



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

Μελέτη και Προσομοίωση Συστήματος Ορθογώνιας Πολύπλεξης Διαίρεσης Συχνότητας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αντώνιος – Φραγκίσκος Λ. Σιγάλας

Επιβλέπων : Ιωάννης Δ. Κανελλόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2008



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

Μελέτη και Προσομοίωση Συστήματος Ορθογώνιας Πολύπλεξης Διαίρεσης Συχνότητας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αντώνιος – Φραγκίσκος Λ. Σιγάλας

Επιβλέπων : Ιωάννης Δ. Κανελλόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29^η Σεπτεμβρίου 2008.

.....

Ιωάννης Κανελλόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Φίλιππος Κωνσταντίνου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Αθανάσιος Παναγόπουλος

Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2008

.....
Αντώνιος – Φραγκίσκος Λ. Σιγάλας

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

Copyright © Αντώνιος – Φραγκίσκος Λ. Σιγάλας, 2008.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Τα τελευταία χρόνια, η επιστήμη και οι εφαρμογές των τηλεπικοινωνιών έχουν γνωρίσει αλματώδη πρόοδο. Σημαντικό ρόλο σε αυτή την κατεύθυνση έχουν διαδραματίσει αφενός η τεχνολογική πρόοδος και αφετέρου η διαρκής απαίτηση για υποστήριξη τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών υψηλών ρυθμών μετάδοσης πληροφορίας. Επιπλέον, λόγω της εκτενούς χρήσης των τηλεπικοινωνιών σε πολλές πτυχές της καθημερινής ζωής, έχει προκύψει η ανάγκη για αποτελεσματικότερη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Μία από τις τεχνικές που επιχειρεί να δώσει λύση στα παραπάνω ζητήματα είναι η ορθογώνια πολύπλεξη διαίρεσης συχνότητας. Σκοπός της εργασίας είναι η μελέτη και η προσομοίωση ενός συστήματος ορθογώνιας πολύπλεξης διαίρεσης συχνότητας, προκειμένου να βρεθεί η κατάλληλη επιλογή παραμέτρων που θα βελτιστοποιήσει την απόδοσή του.

Λέξεις Κλειδιά

ορθογώνια πολύπλεξη διαίρεσης συχνότητας, OFDM, 5GHz, προσομοίωση, MATLAB

Abstract

During the past few years, the science and applications of communications have advanced enormously. A key role in this direction was played by the technological achievements and the constant demand for the support of high data rate applications. In addition, because of the extensive use of telecommunications in many aspects of everyday life, the need for a more effective use of available bandwidth has arisen. An attempt to resolve these issues is a technique named orthogonal frequency division multiplexing. The aim of the present thesis is the study and simulation of an orthogonal frequency division multiplexing system, in order to find the values of parameters which optimize its performance.

Keywords

orthogonal frequency division multiplexing, OFDM, 5GHz, simulation, MATLAB

Περιεχόμενα

1	Ασύρματες Ζεύξεις	9
1.1	Φαινόμενα Διάδοσης Μεγάλης Κλίμακας	9
1.1.1	Απώλεια Διόδευσης Ελεύθερου Χώρου	9
1.1.2	Σκίαση	10
1.2	Φαινόμενα Διάδοσης Μικρής Κλίμακας	10
1.2.1	Διάλειψη Πολλαπλών Διοδεύσεων	11
1.2.1.1	Διάλειψη Συχνοτικά Επίπεδη	11
1.2.1.2	Διάλειψη Συχνοτικά Επιλεκτική	11
1.2.2	Φαινόμενο Doppler	12
1.2.2.1	Ταχείες Διαλείψεις	13
1.2.2.2	Αργές Διαλείψεις	13
1.3	Παράμετροι Ασύρματου Διαύλου	13
1.3.1	Εξάπλωση Καθυστέρησης – Εύρος Ζώνης Συνοχής	14
1.3.2	Εξάπλωση Doppler – Χρόνος Συνοχής	15
1.4	Ανακεφαλαίωση	16
2	Ορθογώνια Πολύπλεξη Διαίρεσης Συχνότητας	18
2.1	Περιγραφή της Τεχνικής OFDM	18
2.2	Τεχνικές Βελτίωσης Συμπεριφοράς Ασύρματων Ζεύξεων	19
2.2.1	Κωδικοποίηση	19
2.2.2	Κυκλικό Πρόθεμα	20
2.2.3	Εξισωτής	21
2.2.3.1	Εξισωτής Μηδενικού Εξαναγκασμού	21
2.2.3.2	Εξισωτής Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος	22
2.3	Σχεδίαση Συστήματος OFDM	22
2.3.1	Κωδικοποίηση και Διαστρωμάτωση	23
2.3.2	Διαμόρφωση	24
2.3.3	IFFT	24
2.3.4	Εισαγωγή Κυκλικού Προθέματος	25
2.3.5	Αφαίρεση Κυκλικού Προθέματος	25

2.3.6	FFT	25
2.3.7	Εξισωτής	26
2.3.8	Αποδιαμόρφωση	26
2.3.9	Αποδιαστρωμάτωση και Αποκωδικοποίηση	27
3	Αποτελέσματα Προσομοίωσης Συστήματος OFDM	28
3.1	Κανάλι Προσθετικού Λευκού Γκαουσσισιανού Θορύβου	30
3.2	Κανάλι Συχνοτικά Επίπεδων Διαλείψεων	36
3.3	Κανάλι Συχνοτικά Επιλεκτικών Διαλείψεων	41
	Παραρτήματα	52
	Παράρτημα Α – Γραφικές Παραστάσεις Αποτελεσμάτων Προσομοίωσης	52
	Παράρτημα Β – Κώδικας MATLAB	133
	Βιβλιογραφία	150

1 Ασύρματες Ζεύξεις

Τα φαινόμενα που επηρεάζουν τη συμπεριφορά μιας ασύρματης ζεύξης διακρίνονται σε δύο κατηγορίες ανάλογα με τη συμβολή τους στις μεταβολές του σήματος σε σχέση με την απόσταση: τα φαινόμενα διάδοσης μεγάλης κλίμακας (large-scale propagation effects) και τα φαινόμενα διάδοσης μικρής κλίμακας (small-scale propagation effects).

1.1 Φαινόμενα Διάδοσης Μεγάλης Κλίμακας (*Large-Scale Propagation Effects*)

Τα φαινόμενα διάδοσης μεγάλης κλίμακας (large-scale propagation effects) είναι υπεύθυνα για μεταβολές του σήματος σε σχετικά μεγάλες αποστάσεις. Στην περιοχή συχνοτήτων των 5GHz τα φαινόμενα διάδοσης μεγάλης κλίμακας αντιπροσωπεύονται από την απώλεια διόδευσης ελεύθερου χώρου (free-space path loss) και τη σκίαση (shadowing). Για συχνότητες που υπερβαίνουν τα 10GHz σημαντικό ρόλο παίζουν και οι διαλείψεις που οφείλονται σε ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις (βροχή, χιόνι, κλπ), ενώ για συχνότητες μεγαλύτερες των 30GHz αξιόλογη επίδραση έχει η απορρόφηση που εισάγουν τα αέρια της ατμόσφαιρας (οξυγόνο, υδρατμοί, κλπ).

1.1.1 Απώλεια Διόδευσης Ελεύθερου Χώρου (*Free-Space Path Loss*)

Για την ανάλυση της διάδοσης ελεύθερου χώρου γίνεται η υπόθεση ότι η ατμόσφαιρα είναι ομογενές και μη απορροφητικό μέσο και ότι το έδαφος βρίσκεται σε άπειρη απόσταση (ή ισοδύναμα ότι η επιφάνεια της Γης είναι μη ανακλαστική). Επιπλέον ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη δεν υπάρχουν αντικείμενα που θα μπορούσαν να απορροφήσουν ή να σκεδάσουν την ακτινοβολία. Άμεση συνέπεια αυτών των παραδοχών είναι ότι η ενέργεια του σήματος εξαρτάται μόνο από την απόσταση. Σε αυτό το περιβάλλον διάδοσης ορίζεται

η απώλεια διόδευσης ελεύθερου χώρου (free-space path loss) $L_s(d)$, ως ο λόγος της εκπεμπόμενης ισχύος προς τη διαθέσιμη ισχύ που φθάνει στην κεραία του δέκτη, και δίνεται από την εξίσωση του Friis για τη διάδοση:

$$L_s(d) = \frac{1}{G_t G_r} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

όπου G_t , G_r τα κέρδη των κεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, d η απόσταση πομπού-δέκτη και λ το μήκος κύματος.

1.1.2 Σκίαση (Shadowing)

Η σκίαση οφείλεται στην παρουσία εμποδίων μεταξύ πομπού και δέκτη που εξασθενούν το σήμα λόγω απορρόφησης (absorption), ανάκλασης (reflection), σκέδασης (scattering) και περίθλασης (diffraction). Επειδή η θέση και τα χαρακτηριστικά των αντικειμένων που προκαλούν τη σκίαση θεωρούνται γενικά άγνωστα, είναι απαραίτητη η μοντελοποίηση του φαινομένου με κάποιο στατιστικό μοντέλο. Το πιο γνωστό μοντέλο που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της εξασθένισης είναι η λογαριθμο-κανονική σκίαση. Σύμφωνα με αυτό, ο λόγος της εκπεμπόμενης προς τη λαμβανόμενη ισχύ είναι τυχαία μεταβλητή και ακολουθεί τη λογαριθμο-κανονική κατανομή.

1.2 *Φαινόμενα Διάδοσης Μικρής Κλίμακας (Small-Scale Propagation Effects)*

Τα φαινόμενα διάδοσης μικρής κλίμακας (small-scale propagation effects) είναι υπεύθυνα για μεταβολές του σήματος σε σχετικά μικρές αποστάσεις. Στην περιοχή συχνοτήτων των 5GHz τα φαινόμενα διάδοσης μικρής κλίμακας αντιπροσωπεύονται από τη διάλειαση πολλαπλών διοδεύσεων (multipath fading) και το φαινόμενο Doppler (Doppler effect).

1.2.1 Διάλειψη Πολλαπλών Διοδεύσεων (Multipath Fading)

Το μοντέλο του ελεύθερου χώρου δεν περιγράφει ικανοποιητικά τα περισσότερα τηλεπικοινωνιακά συστήματα αφού τα σήματα διαδίδονται σε μη ισοτροπικό μέσο και σε μικρή απόσταση από το έδαφος, ενώ ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη υπάρχουν αντικείμενα που αλληλεπιδρούν με την ακτινοβολία. Σε αυτό το περιβάλλον, το σήμα φθάνει στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών, με αποτέλεσμα να εμφανίζει μεγάλες διακυμάνσεις στο πλάτος, τη φάση και τη γωνία άφιξης λόγω των διαφορετικών απωλειών και καθυστερήσεων που εισάγει η κάθε διαδρομή στο εκπεμπόμενο σήμα. Αυτό είναι το φαινόμενο της διάλειψης πολλαπλών διοδεύσεων (multipath fading).

Ανάλογα με την επιλεκτικότητά τους ως προς τη συχνότητα, οι διαλείψεις πολλαπλών διοδεύσεων διακρίνονται σε διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες (flat fading) και διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές (frequency selective fading).

1.2.1.1 Διάλειψη Συχνοτικά Επίπεδη (Flat Fading)

Αν το κανάλι έχει σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του σήματος (λαμβάνοντας ως αναφορά τη συχνότητα του φέροντος), τότε το σήμα έχει υποστεί διάλειψη συχνοτικά επίπεδη (flat fading). Η πιο σημαντική ιδιότητα αυτών των διαλείψεων είναι η διατήρηση των φασματικών χαρακτηριστικών του σήματος στο δέκτη.

1.2.1.2 Διάλειψη Συχνοτικά Επιλεκτική (Frequency Selective Fading)

Αν το κανάλι έχει σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης μικρότερο από το εύρος ζώνης του σήματος (λαμβάνοντας ως αναφορά τη συχνότητα του φέροντος), τότε το σήμα έχει υποστεί διάλειψη συχνοτικά επιλεκτική (frequency selective

fading). Οι φασματικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται με διαφορετικό τρόπο με αποτέλεσμα να αλλοιώνονται τα φασματικά χαρακτηριστικά του σήματος στο δέκτη. Η καθυστέρηση που οφείλεται στις συχνοτικά επιλεκτικές διαλείψεις έχει ως αποτέλεσμα κάθε συμβόλο να υφίσταται παρεμβολές από αυτά που μεταδόθηκαν προηγουμένως. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference – ISI). Η αύξηση της ισχύος του σήματος προκαλεί αύξηση της διασυμβολικής παρεμβολής, δημιουργώντας έτσι ένα κατώφλι σφαλμάτων που δεν μπορεί να μειωθεί. Για αυτό το λόγο, η επίδραση αυτού του φαινομένου θα πρέπει να λαμβάνεται σοβαρά υπόψη κατά τη σχεδίαση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, καθώς επηρεάζει αρνητικά τα χαρακτηριστικά της ζεύξης.

1.2.2 Φαινόμενο Doppler (Doppler Effect)

Η φαινομενική αλλαγή στη συχνότητα του σήματος που οφείλεται στη σχετική κίνηση πομπού-δέκτη ονομάζεται φαινόμενο Doppler (Doppler effect). Η ολίσθηση συχνότητας f_D που παρατηρείται είναι:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$$

όπου v η σχετική ταχύτητα πομπού-δέκτη, λ το μήκος κύματος και θ η γωνία που σχηματίζεται από την κατεύθυνση της κίνησης και την κατεύθυνση άφιξης του σήματος.

Ανάλογα με το μέγεθος της ολίσθησης συχνότητας σχετικά με το εύρος ζώνης του σήματος, γίνεται διάκριση σε ταχείες διαλείψεις (fast fading) και αργές διαλείψεις (slow fading).

1.2.2.1 Ταχείες Διαλείψεις (Fast Fading)

Οι ταχείες διαλείψεις συμβαίνουν όταν η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός συμβόλου. Στην πράξη, ταχείες διαλείψεις παρουσιάζονται σε πολύ χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης.

1.2.2.2 Αργές Διαλείψεις (Slow Fading)

Οι αργές διαλείψεις συμβαίνουν όταν η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταβάλλεται με πολύ μικρότερο ρυθμό από το ρυθμό μεταβολής του μεταδιδόμενου σήματος βασικής ζώνης. Στην πράξη, οι περισσότεροι δίαυλοι παρουσιάζουν αργές διαλείψεις.

1.3 Παράμετροι Ασύρματου Διαύλου

Για το χαρακτηρισμό των διαλείψεων (συχνοτικά επίπεδες / συχνοτικά επιλεκτικές και ταχείες / αργές) που παρουσιάζει ένας δίαυλος έχουν οριστεί κάποιες παράμετροι. Αυτές είναι η εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread) και το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth), για τη διάκριση των διαλείψεων σε ταχείες και αργές, και η εξάπλωση Doppler (Doppler spread) και ο χρόνος συνοχής (time coherence), για τη διάκριση των διαλείψεων σε συχνοτικά επίπεδες και συχνοτικά επιλεκτικές. Για περισσότερες πληροφορίες ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στο [6].

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

Σε ένα στατικό με την ευρεία έννοια κανάλι ορίζεται το προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile – PDP) $A_c(\tau)$ ως:

$$A_c(\tau) = \frac{1}{2} E\{c^*(\tau, t)c(\tau, t)\}$$

όπου $c(\tau, t)$ η κρουστική απόκριση του καναλιού, και εκφράζει τη μεταδιδόμενη ισχύ πάνω από τις διάφορες διαδρομές. Με τη βοήθεια του προφίλ καθυστέρησης ισχύος ορίζονται η μέση εξάπλωση καθυστέρησης (average delay spread) μ_{T_m}

$$\mu_{T_m} = \frac{\int_0^{\infty} \tau A_c(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_c(\tau) d\tau}$$

και η rms εξάπλωση καθυστέρησης (rms delay spread) σ_{T_m}

$$\sigma_{T_m} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{T_m})^2 A_c(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_c(\tau) d\tau}}$$

που χρησιμοποιείται συνήθως ως μέτρο της εξάπλωσης καθυστέρησης.

Έστω $A_c(\Delta f)$ ο μετασχηματισμός Fourier του προφίλ καθυστέρησης ισχύος. Το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) B_c ορίζεται ως η συχνότητα για την οποία ισχύει $A_c(\Delta f) \approx 0$ για $\Delta f > B_c$, και εκφράζει το εύρος ζώνης μέσα στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο.

Με βάση αυτές τις παραμέτρους, ένα σήμα υφίσταται διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες αν:

$$T_S \gg \sigma_{T_m}$$

και

$$B_S \ll B_c$$

ενώ υφίσταται διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές αν:

$$T_S < \sigma_{T_m}$$

και

$$B_S > B_C$$

όπου T_S η διάρκεια συμβόλου και B_S το εύρος ζώνης του σήματος.

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

Το φάσμα ισχύος Doppler (Doppler power spectrum) $S_C(\rho)$ ορίζεται ως ο μετασχηματισμός Fourier του $A_C(\Delta t)$:

$$S_C(\rho) = \int_{-\infty}^{\infty} A_C(\Delta t) e^{-j2\pi\rho\Delta t} d\Delta t$$

και εκφράζει τη φασματική πυκνότητα ισχύος του λαμβανόμενου σήματος συναρτήσει της συχνοτικής παραμέτρου ρ . Με τη βοήθεια του φάσματος ισχύος Doppler ορίζεται η εξάπλωση Doppler (Doppler spread) B_D ως η μέγιστη τιμή για την οποία $|S_C(B_D)| > 0$.

Ο χρόνος συνοχής (coherence time) T_C ορίζεται ως το εύρος τιμών για το οποίο $A_C(\Delta t) \neq 0$, και εκφράζει το χρονικό διάστημα κατά το οποίο η κρουστική απόκριση του διαύλου παραμένει αμετάβλητη.

Με βάση αυτές τις παραμέτρους, ένα σήμα υφίσταται ταχείες διαλείψεις αν:

$$B_S < B_D$$

και

$$T_S > T_C$$

ενώ υφίσταται αργές διαλείψεις αν:

$$B_S \gg B_D$$

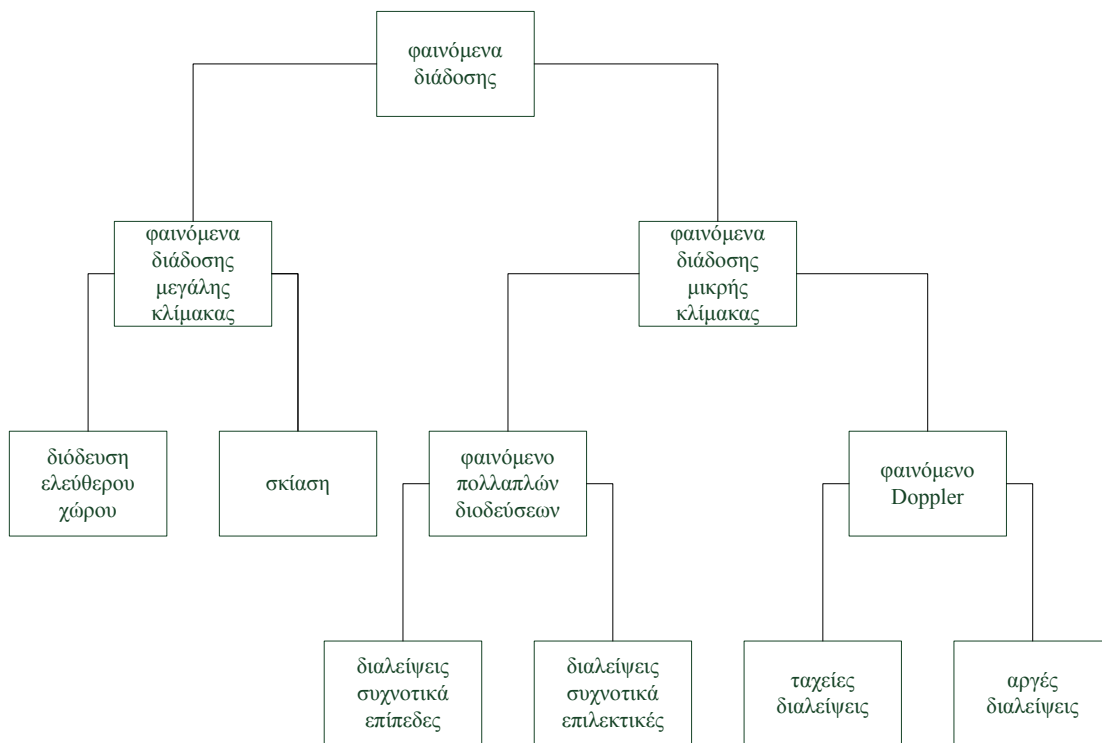
και

$$T_S \ll T_C$$

όπου B_S το εύρος ζώνης του σήματος και T_S η διάρκεια συμβόλου.

1.4 Ανακεφαλαίωση

Ακολουθεί ένα διάγραμμα που συνοψίζει τις κατηγορίες των φαινομένων που επηρεάζουν μία ασύρματη ζεύξη και ένας πίνακας που περιγράφει τη σύνδεση των φαινομένων μικρής κλίμακας με τις παραμέτρους του καναλιού.



Σχήμα 1: Φαινόμενα που επηρεάζουν μία ασύρματη ζεύξη στα 5GHz

	$B_S < B_D$ $T_S > T_C$	$B_S \gg B_D$ $T_S \ll T_C$
$T_S \gg \sigma_{T_m}$ $B_S \ll B_C$	συχνοτικά επίπεδες και ταχείες διαλείψεις	συχνοτικά επίπεδες και αργές διαλείψεις
$T_S < \sigma_{T_m}$ $B_S > B_C$	συχνοτικά επιλεκτικές και ταχείες διαλείψεις	συχνοτικά επιλεκτικές και αργές διαλείψεις

Πίνακας 1: Σχέση διαλείψεων και παραμέτρων διαύλου

2 Ορθογώνια Πολύπλεξη Διαίρεσης Συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM)

Η ορθογώνια πολύπλεξη διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency division multiplexing – OFDM) είναι μία μέθοδος εφαρμογής συστημάτων διαμόρφωσης πολλαπλού φέροντος (multicarrier modulation). Σκοπός των συστημάτων διαμόρφωσης πολλαπλού φέροντος είναι η όσο το δυνατόν καλύτερη αξιοποίηση των χαρακτηριστικών της ασύρματης ζεύξης.

2.1 Περιγραφή της Τεχνικής OFDM

Τα συστήματα πολλαπλού φέροντος βασίζονται στη φιλοσοφία διαίρει και βασιλεύει (*divide et impera*). Το διαθέσιμο εύρος ζώνης διαιρείται σε μικρότερα τμήματα και τα φέροντα διαμορφώνονται από ανεξάρτητες ροές δεδομένων. Ο ρυθμός πληροφορίας (data rate) και το εύρος ζώνης (bandwidth) κάθε υποδιαύλου είναι μικρότεροι από τα αντίστοιχα συνολικά μεγέθη. Το πλήθος των υποδιαύλων επιλέγεται ώστε το εύρος ζώνης κάθε υποδιαύλου να είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) του καναλιού. Με αυτό τον τρόπο, οι διαλείψεις που υφίσταται το σήμα είναι συχνοτικά επίπεδες και η διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference – ISI) περιορίζεται.

Στην περίπτωση της OFDM δεν πρόκειται για ανεξάρτητες ροές δεδομένων, αλλά για μία ροή πληροφορίας που έχει χωριστεί σε μικρότερες και μεταδίδεται παράλληλα. Επιπλέον, οι συχνότητες για τα φέροντα επιλέγονται ώστε να είναι ορθογώνιες μεταξύ τους. Η ορθογωνιότητα εξασφαλίζει την καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης επιτρέποντας την επικάλυψη των φασμάτων γειτονικών υποδιαύλων, χωρίς όμως να παρατηρείται διακαναλική παρεμβολή (intercarrier interference – ICI). Επομένως, η χρήση της τεχνικής OFDM εξασφαλίζει και οικονομία στο φάσμα που χρησιμοποιείται. Ένα πρακτικό πλεονέκτημα της OFDM είναι η υλοποίησή της με ψηφιακά κυκλώματα, γεγονός

που ελαττώνει το κόστος κατασκευής ενός τέτοιου συστήματος. Για περισσότερες πληροφορίες, όσον αφορά τα συστήματα OFDM, ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στα [6], [7].

2.2 Τεχνικές Βελτίωσης Συμπεριφοράς Ασύρματων Ζεύξεων

Σε αυτή την ενότητα θα εξετασθούν κάποιες τεχνικές που επιτρέπουν τη βελτίωση της συμπεριφοράς των ασύρματων ζεύξεων και χρησιμοποιούνται στα συστήματα OFDM. Αυτές είναι η κωδικοποίηση (coding) της πληροφορίας, η εισαγωγή κυκλικού προθέματος (cyclic prefix) και η χρήση εξισωτή (equalizer).

2.2.1 Κωδικοποίηση (Coding)

Η κωδικοποίηση (coding) επιτρέπει την ανίχνευση και διόρθωση κάποιων σφαλμάτων που οφείλονται στην ασύρματη μετάδοση ενός διαμορφωμένου σήματος. Η κωδικοποίηση μπορεί να θεωρηθεί ως η διαδικασία απεικόνισης του αστερισμού (constellation) σε ένα χώρο περισσότερων διαστάσεων, όπου οι αποστάσεις μεταξύ των σημείων μεγαλώνουν, δίνοντας τη δυνατότητα για ανίχνευση και διόρθωση σφαλμάτων.

Οι κώδικες που χρησιμοποιούνται στα κανάλια προσθετικού λευκού Γκαουσιανού θορύβου (AWGN channels) προσθέτουν κάποια bits στα bits πληροφορίας, μειώνοντας έτσι το λόγο της ενέργειας πληροφορίας προς την ενέργεια λευκού θορύβου ($\frac{E_b}{N_0}$, όπου E_b η ενέργεια του bit πληροφορίας και N_0 η ενέργεια του λευκού θορύβου) και το ρυθμό πληροφορίας (data rate). Αυτή η διαφορά ωστόσο, υπερσκελίζεται από τη δυνατότητα ανίχνευσης και διόρθωσης σφαλμάτων που προσφέρουν αυτοί οι κώδικες. Όσον αφορά τους κώδικες που χρησιμοποιούνται στα κανάλια που παρουσιάζουν διαλείψεις (fading channels), είναι ουσιαστικά ίδιοι με αυτούς που χρησιμοποιούνται στα AWGN κανάλια. Η μόνη διαφορά είναι ότι μετά την κωδικοποίηση ακολουθεί μια φάση κατά την οποία τα

(κωδικοποιημένα πλέον) bits υφίστανται κάποιες μεταθέσεις, έτσι ώστε διαδοχικά bits να διαμορφώνουν μη διαδοχικά φέροντα και να αντιστοιχίζονται εναλλάξ σε λιγότερο ή περισσότερο σημαντικά bits του αστερισμού (constellation). Με αυτόν τον τρόπο εξουδετερώνεται μερικώς η επίδραση έντονων διαλείψεων (deep fades).

2.2.2 Κυκλικό Πρόθεμα (Cyclic Prefix)

Το κυκλικό πρόθεμα είναι μία ειδική περίπτωση του διαστήματος προστασίας (guard interval – GI) και αποσκοπεί στη μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής. Στην περίπτωση που ένας δίαυλος παρουσιάζει διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές, κάθε σύμβολο υφίσταται παρεμβολές από τα προηγούμενα, λόγω των πολλαπλών διοδεύσεων. Ένας απλός τρόπος για να ελαττωθεί, ή και να εξαλειφθεί, η δυσμενής αυτή επίδραση στη συμπεριφορά της ζεύξης, είναι η χρονική μετατόπιση κάθε OFDM συμβόλου ώστε να μη δέχεται παρεμβολές από άλλα σύμβολα.

Ένα ερώτημα που δημιουργείται, είναι η χρήση του χρονικού διαστήματος που δημιουργείται από τη μετατόπιση των OFDM συμβόλων στο χρόνο. Αν σε αυτό το διάστημα δε μεταδοθεί τίποτα, τότε είναι η περίπτωση του διαστήματος προστασίας (guard interval – GI). Το πρακτικό μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι οι ασυνέχειες που δημιουργούνται στο σήμα, οι οποίες δυσκολεύουν την αναπαραγωγή του. Μία δεύτερη επιλογή είναι να επιτραπεί σε κάθε OFDM σύμβολο να επεκτείνει τη διάρκειά του μέχρι την αρχή του επόμενου. Αυτή η μέθοδος ονομάζεται κυκλικό επίθεμα (cyclic postfix) και έχει το πρακτικό μειονέκτημα ότι η αρχή του συμβόλου, που είναι και η πιο σημαντική για την εξακρίβωση της φάσης του, εξακολουθεί να βρίσκεται σε μία περιοχή ασυνέχειας. Η καλύτερη πρακτικά λύση είναι να επιτραπεί σε κάθε OFDM σύμβολο να επεκτείνει τη διάρκειά του μέχρι το τέλος του προηγούμενου. Αυτή είναι η περίπτωση του κυκλικού προθέματος (cyclic prefix) και δεν παρουσιάζει τα ελαττώματα των δύο προηγούμενων μεθόδων.

Η εισαγωγή κυκλικού προθέματος μπορεί να ελαττώνει τη διασυμβολική παρεμβολή, αυξάνει όμως το απαιτούμενο εύρος ζώνης και μειώνει το ρυθμό πληροφορίας.

2.2.3 Εξισωτής (Equalizer)

Ο εξισωτής χρησιμοποιείται στο δέκτη ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος και έχει στόχο την αντιστάθμιση της δυσμενούς επίδρασης του διαύλου, λόγω της εξάρτησης των χαρακτηριστικών του από τη συχνότητα. Η διαδικασία αυτή προϋποθέτει τη γνώση της συνάρτησης μεταφοράς $H(f)$ του διαύλου. Στην περίπτωση που το κανάλι είναι χρονικά μεταβαλλόμενο, είναι αναγκαίο να έχει προβλεφθεί μία μέθοδος ενημέρωσης των παραμέτρων του εξισωτή. Στη συνέχεια θα εξετασθούν δύο τύποι εξισωτών: ο εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού (zero forcing equalizer – ZF equalizer) και ο εξισωτής ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error equalizer – MMSE equalizer).

2.2.3.1 Εξισωτής Μηδενικού Εξαναγκασμού (Zero Forcing Equalizer - ZF Equalizer)

Ο εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού (Zero Forcing Equalizer - ZF Equalizer) $H_{ZF}(f)$ δίνεται από τον τύπο [6]:

$$H_{ZF}(f) = \frac{1}{H(f)}$$

όπου $H(f)$ η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου. Είναι προφανές ότι ένας εξισωτής ZF αντισταθμίζει πλήρως την επίδραση του καναλιού, με το τίμημα ότι ενισχύει την ισχύ του θορύβου. Πράγματι, αν στην είσοδο του δέκτη προστίθεται λευκός Γκαουσιανός θόρυβος $N(f)$ με φασματική πυκνότητα ισχύος N_0 , τότε ο θόρυβος $N'(f)$ μετά την έξοδο του από τον εξισωτή θα έχει φασματική πυκνότητα ισχύος $N_0 |H_{ZF}(f)|^2 = \frac{N_0}{|H(f)|^2}$. Αυτό σημαίνει πως αν για κάποια συχνότητα f_0 , $H(f_0) = 0$, τότε η ισχύς του θορύβου $N'(f)$ θα είναι

άπειρη. Ακόμα όμως και χωρίς μηδενισμό, αν κάποιες συχνότητες είναι πολύ εξασθενημένες, η χρήση ενός εξισωτή ZF θα οδηγήσει σε σημαντική ενίσχυση του θορύβου.

2.2.3.2 Εξισωτής Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (Minimum Mean Square Error Equalizer - MMSE Equalizer)

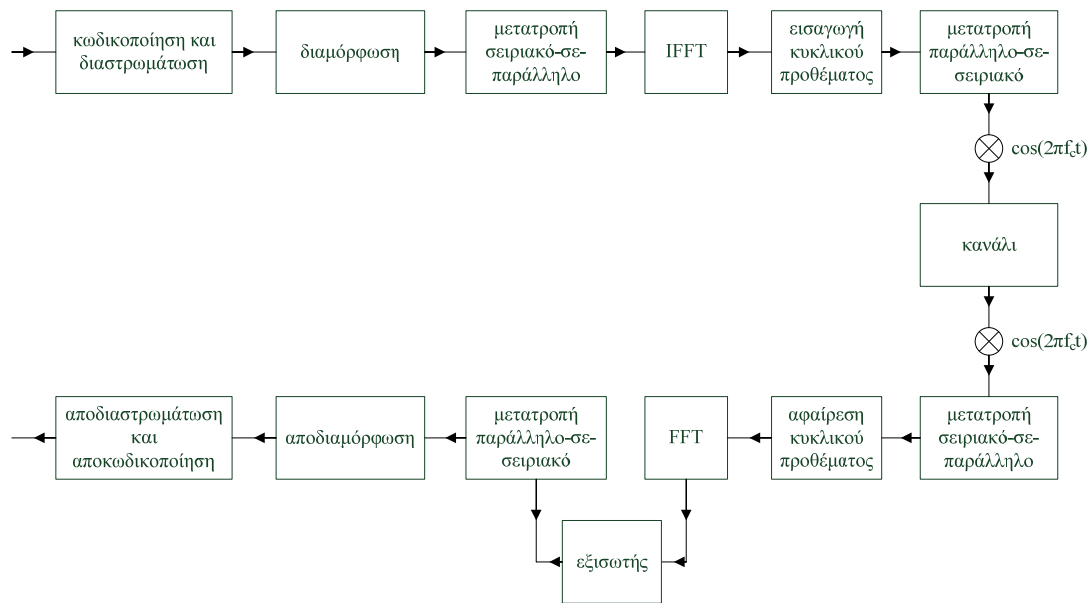
Ο εξισωτής ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error equalizer – MMSE equalizer), όπως φανερώνει και το όνομά του, ελαχιστοποιεί το αναμενόμενο μέσο τετραγωνικό σφάλμα μεταξύ του μεταδιδόμενου συμβόλου και του συμβόλου που ανιχνεύεται στην έξοδό του, παρέχοντας μία ισορροπία ανάμεσα στην αντιστάθμιση της επίδρασης του διαύλου και την ενίσχυση του θορύβου, και δίνεται από τον τύπο [6]:

$$H_{MMSE}(f) = \frac{1}{H(f) + N_0}$$

όπου $H(f)$ η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου και N_0 η φασματική πυκνότητα ισχύος του λευκού Γκαουσιανού θορύβου $N(f)$ που προστίθεται στην είσοδο του δέκτη. Αν κάποια συχνότητα είναι αρκετά εξασθενημένη, ο όρος N_0 στον παρονομαστή εμποδίζει τη σημαντική ενίσχυση του θορύβου από τον εξισωτή. Αν πάλι για κάποια συχνότητα η φασματική πυκνότητα ισχύος N_0 είναι μικρή συγκρινόμενη με τον όρο $H(f)$, τότε ο εξισωτής αντιστρέφει ικανοποιητικά το κανάλι.

2.3 Σχεδίαση Συστήματος OFDM

Ακολουθεί το block διάγραμμα ενός συστήματος OFDM.



Σχήμα 2: Block διάγραμμα συστήματος OFDM

Στις επόμενες ενότητες θα γίνει μία παρουσίαση των διαφόρων βαθμίδων του συστήματος.

2.3.1 Κωδικοποίηση (Coding) και Διαστρωμάτωση (Interleaving)

Σε αυτή τη βαθμίδα η ροή της πληροφορίας κωδικοποιείται με σκοπό την ανίχνευση και τη διόρθωση σφαλμάτων που οφείλονται στη μετάδοση, από την αντίστοιχη βαθμίδα του δέκτη. Οι πιο συνηθισμένοι κώδικες που χρησιμοποιούνται είναι οι συνελκτικοί κώδικες (convolutional codes). Η έξοδος, μεγέθους n bits, ενός συνελκτικού κωδικοποιητή με καταχωρητή ολίσθησης (shift register) μεγέθους K , είναι συνάρτηση της εισόδου, μεγέθους k bits, και της κατάστασής του, δηλαδή της τιμής των προηγούμενων $K - 1$ εισόδων του. Ένας τέτοιος κωδικοποιητής λέγεται ότι έχει ρυθμό κωδικοποίησης (coding rate) $R_c = k / n$ και μήκος περιορισμού (constraint length) K .

Η διαστρωμάτωση (interleaving) είναι μία τεχνική που χρησιμοποιείται όταν η μετάδοση πρόκειται να γίνει μέσω διαύλου που παρουσιάζει διαλείψεις, και ακολουθεί τη φάση της κωδικοποίησης. Κατά τη διαστρωμάτωση, τα κωδικοποιημένα bits μεταθέτονται έτσι ώστε

γειτονικά bits να χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση μη γειτονικών φερόντων και να αντιστοιχίζονται εναλλάξ σε λιγότερο ή περισσότερο σημαντικά bits του αστερισμού (constellation).

2.3.2 Διαμόρφωση (Modulation)

Σε αυτό το στάδιο δημιουργούνται τα σύμβολα διαμόρφωσης (modulation symbols) σύμφωνα με τον αστερισμό (constellation) που υποδεικνύεται από το σχήμα διαμόρφωσης. Δεν υπάρχει κάποιος περιορισμός στο σχήμα που θα χρησιμοποιηθεί.

2.3.3 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)

Ο IFFT είναι ένας αποδοτικός αλγόριθμος για τον υπολογισμό του αντίστροφου διακριτού μετασχηματισμού Fourier (inverse discrete Fourier transform – IDFT). Μία ακολουθία N μιγαδικών αριθμών X_0, X_1, \dots, X_{N-1} μετασχηματίζεται σε μία ακολουθία N μιγαδικών αριθμών x_0, x_1, \dots, x_{N-1} από τον IDFT σύμφωνα με τον τύπο:

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk}$$

Ο άμεσος υπολογισμός των παραπάνω αθροισμάτων απαιτεί $O(N^2)$ αριθμητικές πράξεις. Ένας IFFT αλγόριθμος υπολογίζει τον IDFT κάνοντας μόνο $O(N \log N)$ πράξεις. Με την εφαρμογή του IFFT σε ροές N συμβόλων διαμόρφωσης, το σήμα μετατρέπεται σε ροές N συμβόλων διαμόρφωσης στο πεδίο του χρόνου, και η πληροφορία διανέμεται σε N ορθογώνια υποφέροντα (subcarriers). Καθεμία από τις ροές συμβόλων διαμόρφωσης αποτελεί ένα OFDM σύμβολο (OFDM symbol).

Αξίζει να σημειωθεί ότι παρόλο που η τεχνική διαμόρφωσης πολλαπλού φέροντος είχε ήδη εφευρεθεί από τη δεκαετία του 1950, ήταν η ανάπτυξη απλών και φθηνών κυκλωμάτων που

υλοποιούν τον IFFT που έδωσε την ώθηση για την ευρεία χρήση της OFDM είκοσι χρόνια αργότερα.

2.3.4 Εισαγωγή Κυκλικού Προθέματος

Μετά τη μετατροπή των συμβόλων διαμόρφωσης στο πεδίο του χρόνου και τη διανομή τους σε ορθογώνια υποφέροντα, προστίθεται κυκλικό πρόθεμα σε κάθε OFDM σύμβολο. Η πρόσθεση κυκλικού προθέματος (cyclic prefix) μήκους L σε μία ακολουθία N συμβόλων διαμόρφωσης x_0, x_1, \dots, x_{N-1} , $L \leq N$ δημιουργεί την ακολουθία $N + L$ συμβόλων διαμόρφωσης $\tilde{x}_{-L}, \tilde{x}_{-L+1}, \dots, \tilde{x}_{N-1}$ για τα οποία ισχύει:

$$\tilde{x}_{-L}, \tilde{x}_{-L+1}, \dots, \tilde{x}_{-1}, \tilde{x}_0, \tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{N-1} = x_{N-L}, x_{N-L+1}, \dots, x_{N-1}, x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$$

Η εισαγωγή του κυκλικού προθέματος είναι ουσιαστικά η αντιγραφή των τελευταίων L συμβόλων διαμόρφωσης της ακολουθίας στην αρχή της. Σκοπός της τεχνικής αυτής είναι να καταπολεμηθούν οι διαλείψεις που οφείλονται στις πολλαπλές διαδοές.

2.3.5 Αφαίρεση Κυκλικού Προθέματος

Σε αυτή τη βαθμίδα αφαιρείται από κάθε OFDM σύμβολο το μέρος εκείνο που αντιστοιχεί στο κυκλικό πρόθεμα.

2.3.6 FFT (Fast Fourier Transform)

Κατ' αντιστοιχία με τον IFFT, ο FFT είναι ένας αποδοτικός αλγόριθμος για τον υπολογισμό του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (discrete Fourier transform – DFT). Μία ακολουθία N μιγαδικών αριθμών x_0, x_1, \dots, x_{N-1} μετασχηματίζεται σε μία ακολουθία N μιγαδικών αριθμών X_0, X_1, \dots, X_{N-1} από τον DFT σύμφωνα με τον τύπο:

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$

Ο IFFT εφαρμόζεται σε κάθε OFDM σύμβολο για να προκύψει μία ροή N συμβόλων διαμόρφωσης.

2.3.7 Εξισωτής (Equalizer)

Σε αυτή τη βαθμίδα του δέκτη γίνεται αντιστάθμιση της επίδρασης των διαλείψεων στο σήμα. Για να επιτευχθεί αυτός ο στόχος, ο εξισωτής πρέπει να εκτελεί ταυτόχρονα δύο εργασίες: να παρέχει μία εκτίμηση για τη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού και να χρησιμοποιεί αυτή την εκτίμηση για να αντισταθμίσει την επίδραση των διαλείψεων. Η πρώτη εργασία είναι απαραίτητο να εκτελείται συνεχώς διότι η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου είναι, για ασύρματες ζεύξεις, χρονικά μεταβαλλόμενη. Αυτό επιτυγχάνεται συνήθως με τη χρήση κάποιας ανάδρασης (feedback) και η τεχνική ονομάζεται decision-feedback equalization (DFE). Η δεύτερη εργασία χρησιμοποιεί την ενημερωμένη εκτίμηση του καναλιού για να αποφασίσει ποιο σύμβολο μετέδωσε ο πομπός. Όπως όμως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη ενότητα που αφορούσε τους εξισωτές, η απλή αντιστροφή του καναλιού μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική ενίσχυση του θορύβου. Για αυτό το λόγο είναι προτιμότερο να σχεδιάζεται ο εξισωτής με τέτοιο τρόπο, ώστε να υπάρχει μία ισορροπία ανάμεσα στην αντιστροφή του διαύλου και την ενίσχυση του θορύβου.

2.3.8 Αποδιαμόρφωση (Demodulation)

Σε αυτό το στάδιο γίνεται η αποδιαμόρφωση των συμβόλων διαμόρφωσης που προκύπτουν από την εφαρμογή του FFT. Η αποδιαμόρφωση γίνεται σύμφωνα με τον αστερισμό και το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό.

2.3.9 Αποδιαστρωμάτωση (Deinterleaving) και Αποκωδικοποίηση (Decoding)

Κατά την αποδιαστρωμάτωση γίνεται αντιστροφή των μεταθέσεων που πραγματοποιήθηκαν στην αντίστοιχη βαθμίδα του πομπού (αν υπήρχε). Στον αποκωδικοποιητή γίνεται ανίχνευση και διόρθωση σφαλμάτων με τη χρήση του αλγορίθμου Viterbi (για συνελκτικούς κώδικες).

3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Συστήματος OFDM

Για τη μελέτη των χαρακτηριστικών και των επιδόσεων των συστημάτων OFDM, έγιναν προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν για τους παρακάτω τύπους καναλιών: κανάλι προσθετικού λευκού Γκαουσσισιανού θορύβου (additive white Gaussian noise channel – AWGN channel), κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων (flat fading channel) και κανάλι συχνοτικά επιλεκτικών διαλείψεων (frequency selective fading channel). Η διαμόρφωση και ο ρυθμός κωδικοποίησης που χρησιμοποιήθηκαν ήταν σύμφωνα με το IEEE Std 802.11a-1999 και φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

Διαμόρφωση	Ρυθμός Κωδικοποίησης
BPSK	1/2
BPSK	3/4
QPSK	1/2
QPSK	3/4
16-QAM	1/2
16-QAM	3/4
64-QAM	2/3
64-QAM	3/4

Πίνακας 2: Συνδυασμοί διαμόρφωσης και ρυθμού κωδικοποίησης σύμφωνα με το IEEE Std 802.11a-1999

Το συνολικό εύρος ζώνης ήταν 20MHz και διαιρούταν σε 64 υποδιαύλους. Καθένα από τα 64 υποφέροντα θεωρείται ότι μεταφέρει πληροφορία.

Τα μεγέθη που μελετήθηκαν στις προσομοιώσεις ήταν ο ρυθμός σφάλματος bit (bit error rate - BER), ο ρυθμός σφάλματος μη κωδικοποιημένου bit (uncoded bit error rate – uncoded BER), ο ρυθμός σφάλματος συμβόλου (symbol error rate - SER), ο ρυθμός σφάλματος

πακέτου (packet error rate - PER) και η διαμεταγωγή (throughput). Για τον υπολογισμό της τιμής της διαμεταγωγής χρησιμοποιήθηκε ο παρακάτω τύπος:

$$throughput = (1 - PER) \frac{\text{bits πληροφορίας ανά πακέτο}}{\text{χρονική διάρκεια πακέτου}}$$

Τα παραπάνω μεγέθη υπολογίστηκαν συναρτήσει του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, όπου E_b η ενέργεια του bit και N_0 η ενέργεια του λευκού θορύβου. Ο λόγος αυτός είναι καταλληλότερος από το σηματοθορυβικό λόγο (signal-to-noise ratio – SNR) γιατί παρέχει ένα μέτρο σύγκρισης συστημάτων που χρησιμοποιούν διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης. Για τη μελέτη των αποτελεσμάτων που αφορούν τη διαμεταγωγή σχεδιάστηκαν waterfall διαγράμματα. Σε αυτά τα διαγράμματα φαίνονται οι κατάλληλες επιλογές για τη διαμόρφωση, το ρυθμό κωδικοποίησης και το μήκος του κυκλικού προθέματος, ανάλογα με τον επιθυμητό ρυθμό πληροφορίας και το σηματοθορυβικό λόγο που μπορεί να επιτευχθεί. Η περιβάλλουσα των καμπυλών που απεικονίζονται σε ένα τέτοιο διάγραμμα δίνει την επίδοση ενός συστήματος για τη βέλτιστη επιλογή σχήματος διαμόρφωσης και ρυθμού κωδικοποίησης σε κάθε επίπεδο σηματοθορυβικού λόγου. Όπου ήταν δυνατό, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκρίθηκαν με τις θεωρητικές τιμές. Αναλυτική παρουσίαση των γραφικών παραστάσεων που επιβεβαιώνουν τη συμφωνία θεωρητικών αποτελεσμάτων και προσομοίωσης βρίσκονται στο παράρτημα.

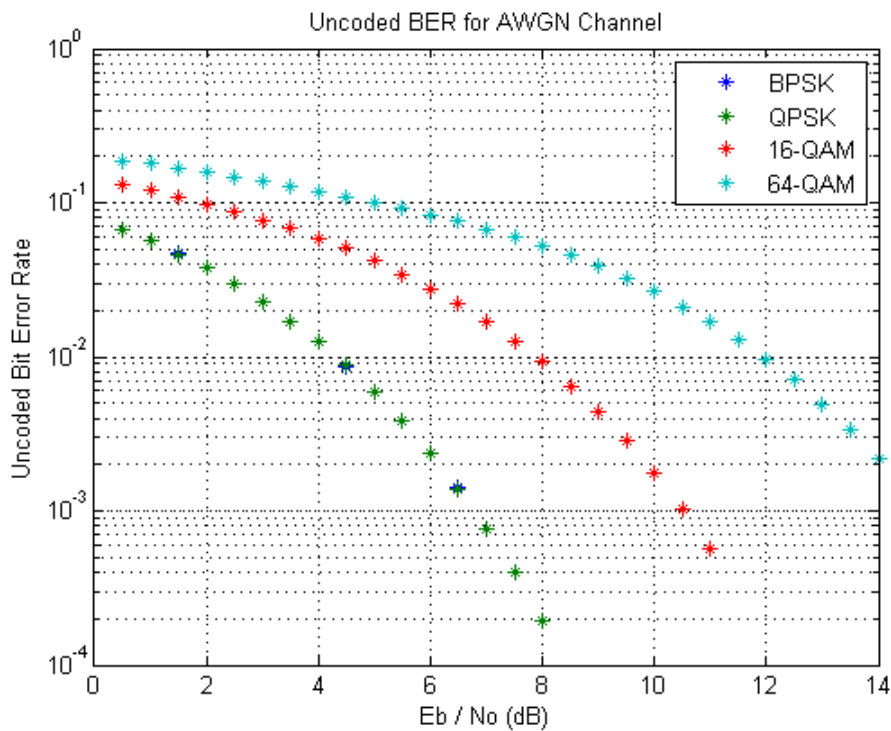
Για να είναι αξιόπιστα τα αποτελέσματα για τις τιμές των υπό εξέταση μεγεθών, πραγματοποιήθηκαν διαδοχικές επαναλήψεις αποστολής πακέτων δεδομένων μέχρι να επιτευχθεί σύγκλιση κάποιων στατιστικών μεγεθών. Πιο συγκεκριμένα, για κάθε σύνολο τιμών των παραμέτρων του συστήματος (διαμόρφωση, ρυθμός κωδικοποίησης, εξάπλωση καθυστέρησης, κλπ) έγινε προσομοίωση αποστολής 100 πακέτων δεδομένων. Οι επαναλήψεις συνεχίζονταν και πέραν των 100, μέχρι να ικανοποιηθεί η σχέση

$$\frac{2.58\sigma}{\sqrt{n}} \leq \frac{\mu}{10}$$

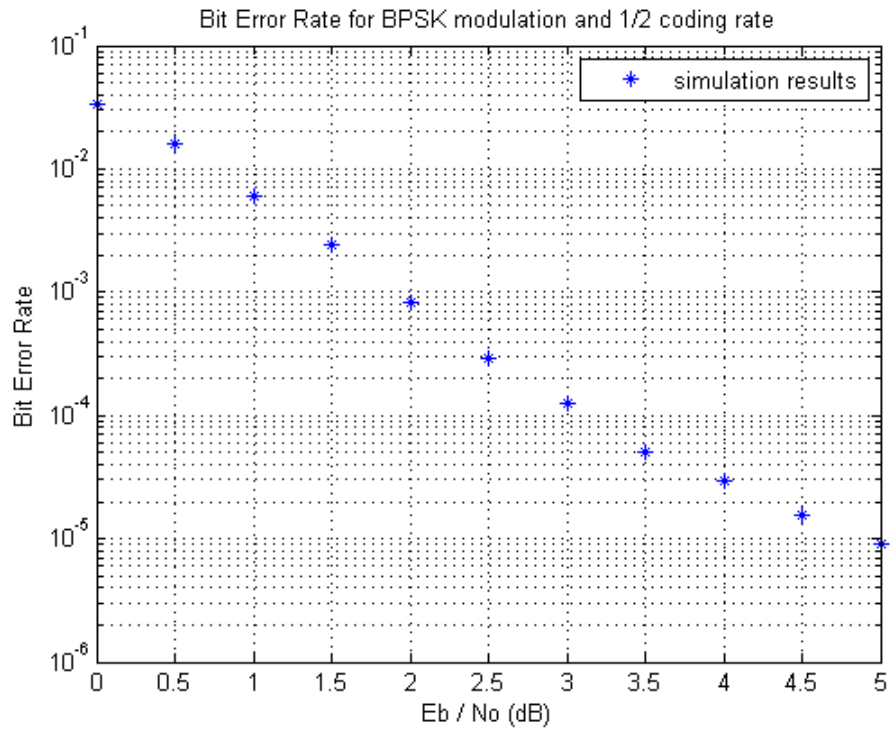
όπου n ο αριθμός των απεσταλθέντων πακέτων, μ η μέση τιμή και σ η τυπική απόκλιση του δείγματος των τιμών των μεγεθών που εξετάζονται. Υποθέτοντας κανονική κατανομή, η σχέση αυτή ισοδυναμεί με την πρόταση: με πιθανότητα 99%, η τυπική απόκλιση είναι το πολύ ίση με το ένα δέκατο της μέσης τιμής του δείγματος [5].

