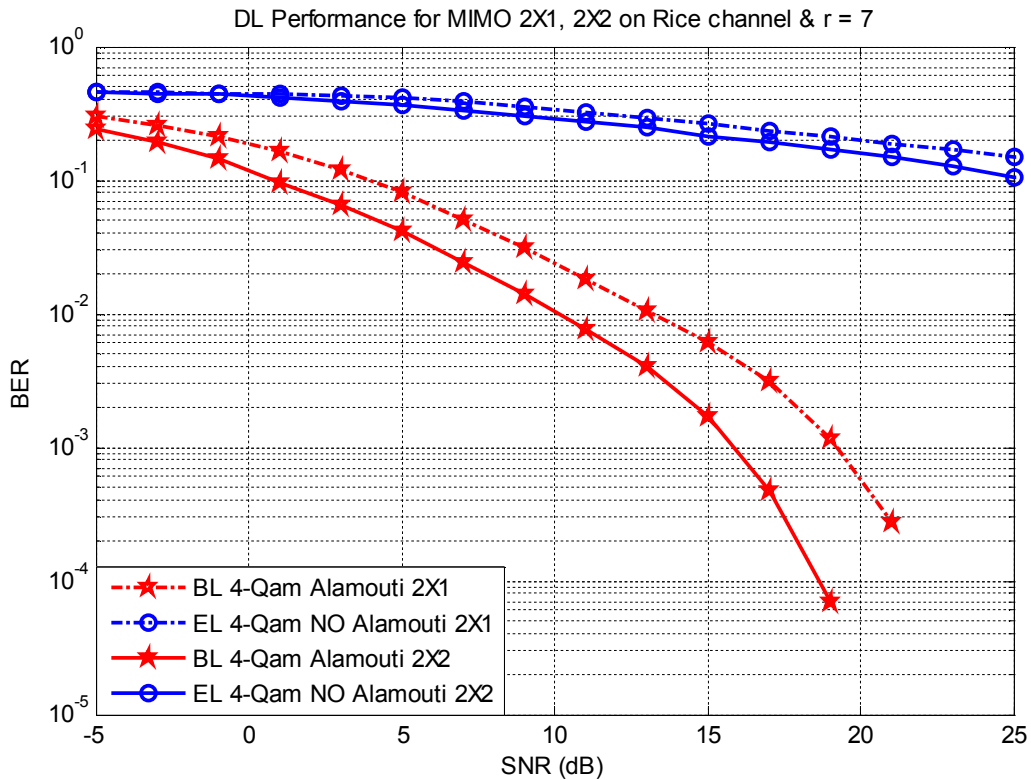
Σχήμα 4.21: Επίδοση του DL (4QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$

Από τη σύγκριση των Σχημάτων 4.19 και 4.20 συμπεραίνεται ότι τόσο το BL όσο και το EL αποδίδουν καλύτερα με χρήση Alamouti στα συστήματα 2X1 και 2X2 του Σχήματος 4.19. Η χειρότερη επίδοση του BL στο Σχήμα 4.20 οφείλεται στην ελλειπή ορθογωνοποίηση του διαύλου. Συγκεκριμένα, το γεγονός ότι η τεχνική Alamouti βρίσκει εφαρμογή μόνο στο BL δεν επιτρέπει την επίτευξη του μέγιστου διαφορικού κέρδους στην εκπομπή που είναι ίσο με 2. Για την αποκωδικοποίηση του EL εφαρμόζεται μόνο η τεχνική MLD (βλ. Κεφάλαιο 3), κάτι που επιδρά αρνητικά στην επίδοση του στρώματος αυτού. Συνεπώς, εξαιτίας της έλλειψης διαφορικής προστασίας του σχήματος Alamouti, τα αποτελέσματα είναι σαφώς χειρότερα και στα δύο στρώματα σε περίπτωση μη χρησιμοποίησής του.

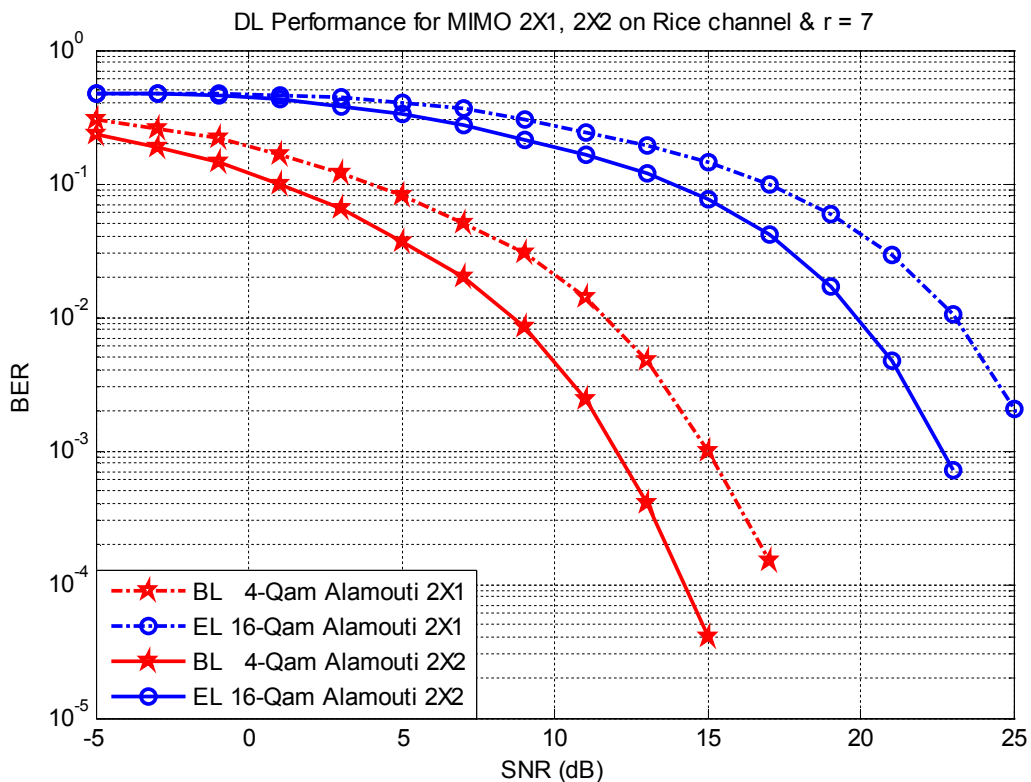
Επιπλέον, από τη σύγκριση των Σχημάτων 4.20 και 4.21 φαίνεται ότι τα αποτελέσματα του DL(4QAM/16QAM) με χρήση Alamouti είναι ελαφρώς καλύτερα από τα αντίστοιχα του DL(4QAM/4QAM) χωρίς χρήση Alamouti στο EL ειδικά για υψηλούς σηματοθορυβικούς λόγους. Επομένως, είναι πλέον εμφανής η σημασία χρήσης του σχήματος Alamouti, καθώς μπορεί να υποστηρίξει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης με ταυτόχρονη επίτευξη του επιθυμητού βαθμού αξιοπιστίας. Αυτό δείχνει και τη σημασία πλήρους ορθογωνοποίησης του διαύλου, κάτι που θα φανεί και σε επόμενη ενότητα. Στη συνέχεια παρατίθενται τα αντίστοιχα αποτελέσματα για δίαυλο Rice.



