

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ

Τμήμα Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων

**ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΜΟΣ ΕΠΙΔΟΣΗΣ ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΩΝ
ΧΩΡΟΧΡΟΝΙΚΩΝ ΜΠΛΟΚ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΣΕ
ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΑ ΚΑΝΑΛΙΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ**

ΒΑΓΙΑ ΠΑΝΑΓΙΩΤΙΔΗ

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

Πειραιάς, Ιανουάριος 2009

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η ραγδαία εξέλιξη των κινητών συστημάτων επικοινωνιών απαιτεί υψηλούς ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων (high data rates), υψηλή φασματική απόδοση (high spectral efficiency), και κυρίως αντιμετώπιση της επίδρασης της διάλλειψης του καναλιού στο σήμα λήψης. Η κωδικοποίηση που παρουσίασε ο Alamouti έφερε επανάσταση στις ασύρματες τεχνολογίες με ένα απλό 2×1 σχέδιο μετάδοσης, με δύο κεραίες εκπομπής και μία κεραία λήψης, που επιτυγχάνει κέρδος διαφορισιμότητας (full diversity gain) ισοδύναμο με ένα σύστημα 1×2 με Maximum Ratio Combining (MRC).

Στην εργασία αυτή παρουσιάζουμε τις βασικές αρχές εκπομπής και λήψης των χωρο-χρονικών μπλοκ κωδίκων (Space Time Block Codes, STBCs). Γίνεται μία περιγραφή της εκτίμησης μέγιστης πιθανοφάνειας (maximum likelihood estimation) για την αποδιαμόρφωση της κωδικοποίησης Alamouti 2×2 καθώς και οι γενικές σχέσεις αποδιαμόρφωσης για άλλες κωδικοποιήσεις. Με την βοήθεια του MatLab προσομοιώνουμε STBCs με διαφορετικά coding rates. Στη συνέχεια υπολογίζουμε την πιθανότητα σφάλματος (Bit Error Probability) για διάφορες ψηφιακές διαμορφώσεις (BPSK, QPSK, 16-QAM) σε κανάλια με Rayleigh fading και Nakagami-m fading. Ιδιαίτερα συγκρίνουμε την επίδοση των συστημάτων αυτών για τις εξής περιπτώσεις: α) ανεξάρτητο fading στις διαφορετικές διαδρομές του Multiple Input Multiple Output (MIMO) συστήματος β) συσχετισμένο fading μόνο στις κεραίες λήψης και γ) συσχετισμένο fading στις κεραίες εκπομπής και στις κεραίες λήψης. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αυτών αξιολογούνται και συγκρίνονται μεταξύ τους αλλά και σε σχέση με ένα απλό Single Input Single Output (SISO) σύστημα.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Εισαγωγή	v
Κεφάλαιο 1 Επισκόπηση του Space-Time Coding.....	1
1.1 Διαφορισιμότητα και Ασύρματο κανάλι MIMO	2
1.2 Χωροχρονικά Μπλοκ Κωδικοποίησης.....	4
1.2.1 Ο κώδικας Alamouti	5
1.2.2 Maximum Ratio Combining (MRC)	8
1.2.3 Κωδικοποίηση Alamouti έναντι MRC.....	8
1.2.4 Μεγαλύτερης Τάξης STBC.....	9
1.2.5 Αποκωδικοποίηση των STBC.....	12
1.2.6 Όρια Ρυθμών Κωδικοποίησης	13
1.2.7 Ημι-ορθογωνικοί STBCs (QSTBCs)	13
1.2.8 Άλλες διαστάσεις του Space-Time Coding.....	14
1.2.9 Άλλες Χωροχρονικές Κωδικοποιήσεις	15
Κεφάλαιο 2 Μοντέλα συστημάτων προσομοίωσης.....	17
2.1 Μοντέλο συστήματος προσομοίωσης	17
2.2 Παράμετροι του μοντέλου του συστήματος	19
2.3 Αρχεία που δημιουργήθηκαν για την επίδοση των STBCs.....	20
2.4 Μοντέλα Καναλιού.....	22
2.4.1 Επίπεδο κανάλι εξασθένισης Rayleigh	22
2.4.2 Επίπεδο κανάλι εξασθένισης Nakagami	22
2.5 Υποθέσεις κατά τις προσομοιώσεις καναλιού	24
2.6 Προσομοίωση Monte Carlo	25
Κεφάλαιο 3 Αποτελέσματα προσομοιώσεων STBCs	27
3.1 Κωδικοποίηση Alamouti σε σύγκριση με τεχνική MRC.....	27
3.2 Σύγκριση των Διαφόρων Χωροχρονικών Μπλοκ Κωδικοποιήσεων - STBCs	31
3.2.1 Γενική σύγκριση της επίδοσης των STBCs.....	31
3.2.2 Σύγκριση εξαρτώμενη από την φασματική απόδοση.....	33
3.2.3 Σύγκριση των STBCs για πραγματικά constellations.....	38
3.2.4 Σύγκριση μεταξύ πινάκων Γ και Η	40
3.3 Σύγκριση επίδοσης με διαφορετικό αριθμό κεραιών δέκτη ή/και πομπού	41
3.4 Επίδοση των STBCs με εκτίμηση του συντελεστή καναλιού	51
3.5 Επίδραση της συσχετισμένης διάλλιψης στην επίδοση των STBCs ..	53
3.5.1 Συσχέτιση στις κεραιές λήψης.....	54
3.5.2 Περίπτωση πλήρους συσχέτισης.....	65
3.6 Επίδοση STBCs σε διαφορετικά κανάλια διάλλιψης	68
Κεφάλαιο 4 Επεξήγηση του Κώδικα Προσομοίωσης.....	77
Κεφάλαιο 5 Συμπεράσματα και Μελλοντικές Εργασίες.....	85
5.1 Συμπεράσματα	85
5.2 Μελλοντικές Εργασίες	86
Βιβλιογραφία	89

РАНЕЕЗНАМО ПЕРПАА

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η ζωή σήμερα μοιάζει αδύνατη χωρίς την ύπαρξη ασύρματων επικοινωνιών. Είναι γεγονός ότι οι ασύρματες επικοινωνίες εμφανίζονται σε πολλές πτυχές της καθημερινότητάς μας προσφέροντας την άνεση της κινητικότητας. Δύο σημαντικά παραδείγματα ασύρματης επικοινωνίας είναι τα κινητά τηλέφωνα και τα Wi-Fi δίκτυα. Η σταδιακή εξέλιξη των κινητών συστημάτων επικοινωνιών απαιτεί υψηλούς ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων (high data rates) και υψηλή φασματική απόδοση (high spectral efficiency). Η ύπαρξη της διάλλειψης του καναλιού (channel fading) απαιτεί μία προσεκτική σχεδίαση του συστήματος του πομπο-δέκτη ώστε να επιτυγχάνεται επικοινωνία με όσο γίνεται μικρότερη πιθανότητα ψηφιακού σφάλματος (BER) για δεδομένα ισχύ εκπομπής. Αυτό αποτελεί και την μεγαλύτερη πρόκληση για τους σχεδιαστές των ασύρματων τεχνολογιών.

Το θεμελιώδες φαινόμενο που κάνει την ασύρματη διάδοση λιγότερο αξιόπιστη σε σύγκριση με την οπτική ίνα, το ομοαξονικό καλώδιο, κτλ. είναι η εξασθένηση πολλαπλών διαδρομών (multipath fading) το οποίο επίσης είναι χρονικά μεταβαλλόμενο (time-varying). Για παράδειγμα, για να μειωθεί ο ρυθμός μετάδοσης λανθασμένων bit (Bit Error Rate - BER) από 10^{-2} σε 10^{-3} μπορεί να χρειασθεί 1 ή 2 dB υψηλότερη αναλογία σήματος προς θόρυβο (Signal to Noise Ratio - SNR) στην περίπτωση καναλιού με αθροιστικό λευκό Gaussian θόρυβο (Additive White Gaussian Noise – AWGN). Ωστόσο, η ίδια μείωση σε κανάλι εξασθένησης λόγω πολλαπλών διαδρομών (multipath fading) μπορεί να απαιτήσει μέχρι και 10 dB βελτίωσης του SNR [5]. Η βελτίωση του SNR δεν επιτυγχάνεται με αύξηση της ισχύος μετάδοσης ή με επιπλέον εύρος ζώνης αφού έτσι αντιτίθεται στις απαιτήσεις των συστημάτων επόμενης γενιάς. Είναι συνεπώς κρίσιμη η αποτελεσματική αντιμετώπιση ή μείωση της επίδρασης της εξασθένησης και στις δύο απομακρυσμένες μονάδες και σταθμούς βάσης χωρίς επιπρόσθετη ισχύ ή θυσία εύρους ζώνης.

Αποτελεσματική τεχνική μετριασμού της επίδρασης της εξασθένησης είναι αυτή της διαφορισιμότητας (diversity). Σε αυτήν την τεχνική επιπλέον αντίγραφα του σήματος εκπομπής, με καλή πιθανότητα να έχει μικρότερη απόσβεση στο κανάλι (less attenuated), παρέχεται στο δέκτη. Υπάρχουν τρεις βασικές μορφές διαφορισιμότητας, η διαφορισιμότητα στο πεδίο του χρόνου (temporal diversity), η διαφορισιμότητα στο πεδίο της συχνότητας (frequency diversity) και

η διαφορισιμότητα στο πεδίο του χώρου (spatial or antenna diversity), ανάλογα με τη μορφή με την οποία τα αντίγραφα του μεταδιδόμενου σήματος παρέχονται στο δέκτη. Όταν είναι δυνατό, τα κυψελωτά (cellular) συστήματα θα πρέπει να σχεδιάζονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να καλύπτουν όλες τις μορφές διαφορισιμότητας και να εξασφαλίζεται ικανοποιητική απόδοση. Ωστόσο, δεν είναι δυνατό να είναι συνεχώς διαθέσιμες όλες οι μορφές διαφορισιμότητας. Για παράδειγμα, η χρονική μετάθεση (interleaving) προκαλεί μεγάλες καθυστερήσεις όταν το κανάλι μεταβάλλεται αργά (slowly varying fading). Επίσης, οι τεχνικές διαφορισιμότητας φάσματος παρουσιάζουν πρόβλημα όταν υπάρχει σχετικά μικρή εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης (delay spread) στο κανάλι.

Στα περισσότερα περιβάλλοντα διασποράς, η διαφορισιμότητα κεραιών αποτελεί μία αποτελεσματική και συνεπώς ευρέως εφαρμοζόμενη τεχνική για την μείωση του φαινομένου εξασθένησης πολλαπλών διαδρομών [1]. Συστήματα ασύρματης μετάδοσης με διαφορισιμότητα κεραιών είναι: το Σύστημα Μονής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου, *Single-Input Multiple-Output systems* (SIMO), το Σύστημα Πολλαπλής Εισόδου – Μονής Εξόδου *Multiple-Input Single-Output systems* (MISO) και τέλος το Σύστημα Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων, *Multiple-Input Multiple-Output system* (MIMO). Η μέθοδος MISO υπερτερεί της SIMO στο γεγονός ότι είναι πιο οικονομικό να προστίθενται κεραιές στους σταθμούς βάσης παρά σε όλες τις απομακρυσμένες μονάδες.

Στην μέθοδο MIMO πολλαπλές κεραιές χρησιμοποιούνται τόσο στην μετάδοση όσο στη λήψη. Η ανάπτυξη της τεχνικής MIMO ξεκίνησε το 1988 όταν πρώτα οι Tarokh et al. παρουσίασαν την κωδικοποίηση space-time trellis (STTC) [4] και εν συνέχεια εξελίχθηκε όταν ο Alamouti παρουσίασε την κωδικοποίηση χωροχρονικών μπλοκ - space-time block codes (STBC) [5]. Αυτές οι χωρικές – χρονικές κωδικοποιήσεις έχουν γίνει πολύ δημοφιλείς στις μέρες μας αφού η νέα αυτή μορφή μετάδοσης βελτιώνει την επίδοση σφάλματος, το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων (data rate) ή τη χωρητικότητα των συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών. Μία απόδειξη αυτού έγκειται στο ότι στην τεχνολογία 3G των κινητών τηλεφώνων, η κωδικοποίηση Alamouti εφαρμόζεται ήδη, ενώ στις μελλοντικές τεχνολογίες 4G και 5G θα εφαρμόζονται οι τεχνικές MIMO [6].

Το βασικό προτέρημα της τεχνικής STBC συγκρινόμενη με την τεχνική STTC είναι η απλή της εφαρμογή, χρησιμοποιώντας ένα maximal-ratio combining (MRC) receiver, βασισμένο μόνο στη γραμμική επεξεργασία των λαμβανομένων σημάτων, σε αντίθεση με την STTC, στην οποία η επιπρόσθετη επεξεργασία αυξάνεται εκθετικά σε συνάρτηση της αποδοτικότητας του εύρους ζώνης (bits/sec/Hz) και της απαιτούμενης τάξης διαφορισιμότητας (diversity order). Συνεπώς, σε μερικές εφαρμογές, η κωδικοποίηση STTC μπορεί να μην είναι πρακτική ή οικονομικά αποδεκτή.

Στο ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 παρουσιάζονται οι βασικές πτυχές των συστημάτων MIMO καθώς και η θεωρία των STBCs, ξεκινώντας με τον απλούστερο κώδικα, 2×1 του Alamouti [5]. Στο ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 παρουσιάζονται οι υπόλοιπες κωδικοποιήσεις με διαφορετικά coding rates. Στο ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 γίνεται αναφορά στο μοντέλο της προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε για τα STBC. Ο κώδικας των προσομοιώσεων είναι γραμμένος σε κώδικα MatLab και μέσα από αυτόν υλοποιείται ο κωδικοποιητής και αποκωδικοποιητής για χωροχρονικά μπλοκ κωδικοποίησης ακολουθώντας τη μαθηματική θεωρία των [5], [7] και [10]. Στο ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4, βασιζόμενοι στο μοντέλο προσομοιώσεων του κεφαλαίου 3 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων διαφόρων διατάξεων MIMO σε κανάλια με Rayleigh fading. Υλοποιούνται προσομοιώσεις σε συστήματα όπου θα γίνεται επιλογή μεταξύ ενός ή τεσσάρων κεραιών, στο πομπό και στο δέκτη. Είναι δυνατόν να πραγματοποιηθούν και άλλες επιλογές όπως το είδος του καναλιού (Rayleigh ή Nakagami), ο αριθμός των πακέτων και συμβόλων που μεταδίδονται, και η συσχέτιση (correlation) στις κεραιές λήψης ή και στις κεραιές εκπομπής. Στο ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 παρατίθεται μέρος του κώδικα με αναλυτικά σχόλια, ενώ τέλος στο ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 παρατίθενται κάποια συμπεράσματα από την ανάλυση αυτή και μελλοντικές επεκτάσεις.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΤΗΣ ΧΩΡΟΧΡΟΝΙΚΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ

Μία τεχνική μετριασμού του προβλήματος εξασθένισης του λαμβανομένου σήματος στην ασύρματη μετάδοση θα ήταν η μετάδοση στην οποία ο πομπός (transmitter) γνωρίζει τις συνθήκες στο κανάλι όπως αυτές συμβαίνουν στον δέκτη στην άλλη πλευρά. Η συγκεκριμένη τεχνική παρουσιάζει δύο προβλήματα. Το πρώτο πρόβλημα αφορά το απαιτούμενο δυναμικό εύρος εκπεμπόμενης ισχύος του πομπού που μεταφράζεται σε προβλήματα με τους περιορισμούς της ισχύος ακτινοβολίας (radiation power) καθώς και του μεγέθους και κόστους των ενισχυτών. Το δεύτερο πρόβλημα εμφανίζεται καθώς ο πομπός δεν έχει γνώση του καναλιού και για το λόγο αυτό πρέπει να παρέχουμε μία ζεύξη για την τροφοδοσία πληροφοριών, που με τη σειρά της σημαίνει επιπρόσθετη πολυπλοκότητα στον πομπό και τον δέκτη.

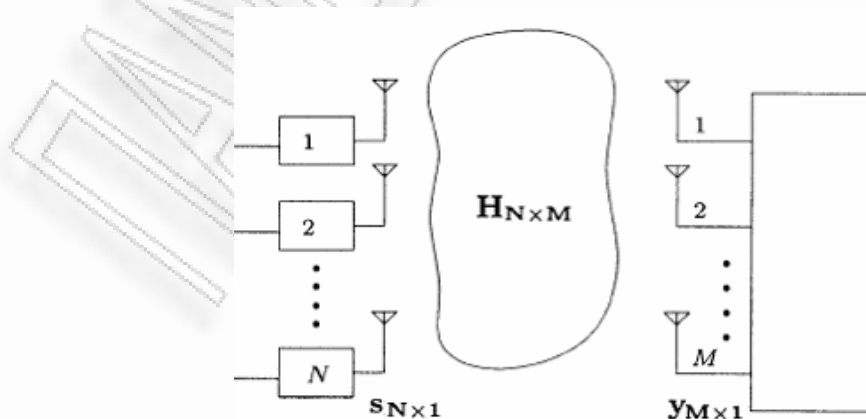
Στα περισσότερα περιβάλλοντα πολλαπλών διαδομών, η διαφορισιμότητα κεραιών αποτελεί μία πρακτική, αποτελεσματική και συνεπώς ευρέως εφαρμοζόμενη για την μείωση του φαινομένου εξασθένισης λόγω πολλαπλών διαδρομών [1]. Η κλασική προσέγγιση ήταν να χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραιές στον δέκτη με εφαρμογή ή συνδυασμό (combining) ή επιλογή (selection) και εναλλαγή (switching) ώστε να βελτιωθεί η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος. Αυτή η μέθοδος είναι γνωστή ως Συστήματα Μονής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου, *Single-Input Multiple-Output systems* (SIMO). Η χρήση αυτής της τεχνικής είναι γνωστή εδώ και πολλά χρόνια. Από την άλλη πλευρά υπάρχουν συστήματα που χρησιμοποιούν πολλαπλές κεραιές στον μεταδότη και μόνο μία στον δέκτη, αυτή η μέθοδος είναι γνωστή ως Συστήματα Πολλαπλής Εισόδου – Μονής Εξόδου *Multiple-Input Single-Output systems* (MISO). Η μέθοδος MISO υπερτερεί της SIMO στο γεγονός ότι είναι πιο οικονομικό να προστίθενται κεραιές στους σταθμούς βάσης παρά στις κινητές μονάδες.

Η τελευταία τεχνική που συμπεριλαμβάνεται στην Διαφορισιμότητα Κεραιών ονομάζεται Σύστημα Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων, *Multiple-Input Multiple-Output system* (MIMO). Στην μέθοδο αυτή πολλαπλές κεραιές χρησιμοποιούνται στην μετάδοση αλλά και στη λήψη. Η τεχνική MIMO βασίζεται κυρίως στο θεωρητικό έργο των Tarokh [2] και Foschini [3]. Η ανάπτυξη της τεχνικής MIMO ξεκίνησε το 1988 όταν πρώτα οι Tarokh et al. παρουσίασαν την

κωδικοποίηση space-time trellis (STTC) [4] και εν συνέχεια εξελίχθηκε όταν ο Alamouti παρουσίασε την κωδικοποίηση χωροχρονικών μπλοκ - space-time block codes (STBC) [5]. Αυτές οι χωρικές – χρονικές κωδικοποιήσεις έχουν γίνει πολύ δημοφιλής στις μέρες μας αφού η νέα αυτή μορφή μετάδοσης βελτιώνει την επίδοση σφάλματος, το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων (data rate) ή τη χωρητικότητα των συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών. Μία απόδειξη αυτού έγκειται στο ότι στην τεχνολογία 3G των κινητών τηλεφώνων, η κωδικοποίηση Alamouti εφαρμόζεται ήδη, ενώ στις μελλοντικές τεχνολογίες 4G και 5G θα εφαρμόζονται οι τεχνικές MIMO [6].

1.1 Διαφορισιμότητα και Ασύρματο κανάλι MIMO

Το ασύρματο κανάλι δεν επηρεάζεται μόνο από το θόρυβο αλλά και από τη διάλεια λόγω πολλαπλών διαδρομών (multipath fading). Αν το διαδιδόμενο σήμα υποστεί βαθιές εξασθενήσεις είναι αδύνατο ο δέκτης να προσδιορίσει το σήμα επακριβώς. Συνεπώς, οι διάφοροι τύποι διαφορισιμότητας που εμφανίζονται, μπορούν να παρέχουν στο δέκτη παραπάνω από ένα αντίγραφο του διαδιδόμενου σήματος ώστε να αυξηθεί η απόδοση ρυθμού μετάδοσης σφάλματος (error-rate). Όπως έχει ήδη αναφερθεί, αυτή η διαφορισιμότητα επιτυγχάνεται με τη χρήση πολλαπλών κεραιών (Χωρική - Spatial Διαφορισιμότητα) κατά τη μετάδοση αλλά και τη λήψη, και ονομάζονται κανάλια *Πολλαπλής – Εισόδου Πολλαπλής – Εξόδου (Multiple-Input Multiple-Output – MIMO)*. Αν οι κεραιές αυτές απομακρυνθούν αρκετά η μία από την άλλη, είναι δυνατό να υποθέσουμε ότι υπάρχουν ανεξάρτητοι διάδρομοι εξασθένησης, με αποτέλεσμα η τεχνική να προσφέρει μία γραμμική αύξηση του ρυθμού μετάδοσης (ή χωρητικότητας) για το ίδιο εύρος ζώνης, χωρίς αύξηση σε κόστος ισχύος. Επιπλέον, όσο υψηλότερη είναι η τάξη διαφορισιμότητας (μεγαλύτερος αριθμός κεραιών) τόσο ευκολότερη είναι η αντιμετώπιση της εξασθένησης. Στο Σχήμα 1.1 που ακολουθεί, παρουσιάζεται ένα μοντέλο καναλιού MIMO με N κεραιές μετάδοσης και M κεραιές λήψης.



Σχήμα 1.1 Μοντέλο καναλιού MIMO

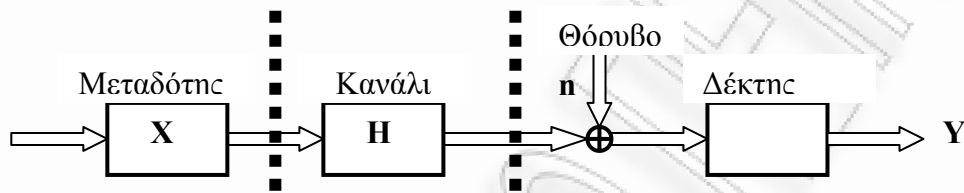
Το κανάλι αυτό περιγράφεται από την παρακάτω Εξίσωση (1.1):

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^N h_{i,j} x_i(t) + n(t) \quad (1.1)$$

η οποία - απλουστεύοντάς την - μπορεί να πάρει τη μορφή της Εξίσωσης (1.2):

$$y = Hx + n \quad (1.2)$$

Κάθε κανάλι αντιπροσωπεύεται από το παρακάτω μοντέλο (Σχήμα 1.2):



Σχήμα 1.2 Μοντέλο καναλιού MIMO

Η χωρητικότητα του καναλιού είναι το μέγεθος που χρησιμοποιείται για τη μέτρηση της μέγιστης ποσότητας δεδομένων που μπορούν να μεταφερθούν μέσα από το κανάλι αλλά και να φθάσει στον δέκτη με αμελητέα πιθανότητα σφάλματος. Η χωρητικότητα τέτοιων καναλιών εξαρτάται από παραμέτρους όπως, αν το κανάλι είναι γνωστό στο δέκτη ή όχι, αν είναι ντετερμινιστικό ή τυχαίο ή αν θεωρούμε κανάλι SIMO, MISO ή MIMO, μεταξύ άλλων. Οι Telatar [2] και Foschini [3] ήταν οι πρώτοι που ανέπτυξαν την τεχνική αυτή.

Για παράδειγμα, υποθέτοντας ότι: η μήτρα του καναλιού είναι τυχαία, ο δέκτης έχει τέλεια γνώση του καναλιού, το κανάλι είναι επίπεδο (flat) Rayleigh και λευκού προσθετικού Γκαουσιανού θορύβου (AWGN) και η συνολική μεταδιδόμενη ισχύς παραμένει η ίδια, ανεξάρτητα από τον αριθμό των κεραιών μετάδοσης, τότε η χωρητικότητα του καναλιού υπολογίζεται από την έκφραση (1.3) [2], [11]:

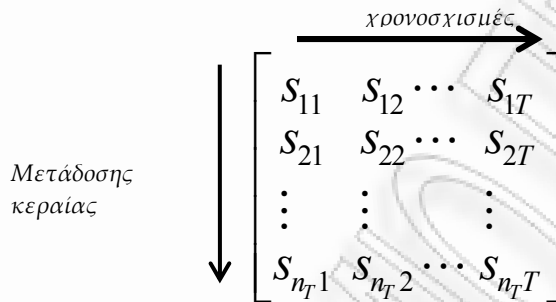
$$C = \log_2 \det \left[I_m + \frac{\rho}{n_T} HH^H \right] \quad (1.3)$$

όπου $\rho = \frac{P_T}{\sigma^2}$ είναι το πηλίκo σήματος προς θόρυβο (SNR), n_T είναι ο αριθμός των κεραιών μετάδοσης και H είναι η μήτρα του καναλιού. Περισσότερες λεπτομέρειες σχετικές με τη χωρητικότητα καναλιού MIMO υπάρχουν στα [2], [3] και [11] της βιβλιογραφίας.

1.2 Χωροχρονικά Μπλοκ Κωδικοποίησης

Η χωροχρονική μπλοκ κωδικοποίηση (Space-time block coding – STBC) αποτελεί μία απλή αλλά και συνάμα μεγαλοφυής τεχνική διαφορικής μετάδοσης στις τεχνολογίες MIMO. Οι STBC είναι συνήθως ορθογώνιες, ενώ υπάρχουν και οι μερικώς ορθογώνιοι κώδικες, οι οποίοι εμφανίζουν μερική ορθογωνιότητα.

Ένα μπλόκ χωροχρονικής κωδικοποίησης συνήθως απεικονίζεται με μία μήτρα όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3. Δεχόμαστε ότι κάθε στήλη αναπαριστά τις χρονοσχισμές (time slot) και ότι κάθε γραμμή αναπαριστά τη μετάδοση μιας κεραίας σε συνάρτηση με το χρόνο και αντιστρόφως.



Σχήμα 1.3 Αναπαράσταση STBC μπλόκ

Στην παραπάνω μήτρα το s_{ij} αποτελεί το διαμορφωμένο σύμβολο που θα μεταδοθεί από την κεραία i κατά την χρονοσχισμή j . Έστω ότι υπάρχουν T χρονικές στιγμές, n_T κεραίες μετάδοσης και n_R κεραίες λήψης. Ένα τέτοιο μπλοκ θεωρείται ότι είναι «μήκους» T . Ο ρυθμός κωδικοποίησης (code rate) των STBC μετρά πόσα σύμβολα ανά χρονοσχισμή μεταδίδει κατά μέσο όρο κατά τη διάρκεια ενός μπλοκ. Αν ένα μπλοκ κωδικοποιήσει k σύμβολα, ο ρυθμός κωδικοποίησης ορίζεται ως ο λόγος του αριθμού των συμβόλων που δέχεται σαν είσοδο ο κωδικοποιητής προς τον αριθμό των χωροχρονικά κωδικοποιημένων συμβόλων που μεταδίδει κάθε κεραία. Συνεπώς είναι,

$$r = \frac{k}{T} \quad (1.4)$$

Η φασματική επίδοση της χωροχρονικής κωδικοποίησης ορίζεται από την εξίσωση (1.5) ως:

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{R_s m r}{R_s} = \frac{k m}{T} \quad \text{bits / s / Hz} \quad (1.5)$$

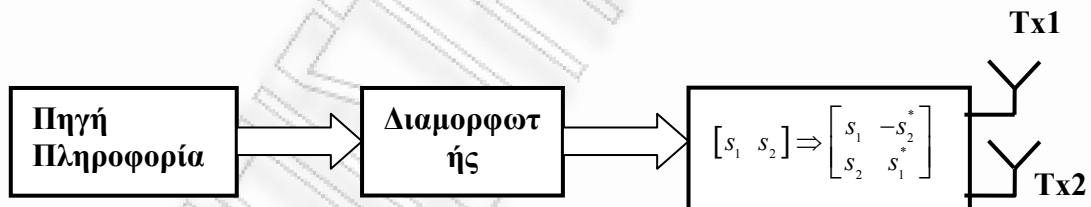
όπου R_b και R_s είναι οι ρυθμοί μετάδοσης bit και συμβόλου αντίστοιχα, B είναι το εύρος ζώνης και m είναι νο αριθμός των bits στο διάγραμμα χώρου σημάτων (constellation bits).

Αυτές οι διατάξεις κατασκευάζονται εφαρμόζοντας τη θεωρία των ορθογωνικών σχεδίων [11]. Αυτό σημαίνει ότι η STBC είναι σχεδιασμένη με τέτοιο τρόπο ώστε τα διανύσματα που αντιπροσωπεύονται από οποιοδήποτε ζεύγος στηλών της μήτρας κωδικοποίησης να είναι ορθογώνια. Συνεπώς, αυτοί οι κώδικες επιτυγχάνουν την πλήρη διαφορικότητα μετάδοσης των $n_T \times n_R$, ενώ επιτρέπουν μία πολύ απλή μέγιστη πιθανότητα αποκωδικοποίησης, βασισμένη μόνο στη γραμμική επεξεργασία των ληφθέντων σημάτων [7].

Αρχικά θα εξετάσουμε τον κώδικα Alamouti, ενώ στη συνέχεια θα αναφερθούμε σε συστήματα υψηλότερης τάξης διαφορικότητας, με μεγαλύτερο πλήθος κεραιών μετάδοσης, που βασίστηκαν στις μελέτες του Alamouti. Προϋπόθεση για αυτές τις προσεγγίσεις είναι η τέλεια γνώση του καναλιού μόνο στο δέκτη και η ανεξαρτησία εξασθένησης των ροών των δεδομένων (data streams).

1.2.1 Ο κώδικας Alamouti

Ο εν λόγω κώδικας αναπτύχθηκε το 1998 από τον Alamouti [5] και προτείνει μία απλή διάταξη για ένα σύστημα δύο κεραιών μετάδοσης που πετυχαίνει ένα πλήρες κέρδος διαφορικότητας με ένα αλγόριθμο αποκωδικοποίησης μέγιστης πιθανοφάνειας (simple maximum likelihood decoding algorithm). Ο κώδικας Alamouti είναι ορθογώνιος STBC κώδικας που φθάνει πλήρη ρυθμό ($r=1$) [8]. Αυτή η διάταξη Alamouti απεικονίζεται στο Σχήμα 1.4.



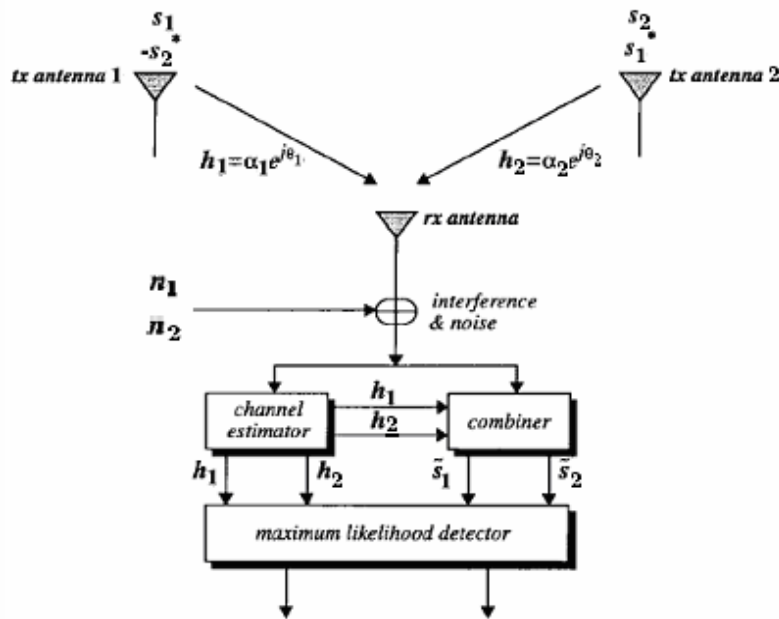
Σχήμα. 1.4 Μπλοκ διάγραμμα του χωροχρονικού αποκωδικοποιητή Alamouti.

Το πρώτο βήμα είναι η διαμόρφωση της πληροφορίας bits χρησιμοποιώντας μία διάταξη M-αδικής διαμόρφωσης (M-ary Modulation scheme). Ο κωδικοποιητής παίρνει ένα μπλοκ δύο διαμορφωμένων συμβόλων s_1 και s_2 σε κάθε διαδικασία κωδικοποίησης και το περνά στις κεραιές μετάδοσης σύμφωνα με τη μήτρα του κώδικα (1.6),

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

όπου η πρώτη στήλη αντιπροσωπεύει την πρώτη χρονική περίοδο μετάδοσης και η δεύτερη στήλη τη δεύτερη χρονική περίοδο. Η πρώτη γραμμή αντιστοιχεί

στα σύμβολα από την πρώτη κεραία και η δεύτερη γραμμή στα σύμβολα που μεταδίδονται από τη δεύτερη κεραία. Υποθέτουμε ότι έχουμε μία κεραία στο δέκτη. Η διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 1.5.



Σχήμα 1.5 Η διαφορετική διάταξη δύο κεραιών μετάδοσης Alamouti.

Οι συντελεστές εξασθένησης των κεραιών 1 και 2 σε συνάρτηση με το χρόνο t , ορίζονται ως $h_1(t)$ και $h_2(t)$ αντίστοιχα. Έστω ότι οι συντελεστές αυτοί είναι αμετάβλητοι μεταξύ δύο διαδοχικών χρονικών περιόδων μετάδοσης συμβόλου. Οπότε έχουμε

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \\ h_2(t) &= h_2(t+T) = h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (1.7)$$

Τα λαμβανόμενα σήματα εκφράζονται με τις παρακάτω εξισώσεις (1.8),

$$\begin{aligned} r_1 = r(t) &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 = r(t+T) &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (1.8)$$

όπου n_1 και n_2 ανεξάρτητες μιγαδικές μεταβλητές μηδενικής μέσης τιμής (zero mean) και ίσης μεταβλητότητας (unit variance), που αντιπροσωπεύουν δείγματα AWGN τη χρονική στιγμή t και $t+T$, αντίστοιχα.

Υποθέτουμε ότι οι συντελεστές του καναλιού μπορούν να ανακτηθούν πλήρως από το δέκτη. Ο συνδυαστής (combiner) που απεικονίζεται στο Σχήμα 1.5 δημιουργεί τα ακόλουθα σήματα:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2^* r_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1^* r_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1^* n_2 + h_2^* n_1\end{aligned}\quad (1.9)$$

που με τη σειρά τους οδηγούνται στον ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας, ο οποίος για κάθε σήμα χρησιμοποιεί τον κανόνα απόφασης (decision rule) και επιλέγεται το σήμα s_i αν:

$$d^2(\tilde{s}_1, h_1 s_i) + d^2(\tilde{s}_2, h_2 s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, h_1 s_k) + d^2(\tilde{s}_2, h_2 s_k) \quad \forall i \neq k \quad (1.10)$$

όπου $d^2(x, y)$ το τετράγωνο της Ευκλείδειας απόστασης μεταξύ δύο σημάτων και υπολογίζεται με την ακόλουθη εξίσωση:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) = |x - y|^2 \quad (1.11)$$

Η εξίσωση (1.10), χρησιμοποιώντας και την εξίσωση (1.11), είναι ισοδύναμη με την ελαχιστοποίηση:

$$|\tilde{s}_1 - h_1 s_1 - h_2 s_2|^2 + |\tilde{s}_2 - h_1 s_2^* - h_2 s_1^*|^2 \quad (1.12)$$

Αναπτύσσοντας την παραπάνω σχέση και διαγράφοντας όρους, η ανωτέρω ελαχιστοποίηση ανάγεται στην ξεχωριστή ελαχιστοποίηση:

$$\begin{aligned}|\tilde{s}_1 h_1^* + \tilde{s}_2^* h_2 - s_1|^2 + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_1|^2 \\ |\tilde{s}_1 h_2^* + \tilde{s}_2^* h_1 - s_2|^2 + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_2|^2\end{aligned}\quad (1.13)$$

για την αποκωδικοποίηση των s_1 και s_2 , αντίστοιχα. Χρησιμοποιώντας και την (1.11) ο κανόνας απόφασης παίρνει την παρακάτω μορφή:

επιλέξτε s_i , αν:

$$(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_j, s_i) \leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_j, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (1.14)$$

Για PSK σήματα, όπου υπάρχουν ίσα ενεργειακά διαγράμματα χώρου σημάτων, $|s_i|^2 = |s_k|^2$:

$$d^2(\tilde{s}_j, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_j, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (1.15)$$

Παρατηρούμε από την παραπάνω σχέση ότι αυτή η τεχνική αποκτά πλήρη διαφορικότητα μετάδοσης χωρίς επέκταση του εύρους ζώνης και με χαμηλής πολυπλοκότητας αποκωδικοποιητές.

Επίσης, είναι εφικτή η αποκωδικοποίηση με 2 κεραίες μετάδοσης και M κεραίες λήψης. Η κωδικοποίηση αυτής της νέας διάταξης για M κεραίες λήψης είναι παρόμοια με την περίπτωση των 2 κεραιών λήψης. Περισσότερες λεπτομέρειες υπάρχουν στο [5] της βιβλιογραφίας.

1.2.2 Maximum Ratio Combining (MRC)

Έστω η περίπτωση MRC με δύο κεραίες στο δέκτη και μία κεραία μετάδοσης.

Λαμβάνουμε τα παρακάτω σήματα:

$$\begin{aligned}r_1 &= h_1 s_0 + n_1 \\ r_2 &= -h_2 s_0 + n_2\end{aligned}\tag{1.16}$$

Η σύμπτυξη των παραπάνω σημάτων είναι :

$$\tilde{s}_0 = h_1^* r_1 + h_2^* r_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2\tag{1.17}$$

Ο ανιχνευτής μέγιστης πιθανοφάνειας αποφασίζει για το σήμα s_i χρησιμοποιώντας ακριβώς την ίδια απόφαση με αυτή της (1.14) και (1.15) για PSK σήματα. Αντιλαμβανόμαστε λοιπίν ότι το σύστημα MRC με 2 κεραίες λήψης επιτυγχάνει την ίδια διαφορικότητα μετάδοσης με αυτή των δύο κεραίων μετάδοσης του συστήματος Alamouti. Αυτό αποτελεί ένα σημαντικότατο αποτέλεσμα, αφού είναι πολύ ευκολότερο να έχουμε πολλαπλές κεραίες στο πομπό ενός συστήματος παρά στο δέκτη.