3.1 Κανάλι Προσθετικού Λευκού Γκαουσιανού Θορύβου (Additive White Gaussian Noise Channel – AWGN Channel)

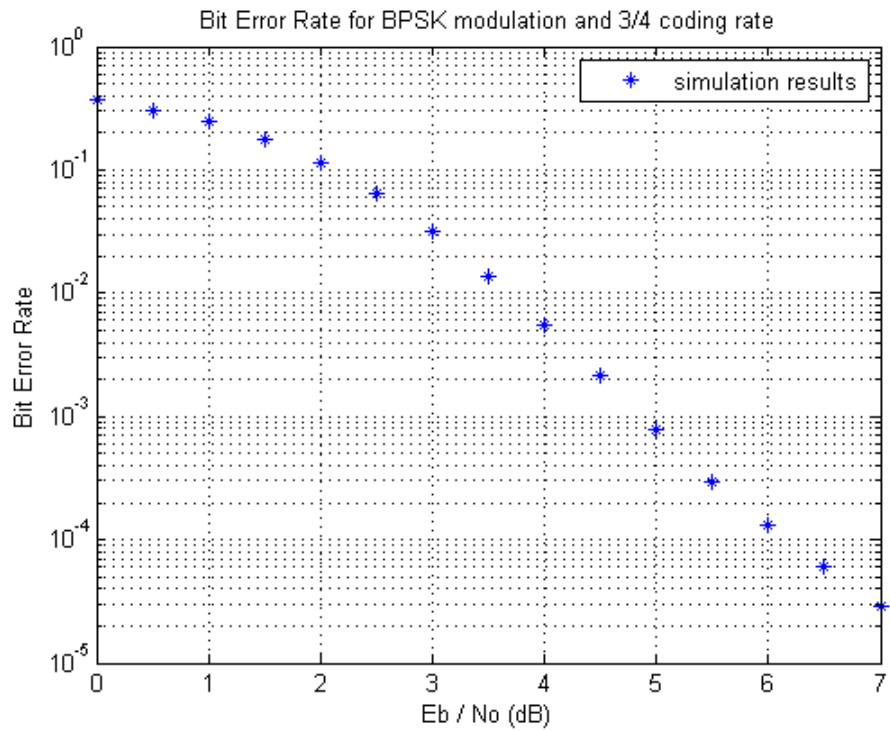
Σε αυτό τον τύπο καναλιού, αγνοείται η επίδραση των διαλείψεων στο σήμα. Επομένως ένα σύστημα OFDM δεν παρουσιάζει καμία διαφορά, ως προς τις επιδόσεις, σε σχέση με ένα σύστημα απλού φέροντος. Ακολουθούν μερικά χαρακτηριστικά διαγράμματα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



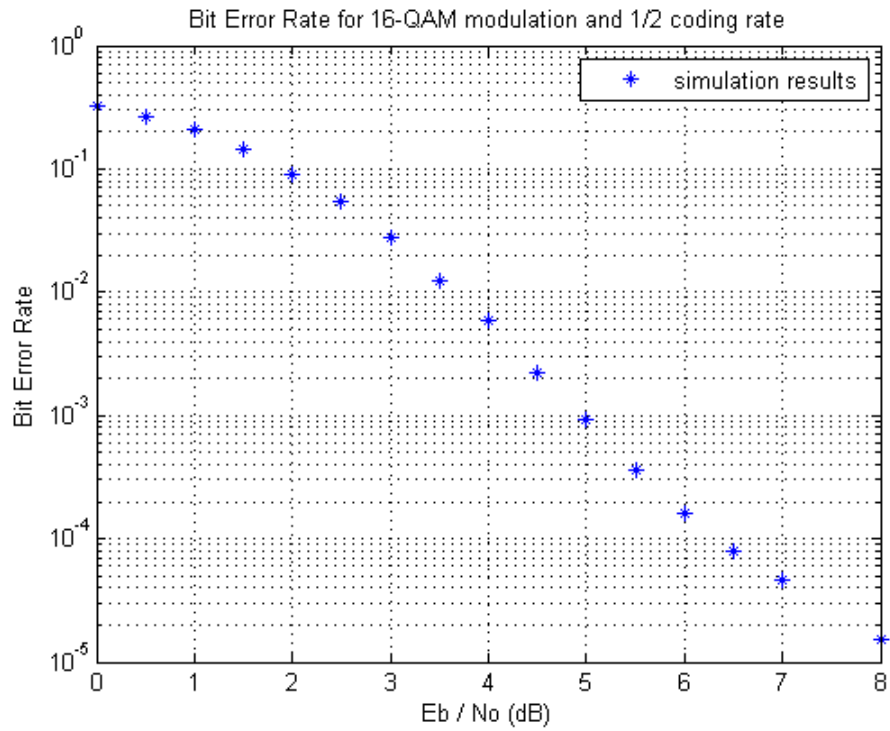
Σχήμα 3: Uncoded BER για AWGN κανάλι και όλα τα σχήματα διαμόρφωσης



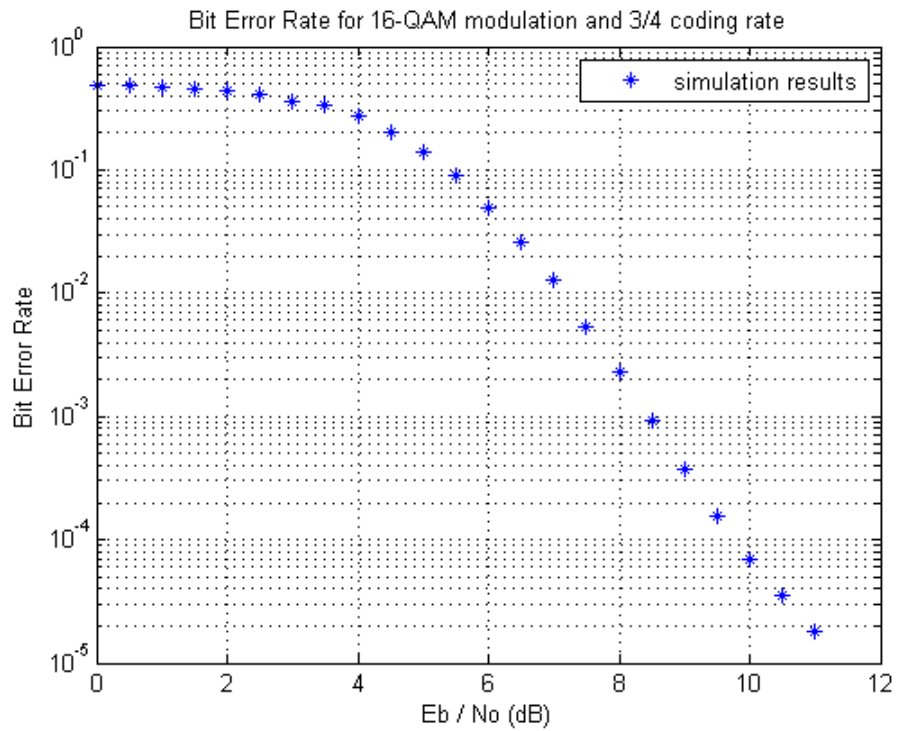
Σχήμα 4: BER για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



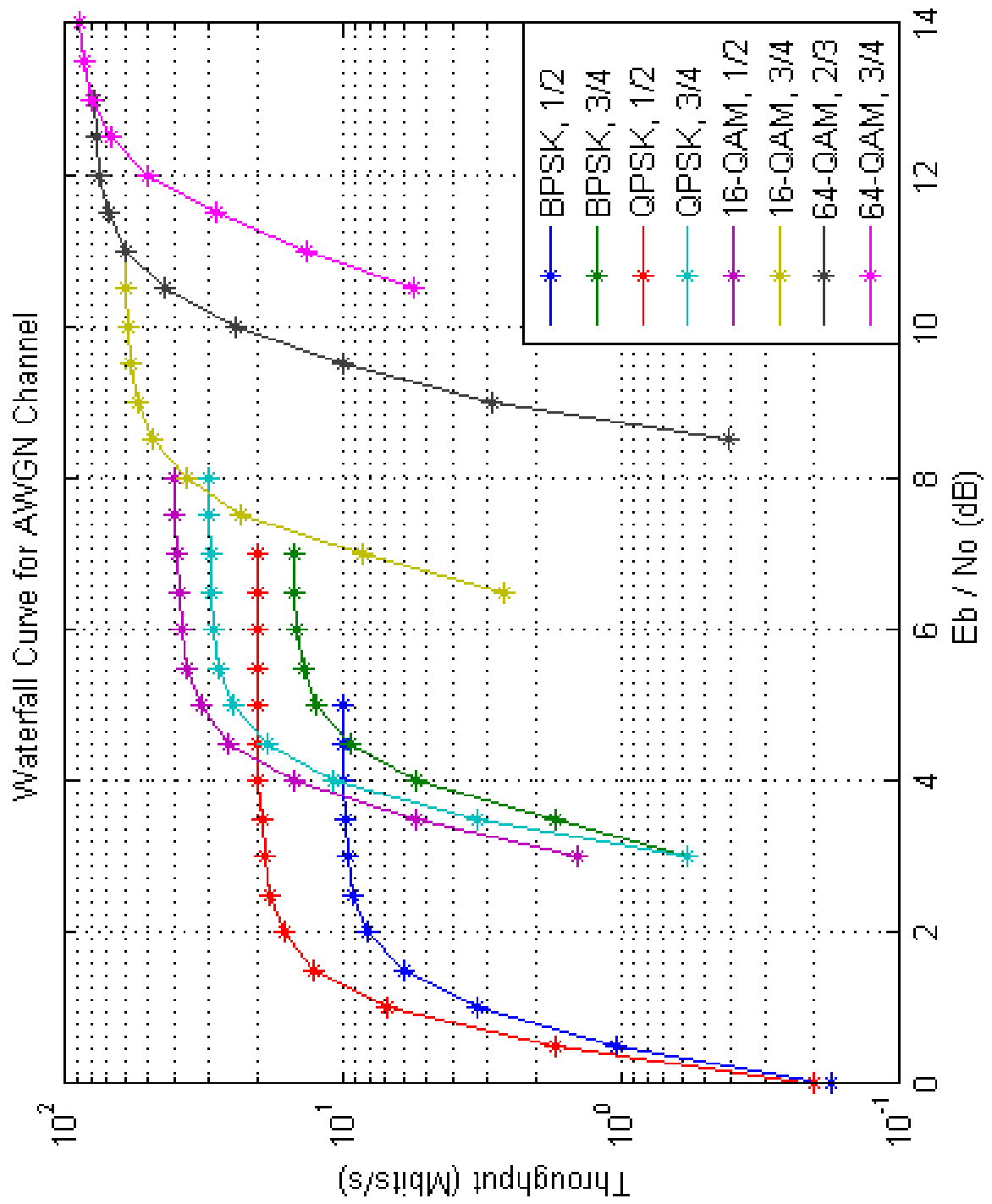
Σχήμα 5: BER για BPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



Σχήμα 6: BER για 16-QAM διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



Σχήμα 7: BER για 16-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



Σχήμα 8: Waterfall διάγραμμα για AWGN κανάλι

Από τα παραπάνω διαγράμματα μπορούν να εξαχθούν κάποια ενδιαφέροντα συμπεράσματα, κυρίως όσον αφορά το BER και τη διαμεταγωγή (throughput):

- Οι τεχνικές διαμόρφωσης που επιτυγχάνουν καλύτερο BER είναι κατά φθίνουσα σειρά: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM (σχ. 3).
- Χαμηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα καλύτερες τιμές για το BER (σχ 4-7).
- Για μεγάλες τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, οι τεχνικές διαμόρφωσης που επιτυγχάνουν υψηλότερη διαμεταγωγή είναι κατά φθίνουσα σειρά: 64-QAM, 16-QAM, QPSK, BPSK (σχ. 8).
- Για μεγάλες τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, υψηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα υψηλότερη διαμεταγωγή (σχ. 8).
- Για μικρές τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, χαμηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα υψηλότερη διαμεταγωγή (σχ. 8).
- Για όλο το φάσμα των τιμών του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, η διαμόρφωση QPSK επιτυγχάνει καλύτερη διαμεταγωγή από την BPSK (σχ. 8).

Το πρώτο συμπέρασμα είναι συνέπεια των χαρακτηριστικών των σχημάτων διαμόρφωσης και πιο συγκεκριμένα του γεγονότος ότι αστερισμοί με λιγότερα σημεία έχουν μεγαλύτερη ανοχή σε σφάλματα.

Το δεύτερο είναι επιβεβαίωση της χρησιμότητας της κωδικοποίησης, καθώς η χρήση περισσότερων bits για κωδικοποίηση επιτρέπει την ανίχνευση / διόρθωση περισσότερων σφαλμάτων.

Το τρίτο συμπέρασμα, που αφορά τη διαμεταγωγή, έχει σχέση με τον αριθμό των bits που αντιστοιχούν σε κάθε σύμβολο διαμόρφωσης. Όσο περισσότερα bits αντιστοιχούν σε ένα σύμβολο διαμόρφωσης, τόσο περισσότερη πληροφορία μεταδίδεται με κάθε σύμβολο. Επειδή όμως τα σχήματα διαμόρφωσης που αντιστοιχούν περισσότερα bits σε κάθε

σύμβολο παρουσιάζουν χειρότερο BER, υπάρχει και η απαίτηση για υψηλότερη τιμή του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, ώστε το BER να είναι αρκετά μικρό και να επηρεάζει όσο το δυνατόν λιγότερο την τιμή της διαμεταγωγής.

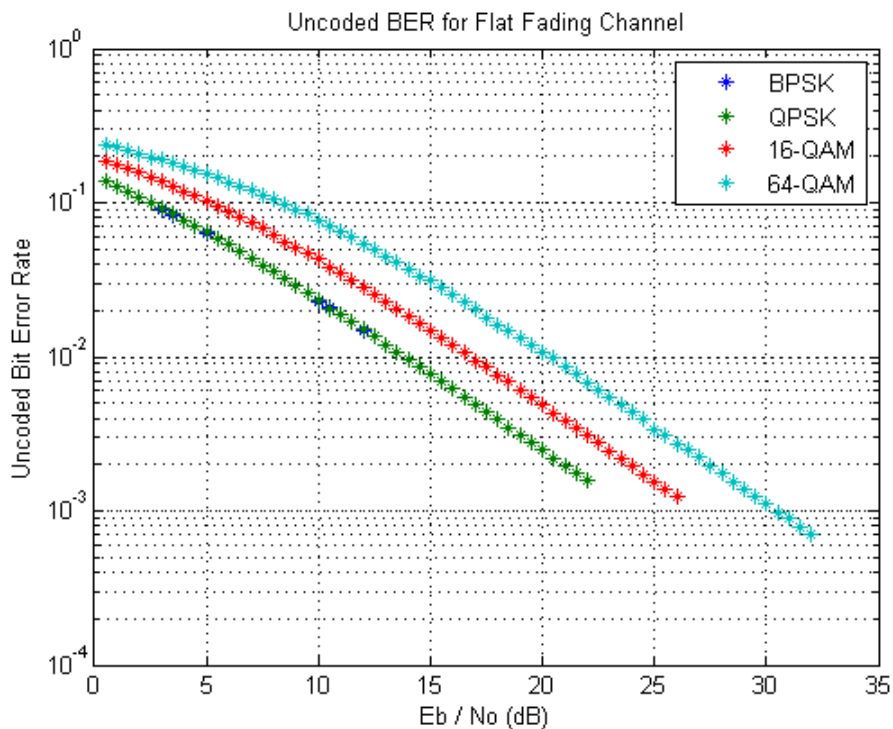
Το επόμενο συμπέρασμα έχει σχέση με το πλήθος των bits πληροφορίας που χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία ενός συμβόλου διαμόρφωσης. Υψηλότερος ρυθμός κωδικοποίησης σημαίνει ότι περισσότερα bits πληροφορίας αντιστοιχούν σε κάθε σύμβολο διαμόρφωσης, και επομένως κάθε σύμβολο μεταφέρει περισσότερη πληροφορία. Σε αντιστοιχία όμως με το προηγούμενο συμπέρασμα, ο υψηλότερος ρυθμός κωδικοποίησης έχει ως αποτέλεσμα μεγαλύτερο BER και για αυτό το λόγο υπάρχει και πάλι η απαίτηση για μεγάλο $\frac{E_b}{N_0}$, ώστε να περιοριστεί η τιμή του BER σε επίπεδο που επηρεάζει στο ελάχιστο τη διαμεταγωγή.

Το πέμπτο συμπέρασμα έχει άμεση σχέση με το ακριβώς προηγούμενο. Για μικρές τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, η θετική επίδραση στο BER που έχει η χρήση χαμηλότερων ρυθμών κωδικοποίησης είναι σημαντικότερη από το γεγονός ότι λιγότερα bits πληροφορίας αντιστοιχούν σε κάθε σύμβολο διαμόρφωσης, με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται υψηλότερη τιμή για τη διαμεταγωγή.

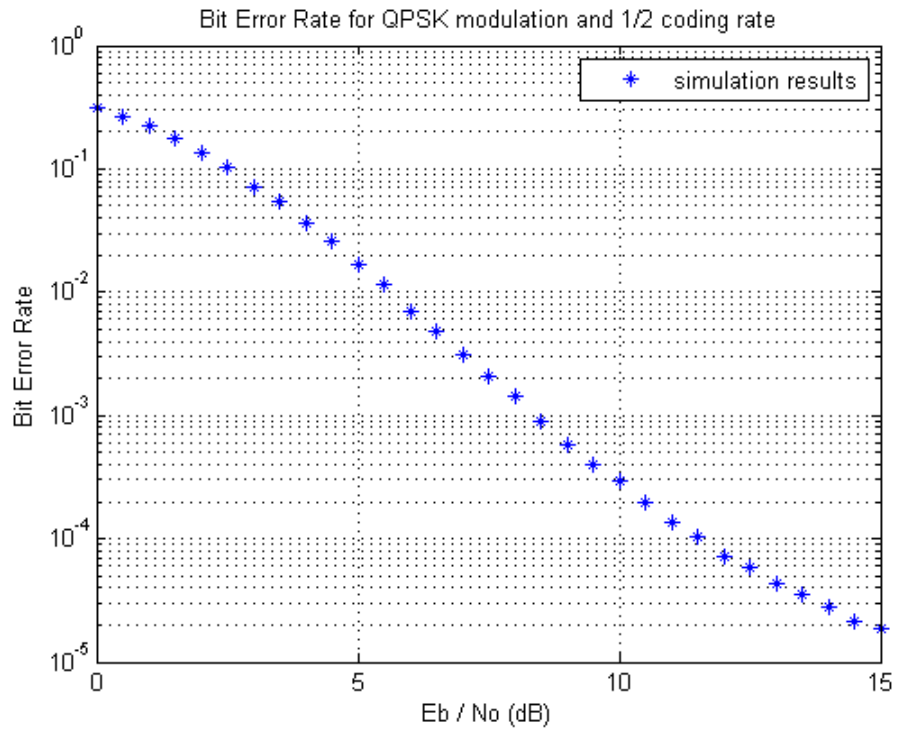
Το τελευταίο συμπέρασμα προκύπτει άμεσα από τις ιδιότητες των συγκεκριμένων σχημάτων διαμόρφωσης. Η QPSK διαμόρφωση έχει το ίδιο BER με την BPSK, στο ίδιο όμως εύρος ζώνης, η QPSK επιτυγχάνει διπλάσιο ρυθμό πληροφορίας από την BPSK. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί αν θεωρηθεί η QPSK ως BPSK διαμόρφωση δύο ορθογώνιων μεταξύ τους καναλιών.

3.2 Κανάλι Συχνοτικά Επίπεδων Διαλείψεων (Flat Fading Channel)

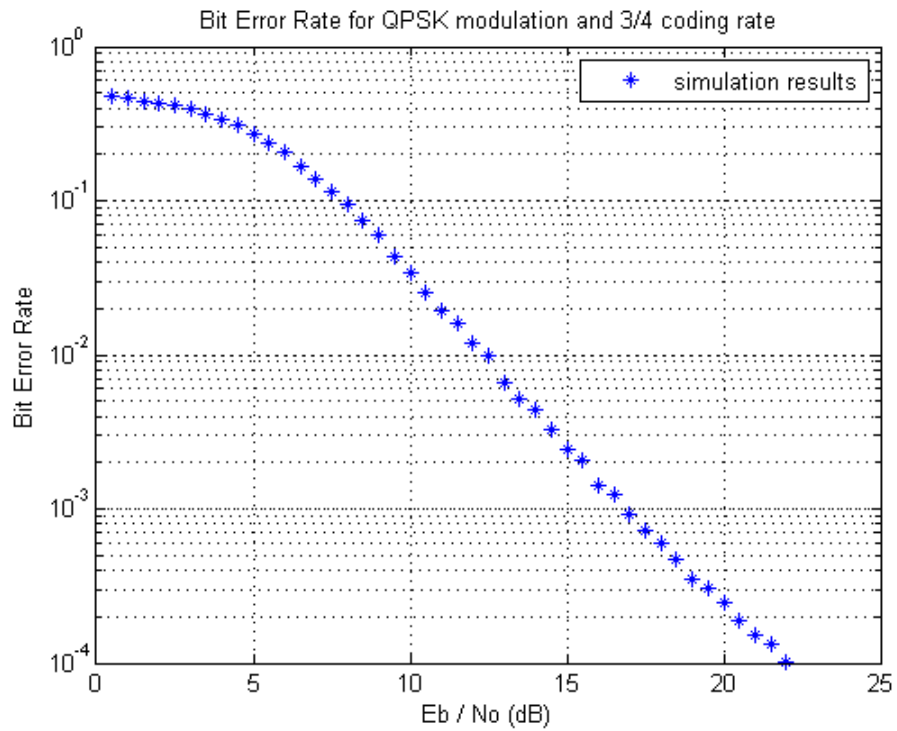
Σε αυτό τον τύπο καναλιού, υπολογίζεται η επίδραση των διαλείψεων θεωρώντας αυτές ως συχνοτικά επίπεδες (βλ. κεφάλαιο 1, παράγραφος 2.1.1). Για την αντιστάθμισή τους χρησιμοποιείται στο δέκτη εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού (zero forcing equalizer – βλ. κεφάλαιο 2, παράγραφος 2.3.1). Εφόσον οι διαλείψεις που παρουσιάζει ο διάυλος είναι συχνοτικά επίπεδες, η εισαγωγή κυκλικού προθέματος είναι περιττή. Αυτό ισχύει επειδή όλες οι φασματικές συνιστώσες έχουν την ίδια καθυστέρηση και επομένως τα σύμβολα διαμόρφωσης που λαμβάνει ο δέκτης δεν έχουν υποστεί παρεμβολές από αυτά που μεταδόθηκαν προηγουμένως, δηλαδή δεν υπάρχει διασυμβολική παρεμβολή. Ακολουθούν μερικά χαρακτηριστικά διαγράμματα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



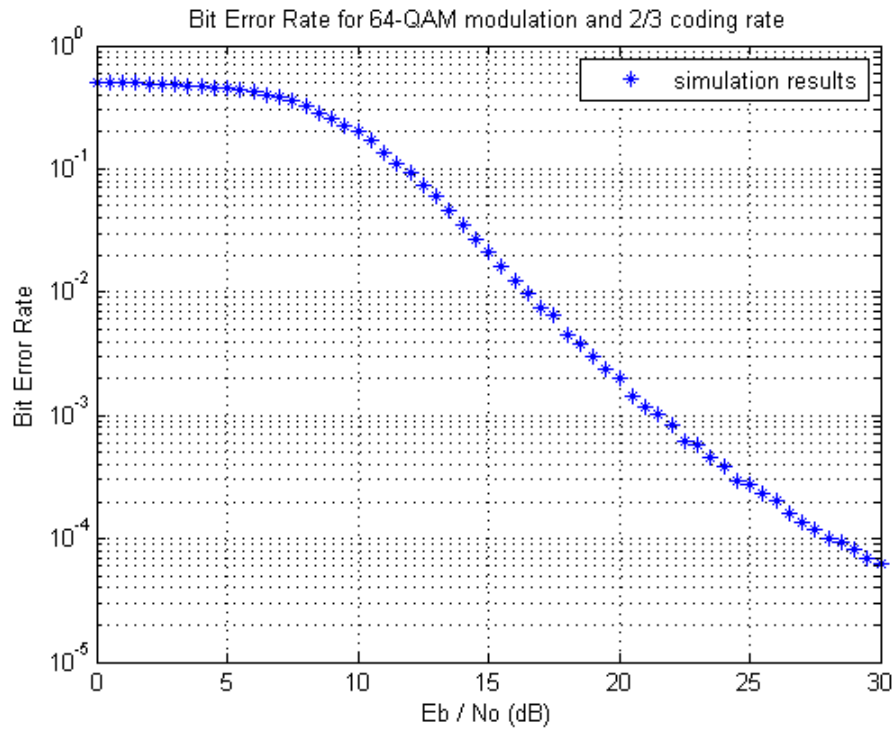
Σχήμα 9: Uncoded BER για κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων και όλα τα σχήματα διαμόρφωσης



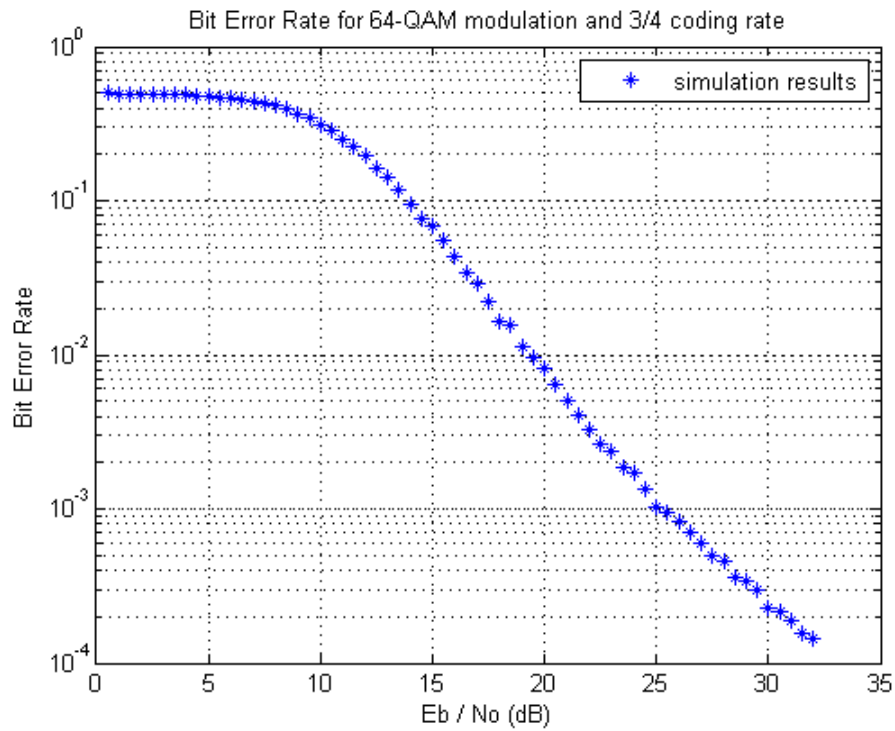
Σχήμα 10: BER για QPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



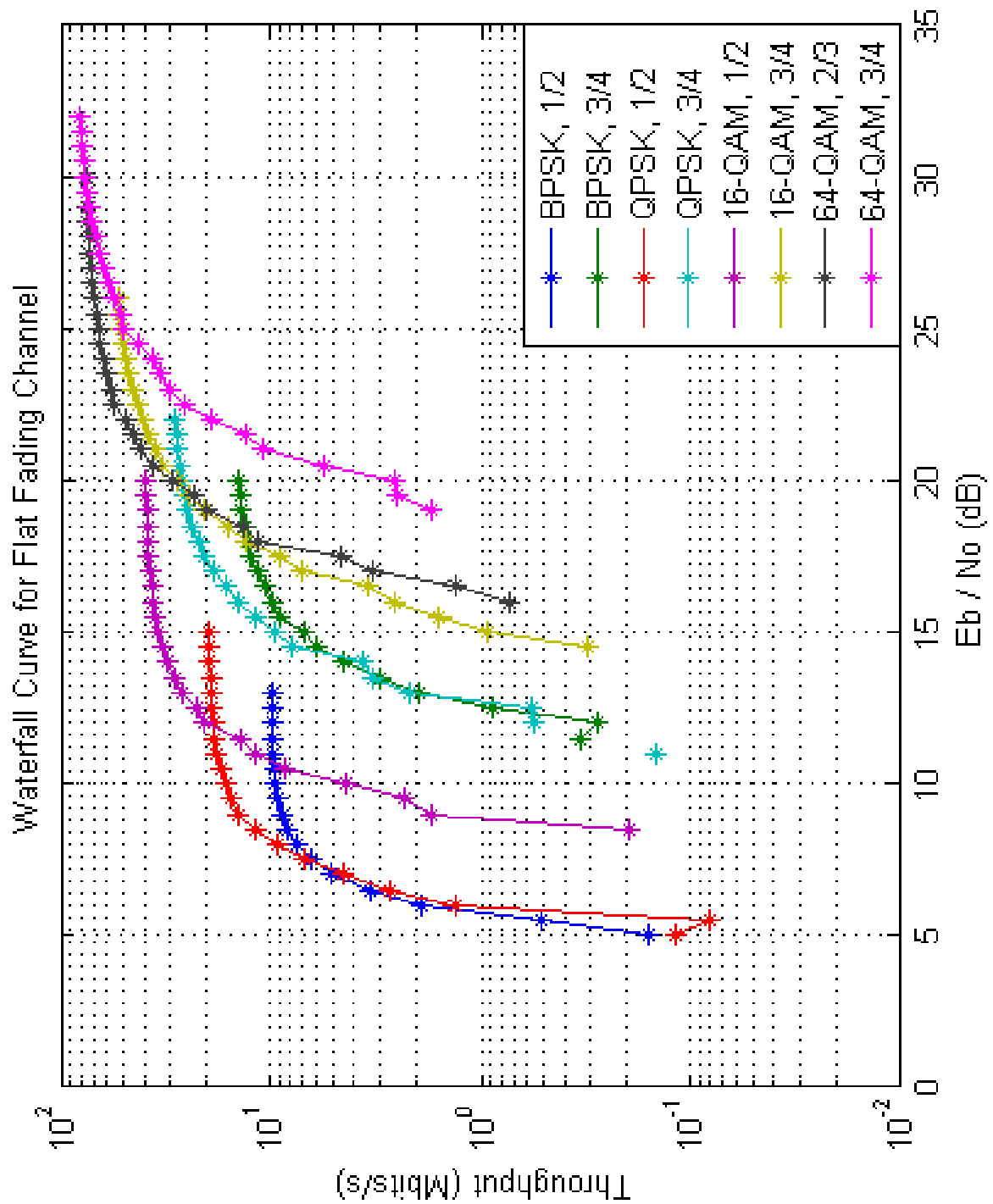
Σχήμα 11: BER για QPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



Σχήμα 12: BER για 64-QAM διαμόρφωση και 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης



Σχήμα 13: BER για 64-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



Σχήμα 14: Waterfall διάγραμμα για κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων

Από τα παραπάνω διαγράμματα γίνεται αντιληπτό πως τα συμπεράσματα που βγήκαν από τη μελέτη του AWGN καναλιού ισχύουν και για το κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων, δηλαδή:

- Οι τεχνικές διαμόρφωσης που επιτυγχάνουν καλύτερο BER είναι κατά φθίνουσα σειρά: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM (σχ. 9).
- Χαμηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα καλύτερες τιμές για το BER (10-13).
- Για μεγάλες τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, οι τεχνικές διαμόρφωσης που επιτυγχάνουν υψηλότερη διαμεταγωγή είναι κατά φθίνουσα σειρά: 64-QAM, 16-QAM, QPSK, BPSK (σχ. 14).
- Για μεγάλες τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, υψηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα υψηλότερη διαμεταγωγή (σχ. 14).
- Για μικρές τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, χαμηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα υψηλότερη διαμεταγωγή (σχ. 14).
- Για όλο το φάσμα των τιμών του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, η διαμόρφωση QPSK επιτυγχάνει καλύτερη διαμεταγωγή από την BPSK (σχ. 14).

Επιπλέον, όπως ήταν αναμενόμενο:

- Το κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων έχει χειρότερες επιδόσεις από το κανάλι προσθετικού λευκού Γκαουσιανού θορύβου (σχ. 8, 14).

Το τελευταίο συμπέρασμα είναι αρκετά προφανές αφού οι διαλείψεις εισάγουν κάποια παραμόρφωση στο σήμα. Μπορεί επίσης να εξηγηθεί με βάση την τεχνική που χρησιμοποιείται στο δέκτη για την αντιστάθμιση της επίδρασης των διαλείψεων στο σήμα. Ο εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού που χρησιμοποιείται, μπορεί να αντισταθμίσει την επίδραση των διαλείψεων, η χρήση του όμως οδηγεί στην αύξηση της ισχύος του θορύβου με αποτέλεσμα η ζεύξη να παρουσιάζει χειρότερες επιδόσεις.

3.3 Κανάλι Συχνοτικά Επιλεκτικών Διαλείψεων (Frequency Selective Fading Channel)

Σε αυτό τον τύπο καναλιού, υπολογίζεται η επίδραση των διαλείψεων θεωρώντας αυτές ως συχνοτικά επιλεκτικές. Η προσομοίωση έγινε για δύο διαφορετικά κανάλια: ένα με εξάπλωση καθυστέρησης 200ns και ένα με εξάπλωση καθυστέρησης 750ns. Και για τα δύο κανάλια ισχύει: $T_S < \sigma_{T_m}$, όπου $T_S = 50ns$ η διάρκεια του συμβόλου διαμόρφωσης και σ_{T_m} η εξάπλωση καθυστέρησης του κάθε καναλιού, επομένως το σήμα πράγματι υφίσταται διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile – PDP) για τα δύο κανάλια που προσομοιώθηκαν [10]. Σημειώνεται ότι η ισχύς σε κάθε χρονική στιγμή είναι στην πραγματικότητα ο λόγος της ισχύος του σήματος στην είσοδο του δέκτη προς την ισχύ του σήματος που φθάνει στο δέκτη με μηδενική καθυστέρηση.

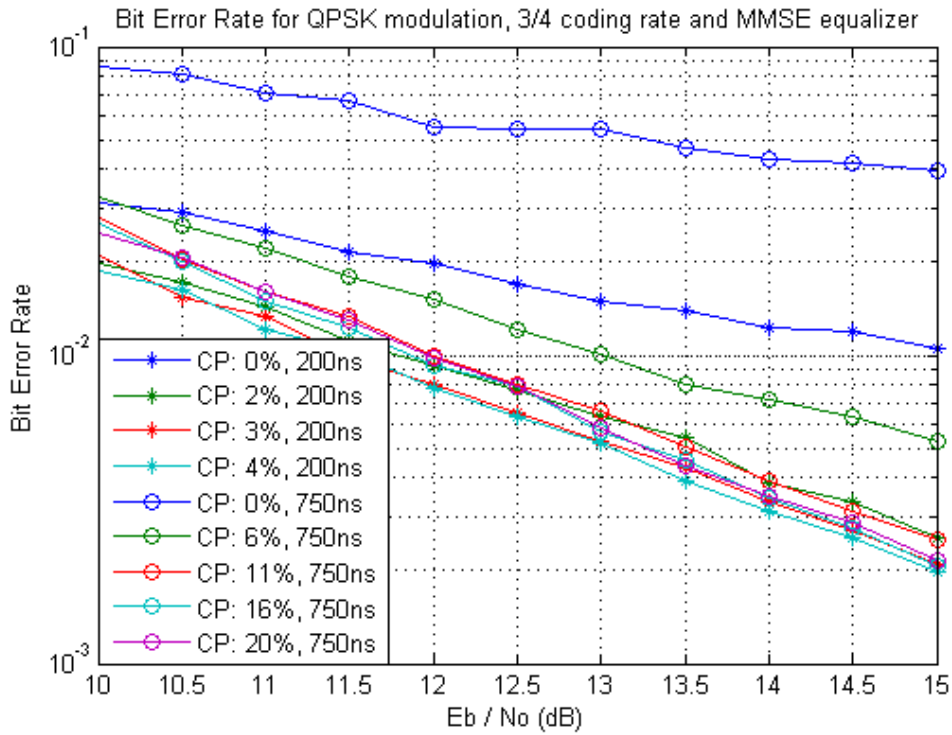
Καθυστέρηση (ns)	Ισχύς (dB)
0 – 50	3.8618
50 - 100	-0.8868
100 - 150	-12.7654
150 - 200	-16.9680

Πίνακας 3: Προφίλ καθυστέρησης ισχύος για εξάπλωση καθυστέρησης 200ns

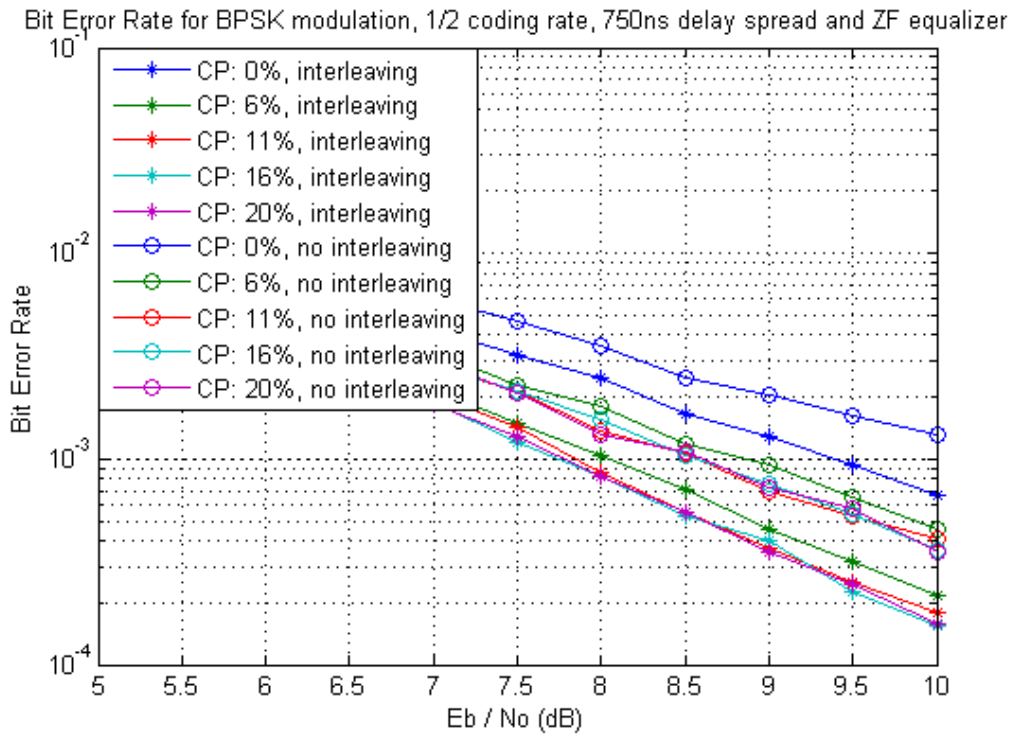
Καθυστέρηση (ns)	Ισχύς (dB)
0 – 50	4.6543
50 - 100	0.5181
100 - 150	-1.4497
150 - 200	-3.3894
200 - 250	-6.2599
250 - 300	-8.3983
300 - 350	-10.6048
350 - 400	-12.7901
400 - 450	-14.8812
450 - 500	-16.6555
500 - 550	-19.7881
550 - 600	-21.9382
600 - 650	-23.3724
650 - 700	-27.2125
700 - 750	-29.2082

Πίνακας 4: Προφίλ καθυστέρησης ισχύος για εξάπλωση καθυστέρησης 750ns

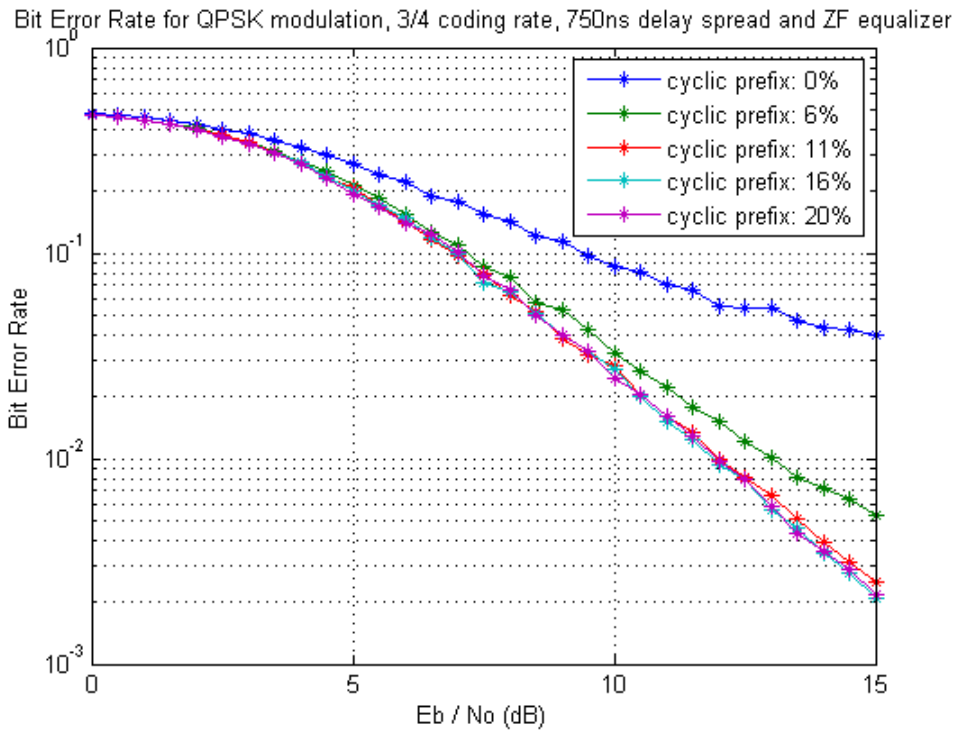
Οι προσομοιώσεις έγιναν με και χωρίς τη χρήση διαστρωμάτωσης προκειμένου να εξετασθεί αν αυτή η τεχνική συμβάλλει στη βελτίωση των χαρακτηριστικών της ζεύξης. Πριν την αποστολή του σήματος από τον πομπό, προστέθηκε σε αυτό κυκλικό πρόθεμα. Οι προσομοιώσεις αφορούσαν διαφορετικά μήκη κυκλικού προθέματος με σκοπό να βρεθεί μια τιμή που βελτιστοποιεί τη συμπεριφορά του συστήματος. Τέλος, για την αντιστάθμιση της επίδρασης των διαλείψεων, χρησιμοποιήθηκαν δύο διαφορετικοί τύποι εξισωτή: ο εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού (zero forcing equalizer – ZF equalizer) και ο εξισωτής ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error equalizer – MMSE equalizer). Ακολουθούν μερικά χαρακτηριστικά διαγράμματα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



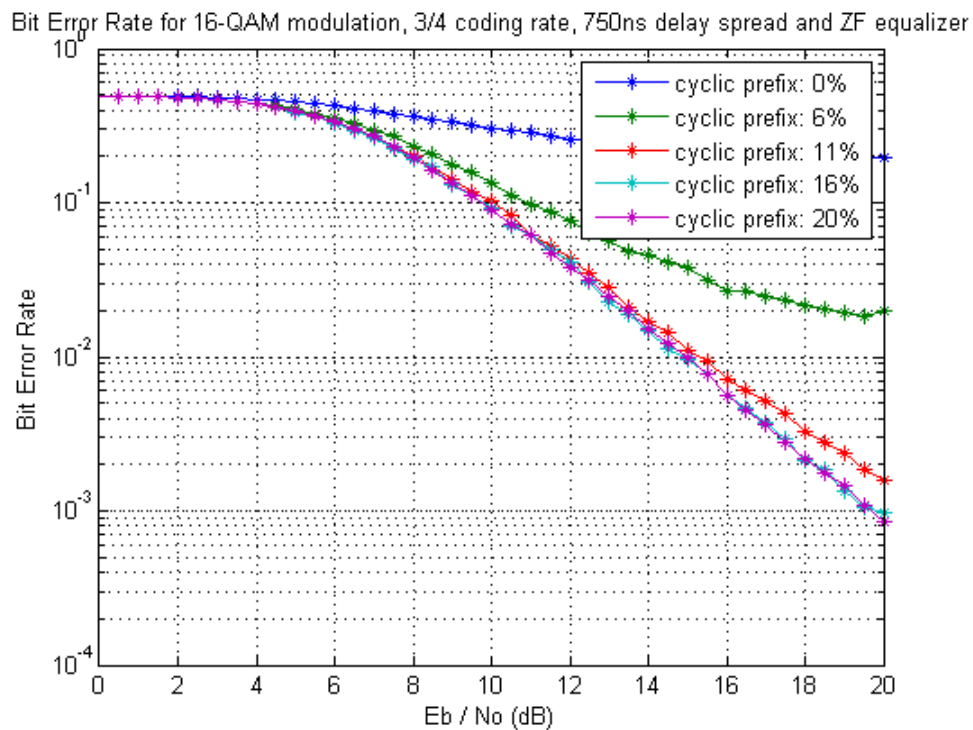
Σχήμα 15: BER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, MMSE εξισωτή και εξάπλωση καθυστέρησης 200ns / 750ns



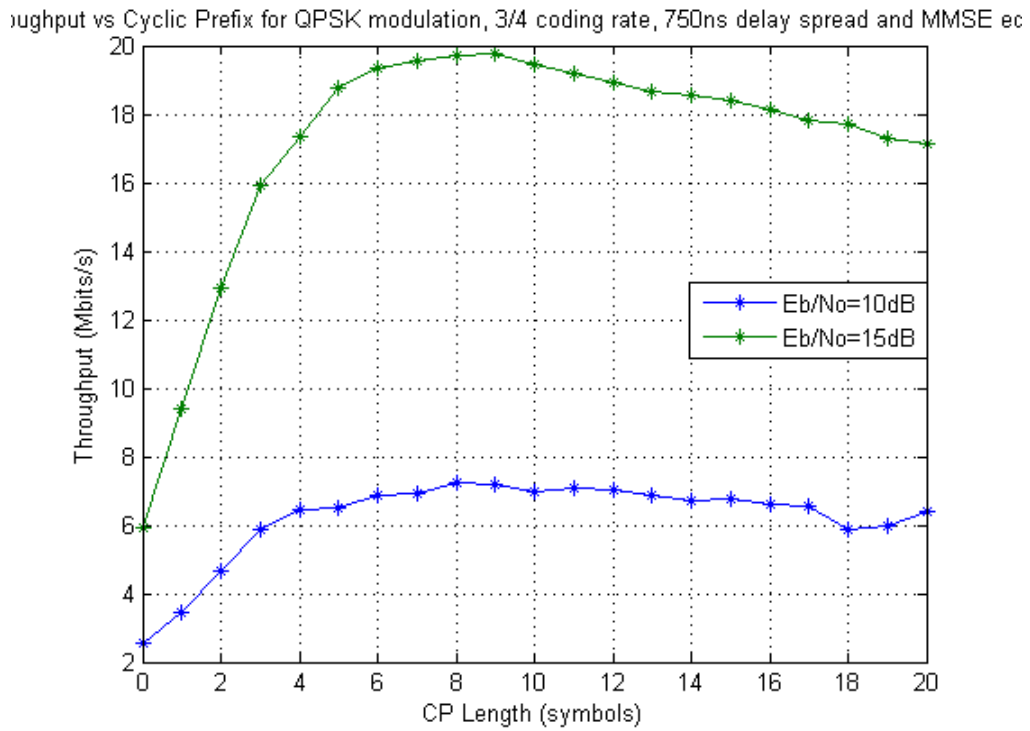
Σχήμα 16: BER για BPSK διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης, ZF εξισωτή, και με / χωρίς τη χρήση διαστρωμάτωσης



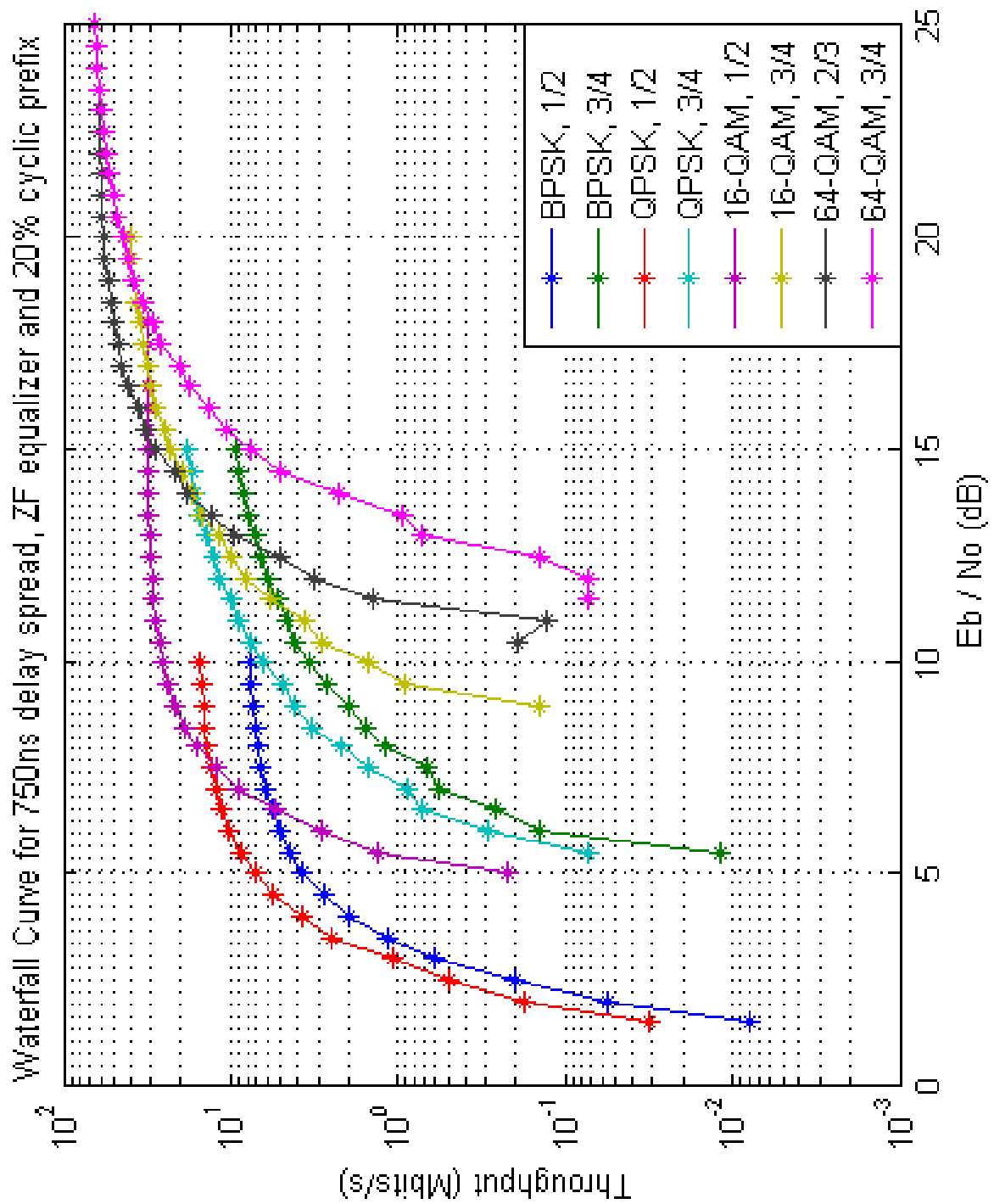
Σχήμα 17: BER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



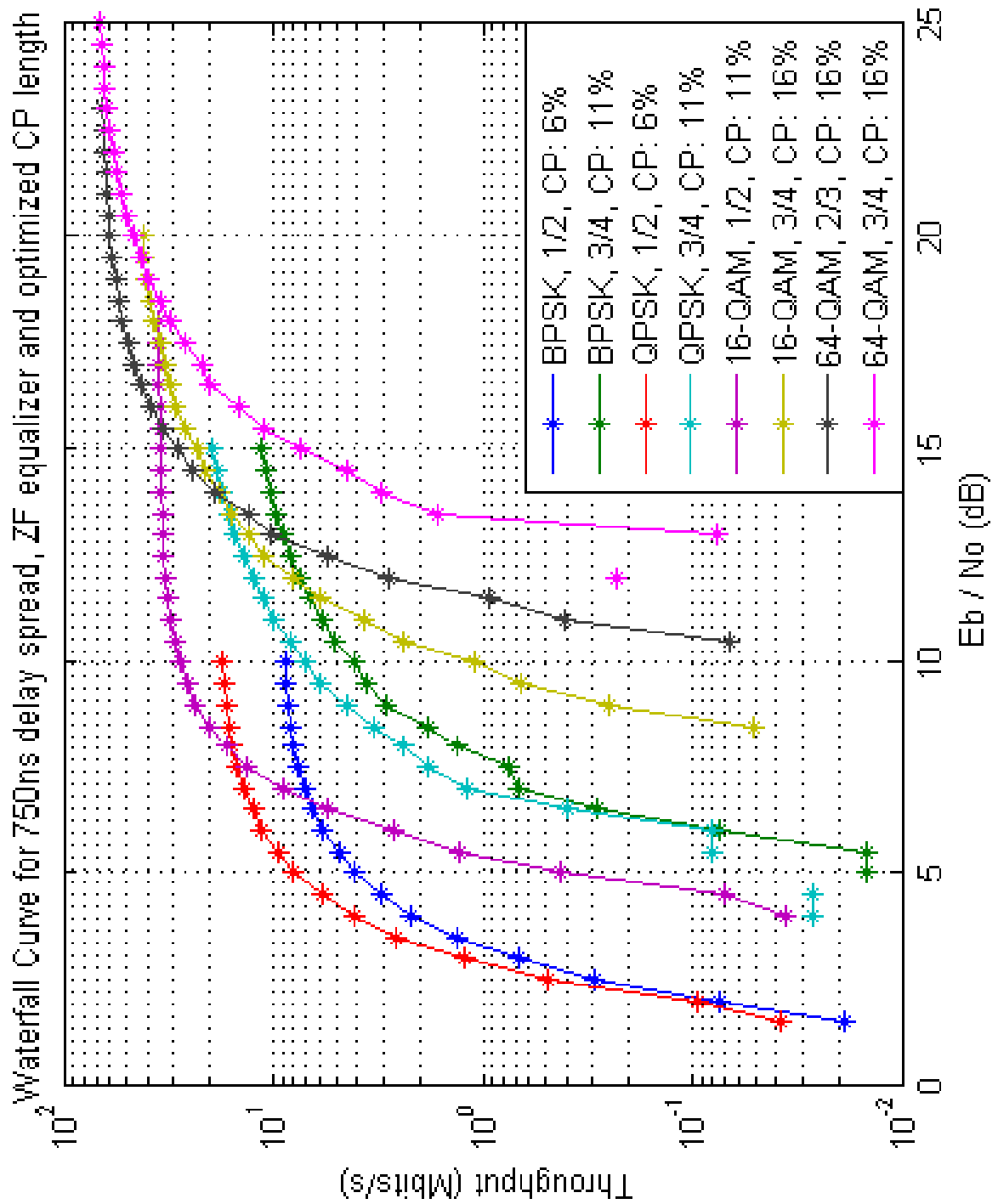
Σχήμα 18: BER για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



Σχήμα 19: Διαμεταγωγή vs μήκος κυκλικού προθέματος για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης, MMSE εξισωτή και $\frac{E_b}{N_0} = 10 / \frac{E_b}{N_0} = 15$



Σχήμα 20: Waterfall διάγραμμα για 750ns εξάπλωση καθυστέρησης, ZF εξισωτή και 20% κυκλικό πρόθεμα



Σχήμα 21: Waterfall διάγραμμα για 750ns εξάπλωση καθυστέρησης, ZF εξισωτή και βέλτιστο μήκος κυκλικού προθέματος

Σημειώνεται πως το ποσοστό που αναφέρεται στο μήκος του κυκλικού προθέματος είναι ο λόγος της διάρκειάς του προς τη συνολική χρονική διάρκεια του πακέτου. Στα παραπάνω διαγράμματα φαίνεται πως τα συμπεράσματα που αφορούσαν το AWGN κανάλι και το κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων επαληθεύονται και στην περίπτωση του καναλιού συχνοτικά επιλεκτικών διαλείψεων, και επαναλαμβάνονται εδώ για λόγους πληρότητας.