Σχήμα 4.22: Επίδοση του DL (4QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice για $r=7$



Σχήμα 4.23: Επίδοση του DL (4QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti μόνο στο BL σε δίαυλο Rice για $r=7$

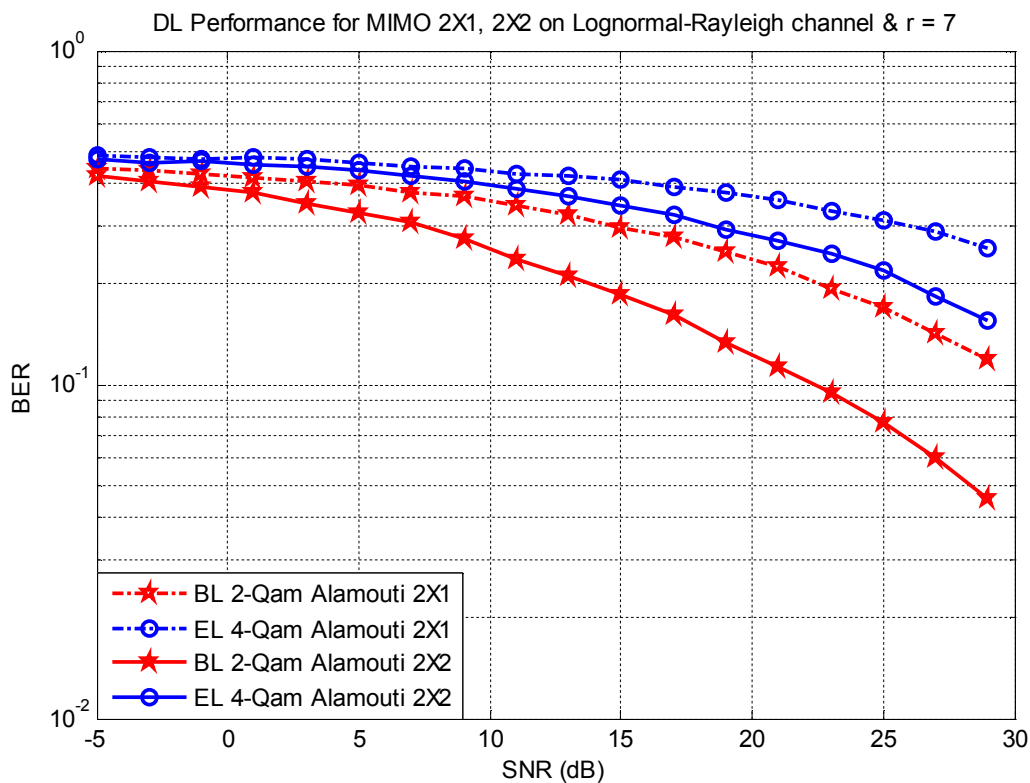


Σχήμα 4.24: Επίδοση του DL (4QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice για $r=7$

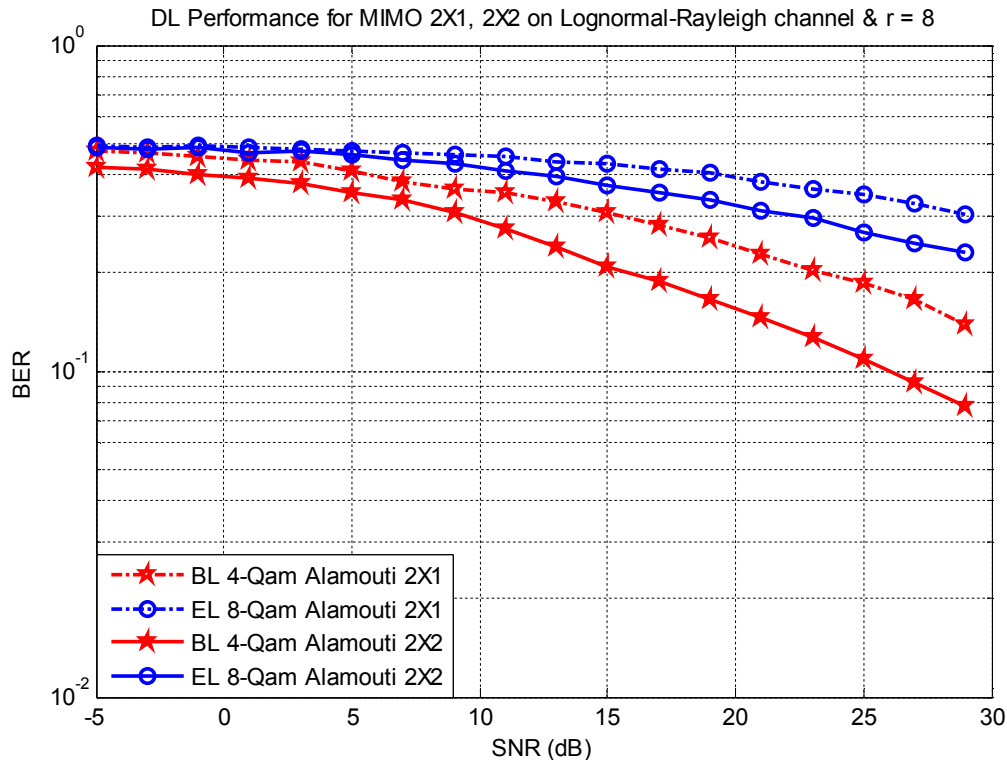
Από τη μελέτη των ανωτέρω σχημάτων συμπεραίνεται ότι στο δίαυλο Rice οι προηγούμενες παρατηρήσεις καθίστανται περισσότερο εμφανείς. Συγκεκριμένα, στο Σχήμα 4.23 η επίδοση του EL είναι πολύ χειρότερη από την αντίστοιχη επίδοση του EL στο Σχήμα 4.22 με αποτέλεσμα να γίνεται επιτακτική η ανάγκη χρησιμοποίησης της τεχνικής Alamouti σε δίαυλο Rice. Παράλληλα, αξιοσημείωτη είναι η επίδοση του EL στο Σχήμα 4.24 όπου χρησιμοποιείται το σχήμα 16QAM με Alamouti, κάτι που αποδεικνύει ότι στο δίαυλο Rice η χρήση της τεχνικής αυτής είναι ιδιαίτερα αποτελεσματική.

4.5 Ρεαλιστικό σενάριο με προσθήκη σκίασης στο δίαυλο

Τα συστήματα MIMO 2X1, 2X2 δοκιμάστηκαν σε ακόμη δυσμενέστερες συνθήκες διάδοσης. Για το λόγο αυτό εισήχθη στο σύστημα μέση απόσβεση της τάξης των 2dB, ενώ προστέθηκε ακόμη σκίαση της τάξης των 2dB. Οι δύο αυτές παράμετροι αποτελούν τη μέση τιμή και τυπική απόκλιση της λογαριθμοκανονικής κατανομής, αντίστοιχα. Επιπλέον, στο δίαυλο εισήχθησαν διαλείψεις τύπου Rayleigh. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν (Σχήματα 4.25 και 4.26) είναι σαφώς υποδεέστερα από τα προηγούμενα και επομένως αξίζει να παρατεθεί μόνο το σύστημα όπου χρησιμοποιείται η τεχνική Alamouti και στα δύο στρώματα.



Σχήμα 4.25: Επίδοση του DL (2QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Lognormal-Rayleigh για $r=7$



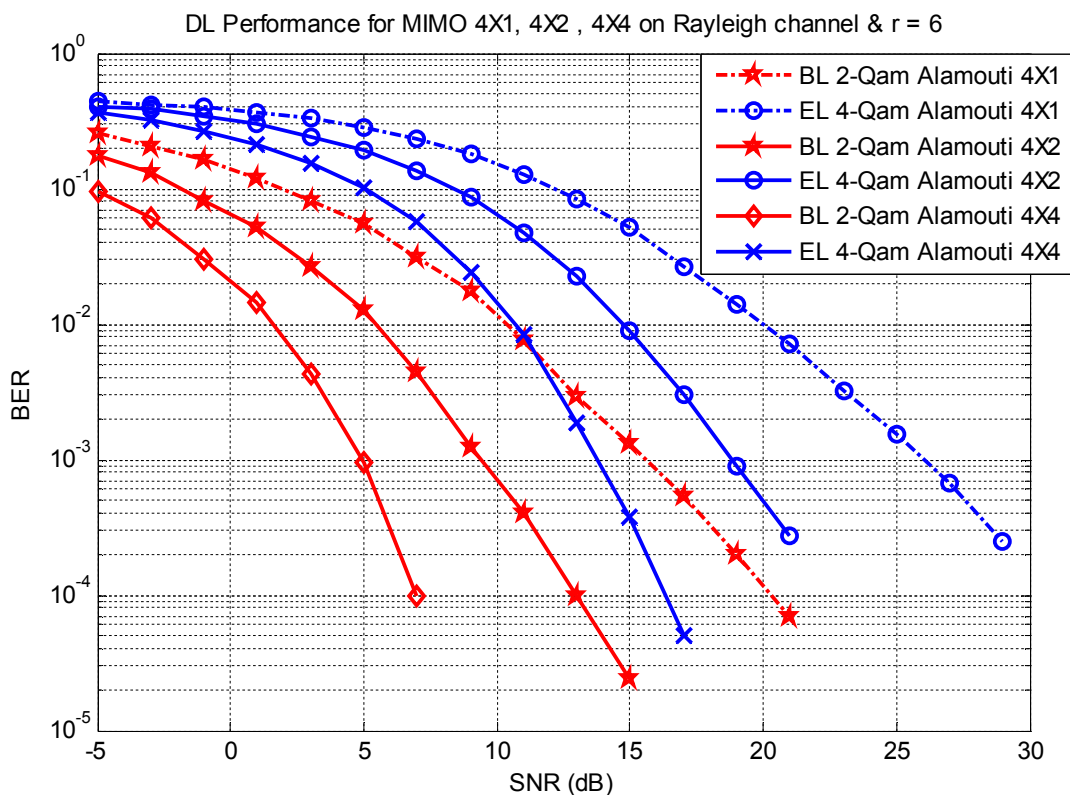
Σχήμα 4.26: Επίδοση του DL (4QAM/8QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε διάλυο Lognormal-Rayleigh για r=8

Συμπεραίνεται, λοιπόν, από τα ανωτέρω σχήματα ότι οι δυσχερείς συνθήκες που επικρατούν στο διάλυο επηρεάζουν ιδιαίτερα αρνητικά την επίδοση του DL. Μόνο για υψηλούς σηματοθορυβικούς λόγους το BER του BL του συστήματος MIMO 2X2 λαμβάνει τιμές κάτω από τη στάθμη του 10^{-1} .