1.2.3 Κωδικοποίηση Alamouti έναντι MRC

Και οι δύο κώδικες παρέχουν την ίδια τάξη διαφορικότητας, ωστόσο εξαιτίας της χρήσης των ίδιων επιπέδων ισχύος στις δύο τεχνικές, στη διάταξη Alamouti, η εκπεμπόμενη ισχύς διαιρείται ανάμεσα στις δύο κεραίες μετάδοσης, με αποτέλεσμα στον κώδικα Alamouti να έχουμε τη μισή ισχύ μετάδοσης από κάθε κεραία που μεταφράζεται σε 3dB μείωση λόγω της ταυτόχρονης μετάδοσης δύο διακριτών συμβόλων από δύο κεραίες. Εν τούτοις, σε κάποια συστήματα φαίνεται να εξυπηρετεί αυτή η μείωση γιατί έτσι χρησιμοποιούνται δύο μισής ισχύος ενισχυτές που είναι οικονομικότεροι και απλούστεροι σε σχέση με έναν πλήρους ισχύος ενισχυτή.

Άλλο πλεονέκτημα της προσέγγισης του Alamouti έγκειται στην ευκολία προσθήκης επιπλέον κεραίων στο σταθμό βάσης αντί της προσθήκης επιπλέον κεραίων σε όλες τις απομακρυσμένες μονάδες. Η διαφορισιμότητα μετάδοσης της διάταξης Alamouti είναι μεγάλης σημασίας από εμπορικής πλευράς αφού τα κινητά χειρός πάντα δημιουργούν προβλήματα στην προσπάθεια επίτευξης διαφορισιμότητας κεραίων στο δέκτη αφού με την κλασική MRC θα ήταν απαραίτητες μεγαλύτερες, ακριβότερες και ισχυρότερες απομακρυσμένες μονάδες. Είναι εύλογο λοιπόν η διαφορισιμότητα μετάδοσης στο σταθμό βάσης να είναι μία πολλά υποσχόμενη προσέγγιση. Αυτού του είδους η διαφορισιμότητα είναι πιο απλή στην υλοποίηση και συνεπώς έχει δοθεί μεγάλη βαρύτητα στην επίτευξή της. Το επόμενο πλεονέκτημα της νέας τεχνικής

Alamouti είναι ότι αυξάνεται πολύ εύκολα το μέγεθος της κωδικοποίησης από δύο σε τρία και σε τέσσερα με πολύ μικρή αύξηση στην πολυπλοκότητα (complexity) αποκωδικοποίησης, εξαιτίας του γεγονότος ότι μόνο γραμμική επεξεργασία είναι απαραίτητη για την αποκωδικοποίηση.

1.2.4 Μεγαλύτερης Τάξης STBC

Οι Tarokh et al. ανακάλυψαν ένα σύνολο STBCs [7], [8] – οι οποίοι είναι ιδιαίτερα απλοί - και με τους οποίους έγιναν ευρέως γνωστοί. Απέδειξαν επίσης ότι καμία κωδικοποίηση με περισσότερες από 2 κεραιές μετάδοσης δεν μπορεί να φτάσει τον πλήρη ρυθμό για μιγαδικά (complex) διαγράμματα χώρου σημάτων. Έδειξαν επίσης ότι για μιγαδικά διαγράμματα χώρου σημάτων ένας ρυθμός κωδικοποίησης $\frac{3}{4}$ μπορεί να επιτευχθεί για 3 ή 4 κεραιές μετάδοσης και είναι πάντα εφικτός ο ρυθμός κωδικοποίησης του $\frac{1}{2}$ με οποιοδήποτε αριθμό κεραιών μετάδοσης. Από την άλλη πλευρά, με τα πραγματικά διαγράμματα χώρου σημάτων και χρησιμοποιώντας οποιοδήποτε αριθμό κεραιών μετάδοσης είναι εφικτός ο πλήρης ρυθμός κωδικοποίησης [8].

Οι κωδικοποιήσεις των Tarokh et al. έχουν βελτιωθεί (από τους αρχικούς συγγραφείς τους αλλά και από πολλούς μεταγενέστερους). Παρόλα αυτά οι αρχικές κωδικοποιήσεις λειτουργούν ως ξεκάθαρα παραδείγματα για το γιατί δεν μπορεί να επιτευχθεί ο ρυθμός 1 και ποιά άλλα προβλήματα πρέπει να λυθούν ώστε να παράγονται «καλοί κώδικες» STBC. Κατέδειξαν την απλότητα της γραμμικής διάταξης αποκωδικοποίησης που συνοδεύει την κωδικοποίησή τους στην περίπτωση τέλειων καναλιών πληροφορίας.

Ο σχεδιασμός των STBC που βασίζεται στο κριτήριο διαφορικότητας όπως όρισαν οι Tarokh et. al σε παλιότερη δημοσίευση [8] φαίνεται να φτάνει τη μέγιστη διαφορικότητα που είναι επιτρεπτή από τις αρχές του κριτηρίου. Αναφέρουμε επίσης ότι οι κώδικες STBC οι οποίοι αρχικά παρουσιάστηκαν και συνήθως εξετάζονται είναι ορθογώνιοι.

Οι κωδικοποιήσεις αυτές είναι δυνατόν να χωριστούν σε STBC για πραγματικά διαγράμματα χώρου σημάτων και STBC για μιγαδικά διαγράμματα χώρου σημάτων. Για πραγματικά constellations, όπως BPSK, είναι εφικτό να πετύχουμε πλήρη ρυθμό κωδικοποίησης, αφού οι μήτρες είναι τετραγωνικές και έχουν την πλήρη διαφορικότητα του n_T . Από την άλλη, χρησιμοποιώντας αυτόν τον κανόνα κατασκευάζονται μήτρες μόνο αν ο αριθμός των κεραιών μετάδοσης είναι 1, 4, ή 8 [7]. Οι μήτρες μετάδοσης δίνονται στη συνέχεια:

$$S_2 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 \\ s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad S_4 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

$$S_8 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 & -s_6 & s_5 & s_8 & -s_7 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & -s_7 & -s_8 & s_5 & s_6 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & -s_8 & s_7 & -s_6 & s_5 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_6 & -s_5 & s_8 & -s_7 & s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_7 & -s_8 & -s_5 & s_6 & s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \\ s_8 & s_7 & -s_6 & -s_5 & s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

Είναι δυνατή η κατασκευή και άλλων μη τετραγωνικών πινάκων που φτάνουν πλήρη ρυθμό κωδικοποίησης $r=1$ βασιζόμενη σε άλλον κανόνα [8], ο οποίος επιτρέπει την κατασκευή πινάκων μεγέθους 3, 5, 6 και 7, με την προϋπόθεση χρήσης πραγματικού διαγράμματος χώρου σημάτων. Τέτοιοι πίνακες είναι οι ακόλουθοι:

$$S_3 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \end{bmatrix} \quad S_5 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 & -s_6 & s_5 & s_8 & -s_7 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & -s_7 & -s_8 & s_5 & s_6 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & -s_8 & s_7 & -s_6 & s_5 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \end{bmatrix}$$

$$S_6 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 & -s_6 & s_5 & s_8 & -s_7 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & -s_7 & -s_8 & s_5 & s_6 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & -s_8 & s_7 & -s_6 & s_5 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_6 & -s_5 & s_8 & -s_7 & s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \end{bmatrix} \quad S_7 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 \\ s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 & -s_6 & s_5 & s_8 & -s_7 \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & -s_7 & -s_8 & s_5 & s_6 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 & -s_8 & s_7 & -s_6 & s_5 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_6 & -s_5 & s_8 & -s_7 & s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_7 & -s_8 & -s_5 & s_6 & s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \end{bmatrix}$$

Αντίστοιχα, αν θέλουμε να δημιουργήσουμε μιγαδικά διαγράμματα χώρου σημάτων (όπως QPSK, 8PSK, 16QAM, κτλ.) δεν είναι δυνατό να φτάσουμε τον πλήρη ρυθμό κωδικοποίησης, παρά μόνο στην περίπτωση χρήσης δύο κεραιών μετάδοσης και κωδικοποίησης Alamouti. Παρακάτω, παρουσιάζουμε τις μιγαδικές μήτρες μετάδοσης για μεγέθη $n_T=3$ και $n_T=4$ συμπεριλαμβάνοντας ένα ρυθμό κωδικοποίησης $r=1/2$ [7]. Έλεγχος του ρυθμού αυτού γίνεται για παράδειγμα στη μήτρα \mathcal{G}_3 , όπου υπάρχουν τέσσερα σύμβολα, s_1 , s_2 , s_3 και s_4 καθώς και οι μιγαδικοί τους conjugates, απόδοσης $k=4$, αλλά και οκτώ περίοδοι μετάδοσης, απόδοσης $T=8$. Το αποτέλεσμα είναι ένας ρυθμός κωδικοποίησης της τάξης του $r=k/T=4/8=1/2$. Ομοίως, με το \mathcal{G}_4 , έχουμε ρυθμό κωδικοποίησης $r=1/2$ με διαφορικότητα $n_T=4$

$$\mathcal{G}_3 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad \mathcal{G}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 & s_4^* & s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

Είναι εφικτές κι άλλες μιγαδικές κωδικοποιήσεις που πετυχαίνουν υψηλούς ρυθμούς, $r=3/4$, αλλά απαιτούν σημαντική μιγαδική γραμμική επεξεργασία [8] [14]. Οι μήτρες που ακολουθούν είναι μεγέθους 3 και 4:

$$\mathcal{H}_3 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ s_2 & s_1 & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \end{bmatrix}$$

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

$$\mathcal{H}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & 0 \\ s_2 & s_1^* & 0 & -s_3^* \\ s_3 & 0 & s_1^* & s_2^* \\ 0 & s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}$$

Οι κώδικες με μεγαλύτερο ρυθμό κωδικοποιήσεις είναι σχεδιασμένοι χρησιμοποιώντας την θεωρία των φιλικών σχεδίων (theory of amicable designs) [21] που αποτελεί με τη σειρά του ένα νέο πεδίο που χρήζει περαιτέρω έρευνας.

1.2.5 Αποκωδικοποίηση των STBCs

Η αποκωδικοποίηση αυτών των κωδικών είναι παρόμοια με αυτή που πρότεινε ο Alamouti. Η αποκωδικοποίηση Alamouti περιλαμβάνει τον ανιχνευτή μέγιστης πιθανότητας που εξαιτίας της ορθογωνικότητας των STBCs απαιτεί μόνο γραμμική επεξεργασία. Προκειμένου να εξετάσουμε μία μέθοδο αποκωδικοποίησης, απαιτείται ένα μοντέλο ασύρματου συστήματος επικοινωνιών. Τη χρονική στιγμή t , το σήμα r_t^j που λαμβάνεται στην κεραία j είναι :

$$r_t^j = \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{ij} s_t^i + n_t^j \quad (1.18)$$

όπου α_{ij} το κέρδος διαδρομής (path gain) από την κεραία μετάδοσης i στην κεραία λήψης j και n_t^j είναι ένα δείγμα από το AWGN.

Ο κανόνας ανίχνευσης μέγιστης πιθανοφάνειας [7] ορίζεται από τις μεταβλητές απόφασης,

$$R_i = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} r_t^j \alpha_{\epsilon_t(i)j} \delta_t(i) \quad (1.19)$$

όπου $\delta_k(i)$ το πρόσημο του s_i στην k -στη γραμμή του πίνακα κωδικοποίησης, το $\epsilon_k(p) = q$ ορίζει το s_p (μέχρι τη διαφορά πρόσημου – up to a sign difference), το στοιχείο (k,q) είναι του πίνακα κωδικοποίησης, οπότε για $i = 1, 2, \dots, n_T$ στη συνέχεια αποφασίζεται το σύμβολο του constellation s_i που ικανοποιεί την εξίσωση:

$$s_i = \arg \min_{s \in \mathcal{A}} |R_i - s|^2 + \left(-1 + \sum_{k,l} |\alpha_{kl}|^2 \right) |s|^2 \quad (1.20)$$

με \mathcal{A} την αλφάβητο του constellation. Σε αντίθεση με την εικόνα που δημιουργεί η άνω περιγραφή πρόκειται για μία απλή και γραμμική διάταξη αποκωδικοποίησης που παρέχει μέγιστη διαφορικότητα.

Συνίσταται η ανάγνωση του [7] της βιβλιογραφίας για τις ακριβείς διαδικασίες αποκωδικοποίησης για τους κώδικες \mathcal{G}_3 , \mathcal{G}_4 , \mathcal{H}_3 και \mathcal{H}_4 .

1.2.6 Όρια Ρυθμών Κωδικοποίησης

Πέρα από την αδυναμία επίτευξης πλήρους ρυθμού κωδικοποίησης των μιγαδικών STBCs για περισσότερες από 2 κεραίες, σε ένα μιγαδικό διάγραμμα χώρου σημάτων, ο μέγιστος δυνατός ρυθμός είναι $3/4$ [12]. Κωδικοποιήσεις έχουν σχεδιασθεί ώστε να επιτυγχάνεται μία καλή προσέγγιση αυτού έχουν όμως πολύ μεγάλο μήκος μπλοκ και είναι ακατάλληλες για πρακτική χρήση. Αυτό συμβαίνει γιατί η αποκωδικοποίηση δε μπορεί να προχωρήσει έως ότου όλες οι μεταδόσεις σε ένα μπλοκ έχουν παραληφθεί. Συνεπώς, μεγαλύτερου μήκους μπλοκ T , οδηγούν σε μεγαλύτερη καθυστέρηση αποκωδικοποίησης. Προβλέπεται (δεν έχει ακόμη αποδειχθεί) [12] ότι, ο μεγαλύτερος ρυθμός που μπορεί να πετύχει οποιαδήποτε κωδικοποίηση κεραίας n_T δίνεται από την εξίσωση:

$$r_{\max} = \frac{n_0 + 1}{2n_0} \quad (1.21)$$

όπου $n_T = 2n_0$ ή $n_t = 2n_0 - 1$.

1.2.7 Ημι-ορθογωνικά STBCs (Quasi-orthogonal STBCs)

Έχει αναφερθεί παραπάνω ότι η μιγαδική ορθογώνια σχεδίαση που παρέχει πλήρης διαφορικότητα και ρυθμό μετάδοσης για ένα χωροχρονικό μπλοκ κωδικοποίησης δεν είναι δυνατή για περισσότερες από δύο κεραίες. Κατά την προσπάθεια επίτευξης μεγαλύτερου ρυθμού κωδικοποίησης, μερικές quasi-orthogonal κωδικοποιήσεις (QSTBC) έχουν αναπτυχθεί, σύμφωνα με τη θεωρία των λεγόμενων μεθόδων Quasi Orthogonal Design (QOD). Αυτές οι κωδικοποιήσεις εμφανίζουν μερική ορθογωνιότητα (orthogonality) και παρέχουν μέρος μόνο του κέρδους διαφορικότητας που εμφανίζεται παραπάνω. Ένα παράδειγμα που αναφέρθηκε από τον Jafarkhani [13] περιγράφεται παρακάτω :

Κωδικοποίηση Alamouti: $\mathcal{A}_{12} = \begin{bmatrix} x_1 & x_1 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$. Αν υλοποιήσουμε ξανά την

κωδικοποίηση Alamouti του πίνακα \mathcal{A}_{12} επιτυγχάνουμε:

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} \mathcal{A}_{12} & \mathcal{A}_{34} \\ -\mathcal{A}_{34}^* & \mathcal{A}_{12}^* \end{bmatrix} = C_{4,1} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & s_4 \\ s_2 & s_1^* & -s_4^* & -s_3 \\ s_3 & -s_4^* & s_1^* & -s_2 \\ s_4 & s_3^* & s_2^* & s_1 \end{bmatrix}$$

Ωστόσο, μόνο μία διαφορικότητα της τάξης του $2n_R$ επιτυγχάνεται, ενώ διατηρείται ο ρυθμός κωδικοποίησης στο ένα.

Σε αυτούς τους πίνακες το κριτήριο ορθογωνιότητας δε διατηρείται μεταξύ κάθε γραμμής. Παρόλα αυτά, η κωδικοποίηση είναι πλήρους ρυθμού και απαιτεί μόνο τη γραμμική επεξεργασία στο δέκτη, αν και η αποκωδικοποίηση είναι λίγο πιο περίπλοκη από ότι στα ορθογώνιους STBC. Ο αποκωδικοποιητής για αυτές τις κωδικοποιήσεις λειτουργεί σε ζεύγη μεταδιδόμενων συμβόλων αντί μεμονωμένων συμβόλων. Με n_T κεραιές μετάδοσης, n_R κεραιές λήψης και μήκος μπλοκ T διαστήματα συμβόλων, η εξίσωση αποκωδικοποίησης φαίνεται στη συνέχεια:

$$\sum_{m=1}^{n_R} \sum_{t=1}^T \left| r_{t,m} - \sum_{n=1}^{n_T} \alpha_{n,m} A_{tn} \right|^2 \quad (1.22)$$

Πρόσφατα έχουν προταθεί νέα QSTBC [24] [25] και ενώ είναι παρόμοια επιφανειακά, αυτοί οι κώδικες εμφανίζουν σαφή συμπεριφορά σε συγκεκριμένα κανάλια. Ωστόσο, σε σύντομο χρονικό διάστημα το ενδιαφέρον για τέτοια QTBC μειώθηκε αφού η απώλειες σε διαφορικότητα φαίνονται να είναι ιδιαίτερα δυσβάχτατες ώστε να γίνουν αποδεκτές οι μέθοδοι, ιδιαίτερα στην περίπτωση εφαρμογής των αναλυτικών μεθόδων από [4], [7]. Οι Mecklenbräuker et al. [26] παρουσίασαν ένα αναλυτικό αποτέλεσμα, αποδεικνύοντας ότι η απώλεια στη διαφορικότητα δεν είναι απαραίτητα πολύ μεγάλη και ότι μπορεί να ξεπεραστεί με ποικίλες μεθόδους. Σε πιο ρεαλιστικά σενάρια με διαμορφωμένα κανάλια αποδείχθηκε ότι τα QSTBC δε συμπεριφέρονται απαραίτητα χειρότερα από τα OSTBC. Αυτό το γεγονός μαζί με την προσαρμοστικότητα είναι τόσο ενδιαφέροντα που αξίζει η περαιτέρω διερεύνηση των QSTBC.

1.2.8 Άλλες διαστάσεις του Space-Time Coding

Στη συνέχεια θα γίνουν ορισμένες επισημάνσεις σχετικές με κάποιες επιπλέον σημαντικές διαστάσεις των Space-Time Block κωδικοποιήσεων. Ένα από αυτά είναι ότι καθ' όλη τη διάρκεια της μελέτης έχει θεωρηθεί ότι ο δέκτης έχει τέλεια γνώση του καναλιού. Αυτό, ωστόσο δεν ισχύει σε πραγματικές διατάξεις. Είναι λοιπόν απαραίτητο να υπολογισθούν οι παράμετροι του καναλιού. Μία από τις τεχνικές υπολογισμού της πληροφορίας της κατάστασης του καναλιού (CSI) είναι η αποκόμιση της πληροφορίας με εισαγωγή και εξαγωγή πειραματικού - δοκιμαστικού (pilot) συμβόλου [22], [23]. Γνωστά σύμβολα μεταδίδονται περιοδικά από το μεταδότη στο δέκτη. Ο δέκτης αφαιρεί (extracts) τα σύμβολα και με κατάλληλη επεξεργασία κατασκευάζει μία προσέγγιση του καναλιού για

κάθε σύμβολο δεδομένων που μεταδίδεται. Σε αυτή τη μέθοδο, όσα περισσότερα δοκιμαστικά σύμβολα μεταδοθούν τόσο καλύτερη η προσέγγιση. Παρόλα αυτά τα δοκιμαστικά σύμβολα μειώνουν το ρυθμό των δεδομένων πληροφορίας. Συνεπώς, είναι απαραίτητος κάποιος συγκερασμός μεταξύ του αριθμού των δοκιμαστικών συμβόλων, που είναι αναγκαίοι για την ορθή προσέγγιση του καναλιού, και του αριθμού των δεδομένων πληροφορίας ο οποίος είναι απαραίτητος για τη διατήρηση του επιθυμητού συνόλου δεδομένων που θα μεταδοθεί από το κανάλι. Υπάρχουν πολλοί παράγοντες που πιθανόν υποβαθμίζουν την τεχνική των δοκιμαστικών συμβόλων, όπως η μη κοντινή προσέγγιση των συντελεστών του καναλιού λόγω κβαντισμού των τιμών, ή η χρονική διακύμανση (time variance) του καναλιού. Στην περίπτωση των καναλιών MIMO πρέπει να πραγματοποιηθούν τόσες προσεγγίσεις όσες είναι και τα κανάλια.

Από την άλλη υπάρχουν τα φαινόμενα καθυστέρησης, με branch transmit diversity T αν ο αριθμός των μετασχηματισμένων αντίγραφων των σημάτων μεταδίδονται κατά T διακριτά διαστήματα από όλες τις κεραιές, η καθυστέρηση αποκωδικοποίησης είναι T περίοδοι συμβόλου. Αυτό συμβαίνει αφού η αποκωδικοποίηση δε μπορεί να προχωρήσει εάν όλες οι μεταδόσεις σε ένα μπλοκ δεν έχουν ληφθεί. Οπότε, όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος ενός μπλοκ T , τόσο μεγαλύτερη είναι η καθυστέρηση αποκωδικοποίησης. Αυτό συνδυάζεται με τη σημασία επίτευξης πλήρους ρυθμού κωδικοποιήσεων που εμφανίζουν τελικά καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά σε αποτελέσματα καθυστέρησης.

1.2.9 Άλλες Χωροχρονικές Κωδικοποιήσεις

Αξίζει να σημειωθεί ότι ενώ η μελέτη αυτή επικεντρώνεται μόνο στα STBC υπάρχουν φυσικά και άλλα είδη κωδικοποιήσεων Space-time όπως Space-Time Trellis codes (STTCs) [4] που διανέμουν μία κωδικοποίηση trellis πάνω σε πολλαπλές κεραιές και πολλαπλά χρονοδιαστήματα. Τέτοιου είδους κωδικοποιήσεις πλεονεκτούν στο ότι έχουν τη δυνατότητα παροχής διαφορετικότητας και κέρδους διαφορετικότητας ταυτόχρονα. Ωστόσο, τα STTC εμφανίζουν μεγάλη περιπλοκότητα (complexity), η οποία αυξάνεται εκθετικά αντί γραμμικά.

Άλλα συστήματα MIMO που βασίζονται σε space-time κωδικοποιήσεις είναι οι κωδικοποιήσεις Bell Labs Layered Space Time (BLAST), που παρουσιάστηκαν από το Foschini [27] και αναπτύχθηκαν στα εργαστήρια Bell (Bell Laboratories). Υπάρχουν υποκατηγορίες όπως κατακόρυφα BLAS (Vertical BLAST, V-BLAST) ή διαγώνια (diagonal BLAST, D-BLAST). Αυτά τα είδη κωδικοποιήσεων πετυχαίνουν υψηλούς ρυθμούς φασματικής απόδοσης (spectral efficiency), αν

και είναι πιο περίπλοκοι (complex) και η περιπλοκότητα (complexity) αυτή αυξάνεται εκθετικά με τον αριθμό των κεραιών.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΡΑΙΑ

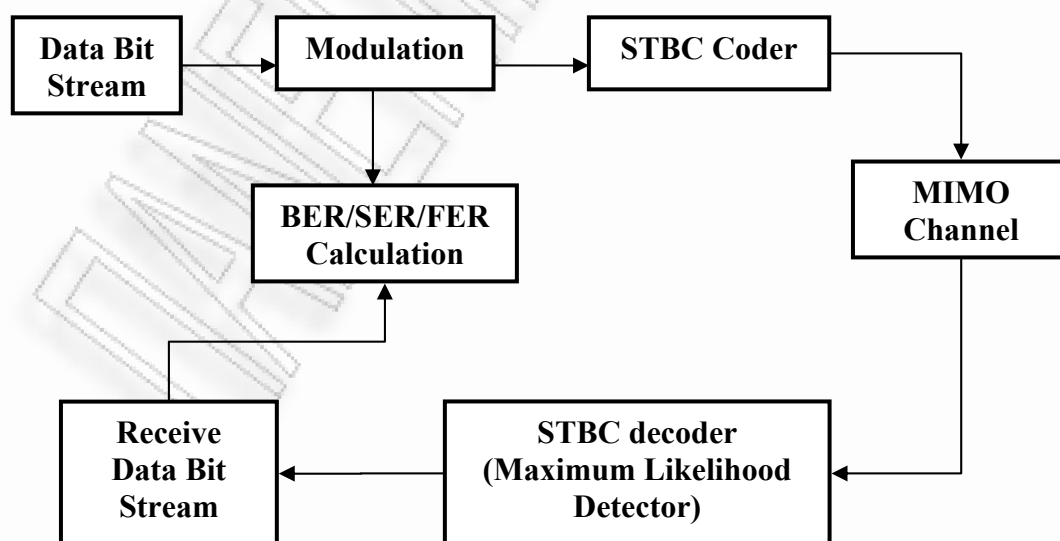
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΜΟΝΤΕΛΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Στόχος της μελέτης αυτής είναι η εύρεση της επίδοσης των διαφόρων STBCs και η σύγκριση μεταξύ τους, βασιζόμενοι στο ρυθμό μετάδοσης των λανθασμένων bit (Bit Error Rate - BER) ή/και ρυθμό μετάδοσης πλαισίου (Frame Error Rate - FER). Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστεί η μέθοδος υλοποίησης και εύρεσης της επίδοσης των χωρο-χρονικών κωδίκων.

2.1 Μοντέλο Συστήματος Προσομοίωσης

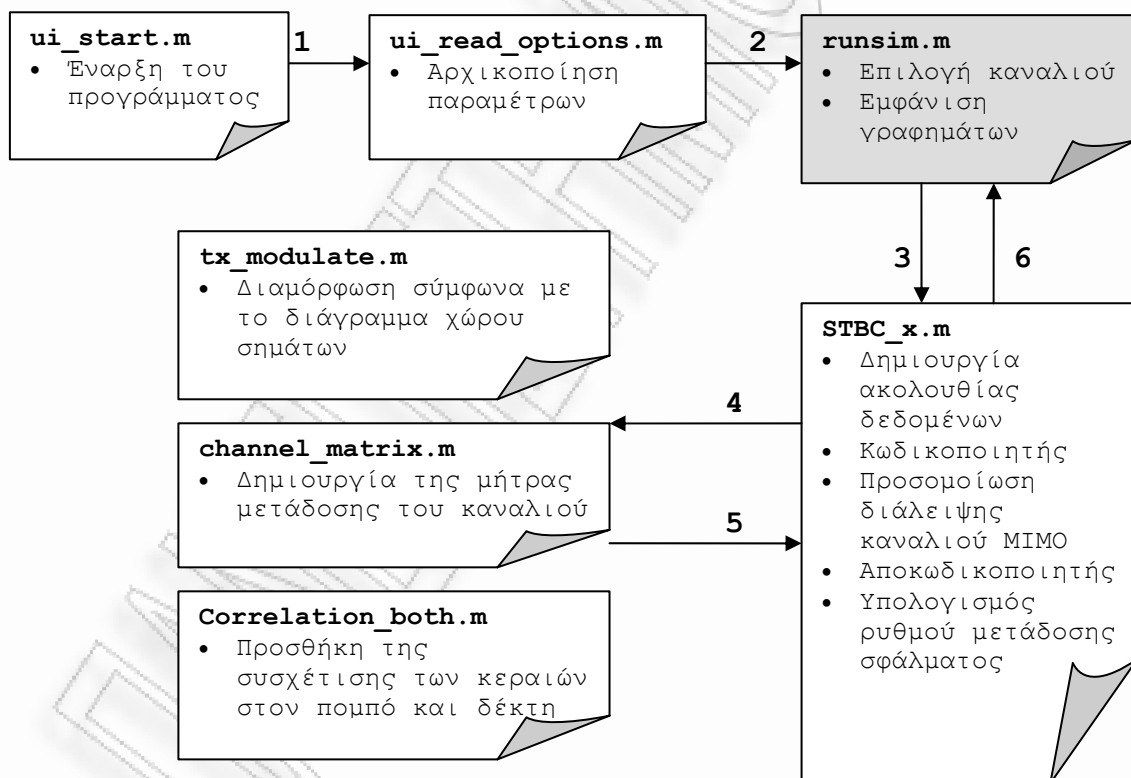
Η προσομοίωση υλοποιείται σε MATLAB®, λογισμικό που προσφέρει ένα ευέλικτο ολοκληρωμένο περιβάλλον για προσομοίωση μέσω υπολογιστή και το οποίο παρέχει πλούσιες ενσωματωμένες συναρτήσεις για ποικίλες εφαρμογές. Οι πιο κοινές διαδικασίες επεξεργασίας σήματος, κωδικοποίησης/αποκωδικοποίησης και διαμόρφωσης/αποδιαμόρφωσης παρέχονται μέσω του λογισμικού αυτού. Για την υλοποίηση της τεχνικής STBC εκτελείται το παρακάτω μοντέλο (Σχήμα 2.1):



Σχήμα 2.1 Μοντέλο Συστήματος Προσομοίωσης

Χρησιμοποιείται κώδικας MATLAB για τη δημιουργία των διαφορετικών αρχείων. Πρώτα θα παρουσιαστεί το κύριο πρόγραμμα, *ui_start*. Σύμφωνα με την παρακάτω αλλά και την προηγούμενη διάταξη (Σχ. 2.2) έχουν χωριστεί οι διαφορετικές εργασίες σε διαφορετικούς φακέλους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.

Το πρώτο βήμα είναι η έναρξη του προγράμματος, με την οποία θα εμφανιστεί ένα παράθυρο όπου είναι δυνατές μερικές επιλογές όπως ο τύπος του καναλιού ή ο αριθμός των πλαισίων. Στη συνέχεια, το πρόγραμμα ελέγχει τις παραμέτρους και επιλέγει ένα αρχείο ανάλογα με τον αριθμό των κεραιών στο μεταδότη αλλά και στο δέκτη. Ακολουθεί η δημιουργία μιας ροής δεδομένων (data stream), η διαμόρφωση και κωδικοποίησή της οποίας γίνεται σύμφωνα με την κωδικοποίηση space-time block. Στη συνέχεια, προσομοιώνεται το κανάλι, προστίθεται θόρυβος και αποκωδικοποιείται η πληροφορία που λαμβάνεται μέσω ανιχνευτή μέγιστης πιθανότητας. Τέλος, υπολογίζεται ο ρυθμός σφάλματος (BER/SER/FER) και αναπαρίστανται στα αντίστοιχα γραφήματα.



Σχήμα 2.2 Διάταξη σύμφωνα με τα αρχεία .m

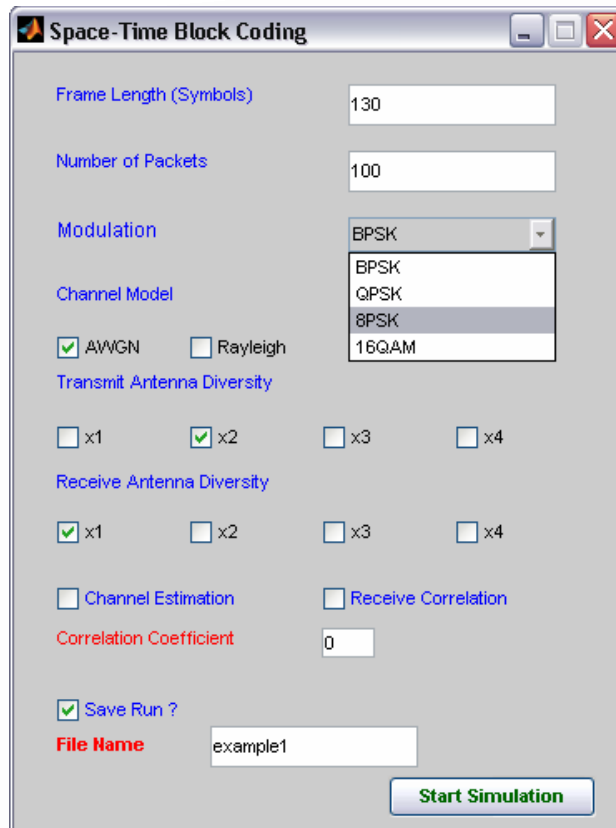
2.2 Παράμετροι του Μοντέλου του Συστήματος

Μετά την εισαγωγή του *ui_start*, γίνεται η εκτέλεσή του και το πρόγραμμα προσομοίωσης εμφανίζει το Σχήμα 2.3.

Διακρίνεται στην εικόνα ότι είναι δυνατή η επιλογή διαφόρων παραμέτρων κατά την προσομοίωση, όπως:

- Αριθμός συμβόλων ανά πλαίσιο (μήκος πλαισίου)
- Αριθμός πακέτων
- Είδος διαμόρφωσης καναλιού μεταξύ BPSK, QPSK, 8PSK ή 16QAM
- Τύπος καναλιού μεταξύ καναλιού Λευκού Προσθετικού Γκαουσιανού Θορύβου (AWGN) ή καναλιού Rayleigh.
- Αριθμός κεραιών μετάδοσης και λήψης, μεταξύ 1 και 4
- Γνώσης ή μη του καναλιού μέσω προσέγγισης του καναλιού (channel estimation)
- Συσχετισμός της διάλειψης μεταξύ των κεραιών λήψης ή/και πομπού με βαθμό διάλειψης μεταξύ 0 και 1
- Αποθήκευση του αρχείου προσομοίωσης

Σε αυτή την εκδοχή έχει επιτευχθεί πιθανότητα επιλογής οποιουδήποτε είδους καναλιού με 2/3/4 κεραιές μετάδοσης και 1/2/3/4 κεραιές λήψης. Είναι επίσης δυνατή η επιλογή των περιπτώσεων προσέγγισης του καναλιού και συσχετισμού του καναλιού καθώς και του καναλιού Nakagami-m (αν και δεν υλοποιείται στο γραφικό περιβάλλον διεπαφής χρήστη – graphic interface).



Σχήμα 2.3 Παράθυρο προγράμματος προσομοίωσης

Για κάθε προσομοίωση δοκιμάζεται σηματοθορυβικός λόγος (SNR) από 0dB έως 30dB, αν και είναι δυνατή η αλλαγή αυτού του εύρους μεταβάλλοντας τις παραμέτρους στα αρχεία.

2.3 Αρχεία που δημιουργήθηκαν για την Επίδοση των STBCs

Το κυρίως πρόγραμμα, που υλοποιείται μετά την εκτέλεση του *ui_start*, βασίζεται σε κάποια αρχεία που έχουν δημιουργηθεί για τη συγκεκριμένη μελέτη. Όλα μεταξύ τους έχουν μία παρόμοια δομή και περιλαμβάνουν τρία κύρια αρχεία: *stbc_2.m*, *stbc_3.m* και *stbc_4.m*, το πρώτο για δύο κεραίες μετάδοσης, το δεύτερο για τρεις και το τρίτο για τέσσερις κεραίες. Κάθε αρχείο περιλαμβάνει μία συνάρτηση με όνομα ίδιο με αυτό του αρχείου. Η δυνατότητα επιλογής συσχετισμού μεταξύ των κεραιών λήψης έχει επίσης προστεθεί στα αρχεία αυτά. Σε καθένα από τα άνω αρχεία χρησιμοποιούνται συναρτήσεις που δημιουργήθηκαν με για την παρούσα μελέτη:

- *tx_modulate.m*: στόχος του είναι η δημιουργία των bits και συμβόλων που μεταδίδονται.

- *channel_matrix.m*: δημιουργεί τον πίνακα μετάδοσης του καναλιού και επιλέγει μεταξύ των διαφόρων τύπων καναλιού, AWGN, Rayleigh και Nakagami.
- *Correlation_both.m*: προσθέτει την παράμετρο συσχετισμού στην περίπτωση που έχουν επιλεγεί οι συσχετισμένες κεραιές λήψης ή/και μετάδοσης.

Πέρα από αυτά τα αρχεία που καλύπτουν τις γενικότερες περιπτώσεις έχουν δημιουργηθεί και μερικά ακόμη για άλλες περιπτώσεις όπως:

- *stbc_3_real.m* και *stbc_4_real.m*: για τρεις και τέσσερις κεραιές μετάδοσης με πραγματικούς πίνακες για πραγματικά constellations.
- *stbc_3_H3.m* και *stbc_4_H4.m*: για τρεις και τέσσερις κεραιές μετάδοσης με πίνακες \mathcal{H}_3 και \mathcal{H}_4 , με ρυθμό μετάδοσης κώδικα 3/4.
- *stbc_2_est.m*, *stbc_3_est.m*, *stbc_4_est*: για δύο, τρεις και τέσσερις κεραιές μετάδοσης με προηγούμενη προσέγγιση καναλιού με τη μέθοδο εισαγωγής γνωστών συμβόλων (pilots).
- *stbc12.m*, *stbc14.m*: για συστήματα κεραιών 1x2 και 1x4.

Κάποια από αυτά τα αρχεία δεν είναι δυνατό να επιλεγούν ακόμη μέσω του παραθύρου του κυρίως προγράμματος.

Η μελέτη με βάση το παραπάνω γραφικό περιβάλλον επικεντρώνεται στη σύγκριση μόνο μεταξύ μίας κωδικοποίησης χωροχρονικού μπλοκ με ένα μη κωδικοποιημένο σύστημα, με αποτέλεσμα να μην είναι δυνατή η χρήση τους για σύγκριση μεταξύ των διαφόρων τύπων STBC. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί μερικά ακόμη αρχεία που επιτρέπουν τη σύγκριση αυτή. Σε κάθε ένα από τα αρχεία αυτά καλούμε συναρτήσεις με τις διαφορετικές παραμέτρους που απαιτούνται για τη σύγκριση που είναι επιθυμητή. Αυτά τα αρχεία είναι τα παρακάτω:

- *MRC_vs_Alamouti.m*: για τη σύγκριση των 1x2 και 2x1 διατάξεων
- *allschemes.m*: σύγκριση πολλαπλών STBCs μεταξύ τους
- *1bitshz.m*, *2bitshz.m* and *3bitshz.m*: σύγκριση μεταξύ συστημάτων ενός, δύο, τριών ή τεσσάρων κεραιών μετάδοσης ανάλογα με την απόδοση φάσματος.
- *real_vs_complex.m*: σύγκριση μεταξύ πραγματικών και μιγαδικών πινάκων για πραγματικά constellations
- *G_vs_H*: για σύγκριση μεταξύ πινάκων τύπου G και H
- *different_no_rx.m*: σύγκριση για ίδια STBC αλλά με διαφορετικό αριθμό κεραιών λήψης.
- *pilot_estimation.m*: για τον έλεγχο του STBC χωρίς άριστη γνώση του καναλιού αλλά μέσω πιλοτικών συμβόλων.

- *antenna_correlation.m*: έλεγχος του STBC όταν οι κεραιές λήψης είναι συσχετισμένες.
- *different_channels.m*: για τη σύγκριση των διαφορών μεταξύ του καναλιού Rayleigh και Nakagami με παράμετρο m .

Στο επόμενο κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα της εκτέλεσης ανώτερων αρχείων.

2.4 Μοντέλα Καναλιού

Η απόδοση της χωροχρονικής κωδικοποίησης αξιολογείται πάνω σε διαφορετικά είδη καναλιών εξασθένησης, όπως το επίπεδο κανάλι εξασθένησης Rayleigh και το επίπεδο κανάλι εξασθένησης Nakagami- m . Τα μοντέλα των καναλιών περιγράφονται στη συνέχεια. Αν και είναι εφικτό να επιλεγεί κανάλι Λευκού Προσθετικού Γκαουσιανού Θορύβου (AWGN), τέτοιου είδους κανάλια δεν εμφανίζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον για τις προσομοιώσεις εξαιτίας του γεγονότος ότι δεν είναι αντιπροσωπευτικά πραγματικού καναλιού σε ασύρματα κανάλια επικοινωνίας. Παρόλα αυτά ο θόρυβος AWGN καθορίζει το μέσο SNR.