- Οι τεχνικές διαμόρφωσης που επιτυγχάνουν καλύτερο BER είναι κατά φθίνουσα σειρά: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM.
- Χαμηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα καλύτερες τιμές για το BER.
- Για μεγάλες τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, οι τεχνικές διαμόρφωσης που επιτυγχάνουν υψηλότερη διαμεταγωγή είναι κατά φθίνουσα σειρά: 64-QAM, 16-QAM, QPSK, BPSK.
- Για μεγάλες τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, υψηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα υψηλότερη διαμεταγωγή.
- Για μικρές τιμές του λόγου $\frac{E_b}{N_0}$, χαμηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα υψηλότερη διαμεταγωγή.

Πέρα όμως από αυτές τις παρατηρήσεις, είναι δυνατό να εξαχθούν κάποια επιπλέον συμπεράσματα που αφορούν τα κανάλια συχνοτικά επιλεκτικών διαλείψεων και τις τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν προκειμένου να βελτιωθεί η συμπεριφορά της ζεύξης.

- Το κανάλι συχνοτικά επιλεκτικών διαλείψεων έχει χειρότερες επιδόσεις από το κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων για τις παραμέτρους που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση (σχ. 14, 20, 21).
- Κανάλι με μεγαλύτερη εξάπλωση καθυστέρησης έχει χειρότερες επιδόσεις (σχ. 15).
- Η χρήση διαστρωμάτωσης βελτιώνει τα χαρακτηριστικά της ζεύξης (σχ. 16).
- Αύξηση του μήκους του κυκλικού προθέματος έχει ως αποτέλεσμα καλύτερη τιμή για το BER μέχρι το σημείο που η χρονική διάρκεια του κυκλικού προθέματος γίνει ίση με την εξάπλωση καθυστέρησης (σχ. 17-18).

- Ο MMSE εξισωτής πλεονεκτεί έναντι του ZF εξισωτή όσον αφορά την επίδρασή του στα χαρακτηριστικά της σύνδεσης.
- Η διαμεταγωγή δεν αυξάνεται με την αύξηση του μήκους του κυκλικού προθέματος. Για κάθε τύπο σύνδεσης και καναλιού υπάρχει μια τιμή για το μήκος του κυκλικού προθέματος που μεγιστοποιεί τη διαμεταγωγή (σχ. 19).

Τα δύο πρώτα συμπεράσματα είναι αρκετά προφανή και αφορούν τον τύπο των διαλείψεων που παρουσιάζει ο δίαυλος. Όσο μεγαλύτερη είναι η εξάπλωση καθυστέρησης, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference – ISI).

Το τρίτο συμπέρασμα είναι επιβεβαίωση της χρησιμότητας της διαστρωμάτωσης. Εφόσον γειτονικά bits χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση μη γειτονικών φερόντων και αντιστοιχίζονται εναλλάξ σε λιγότερο ή περισσότερο σημαντικά ψηφία του αστερισμού, το σήμα έχει μεγαλύτερη ανοχή σε σφάλματα που οφείλονται σε έντονες διαλείψεις. Όπως φαίνεται και από τα διαγράμματα, η χρήση διαστρωμάτωσης βελτιώνει αρκετά τις επιδόσεις της ζεύξης.

Η επόμενη παρατήρηση, που αφορά τη σχέση κυκλικού προθέματος και BER, είναι αρκετά προφανής και εξηγείται με βάση την ιδιότητα του κυκλικού προθέματος να εξουδετερώνει τις διασυμβολικές παρεμβολές. Αφού το αρχικό μέρος κάθε μεταδιδόμενου OFDM συμβόλου αποτελεί αντίγραφο της ουράς του και δεν χρησιμοποιείται κατά την αποδιαμόρφωση, οι παρεμβολές που οφείλονται στη μετάδοση των προηγούμενων OFDM συμβόλων δεν επηρεάζουν το κομμάτι εκείνο που θα χρησιμοποιηθεί για την αποδιαμόρφωση. Όταν η διάρκεια του κυκλικού προθέματος υπερβεί την εξάπλωση καθυστέρησης, τότε δεν επηρεάζονται οι επιδόσεις του συστήματος, αφού δεν υπάρχουν παρεμβολές από προηγούμενα OFDM σύμβολα για να εξουδετερωθούν από το κυκλικό πρόθεμα.

Το πέμπτο συμπέρασμα προκύπτει από τη σύγκριση των δύο διαφορετικών τύπων εξισωτή και είναι λογικό, καθώς ο εξισωτής ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος

χρησιμοποιεί περισσότερη πληροφορία (επίπεδο ισχύος θορύβου) προκειμένου να αποφασίσει για τον καταλληλότερο τρόπο αντιστάθμισης της επίδρασης των διαλείψεων στο σήμα. Η διαφορά ωστόσο ανάμεσα στα δύο είδη εξισωτών, για τις παραμέτρους του συστήματος που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση, δεν είναι μεγάλη.

Το τελευταίο συμπέρασμα αφορά τη σχέση κυκλικού προθέματος και διαμεταγωγής. Στα διαγράμματα φαίνεται πως η διαμεταγωγή ακολουθεί μία αύξουσα πορεία με την αύξηση του μήκους του κυκλικού προθέματος μέχρι να φτάσει σε ένα μέγιστο. Στη συνέχεια, περαιτέρω αύξηση του μήκους του κυκλικού προθέματος οδηγεί σε μείωση της διαμεταγωγής. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί με βάση κάποιες απλές παρατηρήσεις που αφορούν το κυκλικό πρόθεμα. Όπως παρατηρήθηκε παραπάνω, η εισαγωγή κυκλικού προθέματος βελτιώνει το BER της ζεύξης. Το κόστος είναι η μετάδοση bits που δεν μεταφέρουν πληροφορία. Ο συνδυασμός αυτός έχει ως αποτέλεσμα αρχικά η διαμεταγωγή να αυξάνεται με την αύξηση του μήκους του κυκλικού προθέματος, καθώς βελτιώνεται σημαντικά το BER, στη συνέχεια όμως, η επιβάρυνση που οφείλεται στη μετάδοση bits που δεν μεταφέρουν πληροφορία είναι σημαντικότερη από την αλλαγή στο BER, με αποτέλεσμα την πτώση της τιμής της διαμεταγωγής.

Εκτός από τα παραπάνω ποιοτικά συμπεράσματα, είναι δυνατόν να εξαχθούν και κάποια περισσότερο ποσοτικά συμπεράσματα από τα διαγράμματα των προσομοιώσεων. Από τα waterfall διαγράμματα (σχ. 20-21) φαίνονται οι κατάλληλες επιλογές για τη διαμόρφωση, το ρυθμό κωδικοποίησης και το μήκος του κυκλικού προθέματος, ανάλογα με τον επιθυμητό ρυθμό πληροφορίας και το σηματοθορυβικό λόγο που μπορεί να επιτευχθεί. Η βέλτιστη τιμή για το μήκος του κυκλικού προθέματος κυμαίνεται από 6% ως 16% ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης και το ρυθμό κωδικοποίησης και διαφέρει από το 20% που χρησιμοποιείται στο IEEE Std 802.11a-1999. Αυτή η διαφορά μπορεί να εξηγηθεί με βάση κάποιες παραμέτρους ενός πραγματικού συστήματος OFDM που δεν ήταν δυνατόν να προσομοιωθούν, όπως η ευαισθησία των ταλαντωτών και η μη γραμμικότητα των ενισχυτών, και οι οποίες αυξάνουν την διασυμβολική παρεμβολή. Επιπλέον, η διαμεταγωγή, όπως προκύπτει από την προσομοίωση, είναι μεγαλύτερη από αυτή που επιτυγχάνεται στην πράξη καθώς στα πραγματικά OFDM συστήματα κάποιες από τις συχνότητες δε μεταφέρουν πληροφορία, αλλά είτε χρησιμοποιούνται για το συντονισμό των

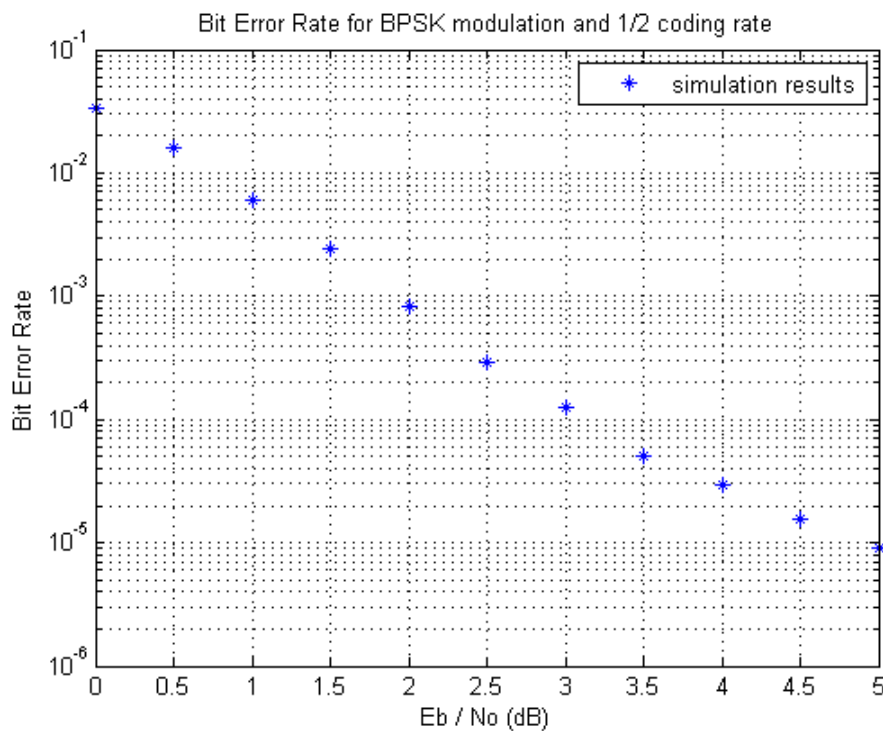
ταλαντωτών, είτε δε χρησιμοποιούνται καθόλου και έχουν σκοπό να μειώσουν τη διακαναλική παρεμβολή που εμφανίζεται ως αποτέλεσμα της καταστροφής της ορθογωνιότητας. Για παράδειγμα, στο IEEE Std 802.11a-1999 μόνο 48 από τα 64 συνολικά φέροντα μεταφέρουν πληροφορία. Ο μικρότερος ρυθμός πληροφορίας που επιτυγχάνεται από ένα σύστημα OFDM, συγκριτικά με αυτόν που μπορεί θεωρητικά να επιτευχθεί, οφείλεται και στο γεγονός ότι στην αρχή κάθε πακέτου μεταδίδονται κάποια OFDM σύμβολα που χρησιμεύουν για την εκτίμηση του καναλιού (προκειμένου αυτή να χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια από τον εξισωτή – βλ. κεφάλαιο 2 παράγραφος 3.7) και για το συγχρονισμό πομπού – δέκτη.

Παραρτήματα

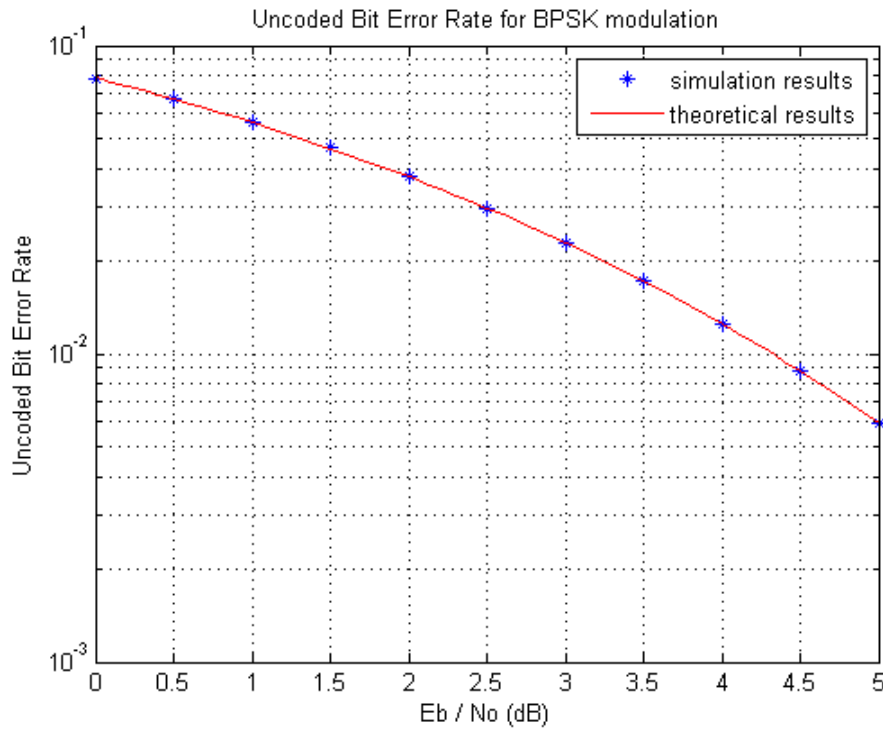
Παράρτημα Α – Γραφικές Παραστάσεις Αποτελεσμάτων Προσομοίωσης

Ακολουθούν τα διαγράμματα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Όπου ήταν δυνατό, έγινε σύγκριση των αποτελεσμάτων με τις θεωρητικές καμπύλες.

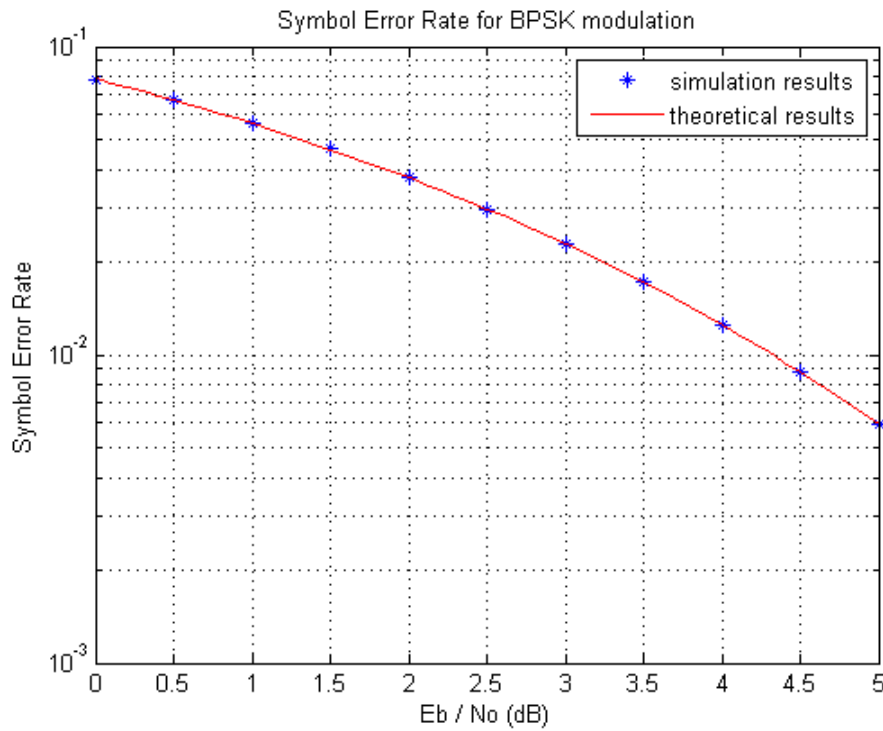
Κανάλι Προσθετικού Λευκού Γκαουσιανού Θορύβου



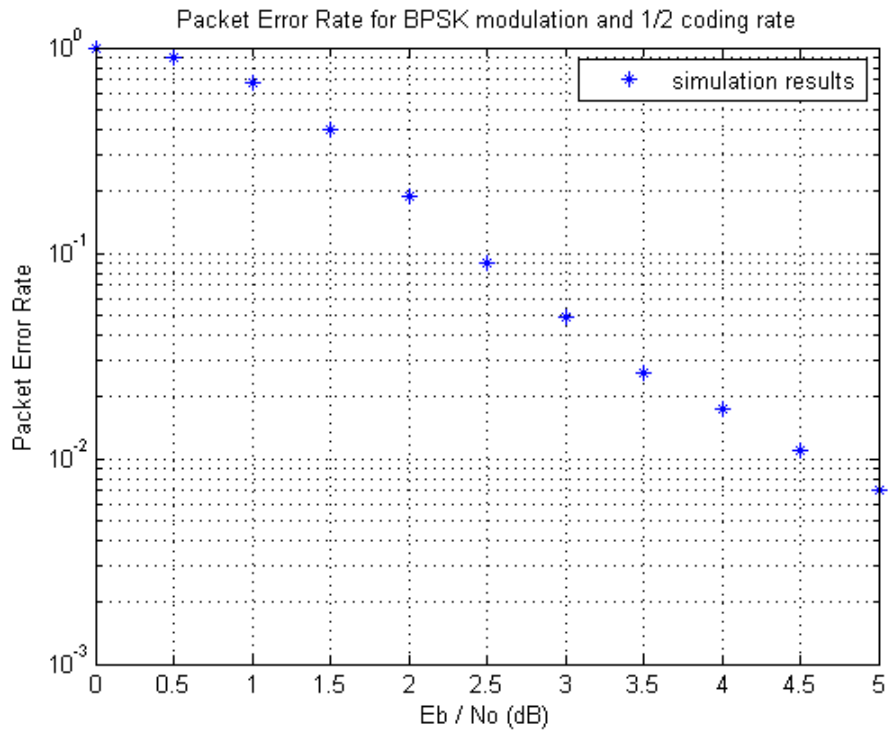
Σχήμα 22: BER για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



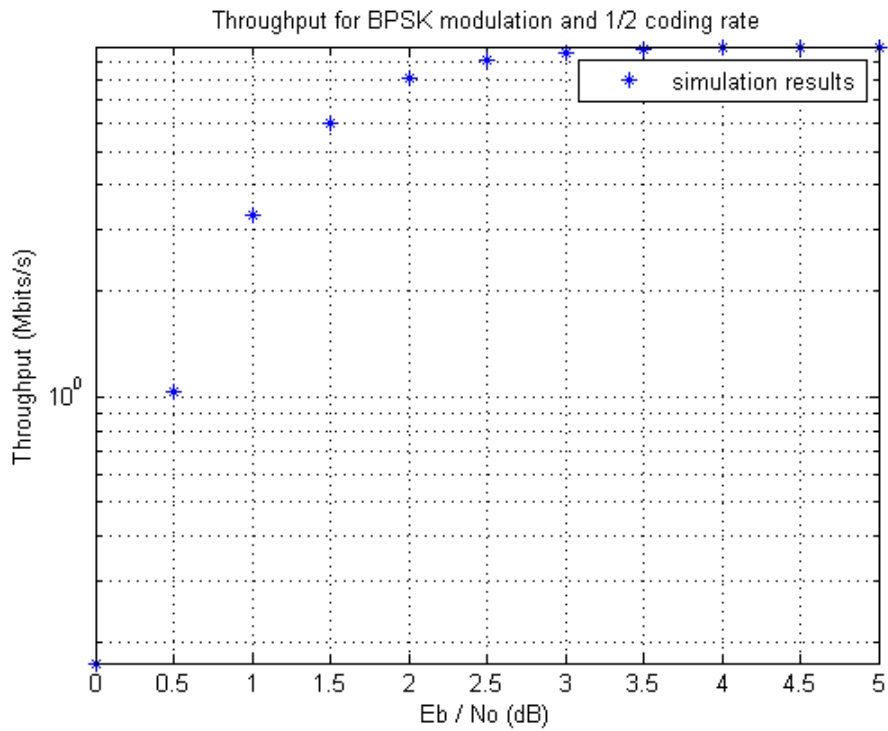
Σχήμα 23: Uncoded BER για BPSK διαμόρφωση



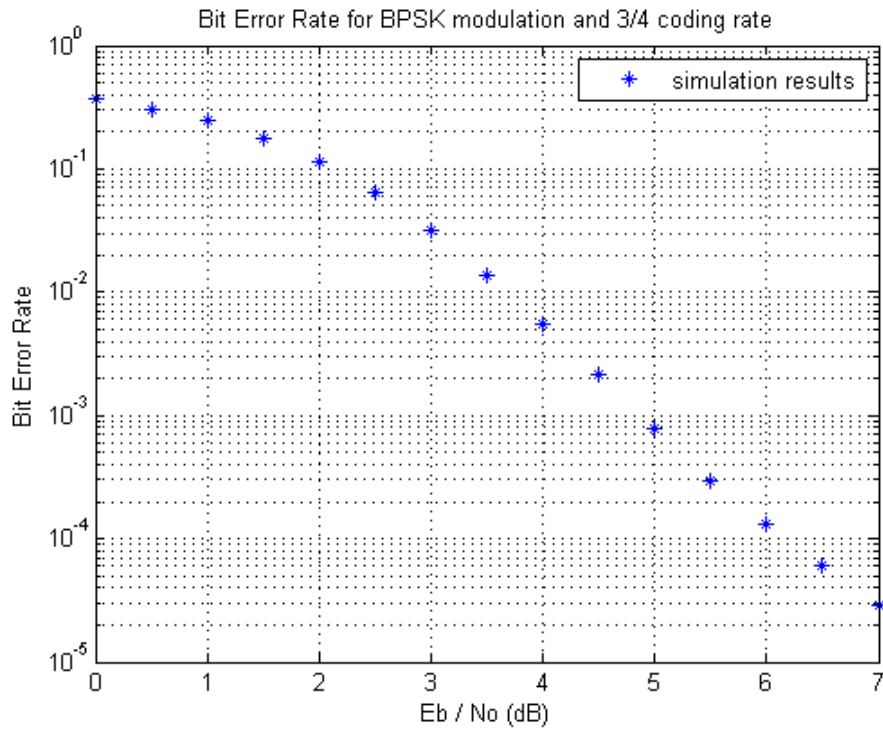
Σχήμα 24: SER για BPSK διαμόρφωση



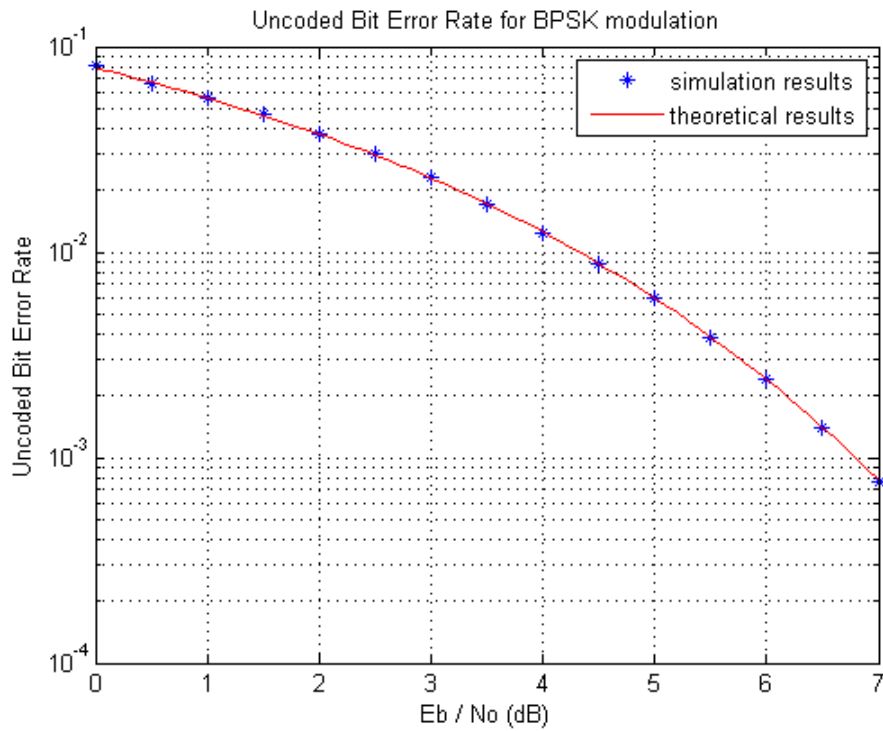
Σχήμα 25: PER για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



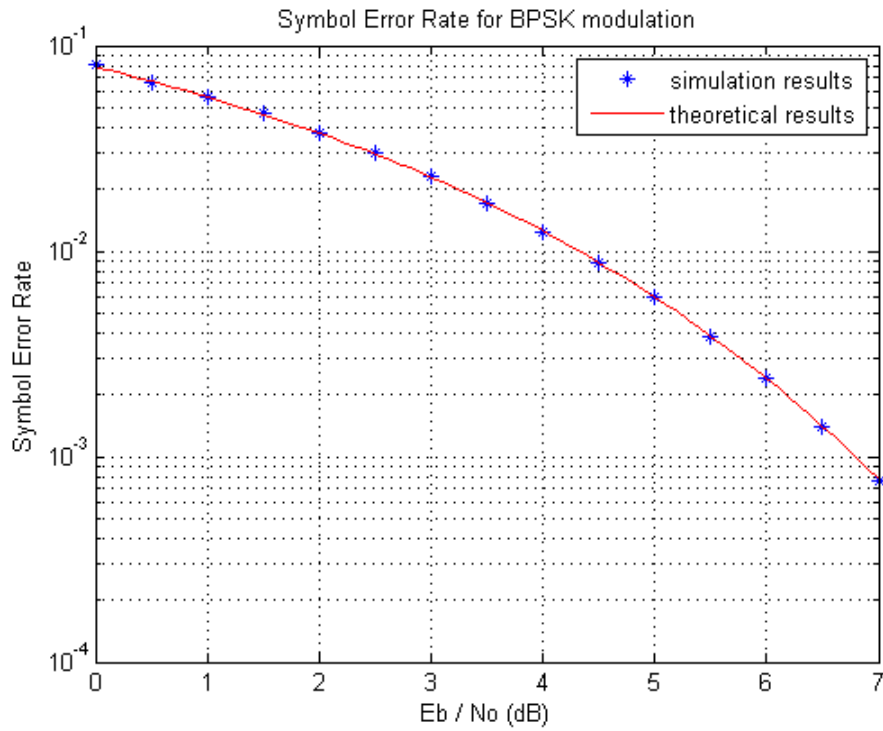
Σχήμα 26: Διαμεταγωγή για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



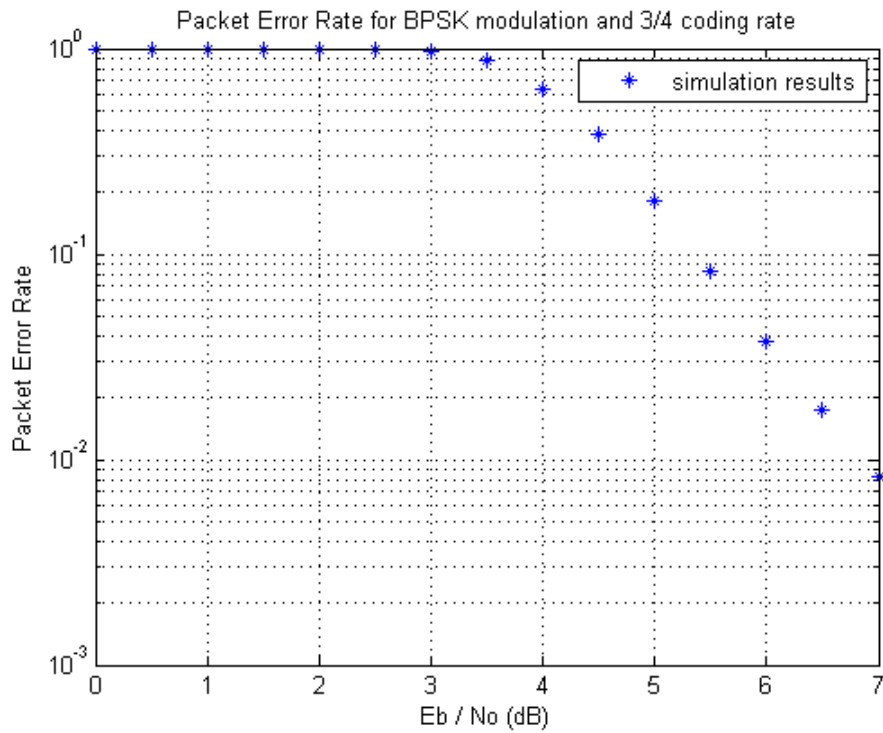
Σχήμα 27: BER για BPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



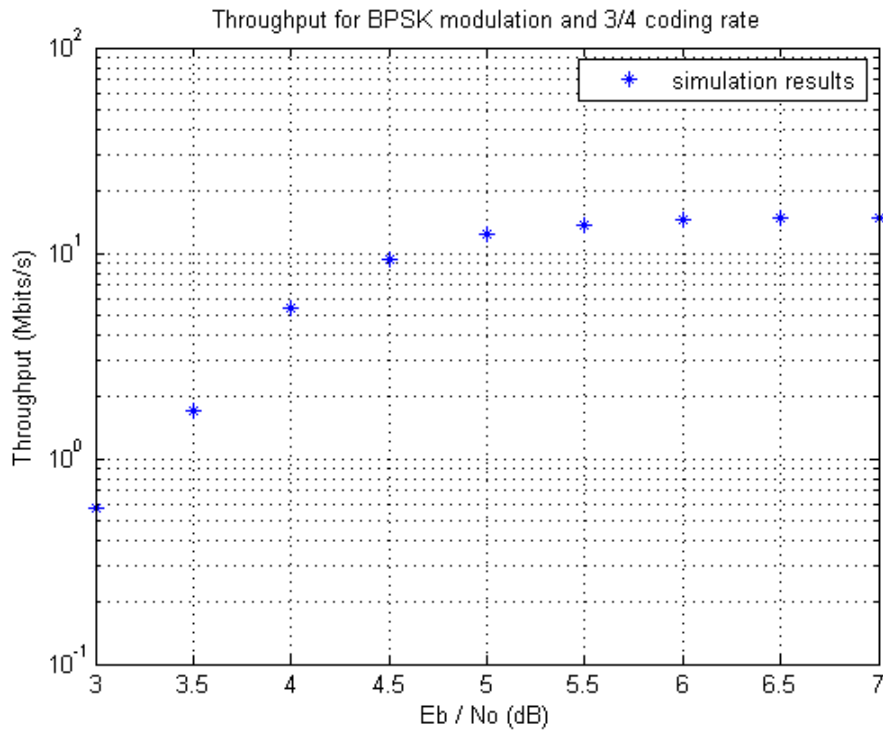
Σχήμα 28: Uncoded BER για BPSK διαμόρφωση



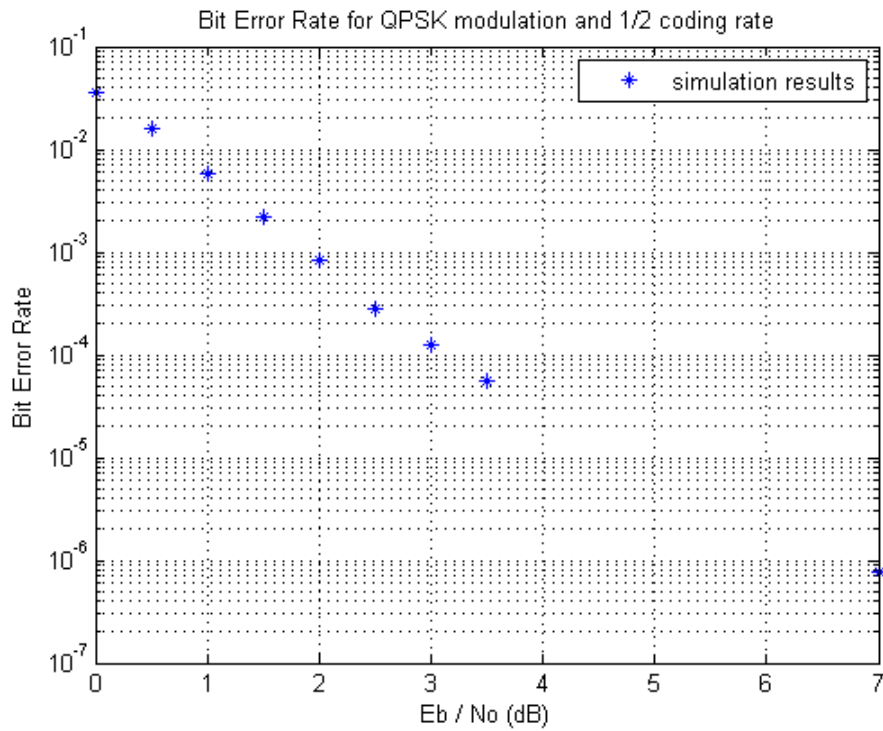
Σχήμα 29: SER για BPSK διαμόρφωση



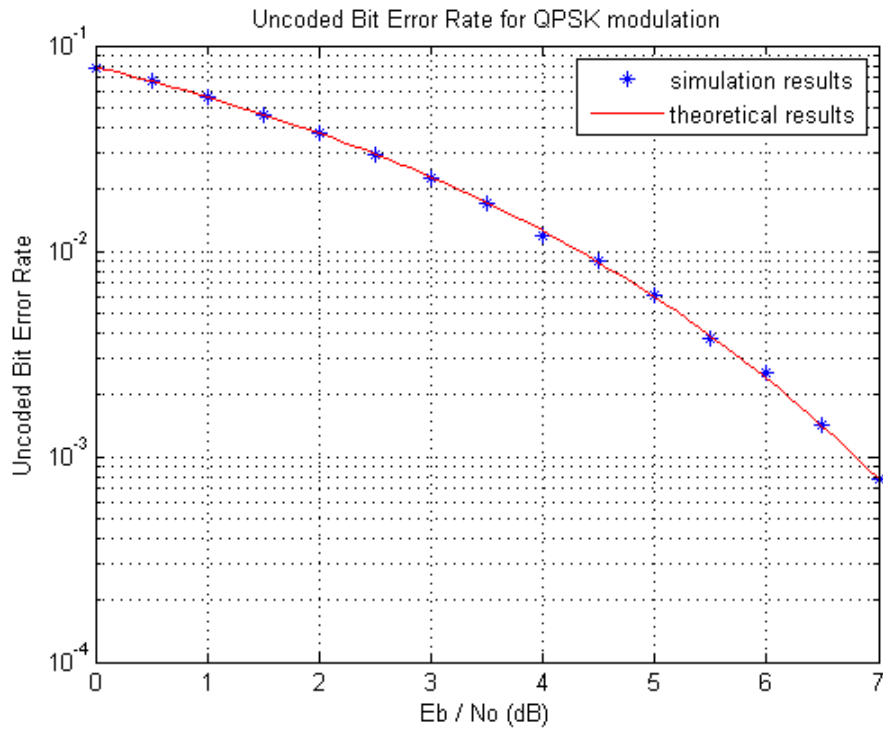
Σχήμα 30: PER για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



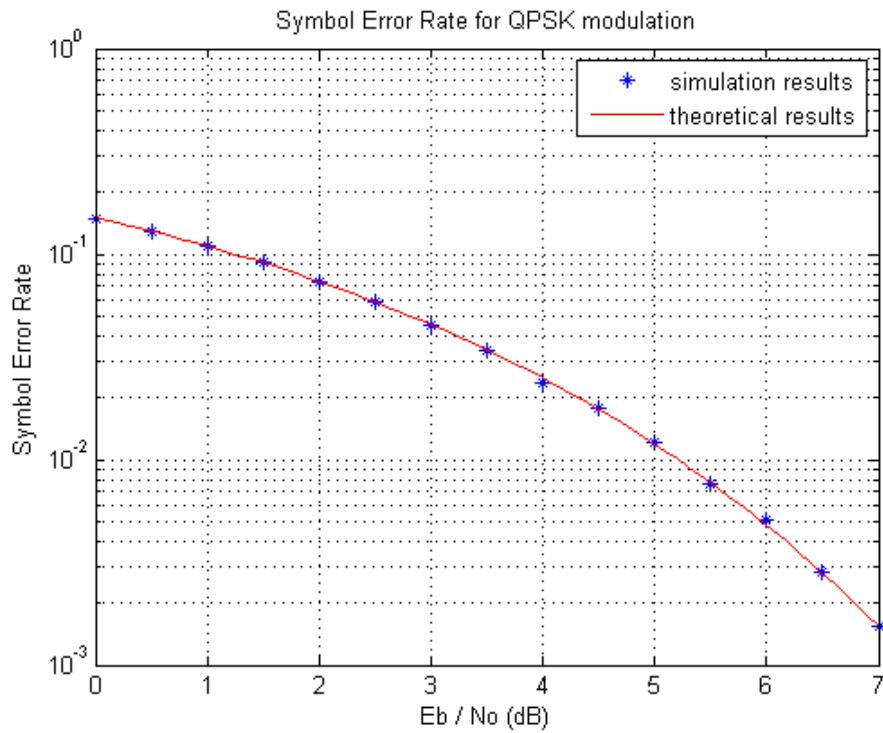
Σχήμα 31: Διαμεταγωγή για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



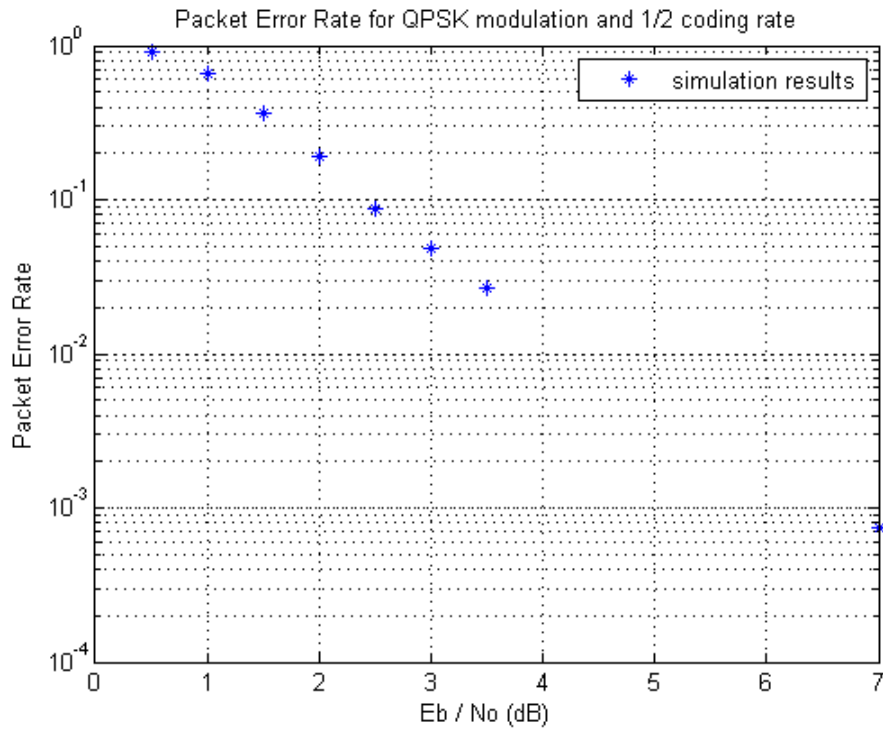
Σχήμα 32: BER για QPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



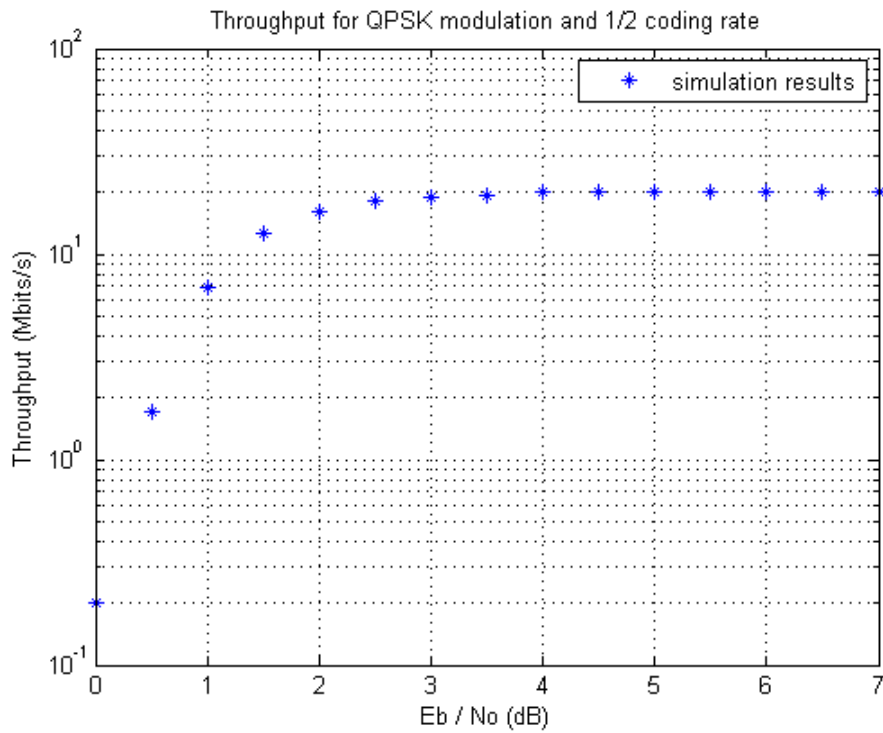
Σχήμα 33: Uncoded BER για QPSK διαμόρφωση



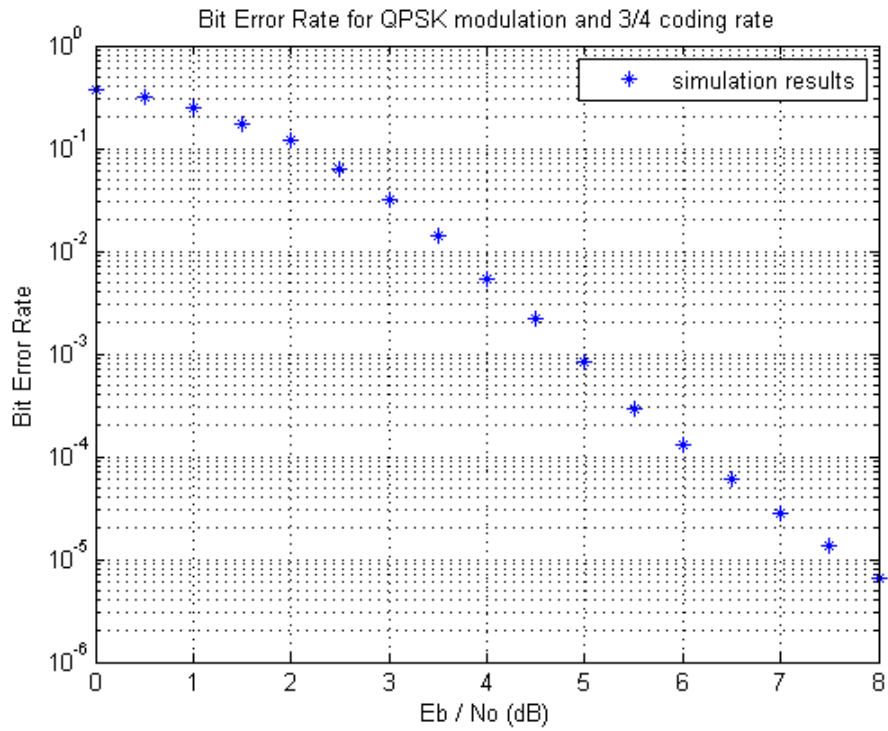
Σχήμα 34: SER για QPSK διαμόρφωση



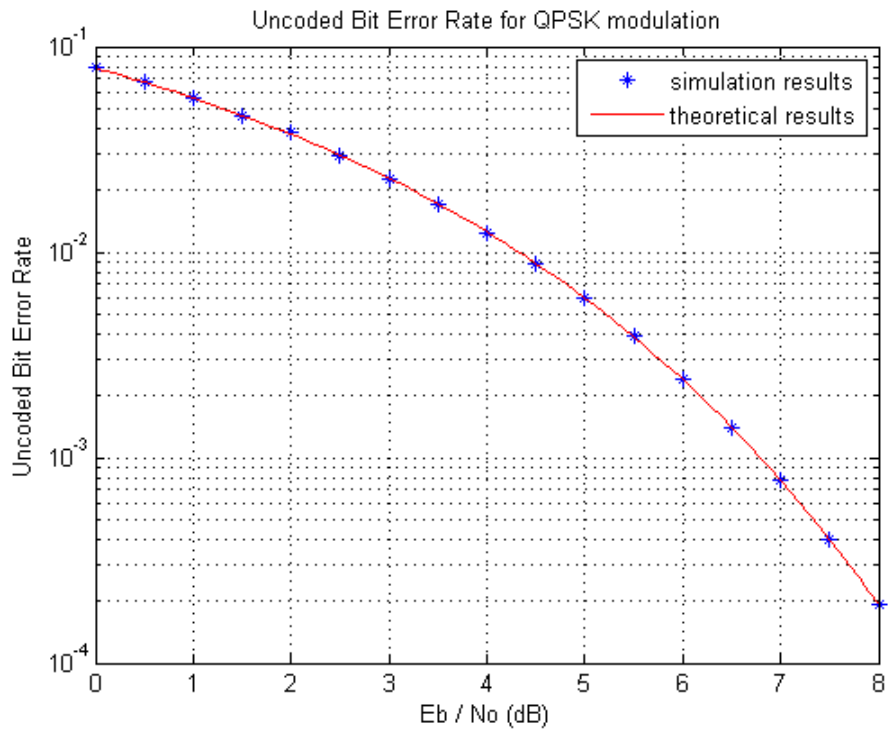
Σχήμα 35: PER για QPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



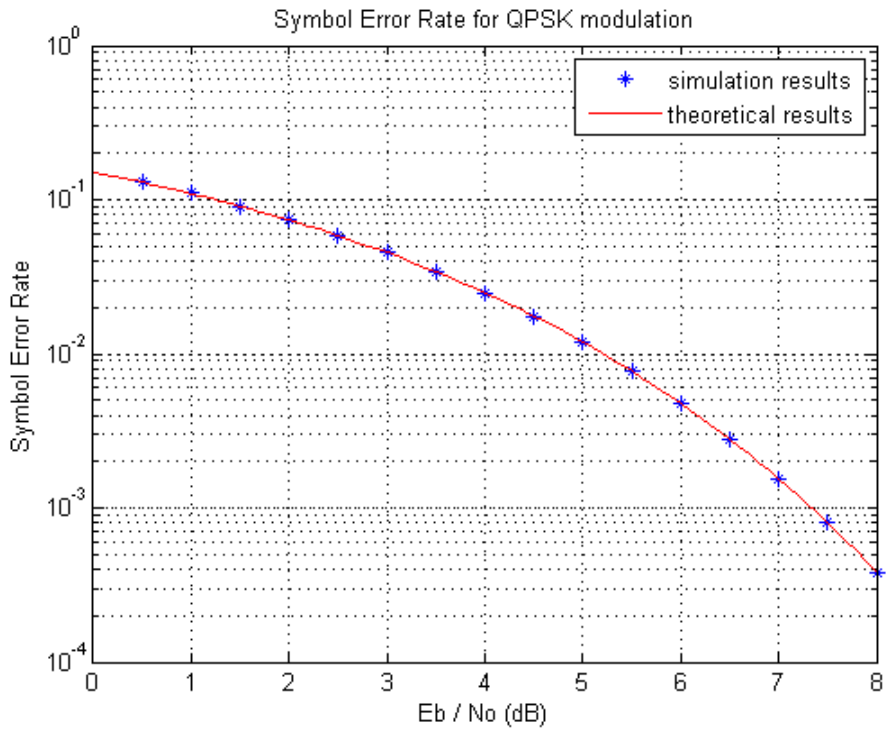
Σχήμα 36: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



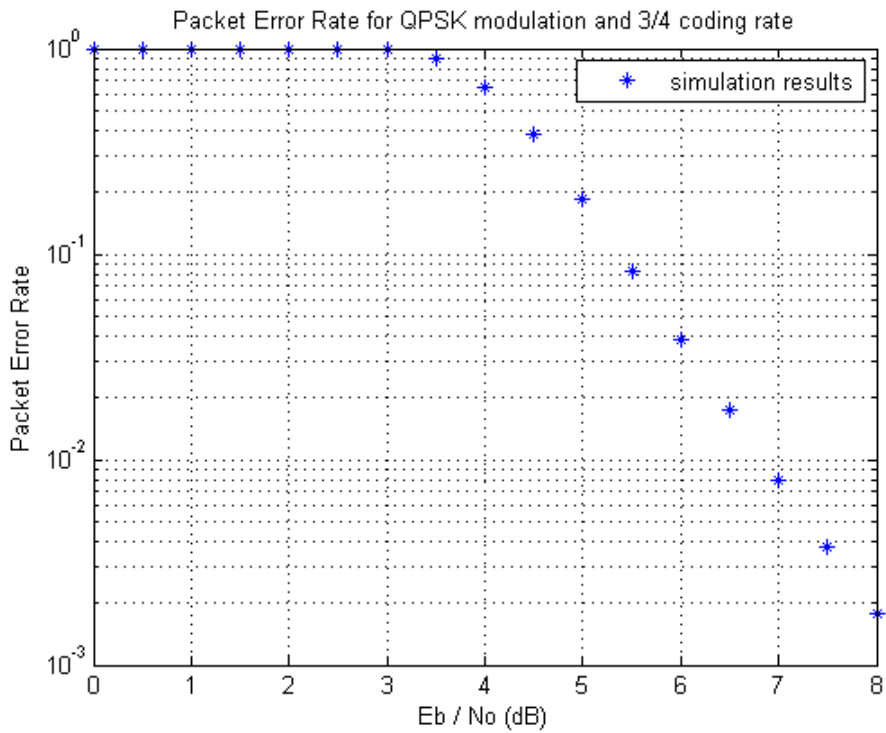
Σχήμα 37: BER για QPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