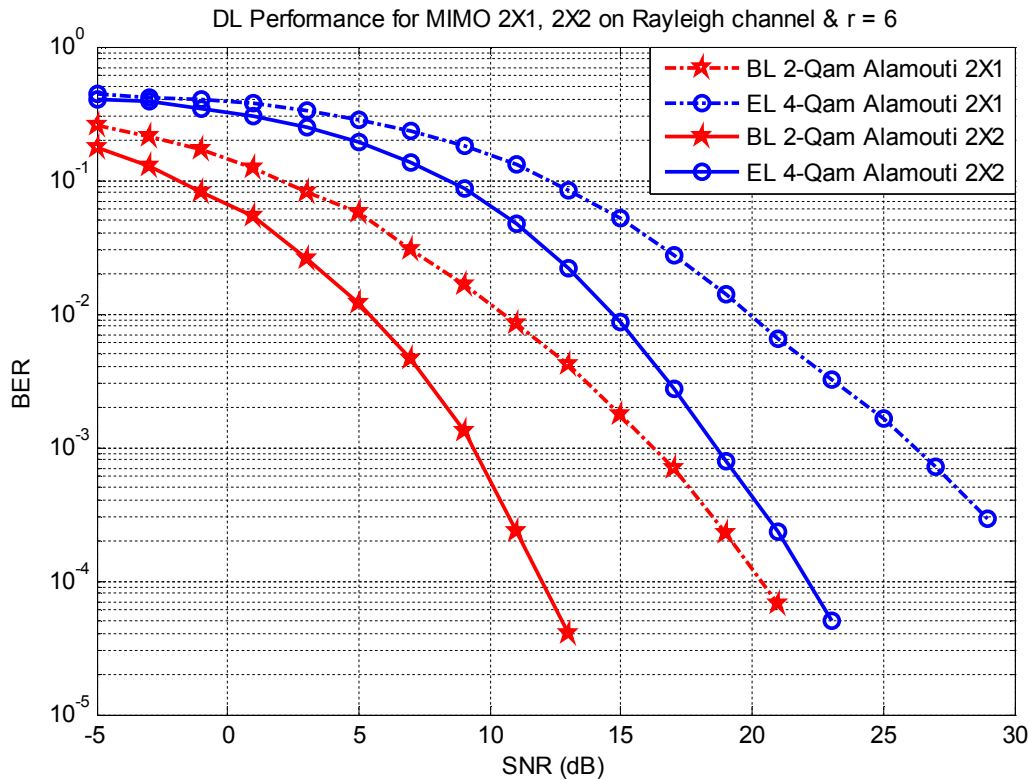
4.6 Εφαρμογή της ESTC σε συστήματα MIMO 4X1, 4X2 και 4X4

Η χρησιμοποίηση των συστημάτων MIMO 4X1, 4X2 και 4X4 αναμένεται να προσφέρει μεγαλύτερα κέρδη χωρικής πολυπλεξίας, κέρδη διαφορισμού και διάταξης. Στην περίπτωση χρησιμοποίησης της τεχνικής Alamouti ο ρυθμός μετάδοσης θα παραμείνει ίδιος με αυτόν των συστημάτων MIMO 2X1 και 2X2, καθώς αποστέλλεται το ίδιο πλήθος διαφορετικών συμβόλων σε δύο χρονικές περιόδους όπου ο διάλυος παραμένει σταθερός. Ωστόσο, ανάλογα με το πλήθος των κεραιών λήψης προβλέπεται αντίστοιχη επίτευξη διαφορικού κέρδους και κέρδους διάταξης. Στην περίπτωση μη χρησιμοποίησης του σχήματος Alamouti επιτυγχάνεται τετραπλασιασμός του ρυθμού μετάδοσης σε σύγκριση με σύστημα SISO, καθώς κάθε κεραία εκπομπής αποστέλλει διαφορετικό σύμβολο. Βέβαια, τα ανωτέρω οφέλη αντικρούονται από περιορισμούς που αφορούν το χώρο εγκατάστασης των κεραιών και το κόστος τους με συνέπεια να χρειάζεται προσεκτική μελέτη κατά το σχεδιασμό του συστήματος ώστε να εξυπηρετεί τις ανάγκες επικοινωνίας πολυμέσων.

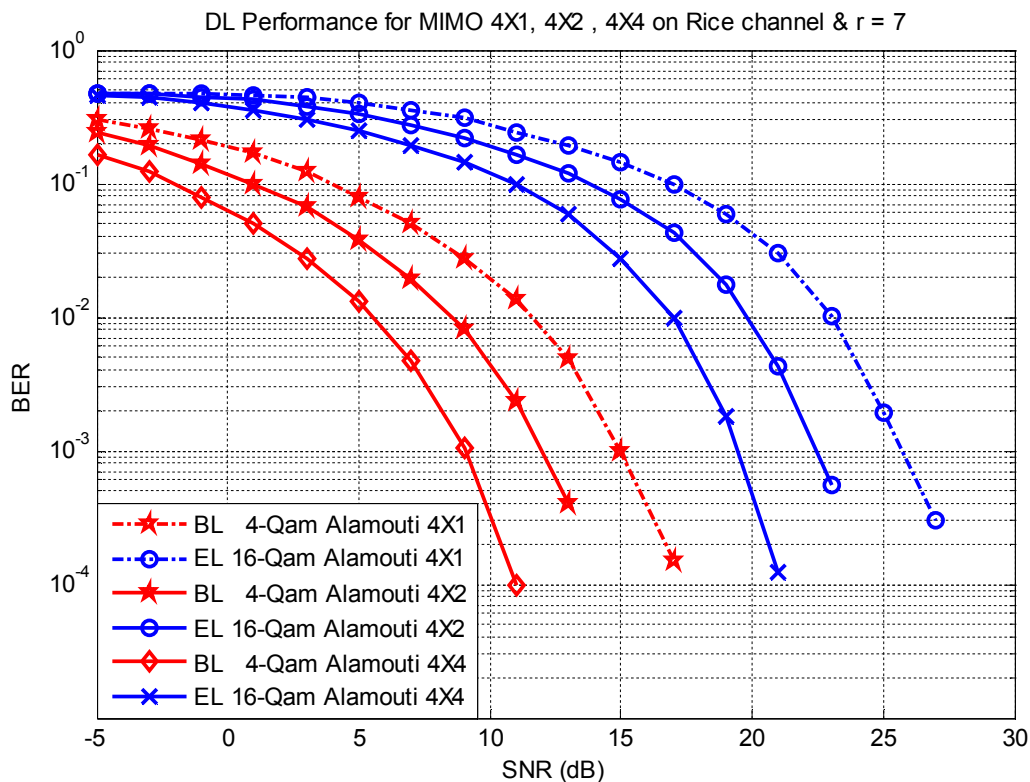
Στο Σχήμα 4.27 φαίνεται αρχικά η υπεροχή του συστήματος 4X4 έναντι των 4X2 και 4X1 για τα αντίστοιχα στρώματα σε δίαυλο Rayleigh. Σε αντιπαραβολή με το 4X2, το 4X4 παρουσιάζει υψηλότερο κέρδος διάταξης που προκύπτει από τις δύο επιπλέον κεραιές λήψης του. Το επιπλέον κέρδος διάταξης του συστήματος 4X4 σε σχέση με το 4X2 είναι ίσο με 3dB, το οποίο προκύπτει από τον Πίνακα 2.1, δηλαδή $AG=10 \cdot \log(2)=3\text{dB}$, όπου 2 ο αριθμός των επιπλέον κεραιών λήψης. Επιπρόσθετα, παρατηρείται ότι με αύξηση του SNR οι καμπύλες του συστήματος 4X4 απομακρύνονται από τις αντίστοιχες του συστήματος 4X2, ενώ το φαινόμενο αυτό συμβαίνει επίσης ανάμεσα στις καμπύλες των συστημάτων 4X2 και 4X1. Η αιτία αυτής της μεταβολής της κλίσης των καμπυλών είναι η παρουσία διαφορικού κέρδους, το οποίο αυξάνεται με την παρουσία πολλαπλών κεραιών εκπομπής-λήψης. Συνεπώς, επιβεβαιώνεται πλήρως η θεωρία για την επίδραση των κερδών διαφορισμού και διάταξης στα συστήματα MIMO, όπως σκιαγραφήθηκε στο Σχήμα 2.2. Παράλληλα, από τη σύγκριση των Σχημάτων 4.27 και 4.28 διαφαίνεται η σχεδόν πλήρης ταύτιση των καμπυλών των αντίστοιχων στρωμάτων για τα συστήματα 4X2 - 2X2 και 4X1 - 2X1, κάτι που σημαίνει ότι τα συστήματα 4X2 και 4X1 δεν επιτυγχάνουν μέγιστο διαφορικό κέρδος στην εκπομπή από το σχήμα Alamouti. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η τεχνική Alamouti δεν επιτυγχάνει πλήρη ορθογωνοποίηση του διαύλου στα συστήματα με περισσότερες από δύο κεραιές εκπομπής και ως εκ τούτου είναι αναγκαία η ύπαρξη περισσότερων κεραιών λήψης για να εμφανισθούν τα προαναφερθέντα κέρδη.