2.4.1 Επίπεδο κανάλι εξασθένησης Rayleigh

Στο μοντέλο του καναλιού Rayleigh τα κέρδη διαδρομής (συντελεστές καναλιού) μοντελοποιούνται ως ανεξάρτητα δείγματα μιγαδικών τυχαίων Γκαουσιανών μεταβλητών με μηδενικές μέσες τιμές (zero means) και διακύμανση (variance) 0,5. Αποδεικνύεται εύκολα ότι το σύνολο του αθροίσματος των δύο Γκαουσιανών τετραγωνικών (quadrature) θορυβικών σημάτων ακολουθεί κατανομή Rayleigh [17]. Όταν τα κέρδη διαδρομής (path gain) αποτελούν δείγματα γκαουσιανών τυχαίων μεταβλητών μηδενικής μέσης τιμής, το σήμα υπόκειται σε εξασθένηση Rice. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) σε κατανομή Rayleigh δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.1)$$

2.4.2 Επίπεδο κανάλι εξασθένησης Nakagami- m

Έχει αποδειχθεί ότι το κριτήριο σχεδίασης των STBC για εξασθένηση Rayleigh συνεχίζει να ισχύει όταν χρησιμοποιείται σε ανεξάρτητα αλλά και συσχετισμένα κανάλια εξασθένησης Nakagami- m [35]. Η κατανομή Nakagami [36], γνωστή και ως κατανομή- m , αποτελεί ένα πιο ευέλικτο μοντέλο για ταχεία εξασθένηση και έχει αποκτήσει ευρεία εφαρμογή στη μοντελοποίηση φυσικής εξασθένησης

ραδιο-καναλιών. Μέσω της παραμέτρου, m , η κατανομή μπορεί και αναπαριστά τις συνθήκες εξασθένησης σημάτων που εκτείνονται από σοβαρά σε μέτρια, σε ελαφριά ή και καθόλου εξασθένηση. Η κύρια αιτία χρήσης του μοντέλου εξασθένησης Nakagami- m είναι η καλή προσέγγισή της στα πειραματικά δεδομένα. Επιπλέον, πειραματικά και θεωρητικά δεδομένα έχουν δείξει ότι η κατανομή Nakagami- m είναι πιο γενικευμένη για δεδομένα που λαμβάνονται από πολλά αστικά ραδιο-κάναλια πολλαπλών διαδρομών [37].

Ο Nakagami [36] αναφέρει ότι η εξασθένηση του πλάτους του σήματος κατά τη διάδοση των ραδιοκυμάτων μπορεί να μοντελοποιηθεί από τη Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (PDF).

$$f_R(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right) \quad (2.2)$$

όπου $\Omega = E[R^2] = \overline{R^2}$, $E[\cdot]$ ο τελεστής μέσης τιμής (Expectation operator) και

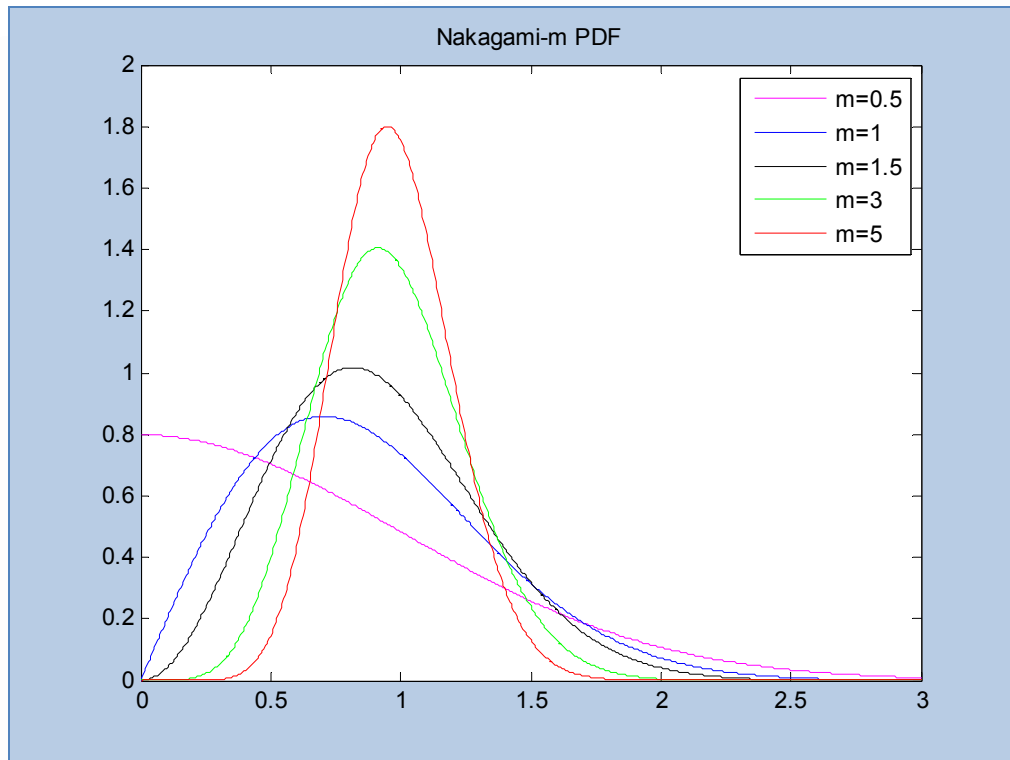
$$m = \frac{(\overline{R^2})^2}{(\overline{R^2} - \overline{R^2})^2} \geq \frac{1}{2}$$
 η παράμετρος που ελέγχει το βαθμό διάλλειψης (fading

severity) ή ισοδύναμα το βάθος της εξασθένησης πλάτους (the amplitude fading). Η τιμή $m=1$ συνεπάγεται μοντέλο εξασθένησης Rayleigh, ενώ για τιμές της παραμέτρου m μικρότερες της μονάδας αντιστοιχεί εξασθένηση μεγαλύτερη από την εξασθένηση Rayleigh. Η κατανομή Nakagami για διαφορετικές τιμές του αντίστροφου της παραμέτρου εξασθένησης φαίνεται στο διάγραμμα του Σχήματος 2.4.

Σε αυτή τη μελέτη θα προσεγγίσουμε με δύο τρόπους την προσομοίωση της εξασθένησης Nakagami- m . Η πρώτη προσέγγιση παρουσιάστηκε στο [38] και αφορά σε ακέραιες τιμές της παραμέτρου m . Στην περίπτωση αυτή η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας είναι για το πλάτος του αθροίσματος των τετραγώνων των ανεξάρτητων Γκαουσιανών τυχαίων μεταβλητών κατάλληλα κανονικοποιημένη (normalized). Είναι δηλαδή,

$$R = \sqrt{X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_m^2} \quad (2.3)$$

όπου X_i , $i = 1, \dots, m$, ανεξάρτητες, πανομοιότυπα κατανομημένες τυχαίες Γκαουσιανές μεταβλητές, η κάθε μία με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση σ_x^2 .



Σχ. 2.4 Nakagami-m PDF

Η άλλη μέθοδος για κατανομή Nakagami- m είναι η παραγωγή τυχαίων Γάμμα μεταβλητών, με παραμέτρους m και Ω/m .

2.5 Υποθέσεις κατά τις προσομοιώσεις καναλιού

Έστω ότι η συνολική εκπεμπομένη ισχύς από τις κεραιές μετάδοσης είναι ίδια ανεξάρτητα από τον αριθμό των κεραιών. Αυτό σημαίνει ότι αν υπάρχουν παραπάνω από μία κεραιές μετάδοσης, τότε η ισχύς θα μοιράζεται μεταξύ των κεραιών αυτών. Εκτός και αν δηλωθεί διαφορετικά, είναι αποδεκτό επίσης ότι η στατιστική της διάλειψης από κάθε κεραιά μετάδοσης προς κάθε κεραιά λήψης είναι τα ίδια. Επιπλέον, θεωρείται ότι ο δέκτης έχει πλήρη γνώση του καναλιού και αν δε γίνει συγκεκριμένη αναφορά είναι επίσης αποδεκτό ότι το κανάλι είναι ασυσχέτιστο (uncorrelated).

Αν και οι παραπάνω υποθέσεις κατά την προσομοίωση φαίνονται ιδανικές, παρέχουν καμπύλες αναφοράς απόδοσης με τις οποίες γίνεται σύγκριση με τα αποτελέσματα γνωστών τεχνικών.

2.6 Προσομοίωση Monte Carlo

Η μέθοδος Monte Carlo είναι ευρέως γνωστή ως υπολογιστικοί αλγόριθμοι προσομοίωσης συμπεριφοράς διαφόρων φυσικών και μαθηματικών συστημάτων, καθώς και για άλλους υπολογισμούς. Στη συγκεκριμένη μελέτη, η μέθοδος Monte Carlo χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση της πιθανότητας μετάδοσης εσφαλμένου bit (bit error probability), της πιθανότητας μετάδοσης εσφαλμένου συμβόλου (symbol error probability) και της πιθανότητας μετάδοσης εσφαλμένου πακέτου (frame error probability) των συστημάτων χωροχρονικής κωδικοποίησης. Η πιθανότητα σφάλματος bit/σύμβολο/πλαίσιο (bit/symbol/frame) (BER/SER/FER) υπολογίζεται προσεγγιστικά από την Εξίσωση (2.4):

$$p_e = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N_e}{N} \quad (2.4)$$

όπου N_e ο συνολικός αριθμός σφαλμάτων και N ο συνολικός αριθμός μεταδιδόμενων bits/symbols/frames. Επειδή είναι αδύνατο να πραγματοποιηθεί μία προσομοίωση για άπειρη χρονική διάρκεια, το N είναι συνήθως ένας πολύ μεγάλος αριθμός. Η ακρίβεια των αποτελεσμάτων μπορούν να αξιολογηθούν από το διάστημα εμπιστοσύνης (confidence interval). Έχει αποδειχθεί ότι το διάστημα εμπιστοσύνης γίνεται μικρότερο (πιο ακριβές) όσο το N τείνει στο άπειρο.

Στην παρούσα εργασία το BER/SER/FER είναι πολύ μικρό, συνήθως μικρότερο του 10^{-3} , οπότε η διάρκεια προσομοίωσης πρέπει να είναι μεγάλη ώστε να επιτευχθούν έγκυρα αποτελέσματα αφού χρησιμοποιείται ένας απλός προσωπικός υπολογιστής. Επιπλέον, όσο μικραίνει το BER/SER/FER, τόσες περισσότερες επαναλήψεις είναι απαραίτητες για την επίτευξη της ίδιας ακρίβειας. Ο κώδικας σε MatLab επιτρέπει την επιλογή τόσο του μήκους πλαισίου όσο του αριθμού των πλαισίων, οπότε είναι δυνατή η επιλογή έγκυρου N για την εξαγωγή αξιόπιστων αποτελεσμάτων. Από την άλλη, για τις περιπτώσεις που σχολιάσθηκαν στην παράγραφο 2.3 θα προσομοιωθούν με $N=5000$ πακέτα συμβόλων, αν και μερικές φορές είναι αναγκαία η επιλογή μικρότερου αριθμού N εξαιτίας της μεγάλης χρονικής διάρκειας που θα είχαν μερικές προσομοιώσεις (ορισμένες μεγαλύτερης των 45 λεπτών).

РАНЕЕ НЕ ПЕРПА

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ STBCs

Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των διαφόρων προσομοιώσεων, οι οποίες πραγματοποιήθηκαν με το λογισμικό MATLAB. Στόχος αυτού του κεφαλαίου είναι να επιβεβαιωθούν οι αρχές κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης που παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 1. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν με τη μέθοδο που περιγράφηκε αναλυτικά στο Κεφάλαιο 2.

Στις προσομοιώσεις αυτές θεωρείται, εκτός αν αναφέρεται το αντίθετο, ότι τα αποτελέσματα αναφέρονται στην απόδοση της χωροχρονικής κωδικοποίησης σε κανάλια εξασθένισης Rayleigh, ότι ο αποδέκτης έχει τέλεια πληροφορία της κατάστασης του καναλιού - channel state information (CSI) και η εξασθένιση σήματος μεταξύ κεραίας μετάδοσης και κεραίας λήψης είναι αμοιβαία ανεξάρτητη (δεν υπάρχει συσχέτιση ανάμεσα στις κεραίες λήψης). Θεωρείται επίσης, ότι αποστέλλονται 5000 πακέτα των 130 συμβόλων ανά πακέτο. Είναι προφανές ότι ο αριθμός 5000 πακέτων κατά την προσομοίωση θα απέδιδε καλύτερα αποτελέσματα, αλλά κάτι τέτοιο δεν είναι εφικτό λόγω έλλειψης δομής (υπολογιστών). Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι μερικές προσομοιώσεις χρειάστηκαν πάνω από 45 λεπτά για να εκτελεστούν, οπότε ο μικρότερος αριθμός πακέτων ήταν απαραίτητος ώστε να μειωθεί ο χρόνος. Οποιαδήποτε μετατροπή των παραπάνω παραμέτρων αναφέρεται.

3.1 Κωδικοποίηση Alamouti σε σύγκριση με τεχνική MRC

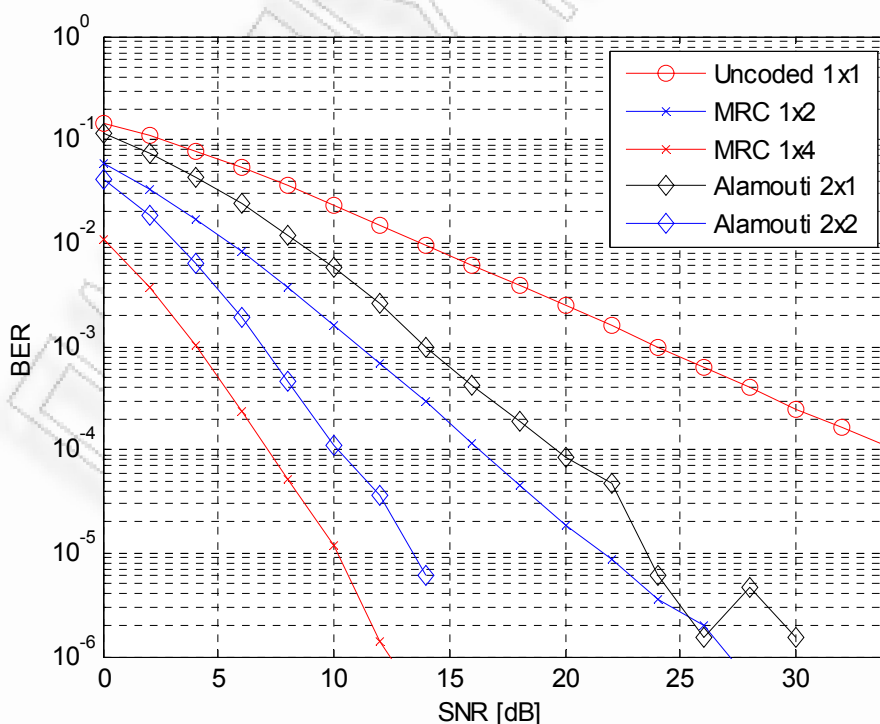
Αρχικά, θα ελεγχθεί ο πιο απλός Space-Time Block Code με την πρώτη κωδικοποίηση Alamouti, που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 2.2.1 και αναπαρίσταται στο Σχήμα 2.4, ο οποίος αποτελείται από 2 κεραίες μετάδοσης και μία κεραία λήψης. Για αυτό τον έλεγχο έγινε σύγκριση της STBC με την κλασική τεχνική της χωρικής διαφορικής λήψης (spatial diversity): τη Maximum Ratio Combining (MRC), που αποτελείται από μία κεραία μετάδοσης και 2

κεραίες λήψης. Έγινε επίσης σύγκριση του STBC με το σύστημα καναλιών SISO αποτελούμενο από μία κεραία μετάδοσης και μία κεραία λήψης που δεν παρέχει διαφορετική χωρική λήψη (spatial diversity).

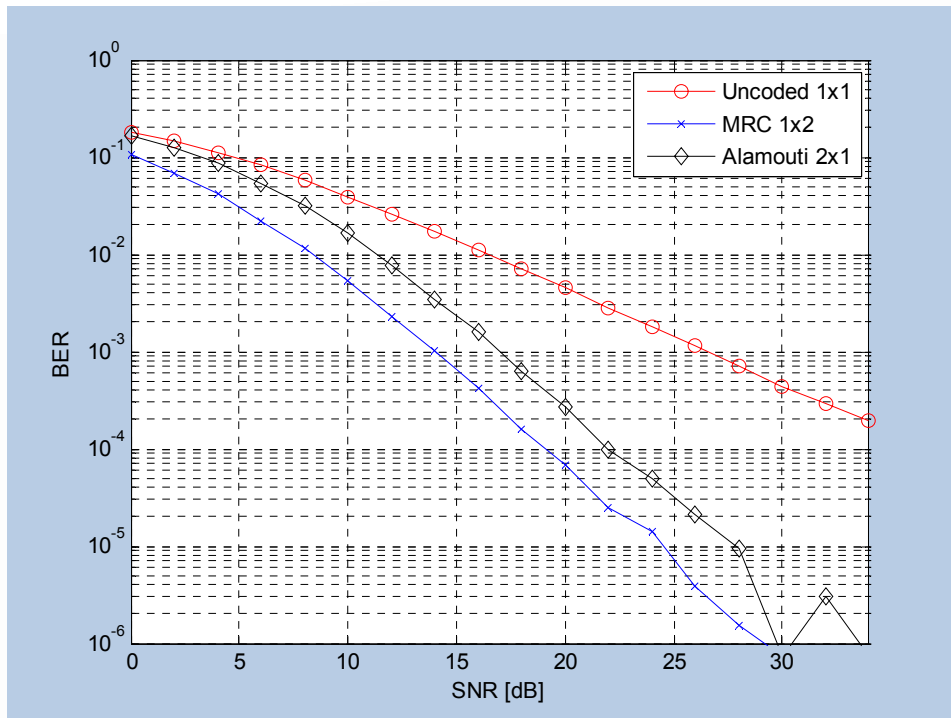
Υποθέτουμε επιπλέον ότι η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς από τις δύο κεραίες της διάταξης Alamouti είναι της ίδιας τάξης με την ισχύ που εκπέμπεται από τη μία κεραία μετάδοσης στη διάταξη διαφορετικής λήψης MRC και είναι κανονικοποιημένη στο 1. Για αυτό το λόγο, αν και οι καμπύλες παρουσιάζουν απόκλιση δεύτερης τάξεως, η κωδικοποίηση Alamouti πρέπει να έχει, θεωρητικά, 3 dB λιγότερα ανά κεραία από τη διάταξη MRC, όπως αναφέρεται στην παράγραφο 2.2.3. Παρόλα αυτά, όπως έχει ξανά επισημανθεί, σε μερικές περιπτώσεις το γεγονός αυτό είναι ωφέλιμο, αφού έχει σαν αποτέλεσμα την ανάγκη λιγότερων ενισχυτών ισχύος.

Η μείωση των 3 dB στην κωδικοποίηση Alamouti παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1, όπου απεικονίζεται ο ρυθμός μετάδοσης λανθασμένων bits (bit-error rate-BER) για MRC και Alamouti, με BPSK για διατάξεις 1×2, 2×1 και 2×2, 1×4. Παρατηρούμε ότι η κλίση των καμπυλών μεταξύ διατάξεων 1×2, 2×1 και 2×2, 1×4 είναι ίδια, το οποίο σημαίνει ότι το diversity gain είναι το ίδιο, εκτός από τη διαφορά των 3 dB λόγω της μικρότερης ισχύος εκπομπής. Τα αποτελέσματα του Σχήματος συμφωνούν με παρόμοια στη βιβλιογραφία [5].

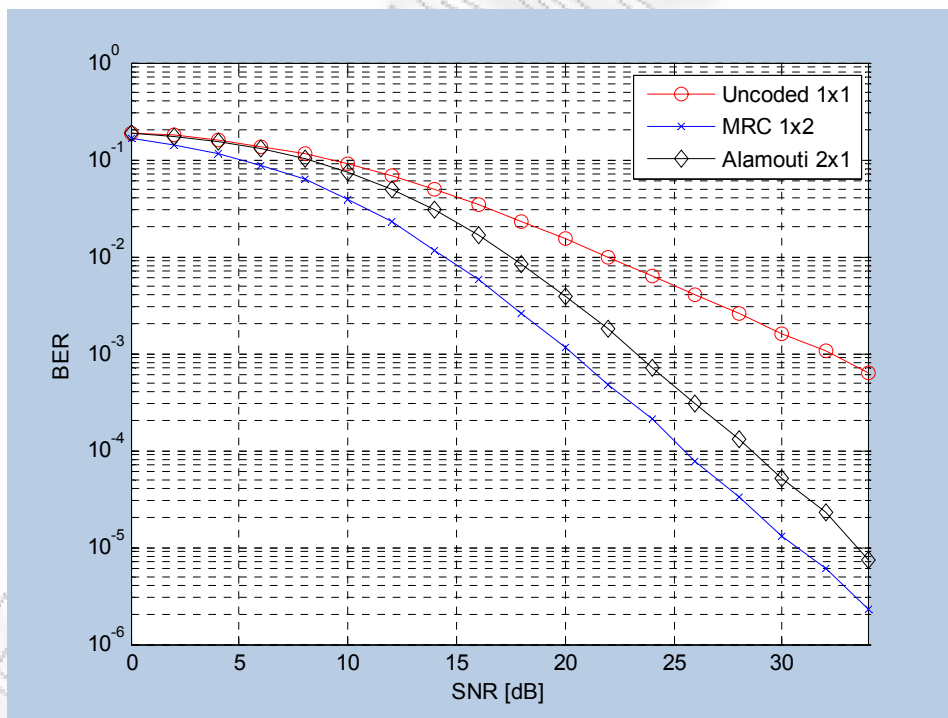
Επίσης το Σχήμα 3.2 συγκρίνει το BER για διατάξεις 1×2 και 2×1, με QPSK και 16-QAM constellations. Παρατηρούμε ότι η κλίση της καμπύλης του BER είναι ίδια, το οποίο σημαίνει ότι προσφέρουν το ίδιο διαφορετικό κέρδος.



Σχ. 3.1 Σύγκριση MIMO με MRC σε κανάλι Rayleigh με BPSK constellation

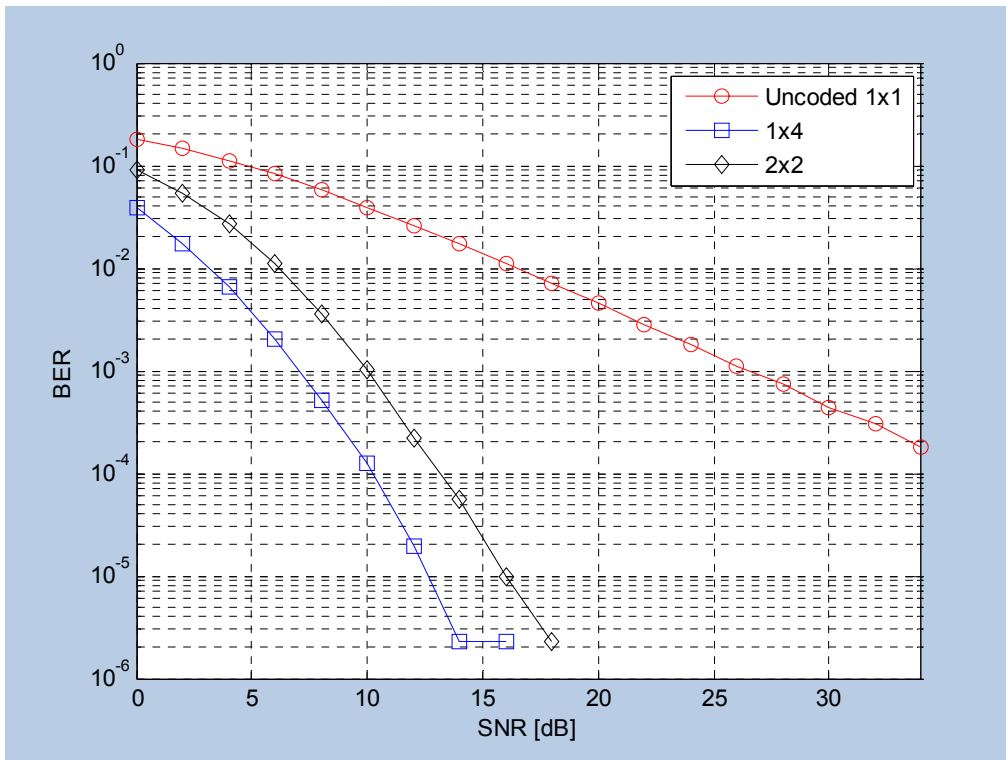


Σχ. 3.2a Σύγκριση Alamouti-MRC σε κανάλι Rayleigh με QPSK constellation

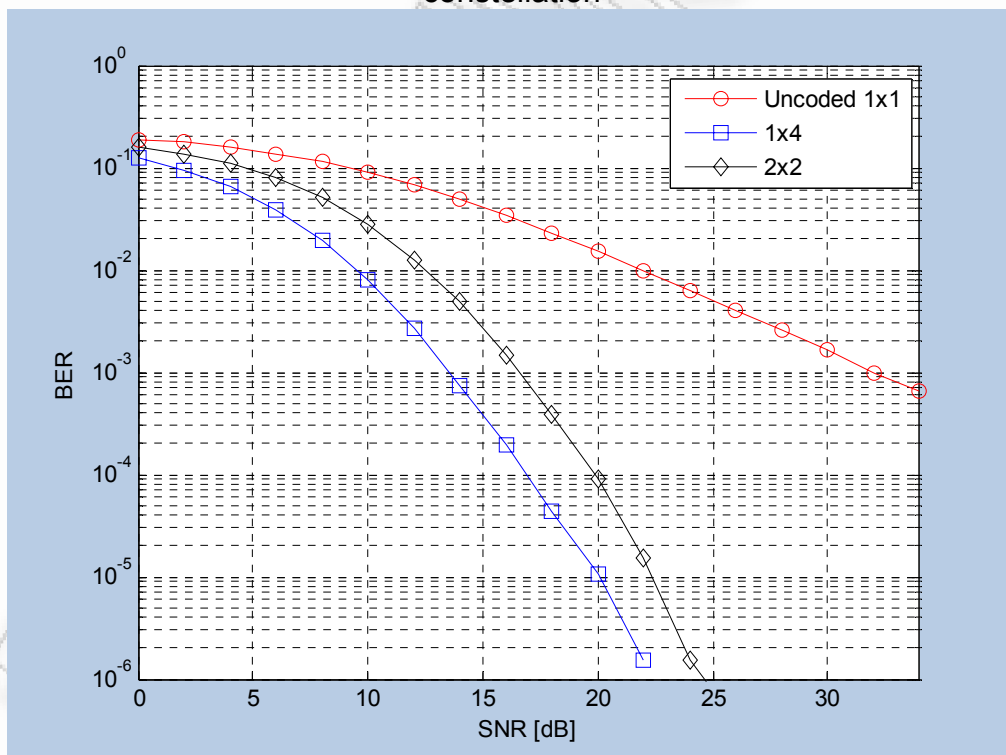


Σχ. 3.2b Σύγκριση Alamouti-MRC σε κανάλι Rayleigh με 16-QAM constellation

Για τις ίδιες διαμορφώσεις οι παρακάτω γραφικές παραστάσεις παρουσιάζουν το BER που επιτυγχάνεται με χωρική διαφορική λήψη τάξεως 4 (με MRC) συγκριτικά με εκείνη δεύτερης τάξεως 2 (με MIMO). Η συμπεριφορά των καμπυλών BER σημαίνει ότι με τις εν λόγω διατάξεις επιτυγχάνεται καλύτερο BER σε συνδυασμό με μικρότερο SNR.



Σχ. 3.3 Σύγκριση Alamouti (2x2) - MRC (1x4) σε κανάλι Rayleigh με QPSK constellation



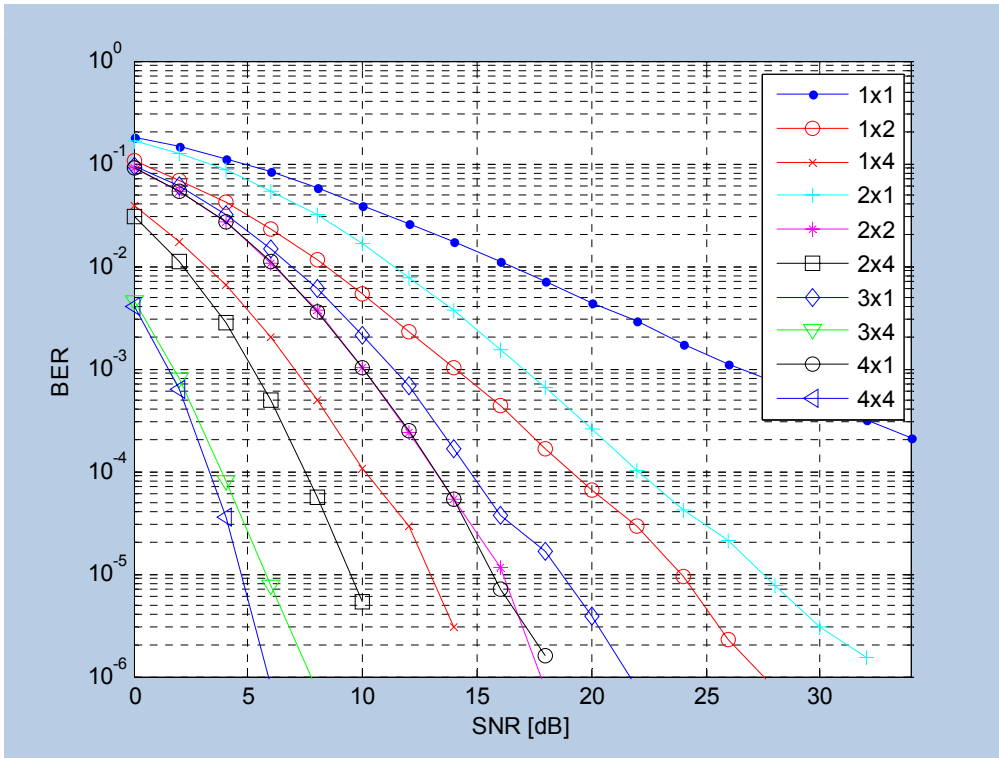
Σχ. 3.4 Σύγκριση Alamouti (2x2) - MRC (1x4). Κανάλι Rayleigh 16QAM constellation

3.2 Σύγκριση των Διαφόρων Χωροχρονικών Μπλοκ Κωδικοποιήσεων - STBCs

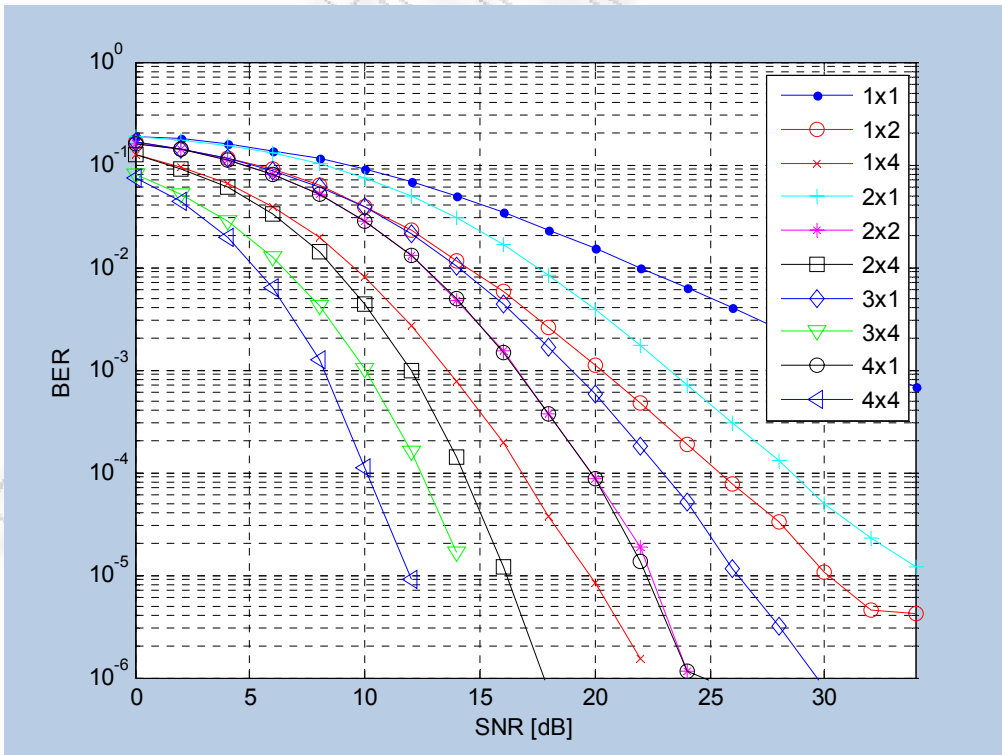
3.2.1 Γενική σύγκριση της επίδοσης των STBCs

Μετά τη σύγκριση της πιο απλής κωδικοποίησης STBC, την κωδικοποίηση Alamouti, θα παρουσιαστεί η σύγκριση μεταξύ άλλων κωδικοποιήσεων STBC. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα γίνεται δοκιμή με: 1×1 , 1×2 , 1×4 , 2×1 , 2×2 , 3×1 , 3×3 , 4×1 , 4×2 και 4×4 διατάξεις. Επαναλαμβάνεται η προσομοίωση με QPSK και 16-QAM constellations. Στα Σχ. 3.5 και 3.6 παρατηρούνται οι διαφορετικές συμπεριφορές αυτών των χωροχρονικών μπλοκ κωδικοποίησης. Σημειώνεται ότι αυτές είναι οι πρώτες προσομοιώσεις όπου δεν έχει συμπεριληφθεί η φασματική επίδοση. Αυτές οι παράμετροι συμπεριλαμβάνονται σε επόμενες προσομοιώσεις. Ωστόσο τα εν λόγω γραφήματα δίνουν μία συνοπτική εικόνα αυτής της τεχνικής.

Διαφάνεται λοιπόν, όπως ήταν αναμενόμενο, ότι όλες οι κωδικοποιήσεις βελτιώνουν το σύστημα SISO (1×1) και όσο υψηλότερη η τάξη της κωδικοποίησης, τόσο καλύτερα τα αποτελέσματα επιτυγχάνει η κωδικοποίηση. Συνεπώς, τα καλύτερα αποτελέσματα λαμβάνονται από το 4×4 σύστημα σύμφωνα και με το γεγονός ότι η κωδικοποίηση πετυχαίνει τάξη διαφορικότητας 16 ($n_{THR} = 4 \times 4 = 16$). Ακολουθώντας την ιδέα της μεγαλύτερης τάξης προκύπτει ότι τα 3×3 (τάξη 9) και 4×2 (τάξη 8) είναι τα επόμενα συστήματα που επιτυγχάνουν την καλύτερη απόδοση. Από την άλλη πλευρά, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη το γεγονός ότι τα επίπεδα της συνολικά εκπεμπόμενης ισχύος είναι ίδια για όλες τις κωδικοποιήσεις και δεν εξαρτώνται από τον αριθμό των κεραιών, αφού η συνολική ισχύς εκπομπής διαιρείται μεταξύ των κεραιών μετάδοσης.



Σχ. 3.5 Σύγκριση των διαφόρων STBC. Κανάλι Rayleigh με διαμόρφωση QPSK



Σχ. 3.6 Σύγκριση των διαφόρων STBCs σε Rayleigh κανάλι με 16QAM constellation.

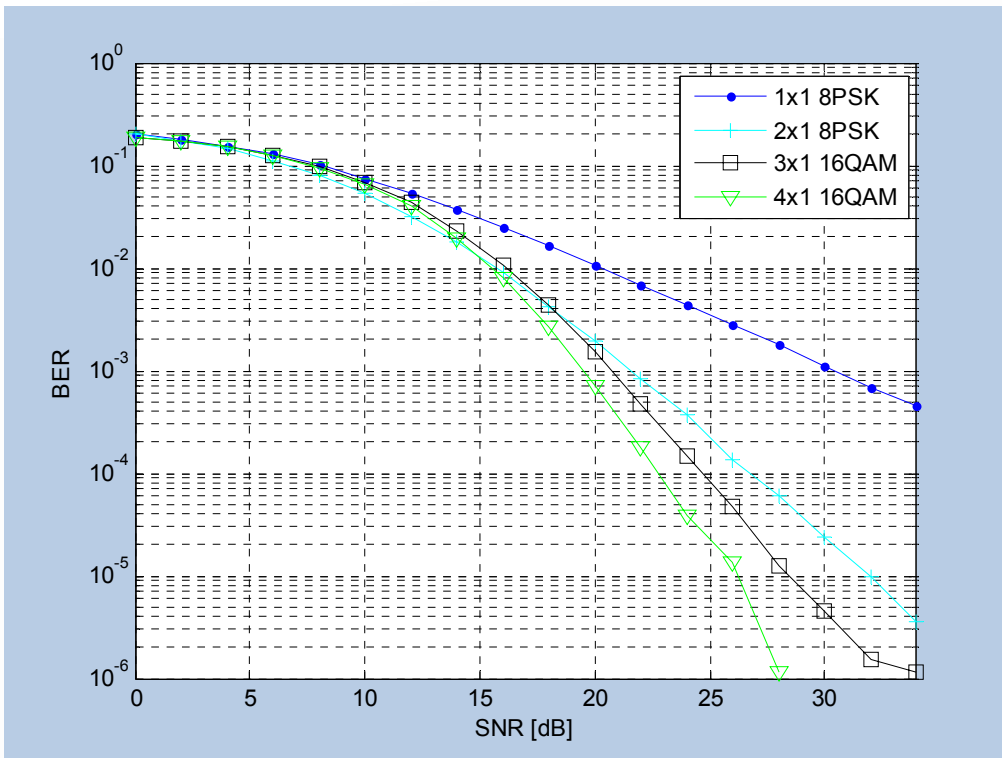
Για τις περιπτώσεις των 3 και 4 κεραιών μετάδοσης χρησιμοποιήθηκαν οι κώδικες \mathcal{G}_3 και \mathcal{G}_4 . Μερικές περιπτώσεις αφορούν διάταξη 1x2 που φαίνεται να έχει καλύτερη απόδοση με χαμηλό SNR από ότι άλλες διατάξεις με κύριες τάξεις (major order) όπως 3x1, 4x1 ή 2x2, αλλά όταν έχουμε μεγαλύτερο SNR αυτό αλλάζει. Αυτό συμβαίνει καθαρά λόγω υψηλότερης διαφορικότητας μετάδοσης (transmitting diversity).