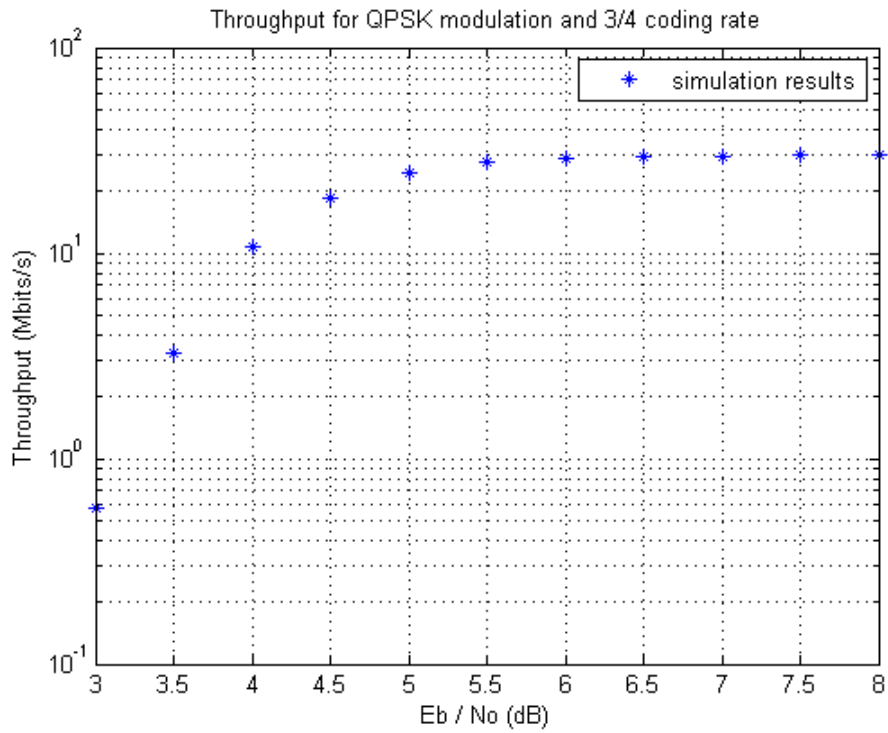
Σχήμα 38: Uncoded BER για QPSK διαμόρφωση



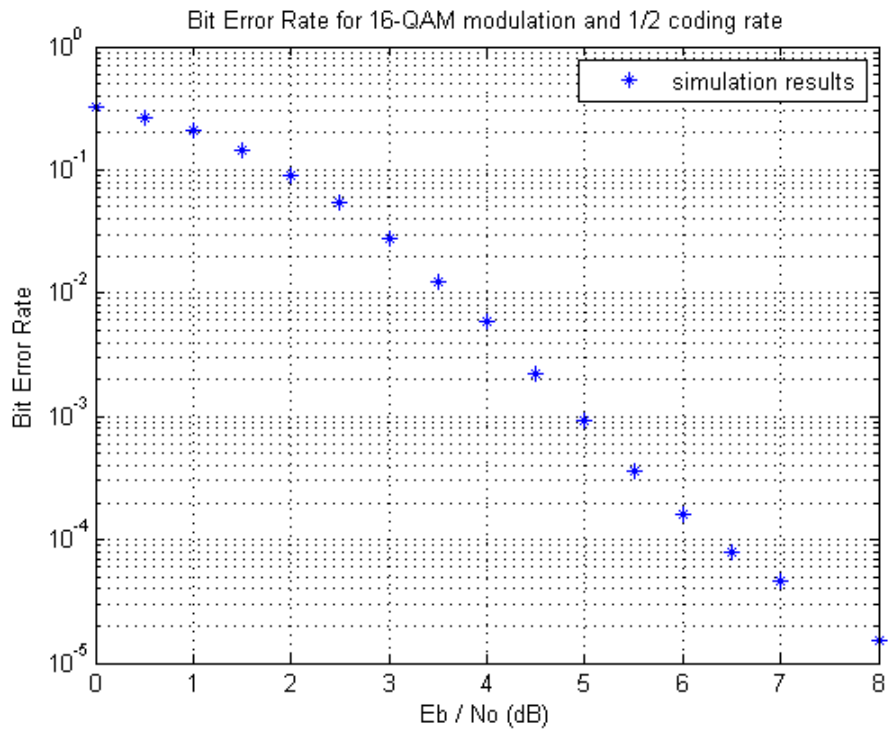
Σχήμα 39: BER για QPSK διαμόρφωση



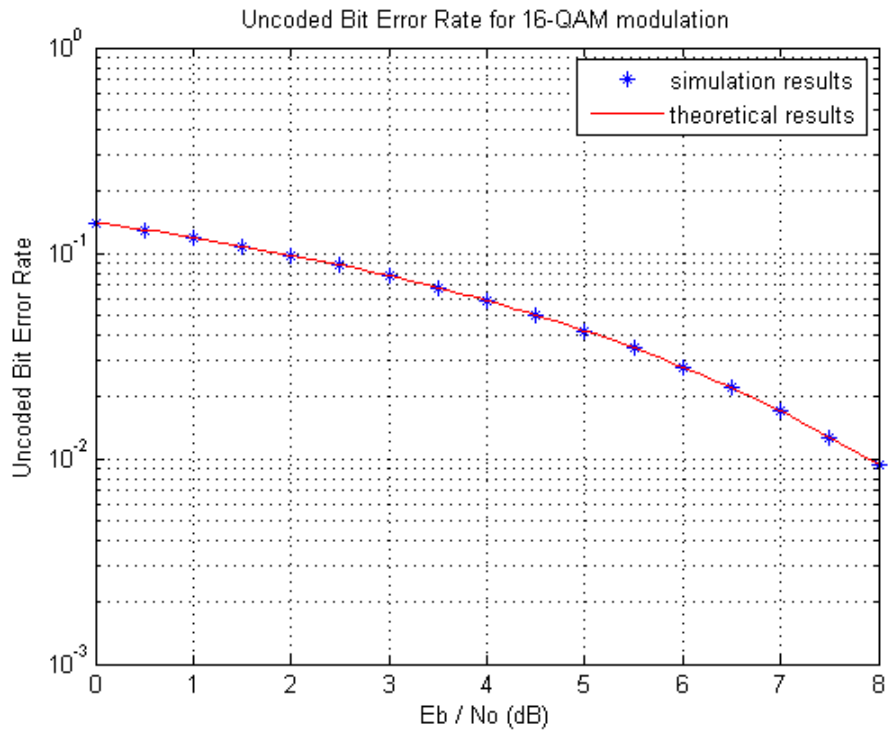
Σχήμα 40: PER για QPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



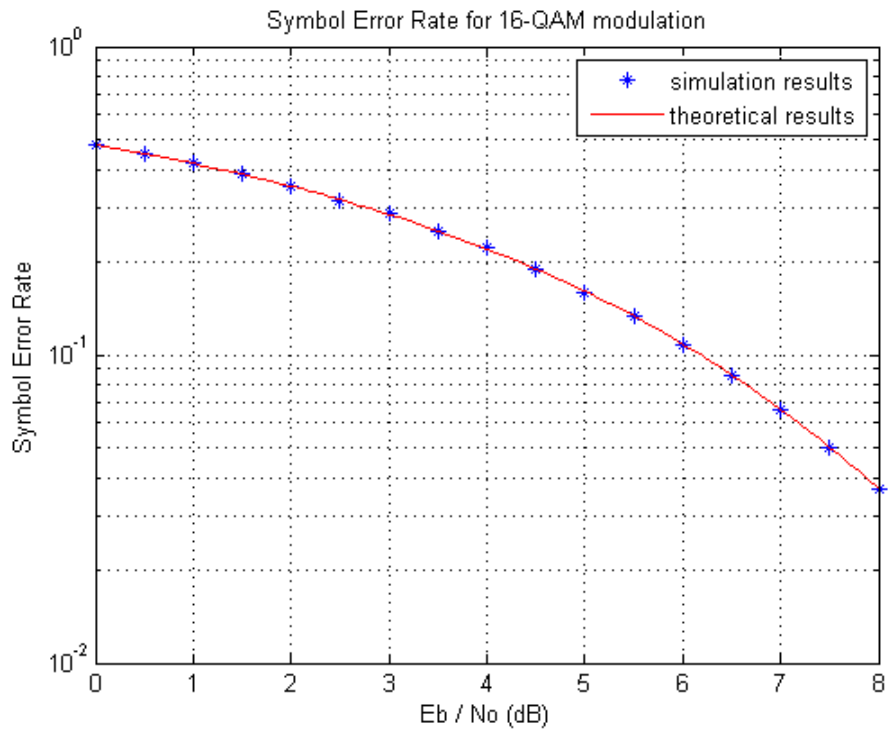
Σχήμα 41: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



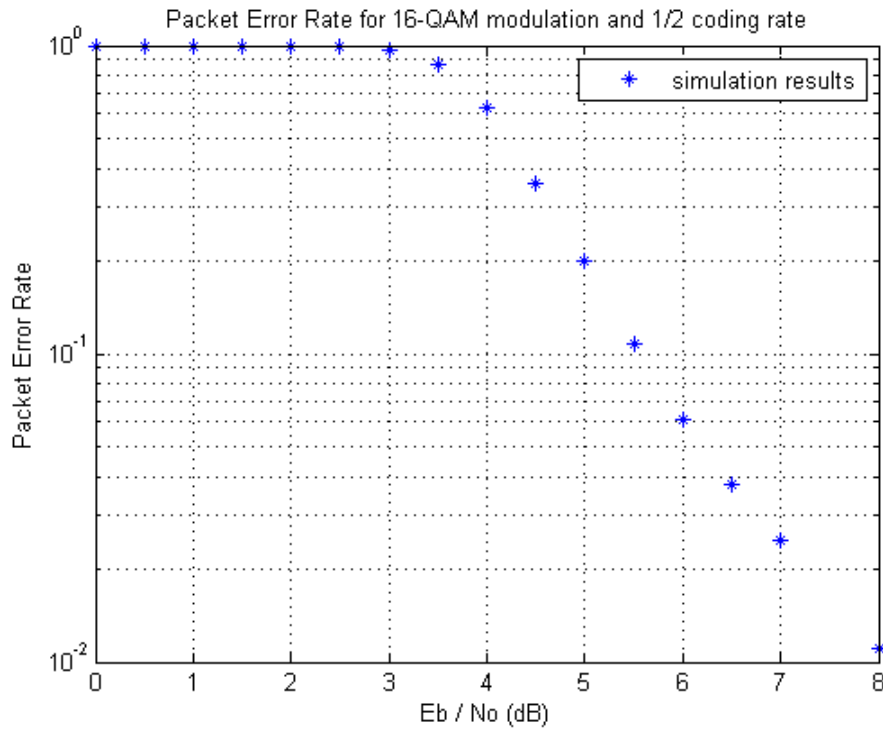
Σχήμα 42: BER για 16-QAM διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



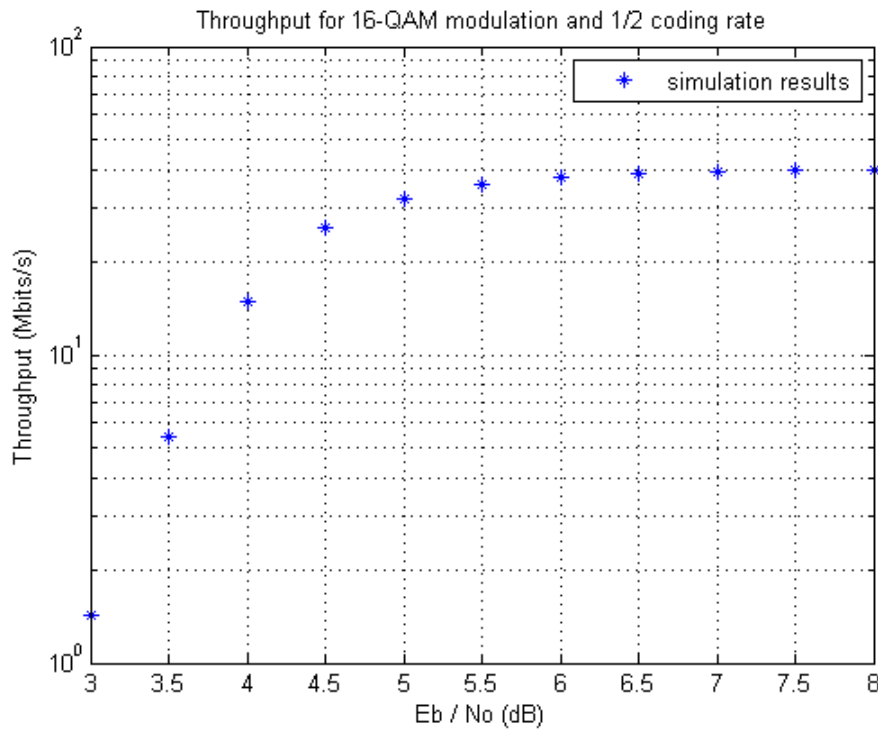
Σχήμα 43: Uncoded BER για 16-QAM διαμόρφωση



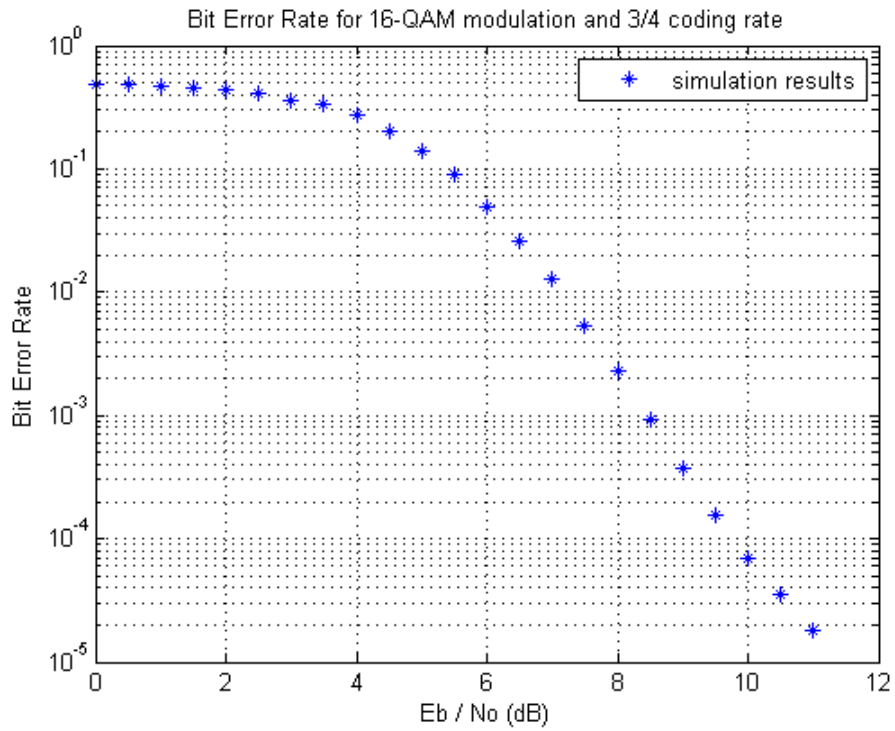
Σχήμα 44: SER για 16-QAM διαμόρφωση



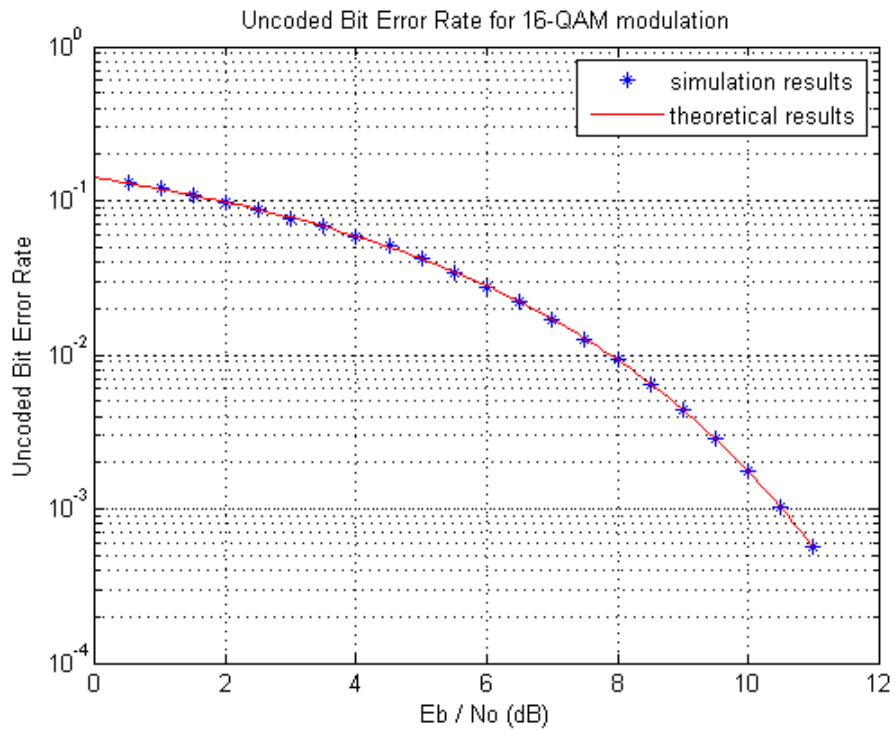
Σχήμα 45: PER για 16-QAM διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



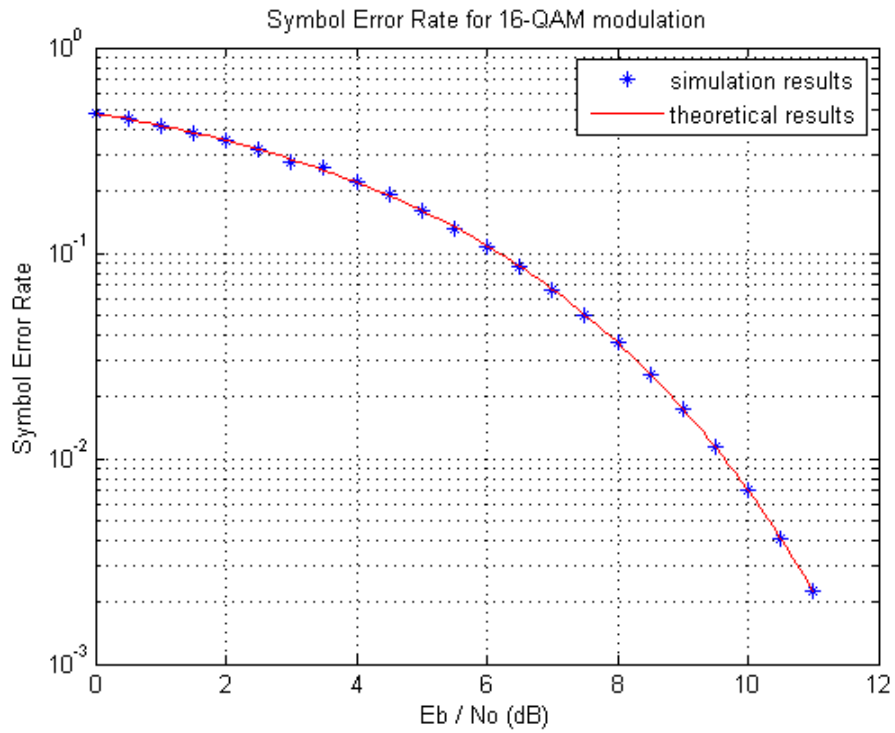
Σχήμα 46: Διαμεταγωγή για 16-QAM διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



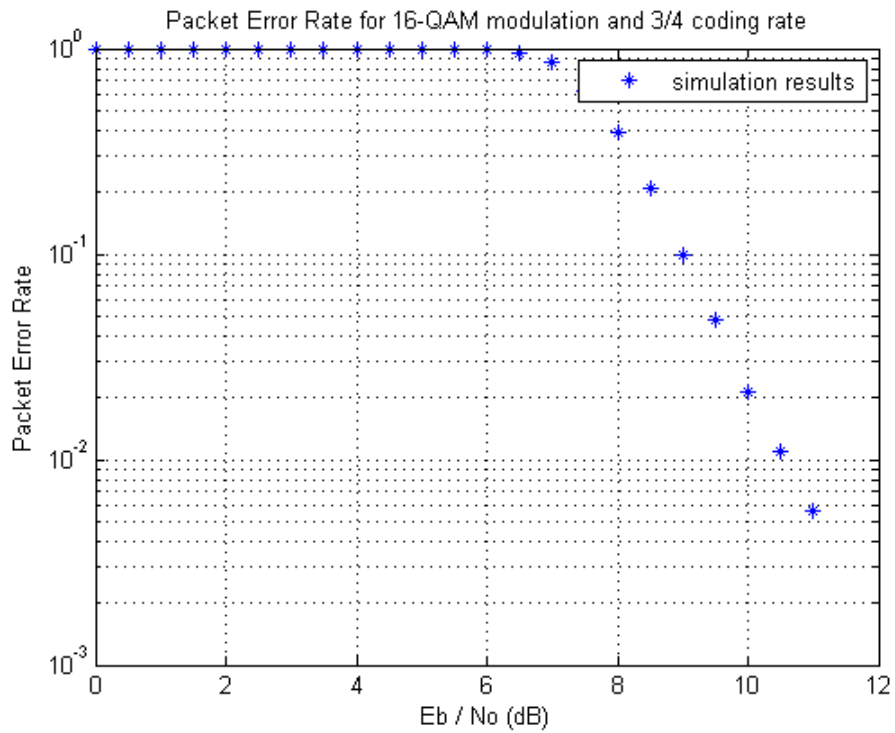
Σχήμα 47: BER για 16-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



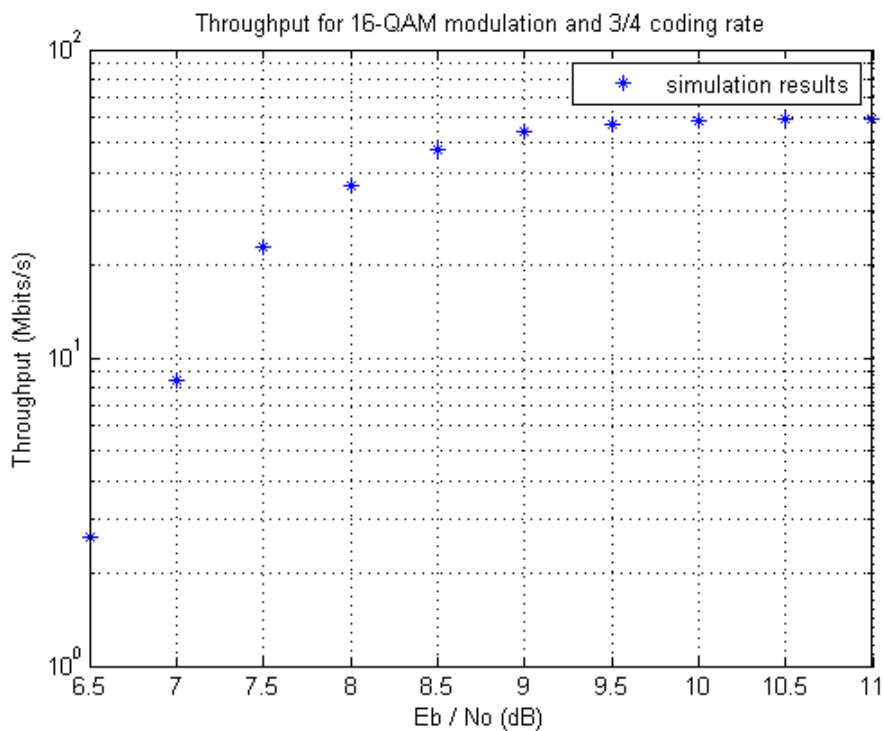
Σχήμα 48: Uncoded BER για 16-QAM διαμόρφωση



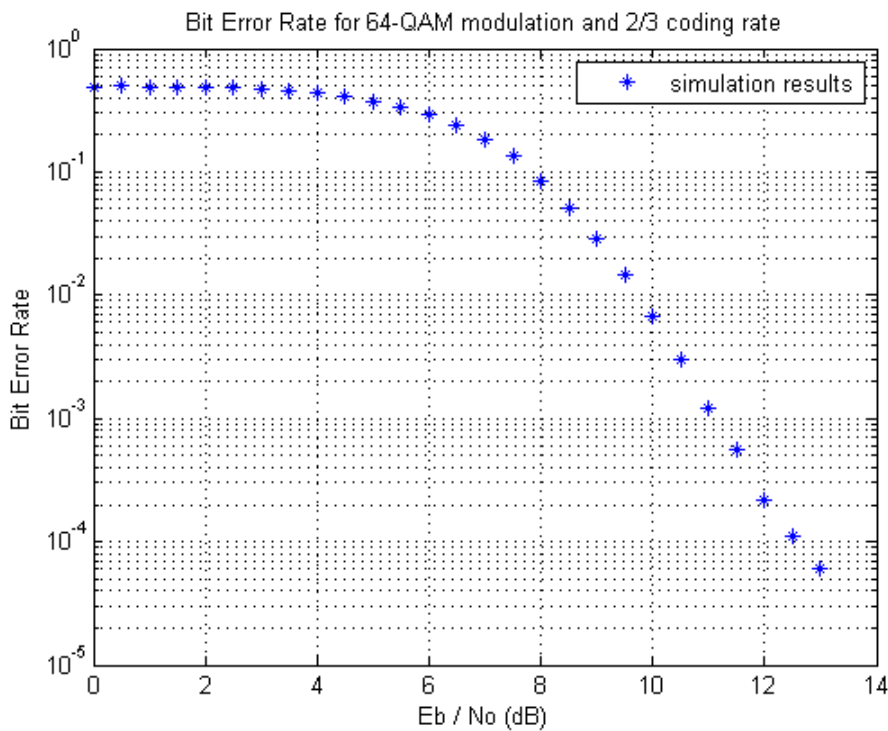
Σχήμα 49: SER για 16-QAM διαμόρφωση



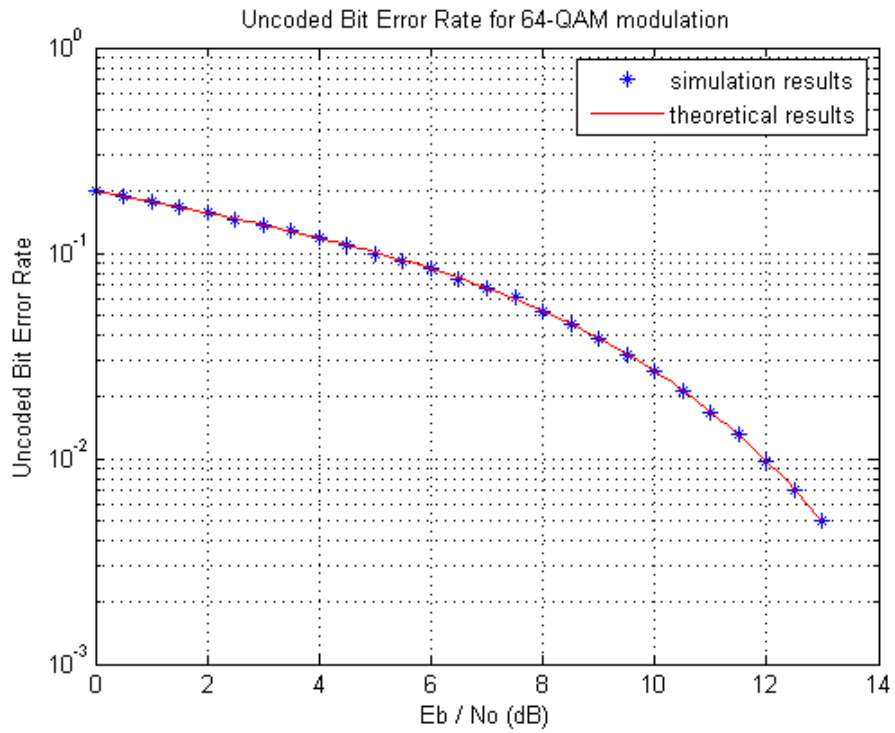
Σχήμα 50: PER για 16-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



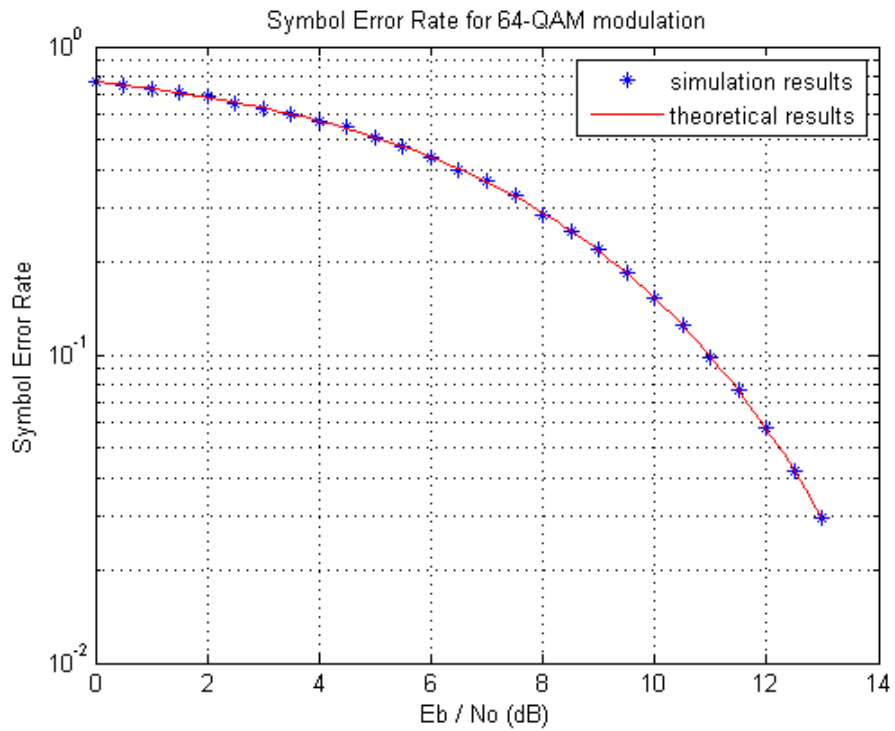
Σχήμα 51: Διαμεταγωγή για 16-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



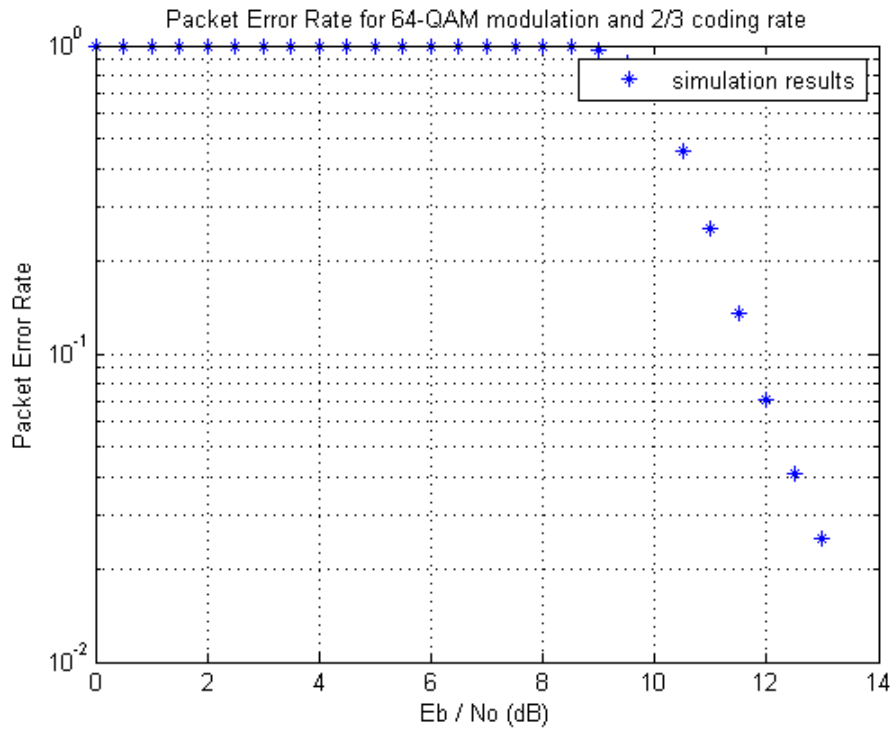
Σχήμα 52: BER για 64-QAM διαμόρφωση και 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης



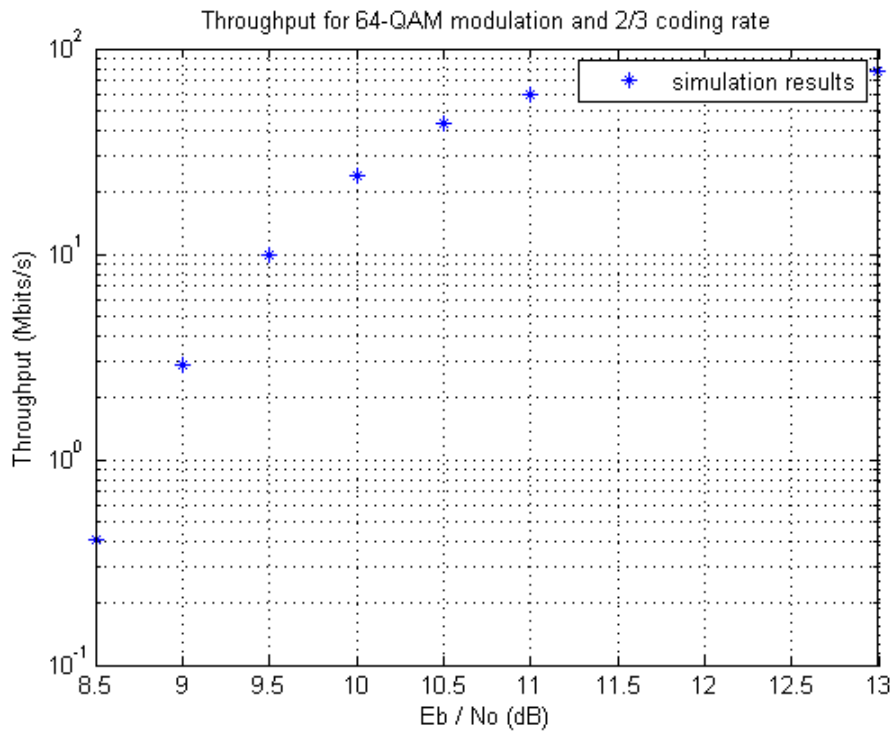
Σχήμα 53: Uncoded BER για 64-QAM διαμόρφωση



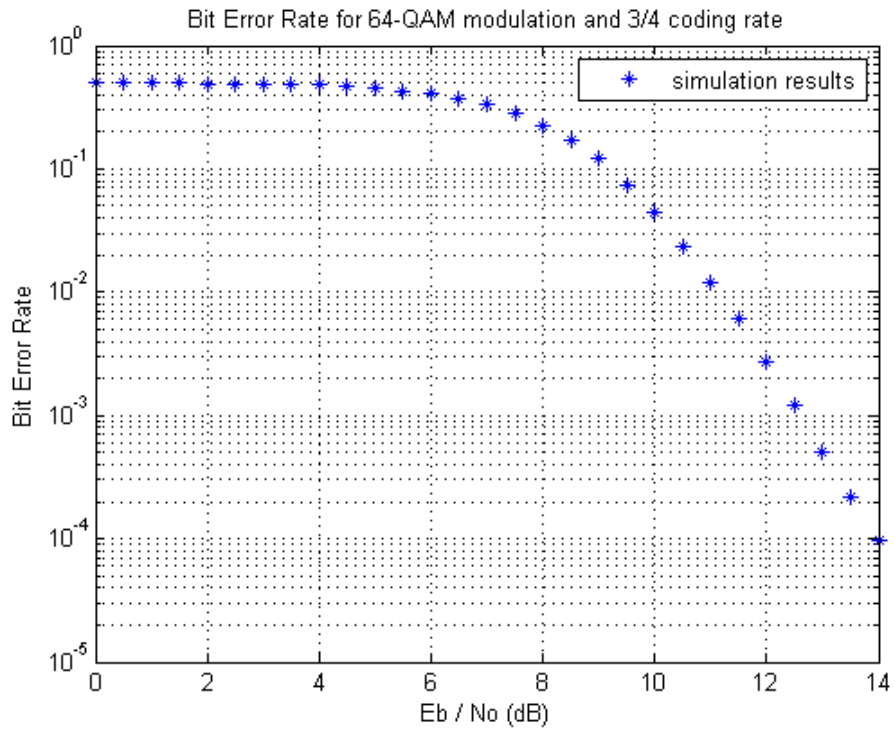
Σχήμα 54: SER για 64-QAM διαμόρφωση



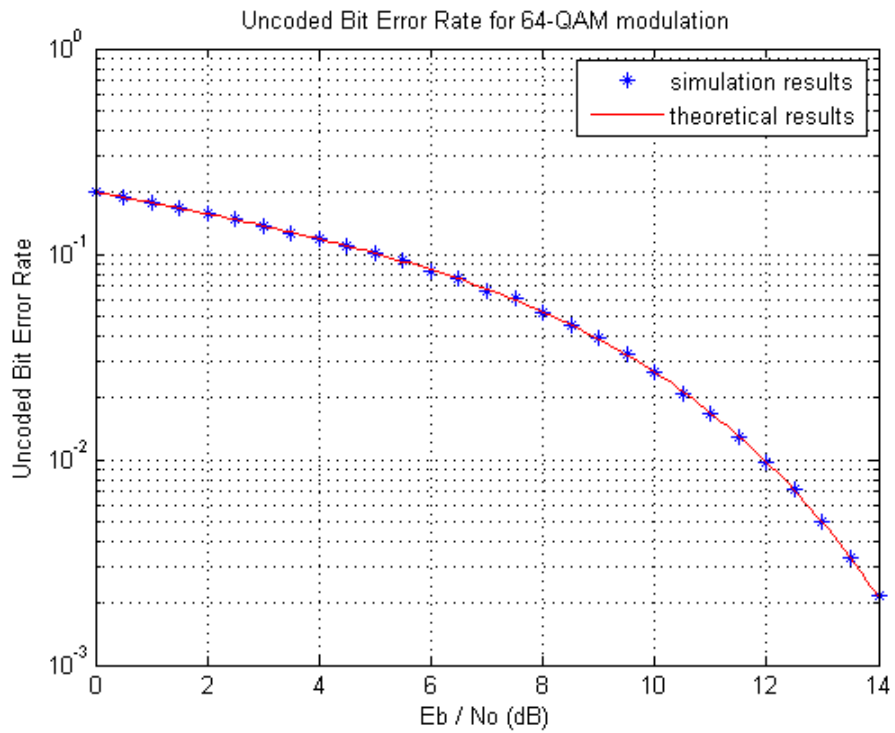
Σχήμα 55: PER για 64-QAM διαμόρφωση και 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης



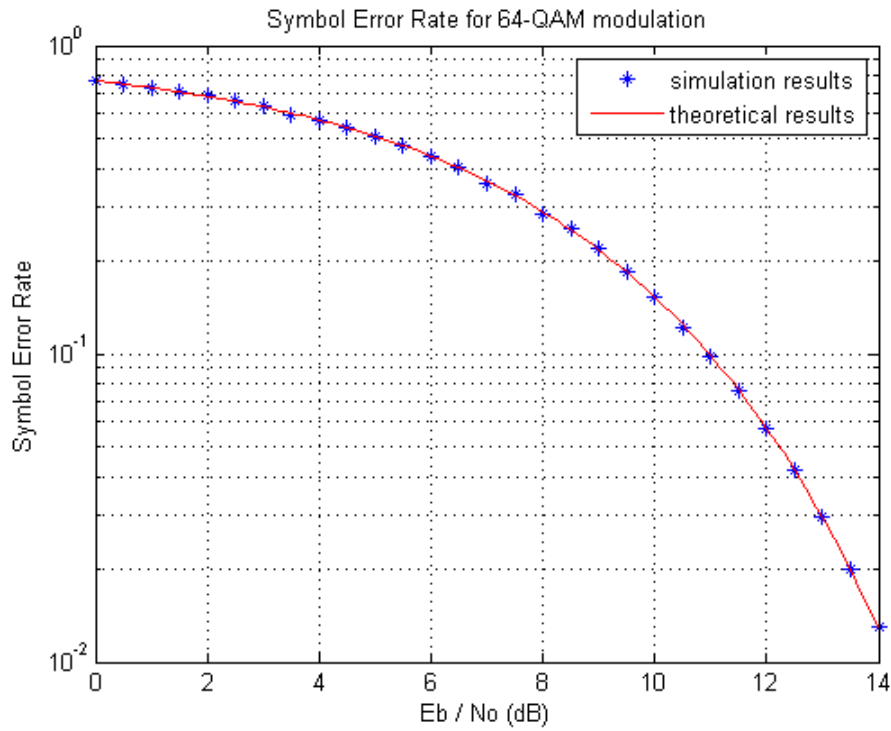
Σχήμα 56: Διαμεταγωγή για 64-QAM διαμόρφωση και 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης



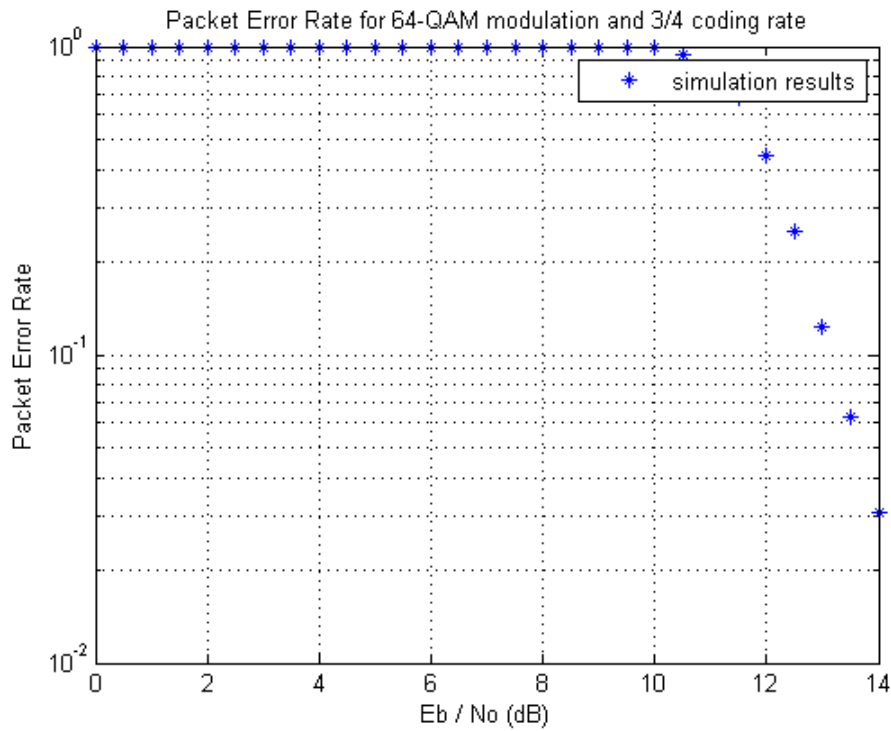
Σχήμα 57: BER για 64-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



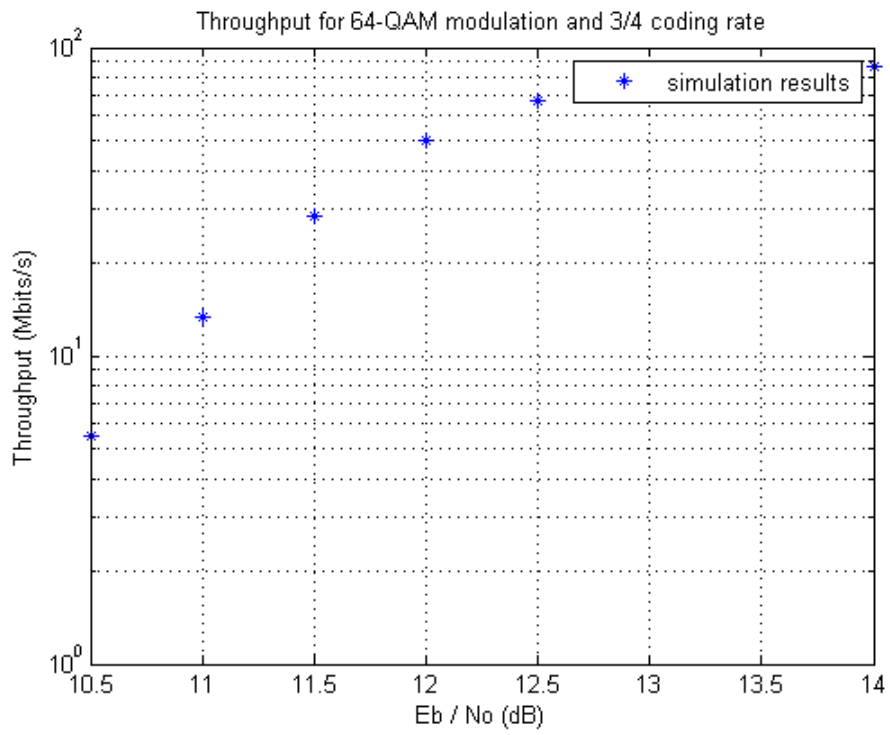
Σχήμα 58: Uncoded BER για 64-QAM διαμόρφωση



Σχήμα 59: SER για 64-QAM διαμόρφωση

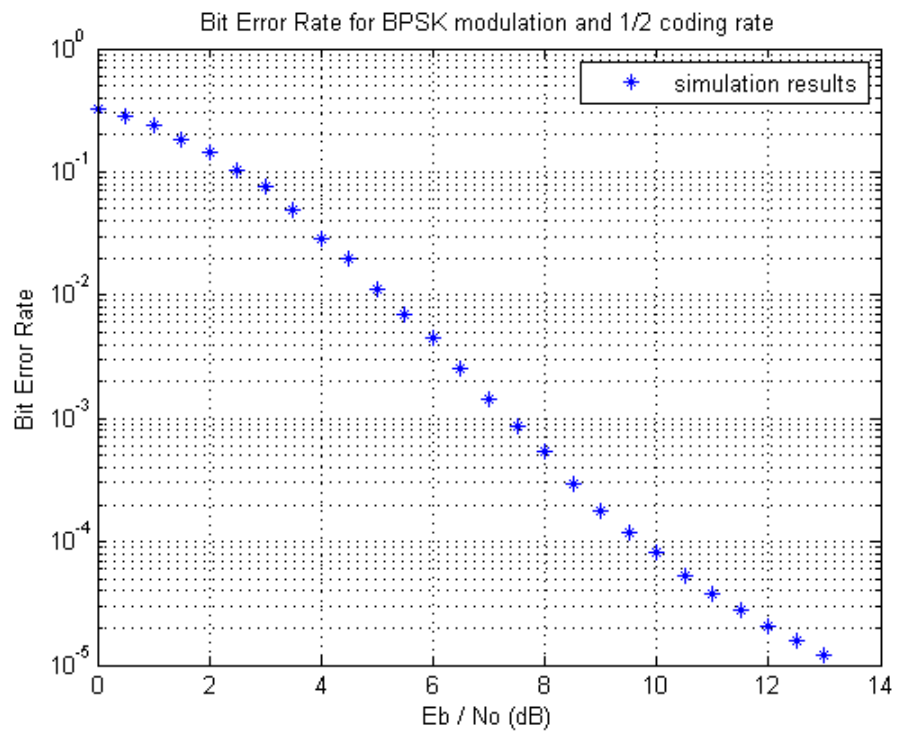


Σχήμα 60: PER για 64-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης

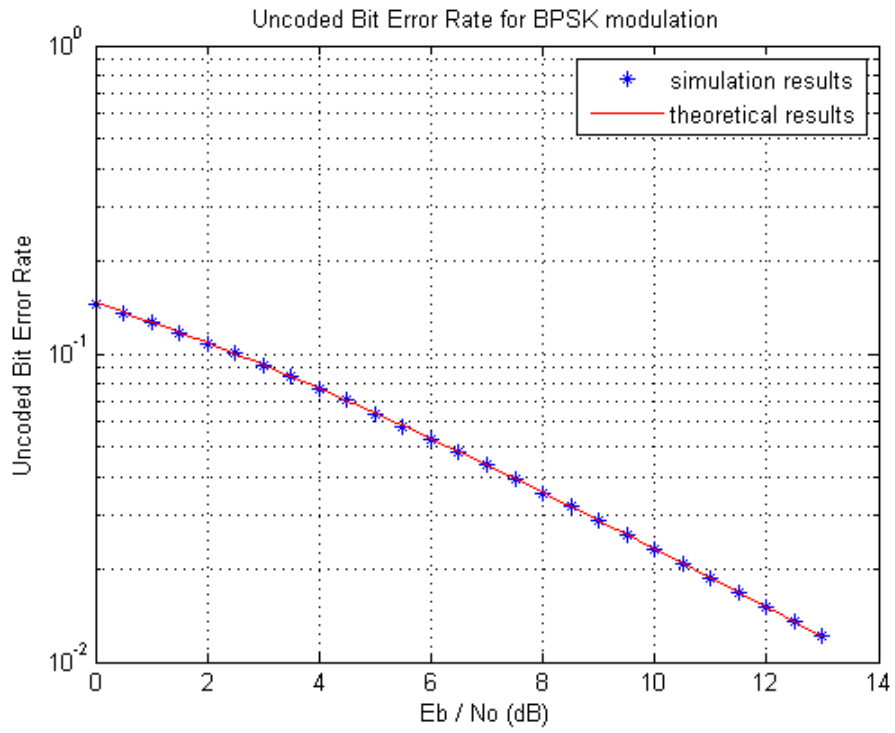


Σχήμα 61: Διαμεταγωγή για 64-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης

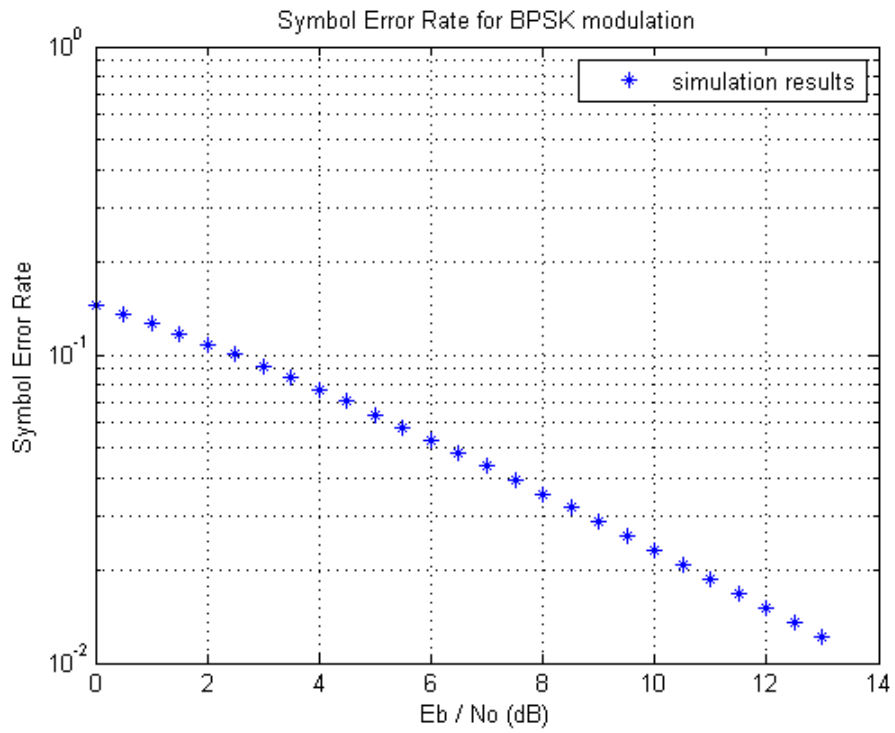
Κανάλι Συχνοτικά Επίπεδων Διαλείψεων



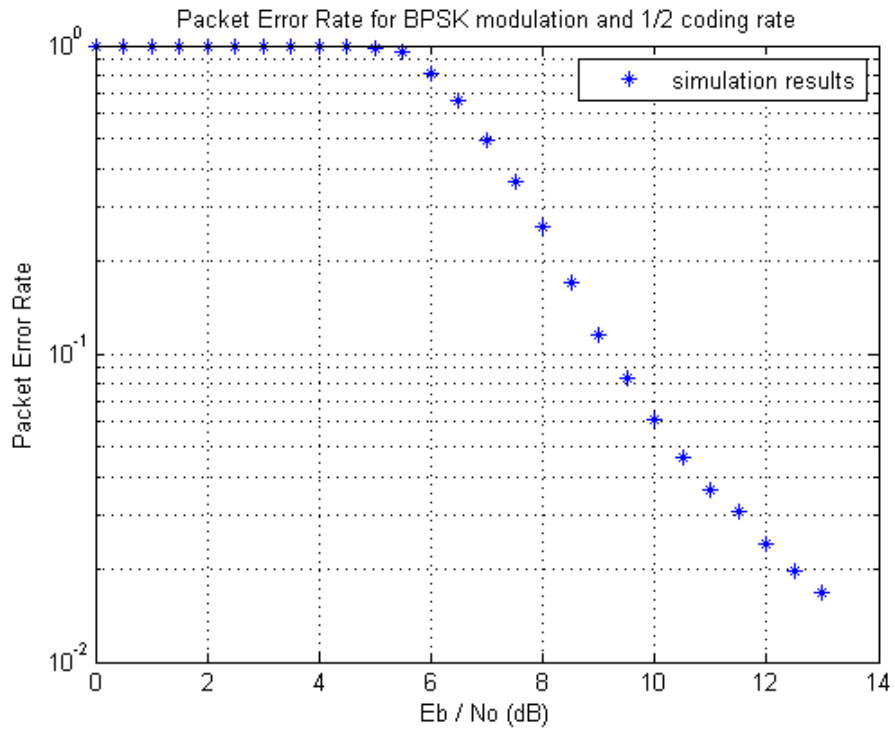
Σχήμα 62: BER για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