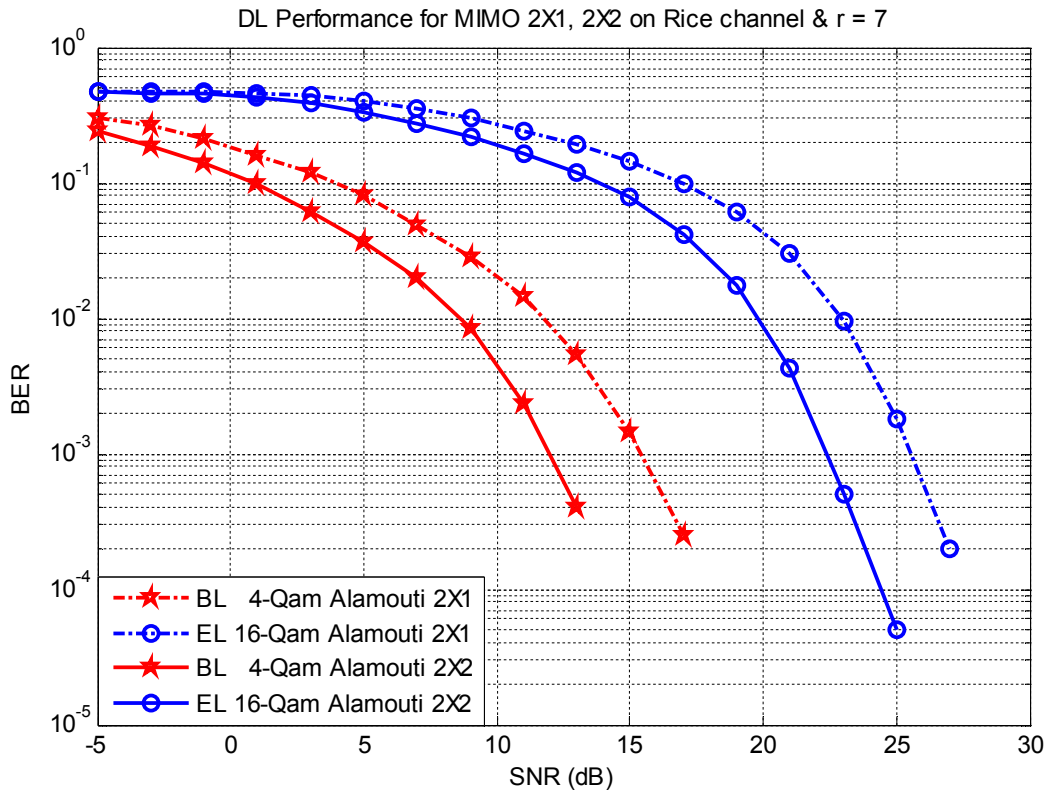
Σχήμα 4.27: Επίδοση του DL (2QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για r=6



Σχήμα 4.28: Επίδοση του DL (2QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε διάλυο Rayleigh για $r=6$



Σχήμα 4.29: Επίδοση του DL (4QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 4X1, 4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε διάλυο Rice για $r=7$

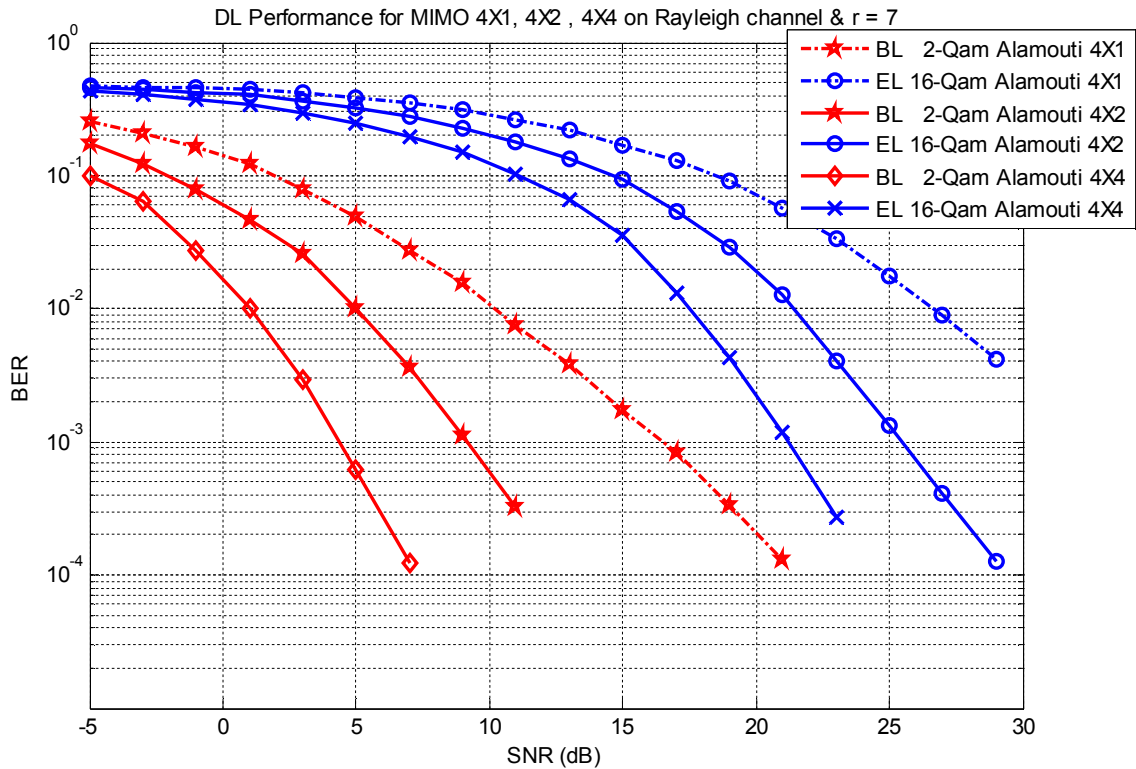


Σχήμα 4.30: Επίδοση του DL (4QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 2X1 και 2X2 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rice για $r=7$