Όπως έχει ήδη αναφερθεί παραπάνω, αυτά τα γραφήματα δεν είναι κατάλληλα για σύγκριση μεταξύ των STBC επειδή δεν έχει συμπεριληφθεί η απόδοση φάσματος, η οποία σε μερικές διατάξεις είναι της τάξης του 1 bit/s/Hz και σε άλλες 3 bit/s/Hz. Στο επόμενο κεφάλαιο θα ελεγχθούν οι διάφοροι STBC ανάλογα με την απόδοση φάσματος.

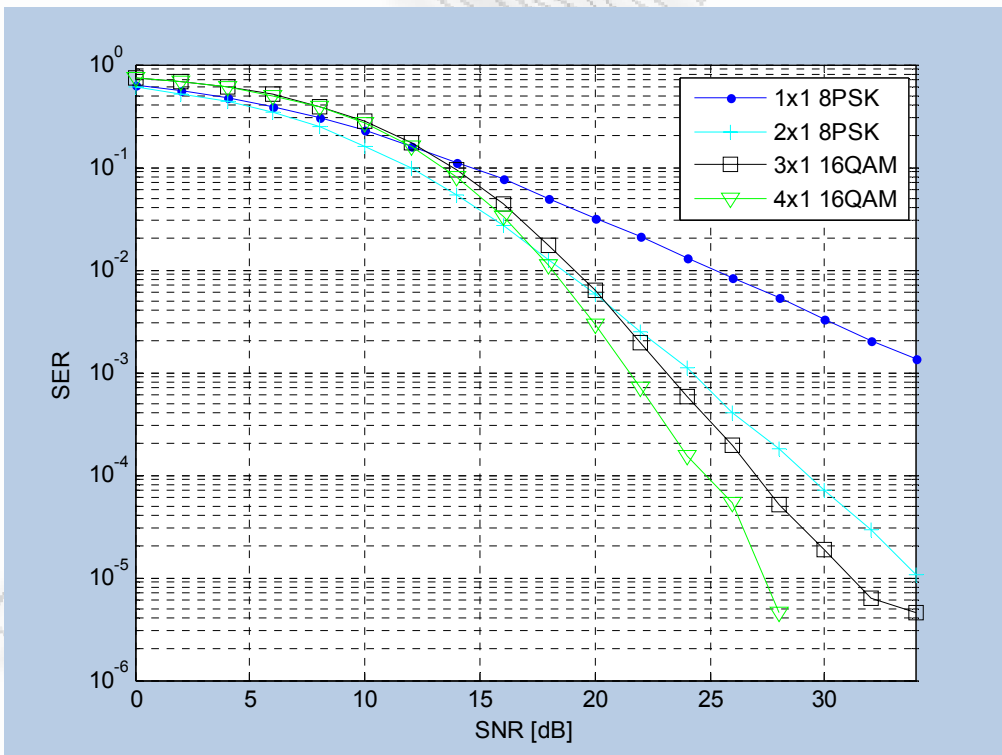
3.2.2 Σύγκριση εξαρτώμενη από την φασματική απόδοση

Κατά την εξέλιξη των κινητών επικοινωνιών η σημαντική αποστολή ήταν πάντα η επίτευξη υψηλής φασματικής απόδοσης. Σε αυτή την προσομοίωση γίνεται σύγκριση των STBC με φασματική απόδοση 1 bit/s/Hz, 2 bit/s/Hz και 3 bit/s/Hz. Κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων μεταβάλλεται το είδος της διαμόρφωσης και το μέγεθος των κωδικών, με σταθερή τη φασματική απόδοση ώστε να είναι έγκυρη η σύγκρισή τους. Παρουσιάζονται τα γραφήματα του Ρυθμού Εμφάνισης Λανθασμένων Bit (BER) καθώς και του Ρυθμού Εμφάνισης Λανθασμένων Συμβόλων (SER), παρά το γεγονός ότι σχολιάζονται μόνο τα γραφήματα BER αφού είναι παρόμοια.

Η περίπτωση των 3 bit/s/Hz και με μεταβλητό αριθμό κεραιών μετάδοσης απεικονίζεται στις Εικόνες 3.7 και 3.8. Για δύο κεραιές μετάδοσης με Alamouti κωδικοποίηση με πλήρους ρυθμού κωδικοποίηση και τέσσερες κεραιές μετάδοσης πρέπει να χρησιμοποιηθούν 8PSK, 3bits ανά σύμβολο, με φασματική απόδοση 3 bit/s/Hz. Για τρεις και τέσσερις κεραιές μετάδοσης χρησιμοποιούνται πίνακες \mathcal{H}_3 και \mathcal{H}_4 που οδηγούν σε ρυθμό 3/4, και κανάλι 16QAM, 4 bit/symbol και απόδοση ξανά 3 bit/s/Hz.



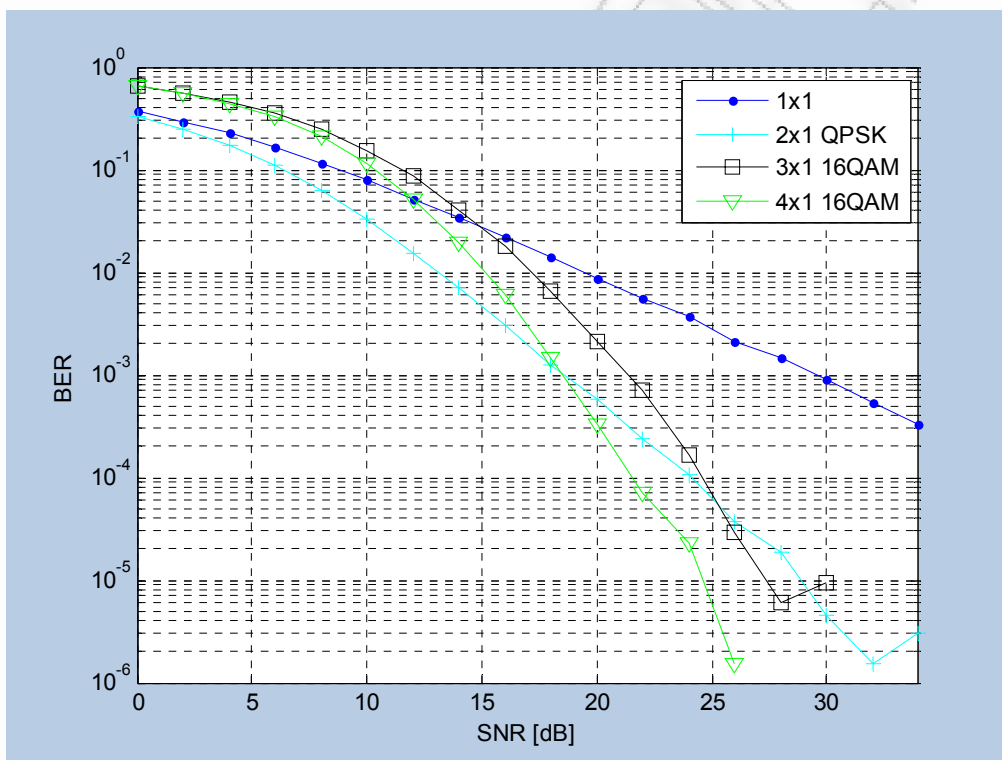
Σχ. 3.7 BER για STBC με φασματική απόδοση 3 bit/s/Hz με μία κεραία λήψης.



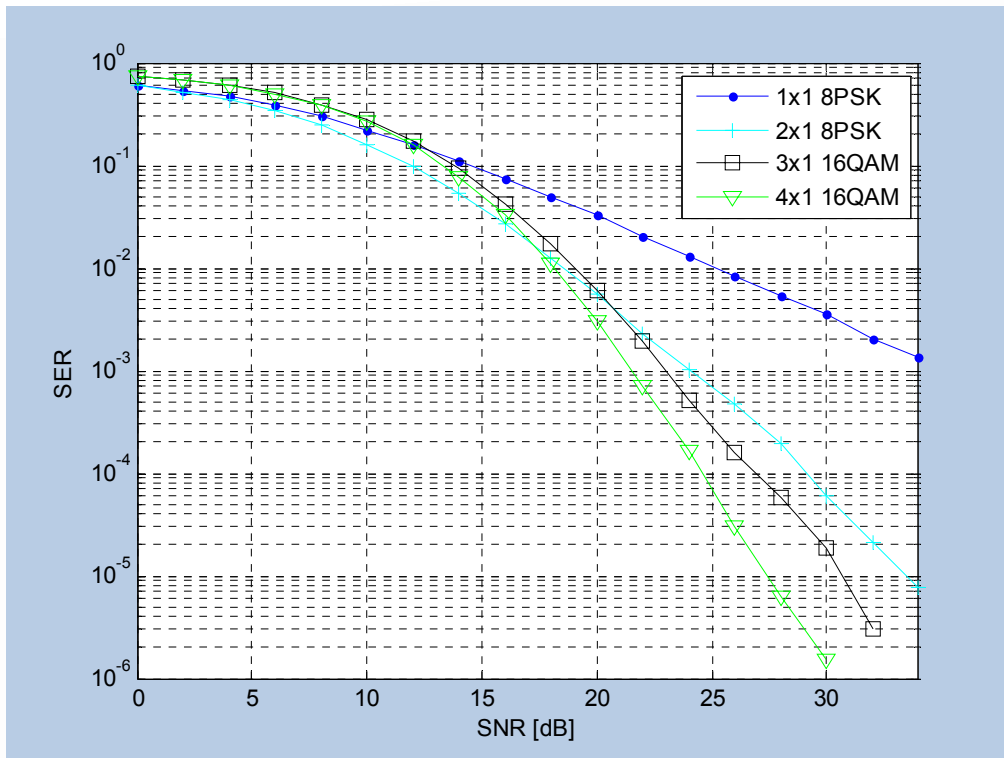
Σχ. 3.8 SER για STBC με φασματική απόδοση 3 bit/s/Hz με μία κεραία λήψης.

Στο Σχ. 3.7 παρατηρείται ότι για BER των 10^{-5} και κωδικοποίηση 4x1 έχει καλύτερη απόδοση κατά περίπου 6dB και 3.5dB σε σχέση με κωδικοποίηση 2x1 και 3x1 αντίστοιχα.

Στη συνέχεια, εξετάζεται η περίπτωση απόδοσης φάσματος 2bit/s/Hz, με δύο, τρεις και τέσσερις κεραίες μετάδοσης και **μία** κεραία λήψης σε κανάλι εξασθένισης Rayleigh. Παρατηρείται ότι με δύο κεραίες μετάδοσης και διαμόρφωση QPSK εξασφαλίζεται η νέα φασματική απόδοση. Για τρεις και τέσσερις κεραίες χρησιμοποιούνται πίνακες Γ_3 και Γ_4 αντίστοιχα, οπότε και επιτυγχάνεται ρυθμός κωδικοποίησης 1/2, με χρήση διαμόρφωσης 16QAM. Η σύγκριση της επίδοσης με κωδικοποίηση QPSK σχεδιάζεται και παρουσιάζεται στα Σχήματα 3.9 και 3.10. Σημειώνεται ότι για BER 10^{-5} το κέρδος για τέσσερις κεραίες είναι περίπου 4 dB στην κωδικοποίηση με δύο κεραίες μετάδοσης και 3dB με τρεις κεραίες μετάδοσης. Για υψηλότερες τιμές BER αυτές οι διαφορές είναι μεγαλύτερες. Αυτό συμβαίνει καθαρά λόγω μεγαλύτερης διαφορικότητας μετάδοσης.

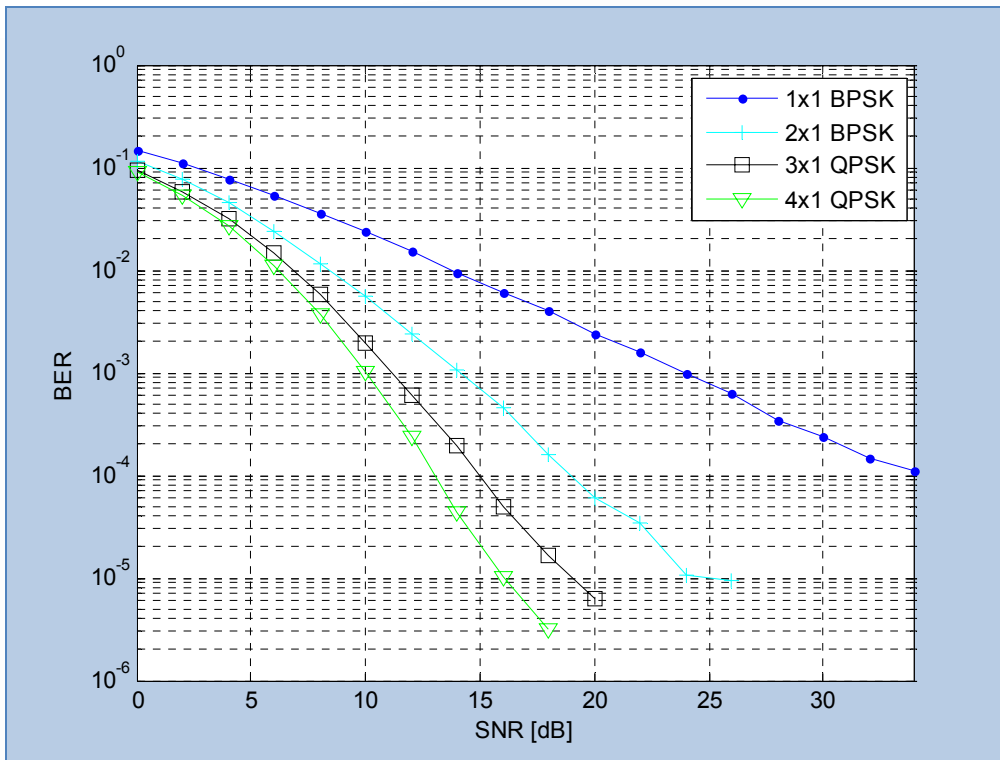


Σχ. 3.9 BER για STBC στα 2 bit/s/Hz με μία κεραία λήψης

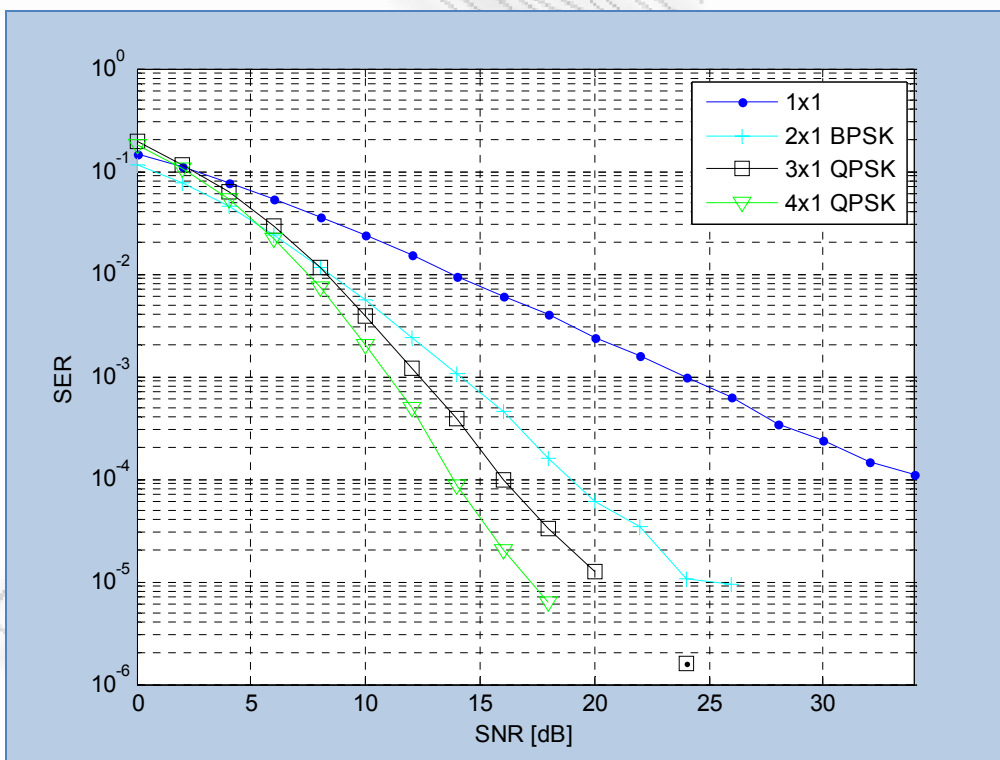


Σχ. 3.10 SER για STBC στα 2 bit/s/Hz με μία κεραία λήψης.

Τέλος, εξετάζεται η συμπεριφορά με φασματική απόδοση στα 1 bit/s/Hz. Κάτι τέτοιο προϋποθέτει τη χρήση της κωδικοποίησης Alamouti με διαμόρφωση BPSK και κώδικες Γ_3 και Γ_4 ρυθμού 1/2 με διαμόρφωση QPSK, για δύο, τρεις και τέσσερις κεραίες μετάδοσης αντίστοιχα. Η συμπεριφορά μη κωδικοποιημένου BPSK παρατίθεται για σύγκριση. Σημειώνεται στο Σχήμα 3.11 ότι το BER 10^{-5} με ρυθμό 1/2 σε 4x1 QPSK κωδικοποίηση Γ_4 αποδίδει περίπου 10dB κέρδος σε σχέση με την πλήρους ρυθμού 2x1 BPSK κωδικοποίηση Alamouti και περίπου 3dB όσον αφορά σε ρυθμού 1/2 3x1 QPSK κωδικοποίησης Γ_3 . Πάλι αυτό είναι αποτέλεσμα της υψηλότερης διαφορικότητας μετάδοσης του συστήματος τεσσάρων κεραιών.



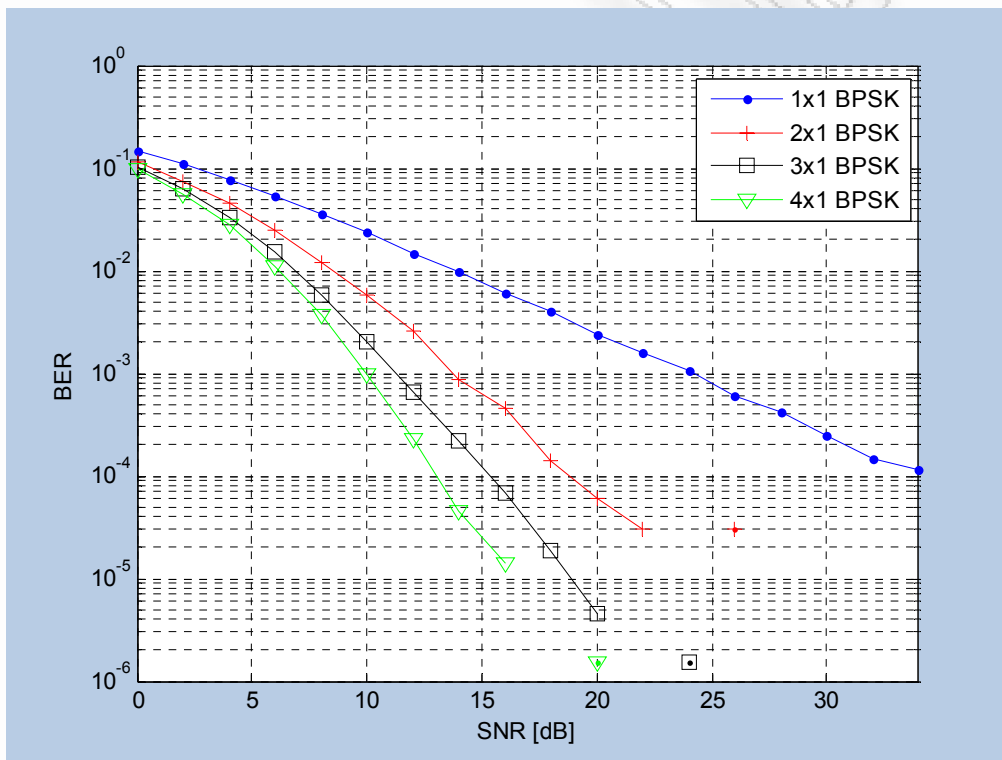
Σχ. 3.11 BER για STBC με φασματική απόδοση 1 bit/s/Hz με μία κεραία λήψης.



Σχ. 3.12 SER για STBC με φασματική απόδοση 1 bit/s/Hz με μία κεραία λήψης.

3.2.3 Σύγκριση των STBCs για πραγματικά constellations

Στην παράγραφο 2.2.2 έγινε αναφορά σε πραγματικά διαγράμματα χώρου σημάτων (real constellations), όπως BPSK, με τα οποία είναι δυνατό να επιτευχθούν πλήρεις ρυθμού κωδικοποιήσεις χρησιμοποιώντας παραπάνω από δύο κεραιές μετάδοσης και ταυτόχρονα διατηρώντας την ορθογωνιότητα των κωδικών. Αυτές είναι οι περιπτώσεις των κωδικών των πινάκων Σ_2 , Σ_3 , Σ_4 , Σ_5 , Σ_6 , Σ_7 και Σ_8 , που παρουσιάζονται στην παράγραφο 2.2.2. Έχουν πραγματοποιηθεί οι σχετικές προσομοιώσεις για τις περιπτώσεις των δύο, τριών και τεσσάρων κεραιών μετάδοσης, χρησιμοποιώντας κώδικες Σ_2 , Σ_3 και Σ_4 , αντίστοιχα, και με BPSK constellation. Είναι προφανές ότι όλοι οι κώδικες αποδίδουν την ίδια φασματική απόδοση του 1 bit/s/Hz. Τα αποτελέσματα αυτά εμφανίζονται στο Σχήμα 3.13.

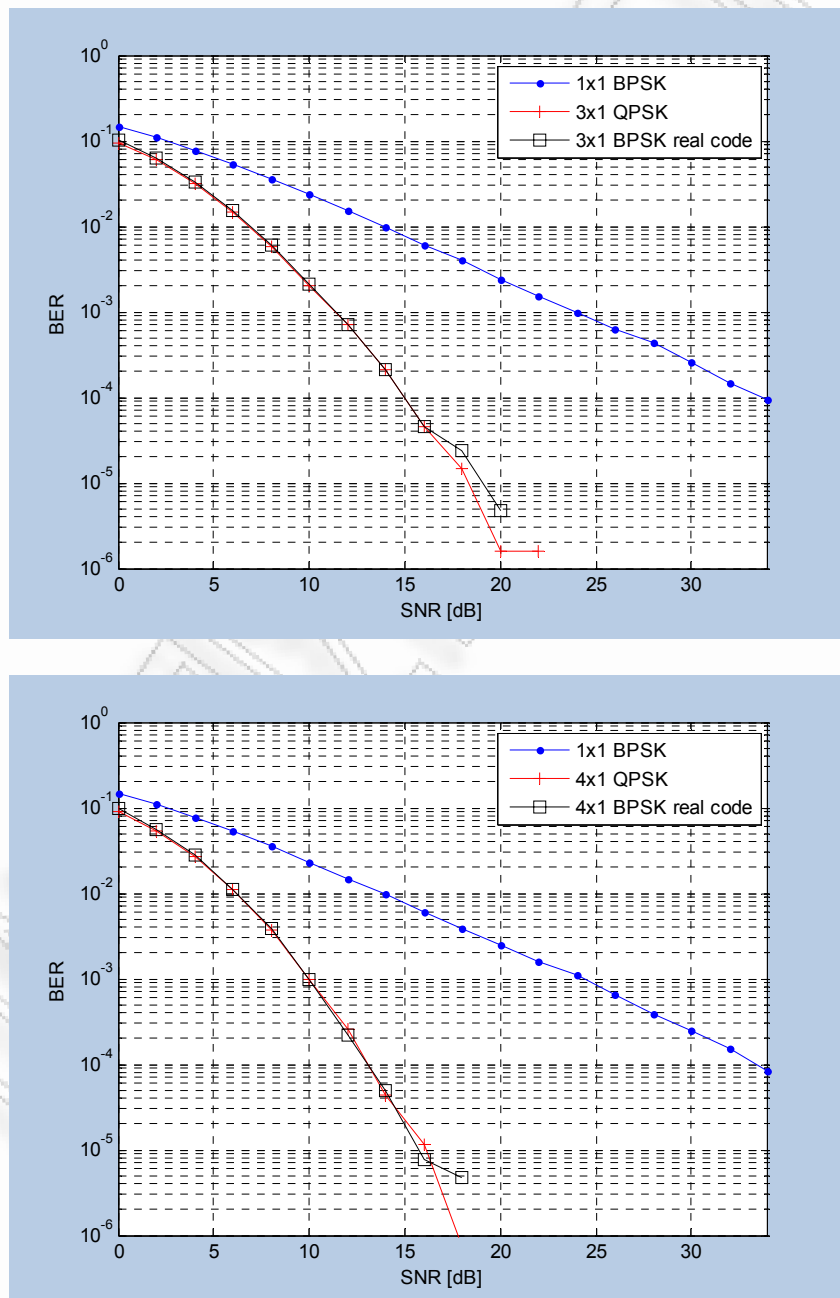


Σχ. 3.13 Σύγκριση διαφόρων πραγματικών STBC κωδικοποιήσεων με BPSK.

Όπως είναι αναμενόμενο, ο κώδικας 4×1 πετυχαίνει καλύτερη συμπεριφορά λόγω της υψηλής διαφορικής μετάδοσης. Με BER 10⁻⁴ ο κώδικας 4x1 κερδίζει περίπου 2dB σε σχέση με τον κώδικα 3×1 και 6dB με τον κώδικα 2×1.

Τέλος, γίνεται σύγκριση μεταξύ πραγματικών και μιγαδικών STBC. Στην περίπτωση δύο κεραιών μετάδοσης χρησιμοποιώντας κώδικες Γ_2 και Σ_2 , η συμπεριφορά είναι ισοδύναμη αφού η ίδια μήτρα μετάδοσης χρησιμοποιείται για BPSK μετάδοση. Οι περιπτώσεις των τριών και τεσσάρων κεραιών είναι αρκετά όμοιες. Οι Γ_3 και Γ_4 έχουν την ίδια δομή με τις Σ_3 και Σ_4 , μόνο που οι τελευταίες

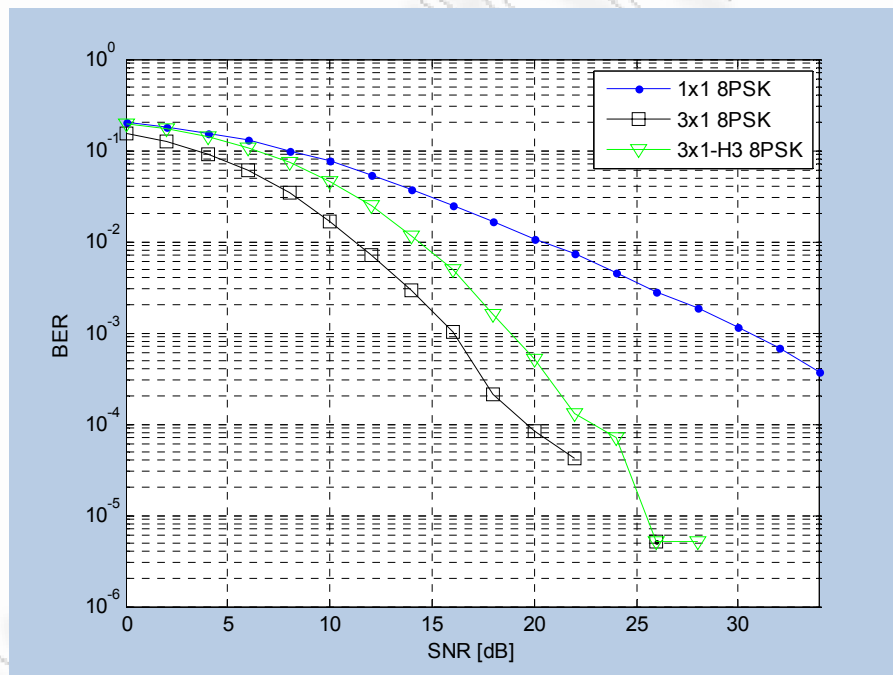
πετυχαίνουν πλήρης κωδικοποίηση σε αντίθεση με τις προηγούμενες που φτάνουν μόνο ρυθμό 1/2 αφού οι μήτρες περιέχουν και μιγαδικά μέρη. Όπως διακρίνεται στα γραφήματα του Σχήματος 3.14, η επίδοση της πραγματικής και της μιγαδικής διάταξης είναι η ίδια. Η χρησιμοποίηση της QPSK διαμόρφωσης για τα μιγαδικά σήματα γίνεται ώστε να επιτευχθεί φασματική απόδοση 1bit/s/Hz. Ωστόσο, με τα πραγματικά STBC υπάρχει βελτίωση στα αποτελέσματα καθυστέρησης (delay effects) αφού χρειάζονται μόνο 4 περίοδοι για την αποκωδικοποίηση, ενώ για τα μιγαδικά STBC χρειάζονται 8. Επίσης, τα πραγματικά STBC έχουν λιγότερη πολυπλοκότητα, αφού χρειάζονται λιγότεροι υπολογισμοί για την κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση.

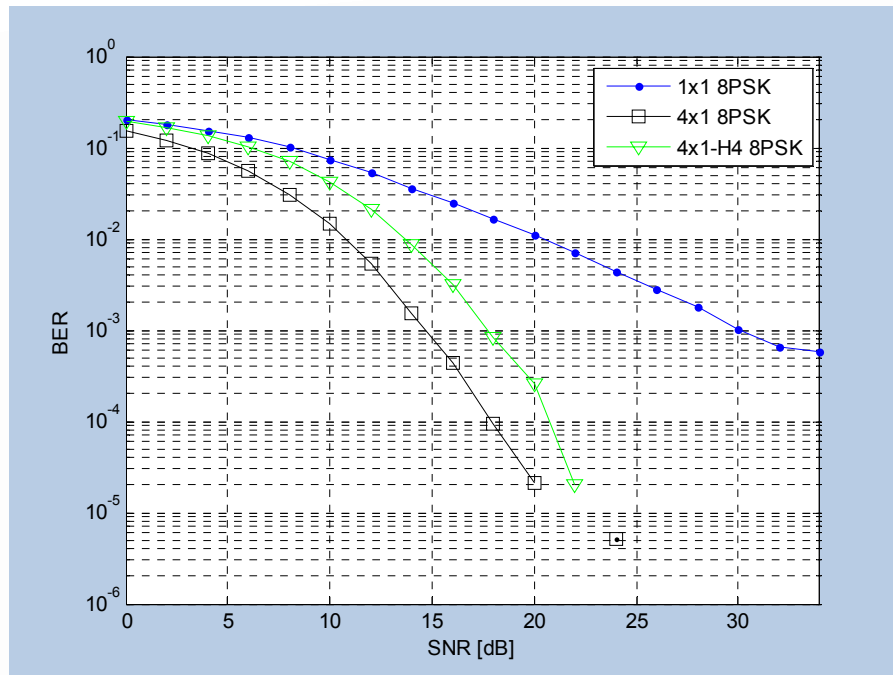


Σχ. 3.14 Σύγκριση πραγματικών και μιγαδικών constellations στα 1 bit/s/Hz.

3.2.4 Σύγκριση μεταξύ πινάκων Γ και Η

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστεί η συμπεριφορά μεταξύ των κωδικών των πινάκων Γ και Η, όπως αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 2.2.4. Αν και ο κώδικας Γ καθώς και ο Η χρησιμοποιούν τον ίδιο αριθμό κεραιών μετάδοσης (τρεις ή τέσσερις), οι κώδικες Η πετυχαίνουν υψηλότερες φασματικές αποδόσεις αφού έχουν και υψηλότερους ρυθμούς κωδικοποίησης, $3/4$ αντί $1/2$ των πινάκων Γ. Στο Σχήμα 3.15 παρατηρείται ότι οι κώδικες Η έχουν 3dB λιγότερο κέρδος από τους κώδικες Γ, αλλά πετυχαίνουν υψηλότερες φασματικές αποδόσεις. Στο παράδειγμα αυτό χρησιμοποιώντας διαμόρφωση 8PSK οι κώδικες Γ αποδίδουν 1.5 bit/s/Hz ενώ οι Η έχουν 2.25 bit/s/Hz . Επίσης αν χρησιμοποιηθούν πίνακες Η επιτυγχάνεται και βελτίωση σε όρους καθυστέρησης, έχουν όμως το μειονέκτημα της αυξημένης πολυπλοκότητας.





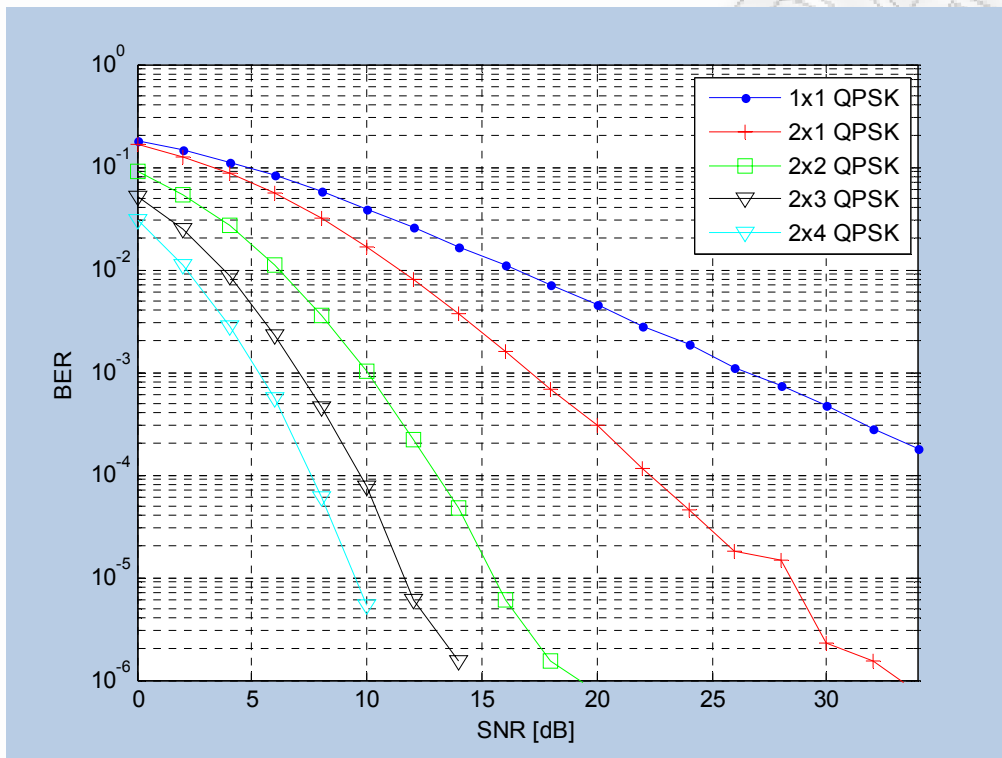
Σχ. 3.15 Σύγκριση μεταξύ πινάκων Γ και Η.

3.3 Σύγκριση επίδοσης με διαφορετικό αριθμό κεραιών δέκτη ή/και πομπού

Όπως έχει προαναφερθεί οι χωροχρονικές μπλοκ κωδικοποιήσεις έχουν την δυνατότητα να πετύχουν χωρικό διαφορικό κέρδος ίσο με $n_T * n_R$, όπου n_T είναι οι κεραιές μετάδοσης και n_R οι κεραιές λήψης. Η μέχρι τώρα μελέτη μας επικεντρώθηκε σε περιπτώσεις διαφορετικών κατηγοριών STBC με μία μόνο κεραιά λήψης. Σε αυτές τις περιπτώσεις επιτυγχάνεται μόνο διαφορικό κέρδος της τάξης του n_T . Επίσης, στις προηγούμενες ενότητες συζητήθηκαν τα πλεονεκτήματα της ύπαρξης διαφορικότητας στον πομπό αντί του δέκτη. Ωστόσο, ακόμη και όταν αυξάνεται η πολυπλοκότητα και το κόστος των απομακρυσμένων μονάδων, είναι δυνατή η προσθήκη επιπλέον κεραιών στον δέκτη ώστε να επιτυγχάνεται μεγαλύτερο κέρδος διαφορικής λήψης και παραπέρα βελτίωση της πιθανότητας ψηφιακού σφάλματος.

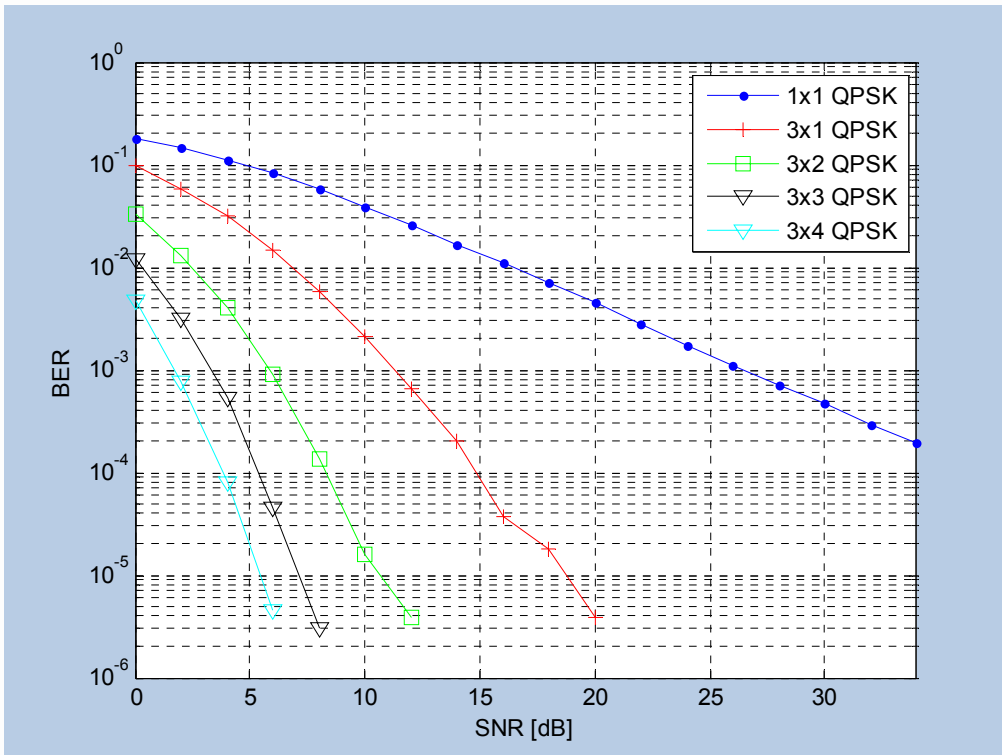
Για τις προσομοιώσεις έχουν επιλεγεί κωδικοποιήσεις με πίνακες Γ_2 , Γ_3 , και Γ_4 , οι οποίες έχουν ρυθμό κωδικοποίησης $\frac{1}{2}$. Θα μπορούσαμε βέβαια να χρησιμοποιήσουμε και άλλου τύπου κωδικοποιήσεις. Οι προσομοιώσεις υλοποιούνται με την αποστολή 5000 πλαισίων με 130 σύμβολα ανά πλαίσιο σε κανάλι με διάλειαση Rayleigh, όπου οι STBCs παρέχουν προστασία απέναντι στις επιπτώσεις του καναλιού. Επιλέγεται η χρήση της QPSK διαμόρφωσης, είναι όμως δυνατή και η χρήση οποιασδήποτε άλλης διαμόρφωσης.