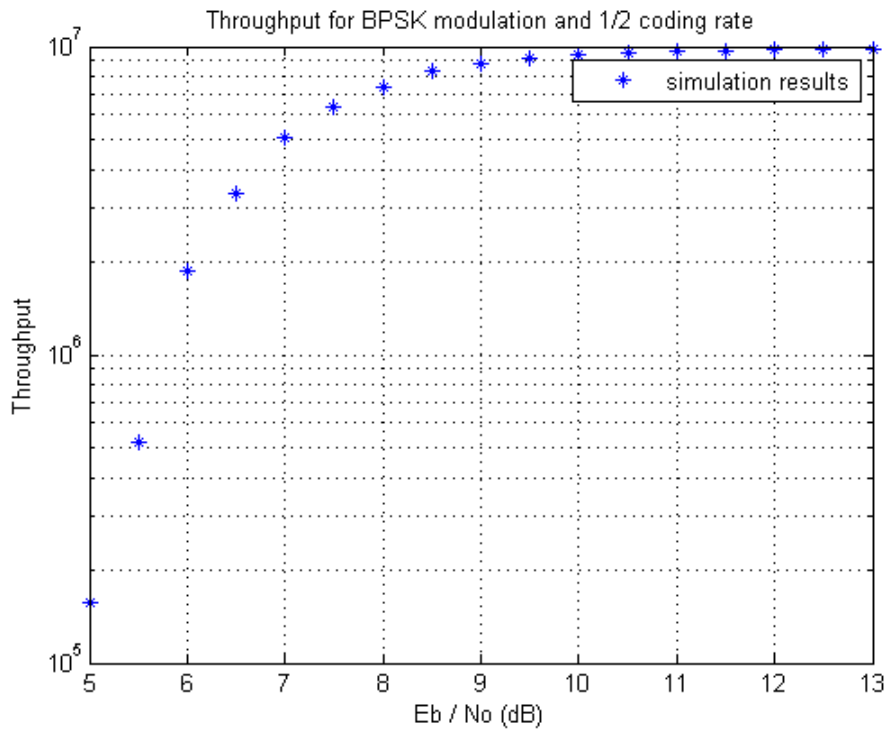
Σχήμα 63: Uncoded BER για BPSK διαμόρφωση



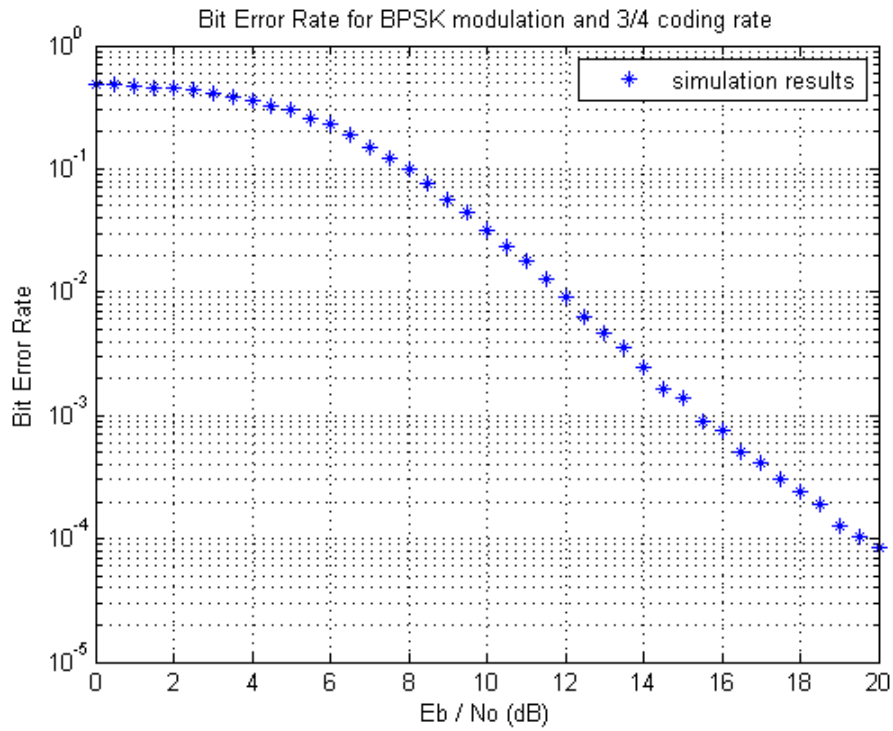
Σχήμα 64: SER για BPSK διαμόρφωση



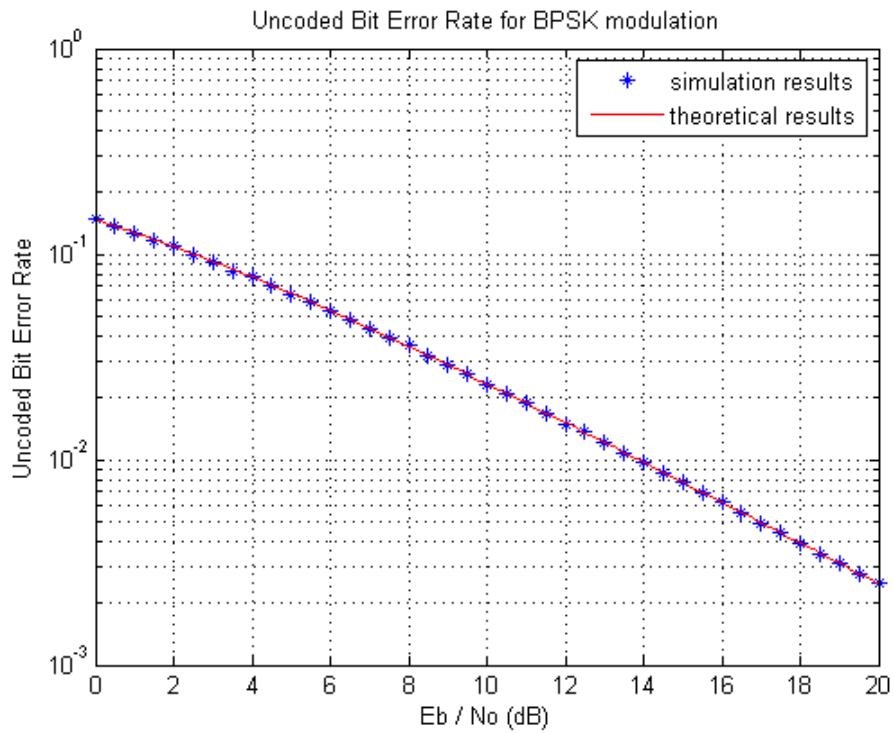
Σχήμα 65: PER για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



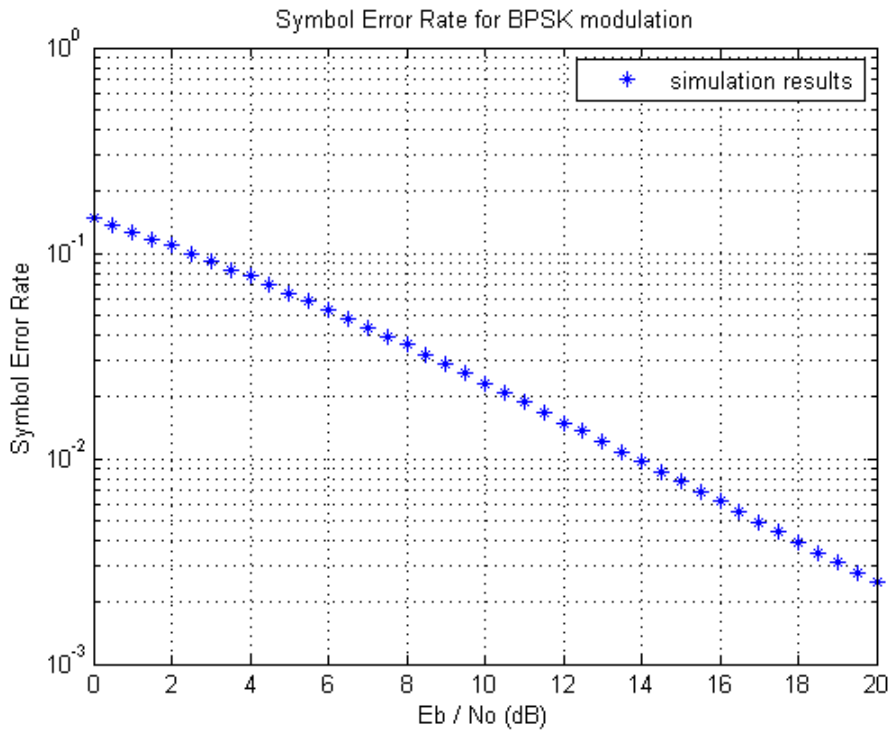
Σχήμα 66: Διαμεταγωγή για BPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



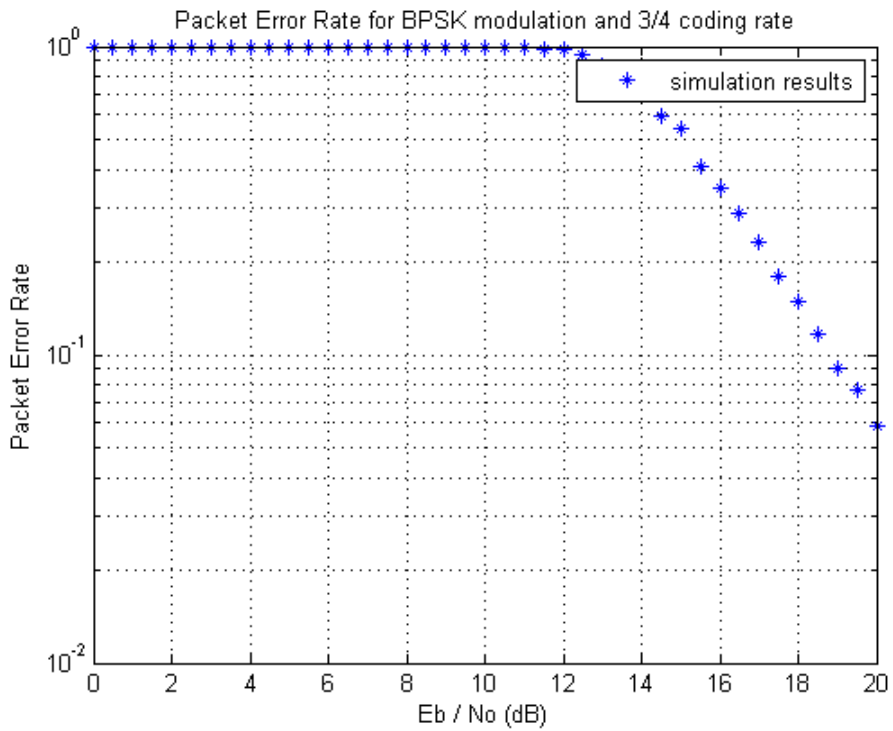
Σχήμα 67: BER για BPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



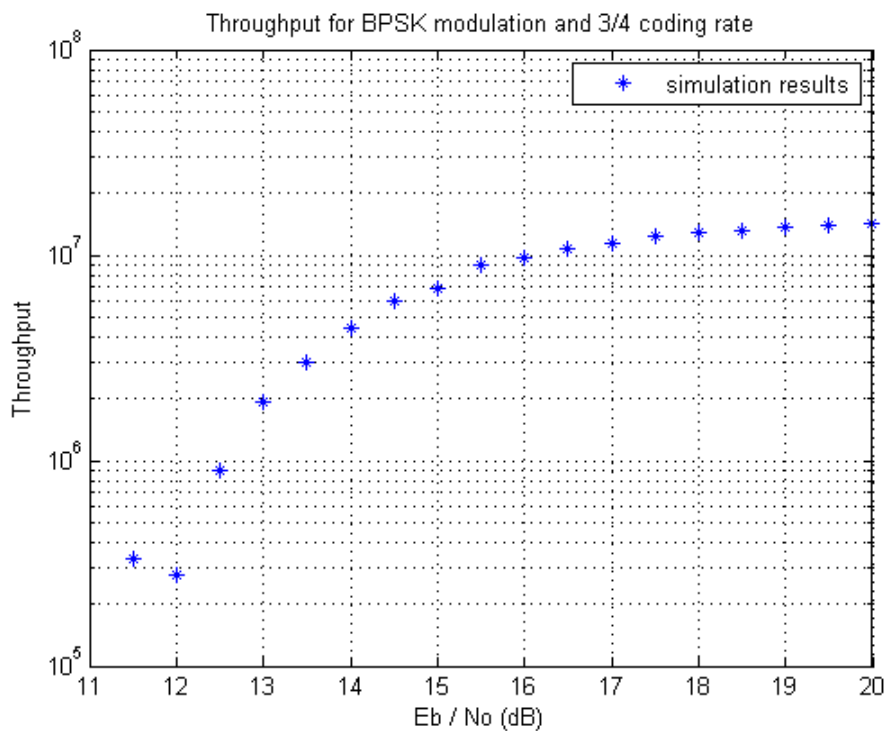
Σχήμα 68: Uncoded BER για BPSK διαμόρφωση



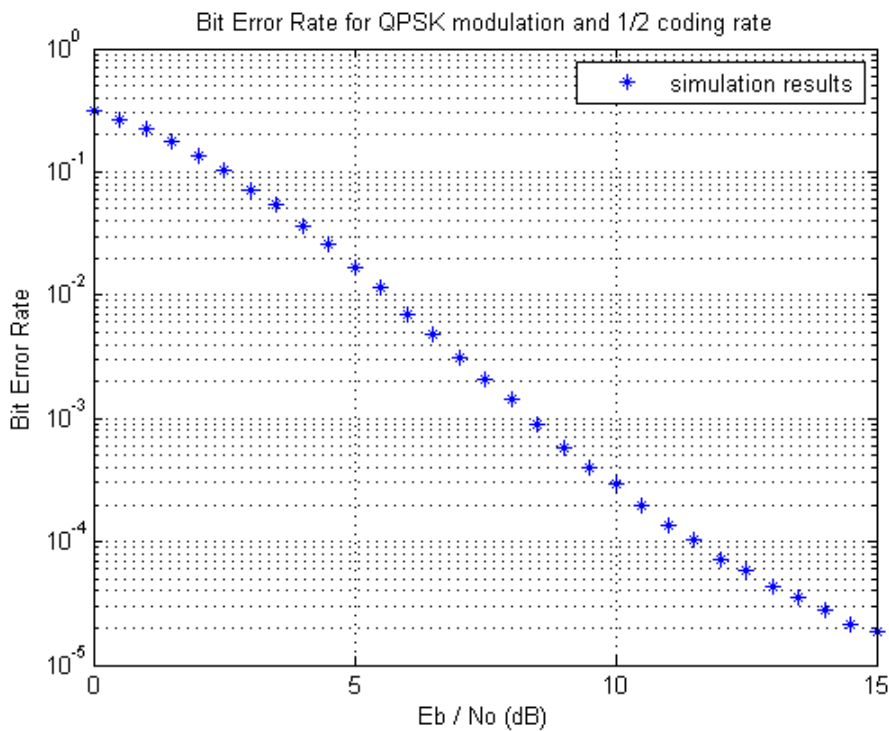
Σχήμα 69: SER για BPSK διαμόρφωση



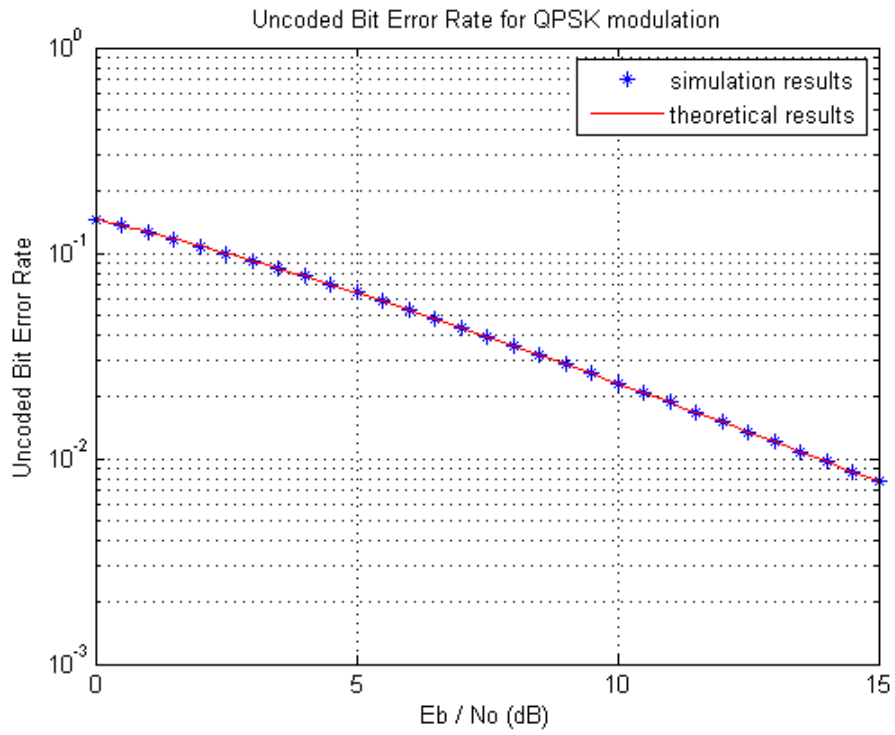
Σχήμα 70: PER για BPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



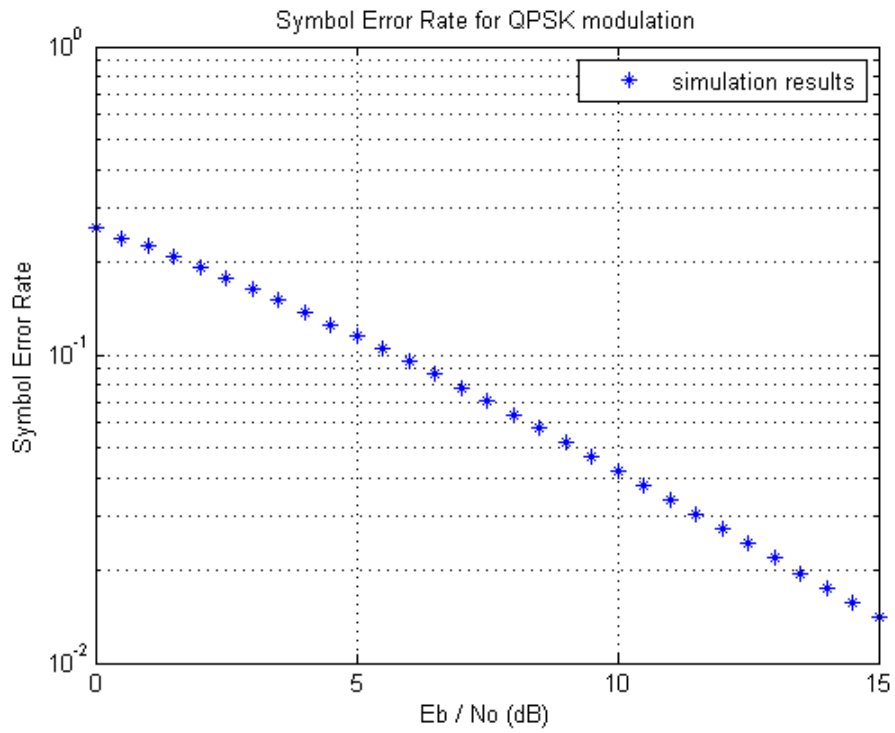
Σχήμα 71: Διαμεταγωγή για BPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



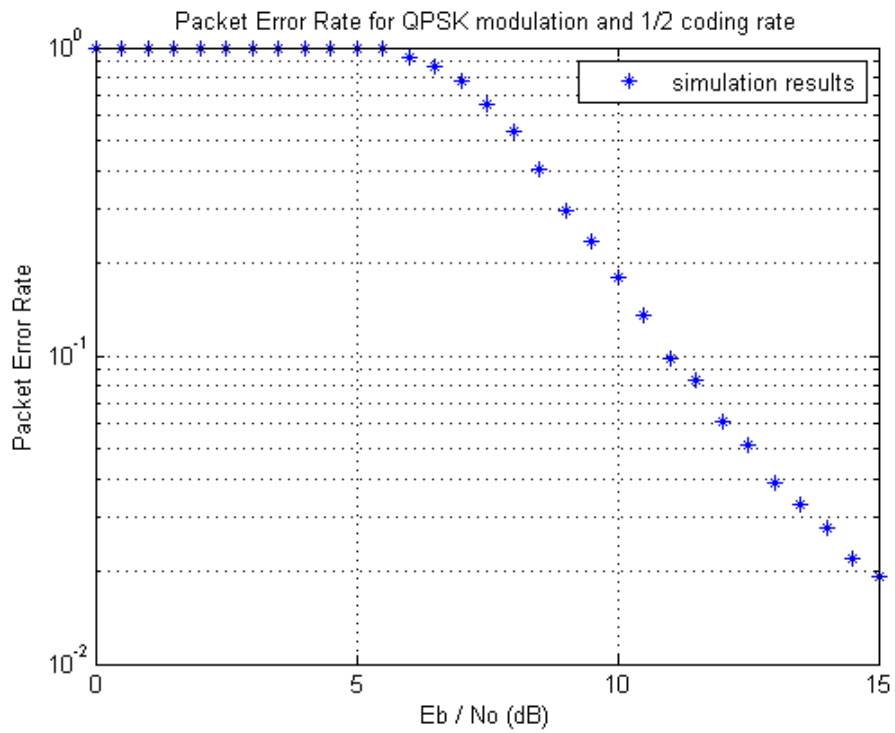
Σχήμα 72: BER για QPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



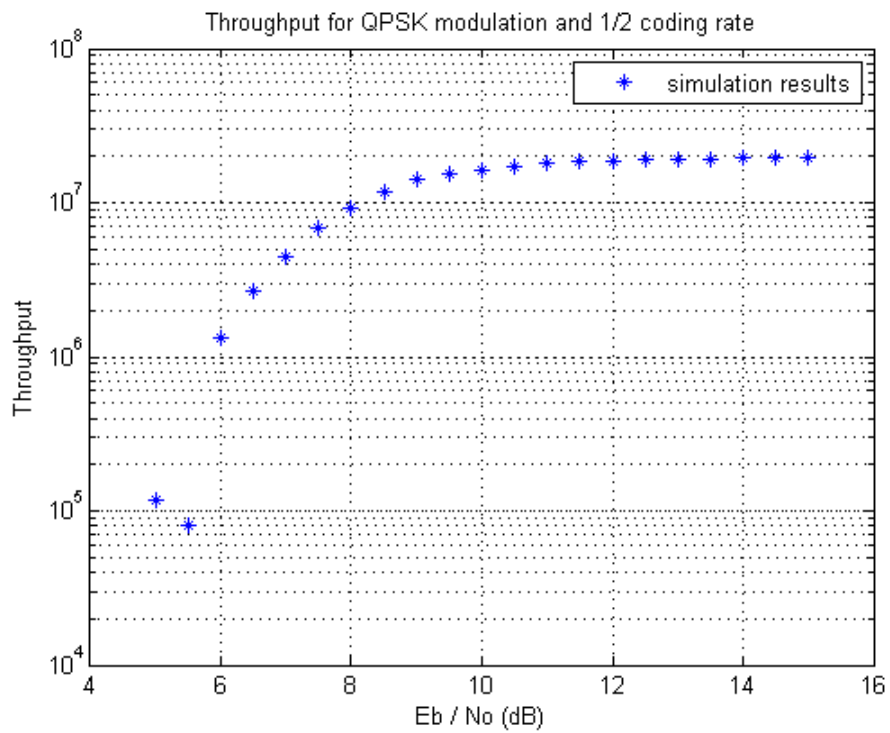
Σχήμα 73: Uncoded BER για QPSK διαμόρφωση



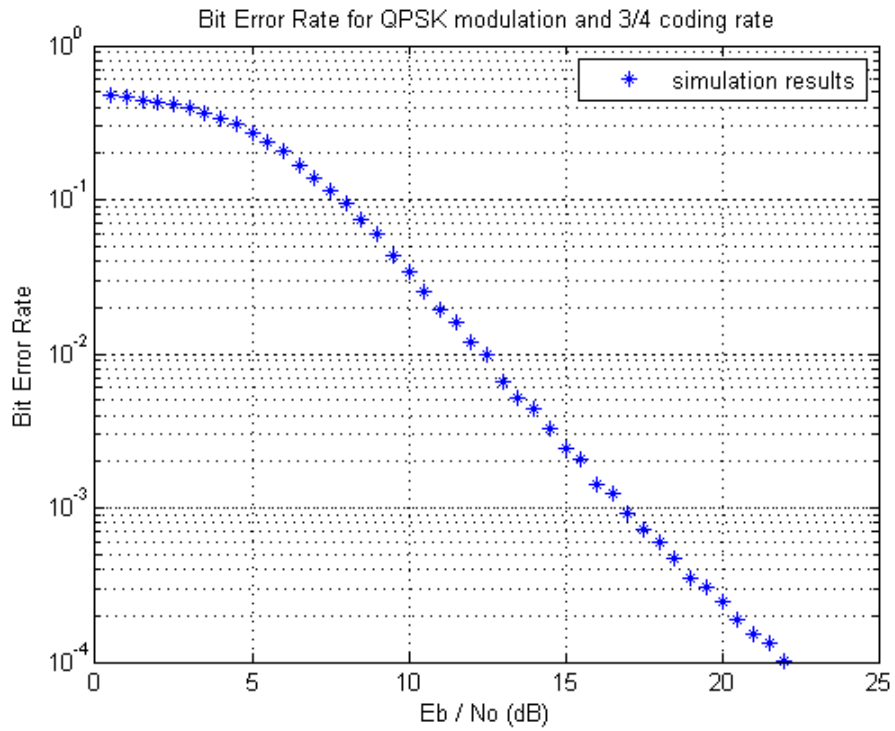
Σχήμα 74: SER για QPSK διαμόρφωση



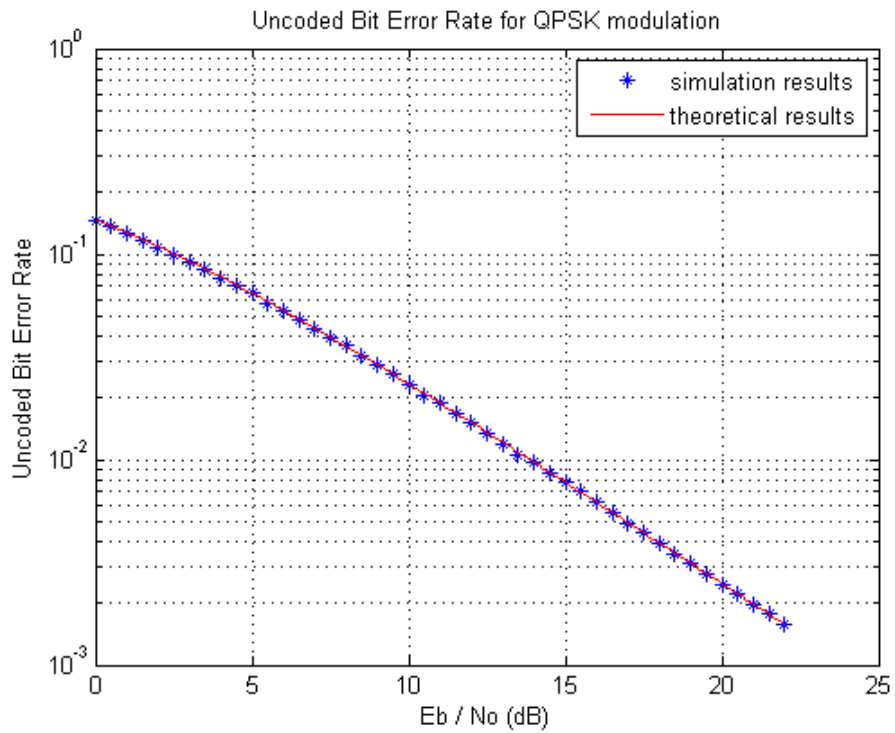
Σχήμα 75: PER για QPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



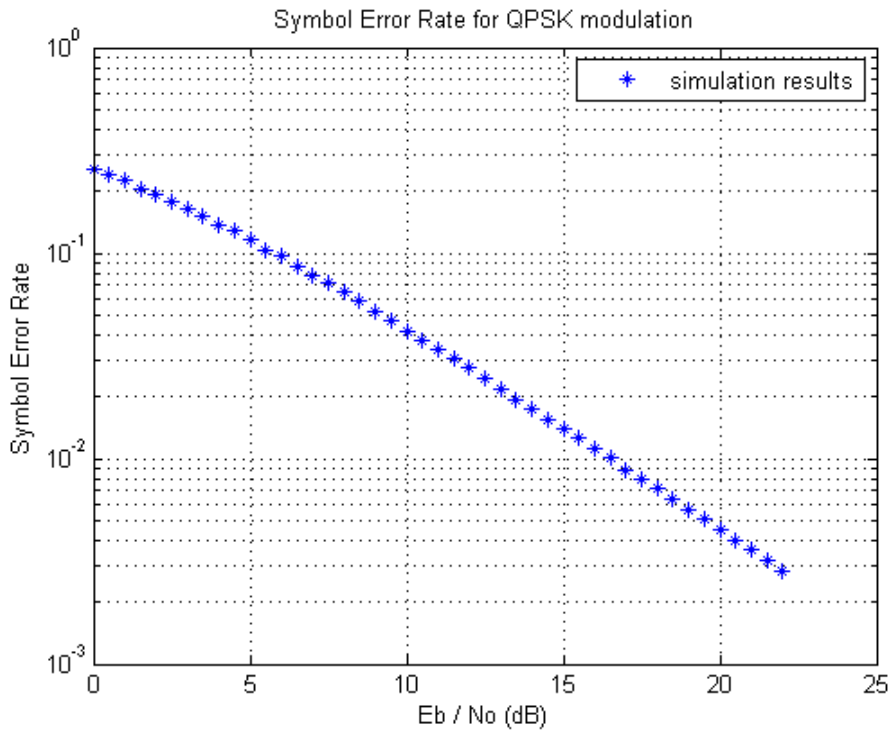
Σχήμα 76: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



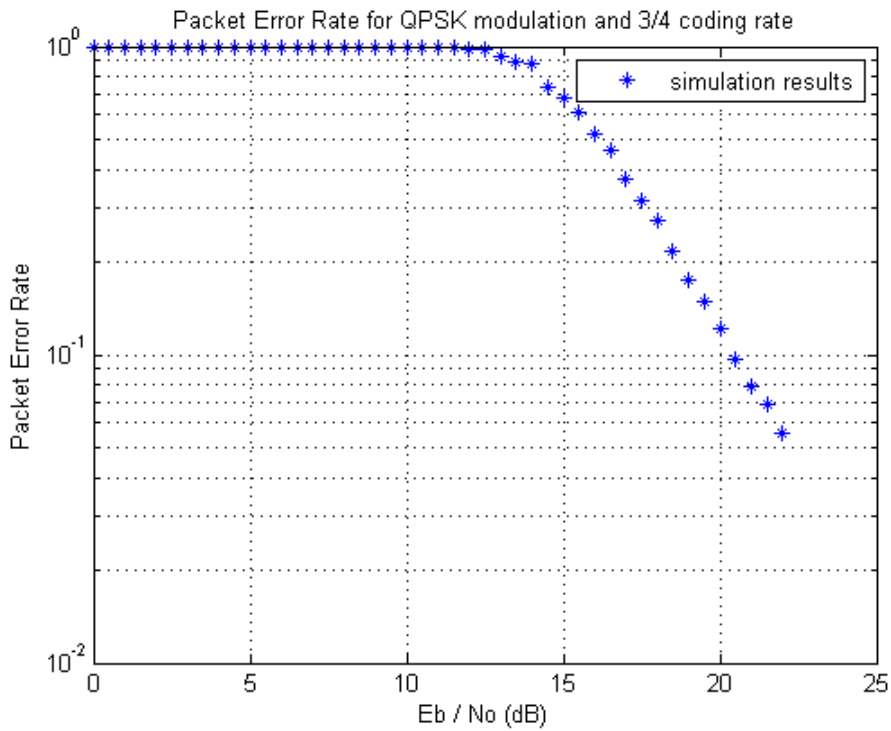
Σχήμα 77: BER για QPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



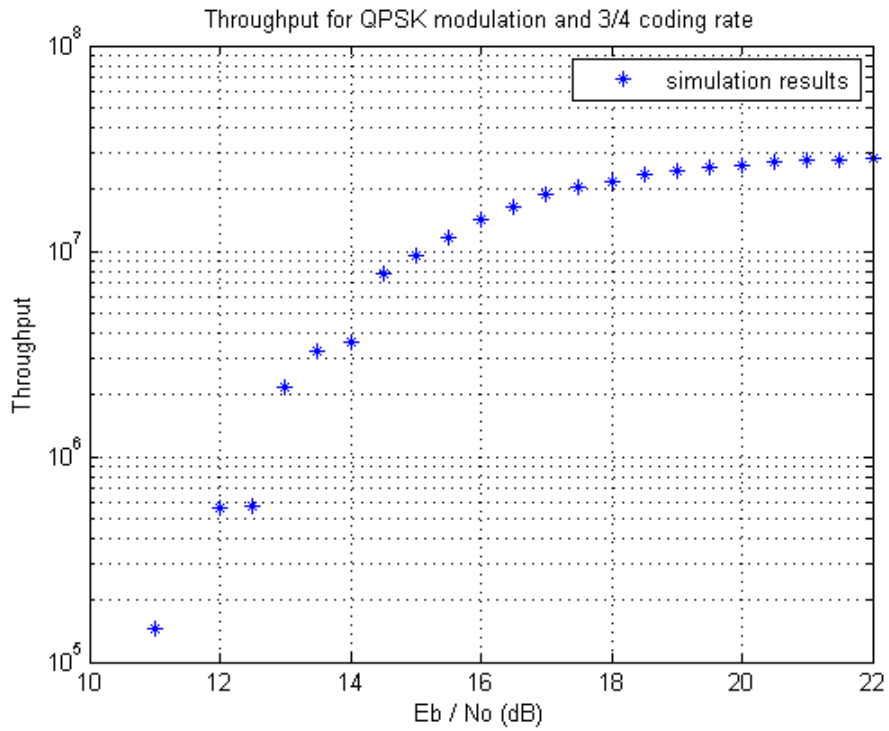
Σχήμα 78: Uncoded BER για QPSK διαμόρφωση



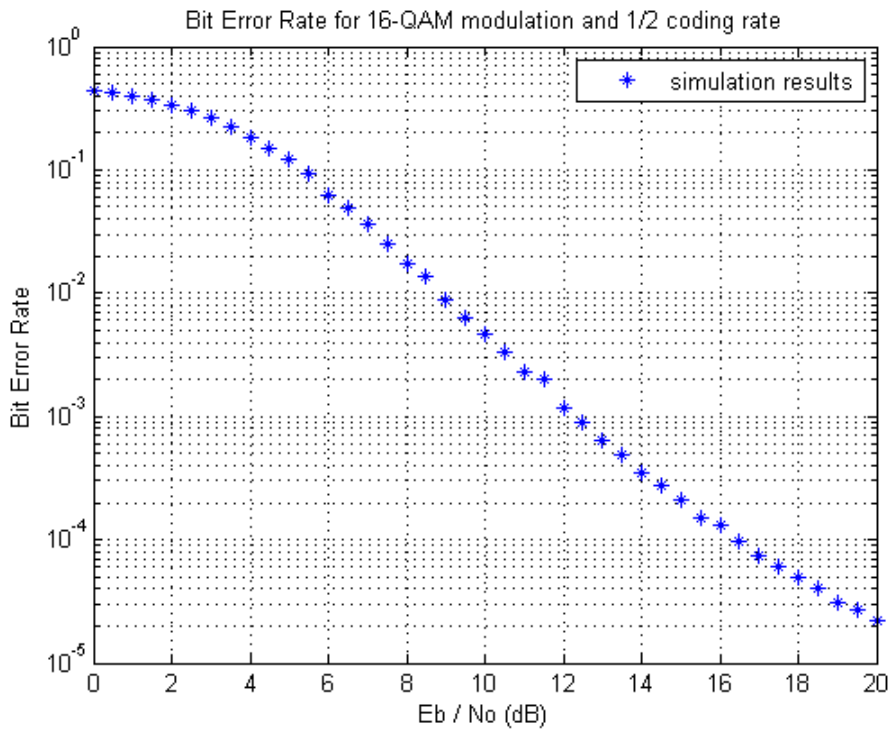
Σχήμα 79: SER για QPSK διαμόρφωση



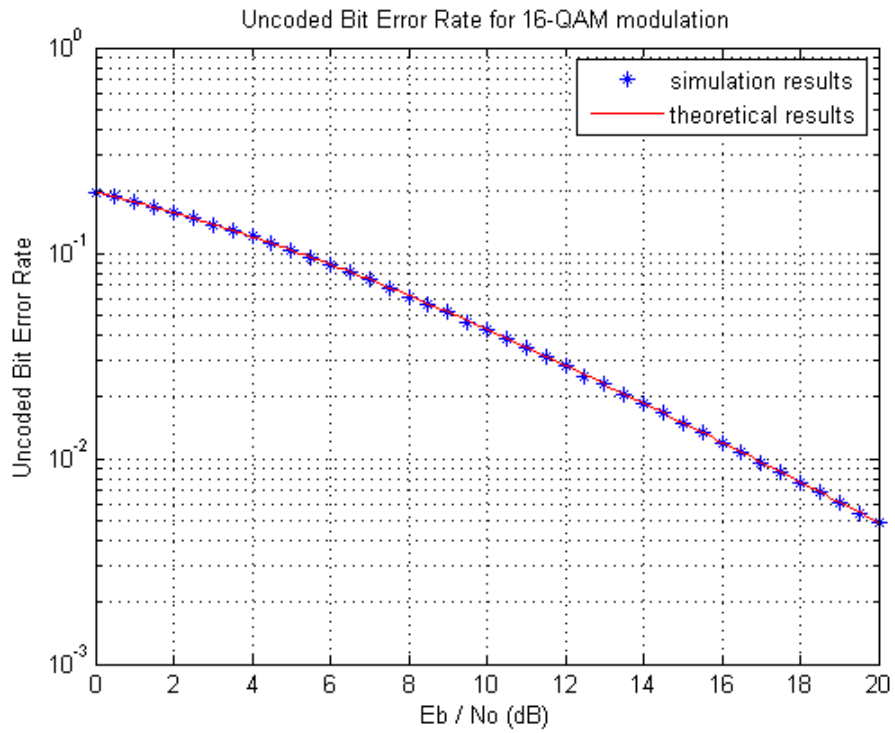
Σχήμα 80: PER για QPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



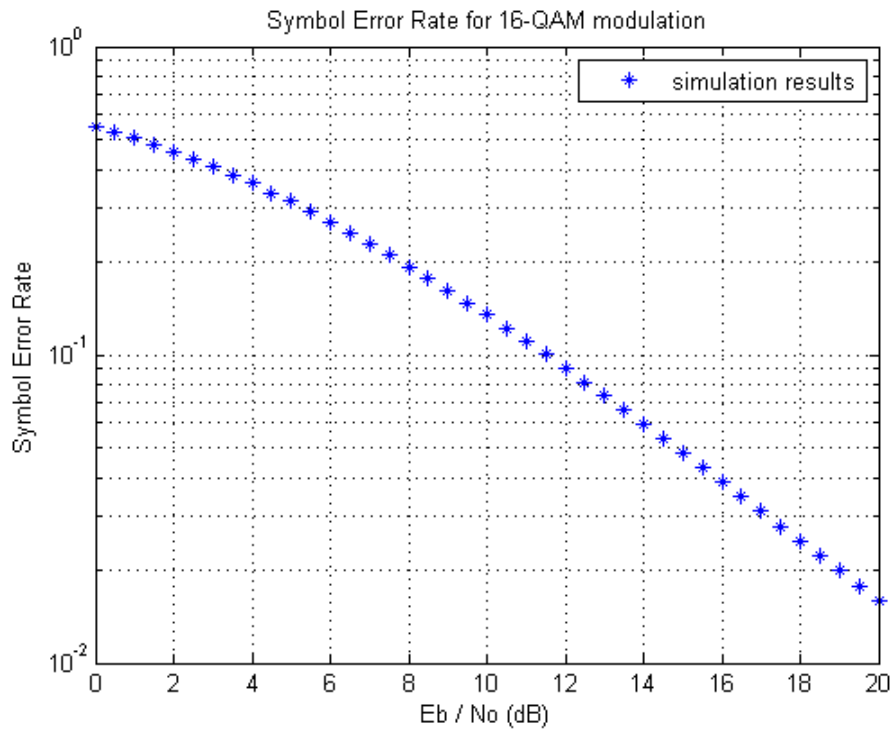
Σχήμα 81: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



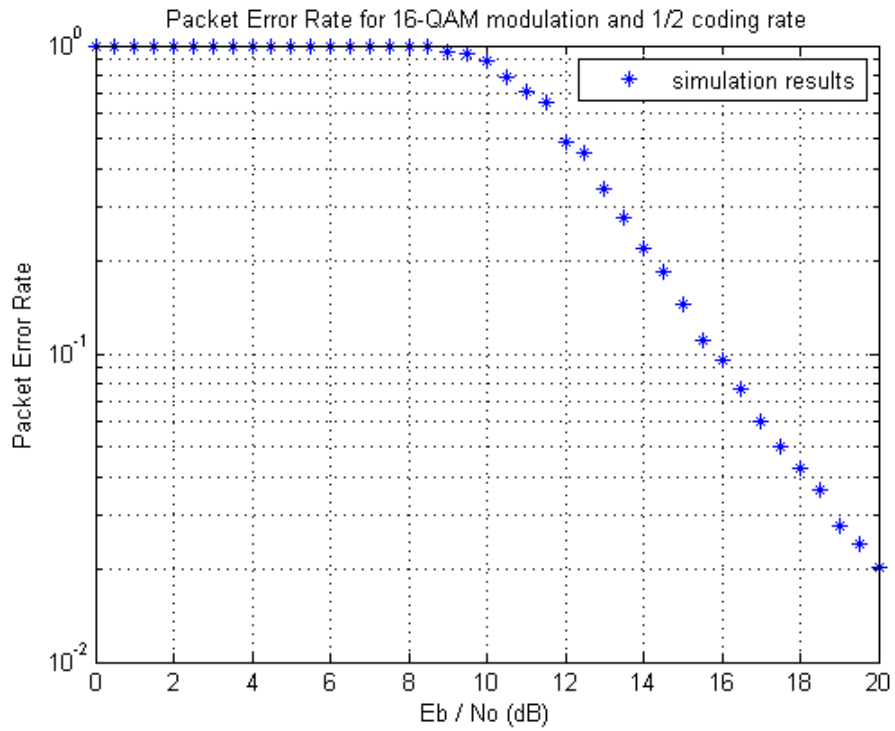
Σχήμα 82: BER για 16-QAM διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



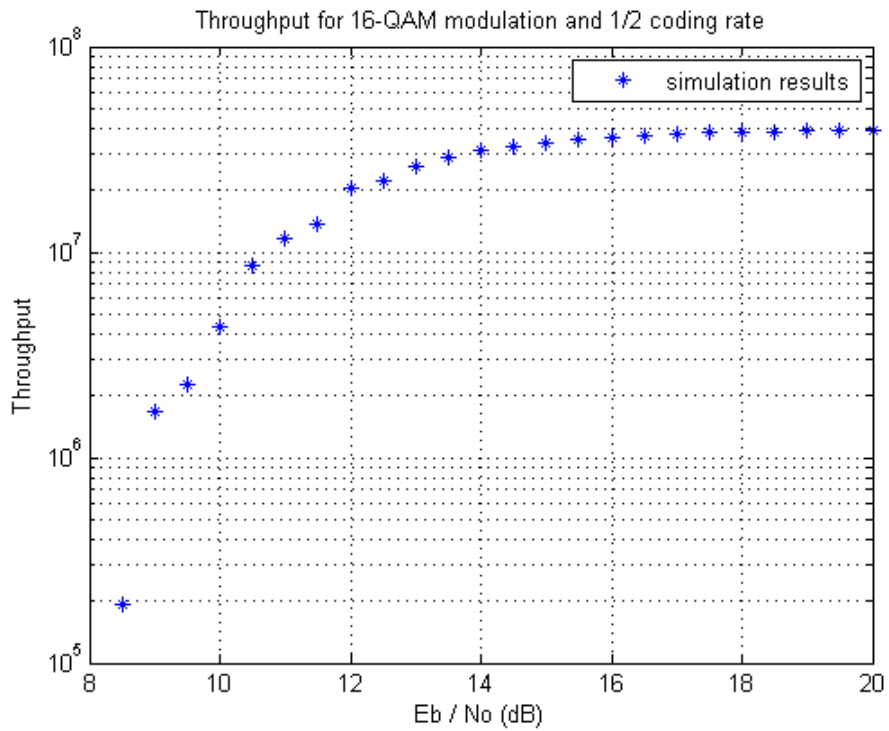
Σχήμα 83: Uncoded BER για 16-QAM διαμόρφωση



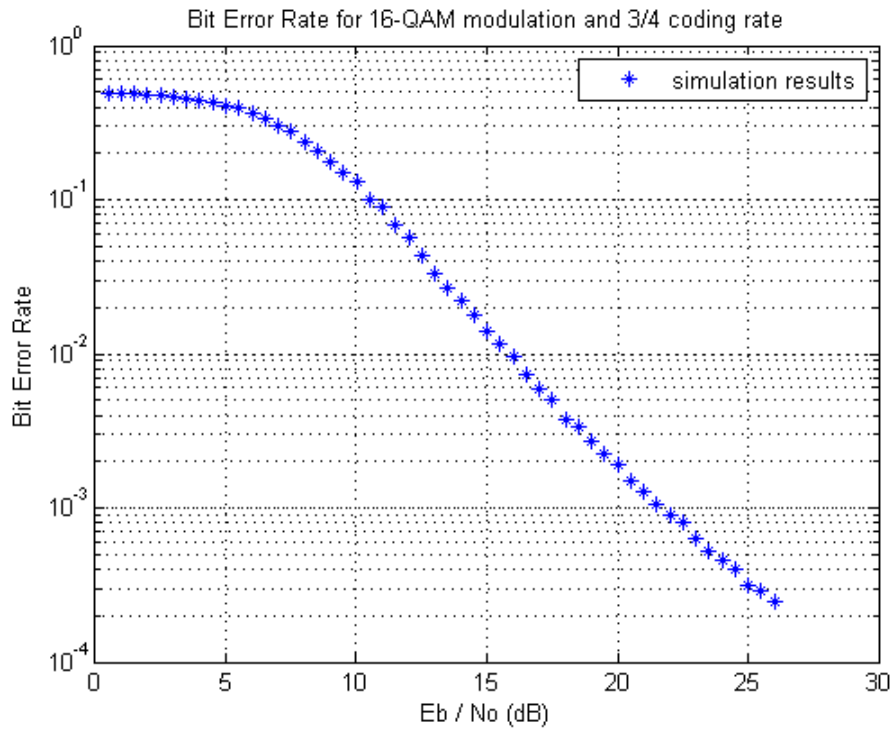
Σχήμα 84: SER για 16-QAM διαμόρφωση



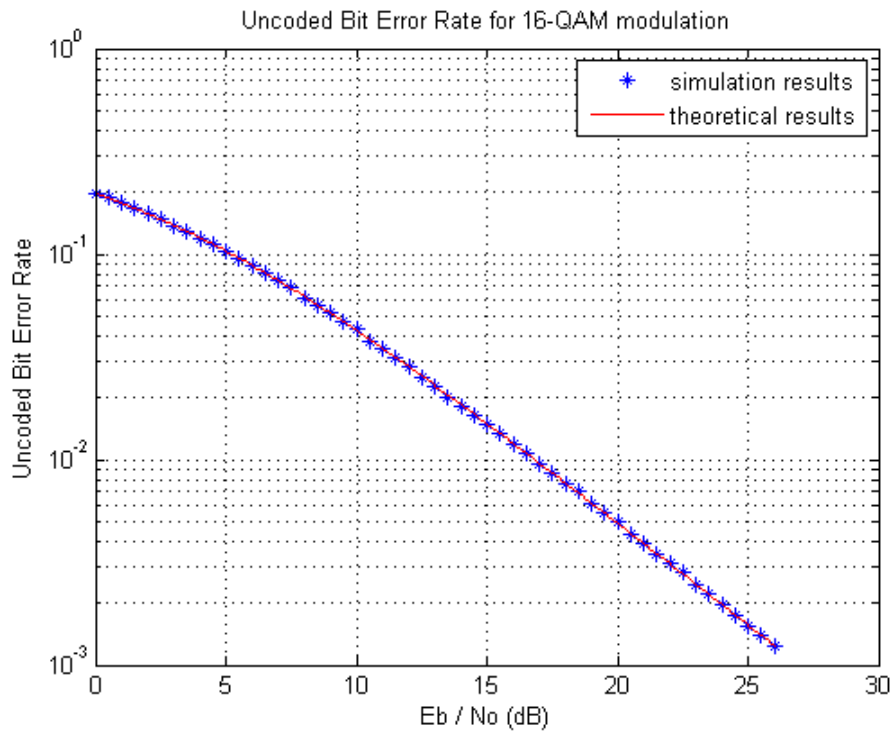
Σχήμα 85: PER για 16-QAM διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



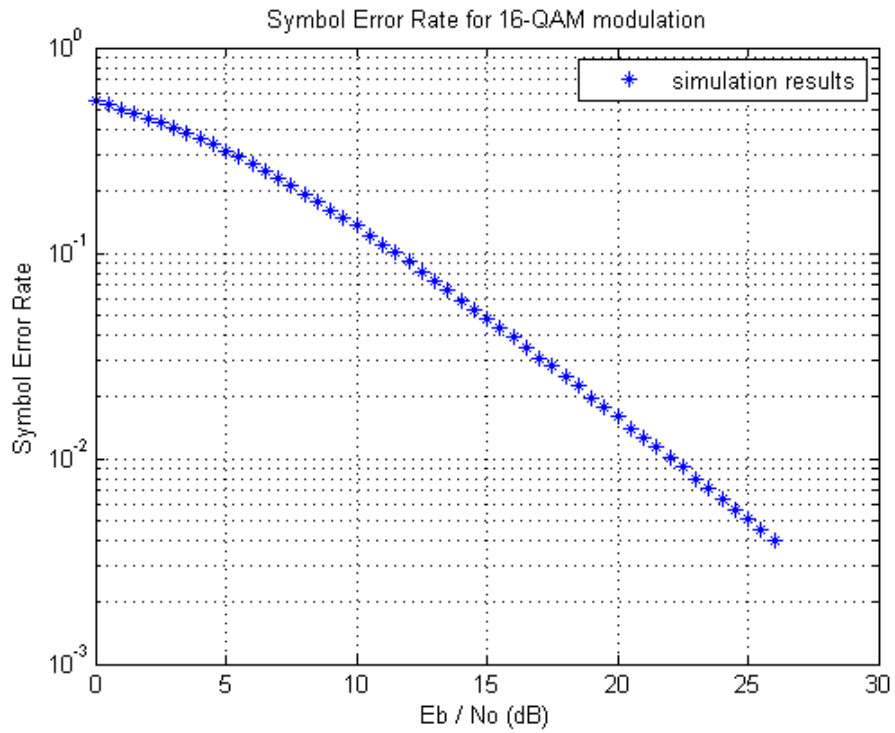
Σχήμα 86: Διαμεταγωγή για 16-QAM διαμόρφωση και 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης



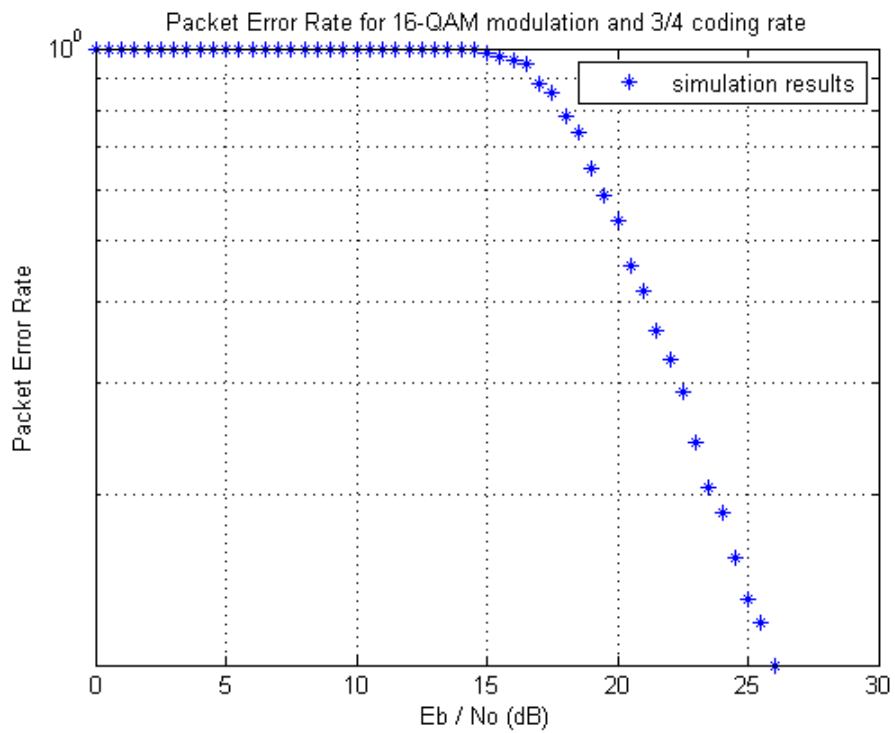
Σχήμα 87: BER για 16-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