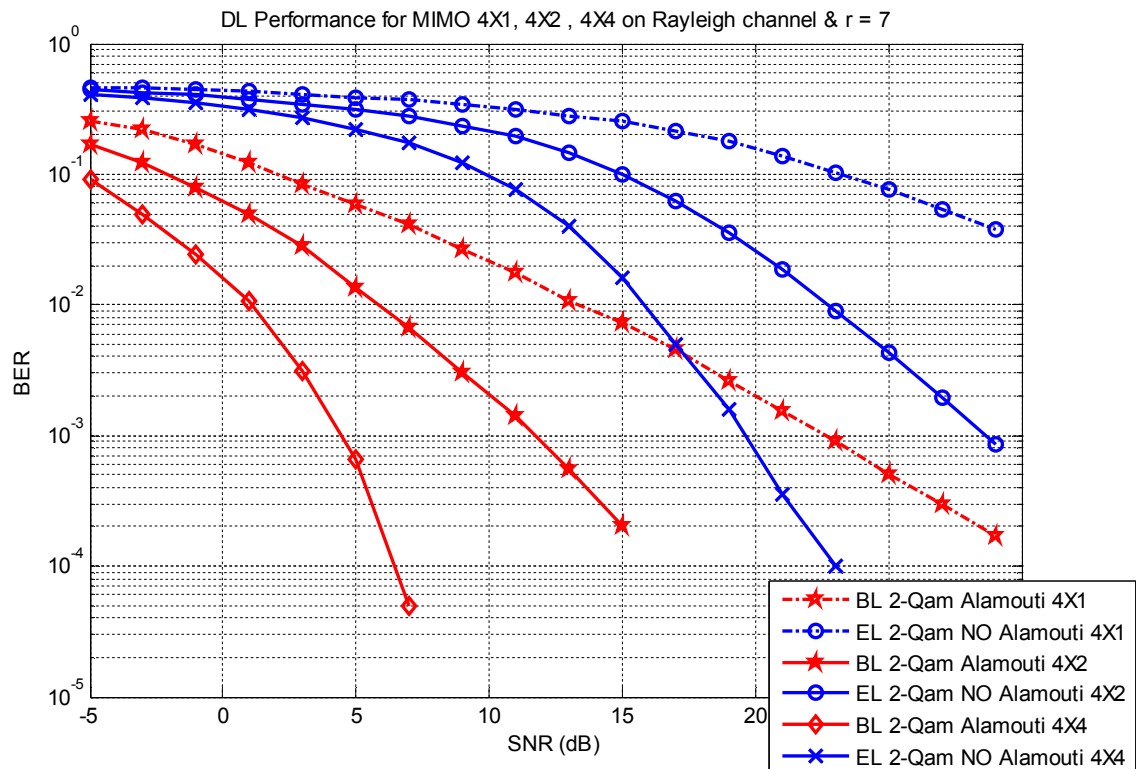
Στα Σχήματα 4.29 και 4.30 προσομοιώνονται τα προηγούμενα συστήματα σε δίαυλο Rice. Από τη σύγκριση των σχημάτων αυτών εξάγονται τα ίδια συμπεράσματα με αυτά σε δίαυλο Rayleigh για τα συστήματα 4X2 – 2X2 και 4X1 – 2X1, καθώς παρουσιάζουν την ίδια σχετική επίδοση για τα αντίστοιχα στρώματα. Ωστόσο, στο δίαυλο Rice παρατηρείται ότι οι καμπύλες των συστημάτων 4X4, 4X2, 4X1 καθώς και οι αντίστοιχες των 2X2, 2X1 δεν απομακρύνονται μεταξύ τους εξαιτίας της έλλειψης διαφορικού κέρδους στη λήψη στο τρέχον περιβάλλον προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει λόγω της παρουσίας ισχυρής συνιστώσας LOS στο δίαυλο Rice, κάτι που σημαίνει ότι απουσιάζουν σε μεγάλο βαθμό οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες και επομένως δεν είναι δυνατή η επίτευξη διαφορικού κέρδους στη λήψη. Εντούτοις, οι συνθήκες διάδοσης είναι καλύτερες σε σχέση με αυτές του διαύλου Rayleigh.

4.6.1 Επίδραση της τεχνικής Alamouti στα συστήματα 4X1, 4X2 και 4X4

Σε αυτήν την ενότητα θα μελετηθεί η επίδραση του σχήματος Alamouti στα συστήματα 4X1, 4X2 και 4X4. Καθώς τετραπλασιάζεται ο ρυθμός μετάδοσης του EL σε συστήματα με τέσσερις κεραιές εκπομπής χωρίς τη χρήση Alamouti στο EL, θα πραγματοποιηθεί σύγκριση ανάμεσα σε συστήματα που είναι φασματικά ισοδύναμα.



Σχήμα 4.31: Επίδοση του DL (2QAM/16QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$



Σχήμα 4.32: Επίδοση του DL (2QAM/2QAM) σε συστήματα MIMO 4X1,4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti μόνο στο BL σε δίαυλο Rayleigh για $r=7$

Στο Σχήμα 4.31 υιοθετείται το σχήμα 16QAM στο EL στην περίπτωση εφαρμογής του σχήματος Alamouti, ενώ στην περίπτωση μη εφαρμογής του στο Σχήμα 4.32 υιοθετείται το σχήμα 2QAM στο EL. Η αιτία για αυτήν την επιλογή είναι η υποστήριξη τετραπλάσιου ρυθμού μετάδοσης από το σχήμα διαμόρφωσης 16QAM έναντι του 2QAM, όπως φαίνεται από τον Πίνακα 4.2.

Συγκρίνοντας τα Σχήματα 4.31 και 4.32 συμπεραίνεται ότι η μη χρήση της τεχνικής Alamouti στο EL επιφέρει στα συστήματα 4X1,4X2 αποτελέσματα ανάλογα με εκείνα στα αντίστοιχα συστήματα 2X1,2X2. Συγκεκριμένα, παρατηρείται ότι τόσο η επίδοση του BL όσο και η αντίστοιχη του EL χειροτερεύει εμφανώς χωρίς το σχήμα Alamouti. Αιτία αποτελεί η αναποτελεσματική ορθογωνοποίηση του διαύλου για τα συστήματα 4X1,4X2, όπως περιγράφηκε και στην ενότητα 4.4.

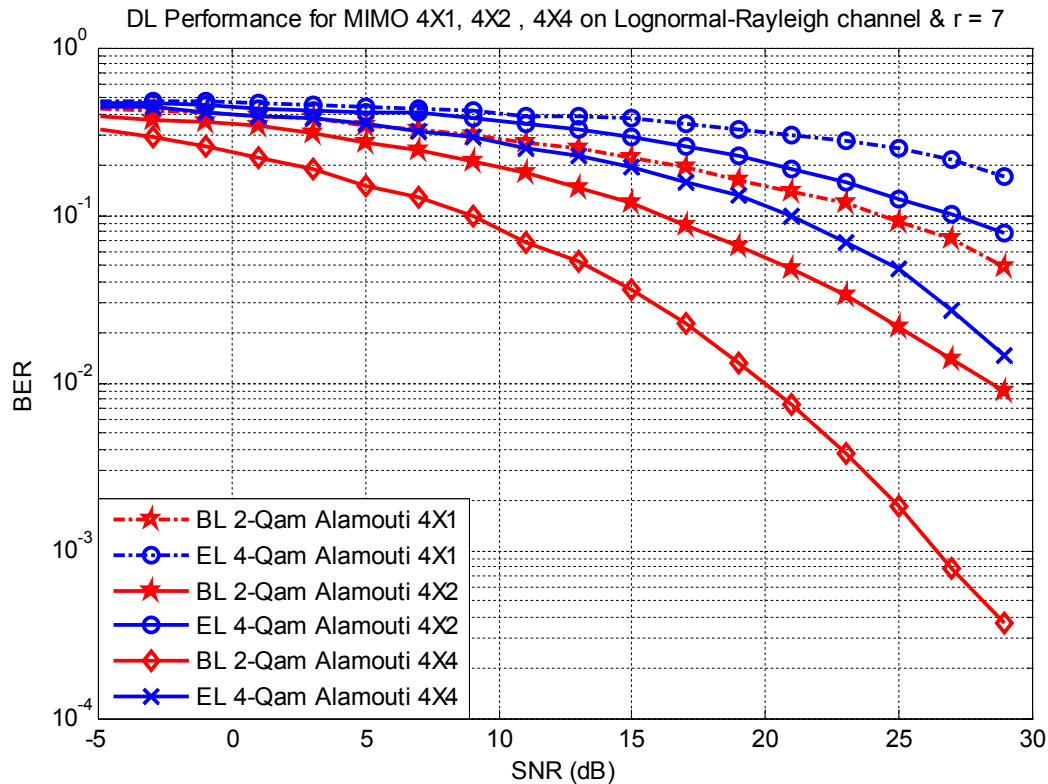
Ωστόσο, το σύστημα 4X4 στο Σχήμα 4.32 παρουσιάζει μικρή βελτίωση για το BL και μεγάλη για το EL σε σύγκριση με τα αντίστοιχα συστήματα του Σχήματος 4.31. Αυτό συμβαίνει λόγω της χρησιμοποίησης του εύρωστου σχήματος διαμόρφωσης 2QAM, το οποίο χαρακτηρίζεται από σταθερή περιβάλλουσα σε αντίθεση με το σχήμα 16QAM του Σχήματος 4.31 του οποίου η περιβάλλουσά του είναι μεταβλητή. Συνεπώς, το σύστημα 4X4 στο Σχήμα 4.32 είναι φασματικά ισοδύναμο με αυτό του Σχήματος 4.31, όπως περιγράφηκε προηγουμένως, ενώ παράλληλα παρουσιάζει χαμηλότερο ποσοστό λανθασμένων ψηφίων.