Στο Σχήμα 3.16 απεικονίζονται οι επιδόσεις του BER με **δύο** κεραιές μετάδοσης και με μία, δύο, τρεις, και τέσσερις κεραιές λήψης. Για BER της τάξης του 10^{-4} το 2x2 σύστημα έχει περίπου 9dB κέρδος σε σχέση με το 2x1 σύστημα. Αυτό συμβαίνει εξαιτίας της τάξης διαφορικότητας 4 αντί 2. Τα 2x3 και 2x4 συστήματα έχουν κέρδος περίπου 12 και 14 dB, αντίστοιχα, σε σχέση με το 2x1 σύστημα. Αυτό είναι αναμενόμενο λόγω του μεγαλύτερο διαφορικού κέρδους που είναι 6 στο 2x3 σύστημα και 8 στο 2x4.

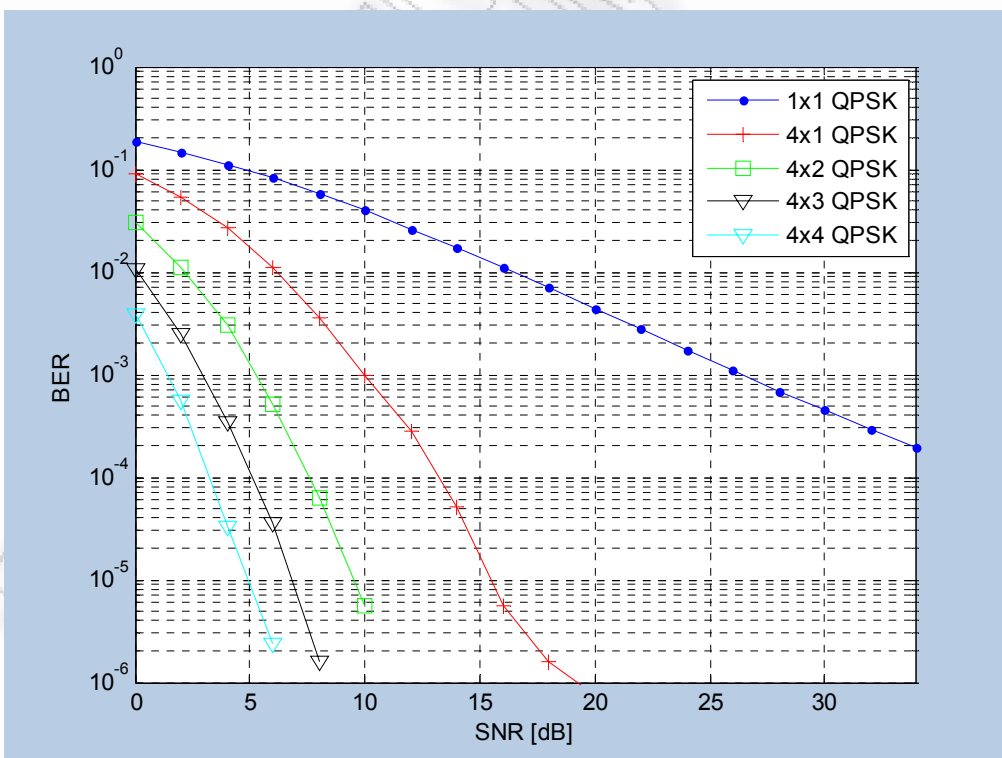


Σχ. 3.16 Αποτελέσματα επίδοσης για 2 κεραιές μετάδοσης με QPSK

Με 3 και 4 κεραιές μετάδοσης παρατηρείται παρόμοια συμπεριφορά. Στο Σχήμα 3.17 φαίνεται ότι για BER 10^{-4} το σύστημα 3x4 έχει περίπου 2 dB, 5 dB, και 11 dB κέρδος σε σχέση με τα συστήματα 3x3, 3x2, και 3x1, αντίστοιχα. Τέλος στο Σχήμα 3.18 στο γράφημα των τεσσάρων κεραιών μετάδοσης παρατηρείται καλύτερο κέρδος στο 4x4 σύστημα της τάξης των 2 dB, 3.25 dB, και 10 dB σε σχέση με τα συστήματα 4x3, 4x2, και 4x1, αντίστοιχα. Παρόμοια με την περίπτωση των δύο κεραιών μετάδοσης, η βελτίωση αυτή οφείλεται στην υψηλότερη τάξη διαφορικότητας. Αν συγκριθεί η μέγιστη τάξη διαφορικότητας ($4 \times 4 = 16$) με την μικρότερη ($1 \times 1 = 1$), η διαφορά είναι σχεδόν 30 dB για BER 10^{-4} . Φαίνεται επίσης ότι όσο η διαφορά των συστημάτων σε τάξη διαφορικότητας είναι μεγαλύτερη, τόσο το διαφορικό κέρδος είναι μεγαλύτερο. Δηλαδή η διαφορά μεταξύ των περιπτώσεων 4x1 και 4x2 είναι μεγαλύτερη από αυτή των περιπτώσεων 4x3 και 4x4 επειδή με 4x2 σύστημα η διαφορικότητα είναι διπλάσια αυτής του συστήματος 4x1 (8 έναντι 4) ενώ μεταξύ των 4x4 και 4x3 είναι μόνο κατά 16/12 ($4/3$) φορές μεγαλύτερη.



Σχ. 3.17 Αποτελέσματα επίδοσης για τρεις κεραιές μετάδοσης με QPSK.

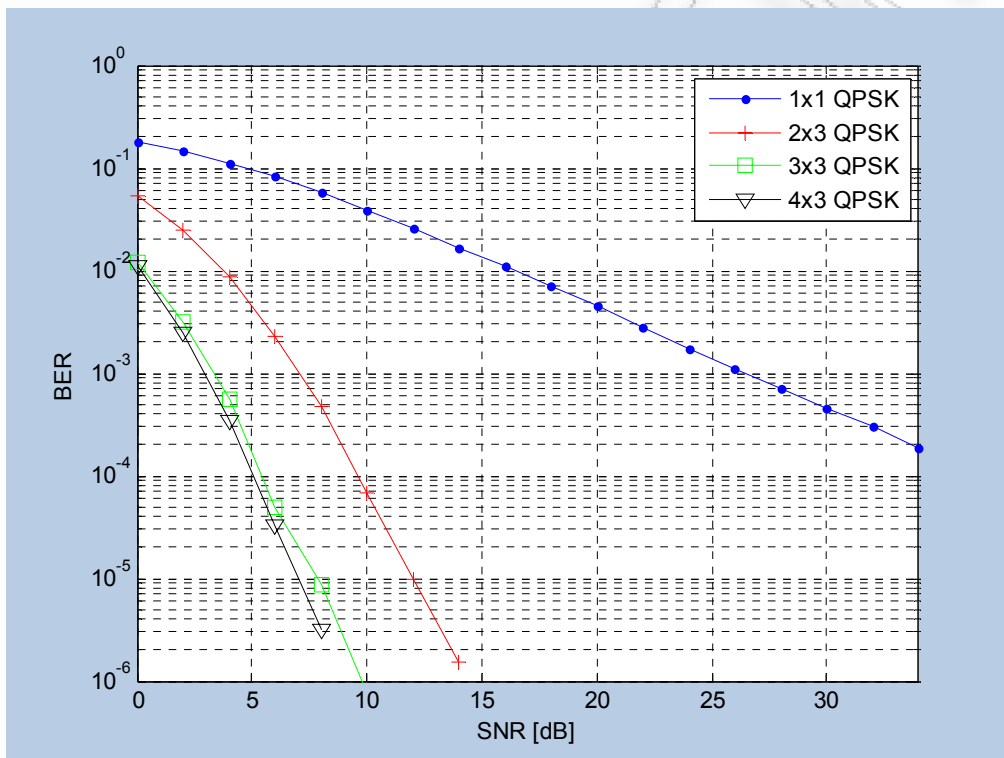


Σχ. 3.18 Αποτελέσματα επίδοσης για 4 κεραιές μετάδοσης με BPSK.

Πρέπει να προστεθεί ότι παρόλο το κόστος προσθήκης κεραιών σε κινητές μονάδες και την μεγαλύτερη πολυπλοκότητα του δέκτη σε αυτές, συνεχίζεται η

χρήση των ίδιων τεχνικών αποκωδικοποίησης και των ίδιων πινάκων κωδικοποίησης. Με άλλα λόγια, ο μεταδότης είναι ο ίδιος ανεξάρτητα από τον αριθμό των κεραιών λήψης.

Στο Σχήμα 3.19, παρουσιάζονται οι επιδόσεις του BER με **τρεις** κεραιές λήψης και για διαφορετικό αριθμό κεραιών μετάδοσης. Τα αποτελέσματα είναι αναμενόμενα, αφού όσο μεγαλύτερη είναι η τάξη της διαφορικότητας τόσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος. Στο Σχήμα 3.19 φαίνονται τα αποτελέσματα, κέρδος (coding gain) με τέσσερις κεραιές μετάδοσης περίπου 1dB και 5dB σε σχέση με τρεις και δύο κεραιές μετάδοσης, αντίστοιχα.

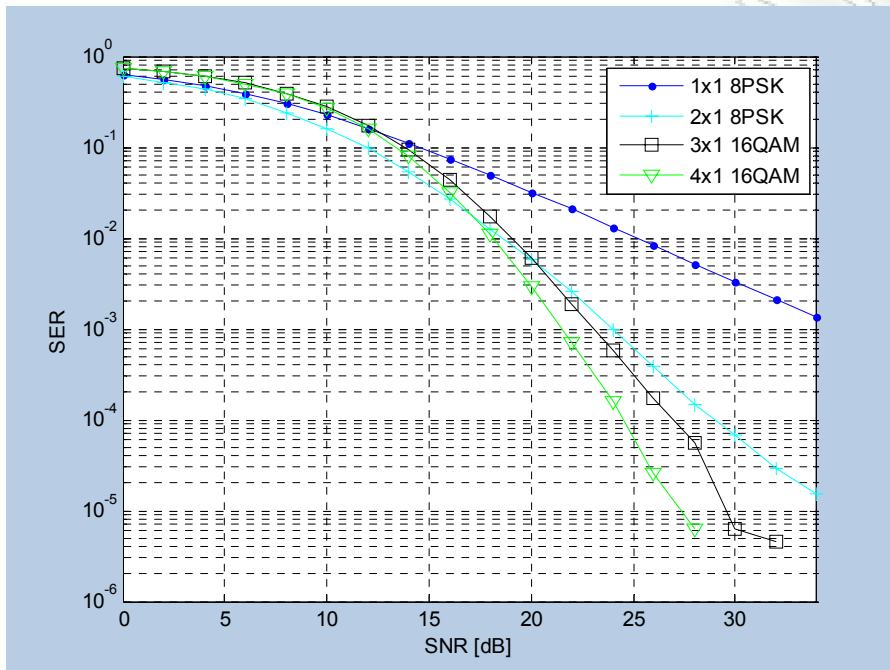


Σχ. 3.19 Αποτελέσματα επίδοσης για 3 κεραιές λήψης με QPSK

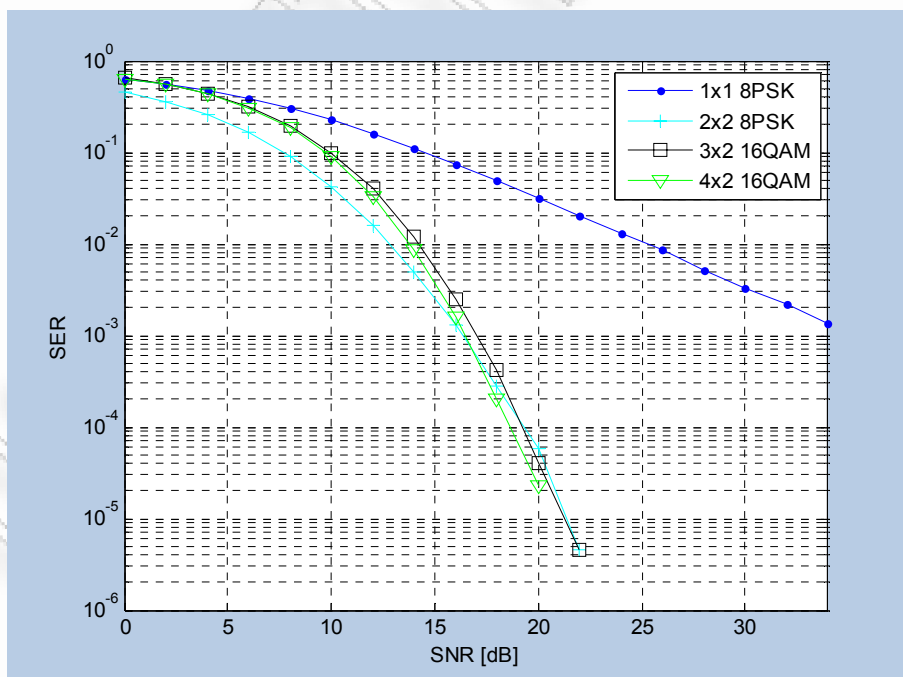
Τα παραπάνω αποτελέσματα αντιστοιχούν σε περιπτώσεις όπου δεν έχει ληφθεί υπόψη η φασματική απόδοση του κάθε συστήματος. Συνεπώς όπως φαίνεται στο τελευταίο γράφημα, το 2x3 σύστημα έχει χειρότερη επίδοση αλλά αποδίδει 2 bit/s/Hz, ενώ τα 3x3 και 4x3 συστήματα αποδίδουν μόνο 1 bit/s/Hz. Παρακάτω φαίνονται περισσότερα γραφήματα που λαμβάνουν υπόψη την φασματική απόδοση (Σχήματα 3.21, 3.22, και 3.23). Στα παρακάτω σχήματα αναπαρίστανται πολλές αποδόσεις με τρεις κεραιές λήψης και για διαφορετικό αριθμό κεραιών μετάδοσης καθώς και διαφορετική φασματική απόδοση.

Στο Σχήμα 3.20 εξετάζεται η επίδοση BER για συστήματα με φασματική απόδοση 3 bit/s/Hz. Όταν υπάρχει μόνο μία κεραιά λήψης, η περίπτωση των

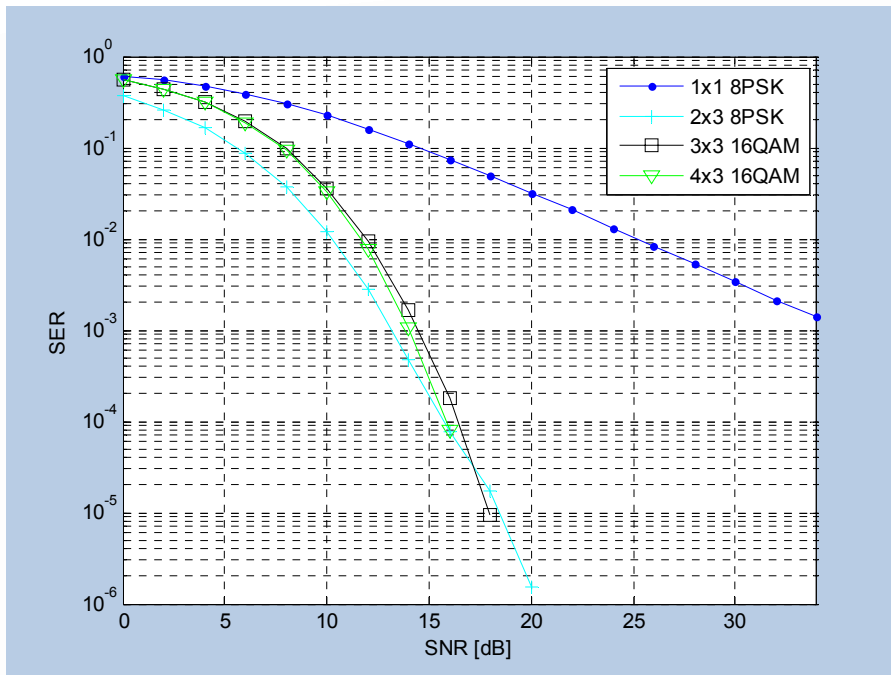
τεσσάρων κεραιών μετάδοσης εμφανίζει κέρδος κατά περίπου 2dB και 5dB σε σχέση με τρεις και δύο κεραιές μετάδοσης, αντίστοιχα. Όταν όμως έχουμε δύο, τρεις ή τέσσερις κεραιές μετάδοσης όλα τα συστήματα συμπεριφέρονται παρόμοια.



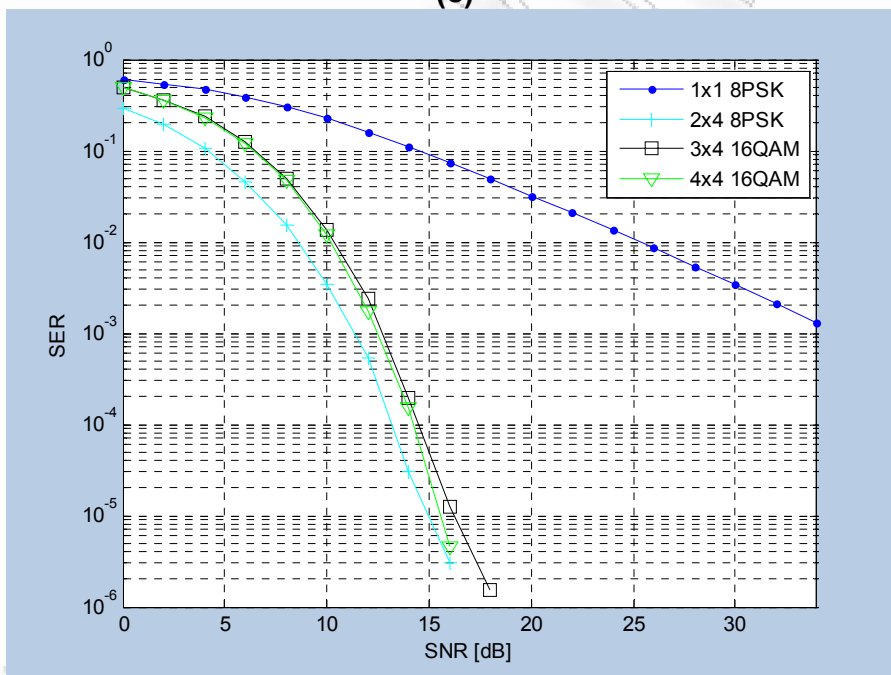
(a)



(b)



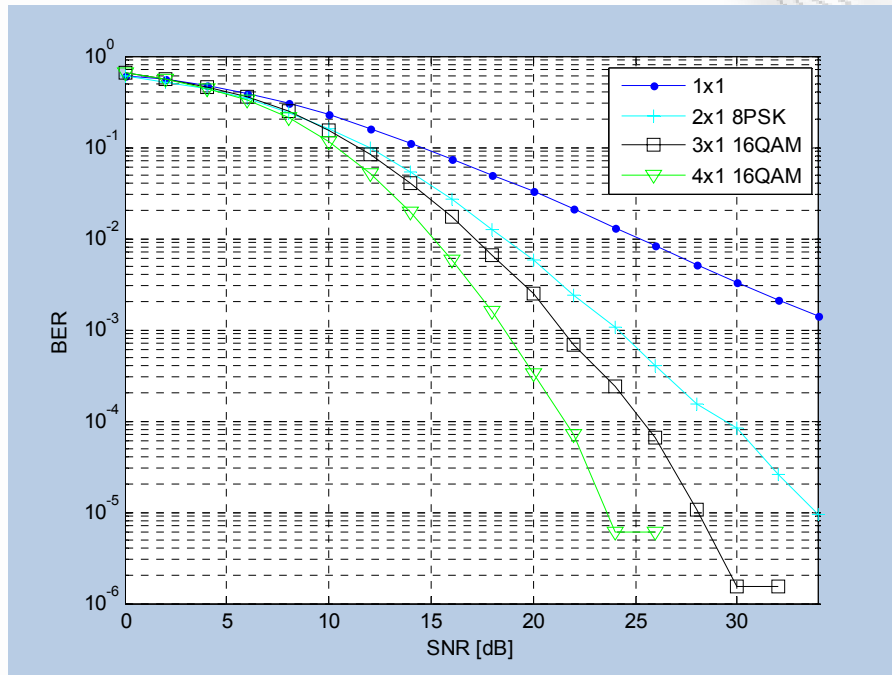
(c)



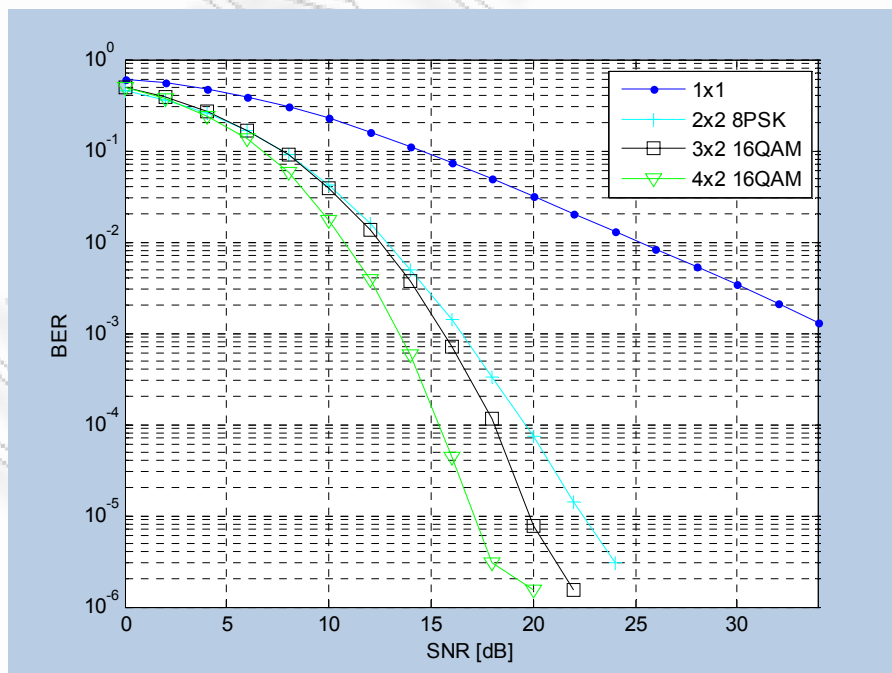
(d)

Σχ. 3.20 Αποτελέσματα BER επίδοσης για συστήματα με φασματική απόδοση 3 bit/s/Hz (a) με 1 κεραία λήψης, (b) 2 κεραίες λήψης, (c) 3 κεραίες λήψης και (d) 4 κεραίες λήψης.

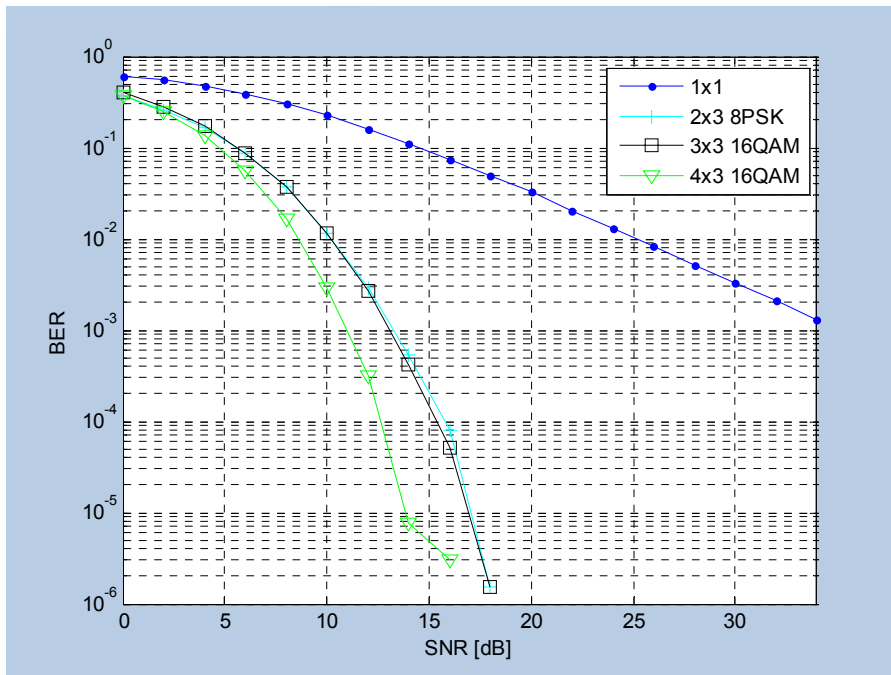
Για φασματική απόδοση 2 bit/s/Hz, το σύστημα 4x1 έχει την καλύτερη επίδοση για σύστημα με 1 κεραία λήψης και το διαφορικό κέρδος μεγαλώνει με κάθε κεραία λήψης (η κλίση της καμπύλης μεγαλώνει). Όμως με δύο ή περισσότερες κεραίες εμφανίζεται μόνο coding gain (μετατόπιση καμπύλης προς τα αριστερά) με την αύξηση του συνολικού αριθμού των κεραίων.



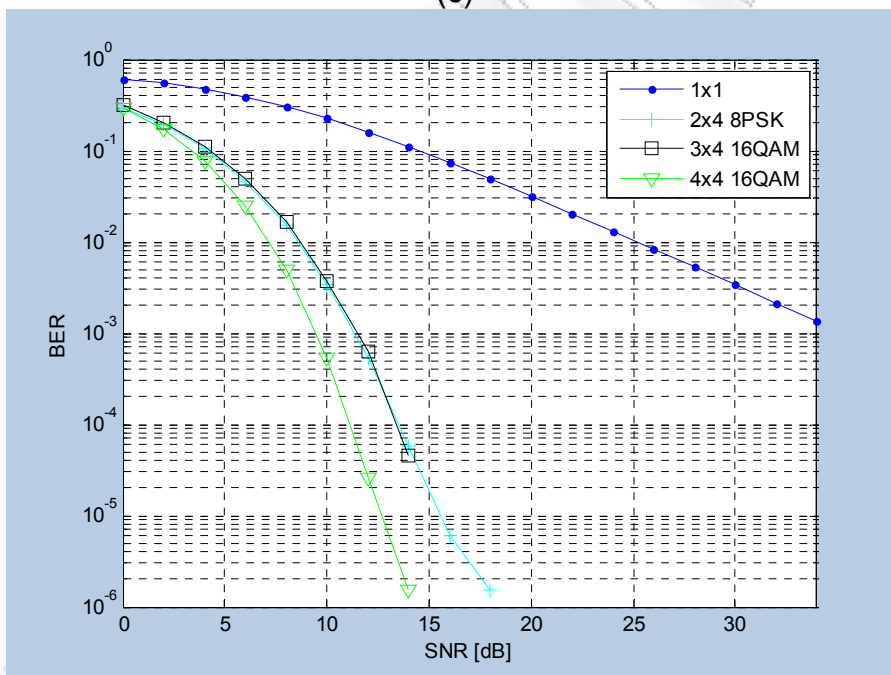
(α)



(b)



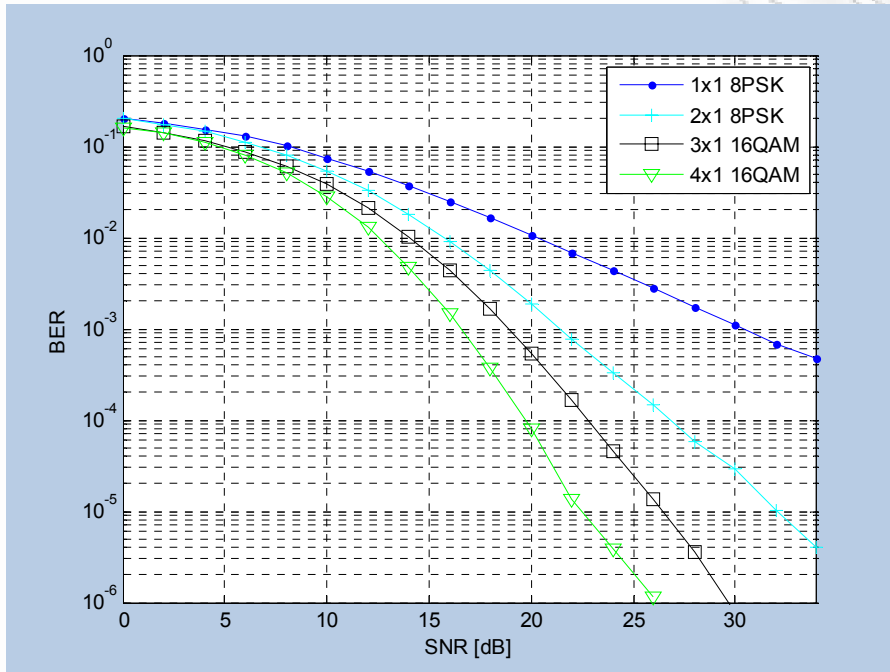
(c)



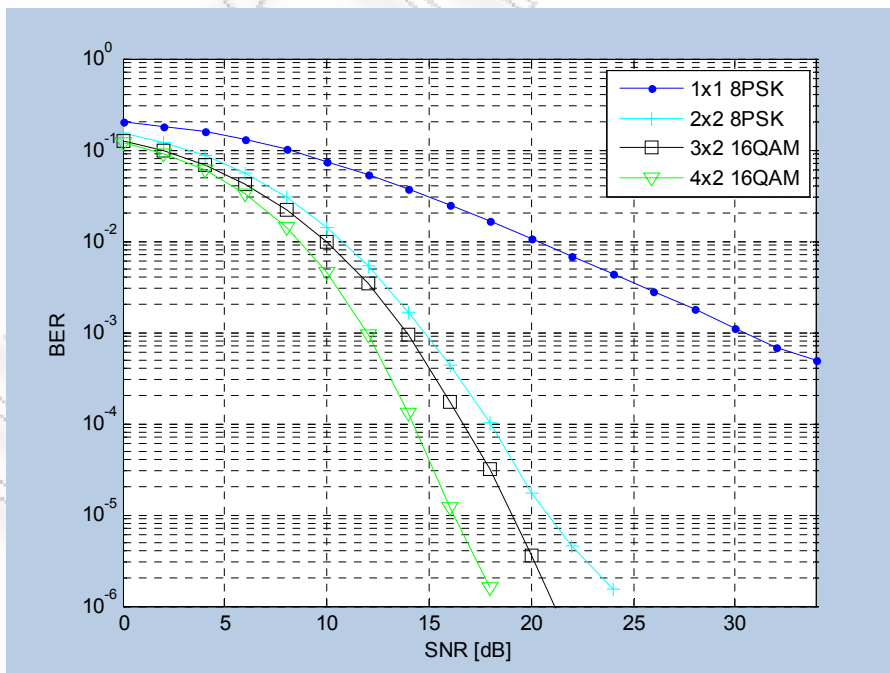
(d)

Σχ. 3.21 Αποτελέσματα BER επίδοσης για συστήματα με φασματική απόδοση 2 bit/s/Hz (a) με 1 κεραία λήψης, (b) 2 κεραιές λήψης, (c) 3 κεραιές λήψης και (d) 4 κεραιές λήψης.

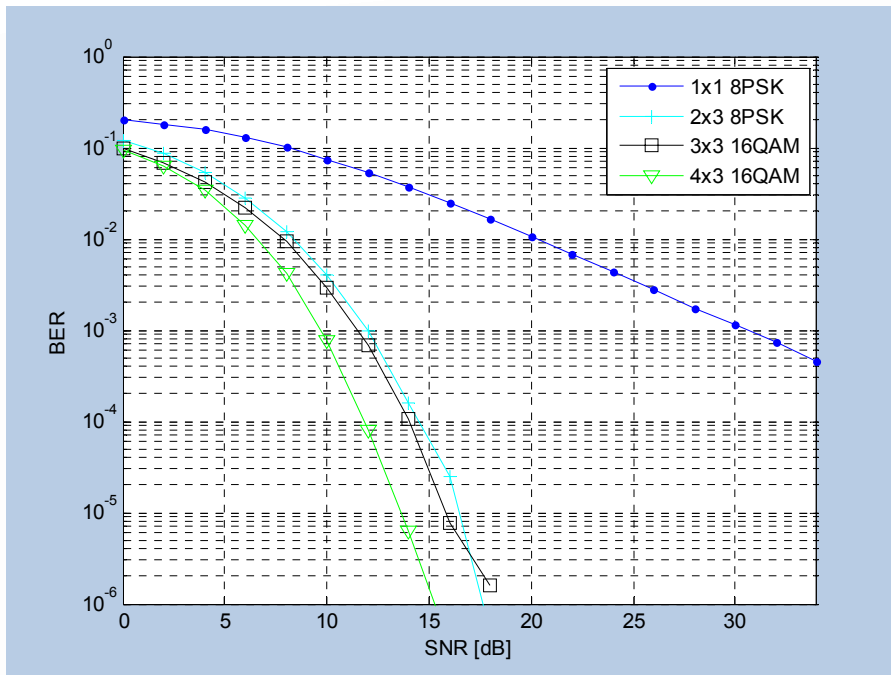
Τέλος, στο Σχήμα 3.22, δίνεται το BER για συστήματα με φασματική απόδοση 1bit/s/Hz. Τα καλύτερα αποτελέσματα επιτυγχάνονται με τέσσερις κεραιές μετάδοσης, μετά με τρεις, κ.ο.κ., Επίσης παρατηρούμε ότι η διαφορά μεταξύ δύο και τριών κεραιών μετάδοσης είναι πολύ μικρή.



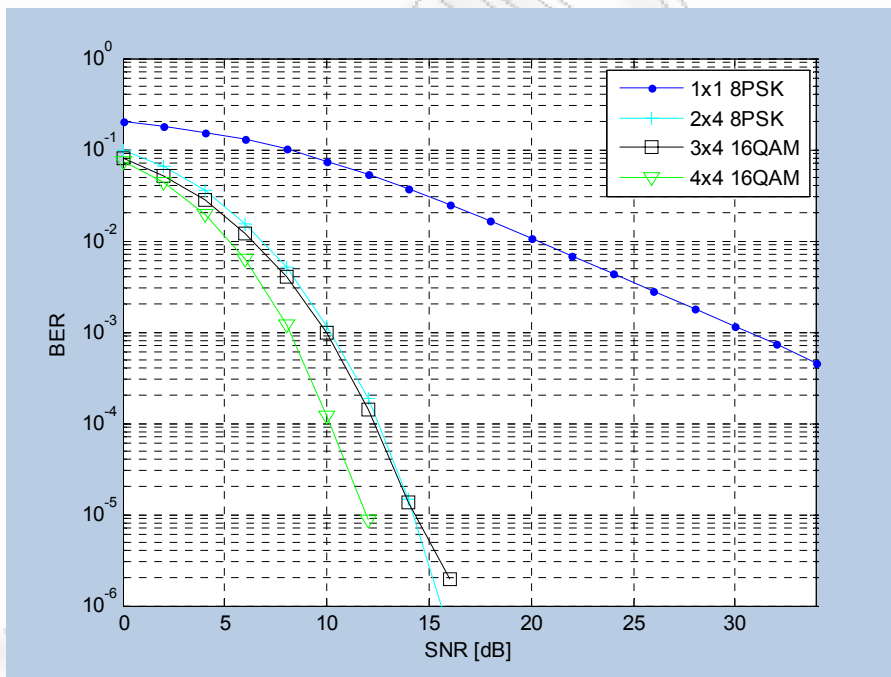
(a)



(b)



(c)



(d)

Σχ. 3.22 Αποτελέσματα BER επίδοσης για συστήματα με φασματική απόδοση 1 bit/s/Hz (a) με 1 κεραία λήψης, (b) 2 κεραίες λήψης, (c) 3 κεραίες λήψης και (d) 4 κεραίες λήψης.

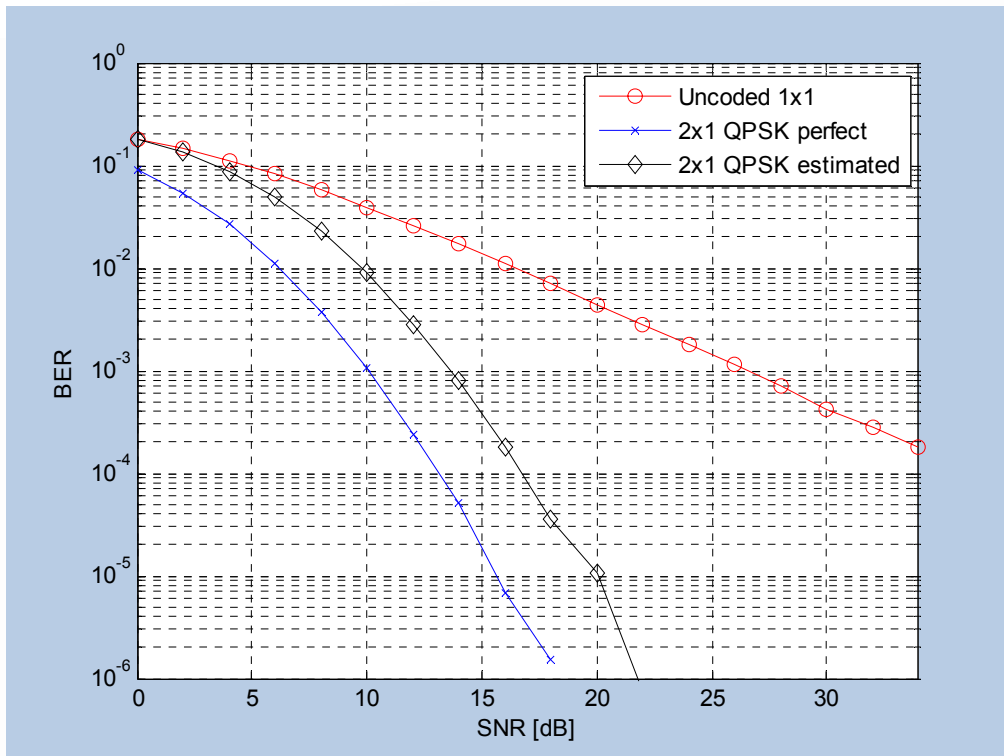
3.4 Επίδοση των STBCs με εκτίμηση του συντελεστή καναλιού

Όπως είδαμε στην παράγραφο 1.2.8 η υπόθεση ότι ο δέκτης έχει τέλεια γνώση του καναλιού δεν είναι τελείως ρεαλιστική. Κάθε προσομοίωση που έχει υλοποιηθεί μέχρι τώρα έχει γίνει με αυτή την υπόθεση. Στη συγκεκριμένη ενότητα θα θεωρήσουμε ότι κάνουμε εκτίμηση του κάθε καναλιού (channel state information, CSI) μεταξύ μίας κεραίας του πομπού και μίας κεραίας του δέκτη. Η εκτίμηση αυτή λαβάνει χώρα στον δέκτη.