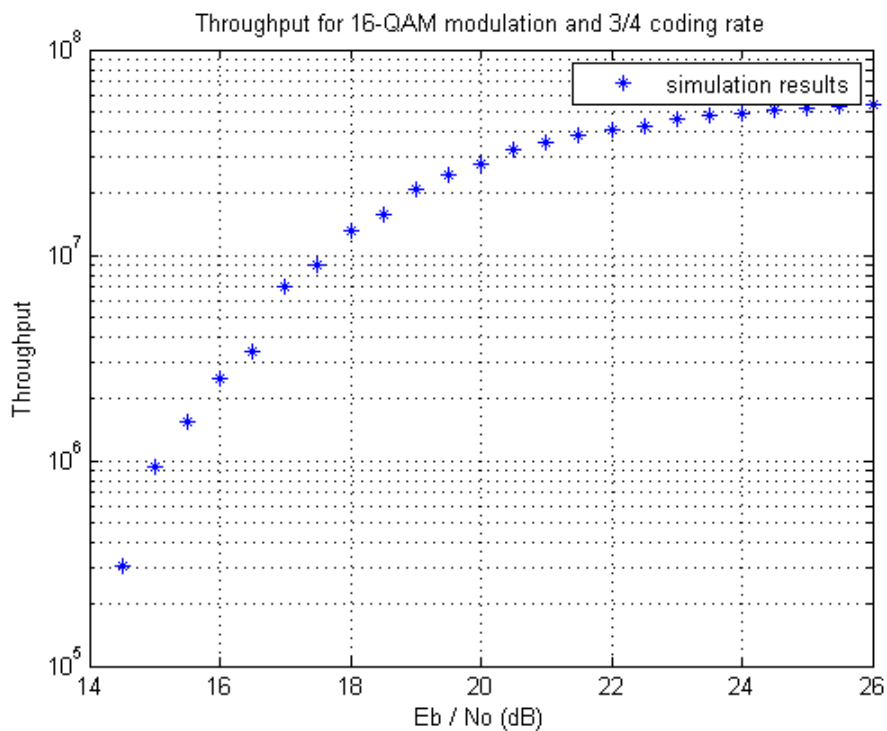
Σχήμα 88: Uncoded BER για 16-QAM διαμόρφωση



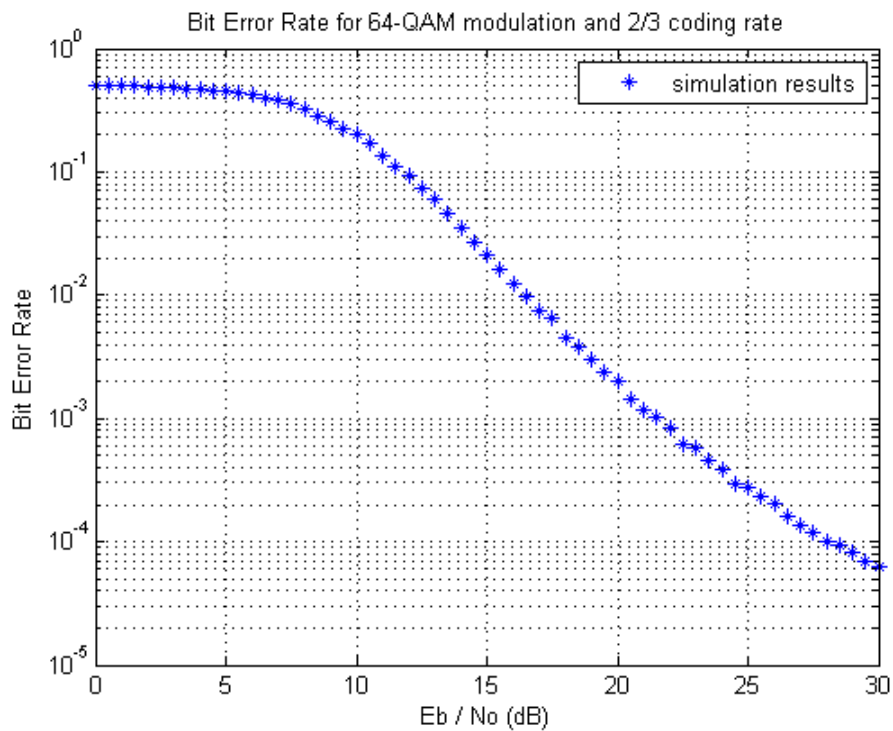
Σχήμα 89: SER για 16-QAM διαμόρφωση



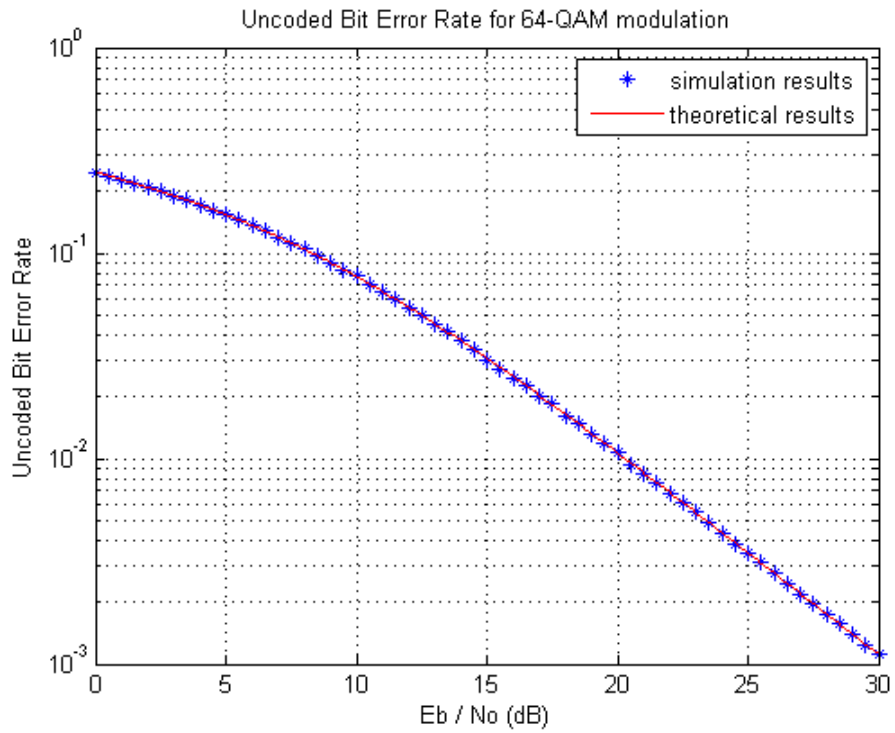
Σχήμα 90: PER για 16-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



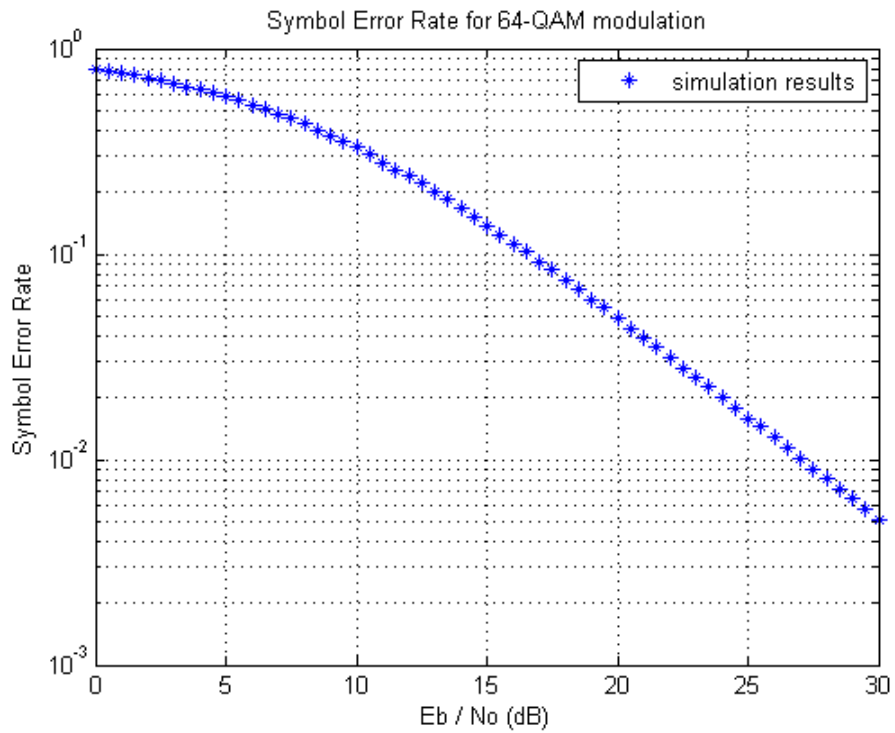
Σχήμα 91: Διαμεταγωγή για 16-QAM διαμόρφωση και 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης



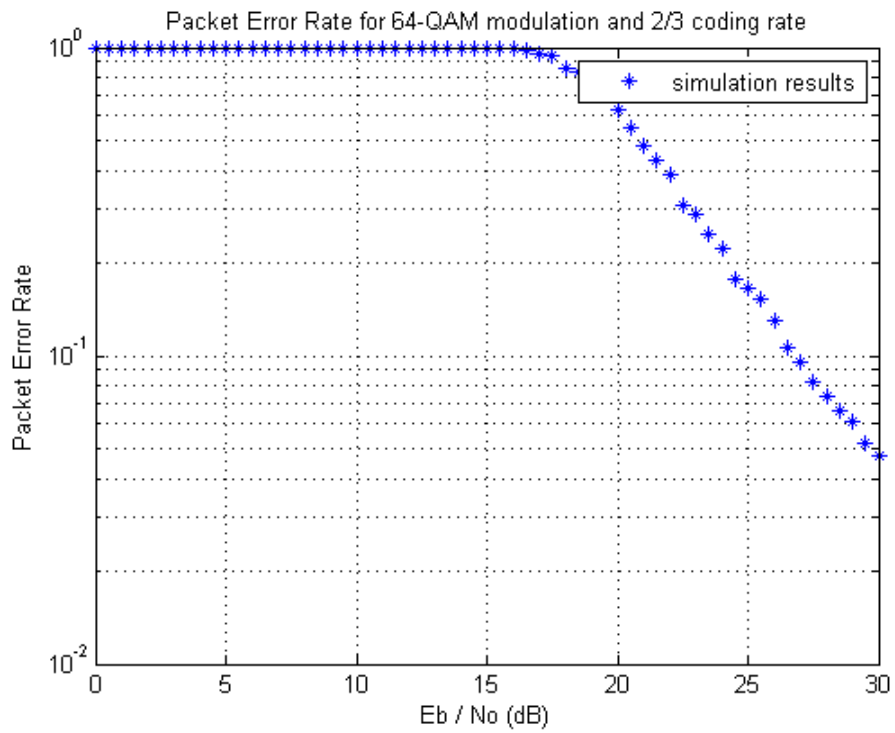
Σχήμα 92: BER για 64-QAM διαμόρφωση και 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης



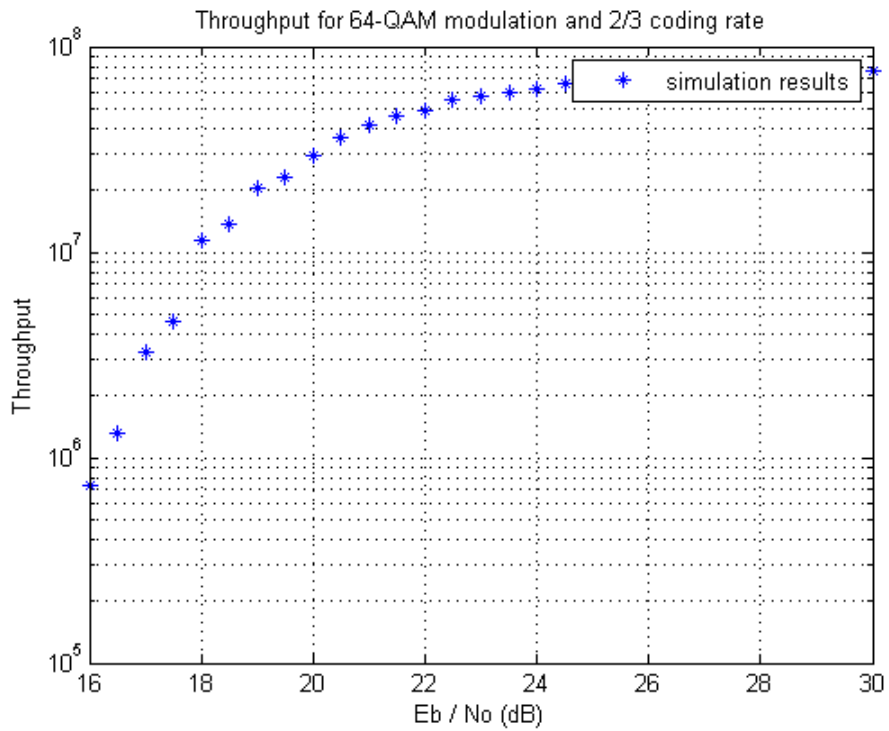
Σχήμα 93: Uncoded BER για 64-QAM διαμόρφωση



Σχήμα 94: SER για 64-QAM διαμόρφωση

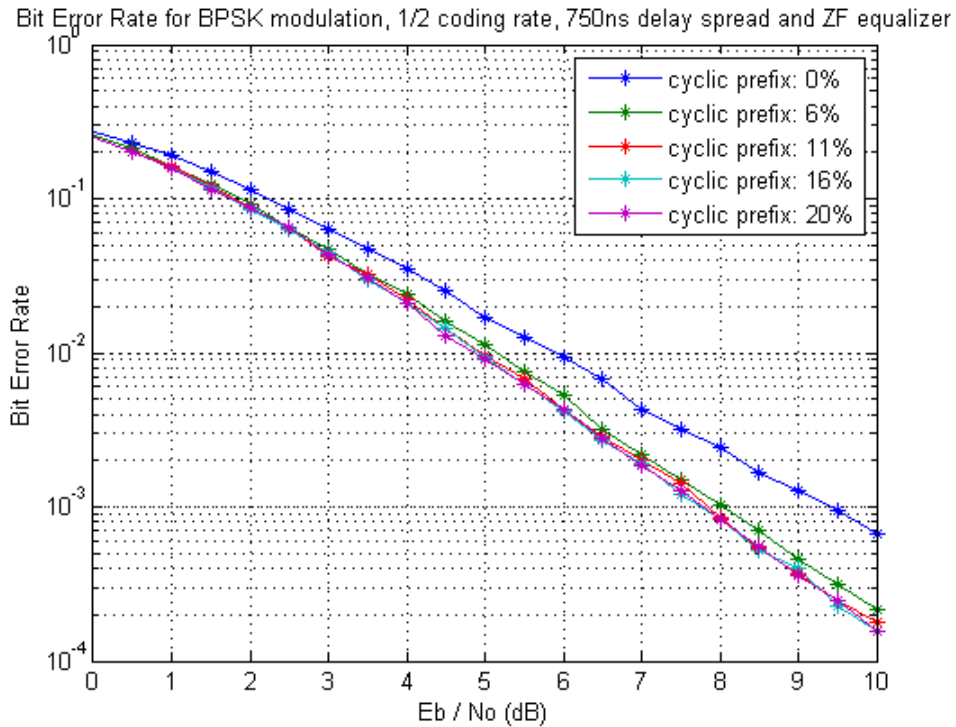


Σχήμα 95: PER για 64-QAM διαμόρφωση και 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης

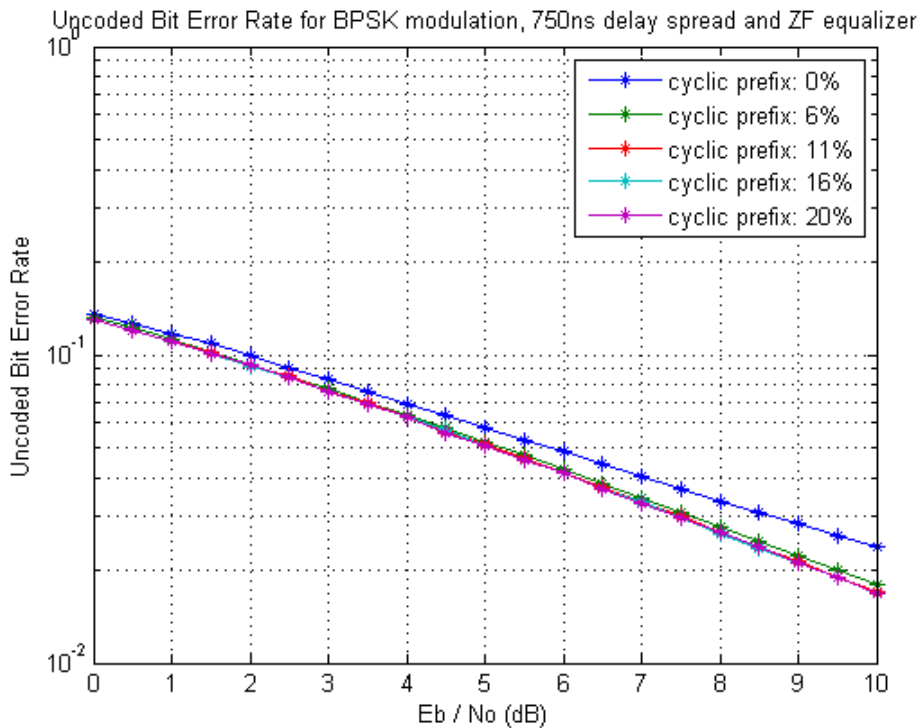


Σχήμα 96: Διαμεταγωγή για 64-QAM διαμόρφωση και 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης

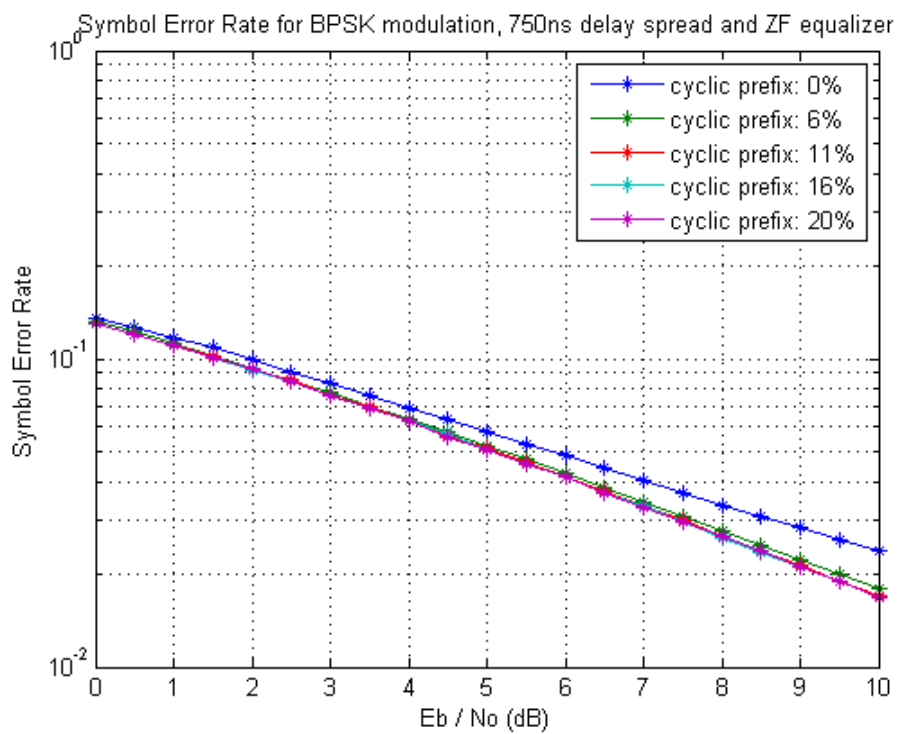
Κανάλι Συχνοτικά Επιλεκτικών Διαλείψεων



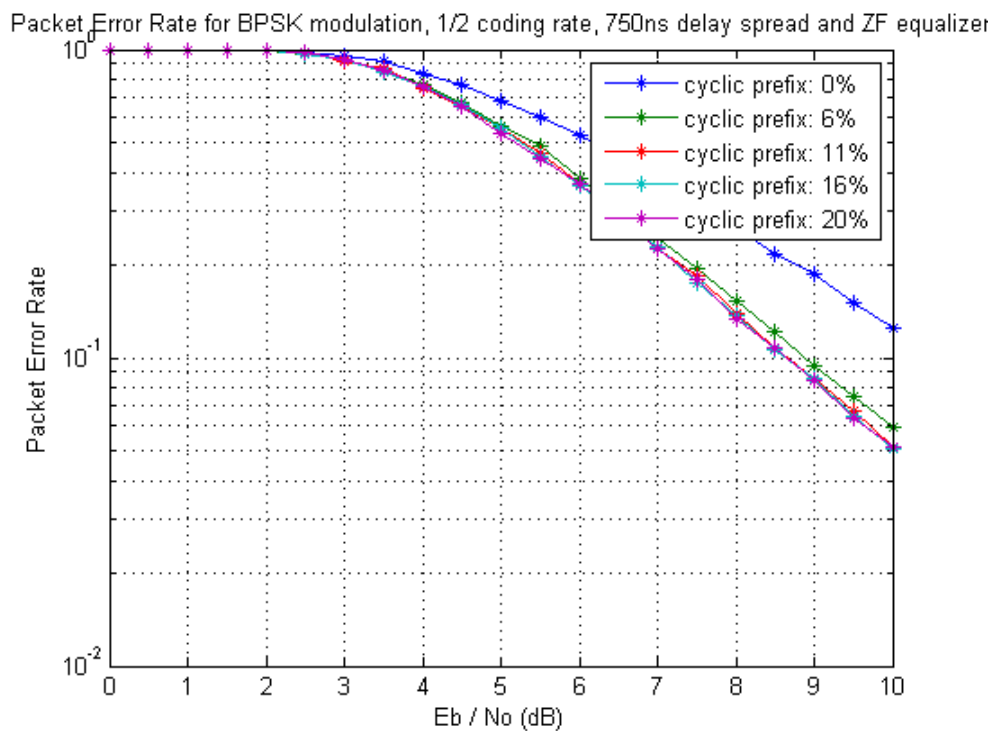
Σχήμα 97: BER για BPSK διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



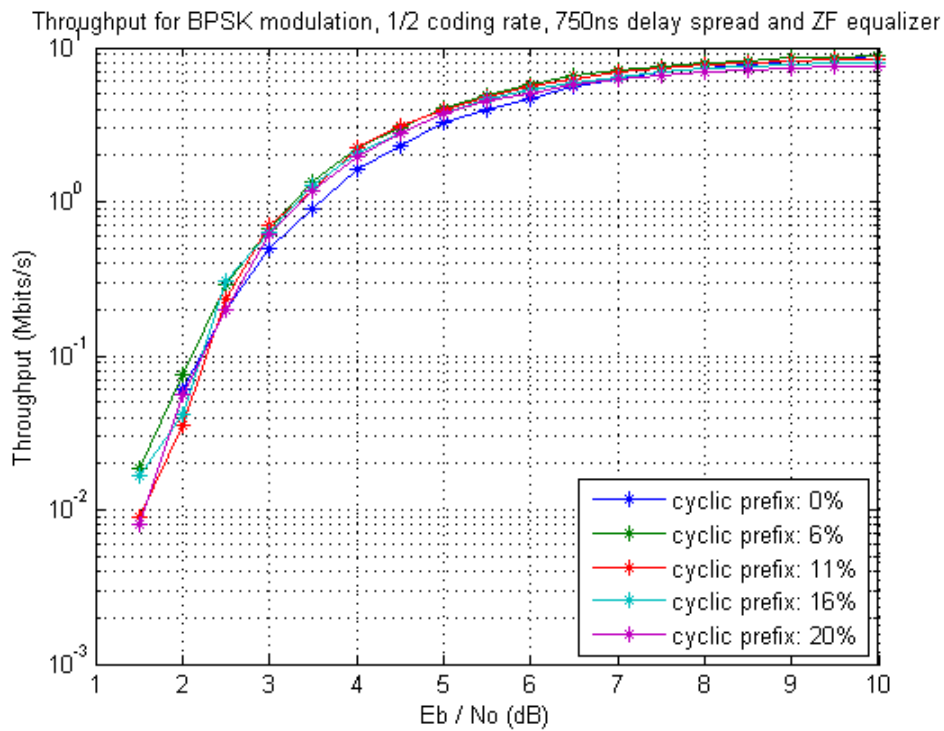
Σχήμα 98: *Uncoded BER* για BPSK διαμόρφωση 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



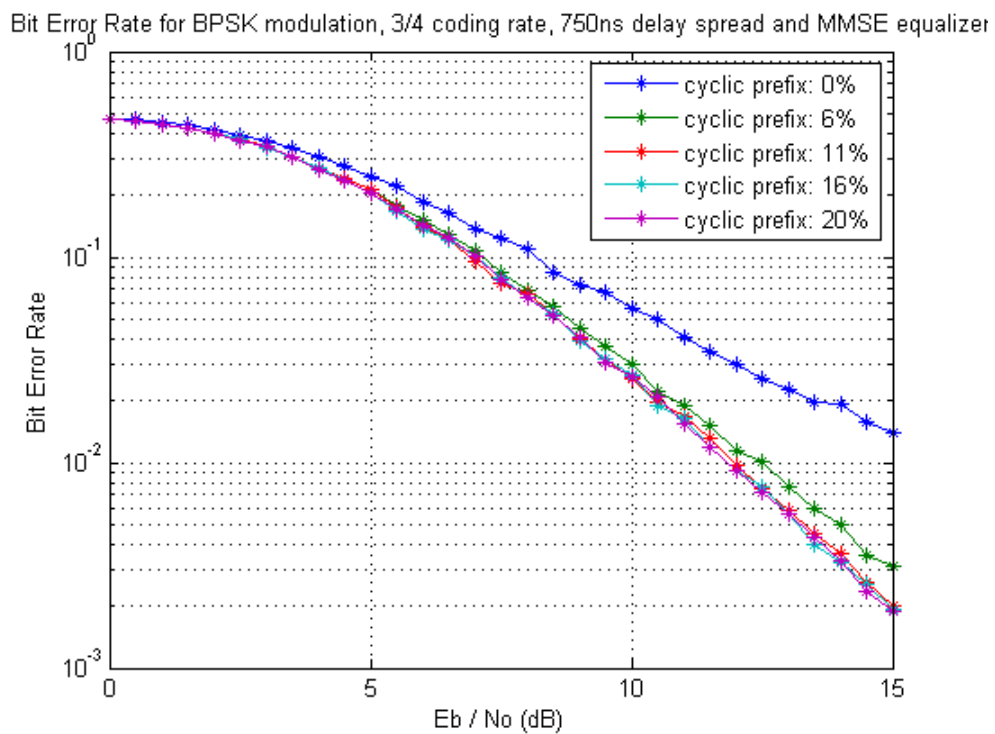
Σχήμα 99: *SER* για BPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



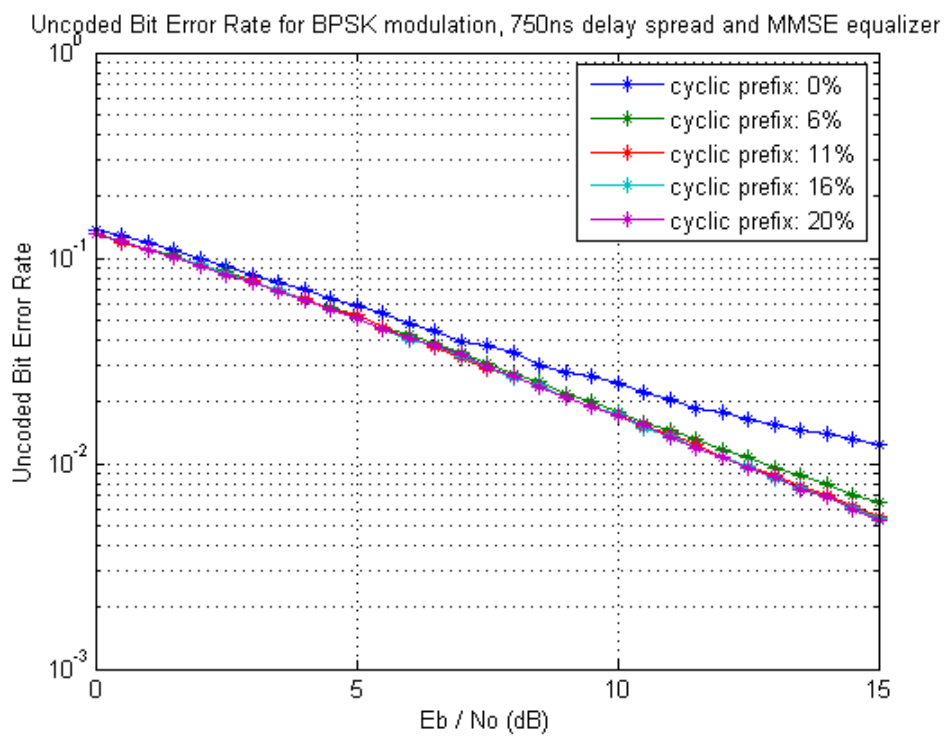
Σχήμα 100: PER για BPSK διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



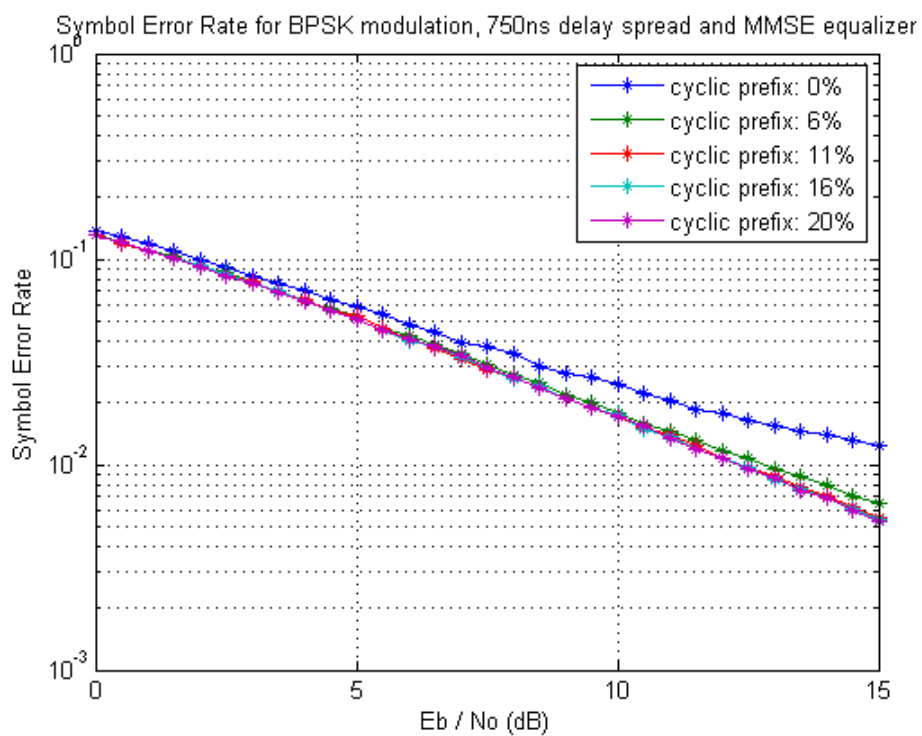
Σχήμα 101: Διαμεταγωγή για BPSK διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



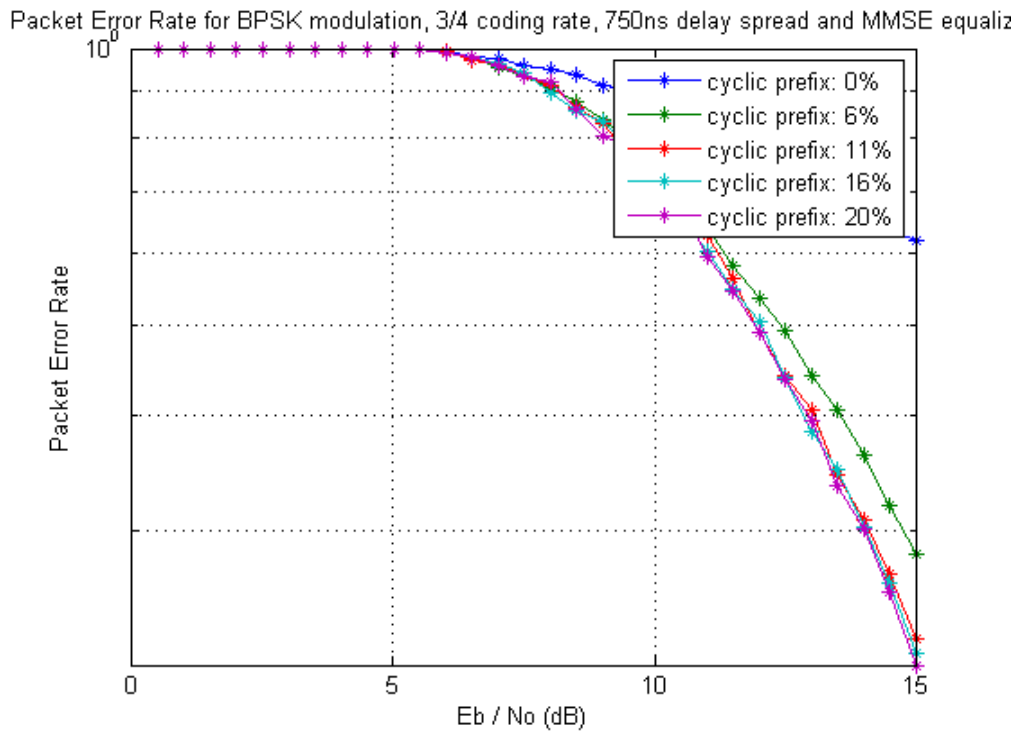
Σχήμα 102: BER για BPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



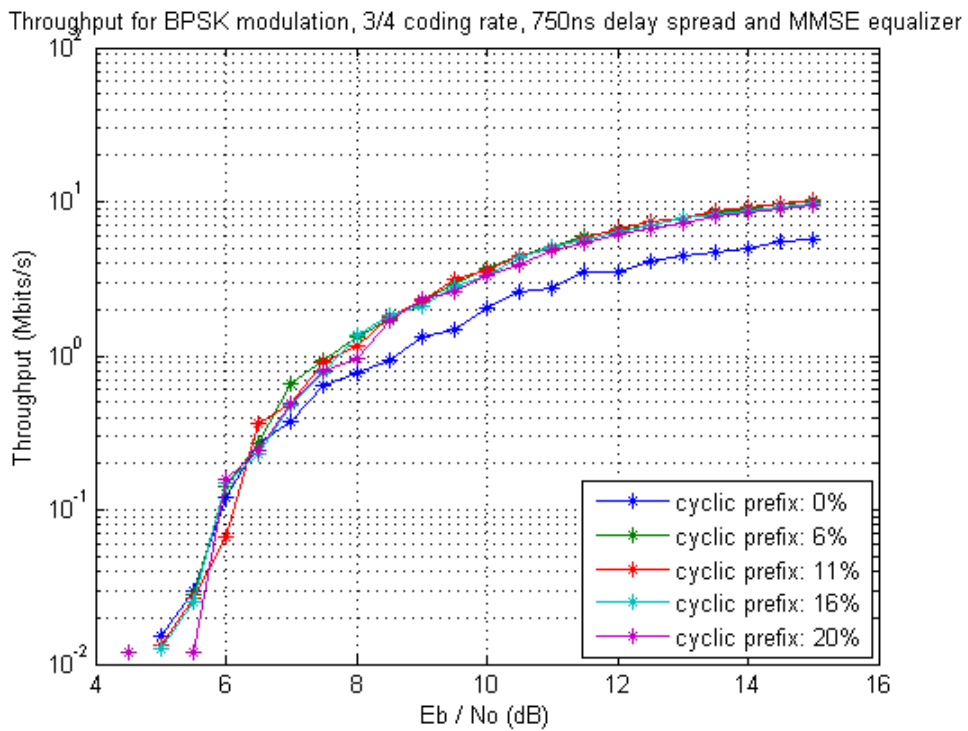
Σχήμα 103: Uncoded BER για BPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



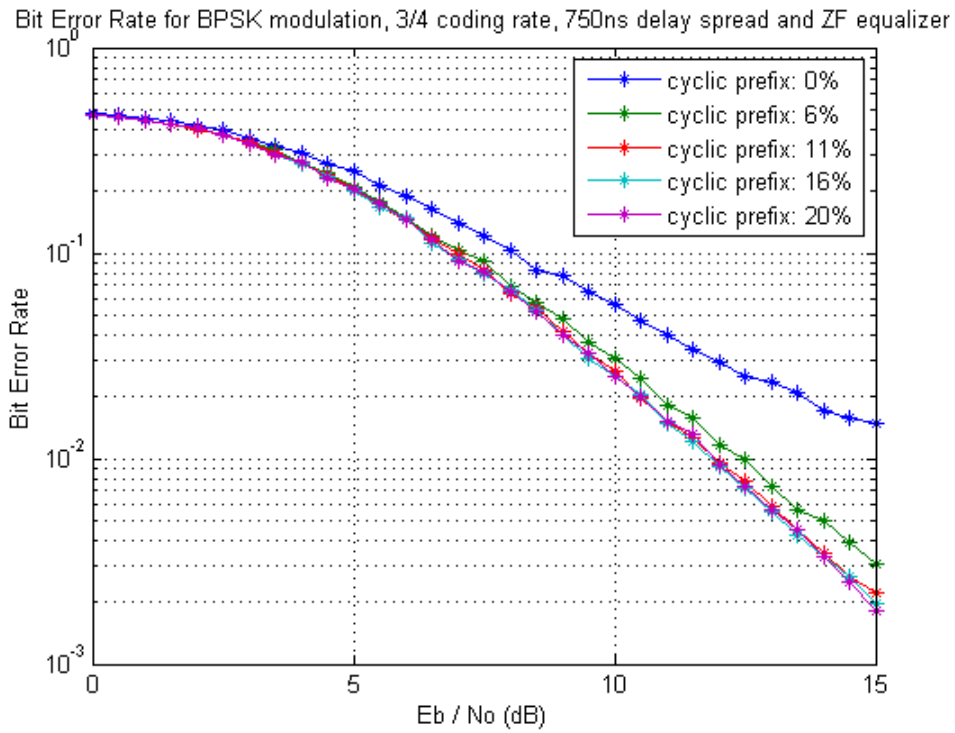
Σχήμα 104: SER για BPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



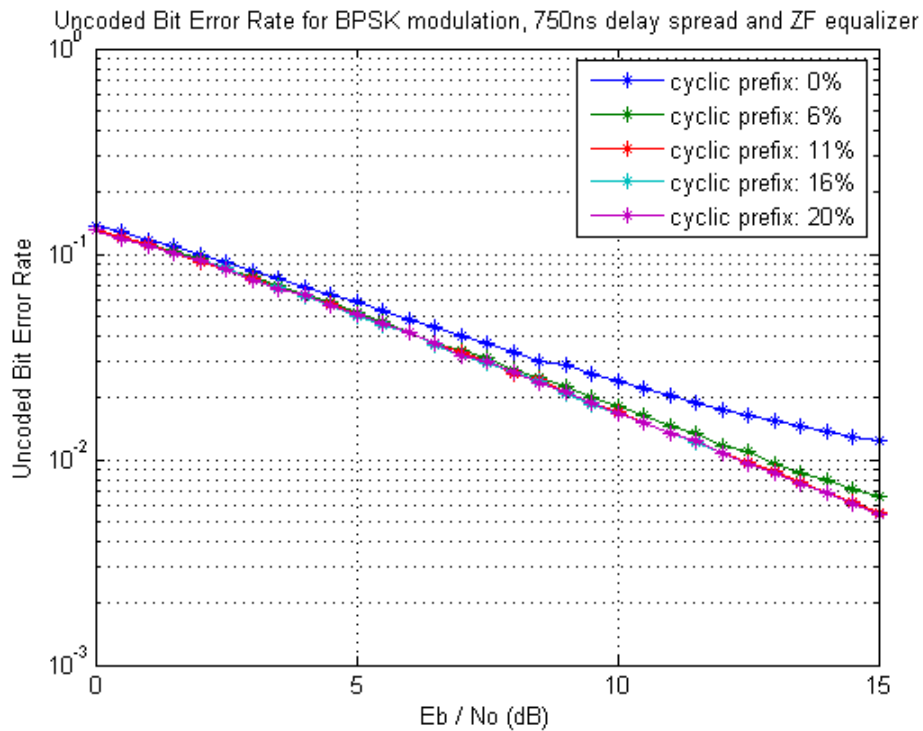
Σχήμα 105: PER για BPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



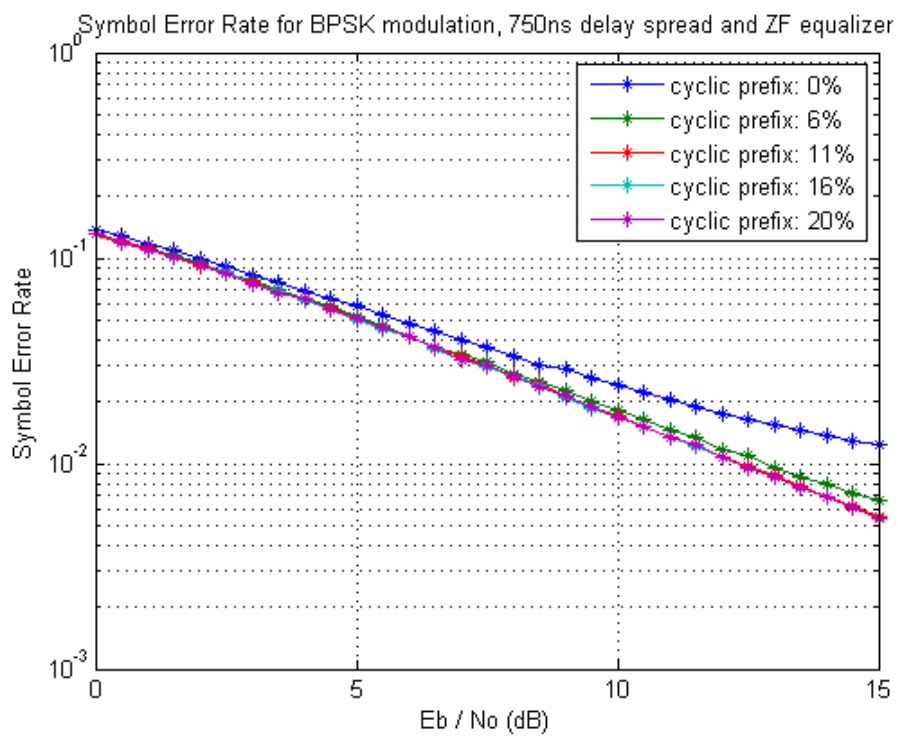
Σχήμα 106: Διαμεταγωγή για BPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



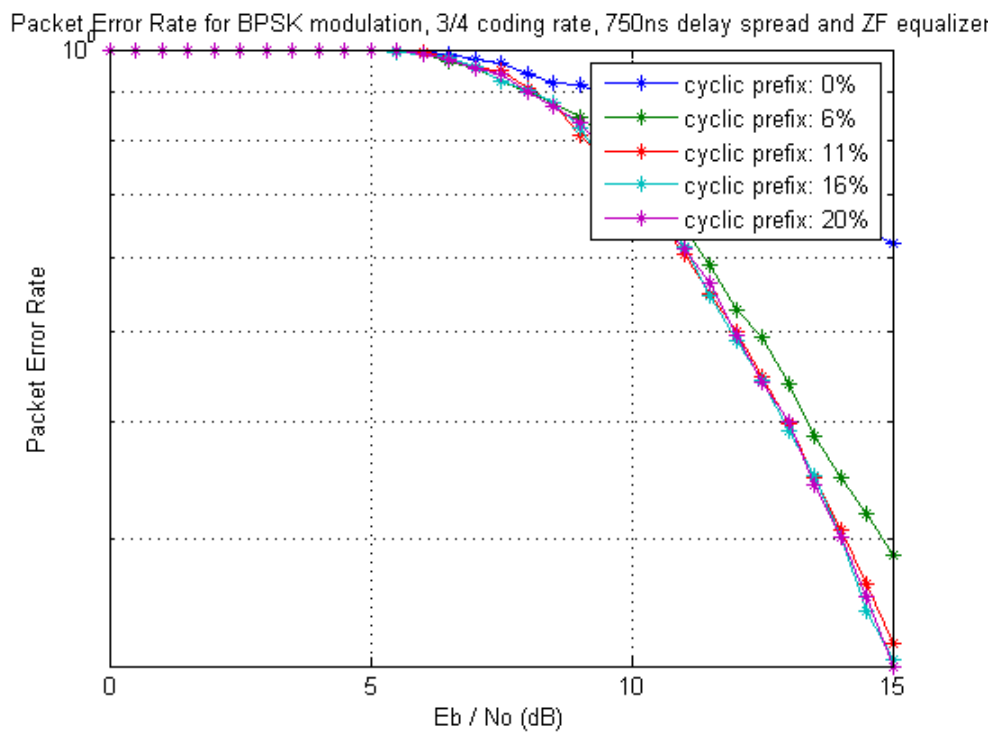
Σχήμα 107: BER για BPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



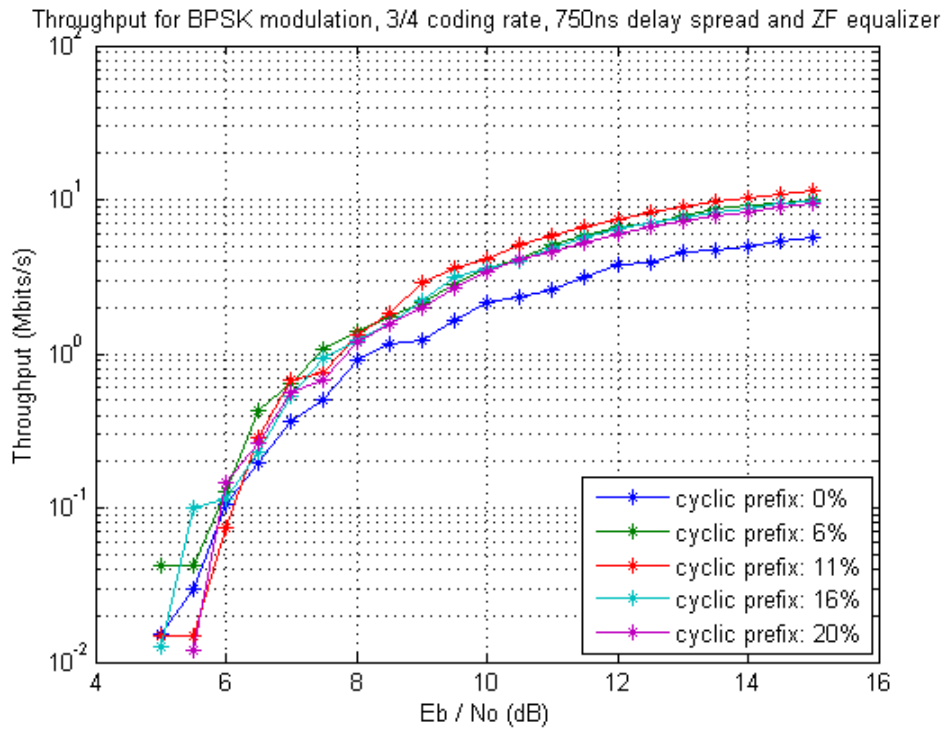
Σχήμα 108: *Uncoded BER* για BPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



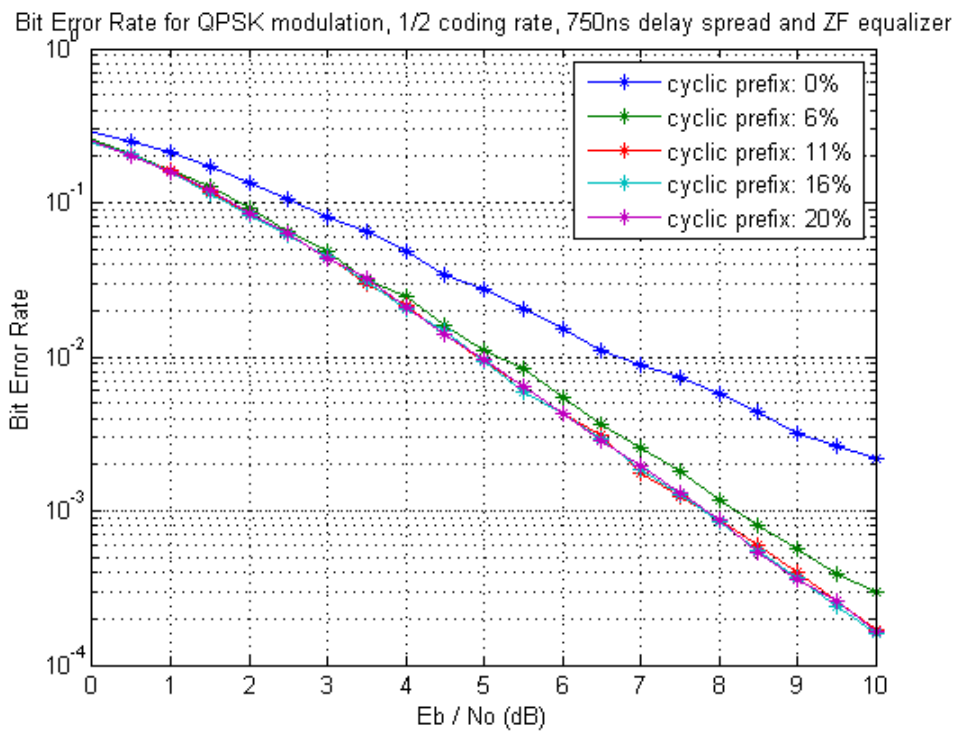
Σχήμα 109: *SER* για BPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



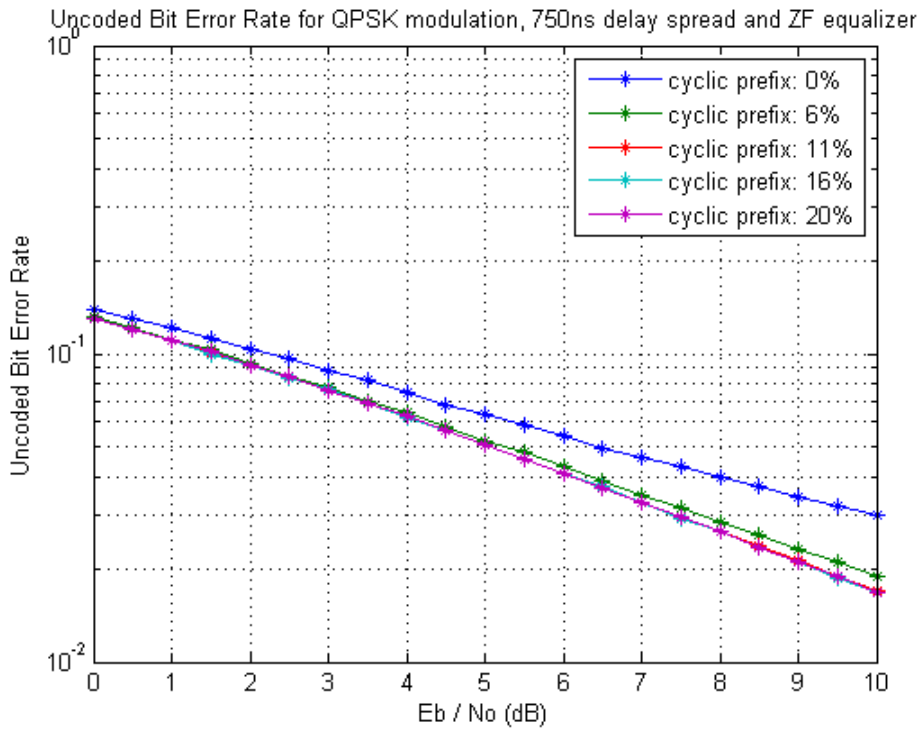
Σχήμα 110: PER για BPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