4.6.2 Ρεαλιστικό σενάριο με προσθήκη σκίασης στο δίαυλο

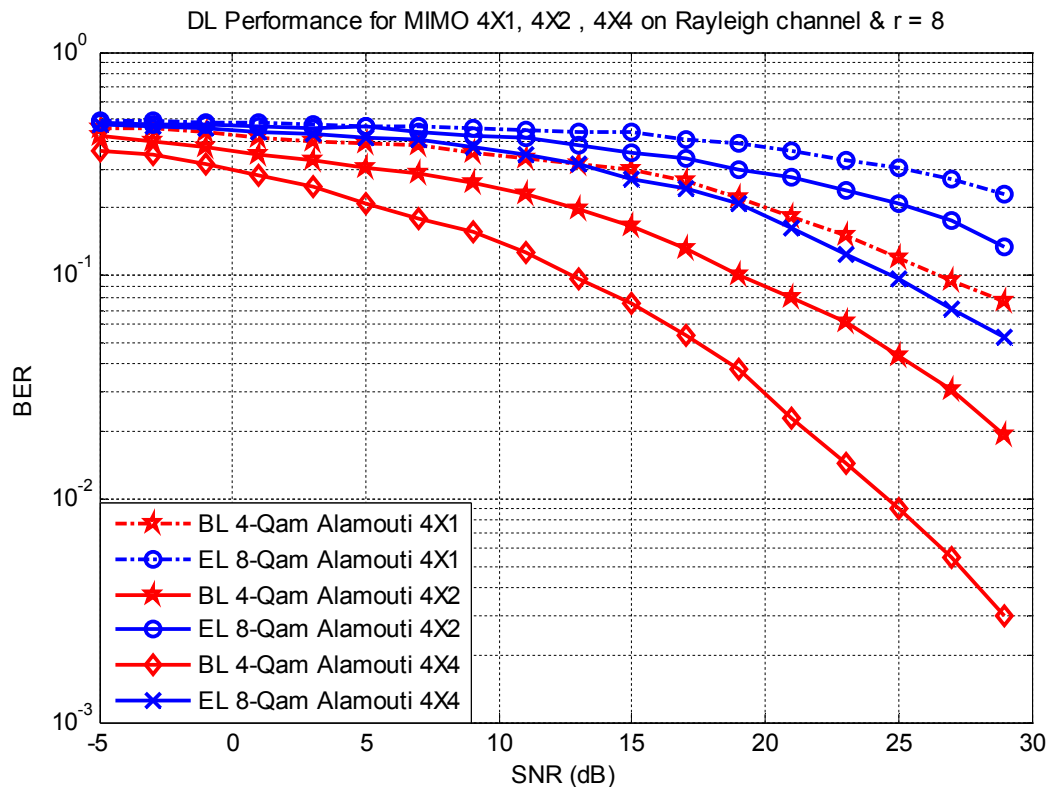
Στην ενότητα αυτή μελετάται η επίδοση των συστημάτων 4X1,4X2 και 4X4 στην περίπτωση διαύλου που χαρακτηρίζεται από απώλειες της τάξης των 2dB και σκίαση επίσης 2dB, όπως συνέβη και στην ενότητα 4.5. Τα αποτελέσματα φαίνονται στα Σχήματα 4.33 και 4.34.

Στα σχήματα αυτά παρατηρείται ότι τα συστήματα 4X4 παρουσιάζουν πολύ καλύτερη επίδοση σε σχέση με τα υπόλοιπα εξαιτίας της ύπαρξης μεγαλύτερων κερδών διαφορισμού και διάταξης στη λήψη, όπως αναλύθηκε προηγουμένως. Συνεπώς, το σύστημα αυτό αποτελεί μια αποδοτική λύση στην περίπτωση διαύλου που επικρατούν ιδιαίτερα δυσχερείς συνθήκες, όπως στην υπό εξέταση εκδοχή.

Επιπλέον, από τη σύγκριση των Σχημάτων 4.33 και 4.25 συμπεραίνεται ότι τα συστήματα 4X2 και 4X1 έχουν καλύτερη επίδοση σε σύγκριση με τα συστήματα 2X2 και 2X1 αντίστοιχα. Αυτό συμβαίνει διότι οι τέσσερις κεραιές εκπομπής βοηθούν με πλέον αποτελεσματικό τρόπο στην αποσυσχέτιση των σημάτων σε δίαυλο με δυσχερείς συνθήκες μετάδοσης. Τα ανωτέρω συμπεράσματα ισχύουν και για τα δύο στρώματα πληροφορίας, ενώ ανάλογα συμπεράσματα εξάγονται από τη σύγκριση των Σχημάτων 4.34 και 4.26. Στο Σχήμα 4.34 οι επιδόσεις όλων των συστημάτων χειροτερεύουν σε σχέση με το Σχήμα 4.33 καθώς έχουν επιλεγθεί λιγότερο εύρωστα σχήματα διαμόρφωσης. Εντούτοις, το σύστημα 4X4 εξακολουθεί να αποτελεί μια ικανοποιητική λύση για την αντιμετώπιση των δυσχερών συνθηκών του υπό εξέταση διαύλου.



Σχήμα 4.33: Επίδοση του DL (2QAM/4QAM) σε συστήματα MIMO 4X1, 4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε διάλυο Lognormal-Rayleigh για $r=7$



Σχήμα 4.34: Επίδοση του DL (4QAM/8QAM) σε συστήματα MIMO 4X1, 4X2 και 4X4 με χρήση Alamouti σε διάλυο Lognormal-Rayleigh για $r=8$

4.7 Συμπεράσματα

Από την εφαρμογή της τεχνικής ESTC στα συστήματα MIMO για την υλοποίηση του DL μπορούν να εξαχθούν ορισμένα γενικά συμπεράσματα:

- Βασική παράμετρο για τη λειτουργία του συστήματος DL αποτελεί ο λόγος ισχύος r . Η τιμή του καθορίζει το συσχετισμό ισχύος ανάμεσα στα δύο στρώματα πληροφορίας και επομένως επηρεάζει δραστικά την πιθανότητα λαθασμένης αποκωδικοποίησης κάθε στρώματος. Βέλτιστη περιοχή τιμών είναι 3-4 για επιλογή σχήματος διαμόρφωσης 2QAM στο BL και 6-7 για επιλογή σχήματος διαμόρφωσης 4QAM στο BL. Ωστόσο, οι επιλογές αυτές δεν είναι δεσμευτικές για την ομαλή λειτουργία του συστήματος καθώς απαιτείται δυναμική ρύθμιση του λόγου ισχύος.
- Από τη σύγκριση με φασματικά ισοδύναμα συστήματα SL, αποδείχθηκε πως το DL επιτυγχάνει το στόχο της ασφαλέστερης μετάδοσης της πληροφορίας που περιέχει το BL. Επιπλέον, από την επιλογή του λόγου ισχύος και του σχήματος διαμόρφωσης για το EL εξαρτάται η επίδοση του τελευταίου.
- Η τεχνική Alamouti επιδρά με διαφορετικό τρόπο στα συστήματα MIMO 2X1,2X2 σε σχέση με το σύστημα MIMO 4X4. Συγκεκριμένα, για φασματικά ισοδύναμα συστήματα, τα συστήματα 2X1,2X2 παρουσιάζουν καλύτερη επίδοση με χρήση της τεχνικής Alamouti και στα δύο στρώματα, ενώ το σύστημα 4X4 παρουσιάζει καλύτερα αποτελέσματα στην περίπτωση μη χρησιμοποίησης της τεχνικής Alamouti στο EL. Αιτία είναι η χρησιμοποίηση του πλέον εύρωστου σχήματος διαμόρφωσης στο στρώμα αυτό. Επιπλέον, τα αποτελέσματα των συστημάτων 4X1,4X2 δεν ήταν τα προσδοκώμενα, καθώς δεν επιτυγχάνουν πλήρη ορθογωνοποίηση του διαύλου. Αντίθετα, το σύστημα 4X4 είναι καλύτερο όλων των υπολοίπων, καθώς ωφελείται ιδιαίτερα από τις τέσσερις κεραιές λήψης επιτυγχάνοντας αντίστοιχα κέρδη διαφορισμού και διάταξης.
- Τέλος, στην περίπτωση διαύλου όπου επικρατούν ιδιαίτερα δυσμενείς συνθήκες, τα συστήματα MIMO 4X1,4X2,4X4 αποτελούν αποδοτικότερη λύση για τη μετάδοση του DL σε σύγκριση με τα συστήματα MIMO 2X1,2X2. Ωστόσο, πρέπει να ληφθούν σοβαρά υπόψη οι περιορισμοί ως προς το κόστος και το χώρο.