Μία από τις τεχνικές για την εκτίμηση της κατάστασης του καναλιού (CSI) επιτυγχάνεται με την εισαγωγή δοκιμαστικών συμβόλων (pilot symbol insertion) και την εξαγωγή (extraction) τους στο δέκτη [22] [23]. Υπάρχουν διαφορετικές τεχνικές για την προσέγγιση όπως αυτή της προεισαγωγής δομής (Preamble structure) ή δοκιμαστικής δομής (Pilot structure). Οι δύο αυτές μέθοδοι είναι παρόμοιοι και επιτυγχάνονται από την πρόσθεση είτε δοκιμαστικών συμβόλων, όπως την επισύναψη ξεχωριστού πακέτου εκπαιδευτικών (training) συμβόλων ή πακετάροντας δοκιμαστικά (pilot) σύμβολα και πληροφορία μαζί, αντίστοιχα. Ένα πλεονέκτημα της χρήσης δομής προεισαγωγής (preamble) σε σύγκριση με δοκιμαστική δομή είναι ότι όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των δοκιμαστικών συμβόλων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αυτή τη μέθοδο, τόσο καλύτερα μπορεί να εκτιμηθεί το κανάλι. Ωστόσο, αυτή η μέθοδος είναι αποτελεσματική μόνο σε κανάλια αργής εξασθένησης, αφού το κανάλι απαιτείται να παραμένει στατικό για την διάρκεια των συμβόλων προεισαγωγής και δεδομένων. Αυτή η μέθοδος θα χρησιμοποιηθεί στις επόμενες προσομοιώσεις.

Υπάρχουν ποικίλες μέθοδοι για την επεξεργασία της πληροφορίας [28], ανεξάρτητα από τον τρόπο που λαμβάνουμε τα δοκιμαστικά σύμβολα στον δέκτη. Η τεχνική που χρησιμοποιούμε ονομάζεται Προσεγγιστικό Κριτήριο Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (**Minimum Mean Square Error Criterion - MMSE**) ή Προσέγγιση Ελάχιστου Μέσου Τετραγώνου (*Minimum Mean Squares Estimation - MMSE*), που χρησιμοποιείται στο [29]. Οι συντελεστές υπολογίζονται με την εισαγωγή δοκιμαστικών ακολουθιών στα μεταδιδόμενα σήματα.

Για την περίπτωση που έχουμε n_T κεραίες μετάδοσης χρειαζόμαστε n_T διαφορετικές δοκιμαστικές ακολουθίες. Αυτές οι δοκιμαστικές ακολουθίες μεταδίδονται με προεισαγωγή k συμβόλων. Προφανώς, αυτές οι ακολουθίες είναι γραμμικές υπερθέσεις (superpositions) ο ένας του άλλου στον δέκτη. Για τον λόγο αυτό πρέπει να είναι ορθογώνιες μεταξύ τους.



Σχ. 3.23 BER χρησιμοποιώντας εκτίμηση καναλιού με 10 δοκιμαστικά σύμβολα, δύο κεραίες μετάδοσης και μία λήψης.

Παραπάνω υλοποιήθηκε η δοκιμαστική εκτίμηση (pilot estimation) για την περίπτωση δύο κεραιών μετάδοσης. Προσομοιώθηκε ένα σύστημα 2×1 σε κανάλι Rayleigh, με κωδικοποίηση \mathcal{G}_2 , διαμόρφωση QPSK (απόδοσης 2 bit/s/Hz), 2000 πλαίσια και 130 σύμβολα ανά πλαίσιο και πιλοτική ακολουθία των 10 συμβόλων ενσωματωμένη σε κάθε πλαίσιο με την μέθοδο προεισαγωγής. Η σύγκριση της επίδοσης μη κωδικοποιημένου συστήματος και 2×1 συστήματος με τέλεια CSI επίσης παρουσιάζονται. Το Σχήμα 3.23 απεικονίζει τα αποτελέσματα αυτά. Παρατηρούμε ότι το BER χειροτερεύει. Το προσεγγιστικό και τέλειο κανάλι ακολουθούν την ίδια καμπύλη και ενώ υπάρχει μία συνεχής βελτίωση στην περίπτωση του μη κωδικοποιημένου συστήματος (π.χ. με BER 10^{-3} κέρδος 6 dB), το προσεγγιστικό κανάλι έχει περίπου 3dB λιγότερη υποβάθμιση σε σχέση με το κανάλι με τέλεια γνώση. Αυτή η μείωση συμπεριλαμβάνει την μείωση εξαιτίας της απώλειας ισχύος του σήματος από την προσάρτηση των δοκιμαστικών ακολουθιών.

3.5 Επίδραση συσχετισμένης διάλλειψης στην επίδοση των STBCs

Μέχρι αυτό το σημείο, σε όλες οι προσομοιώσεις υπήρχε η υπόθεση ότι οι ακολουθίες δεδομένων είναι μη συσχετισμένες και ανεξάρτητες. Στην πραγματικότητα όμως κάτι τέτοιο είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί. Αποδεικνύεται παρακάτω ότι υπάρχει υποβάθμιση στην επίδοση εξαιτίας της συσχετισμένης διάλλειψης στα πολλαπλά κανάλια μεταξύ πομπού και δέκτη. Ενώ η χωρική συσχέτιση δεν επηρεάζει το διαφορικό κέρδος, παρουσιάζεται ότι η συσχέτιση μεταξύ χωρικών καναλιών οδηγεί σε απώλεια σε χωρητικότητα, αν και είναι επίσης γνωστό ότι η χωρική συσχέτιση οδηγεί σε μικρότερο όφελος κωδικοποίησης [33].

Θεωρείται ότι η χωρική συσχέτιση μπορεί να εμφανίζεται σε ένα άκρο της διασύνδεσης π.χ. μετάδοσης ή λήψης (περίπτωση ημισυσχέτισης) ή και στις δύο πλευρές της διασύνδεσης (περίπτωση πλήρους συσχέτισης). Οι πίνακες συσχέτισης, για τις δύο πλευρές (μεταδότη και δέκτη), εκφράζονται για τις περιπτώσεις δύο, τριών και τεσσάρων κεραιών από τους πίνακες:

$$R_2 = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho & 1 \end{bmatrix} \quad R_3 = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 \\ \rho & 1 & \rho \\ \rho^2 & \rho & 1 \end{bmatrix} \quad R_4 = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \rho^3 \\ \rho & 1 & \rho & \rho^2 \\ \rho^2 & \rho & 1 & \rho \\ \rho^3 & \rho^2 & \rho & 1 \end{bmatrix}$$

όπου ρ είναι ο παράγοντας συσχέτισης μεταξύ των κεραιών λήψης και εξαρτάται από την συνάρτηση της διασποράς στον περιβάλλοντα χώρο, την απόσταση μεταξύ μεταδότη και δέκτη, τις διατάξεις κεραιών και την διασπορά [30]. Αυτοί οι πίνακες αντιστοιχούν στην περίπτωση όπου οι κεραίες διατάσσονται σε σειρά, που είναι και η πιο συνηθισμένη διάταξη.

Για την υλοποίηση των πινάκων συσχέτισης χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος αποσύνθεσης (decomposition method) για την παραγωγή συσχετισμένων τυχαίων Γάμμα μεταβλητών [32]. Αυτή η μέθοδος βασίζεται στην αποσύνθεση Cholesky του πίνακα συνδιακύμανσης R , και των συσχετισμένων Γάμμα τυχαίων μεταβλητών που λαμβάνονται με γραμμικά αθροίσματα σταθμισμένων Γάμμα τυχαίων μεταβλητών (weighted Gamma random variables). Οι σταθμισμένοι συντελεστές καθορίζονται από το αποσυντεθμένο R . Αυτή η μέθοδος αναλύεται πλήρως στη βιβλιογραφία [32] και αναφέρει ότι αν έχουμε έναν πίνακα R είναι δυνατό να αποκτήσουμε έναν χαμηλότερο τριγωνικό πίνακα L ώστε:

$$R = LL^T$$

και H μία ανεξάρτητη μήτρα με Γάμμα τυχαίες μεταβλητές και ενιαία διακύμανση (unity variance). Αφού η άθροιση των ανεξάρτητων Γάμμα τυχαίων μεταβλητών μπορεί να υπολογιστεί σαν μία νέα κατανομημένη Γάμμα τυχαία μεταβλητή, ισοδυναμεί με :

$$H' = LH$$

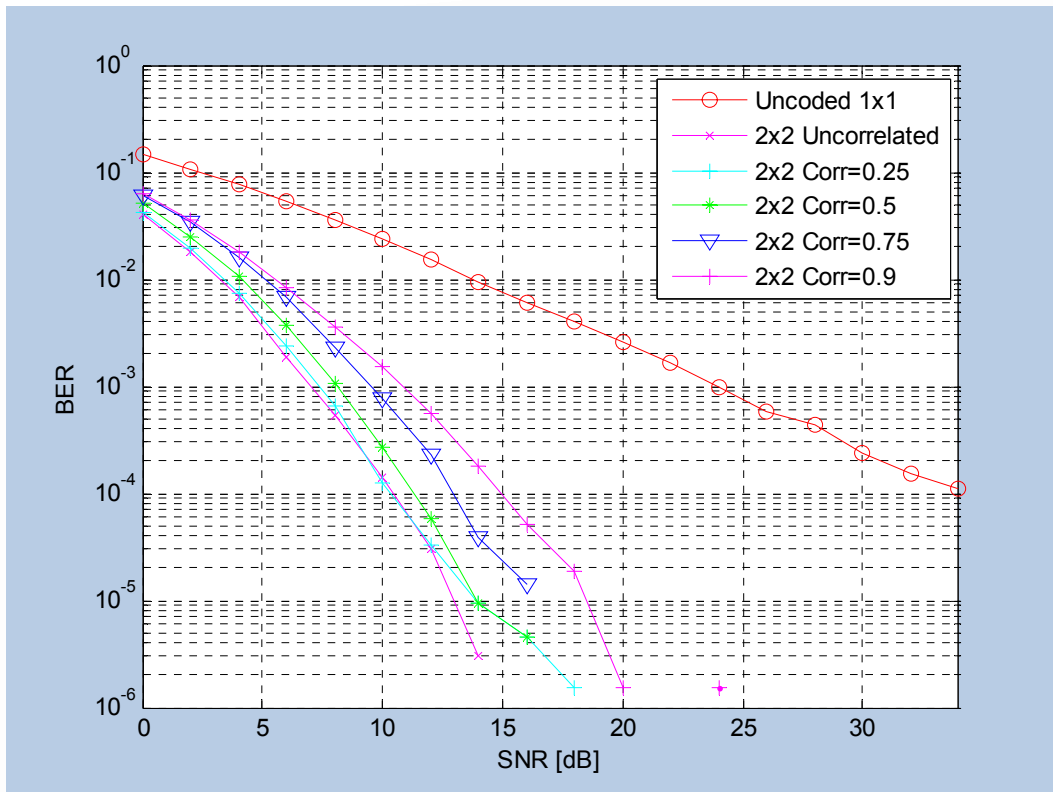
Στο MATLAB η παραπάνω σχέση υλοποιείται με την συνάρτηση *chol*, που πραγματοποιεί την παραγοντοποίηση Cholesky της συσχέτισης του πίνακα R .

3.5.1 Συσχέτιση στις κεραίες λήψης

Στην ενότητα αυτή, εξετάζεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια η ημι-συσχετισμένη περίπτωση, συγκεκριμένα η συσχέτιση στον δέκτη. Πρόκειται για μία κοινή διαδικασία αφού η ανεπαρκής χωρική διάταξη των κεραιών όσο αφορά το μήκος κύματος του φορέα (carrier) μπορεί να συμβεί μόνο στη μία πλευρά της τηλεπικοινωνιακής διασύνδεσης. Θεωρείται λοιπόν ότι μόνο η μία πλευρά είναι χωρικά συσχετισμένη, το μέγεθος όμως της εξασθένισης διαφέρει μεταξύ των διαφορετικών διαφορικών συσχετισμένων υποκαναλιών (correlated diversity sub-channels). Ενδιαφέρον εμφανίζει η παρουσία συσχέτισης δέκτη που επηρεάζει όλους τους κώδικες χωρικής-συχνότητας (space-frequency) ισοδύναμα, σε αντίθεση με τα αποτελέσματα συσχέτισης σε μεταδότες που διαφέρουν πολύ σε απώλειες επίδοσης [34].

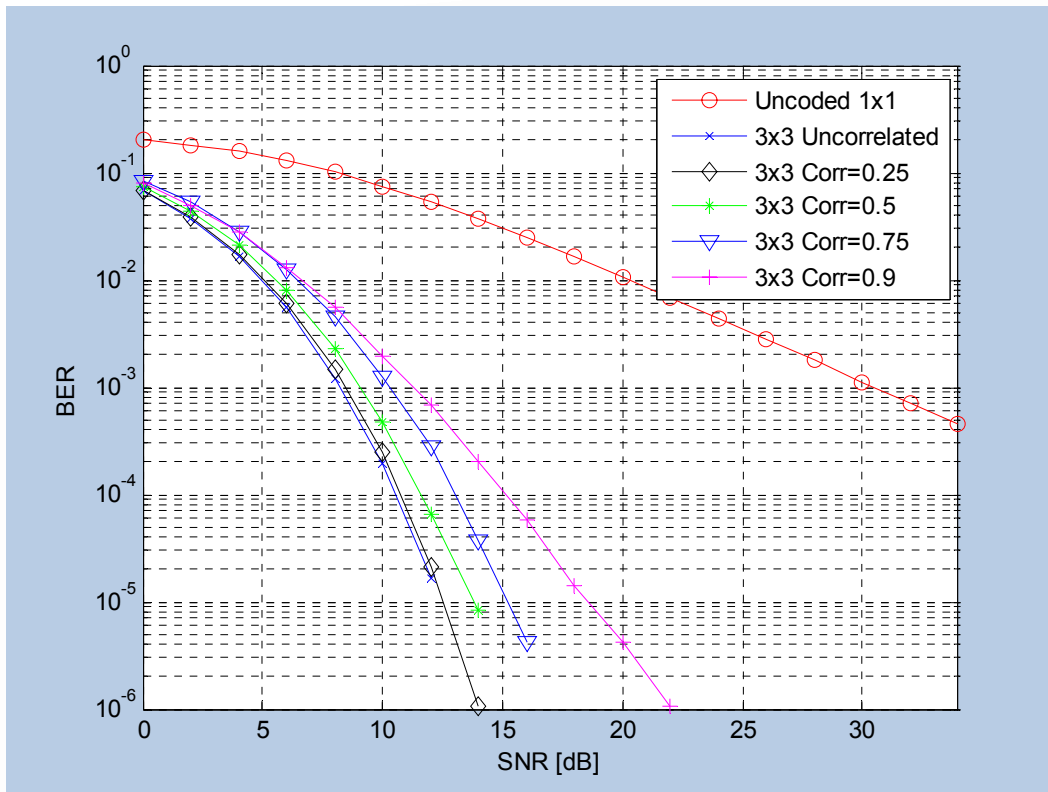
Αρχικά, στα ακόλουθα γραφήματα θα χρησιμοποιούνται δύο κεραίες μετάδοσης και δύο κεραίες λήψης. Η επίδοση μεταφέρει σε αργό κανάλι εξασθένισης Rayleigh, χρησιμοποιώντας πλήρους ρυθμού κωδικοποίηση του πίνακα Γ_2 , με QPSK (φασματική απόδοση 2 bit/s/Hz) και 5000 πλαίσια των 130 συμβόλων ανά πλαίσιο.

Κατά την πρώτη προσομοίωση, στο Σχήμα 3.24, οι παράγοντες συσχέτισης είναι 0.25, 0.5, 0.75 και 0.9. Στην περίπτωση του 0.25 υπάρχει μία μικρή υποβάθμιση σχετική με την ασυσχέτιστη ιδανική περίπτωση. Από εκεί και πέρα, η συσχέτιση υποβαθμίζει την επίδοση προοδευτικά κατά 0.5dB και 1.5dB για BER 10^{-4} και παράγοντα συσχέτισης 0.5 και 0.75 αντίστοιχα. Όταν το κανάλι είναι σχεδόν ολικά συσχετισμένο η μείωση γίνεται εμφανέστερη και είναι περίπου 5dB για BER 10^{-4} . Σε κάθε περίπτωση, το σύστημα παρά την συσχέτιση μεταξύ των κεραιών λήψης είναι δυνατό να πετύχει σημαντική βελτίωση σε σχέση με την μη κωδικοποιημένη περίπτωση.



Σχ. 3.24 Επίδοση σε συσχετισμένο κανάλι αργής εξασθένισης Rayleigh με δύο κεραίες μετάδοσης και δύο λήψης.

Στη συνέχεια γίνεται προσομοίωση της συμπεριφοράς με περισσότερες κεραίες μετάδοσης και λήψης. Επιλέχθηκαν τρεις κεραίες μετάδοσης και τρεις κεραίες λήψης, διαμόρφωση BPSK και μήτρα κωδικοποίησης H_3 , αντίστοιχα είναι δυνατή και η επιλογή άλλης διαμόρφωσης ή πίνακα κωδικοποίησης. Στο γράφημα του Σχήματος 3.25 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα αυτού του συστήματος. Όπως έχει σημειωθεί προηγουμένως για τις περιπτώσεις χαμηλής συσχέτισης ($\rho=0.25$) είναι σχεδόν ανύπαρκτη η υποβάθμιση στον ρυθμό λανθασμένων bit – BER, σε σχέση με την περίπτωση χωρίς συσχέτιση. Επειδή το ρ αυξάνεται το πρόστιμο (penalty) αυξάνεται, για $\rho=0.5$ είναι 1dB, για $\rho=0.75$ είναι 3.5dB και στην πλήρως συσχετισμένη περίπτωση είναι 4.5dB, λαμβάνοντας υπόψη ότι BER είναι της τάξης του 10^{-4} .

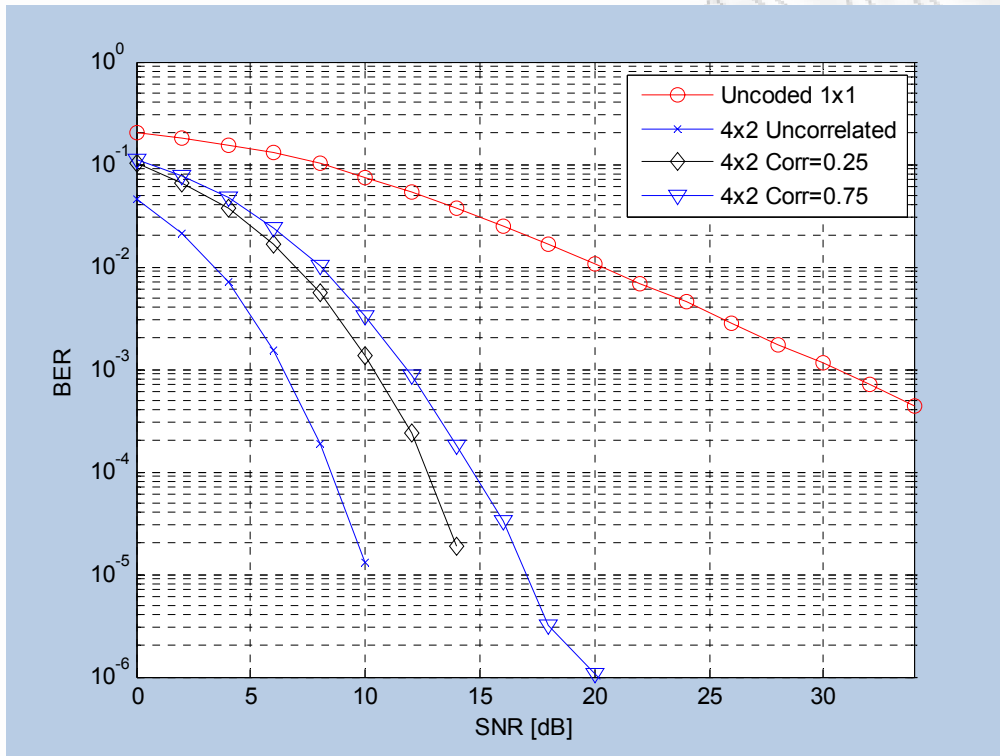


Σχ. 3.25 Επίδοση σε συσχετισμένο κανάλι αργής εξασθένισης Rayleigh με τρεις κεραιές μετάδοσης και τρεις λήψης.

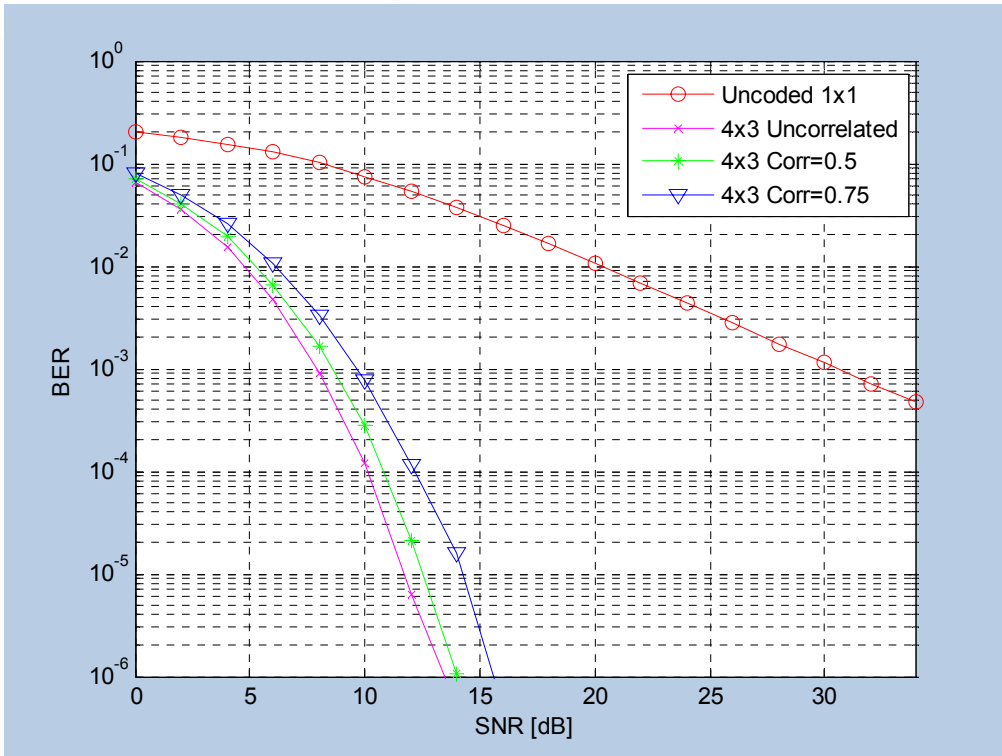
Γνωρίζοντας σε αυτό το σημείο πως οι συμπεριφορές διαφέρουν ανάλογα με τον αριθμό των κεραιών λήψης, στη συνέχεια προσομοιώνεται η επίδοση με τέσσερις κεραιές μετάδοσης και διαφορετικό αριθμό κεραιών λήψης. Με συσχέτιση μόνο στον δέκτη παρατηρείται ότι όσο μεγαλύτερος ο αριθμός των κεραιών λήψης τόσο μειώνεται η απώλεια διαφορικού κέρδους σε σχέση με την ιδανική περίπτωση χωρίς συσχέτιση. Στα ακόλουθα έξι διαγράμματα φαίνεται αυτή η λεπτομέρεια, πρώτα για τέσσερις κεραιές μετάδοσης και στη συνέχεια για δύο.

Για την αναπαράσταση με τέσσερις κεραιές έχει επιλεγεί διαμόρφωση 16QAM, ώστε να επιτυγχάνεται μεγαλύτερο BER καθώς και να είναι δυνατή η διάκριση μεταξύ καμπύλων επειδή με τόσο υψηλές διαφορικές χωρικές λήψεις που επιτυγχάνονται με τέσσερις κεραιές μετάδοσης το BER είναι πολύ χαμηλό. Στο πρώτο γράφημα του Σχήματος 3.26 έχει πραγματοποιηθεί προσομοίωση της επίδοσης με δύο κεραιές λήψης. Αν η συσχέτιση είναι χαμηλή τότε και η απώλεια κέρδους είναι χαμηλή, μικρότερη των 1dB. Για τις περιπτώσεις με παράγοντα συσχέτισης 0.75 και 1 με BER 10^{-4} υπάρχει κόστος περίπου 2dB και 2.5dB, αντίστοιχα. Στο επόμενο σχήμα, 3.27, φαίνεται η περίπτωση τεσσάρων κεραιών μετάδοσης και τριών κεραιών λήψης. Σε αυτή τη διάταξη το κόστος είναι περίπου 0,75 dB, 2 dB και 3 dB για παράγοντες συσχέτισης 0.5, 0.75 και 1

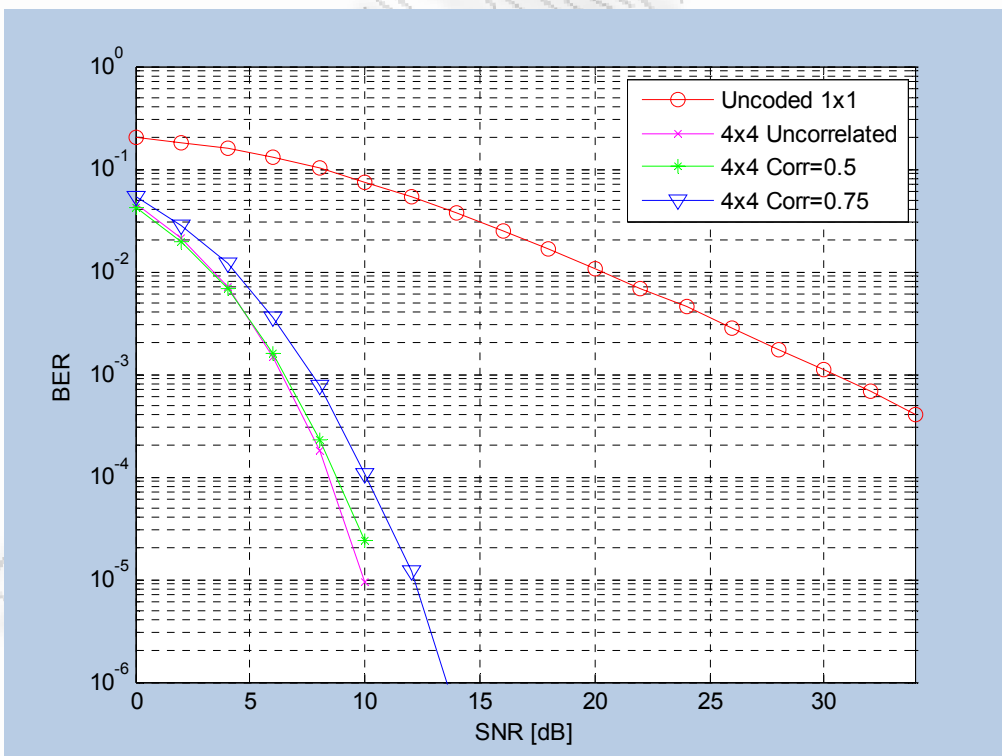
αντίστοιχα. Στην τελευταία περίπτωση εξετάζουμε διάταξη με τέσσερις κεραιές μετάδοσης και τέσσερις λήψης. Για την περίπτωση χαμηλής συσχέτισης δεν διακρίνεται έντονη υποβάθμιση, για $\rho=0.75$ το κόστος είναι περίπου 2dB και στην περίπτωση πλήρους συσχέτισης το κόστος είναι λίγο περισσότερο από 3.75dB, που είναι μεγαλύτερο από τις άλλες περιπτώσεις με λιγότερες κεραιές λήψης.



Σχ. 3.26 BER σε συσχετισμένο αργής εξασθένισης κανάλι Rayleigh με τέσσερις κεραιές μετάδοσης και δύο κεραιές λήψης.

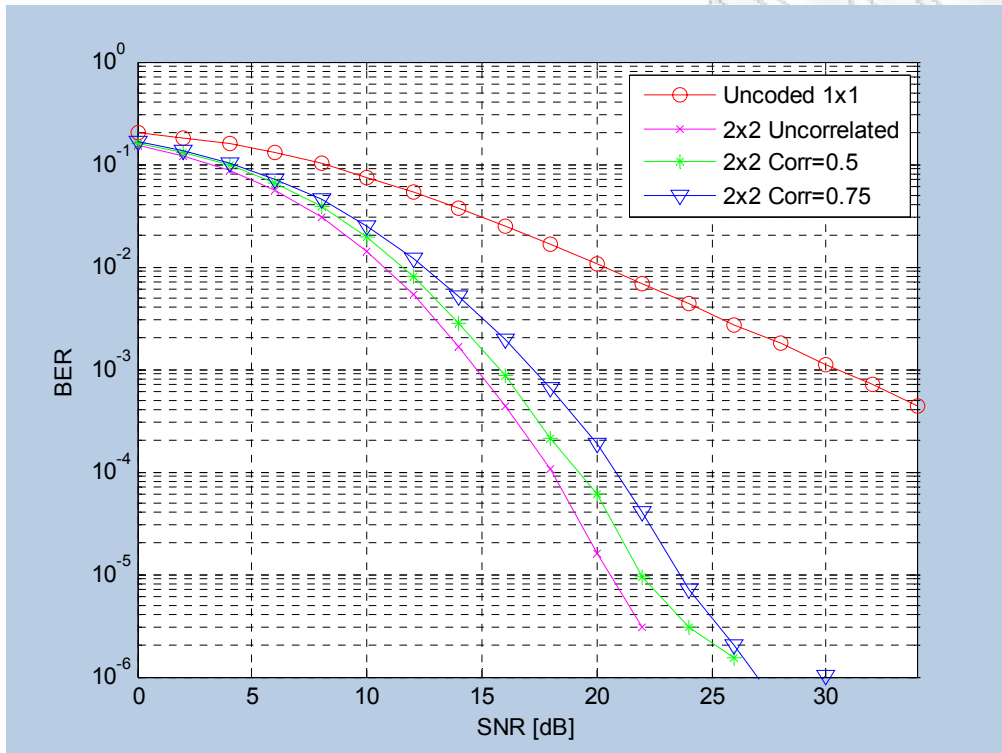


Σχ. 3.27 BER σε συσχετισμένο αργής εξασθένισης κανάλι Rayleigh με τέσσερις κεραιές μετάδοσης και τρεις κεραιές λήψης.



Σχ. 3.28 BER σε συσχετισμένο αργής εξασθένισης κανάλι Rayleigh με τέσσερις κεραιές μετάδοσης και τέσσερις κεραιές λήψης.

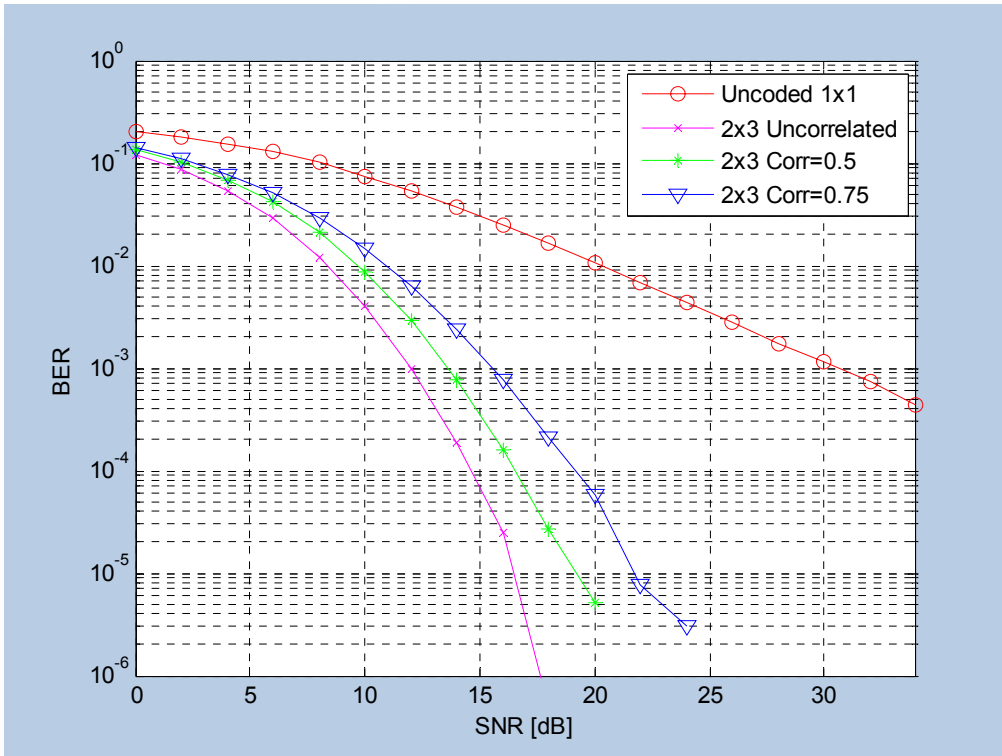
Στη συνέχεια επαναλαμβάνονται οι παραπάνω προσομοιώσεις με δύο κεραίες μετάδοσης, διαμόρφωση 8PSK (και άλλο είδος constellation θα ήταν αποδεκτό). Αρχικά, στο Σχ. 3.28 απεικονίζεται η απόδοση με δύο δέκτες. Για BER 10^{-4} παρατηρείται ότι για συσχέτιση $\rho=0.5$ υπάρχει ελάχιστη διαφορά σε SNR σε σύγκριση με την μη συσχετισμένη περίπτωση. Στην περίπτωση του $\rho=0.75$ η αύξηση του SNR είναι της τάξης των 2.25dB.



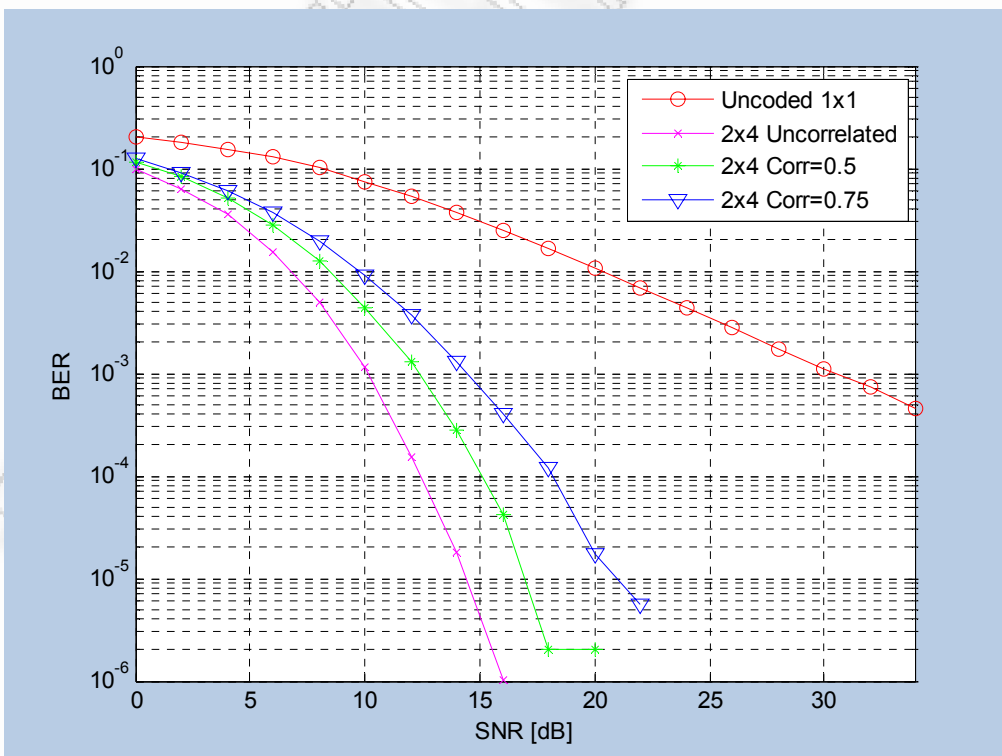
Σχ. 3.29 Επίδοση σε συσχετισμένο αργής εξασθένισης κανάλι Rayleigh με δύο κεραίες μετάδοσης και δύο λήψης

Στην περίπτωση τριών κεραιών λήψης (Σχήμα 3.30) η αύξηση του SNR σε σχέση με την ασυσχέτιστη περίπτωση για BER 10^{-4} είναι 2 dB και 4.5 dB, για $\rho=0.5$ και 0.7, αντίστοιχα.

Τέλος για την περίπτωση τεσσάρων κεραιών λήψης (Σχήμα 3.31) η αύξηση του SNR σε σχέση με την ασυσχέτιστη περίπτωση για BER 10^{-4} είναι 2.5 dB και 5.5 dB, για $\rho=0.5$ και 0.7, αντίστοιχα.



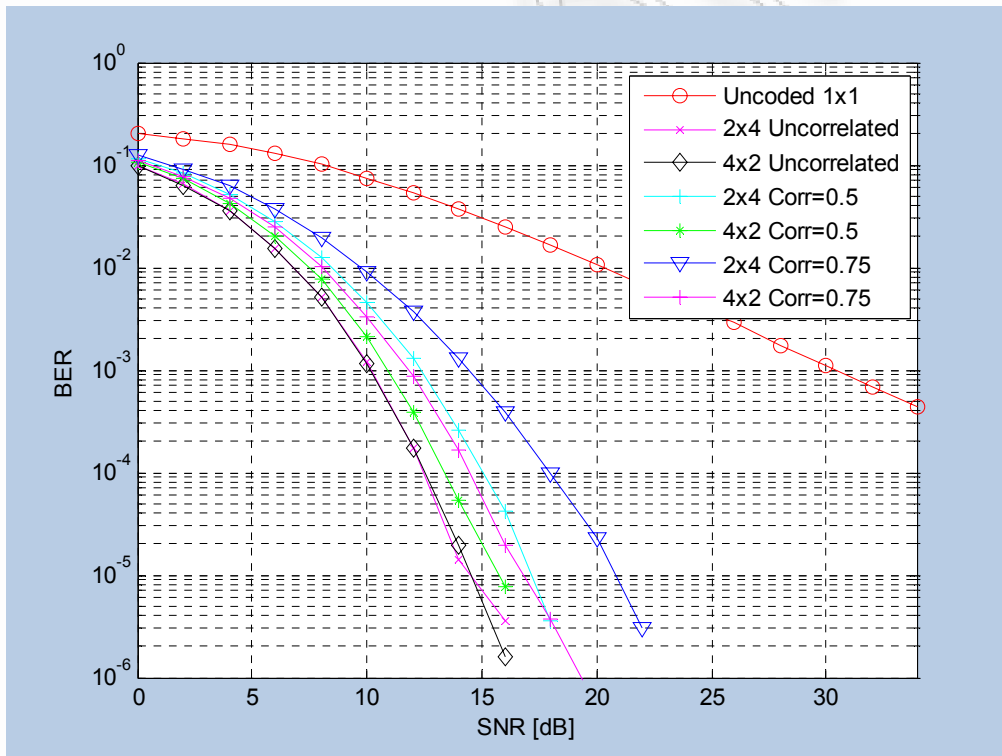
Σχ. 3.30 BER σε συσχετισμένο αργής εξασθένισης κανάλι Rayleigh με δύο κεραίες μετάδοσης και τρεις λήψης.



Σχ. 3.31 BER σε συσχετισμένο αργής εξασθένισης κανάλι Rayleigh με δύο κεραίες μετάδοσης και τέσσερις λήψης.