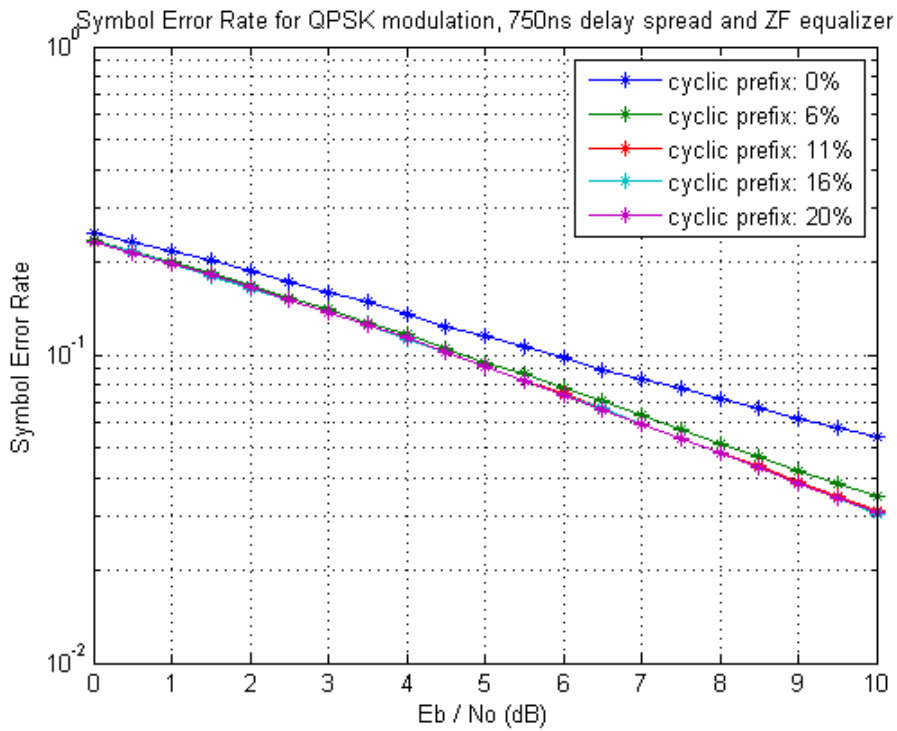
Σχήμα 111: Διαμεταγωγή για BPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



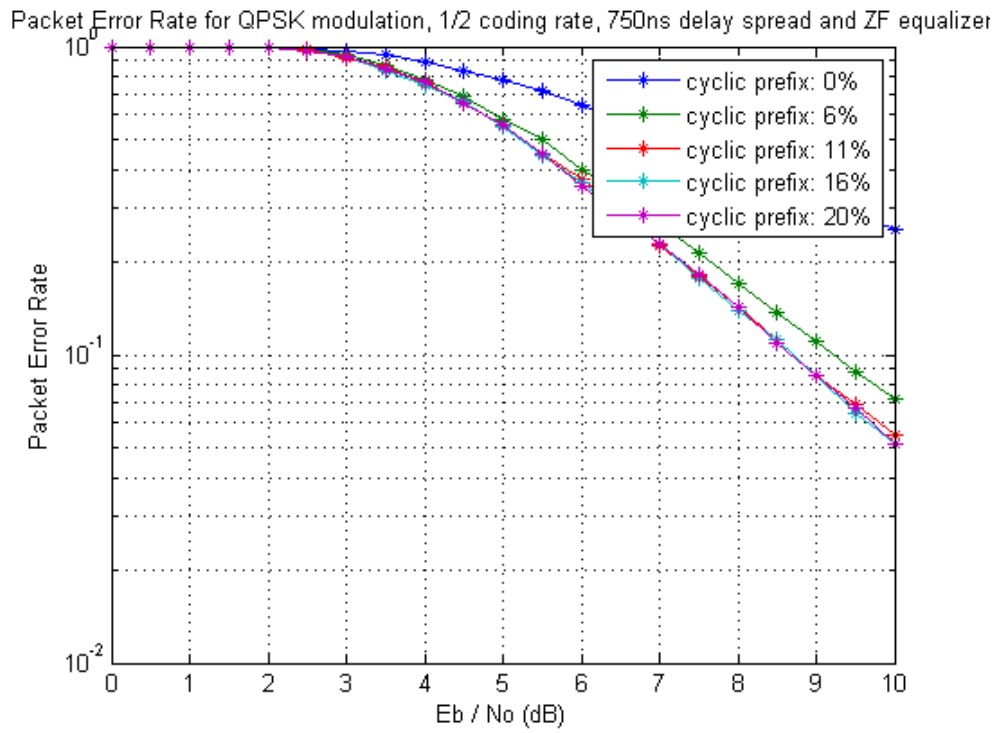
Σχήμα 112: BER για QPSK διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



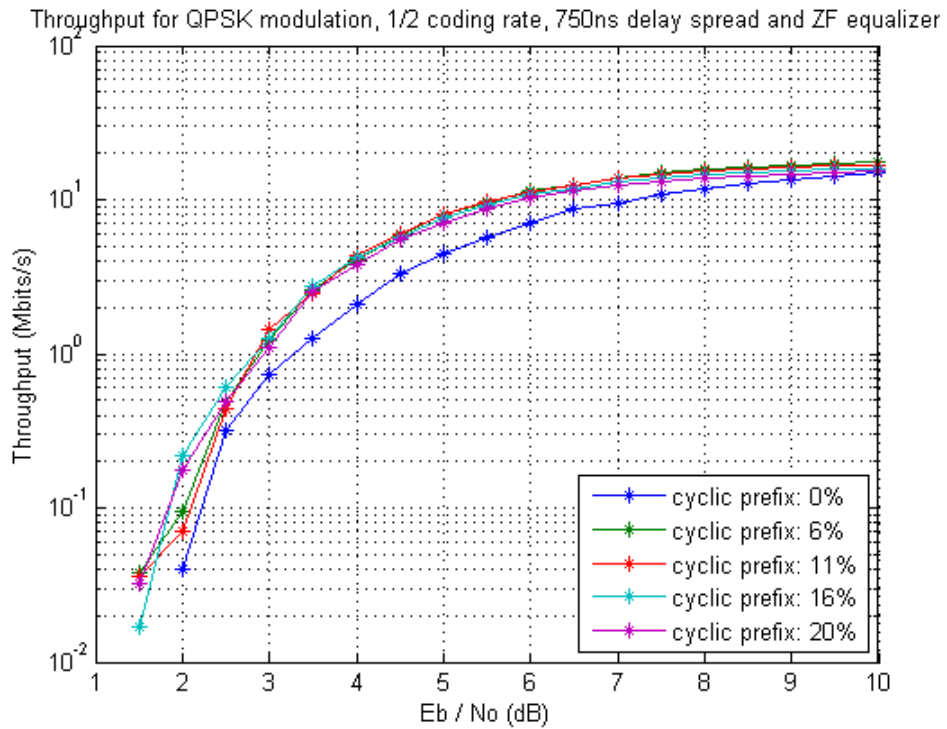
Σχήμα 113: Unencoded BER για QPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



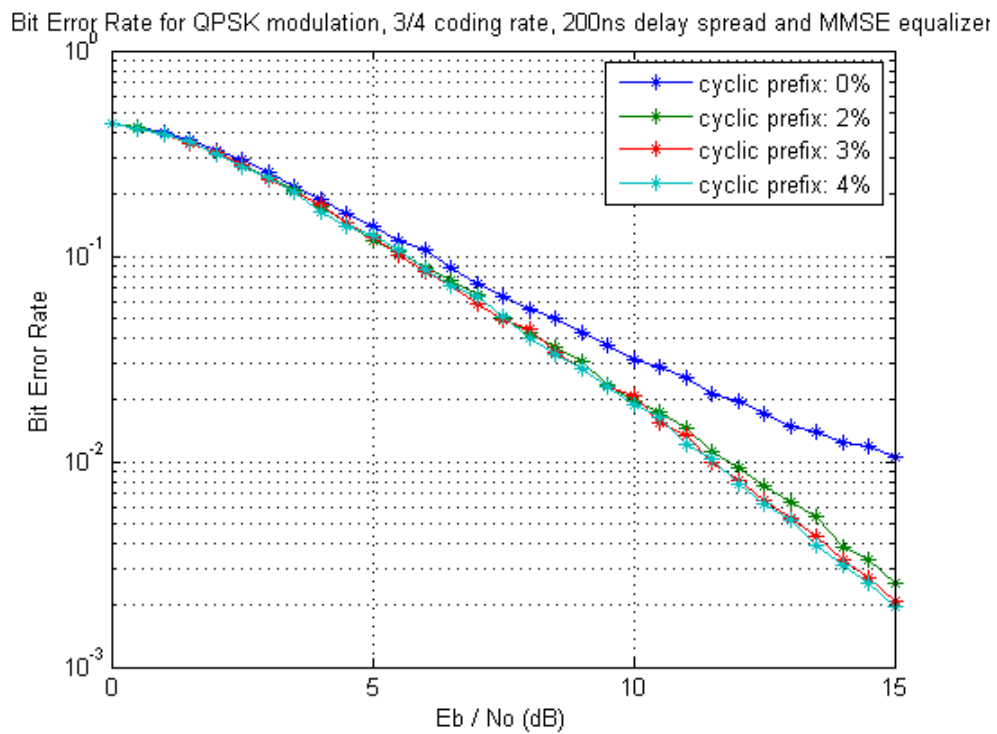
Σχήμα 114: SER για QPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



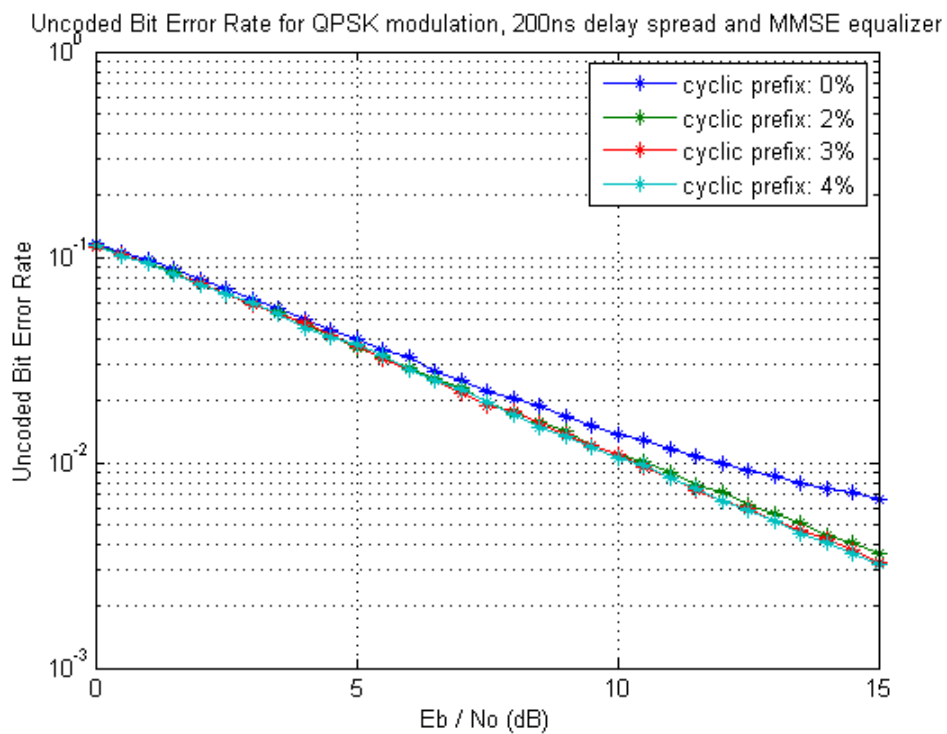
Σχήμα 115: PER για QPSK διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



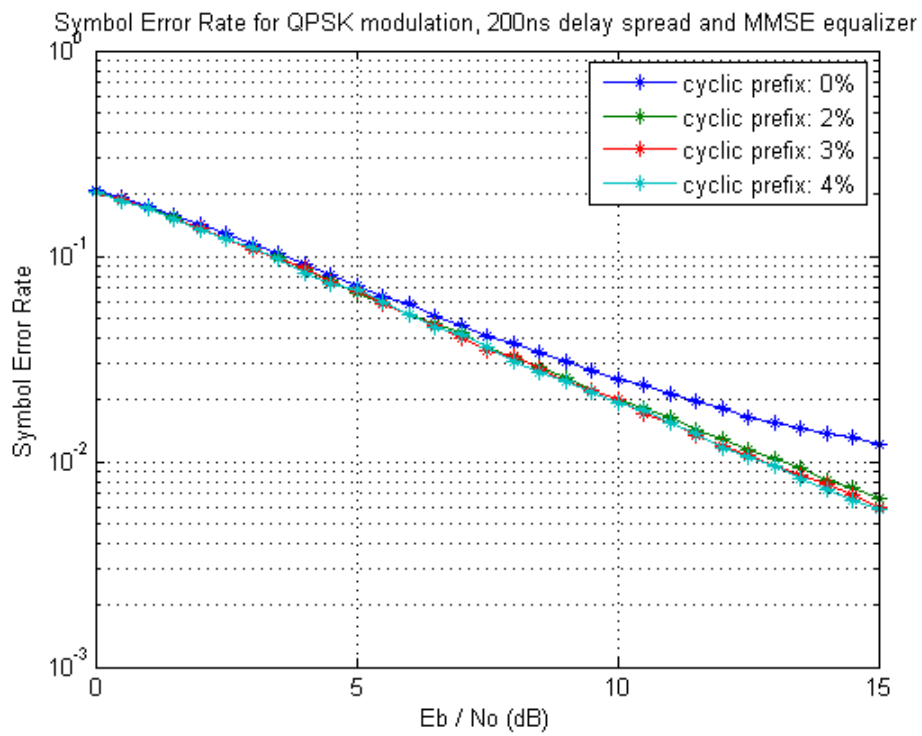
Σχήμα 116: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



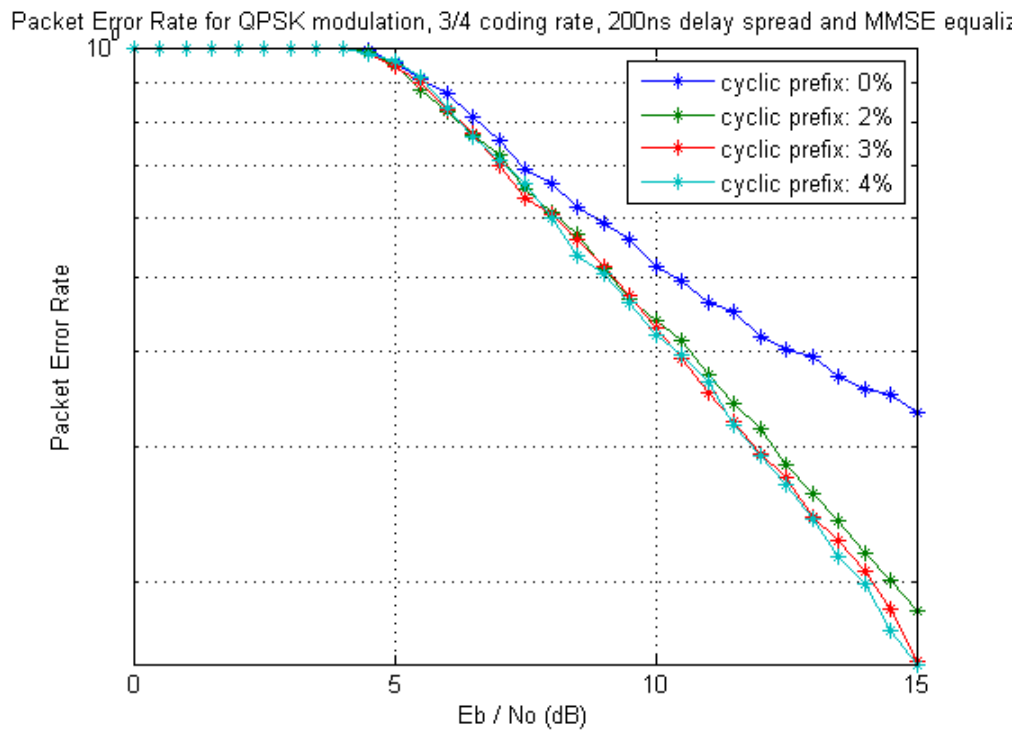
Σχήμα 117: BER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



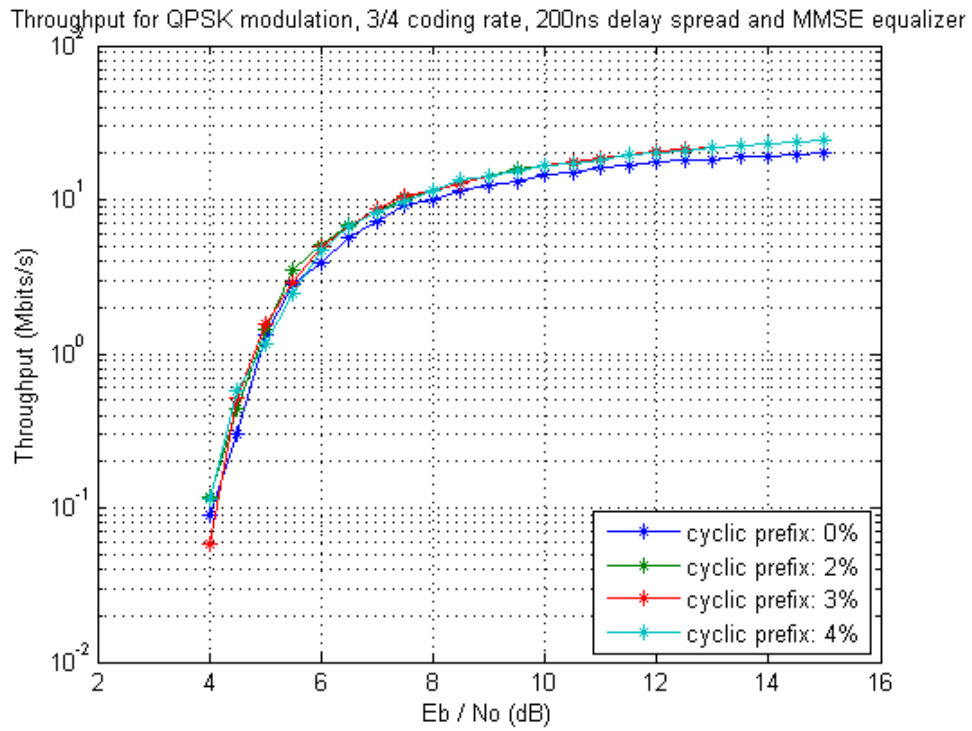
Σχήμα 118: Uncoded BER για QPSK διαμόρφωση, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



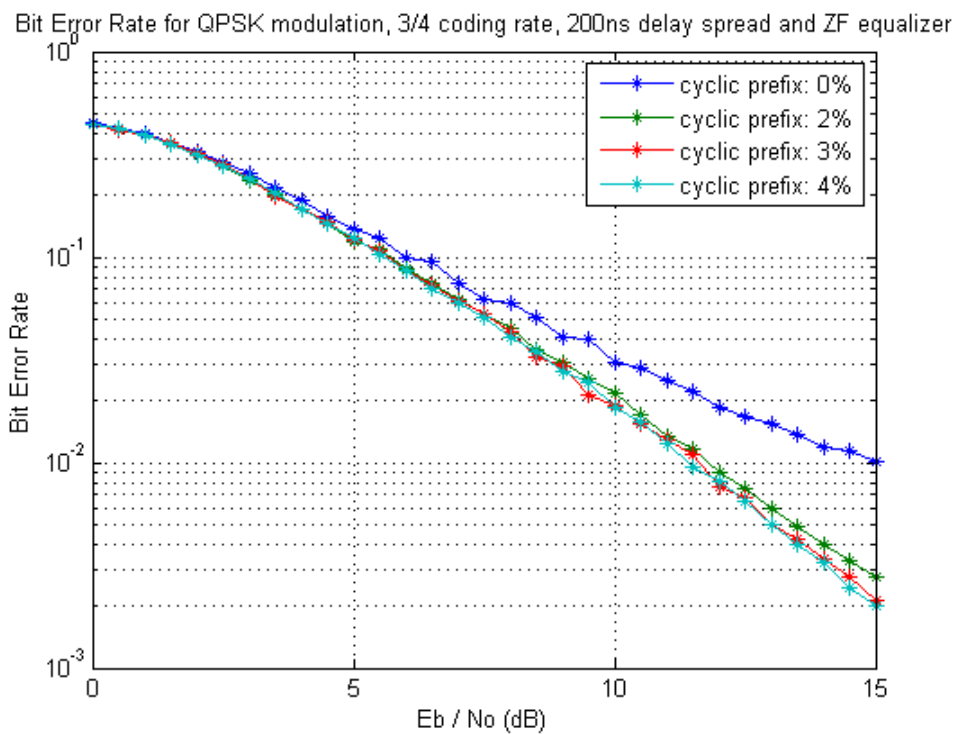
Σχήμα 119: SER για QPSK διαμόρφωση, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



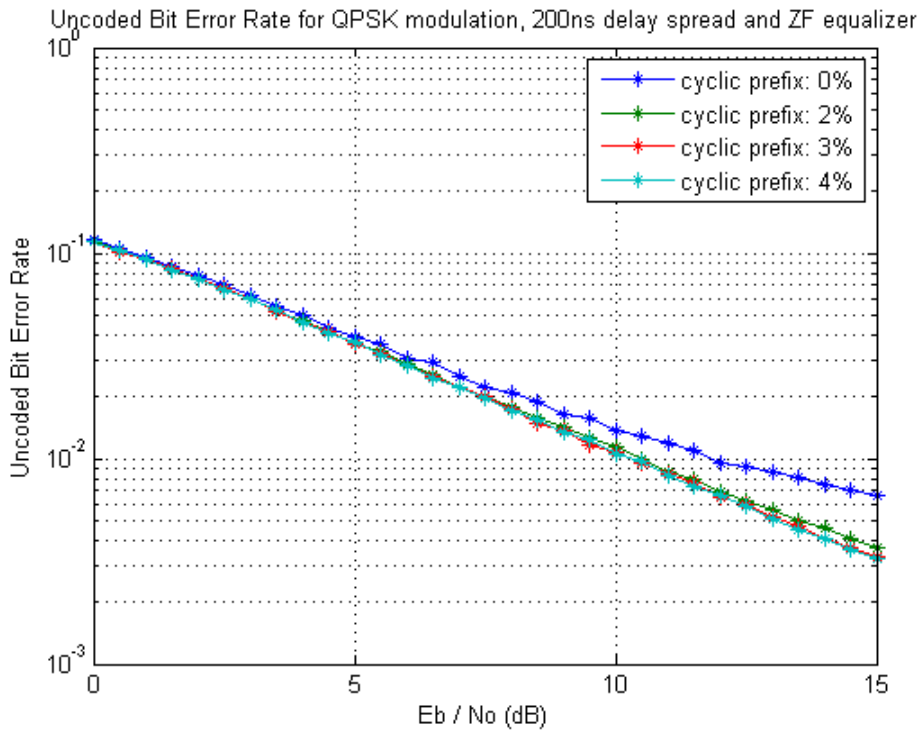
Σχήμα 120: PER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



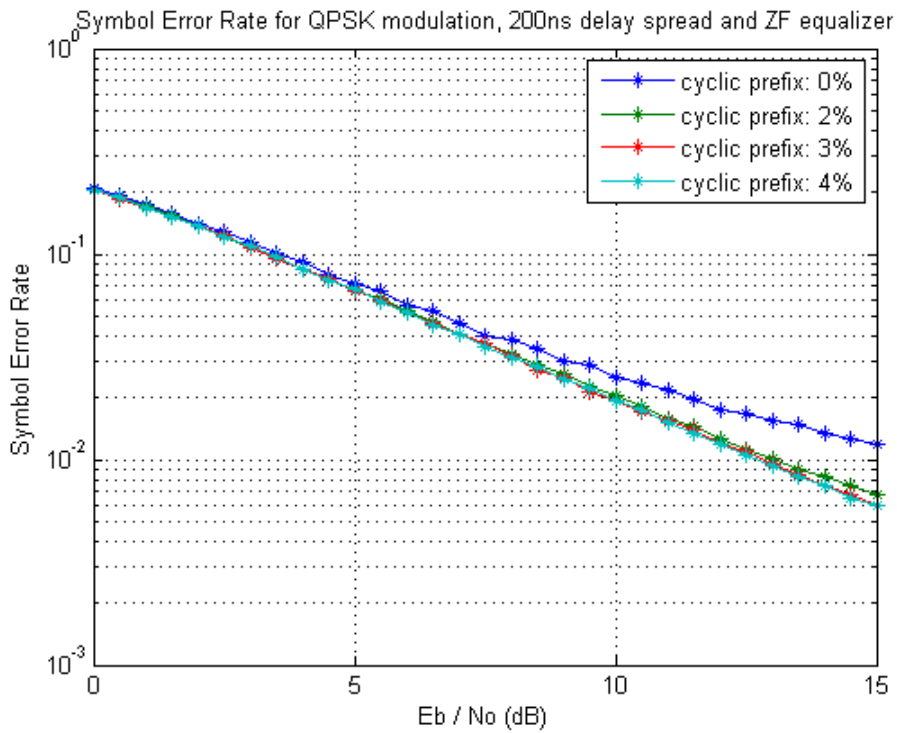
Σχήμα 121: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



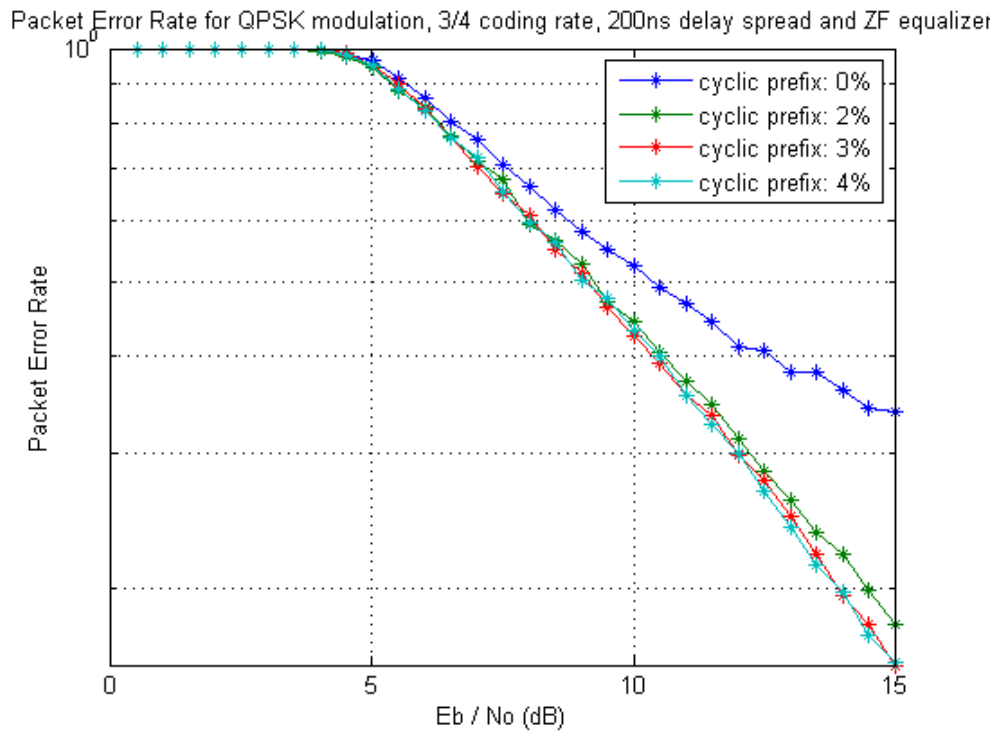
Σχήμα 122: BER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



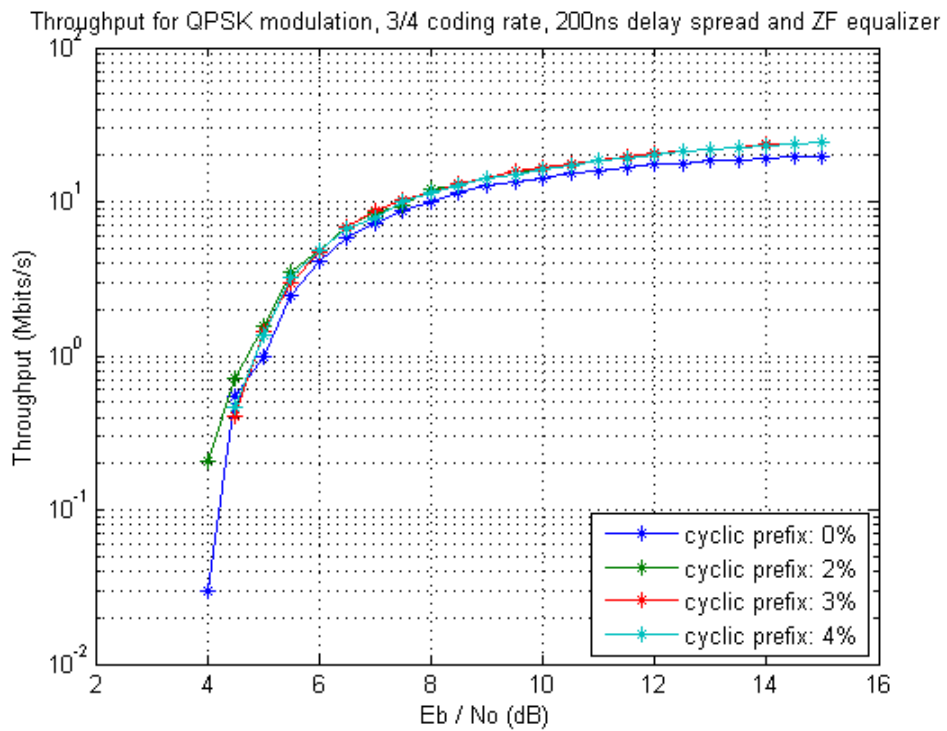
Σχήμα 123: Unencoded BER για QPSK διαμόρφωση, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



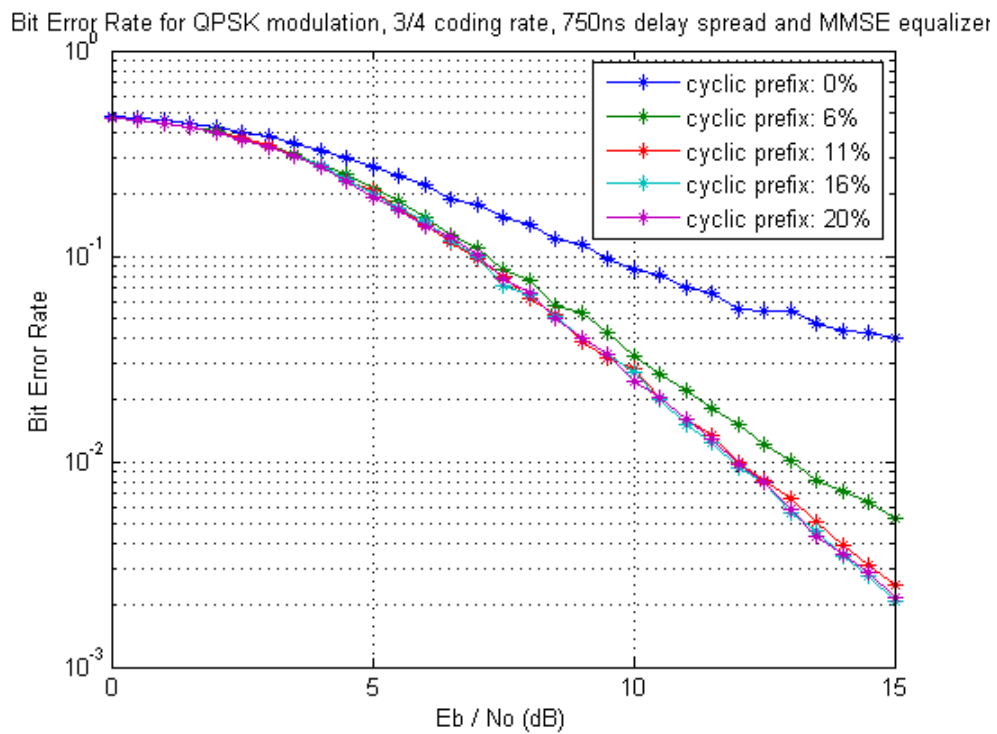
Σχήμα 124: SER για QPSK διαμόρφωση, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



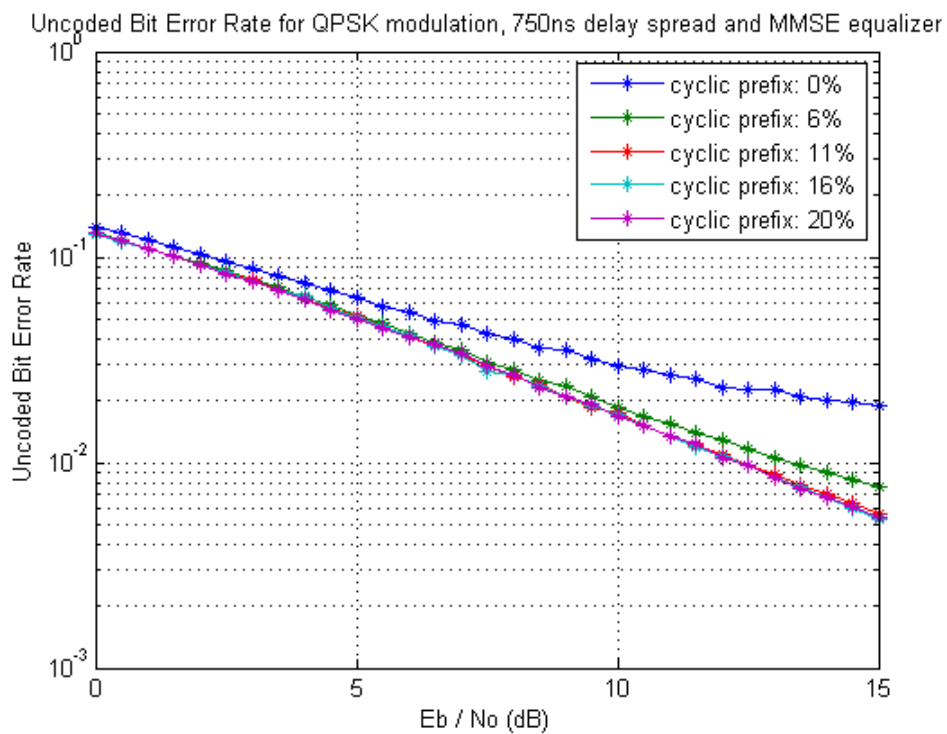
Σχήμα 125: PER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



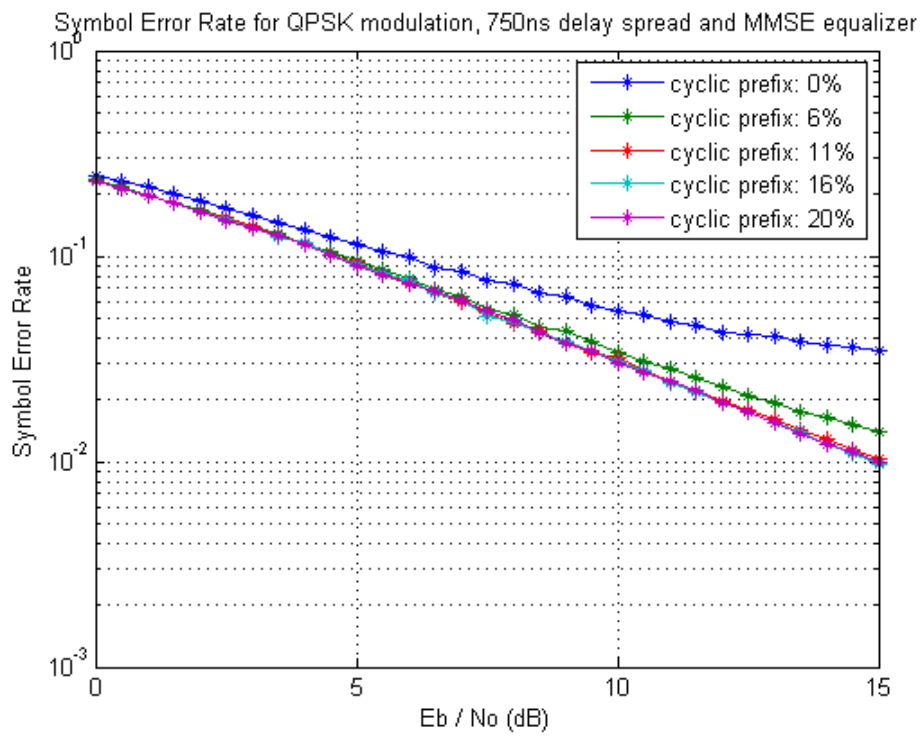
Σχήμα 126: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



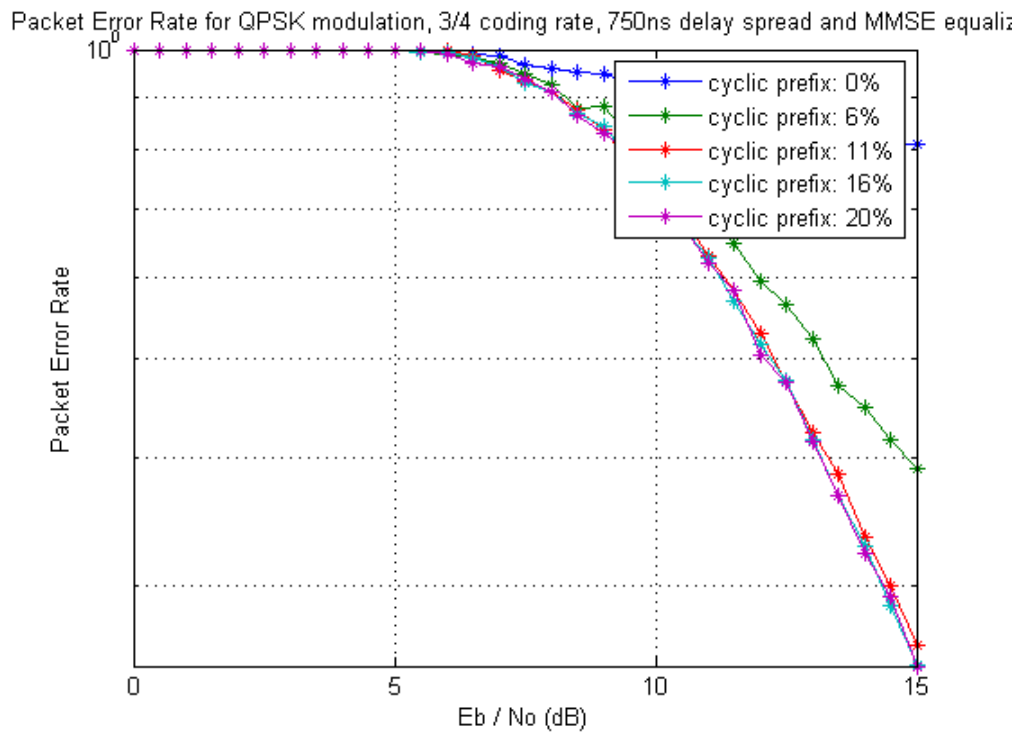
Σχήμα 127: BER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



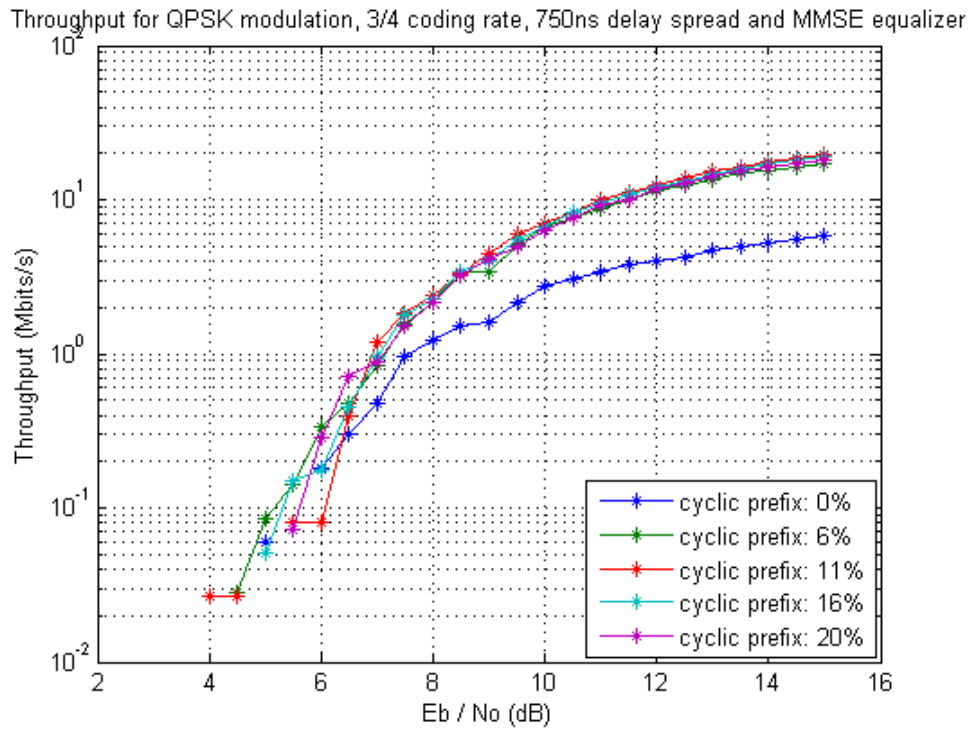
Σχήμα 128: Uncoded BER για QPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



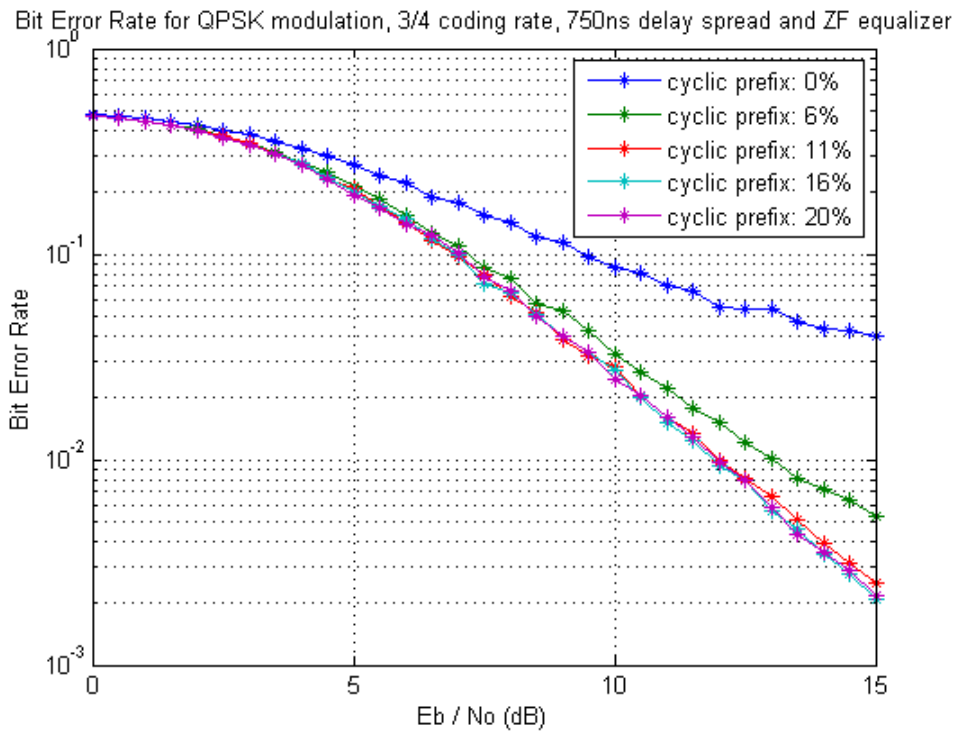
Σχήμα 129: SER για QPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



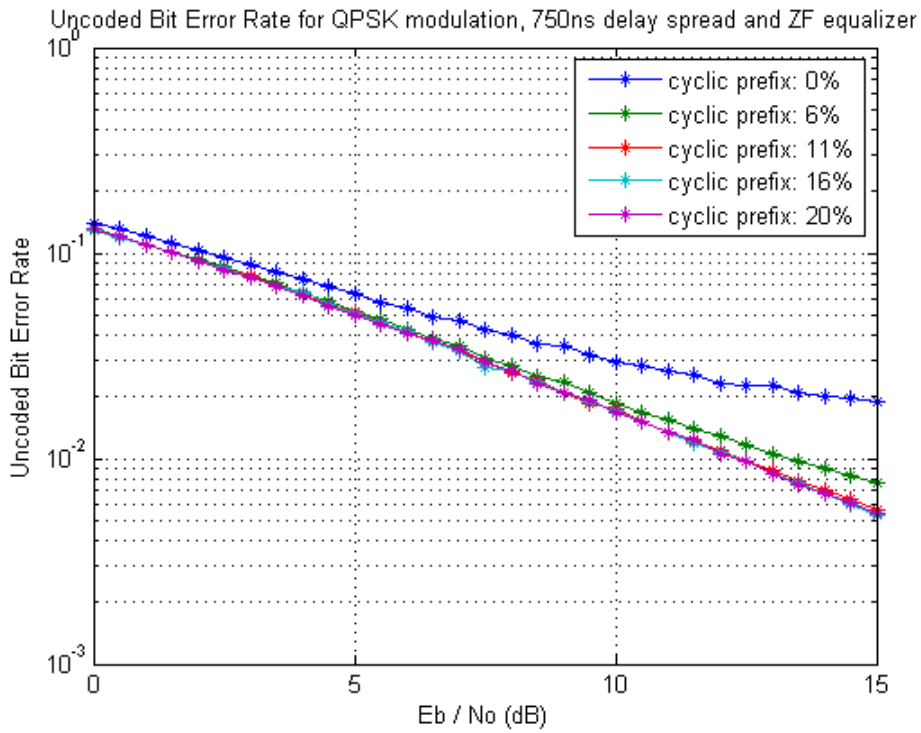
Σχήμα 130: PER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



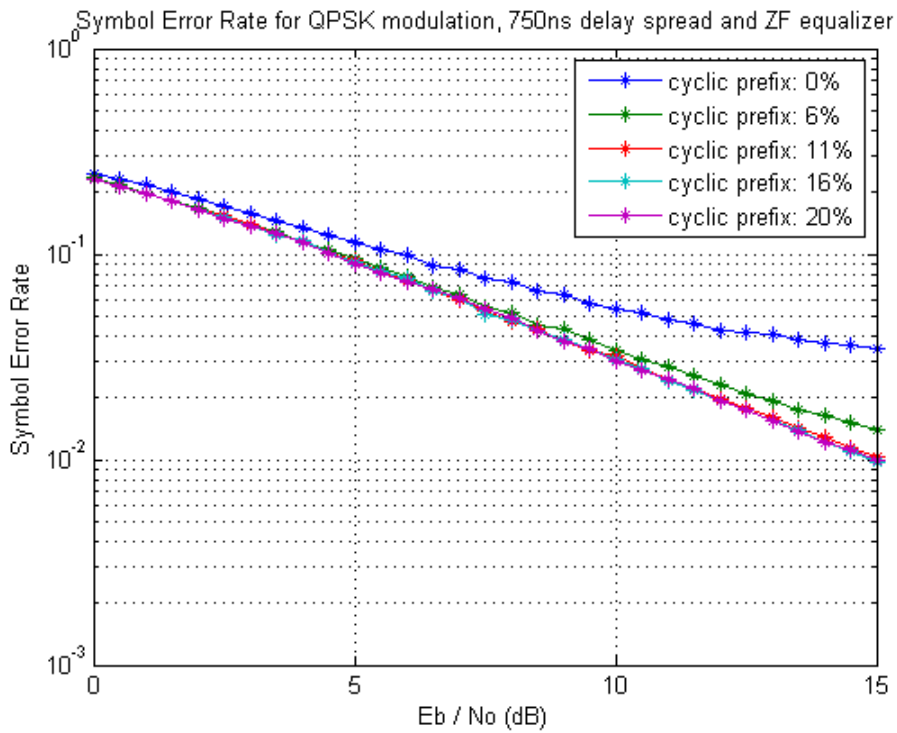
Σχήμα 131: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



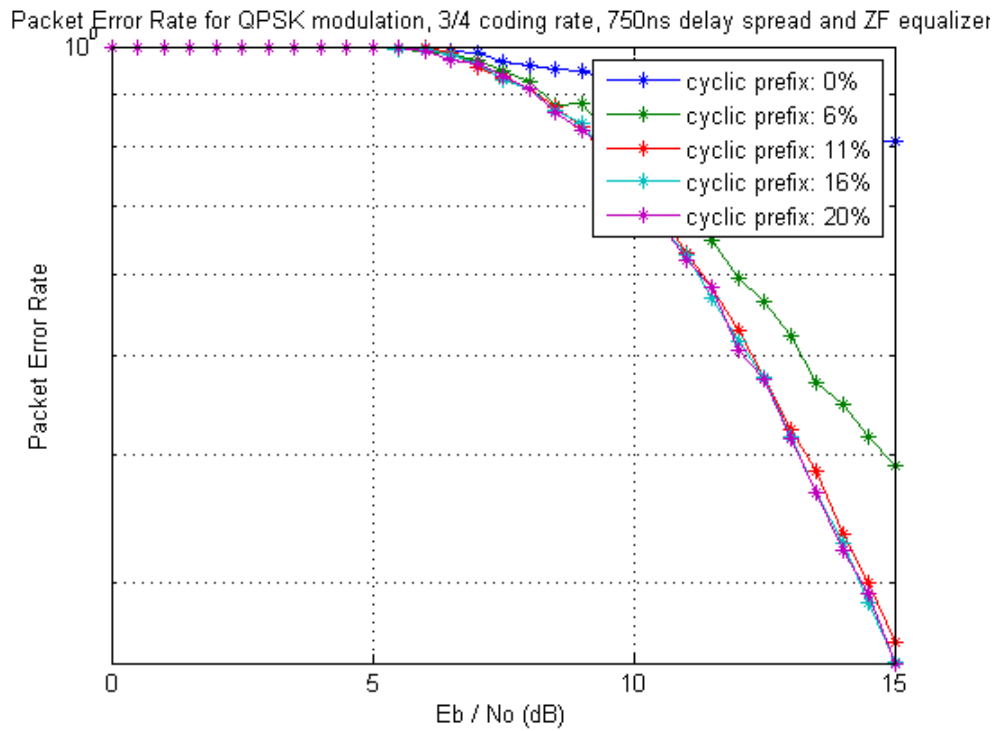
Σχήμα 132: BER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



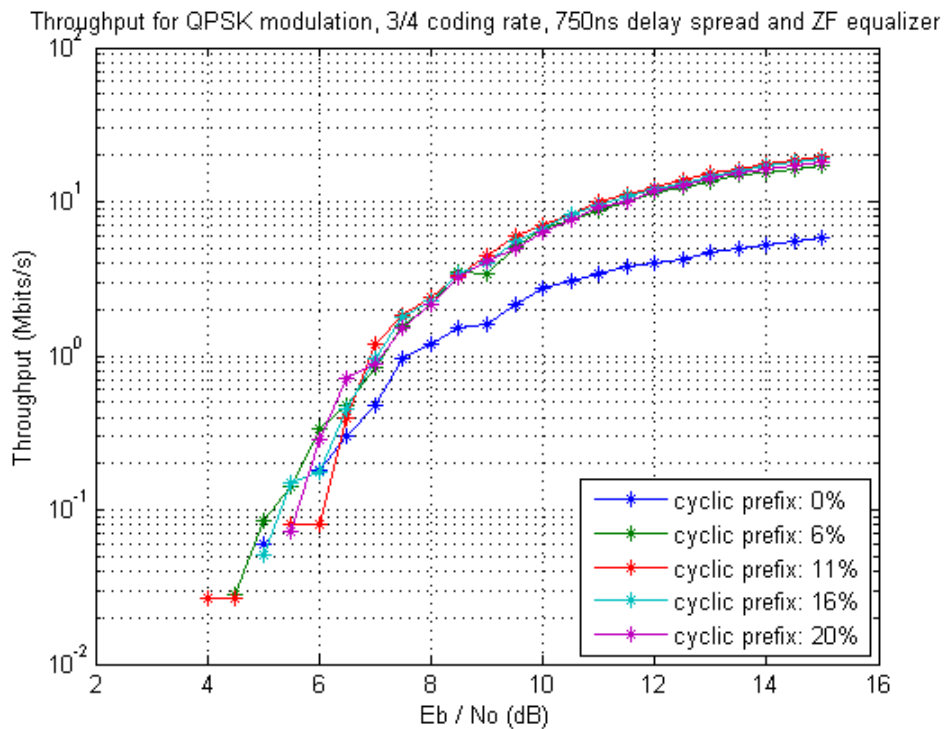
Σχήμα 133: Unencoded BER για QPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