Παράρτημα Α: Μαθηματικοί Συμβολισμοί

1. $E[X]$: Η μέση ή προσδοκώμενη τιμή της τυχαίας μεταβλητής X
2. a^* : Ο συζυγής του μιγαδικού αριθμού a
3. $|a|$: Το μέτρο του μιγαδικού αριθμού a
4. \mathbf{I}_N : Ο μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $N \times N$
5. $\mathbf{1}_{M,N}$: Ο πίνακας με μοναδιαία στοιχεία διαστάσεων $M \times N$
6. Έστω το διάνυσμα $\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_N]^T$ διαστάσεων $N \times 1$

$$\|\mathbf{a}\| = \left[\sum_{j=1}^N (|a_{ij}|^2) \right]^{1/2} : \text{Το } N\text{-διάστατο μέτρο του διανύσματος } \mathbf{a}$$

$$7. \text{ Έστω ο πίνακας } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{M1} & a_{M2} & \dots & a_{MN} \end{bmatrix} \text{ διαστάσεων } M \times N.$$

- i. \mathbf{A}^T : Ο ανάστροφος του πίνακα \mathbf{A}
- ii. \mathbf{A}^H : Ο αναστροφοσυζυγής του πίνακα \mathbf{A}
- iii. $tr(\mathbf{A})$: Το ίχνος του πίνακα \mathbf{A}

$$iv. \|\mathbf{A}\|_F = \left[\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (|a_{ij}|^2) \right]^{1/2} : \text{Το μέτρο Frobenius του πίνακα } \mathbf{A}$$

- v. $vec(\mathbf{A}) = [a_{11} \ a_{21} \ \dots \ a_{M1} \ a_{12} \ a_{22} \ \dots \ a_{M2} \ \dots \ a_{1N} \ a_{2N} \ \dots \ a_{MN}]^T$
: Η μετατροπή του πίνακα \mathbf{A} σε διάνυσμα με την τοποθέτηση της στήλης $i + 1$ κάτω από τη στήλη i

- vi. Έστω ο πίνακας \mathbf{B} διαστάσεων $P \times Q$. Το γινόμενο Kronecker ορίζεται από τη σχέση

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11} \cdot \mathbf{B} & a_{12} \cdot \mathbf{B} & \dots & a_{1N} \cdot \mathbf{B} \\ a_{21} \cdot \mathbf{B} & a_{22} \cdot \mathbf{B} & \dots & a_{2N} \cdot \mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{M1} \cdot \mathbf{B} & a_{M2} \cdot \mathbf{B} & \dots & a_{MN} \cdot \mathbf{B} \end{bmatrix} \text{ και προκύπτει διαστάσεων}$$

$$(M \cdot P) \times (N \cdot Q)$$

Παράρτημα Β: Κώδικας Matlab για τις προσομοιώσεις των συστημάτων MIMO 2X1 και 2X2

```

snr = -5:2:30;    %% SNR σε dB
r = 7;          %% επιλογή της παραμέτρου r
K = 0;          %% παράγοντας Rice
seq_len = 500;  %% μήκος συμβολοσειράς

distribution =2; %% distribution=1 για lognormal-Rayleigh κατανομή αλλιώς επιλέγεται κατανομή Rice

%%%% παράμετροι BL %%%
f = [1 1];      %% ο πρώτος δείκτης επιλέγει διαμόρφωση (1 -> 2QAM, 2 -> 4QAM, 3 -> 8QAM, 4->16QAM)
                %% ο δεύτερος δείκτης επιλέγει αν θα χρησιμοποιηθεί η τεχνική Alamouti (1-> Alamouti, 2-> χωρίς Alamouti)

%%%%παράμετροι EL%%
s = [1 2];

%%%% Αρχικοποίηση %%%
pr_f_1 = zeros(1,length(snr));
pr_s_1 = zeros(1,length(snr));
pr_f_2 = zeros(1,length(snr));
pr_s_2 = zeros(1,length(snr));

for(j = 1:length(snr))
    [pr_f_1(j) pr_s_1(j)] = run_double_layer(seq_len, snr(j), K, r, f, s, 1, distribution); %%% MIMO 2X1 %%%
    [pr_f_2(j) pr_s_2(j)] = run_double_layer(seq_len, snr(j), K, r, f, s, 2, distribution); %%% MIMO 2X2 %%%
end

function [pr_f pr_s] = run_double_layer(seq_len, snr, K, r, f, s, num_ant, distr)
m = sqrt(r/(r+1));
m_c = sqrt(1/(r+1));

errors_f = 0;
errors_s = 0;
ant1 = zeros(1, seq_len);
ant2 = zeros(1, seq_len);
ant1_f = zeros(1, seq_len);
ant2_f = zeros(1, seq_len);
ant1_s = zeros(1, seq_len);
ant2_s = zeros(1, seq_len);

%%%% σύμβολα BL στις 2 κεραίες %%%
if(f(2) == 1) %% Alamouti
    seq_f = zeros(1, seq_len);
    modulated = zeros(1, seq_len);
    [seq_f modulated] = select_modulation(f(1), seq_len);
    [ant1_f ant2_f] = alamouti(modulated);
else %% χωρίς Alamouti
    seq_f = zeros(1, 2*seq_len);
    modulated = zeros(1, 2*seq_len);
    [seq_f modulated] = select_modulation(f(1), 2*seq_len);
    ant1_f = modulated(1:2:length(modulated));
    ant2_f = modulated(2:2:length(modulated));
end

%%%% σύμβολα EL στις 2 κεραίες %%%
if(s(2) == 1) %% Alamouti
    seq_s = zeros(1, seq_len);
    modulated = zeros(1, seq_len);
    [seq_s modulated] = select_modulation(s(1), seq_len);
    [ant1_s ant2_s] = alamouti(modulated);
else %% χωρίς Alamouti
    seq_s = zeros(1, 2*seq_len);
    modulated = zeros(1, 2*seq_len);
    [seq_s modulated] = select_modulation(s(1), 2*seq_len);
    ant1_s = modulated(1:2:length(modulated));
    ant2_s = modulated(2:2:length(modulated));
end

%%%% σήμα εκπομπής %%%
ant1 = m*ant1_f + m_c*ant1_s;
ant2 = m*ant2_f + m_c*ant2_s;

%%%% δίαυλος και σήμα λήψης για 1 κεραία λήψης %%%
if (distr==1) %% κατανομή lognormal-Rayleigh %%%
    H_1=lognrnd(2,2,seq_len/2,2)+1/sqrt(2)*(randn(seq_len/2,2)+sqrt(-1)*randn(seq_len/2,2));
    kan=sum(H_1.*conj(H_1))/(seq_len/2);
    H_1(:,1)=H_1(:,1)/sqrt(kan(1)); H_1(:,2)=H_1(:,2)/sqrt(kan(2));
else %% κατανομή Rice %%%
    H_1 = ones(seq_len/2,2);
    H_1 = sqrt(K/(K+1))*H_1 + sqrt(1/2/(K+1))*(randn(seq_len/2,2)+sqrt(-1)*randn(seq_len/2,2));
end

y_1 = zeros(1, seq_len);

for (i = 1:seq_len)
    u = round(i/2);
    y_1(i) = H_1(u,:)*[ant1(i); ant2(i)];
end
y_1 = awgn(y_1, snr, 'measured');
```

```

if(num_ant == 2)
    %%%%%%% δίαυλος και σήμα λήψης για 2 κεραίες λήψης %%%%%%%
    if (distr==1) %%%% κατανομή lognormal-Rayleigh %%%%
        H_2=lognrnd(2,2,seq_len/2,2)+1/sqrt(2)*(randn(seq_len/2,2)+sqrt(-1)*randn(seq_len/2,2));
        kan=sum(H_2.*conj(H_2))/(seq_len/2);
        H_2(:,1)=H_2(:,1)/sqrt(kan(1)); H_2(:,2)=H_2(:,2)/sqrt(kan(2));
    else %%%% κατανομή lognormal-Rayleigh %%%%
        H_2 = ones(seq_len/2,2);
        H_2 = sqrt(K/(K+1))*H_2 + sqrt(1/2/(K+1))*(randn(seq_len/2,2)+sqrt(-1)*randn(seq_len/2,2));
    end

    y_2 = zeros(1, seq_len);

    for (i = 1:seq_len)
        u = round(i/2);
        y_2(i) = H_2(u,:)*[ant1(i); ant2(i)];
    end
    y_2 = awgn(y_2, snr, 'measured');
end

%%%%%% ανίχνευση BL %%%%%%%
estim = zeros(2,1);
s_est = zeros(2,seq_len);
Dy_1 = zeros(1, seq_len);
Dy_2 = zeros(1, seq_len);

if(~(f(2)-1)) %%% Alamouti
    for(i = 1:2:seq_len)
        count = round(i/2);
        if(num_ant == 1)
            [estim s_est(:, count)] = alamouti_ml([y_1(i)/m; y_1(i+1)/m], H_1(count,:), f(1));
        else
            [estim s_est(:, count)] = alamouti_ml([y_1(i)/m; y_1(i+1)/m; y_2(i)/m; y_2(i+1)/m], [H_1(count,:); H_2(count,:)],
f(1));
            Dy_2(i) = (y_2(i) - m*H_2(count,:)*s_est(:,count))/m_c; %%% αφαίρεση του εκτιμώμενου σήματος BL
            Dy_2(i+1) = (y_2(i+1) - m*H_2(count,:)*[-s_est(2,count)'; s_est(1,count)'])/m_c;
        end
        Dy_1(i) = (y_1(i) - m*H_1(count,:)*s_est(:,count))/m_c;
        Dy_1(i+1) = (y_1(i+1) - m*H_1(count,:)*[-s_est(2,count)'; s_est(1,count)'])/m_c;
        errors_f = errors_f + sum(de2bi(estim(1), 4) ~= de2bi(seq_f(i), 4));
        errors_f = errors_f + sum(de2bi(estim(2), 4) ~= de2bi(seq_f(i+1), 4));
    end
else %%% χωρίς Alamouti
    for(i = 1:seq_len)
        count = round(i/2);
        if(num_ant == 1)
            [estim s_est(:,i)] = ml_decoder(y_1(i)/m, H_1(count,:), f(1));
        else
            [estim s_est(:,i)] = ml_decoder([y_1(i)/m; y_2(i)/m], [H_1(count,:); H_2(count,:)], f(1));
            Dy_2(i) = (y_2(i) - m*H_2(count,:)*s_est(:,i))/m_c; %%%abstract the estimated signal of first layer
        end
        Dy_1(i) = (y_1(i) - m*H_1(count,:)*s_est(:,i))/m_c;
        errors_f = errors_f + sum(de2bi(estim(1), 4) ~= de2bi(seq_f(2*i-1), 4));
        errors_f = errors_f + sum(de2bi(estim(2), 4) ~= de2bi(seq_f(2*i), 4));
    end
end

%%%%%% ανίχνευση EL %%%%%%%
if(~(s(2)-1)) %%% Alamouti
    for(i = 1:2:seq_len)
        count = round(i/2);
        if(num_ant == 1)
            estim = alamouti_ml([Dy_1(i); Dy_1(i+1)], H_1(count,:), s(1));
        else
            estim = alamouti_ml([Dy_1(i); Dy_1(i+1); Dy_2(i); Dy_2(i+1)], [H_1(count,:); H_2(count,:)], s(1));
        end
        errors_s = errors_s + sum(de2bi(estim(1), 4) ~= de2bi(seq_s(i), 4));
        errors_s = errors_s + sum(de2bi(estim(2), 4) ~= de2bi(seq_s(i+1), 4));
    end
else %%% χωρίς Alamouti
    for(i = 1:seq_len)
        count = round(i/2);
        if(num_ant == 1)
            estim = ml_decoder(Dy_1(i), H_1(count,:), s(1));
        else
            estim = ml_decoder([Dy_1(i); Dy_2(i)], [H_1(count,:); H_2(count,:)], s(1));
        end
        errors_s = errors_s + sum(de2bi(estim(1), 4) ~= de2bi(seq_s(2*i-1), 4));
        errors_s = errors_s + sum(de2bi(estim(2), 4) ~= de2bi(seq_s(2*i), 4));
    end
end

pr_f = errors_f/f(1)/f(2)/seq_len;
pr_s = errors_s/s(1)/s(2)/seq_len;

end