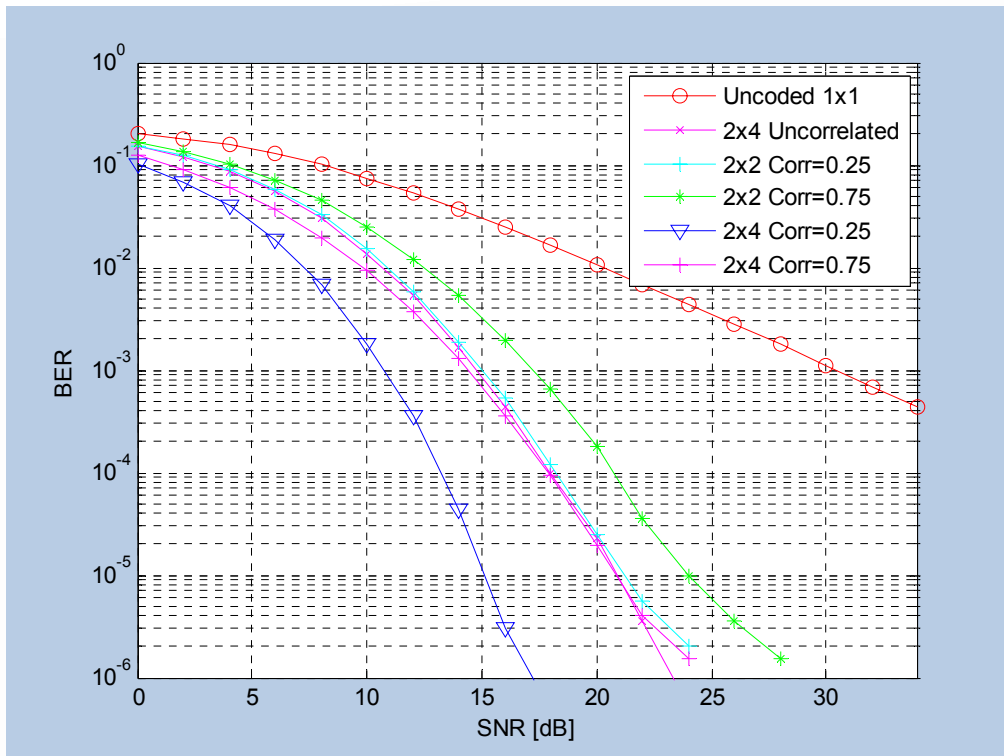
Παρατηρούμε ότι η μείωση του κέρδους λόγω συσχέτισης αυξάνεται όσο αυξάνεται ο αριθμός των κεραιών λήψης. Η αύξηση αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι οι κεραιές λήψης είναι συσχετισμένες και όσο μεγαλύτερος ο αριθμός των συσχετισμένων κεραιών λήψης τόσο μεγαλύτερο το κόστος, ειδικά όσο αυξάνεται η συσχέτιση.

Για την περίπτωση με 8PSK constellation, το Σχήμα 3.32 συγκρίνει διάφορα συστήματα 2x4 και 4x2. Παρατηρούμε ότι ενώ τα δύο σύστημα έχουν το ίδιο BER στην περίπτωση με ασυσχέτιστο fading, η επίδοσή τους σε SNR για BER 10^{-4} διαφέρει κατά 2dB και 4dB, για $\rho=0.5$ και 0.7, αντίστοιχα. Όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα, για την περίπτωση με τέσσερις κεραιές λήψης απαιτείται αύξηση του SNR για το ίδιο BER, όσο αυξάνει το ρ .



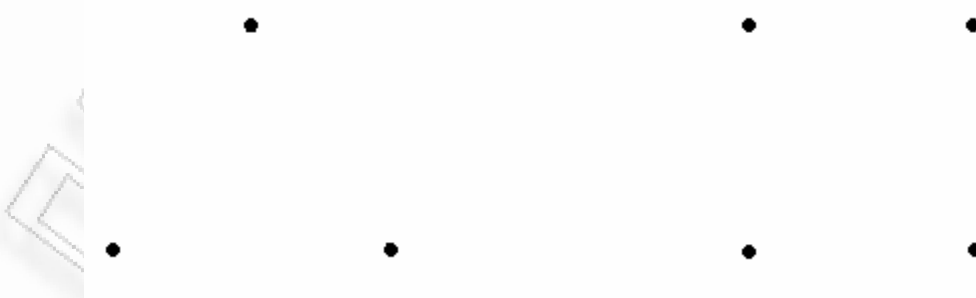
Σχ. 3.32 BER σε συσχετισμένο αργής εξασθένισης κανάλι Rayleigh, 8PSK constellation με $\rho=0.5$ και 0.75 για 4x2 και 2x4 συστήματα.

Το Σχήμα 3.33 συγκρίνει συστήματα 2x4 και 2x2, όπου παρόλη τη ύπαρξη της συσχέτισης το 2x4 έχει αρκετά καλύτερη επίδοση.



Σχ. 3.33 BER σε συσχετισμένο κανάλι εξασθένισης για 2x2 και 2x4, αλλά διαφορετικό ρ .

Τέλος, εξετάζεται η συσχέτιση παρουσιάζοντας διαφορετική συσχέτιση στον δέκτη. Μέχρι το σημείο αυτό θεωρήθηκε ότι οι κεραιές διατάσσονται σε σειρά. Υπάρχουν και άλλα σχήματα π.χ. τριγωνική διάταξη με τρεις κεραιές ή τετραγωνική διάταξη με τέσσερις κεραιές όπως φαίνονται στο Σχέδιο Α. Με αυτές τις νέες διατάξεις οι μήτρες συσχέτισης που παρουσιάστηκαν παραπάνω αλλάζουν και τώρα η συσχέτιση γίνεται εντονότερη επειδή οι κεραιές είναι πλέον πιο κοντά.



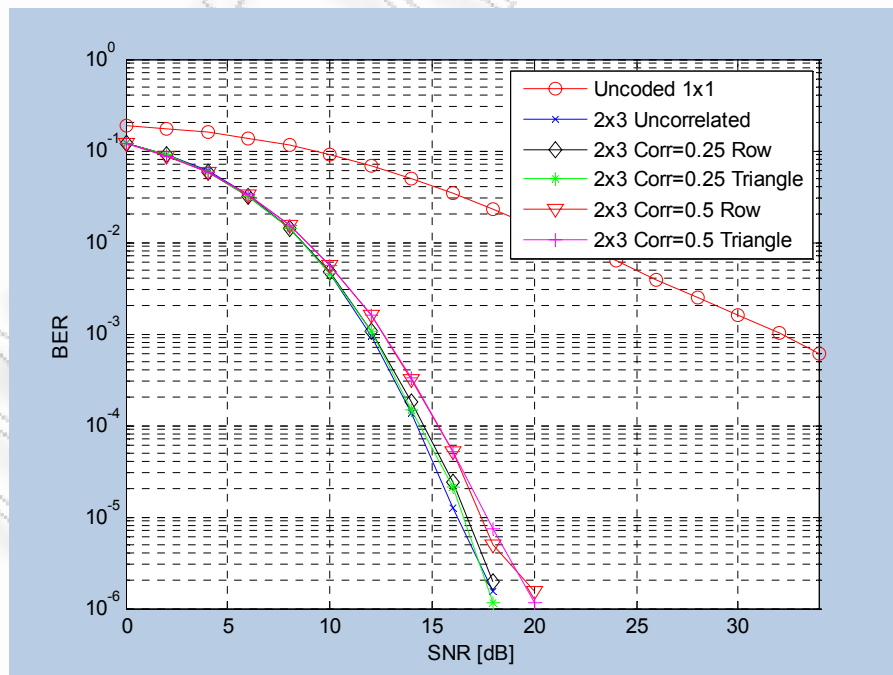
Σχ. Α Τριγωνική και τετραγωνική διάταξη για 3 και 4 κεραιές.

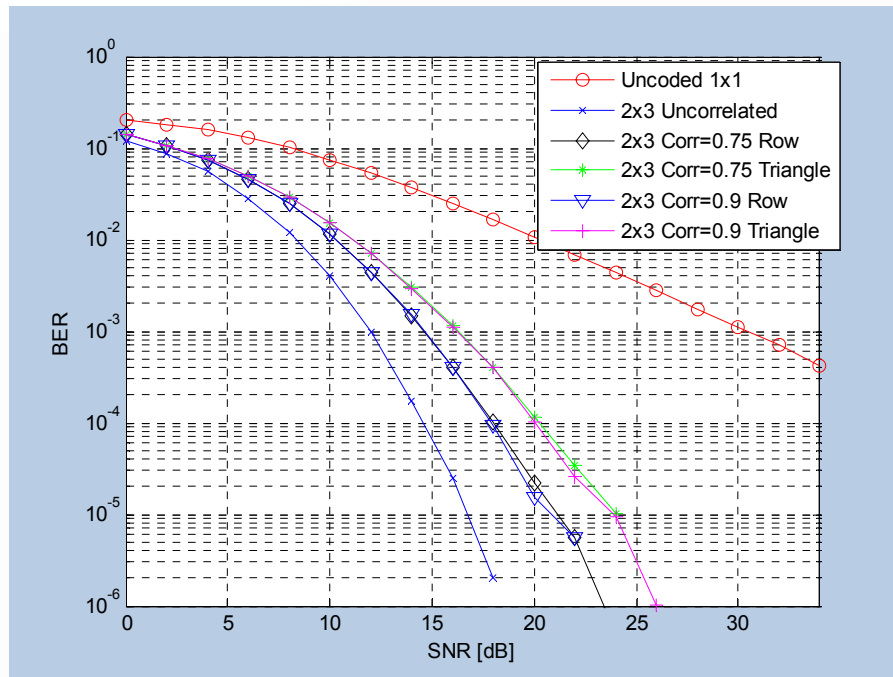
Τώρα οι πίνακες συσχέτισης είναι:

$$R_3 = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho \\ \rho & 1 & \rho \\ \rho & \rho & 1 \end{bmatrix} \quad R_4 = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho & \rho \\ \rho & 1 & \rho & \rho \\ \rho & \rho & 1 & \rho \\ \rho & \rho & \rho & 1 \end{bmatrix}$$

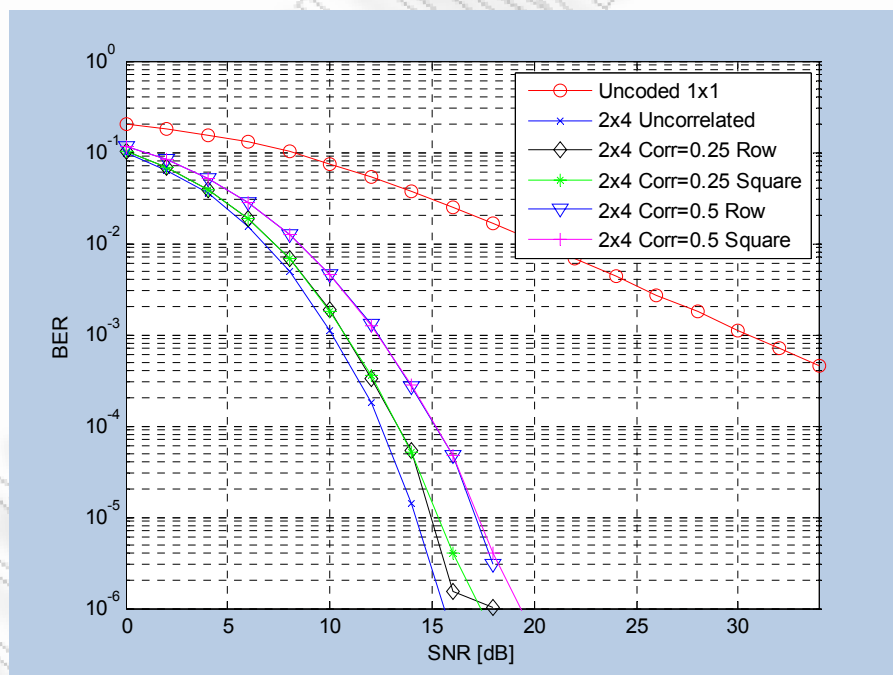
Στα γραφήματα των Σχημάτων 3.34 και 3.35 εμφανίζονται τα αποτελέσματα της νέας διάταξης των κεραιών λήψης στην επίδοση του BER. Παρουσιάζεται η περίπτωση των δύο κεραιών μετάδοσης και τριών και τεσσάρων λήψης που διατάσσονται σε τρίγωνο και τετράγωνο, αντίστοιχα για να την σύγκριση με την διάταξη των κεραιών σε σειρά. Όπως αναμένεται οι περιπτώσεις τριγωνικής και τετραγωνικής εμφανίζουν χαμηλότερες επιδόσεις εξαιτίας της μεγαλύτερης επίδρασης της συσχέτισης. Όταν η συσχέτιση είναι υψηλή και οι τρεις διατάξεις έχουν την ίδια καμπύλη (αφού αν $\rho \rightarrow 1 \Rightarrow \rho^2 \approx \rho$), οπότε οι πίνακες θα είναι οι ίδιοι.

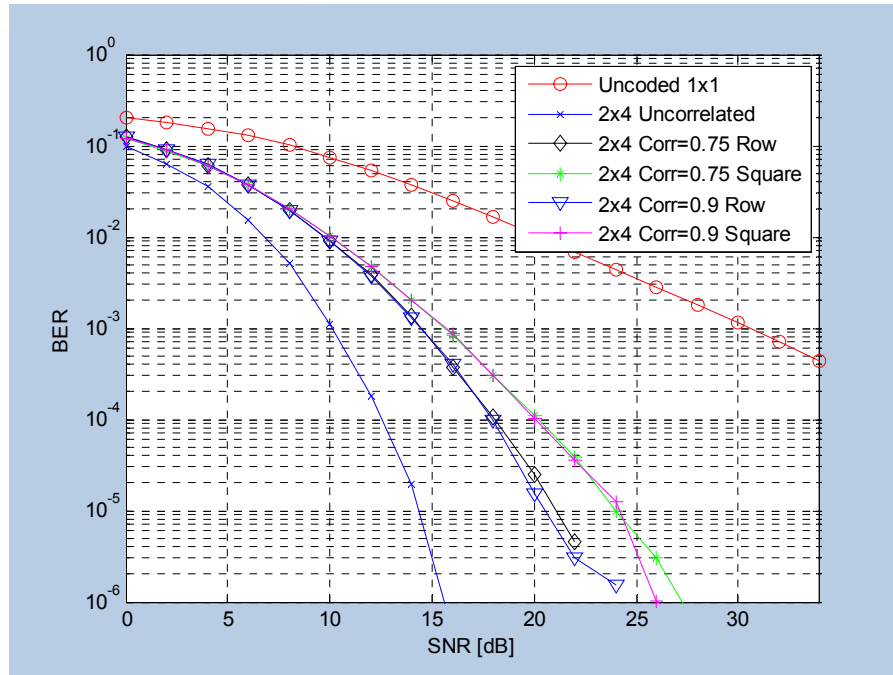
Στο Σχήμα 3.34 απεικονίζεται η περίπτωση των τριών κεραιών λήψης σε τριγωνική διάταξη. Αν η συσχέτιση είναι χαμηλή, $\rho=0.25$, η διαφορά είναι μικρή σε σχέση με τη μη συσχετισμένη περίπτωση και την διάταξη σε σειρά. Για $\rho=0.5, 0.75$ και 0.9 , η τριγωνική διάταξη είναι περίπου κατά 1 dB χειρότερη από την σειριακή. Αν έχουμε τέσσερις κεραιές όπως στο Σχήμα 3.35, το κόστος είναι μεγαλύτερο. Η τετράπλευρη διάταξη έχει περίπου 1.5dB λιγότερο κέρδος για $\rho = 0.5$, 2.5 dB για $\rho = 0.75$ και 3 dB αν $\rho = 0.9$.





Σχ. 3.34 BER με διαφορετικές συσχετισμένες διατάξεις των κεραιών λήψης, με δύο κεραιές μετάδοσης και τρεις λήψης, με 8PSK constellation.





Σχ. 3.35 BER με διαφορετικές συσχετισμένες διατάξεις των κεραιών λήψης, με δύο κεραιές μετάδοσης και τέσσερις λήψης, με 8PSK constellation.

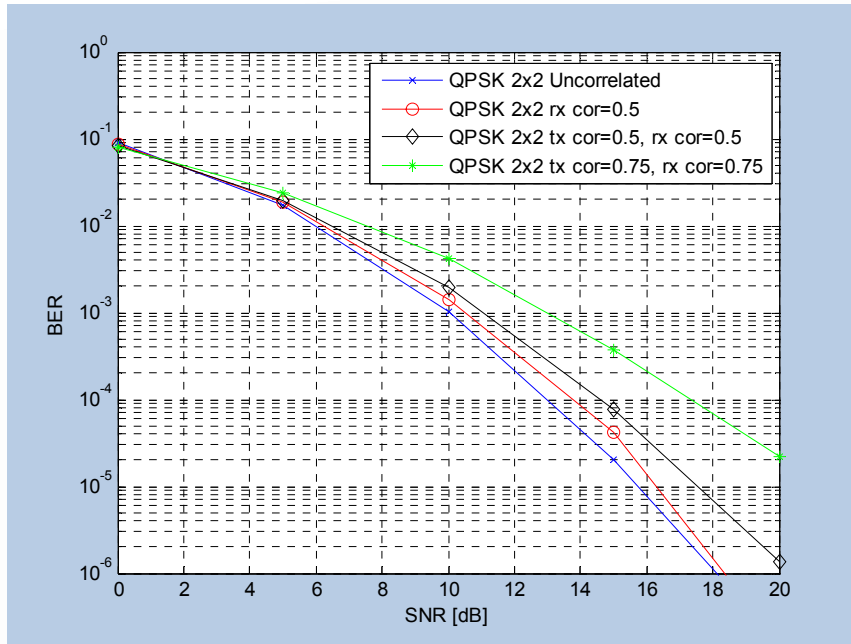
3.5.2 Περίπτωση πλήρους συσχέτισης

Πρόκειται για την περίπτωση όπου και στις δύο πλευρές του καναλιού υπάρχουν συσχετισμένες κεραιές (μεταδότες και κεραιές λήψης). Σημειώνεται ότι αν η συσχέτιση των κεραιών στα δύο άκρα της διασύνδεσης είναι αμοιβαία ανεξάρτητες η μία από την άλλη τότε ο πίνακας συ-διακύμανσης (covariance) μεταξύ των εκθετών υποκαναλιού (subchannel powers) γράφεται σαν παράγωγο του Kronecker των κανονικοποιημένων πινάκων συνδιακύμανσης (normalized covariance matrices) [31] μεταδότη και δέκτη, π.χ.

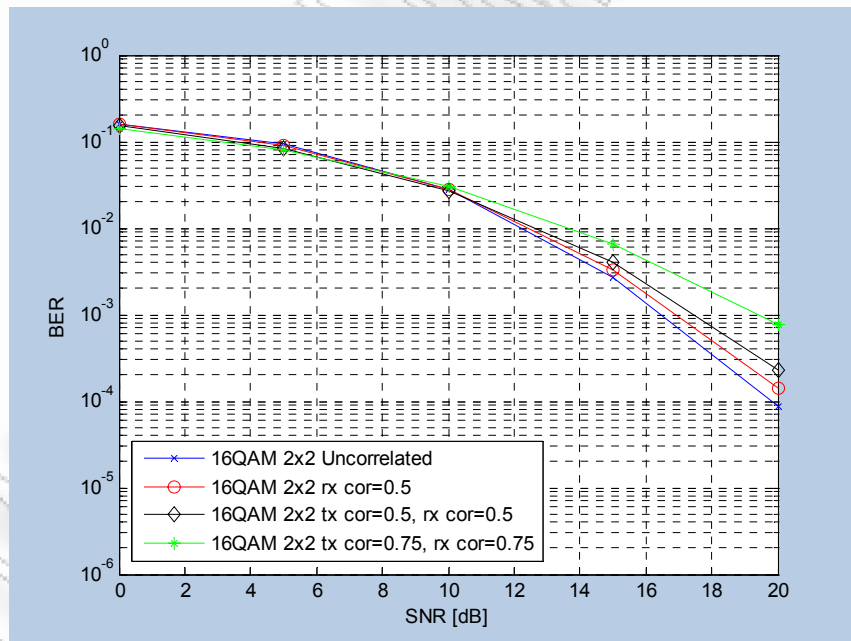
$$C_{N \times N} = C_{N_T \times N_T} \otimes C_{N_R \times N_R} \quad (3.1)$$

Για την προσομοίωση διάταξης με συσχέτιση και στις δύο άκρες, εντάχθηκε στον κώδικα η δημιουργία του πίνακα συνδιακύμανσης όπως ορίζεται από την Εξίσωση 3.1.

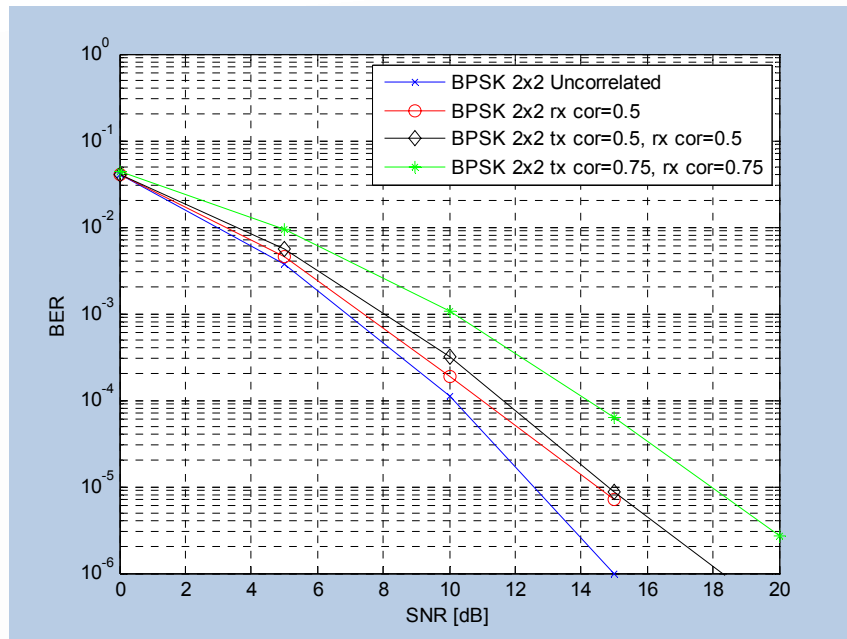
Η επίδοση της διάταξης με συσχέτιση στις κεραιές μετάδοσης και στις κεραιές λήψης προσομοιώθηκαν για 2, 3 και 4 κεραιές μετάδοσης σε διατάξεις με 2, 3 και 4 κεραιές λήψης και απεικονίζονται στα γραφήματα 3.36, 3.37 και 3.38.



(a)

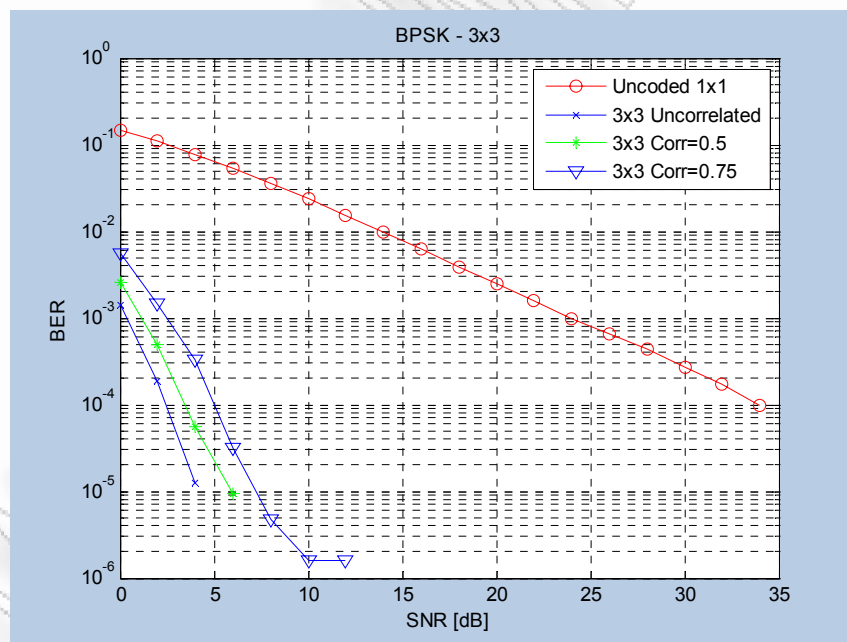


(b)

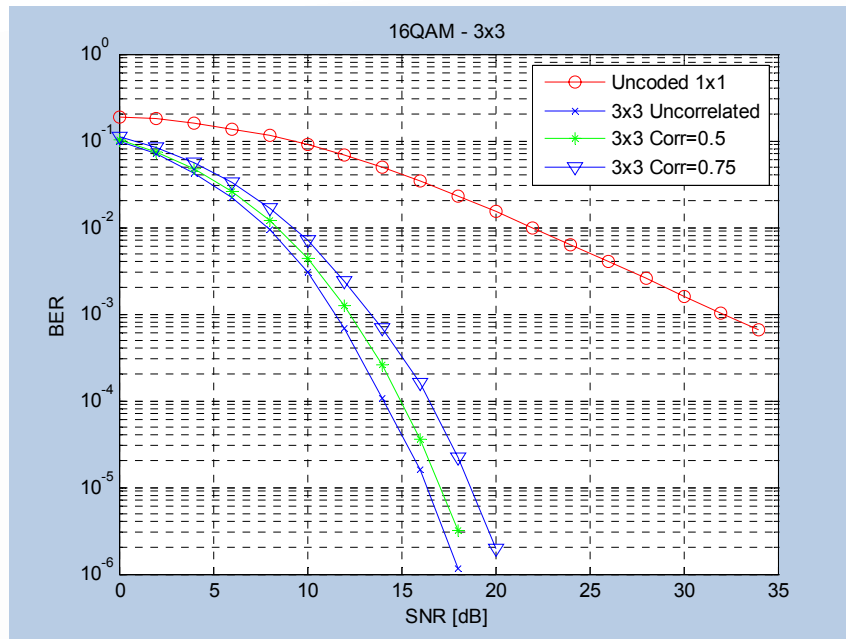


(c)

Σχ. 3.36 BER σε διάταξη πλήρους συσχέτισης με $\rho=0.25$, δύο κεραίες μετάδοσης και (a) δύο, (b) τρεις, και (c) τέσσερις κεραίες λήψης.



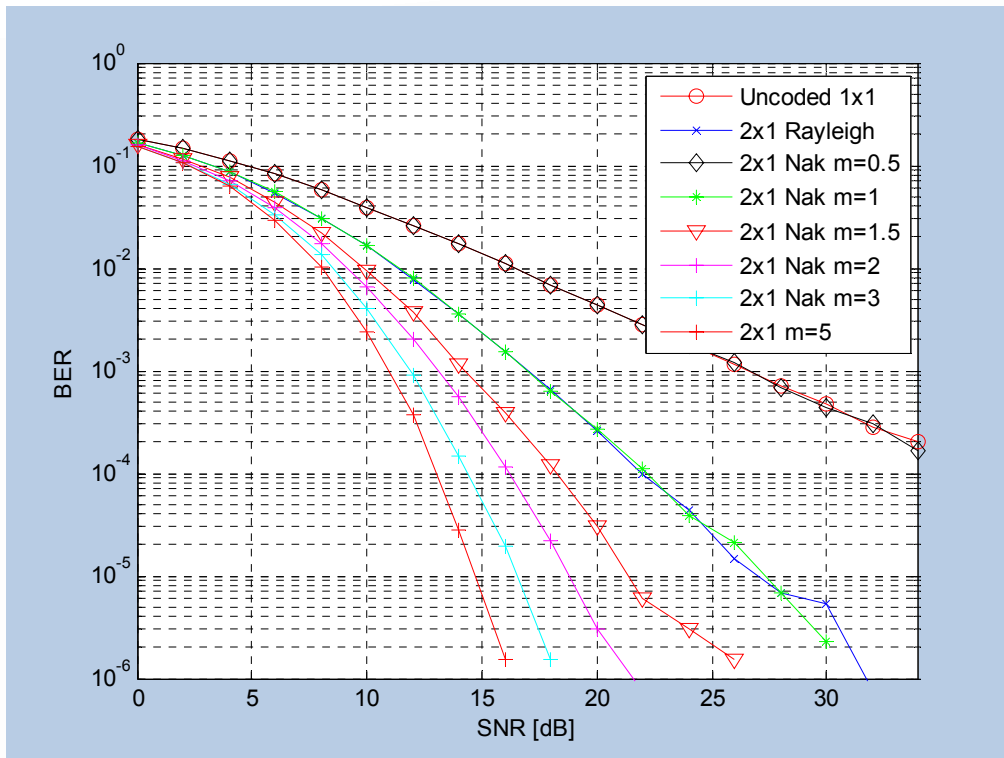
Σχ. 3.37 BER σε διάταξη πλήρους συσχέτισης με $\rho=0.5$, με τρεις κεραίες μετάδοσης και τρεις λήψης με διαμόρφωση BPSK.



Σχ. 3.38 BER σε διάταξη πλήρους συσχέτισης με $\rho=0.75$, τρεις κεραίες μετάδοσης και τρεις λήψης με διαμόρφωση 16QAM.

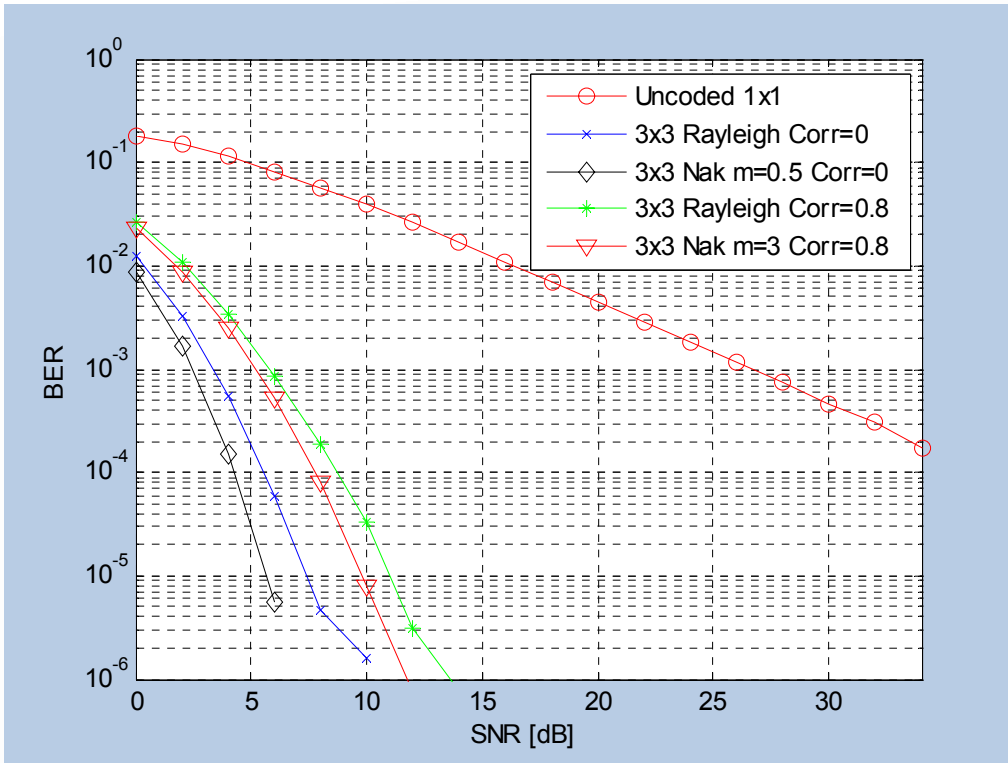
3.6 Επίδοση STBCs σε διαφορετικά κανάλια διάλλειψης

Μέχρι εδώ οι αποδόσεις που έχουν εξετασθεί ήταν πάνω σε κανάλια εξασθένισης Rayleigh. Στην παράγραφο 2.4.2 έχει εξηγηθεί ότι η κατανομή Nakagami- m είναι πιο ακριβής για πολλά κανάλια ασύρματης μετάδοσης. Επειδή η κατανομή έχει παράμετρο m είναι δυνατή η επιλογή μεταξύ διαφορετικών κατανομών διάλλειψης. Μικρότερες τιμές του m συνεπάγονται έντονη εξασθένιση και υψηλότερες τιμές μειωμένη εξασθένιση, αντίστοιχα. Η περίπτωση για $m=1$ συμπίπτει με την κατανομή Rayleigh. Παρακάτω θα εξεταστεί πως επηρεάζουν οι περιπτώσεις με περισσότερη ή λιγότερη εξασθένιση την επίδοση του BER.

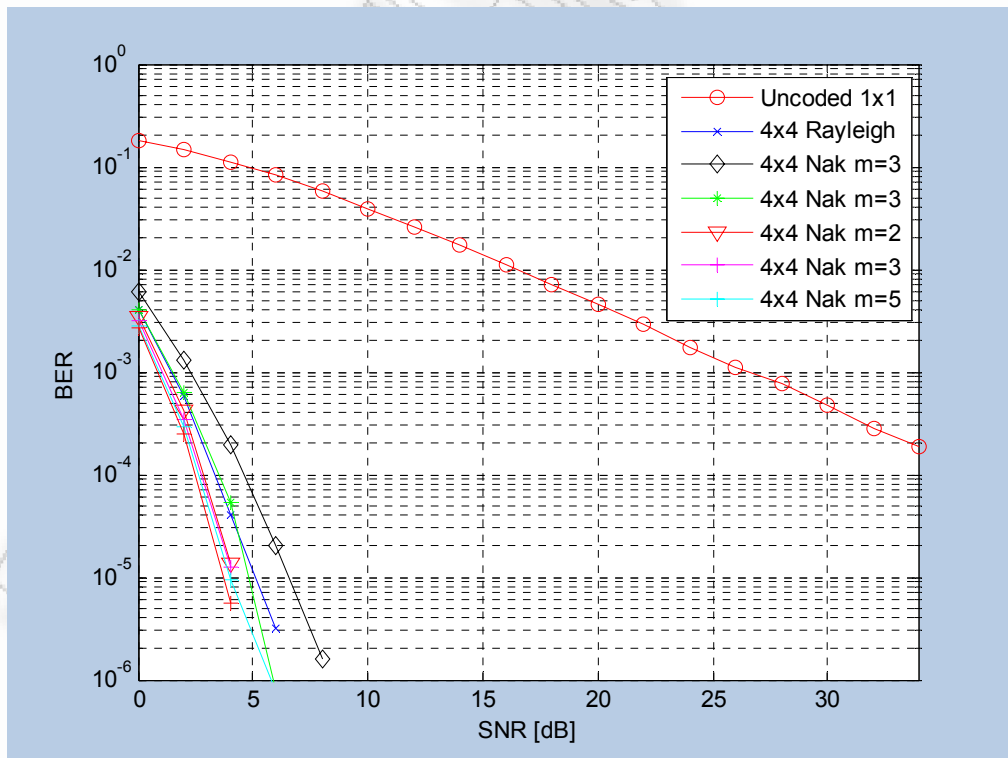


Σχ. 3.39 BER σε κανάλι εξασθένισης Nakagami- m , με Alamouti κωδικοποίηση

Αρχικά κάνουμε τη σύγκριση της επίδοσης μεταξύ καναλιού με διάλλειψη Rayleigh και Nakagami- m , με διαφορετικές τιμές της παραμέτρου m . Συγκεκριμένα προσοποιώνουμε τις περιπτώσεις με m ίσο με 0.5, 1, 1.5, 2, 3, και 5. Η σύγκριση αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 3.39. Χρησιμοποιήθηκε στην συγκεκριμένη περίπτωση κώδικα Alamouti (2x1 σύστημα) με διαμόρφωση QPSK και φασματική απόδοση 2 bit/s/Hz. Το πρώτο πράγμα που παρατηρείται είναι ότι στο κανάλι Rayleigh αλλά και στο κανάλι Nakagami με m ίσο με 1 ακολουθούν την ίδια καμπύλη, όπως έχει σημειωθεί και προηγουμένως. Στη συνέχεια παρατηρούμε ότι καθώς το m αυξάνεται η απόδοση βελτιώνεται. Αυτό συμβαίνει γιατί όσο μεγαλύτερο το m , τόσο λιγότερη η εξασθένιση στην ζεύξη. Όσο αφορά την περίπτωση του Rayleigh, για BER 10^{-4} τα κέρδη είναι περίπου 4dB, 6dB, 8dB και 10dB με τιμές της παραμέτρου m , 1.5, 2, 3, και 5 αντίστοιχα. Από την άλλη όταν το m παίρνει την τιμή 0.5 το σύστημα χειροτερεύει και ακολουθεί την ίδια καμπύλη με την περίπτωση συστήματος 1x1.



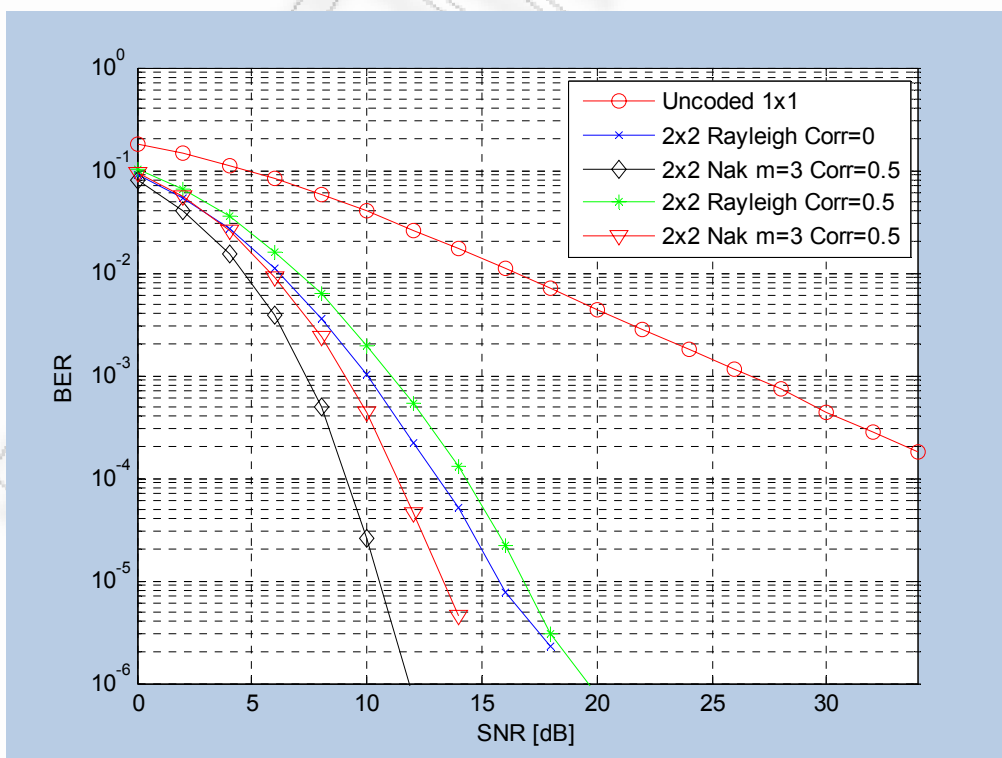
Σχ. 3.40 BER σε κανάλι εξασθένισης Nakagami-m, με τρεις κεραίες πομπού και τρεις κεραίες λήψης.