```

```

function [ant1 ant2] = alamouti(seq)
left = zeros(1, length(seq));
right = zeros(1, length(seq));
for(i = 1:2:length(seq))
    left(i) = seq(i);
    right(i) = seq(i+1);
    left(i+1) = -seq(i+1)';
    right(i+1) = seq(i)';
end
ant1 = left;
ant2 = right;
end

function [sym_estimation sym] = alamouti_ml(y, H, mod) %% τεχνική MRC
if(mod == 1)
    s = modulate(modem.qammod('M',2,'SymbolOrder','Gray'),(1:2)-1);
    scale = modnorm(s,'avpow',1);
    s = scale*s; %% κανονικοποίηση του αστερισμού
elseif(mod == 2)
    s = modulate(modem.qammod('M',4,'SymbolOrder','Gray'),(1:4)-1);
    scale = modnorm(s,'avpow',1);
    s = scale*s; %% κανονικοποίηση του αστερισμού
elseif(mod == 3)
    s = modulate(modem.qammod('M',8,'SymbolOrder','Gray'),(1:8)-1);
    scale = modnorm(s,'avpow',1);
    s = scale*s; %% κανονικοποίηση του αστερισμού
else
    s = modulate(modem.qammod('M',16,'SymbolOrder','Gray'),(1:16)-1);
    scale = modnorm(s,'avpow',1);
    s = scale*s; %% κανονικοποίηση του αστερισμού
end

z = zeros(2,1);
for(i = 1:length(H(:,1)))
    count = 2*i-1;
    H_tran = [H(i,1)' H(i,2); H(i,2)' -H(i,1)];
    z = z + H_tran*[y(count); y(count+1)'];
end
z = z/sum(sum(abs(H).^2));

[a u1] = min(abs(s-z(1)));
[a u2] = min(abs(s-z(2)));

sym_estimation = [u1-1; u2-1];
sym = [s(u1); s(u2)];
end

function [sym_estimation sym] = ml_decoder(y, H, mod) %% αποκωδικοποίηση MLD
if(mod == 1)
    c = modulate(modem.qammod('M',2,'SymbolOrder','Gray'),(1:2)-1);
    %c = pskmod((1:2)-1, 2)*exp(sqrt(-1)*pi/180*phase);
    k = 2;
    scale = modnorm(c,'avpow',1);
    c = scale*c; % Scale the constellation.
elseif(mod == 2)
    c = modulate(modem.qammod('M',4,'SymbolOrder','Gray'),(1:4)-1);
    %c = pskmod((1:4)-1, 4)*exp(sqrt(-1)*pi/180*phase);
    k = 4;
    scale = modnorm(c,'avpow',1);
    c = scale*c; % Scale the constellation.
elseif(mod == 3)
    c = modulate(modem.qammod('M',8,'SymbolOrder','Gray'),(1:8)-1);
    %c = qammod((1:8)-1, 8)*exp(sqrt(-1)*pi/180*phase)/sqrt(6);
    k = 8;
    scale = modnorm(c,'avpow',1);
    c = scale*c; % Scale the constellation.
else
    c = modulate(modem.qammod('M',16,'SymbolOrder','Gray'),(1:16)-1);
    %c = qammod((1:16)-1, 16)*exp(sqrt(-1)*pi/180*phase)/sqrt(10);
    k = 16;
    scale = modnorm(c,'avpow',1);
    c = scale*c; % Scale the constellation.
end

l = 2000;
est = zeros(2,1);
s = zeros(2,1);
est_sign = zeros(2,1);

for(u = 1:k)
    for(w = 1:k)
        s = [c(u); c(w)];
        r = sum(abs(y - H*s).^2);
        if(r < l)
            est = [u-1; w-1];
            est_sign = s;
            l = r;
        end
    end
end
sym_estimation = est;
sym = est_sign;
end

```