Σχ. 3.41 BER σε κανάλι εξασθένισης Nakagami-m, με τέσσερις κεραίες πομπού και τέσσερις κεραίες λήψης

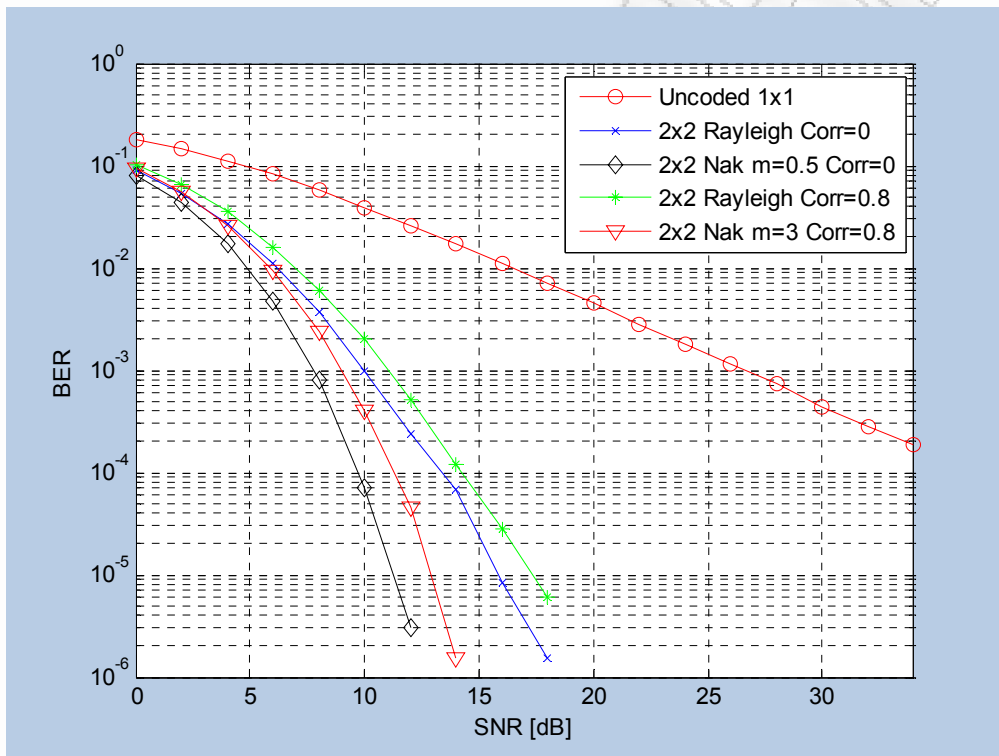
Στο Σχήμα 3.40 παρουσιάζονται τα γραφικά για τις περιπτώσεις με τρεις κεραιές μετάδοσης και τρεις κεραιές λήψης. Οι διαφορές παρατηρείται ότι τελικά αποδεικνύονται μικρότερες, επειδή υπάρχει περισσότερη χωρική διαφορική λήψη (spatial diversity). Είναι προφανές ότι οι περιπτώσεις Rayleigh και Nakagami- m με $m=1$ ακολουθούν ακόμη την ίδια καμπύλη μόνο που τώρα η διαφορά μεταξύ του Rayleigh και του Nakagami με $m=5$ είναι μόνο 2dB με BER 10^{-5} . Η περίπτωση του $m=0.5$ αποδίδει καλύτερα από ότι το σύστημα 2x1. Ισοδύναμα στο Σχήμα 3.41 φαίνεται η επίδοση με τέσσερις κεραιές μετάδοσης και τέσσερις κεραιές λήψης. Παρακολουθώντας τις μεταβολές για τις διαφορετικές τιμές του παράγοντα Nakagami βλέπουμε ότι είναι μικρές σε σχέση με αυτές του 2x1 συστήματος, για παράδειγμα το κέρδος για BER 10^{-4} , με $m=5$ είναι μόλις 1dB και το κόστος για $m=0.5$ είναι 1dB. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι όσο μεγαλύτερη η διαφορική χωρική απόκλιση, τόσο μικρότερη η επίδραση της εξασθένησης του καναλιού.

Στη συνέχεια θα εξετάσουμε την συμπεριφορά του καναλιού Nakagami- m όταν αυξάνεται η συσχέτιση στις κεραιές λήψης. Για τον λόγο αυτό θα εξετάσουμε το πως η συσχέτιση επηρεάζει συγκρινόμενο με το κανάλι Rayleigh, που έχει ήδη εξετασθεί παραπάνω. Πραγματοποιούμε μερικές προσομοιώσεις με διαφορετικούς παράγοντες συσχέτισης σε κανάλι Rayleigh και Nakagami με παράμετρο $m=3$, Σχήμα 3.42, 3.43, και 3.44. Έχει χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση BPSK, απόδοσης 1 bit/s/Hz. Οι παράγοντες συσχέτισης που χρησιμοποιήθηκαν είναι 0.5 και 0.8.

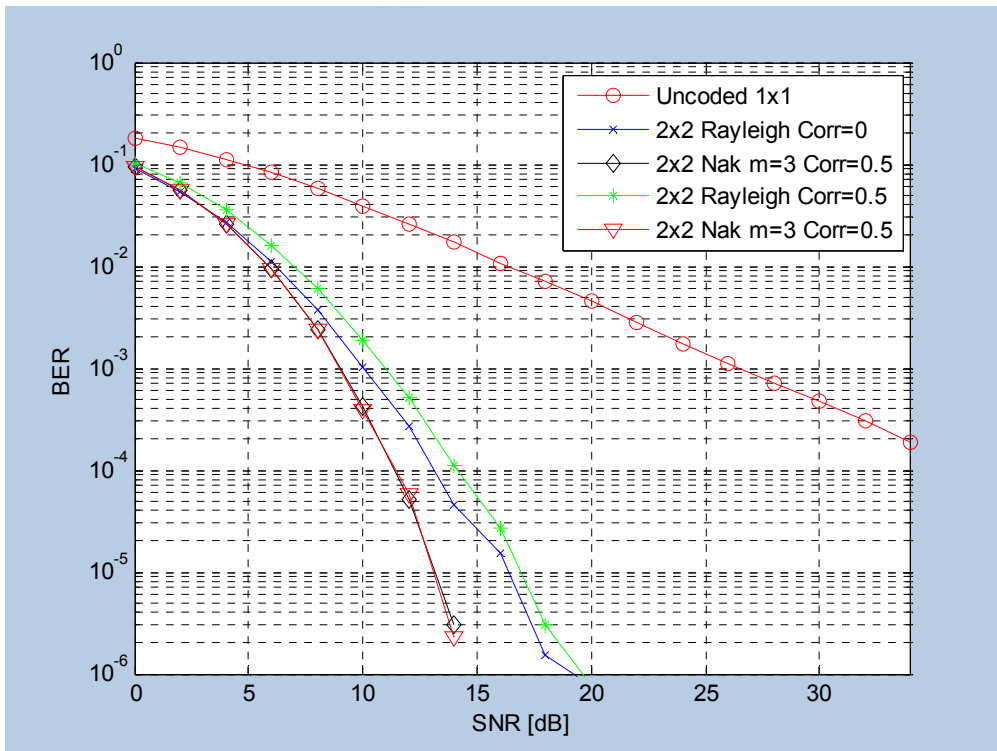


Σχ. 3.42 BER σε Nakagami κανάλι εξασθένησης ($m=3$) με συσχέτιση ($\rho=0.5$) στο δέκτη, με δύο κεραιές μετάδοσης και δύο λήψης.

Όπως βλέπουμε όταν η συσχέτιση αυξάνεται η επίδοση στο κανάλι Nakagami- m χειροτερεύει, ενώ το κόστος σε SNR για μία τιμή του BER εξαρτάται από τη τιμή της συσχέτισης. Από τα γραφήματα αυτά παρατηρούμε ότι χωρίς υψηλή συσχέτιση, π.χ. $\rho=0.5$, υφίσταται ακόμη η διαφορά μεταξύ καναλιού Rayleigh και Nakagami. Ωστόσο, όταν έχουμε υψηλή συσχέτιση, οι διαφορές μεταξύ Rayleigh και Nakagami- m μειώνονται και τα δύο κανάλια εμφανίζουν παρόμοια συμπεριφορά. Οι περιπτώσεις με $\rho=0.8$ απεικονίζονται στα Σχήματα 3.43 και 3.44. Από την άλλη, παρατηρούμε ότι η επίδραση της συσχέτισης είναι μεγαλύτερη σε κανάλια Nakagami- m από ότι σε κανάλια Rayleigh.

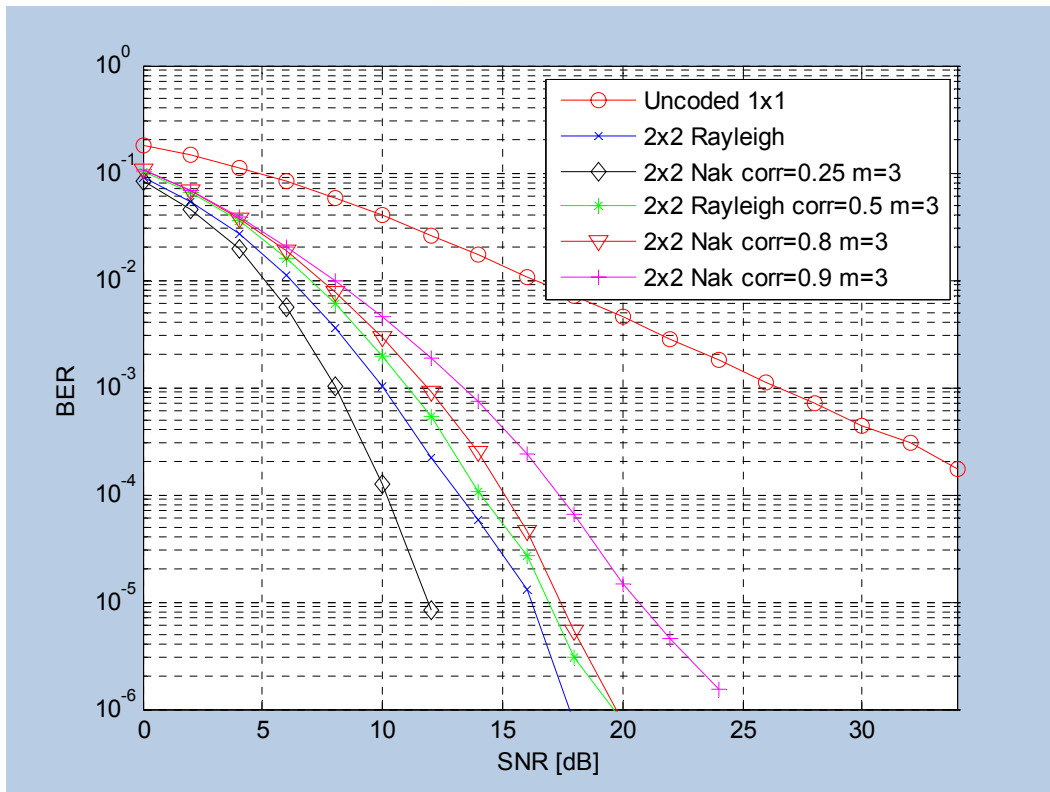


Σχ. 3.43 BER σε κανάλι εξασθένισης Nakagami ($m=3$) με συσχέτιση ($\rho = 0.8$) στο δέκτη, δύο κεραίες μετάδοσης και δύο λήψης.



Σχ. 3.44 BER σε κανάλι εξασθένισης Nakagami ($m=3$) με συσχέτιση ($\rho = 0.5$) στο δέκτη, δύο κεραίες μετάδοσης και δύο λήψης.

Ακολουθώντας την μελέτη της συσχέτισης σε κανάλια Nakagami παρουσιάζονται μερικά διαγράμματα από προσομοιώσεις. Το Σχήμα 3.45 δίνονται τα αποτελέσματα με τέσσερις κεραίες μετάδοσης και τρεις λήψης, χρησιμοποιώντας πίνακα κωδικοποίησης H_4 , διαμόρφωση 16QAM (σημειώνεται ότι οποιαδήποτε άλλη κωδικοποίηση ή διαμόρφωση θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί) και φασματική απόδοση 3 bit/s/Hz. Όπως φαίνεται όταν η διαφορικότητα (diversity) αυξάνεται, η επίδραση της συσχέτισης αλλά και της εξασθένισης του καναλιού μειώνεται, και οι διαφορές μεταξύ Rayleigh – Nakagami και συσχετισμένο – μη συσχετισμένο είναι μικρές.



Σχ. 3.45 Rayleigh-Nakagami- m , $m=3$, $\rho=0.25, 0.5, 0.8$, και 0.9 για σύστημα 2×2 .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΕΠΕΞΗΓΗΣΗ ΤΟΥ ΚΩΔΙΚΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δώσουμε μία σύντομη επεξήγηση του πηγαίου κώδικα που δημιουργήθηκε και χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις αυτής της μελέτης. Επειδή τα περισσότερα αρχεία είναι παρόμοια θα επεξηγήσουμε μόνο ένα που είναι το αρχείο για την περίπτωση δύο κεραιών μετάδοσης, *stbc_2.m*. Στόχος είναι η σύνδεση του κώδικα που φαίνεται παρακάτω με τις εξισώσεις του κεφαλαίου 1.

```
function [FER,FER_uncoded,SER,SER_uncoded, BER,
BER_uncoded]=stbc_2(channel_model,K,Num,no_tx_antennas,no_rx_antennas,
modulation,alpha)

%if we have only six arguments alpha=0 and there is no correlation
if nargin==6
    alpha=0;
end

%SNR upto 20 dBs
EbNo=[0:2:35];

%N, M: number of transmit and receive antennas

N=no_tx_antennas;
M=no_rx_antennas;

%initialize count
idx = 1;

h=waitbar(0,'Percentage Completed');
set(h,'Position',[230 60 275.25 56.25]);
set(h,'name','Please wait...');
wb=5.55;
K=K-mod(K,2);

for SNR=EbNo
    sigma=0.5/(10^(SNR/10));
    % Num -> number of packets
```

Εύρος SNR σε dB

*Για την εξέλιξη της
συνάρτησης*

*δημιουργούμε την τιμή του σ
σε φυσικές μονάδες - units*

```
for packet_count=1:Num
[temp s P]=tx_modulate(tx_bits,modulation);
```

παίρνουμε τα σύμβολα με διαμορφώνοντας τα bits που δημιουργήθηκαν προηγουμένως

```
%ready to transmit symbols of length 'K'
X_p=temp.';
fr_length_p=length(X_p);
X=reshape(X_p,fr_length_p/N,N);
fr_length=length(X);
```

Δημιουργούμε N διαφορετικές στήλες συμβόλων ανάλογα με τον αριθμό των κεραιών μετάδοσης

```
% block coding-Alamouti
x0=X_p;% required to verify a 1x1 system
x1=X(:,1:2);
x2(:,1)=-conj(X(:,2));
x2(:,2)=conj(X(:,1));
```

Μετάδοση πίνακα. Αυτή η περίπτωση αντιστοιχεί στον πίνακα Alamouti matrix

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

```
% form the channel matrix
[Hr Hr_p]=channel_matrix(channel_model,M,N,fr_length,fr_length_p);
```

Δημιουργία των συντελεστών της μήτρας του καναλιού

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \\ h_2(t) &= h_2(t+T) = h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (1.1)$$

```
%matrix must remain positive definite
if alpha==1
alpha=0.99;
end
```

```
for n=1:M
```

```
%transmission matrix
H=reshape(Hr(n,:,:),fr_length,N);
```

```
%add the correlation in case we have
if alpha~=0
Hr=correlation(Hr,alpha,fr_length,N,M);
end
```

στην περίπτωση που έχουμε συσχέτιση το προσθέτουμε στους συντελεστές στο κανάλι

```
H_p=reshape(Hr_p(n,:,:),fr_length_p,N);
```

```
Habs(:,n)=sum(abs(H).^2,2);
```

Habs αντιστοιχούν σε:

$$Habs = \alpha_1^2 + \alpha_2^2$$

```
%received signal per receiver antenna
```

```
r1(:,n)=sum(H.*x1,2)/sqrt(N)+sqrt(sigma)*(randn(fr_length,1)...
+j*randn(fr_length,1));
r2(:,n)=sum(H.*x2,2)/sqrt(N)+sqrt(sigma)*(randn(fr_length,1)...
+j*randn(fr_length,1));
```

Δημιουργούμε τα σήματα του δέκτη

$$\begin{aligned} r_1 &= r(t) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= r(t+T) = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (1.2)$$

```
% demodulate the received signals
```

```
z1(:,n)=r1(:,n).*conj(H(:,1))+conj(r2(:,n)).*H(:,2);
z2(:,n)=r1(:,n).*conj(H(:,2))-conj(r2(:,n)).*H(:,1);
end
```

Δημιουργούμε τα σήματα του δέκτη

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ z_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1^* n_2 + h_2 n_1 \end{aligned} \quad (1.4)$$

```
%uncoded(1,1)
```

```
r01=H_p(:,1).*x0+sqrt(sigma)*(randn(fr_length_p,1)+j*randn(fr_length_p,1));
```

σήμα αποδοχής για το μη κωδικοποιημένη περίπτωση (SISO)

```
%form estimates
```

```
for m=1:P
```

```
  d01(:,m)=abs(r01-H_p(:,1).*s(m)).^2; %uncoded signal
```

```
%coded signals
```

```
  d1(:,m)=abs(sum(z1,2)-s(m)).^2+(-1+sum(Habs,2)/sqrt(2))*abs(s(m))^2;
```

```
  d2(:,m)=abs(sum(z2,2)-s(m)).^2+(-1+sum(Habs,2)/sqrt(2))*abs(s(m))^2;
```

```
end
```

για κάθε σήμα δημιουργούμε τις προσεγγίσεις για να χρησιμοποιηθούν αργότερα στο κριτήριο απόφασης:

$$d_{j,m} = d^2(z_j, s_m) + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_m|^2$$

$$\text{Όπου η απόσταση } d: d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) = |x - y|^2$$

```
% determine the minimum of estimates
```

```
%decision for detecting uncoded
```

```
[y0,i0]=min((d01),[],2);
s0d=s(i0).';
```

```
clear d01
```

το κριτήριο απόφασης είναι να επιλέξουμε το σύμβολο που ελαχιστοποιεί $d_{j,m}$ επέλεξε s_i iff:

$$d_{i,m} \leq d_{j,m} \quad \forall i \neq j$$

που είναι ισοδύναμο με το:

$$\min(d_{i,m}, d_{j,m})$$

```
%decision for detecting s1
[y1,i1]=min(d1,[],2);
s1d=s(i1).';
```

```
clear d1
```

```
%decision for detecting s2
[y2,i2]=min(d2,[],2);
s2d=s(i2).';
```

τα τελευταία δύο βήματα αντιστοιχούν στην εξίσωση:

$$(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_j, s_i) \leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_j, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (1.7)$$

```
% form received symbols
Xd=[s1d s2d];
%determine symbol errors
error_un(packet_count)=sum(X_p~=s0d);% for uncoded
error(packet_count)=sum(sum(X~=Xd));% for coded
end% end of FOR loop for "packet_count"
```

```
%calculate FER, SER and BER for current idx
```

```
%for uncoded signal
SER_uncoded(idx)=sum(error_un)/(Num*K);
BER_uncoded(idx)=SER_uncoded(idx)/BIT;
FER_uncoded(idx)=SER_uncoded(idx)*K;
```

```
%for coded signal
SER(idx)=sum(error)/(Num*K);
BER(idx)=SER(idx)/BIT;
FER(idx)=SER(idx)*K;
```

για τον προσδιορισμό του ρυθμού λάθους συμβόλου

$$SER = \frac{\text{no errors}}{\text{no frames} * \text{no symbols / frame}}$$

```
%increment idx
idx=idx + 1;
```

```
str_bar=[num2str(wb) '% Completed'];
waitbar(wb/100,h,str_bar);
wb=wb+5.55;
```

Για τον προσδιορισμό των λανθασμένων συμβόλων συγκρίνουμε τον πίνακα συμβόλων που αποστέλλονται $send(X)$ και τον πίνακα των συμβόλων που επιλέχθηκαν στο προηγούμενο βήμα (X_d)


```
end% end of FOR loop for SNR
```

```
close(h);
```

τέλος του *bucle* και πέρασμα
στο επόμενο πλαίσιο

Παρακάτω περιγράφονται οι συναρτήσεις που δημιουργήθηκαν για την μελέτη αυτή:

- *tx_modulate.m*:

```
function [mod_symbols,table, P, BIT] = tx_modulate(K,modulation)
```

```
% *****
% This program modulates the input binary data. The inputs are:
% bits_in -> the binary input bits
% modulation -> we choose one of 'BPSK','QPSK','8PSK','16QAM'
% The outputs are:
% mod_symbols -> modulated output
% table -> the complete set of symbols in a chosen constellation. This is
% required by the demodulator.
% P -> the number of points in a chosen constellation. This is required by
% the demodulator
% *****
```

```
% we are interested in transmitting 'K' SYMBOLS not bits. Hence, K*2 for QPSK etc.
```

```
switch (modulation)
case 'BPSK '
    data=randint(K,1);
    BIT=1;
case 'QPSK '
    data=randint(K*2,1);
    BIT=2;
case '8PSK '
    data=randint(K*3,1);
    BIT=3;
case '16QAM'
    data=randint(K*4,1);
    BIT=4;
otherwise
    disp('No Modulation')
end
```

```
bits_in=data.;
```

```
full_len = length(bits_in);
```

```
% BPSK modulation
if ~isempty(findstr(modulation, 'BPSK'))
    % Angle [pi/4 -3*pi/4] corresponds to
    % Gray code vector [0 1], respectively.
```

δημιουργούμε τα bits για
μετάδοση ανάλογη με το
είδος της διαμόρφωσης

```

table=exp(j*[0 -pi]); % generates BPSK symbols
table=table([1 0]+1); % Gray code mapping pattern for BPSK symbols
inp=bits_in;
mod_symbols=table(inp+1); % maps transmitted bits into BPSK symbols
P=2;% 2 constellation points
% QPSK modulation

elseif ~isempty(findstr(modulation, 'QPSK'))
% Angle [pi/4 3*pi/4 -3*pi/4 -pi/4] corresponds to
% Gray code vector [00 10 11 01], respectively.
table=exp(j*[-3/4*pi 3/4*pi 1/4*pi -1/4*pi]); % generates QPSK symbols
table=table([0 1 3 2]+1); % Gray code mapping pattern for QPSK symbols
inp=reshape(bits_in,2,full_len/2);
mod_symbols=table([2 1]*inp+1); % maps transmitted bits into QPSK symbols
P=4;% 4 constellation points

elseif ~isempty(findstr(modulation, '8PSK'))
% generate constellations
% Angle [0 pi/4 pi/2 3*pi/4 pi 5*pi/4 3*pi/2 7*pi/4] corresponds to
% Gray code vector [000 001 011 010 110 111 101 100], respectively.
table=exp(j*[0 pi/4 pi/2 3*pi/4 pi 5*pi/4 3*pi/2 7*pi/4]); % generates 8PSK symbols
%table=[ 1.0000 + 1.0000i -1.0000 + 1.0000i 1.0000 - 1.0000i -1.0000 - 1.0000i 3.0000 + 1.0000i -
3.0000 + 1.0000i 3.0000 - 1.0000i -3.0000 - 1.0000i];
table=table([0 1 3 2 6 7 5 4]+1); % Gray code mapping pattern for 8PSK symbols
inp=reshape(bits_in,3,full_len/3);
mod_symbols=table([4 2 1]*inp+1); % maps transmitted bits into 8PSK symbols
P=8;%8 constellation points
% 16-QAM modulation

elseif ~isempty(findstr(modulation, '16QAM'))
% generates 16QAM symbols
m=1;
for k=-3:2:3
for l=-3:2:3
table(m) = (k+j*l)/sqrt(10); % power normalization
m=m+1;
end;
end;
table=table([0 1 3 2 4 5 7 6 12 13 15 14 8 9 11 10]+1); % Gray code mapping pattern for 8-PSK
symbols
inp=reshape(bits_in,4,full_len/4);
mod_symbols=table([8 4 2 1]*inp+1); % maps transmitted bits into 16QAM symbols
P=16; %16 constellation points

else
error('Unimplemented modulation');
end

```

- channel_matrix.m:

```
function [Hr, Hr_p]=channel_matrix(channel_model,M,N,fr_length,fr_length_p,m)

%This program forms the channel matrix, both MIMO and SISO channel.
%Hr_p is for the uncoded case(1x1 system), just for comparison in the
%graphics. Hr is the coefficients for the MIMO channel.

% form the channel matrix
for n=1:M

if channel_model=='AWGN '
    Hr(n,:)=ones(fr_length,N);
    Hr_p(n,:)=ones(fr_length_p,N);

elseif channel_model=='Rayleigh'
    Hr(n,:)=(randn(fr_length,N)+j*randn(fr_length,N))/sqrt(2);
    Hr_p(n,:)=(randn(fr_length_p,N)+j*randn(fr_length_p,N))/sqrt(2);

elseif channel_model=='Nakagami'
    omega=1;

    %Ux=randn(fr_length,N,m);
    %Uy=randn(fr_length,N,m);
    %A=sum((Ux.^2+Uy.^2),3);
    %Hr(n,:)=(sqrt(A)/sqrt(2*m)).*exp(2*j*pi*rand(fr_length,N));

    %Ux=randn(fr_length_p,N,m);
    %Uy=randn(fr_length_p,N,m);
    %A=sum((Ux.^2+Uy.^2),3);
    %Hr_p(n,:)=(sqrt(A)/sqrt(2*m)).*exp(2*j*pi*rand(fr_length_p,N));

    Hr(n,:)=sqrt(gamrnd(m,omega/m,[fr_length N]))... .*exp(2*j*pi*rand(fr_length,N));
    Hr_p(n,:)=sqrt(gamrnd(m,omega/m,[fr_length_p N]))... .*exp(2*j*pi*rand(fr_length_p,N));

else
    error('Unimplemented channel model');
end

end
```

Δημιουργούμε τον πίνακα του καναλιού
 $h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$
 $h_2(t) = h_2(t+T) = h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2}$

μπορούμε να επιλέξουμε μεταξύ δύο μεθόδων
για την δημιουργία καναλιού Nakagami

$$H_r = \sqrt{X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_m^2}$$

$X_1 \dots$ γκαουσιανά

through creating
Gamma RV's

- correlation.m:

```
function H=correlation(Hr,alpha,fr_length,N,M)

%This program is used to give correlation to the receive antennas
```

ανάλογα με τον αριθμό των κεραιών λήψης
επιλέγουμε ανάμεσα στις μήτρες συσχέτισης

```
switch (M)
```

```
case 2
```

```
corr=chol([1 alpha; alpha 1]);
```

$$R_2 = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho & 1 \end{bmatrix}$$

```
case 3
```

```
corr=chol([1 alpha alpha^2; alpha 1 alpha; alpha^2 alpha 1]);
```

$$R_3 = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 \\ \rho & 1 & \rho \\ \rho^2 & \rho & 1 \end{bmatrix}$$

```
case 4
```

```
corr=chol([1 alpha alpha^2 alpha^3; alpha 1 alpha alpha^2; alpha^2 alpha 1 alpha; alpha^3 alpha^2 alpha 1]);
```

$$R_4 = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \rho^3 \\ \rho & 1 & \rho & \rho^2 \\ \rho^2 & \rho & 1 & \rho \\ \rho^3 & \rho^2 & \rho & 1 \end{bmatrix}$$

*αλλά χρησιμοποιούμε
την παραγοντοποίηση
Cholesky*

```
otherwise
```

```
disp('Number incorrect of transmit antennas')
```

```
end
```

```
%premultiply for correlation at the receiver
```

```
for n=1:N
```

```
H(:,n)=corr*Hr(:,n);
```

```
end
```

$$H' = R * H$$

- correlation_both.m:

```
function H=correlation_both(Hr,alpha_rx,alpha_tx,fr_length,N,M)
```

```
%This program is used to give correlation to the transmit and receive antennas, deployed  
%like a row
```

```
switch (M)
```

```
case 2
```

```
corr_rx=[1 alpha_rx; alpha_rx 1];
```

```
case 3
```

```

        corr_rx=[1 alpha_rx alpha_rx^2; alpha_rx 1 alpha_rx; alpha_rx^2 alpha_rx 1];
    case 4
        corr_rx=[1 alpha_rx alpha_rx^2 alpha_rx^3;alpha_rx 1 alpha_rx alpha_rx^2;
        alpha_rx^2 alpha_rx 1 alpha_rx; alpha_rx^3 alpha_rx^2 alpha_rx 1];
    otherwise
        disp('Number incorrect of transmit antennas')
end
switch (N)
    case 2
        corr_tx=[1 alpha_tx; alpha_tx 1];
    case 3
        corr_tx=[1 alpha_tx alpha_tx^2; alpha_tx 1 alpha_tx; alpha_tx^2 alpha_tx 1];
    case 4
        corr_tx=[1 alpha_tx alpha_tx^2 alpha_tx^3;alpha_tx 1 alpha_tx alpha_tx^2;
        alpha_tx^2 alpha_tx 1 alpha_tx; alpha_tx^3 alpha_tx^2 alpha_tx 1];
    otherwise
        disp('Number incorrect of transmit antennas')
end

K=kron(corr_tx,corr_rx);
corr=chol(K);

for k=1:fr_length
    H_k=reshape(Hr(:,k,:),1,M*N);
    J=H_k*corr;
    H(:,k,:)=reshape(J,M,1,N);
end

```

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΕΡΓΑΣΙΕΣ

5.1 Συμπεράσματα

Στην εργασία αυτή αρχικά εξετάστηκε η θεωρία των χωροχρονικών μπλοκ κωδικοποίησης (space-time block coding - STBC), μία απλή και κομψή μέθοδος για μετάδοση χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραιές μετάδοσης σε ασύρματο περιβάλλον. Όπως παρατηρήθηκε αυτοί οι κώδικες έχουν πολύ απλό αλγόριθμο αποκωδικοποίησης μέγιστης πιθανοφάνειας βασισμένο μόνο σε γραμμική επεξεργασία. Επιπλέον, είναι δυνατό να έχουν πλήρη διαφορικότητα που μας δίνεται από το γινόμενο των κεραιών μετάδοσης και λήψης. Επίσης παρουσιάστηκαν τα διάφορα STBC και παρατηρήθηκε ότι για κάθε αριθμό κεραιών υπάρχουν διαφορετικές κωδικοποιήσεις και για κάθε περίπτωση με τρεις ή τέσσερις υπάρχουν διαφορετικοί κώδικες που μπορούν να πετύχουν διαφορετικούς ρυθμούς κωδικοποίησης και έχουν σημαντική ή μικρή πολυπλοκότητα.

Αναπτύχθηκε εξειδικευμένος κώδικας σε MATLAB ενώ εκτελέστηκαν πολλές δοκιμές επίδοσης STBC. Μετά την αξιολόγηση των επιδόσεων για διαφορετικό αριθμό κεραιών μετάδοσης/λήψης καθώς και διαφορετικούς πίνακες μετάδοσης, γενικά, παρατηρήθηκε ότι οι χωροχρονικές κωδικοποιήσεις παρέχουν αρκετά dB σε διαφορικό κέρδος σε σχέση με συμβατικές SISO (μόνο μία κεραία μετάδοσης και μία λήψης). Αυτά τα σημαντικά κέρδη μπορούν να επιτευχθούν με την αύξηση του αριθμού των αλυσίδων μετάδοσης με πολύ μικρή πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης.

Τέλος, στην εργασία αυτή εξετάστηκαν περιπτώσεις όπου υπήρχε συσχέτιση στις κεραιές λήψης. Παρατηρήθηκε ότι η συσχέτιση επιβαρύνει την επίδοση, και το κόστος διαφέρει ανάλογα με την δύναμη της συσχέτισης καθώς και την τάξη της διαφορικής χωρικής λήψης του καναλιού. Μελέτη των καναλιών Nakagami-m έχει επίσης συμπεριληφθεί. Με αυτή τη κατανομή προσαρμόζεται το βάθος

εξασθένησης, συνεπώς είναι και πιο γενικευμένη κατανομή από τη Rayleigh. Αν υπάρχει λιγότερη εξασθένηση παρατηρήθηκε στα γραφήματα BER ότι επιτυγχάνονται καλύτερες επιδόσεις. Ωστόσο, η βελτίωση μειώνεται όταν αυξάνεται η τάξη της διαφορικής χωρικής λήψης καθώς και όταν αυξάνεται η συσχέτιση των πολλαπλών διαδρομών λήψης.

5.2 Μελλοντικές Εργασίες

Υπάρχουν κάποια νέα ζητήματα που μπορούν να εμφανιστούν καθώς και κάποιες βελτιώσεις σε μερικές πτυχές. Αναφέρονται στη συνέχεια μερικά από αυτά:

- Βελτιστοποίηση του πηγαίο κώδικα στα προγράμματα MATLAB και προσπάθεια μείωσης και σύνδεσής τους.
- Βελτίωση του γραφικού περιβάλλοντος χρήστη, προσθήκη όλων των προγραμμάτων. Επίσης, η εξέταση της πιθανότητας υλοποίησης των προγραμμάτων για χρήση στο Simulink.
- Προσθήκη άλλων τύπων καναλιών όπως κανάλια εξασθένησης συχνότητας (frequency fading channels).
- Υλοποίηση της συσχέτισης στις κεραίες μετάδοσης και προσομοίωση πλήρως συσχετισμένων καναλιών.
- Βαθύτερη μελέτη του ρυθμού μετάδοσης συμβόλου (symbol error rate - SER) και ρυθμού μετάδοσης πλαισίου (frame error rate -FER).
- Υλοποίηση Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes (QOSTBC), που αν και πιο περίπλοκα μπορούν να πετύχουν πλήρες ρυθμό κωδικοποίησης.
- Προσομοίωση άλλων κατηγοριών χωροχρονικών κωδικοποιήσεων (space-time codes), όπως π.χ. Space-Time Trellis Codes (STTC).
- Υλοποίηση κωδικοποίησης με συναρτήσεις C-MEX ώστε να βελτιωθεί η ταχύτητα προσομοίωσης.

REFERENCES

- [1] W.C. Jakes, Ed., *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.
- [2] Telatar, E., "Capacity of Multiantenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 10, No. , November/December 1999, pp. 585-595.
- [3] Foschini, G J., and M.J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, Vol. 6, 1998, pp 311-335.
- [4] Tarokh, V., N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol 44, No. 2, March 1998, pp. 744-765.
- [5] Alamouti, S. M., "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal Select. Areas Commun.*, Vol. 16, No. 8, October 1998, pp. 1451-1458.
- [6] Jankiraman, M., "Space-Time Codes and MIMO Systems" Chapter 1, 2004
- [7] Tarokh, V., Jafarkhani H., and A.R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communication: Performance Results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol 17, No. 3, March 1999, pp. 451-460.
- [8] Tarokh, V., Jafarkhani H., and A.R. Calderbank, "Space Time Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol 45, No. 5, July 1999, pp. 1456-1467.
- [9] Bölcksey H., Borgmann M., and Paulraj A.J., "Space-Frequency Coded MIMO-OFDM with Variable Multiplexing-Diversity Tradeoff," 2003.
- [10] Jankiraman, M., "Space-Time Codes and MIMO Systems" Chapter 4: Space-Time Block Coding. Pp 75-102, 2004
- [11] S. Loyka, "Channel capacity of MIMO architecture using exponential correlation matrix", *IEEE Communication Letters*, vol. 5, No 9 2001, pp 369-371.
- [12] Haiquan Wang and Xiang-Gen Xia (October 2003). "Upper bounds of rates of complex orthogonal space-time block codes". *IEEE Transactions on Information Theory* 49 (10): 2788-2796.
- [13] Hamid Jafarkhani (January 2001). "A quasi-orthogonal space-time block code". *IEEE Transactions on Communications* 49 (1): 1-4.

- [14] G. Ganesan and P. Stoica (May 2001). "Space-time block codes: A maximum SNR approach". *IEEE Transactions on Information Theory* 47 (4): 1650–1656
- [15] http://en.wikipedia.org/wiki/Space%E2%80%93time_block_code. Webpage of Wikipedia about STBC. Last visit, January 2007.
- [16] Y. Liang., "Simulation of Space-Time Trellis Codes". ECE5654 Final Project Report, April 2002.
- [17] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice", 1st ed. pp172-173, Prentice Hall, 1997.
- [18] Bernd A. Berg, *Markov Chain "Monte Carlo Simulations and Their Statistical Analysis" (With Web-Based Fortran Code)*, World Scientific 2004.
- [19] Barbarossa, S., "Multiantenna Wireless Communication Systems" 2005
- [20] Savo G Glisic, "Advanced Wireless Communications" Chapter 4, pp 67-171, 2005
- [21] A. V. Geramita and J. Seberry, *Orthogonal Designs, Quadratic Forms Hadamard Matrices, Lecture Notes in Pure and Applied Mathematics*, vol. 43. New York and Basel: Marcel Dekker, 1979.
- [22] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686–693, 1991.
- [23] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation method for 16 QAM in digital land mobile radio channels," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, San Francisco, CA, 1989, pp. 640–646.
- [24] O. Tirkkonen, A. Boariu, A. Hottinen, "Minimal nonorthogonality rate one space-time block codes for 3+ Tx antennas," IEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA), vol. 2, New Jersey, USA, pp. 429-432, Sept. 2000.
- [25] A. Boarui, D. M. Ionescu, "A Class of Nonorthogonal Rate-One Space-Time Block Codes with Controlled Interference", *IEEE Trans. Wireless Comm.* vol. 2, no. 2, pp. 270-276, March 2003.
- [26] C.F. Mecklenbräuker, M. Rupp, "Flexible space-time block codes for trading quality of service against data rate in MIMO UMTS," *EURASIP J. on Appl. Signal Proc.*, no. 5, pp. 662-675, May 2004.
- [27] Foschini, G. J. (1996) Layered Space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas, *Bell Labs Technical Journal*, 1, 41-59
- [28] Mody, A. N., and G. L. Stuber, "Parameter Estimation for OFDM With Transmit Receive Diversity," *IEEE Vehicular Technology Conference*, Rhodes, Greece, May 2001.

- [29] Tarokh, V., et al., "Space Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criteria in the Presence of Channel Estimation Errors, Mobility, and Multiple Paths," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 2, February 1999, pp. 199-207.
- [30] A. Abdi and M. Kaveh, "A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, pp. 550–561, Apr. 2002.
- [31] N. Bissias, G. Efthymoglou and V. Aalo, "Outage Capacity of OSTBCs over Nakagami-m Fading Channels," *PIMRC 2007, Athens Greece*.
- [32] Z. Song, K. Zhang and Y.L. Guan, *Generating Correlated Nakagami Fading Signals with Arbitrary Correlation and Fading Parameters*. IEEE pp. 1363-1367, Singapore. 2002.
- [33] D. S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 48, pp. 502–513, March 2000.
- [34] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDMbased spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 225–234, Feb. 2002.
- [35] Yi Gong, Letaief K. B., *Performance of Space-Time Trellis Coding over Nakagami Fading Channels*, IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conferences, Spring 2001. Proceedings IEEE. Part vol.2, 2001, pp.1405-9 vol.2 Piscataway, NK, USA.
- [36] M. Nakagami, *The m-distribution: A general formula of intensity distribution of rapid fading*, Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. G. Hoffman, Ed. Oxford, England: Pergamon, 1960.
- [37] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, no. 7, pp. 673-679, 1975.
- [38] M.D. Yacoub, J.E. V. Bautista and L. Guerra de Rezende Guedes, "On higher order statistics of the Nakagami-m distribution," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 472-482, May 1999.