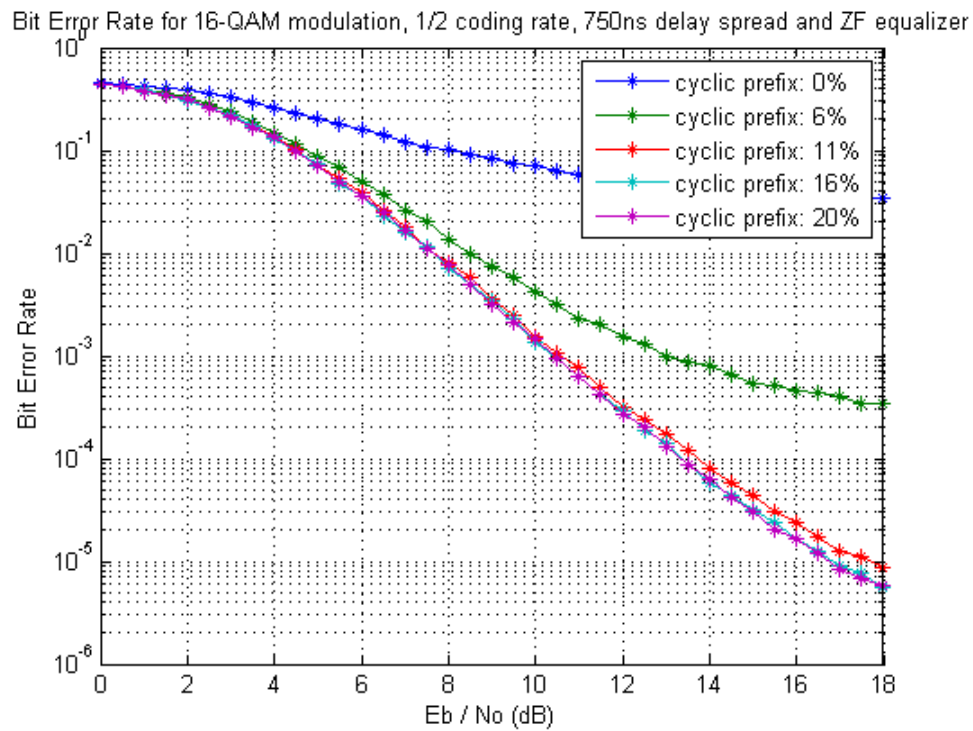
Σχήμα 134: SER για QPSK διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



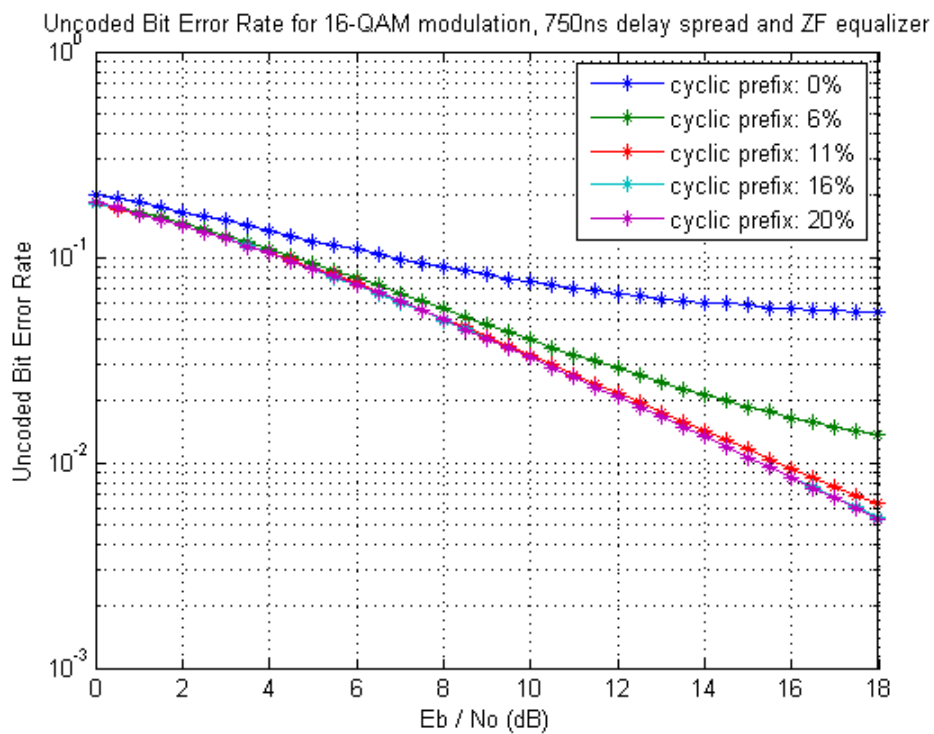
Σχήμα 135: PER για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



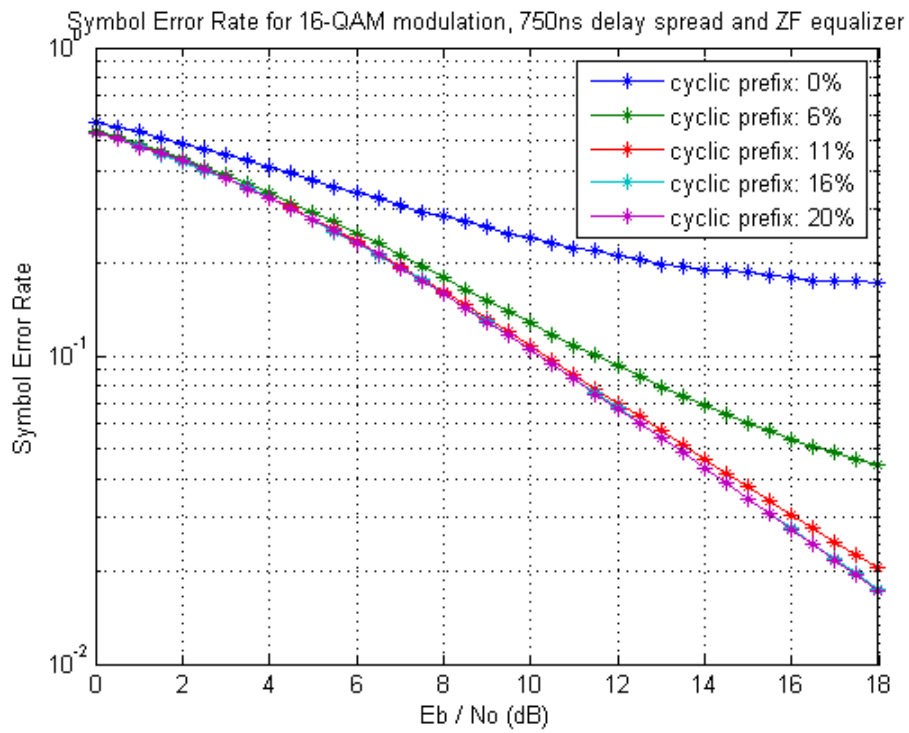
Σχήμα 136: Διαμεταγωγή για QPSK διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



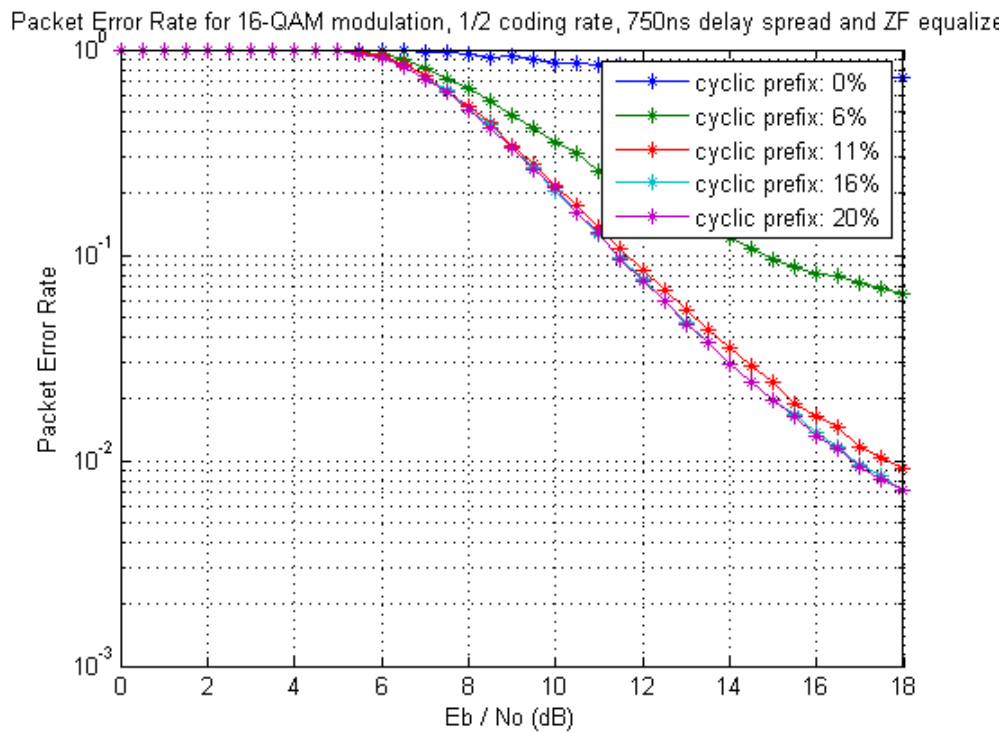
Σχήμα 137: BER για 16-QAM διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



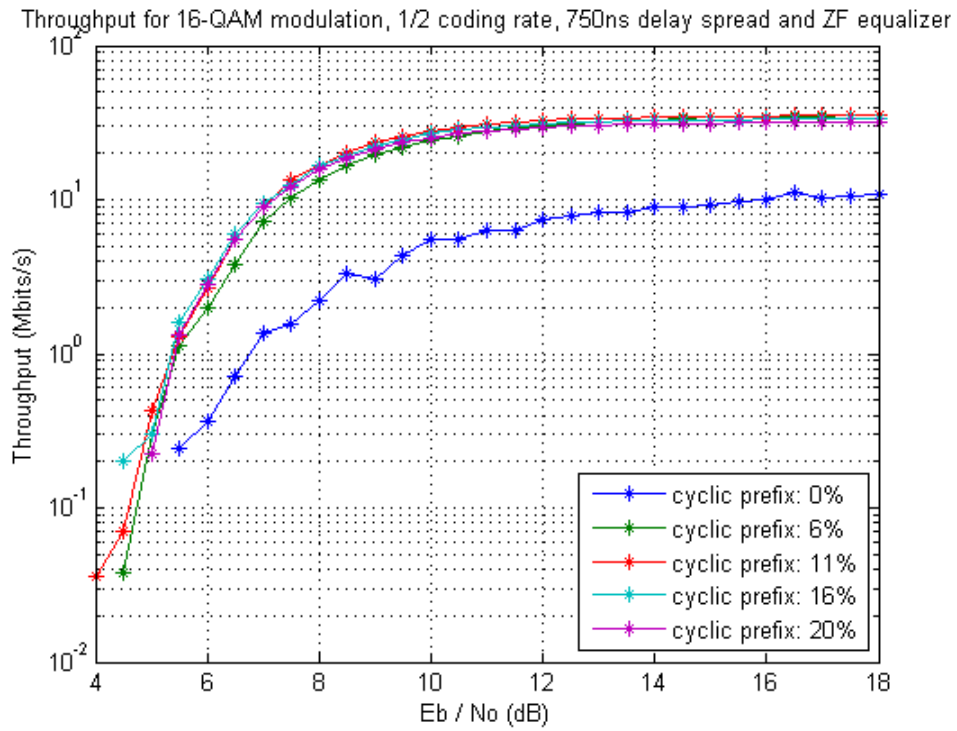
Σχήμα 138: Uncoded BER για 16-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



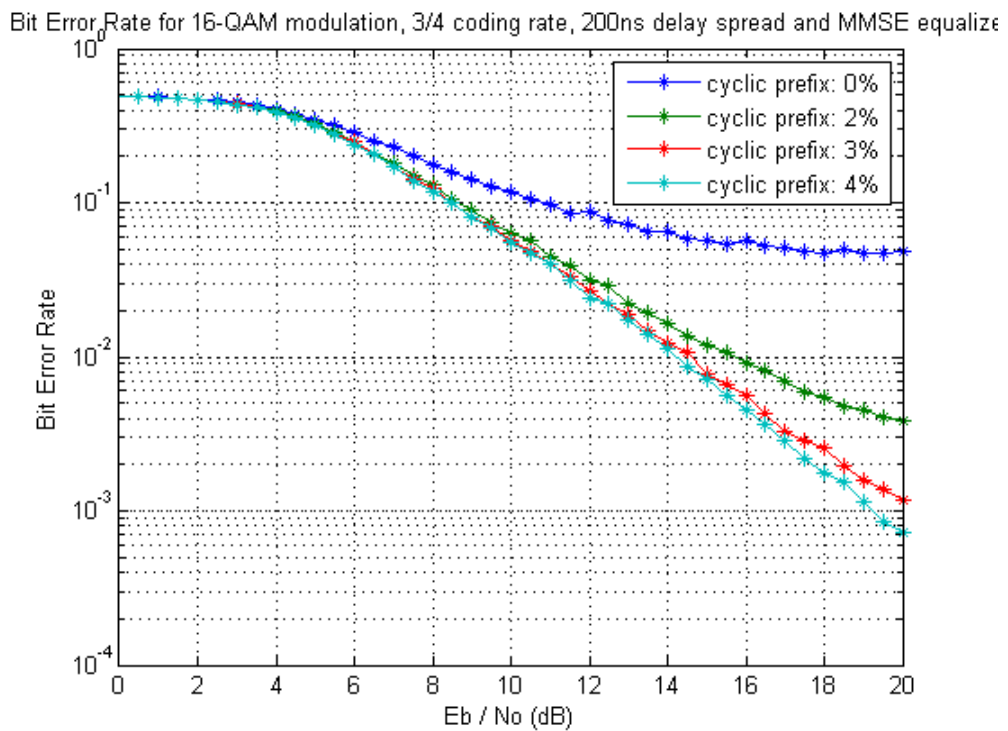
Σχήμα 139: SER για 16-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



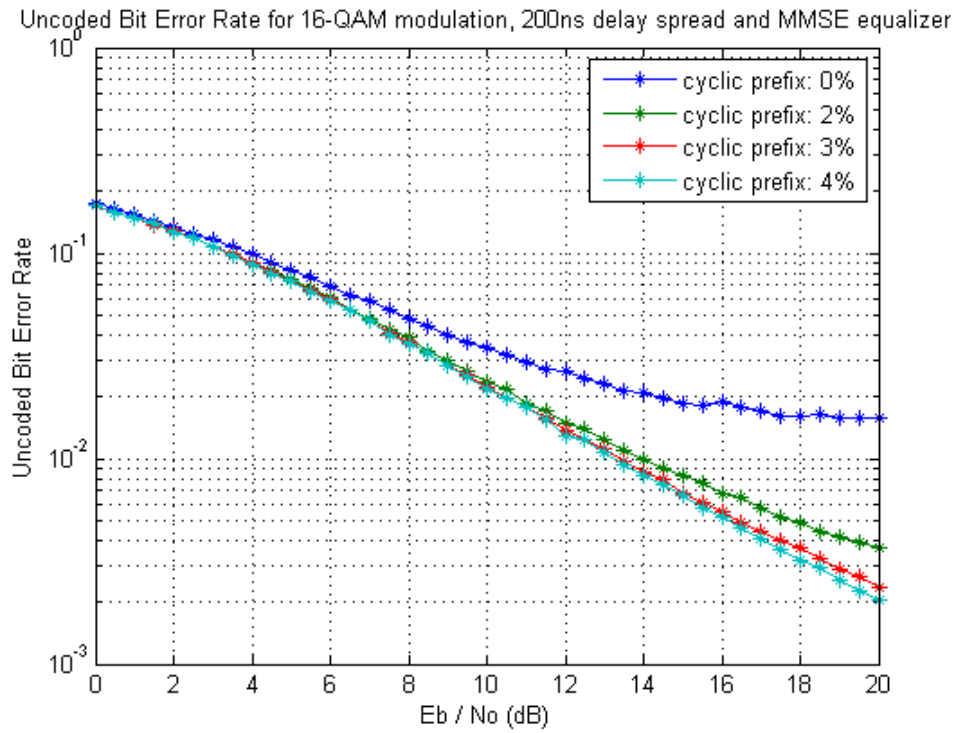
Σχήμα 140: PER για 16-QAM διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



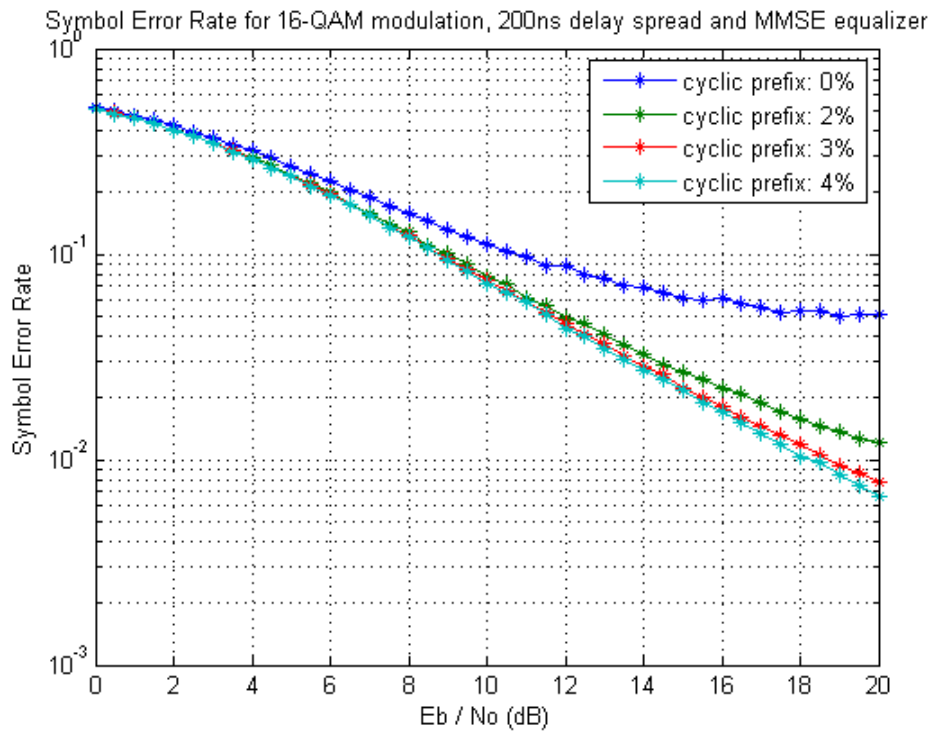
Σχήμα 141: Διαμεταγωγή για 16-QAM διαμόρφωση, 1/2 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



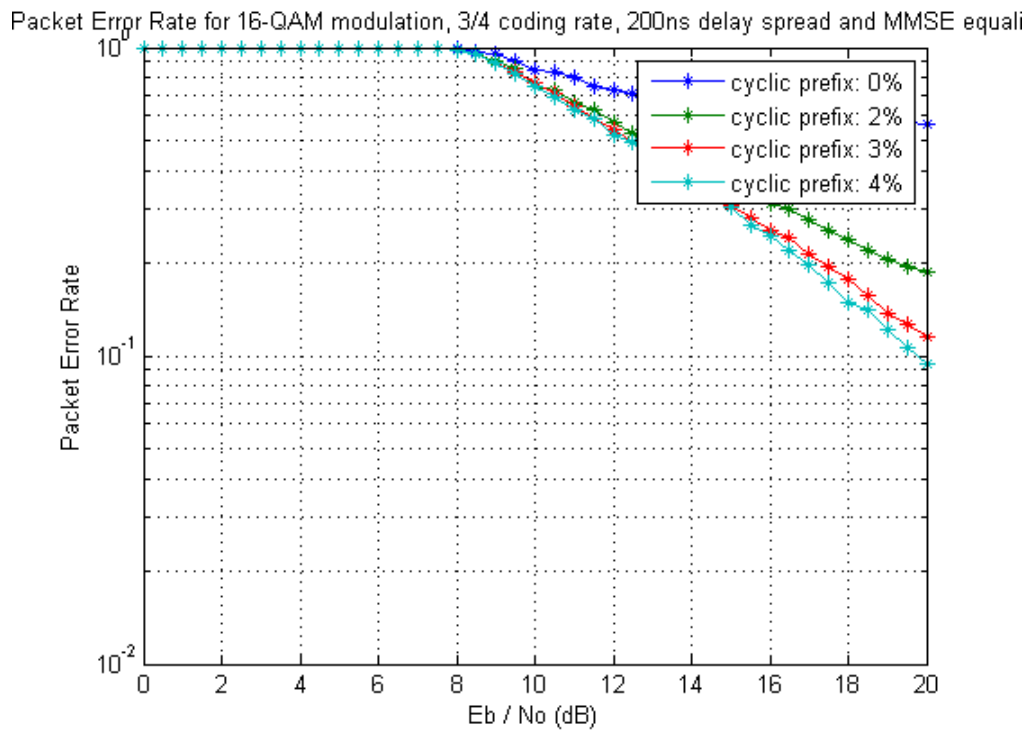
Σχήμα 142: BER για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



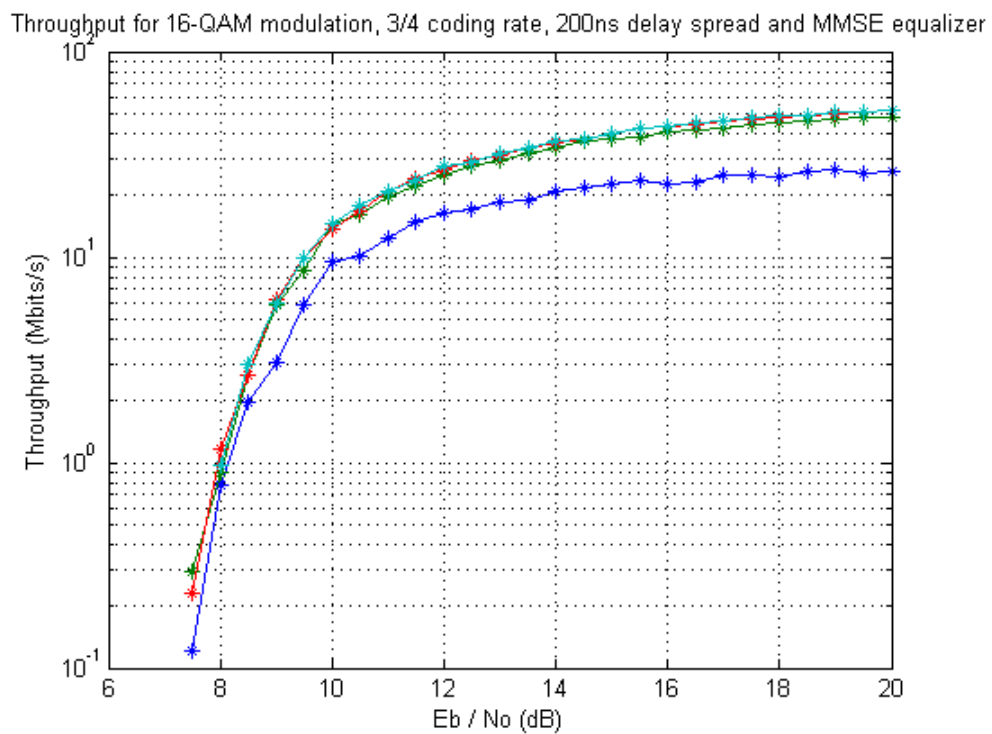
Σχήμα 143: Uncoded BER για 16-QAM διαμόρφωση, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



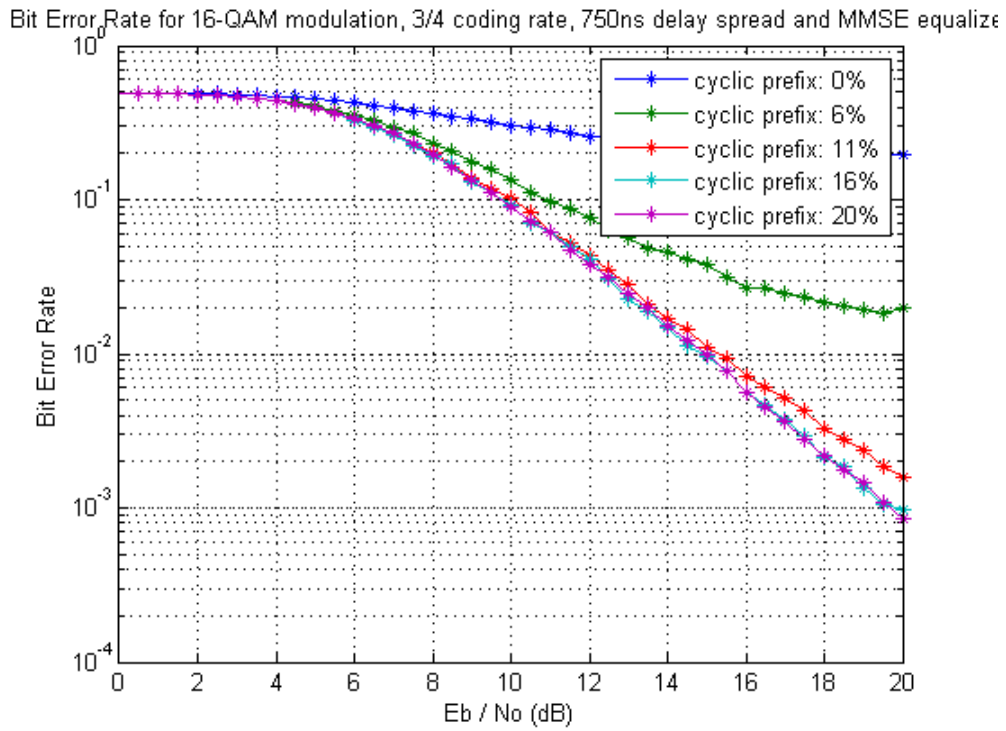
Σχήμα 144: SER για 16-QAM διαμόρφωση, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



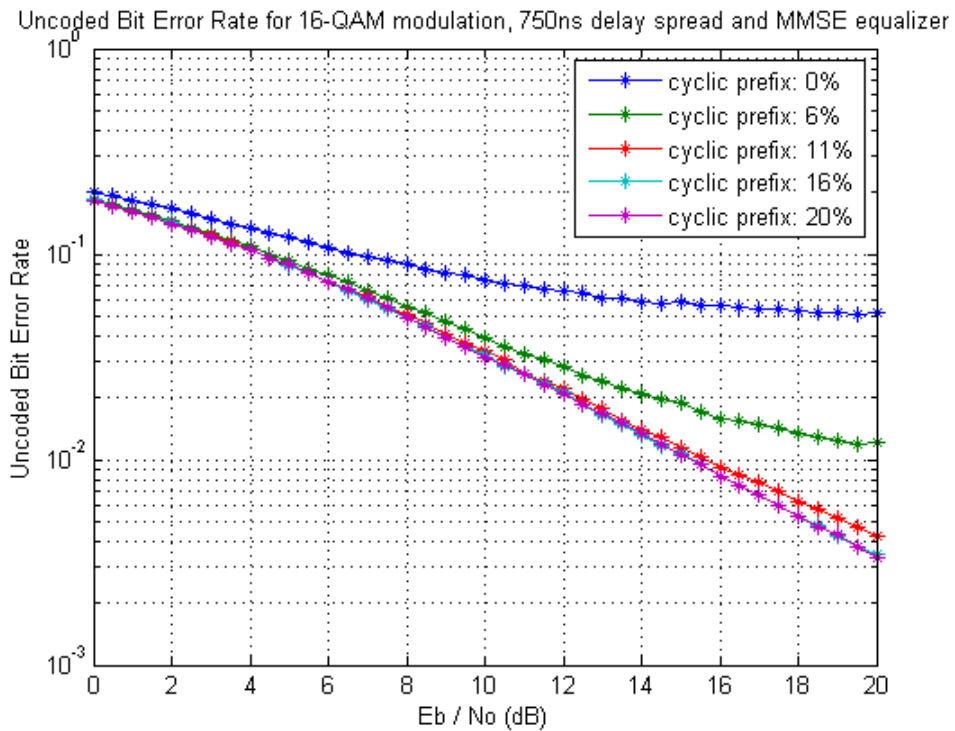
Σχήμα 145: PER για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



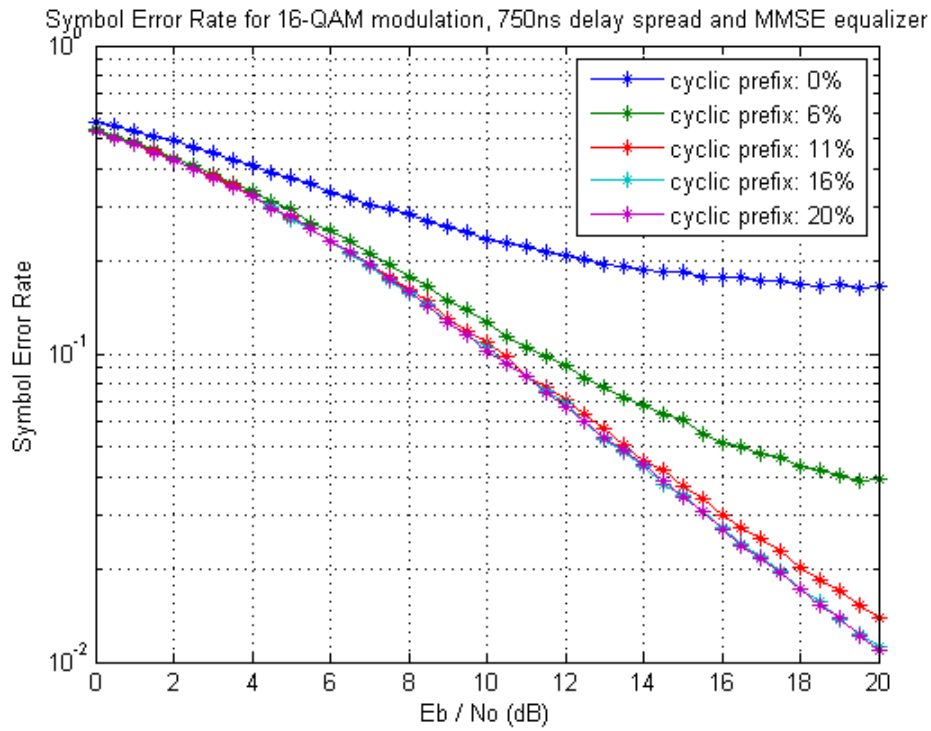
Σχήμα 146: Διαμεταγωγή για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



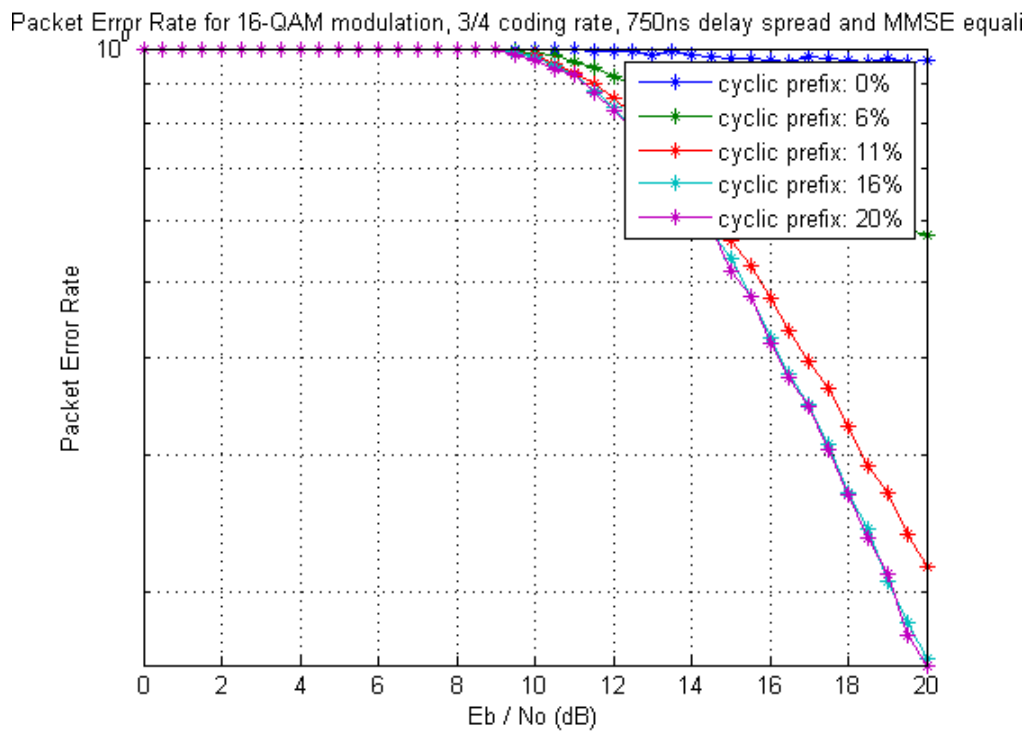
Σχήμα 147: BER για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



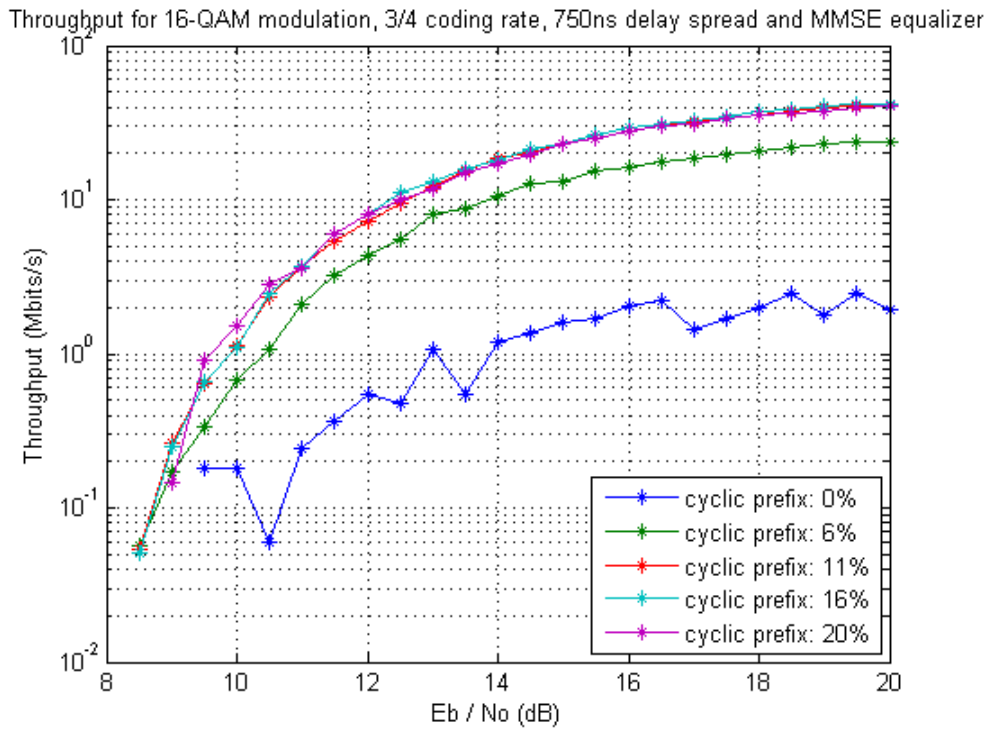
Σχήμα 148: *Uncoded BER* για 16-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



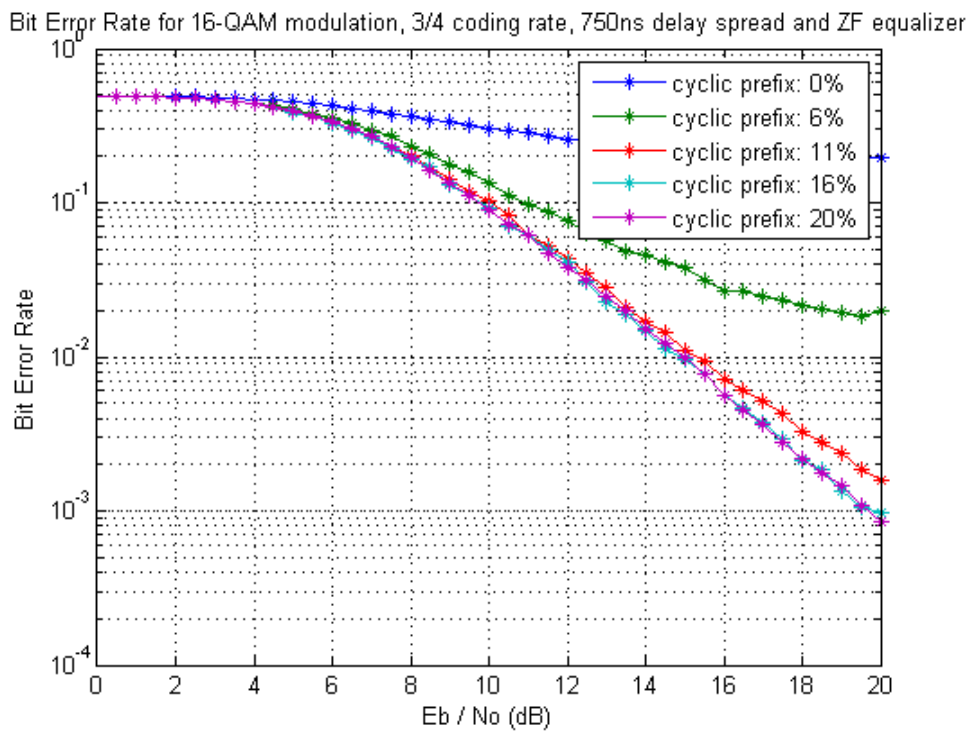
Σχήμα 149: *SER* για 16-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



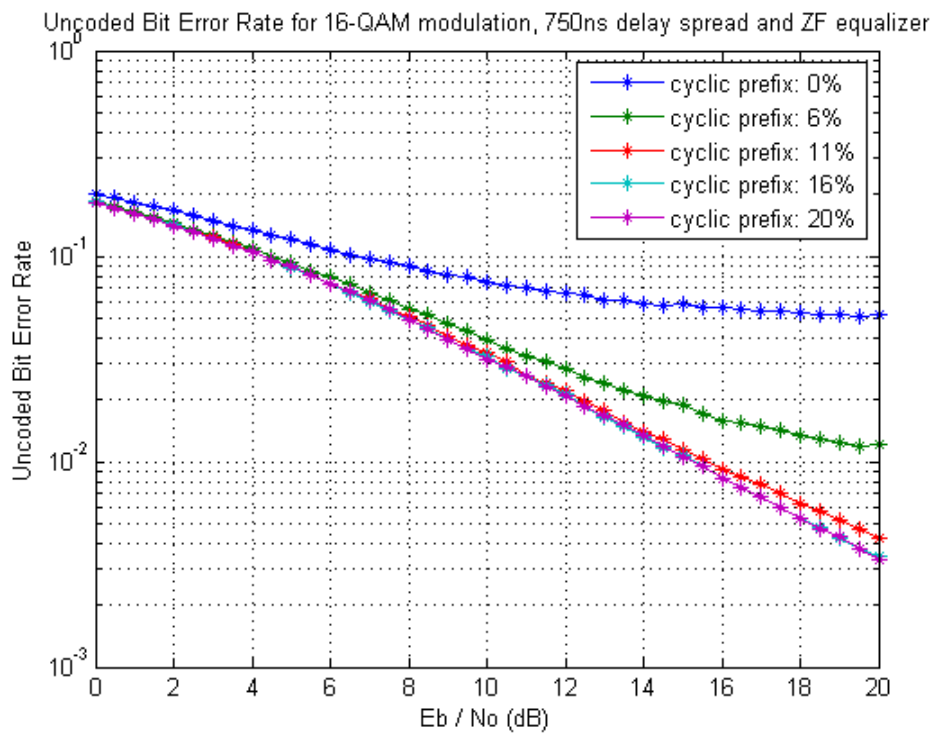
Σχήμα 150: PER για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



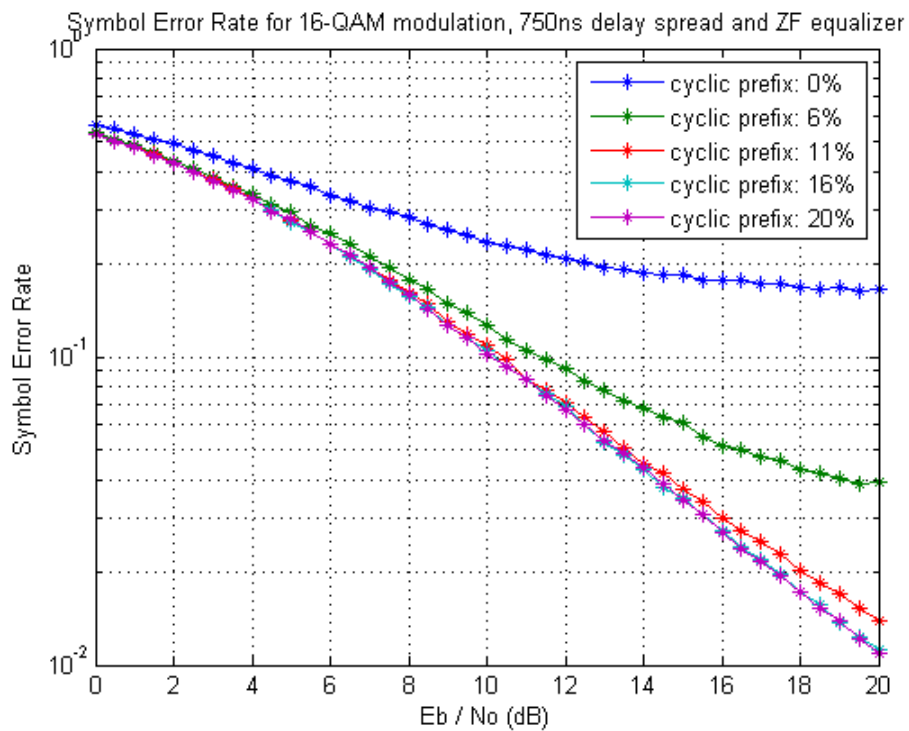
Σχήμα 151: Διαμεταγωγή για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



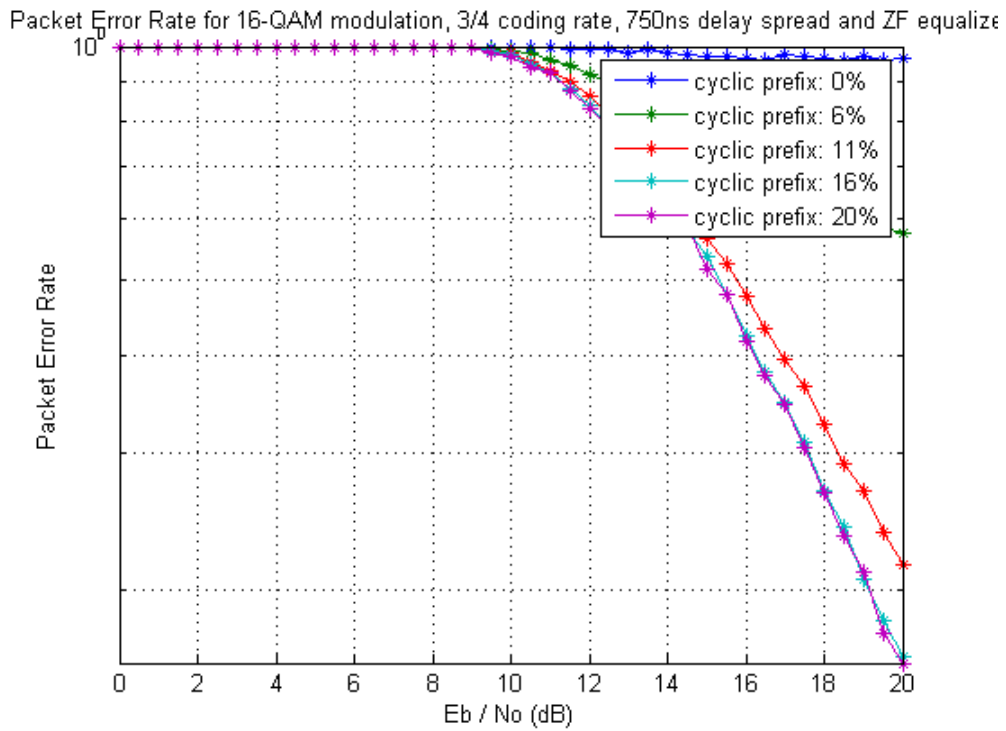
Σχήμα 152: BER για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



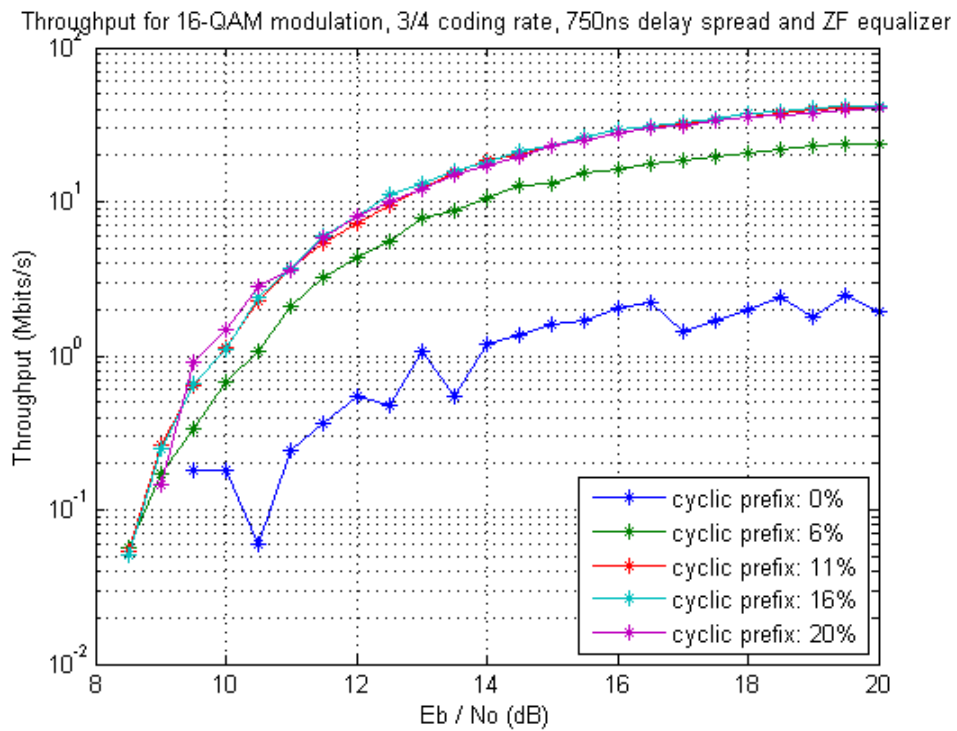
Σχήμα 153: Unencoded BER για 16-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



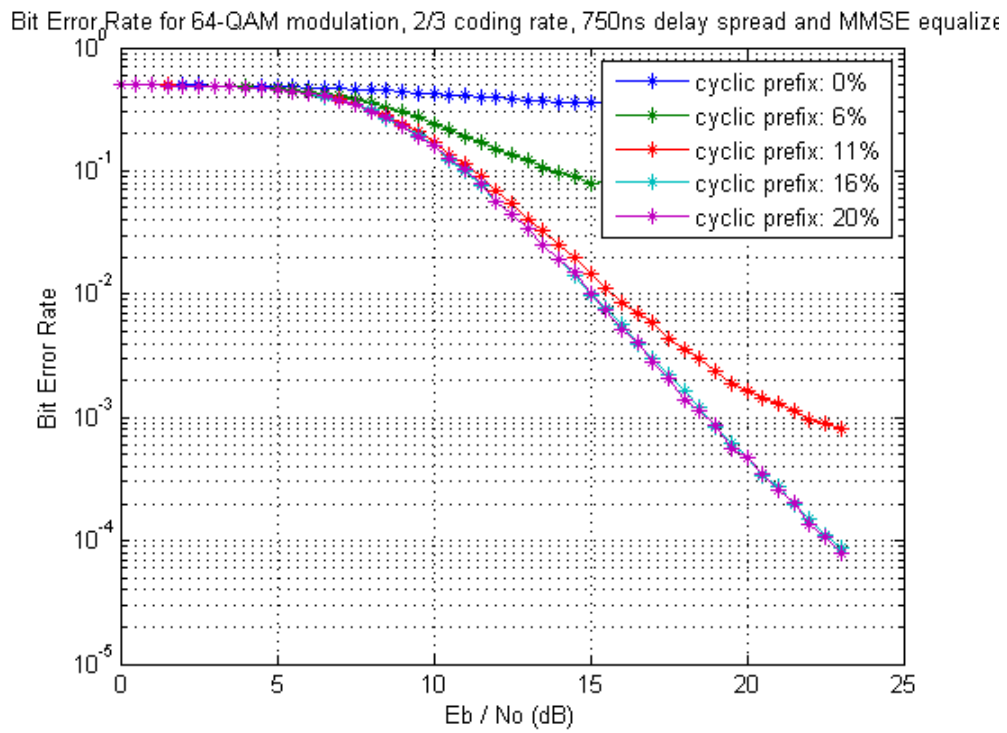
Σχήμα 154: SER για 16-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



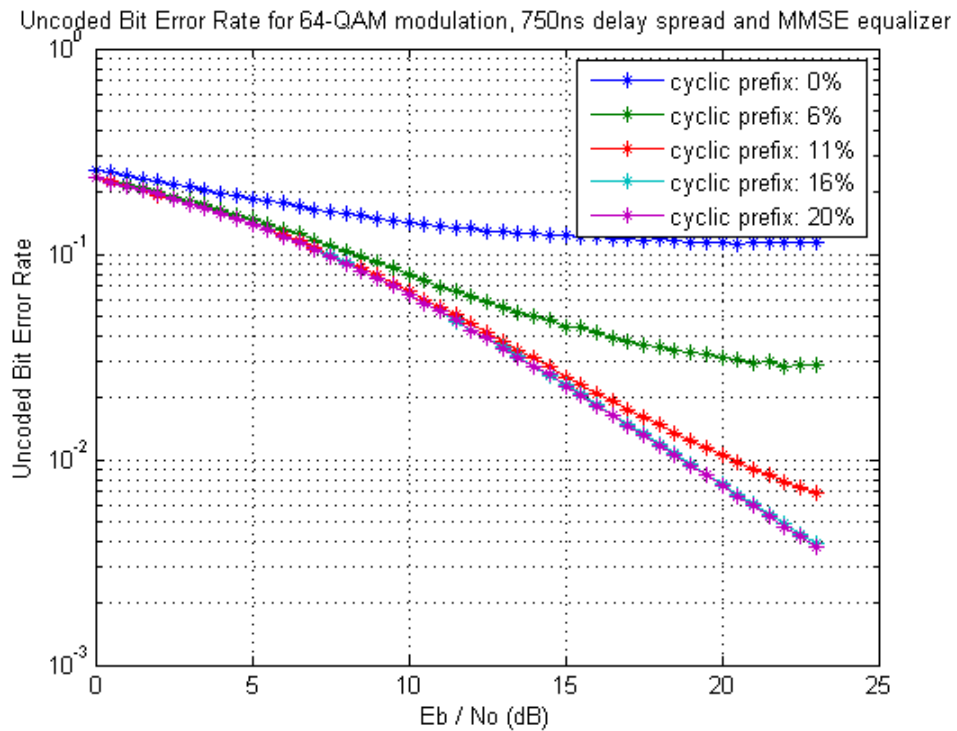
Σχήμα 155: PER για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



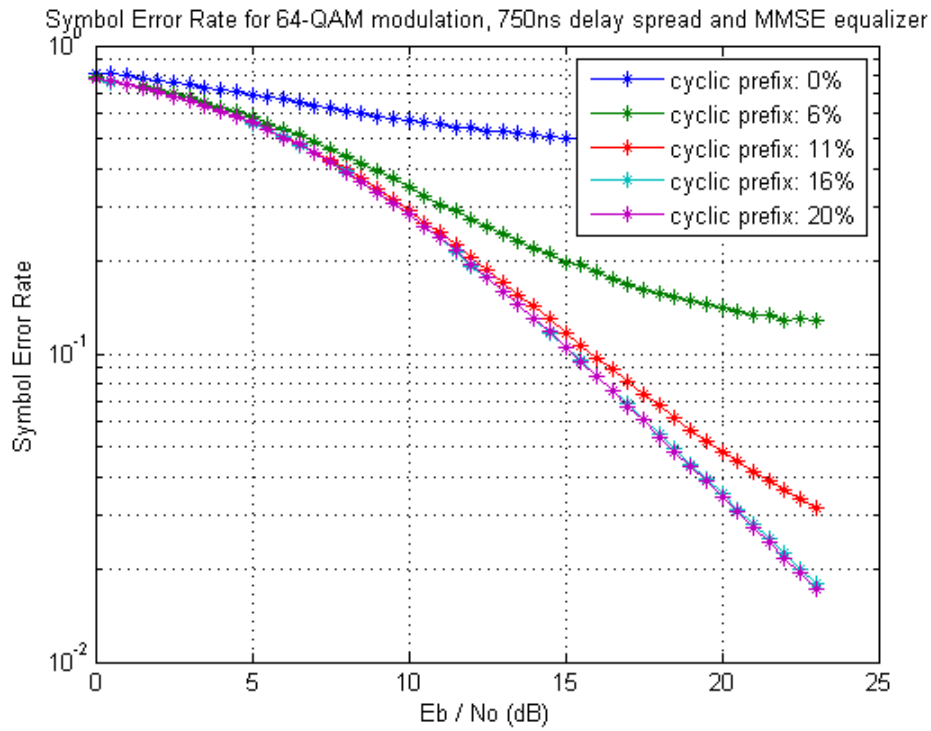
Σχήμα 156: Διαμεταγωγή για 16-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



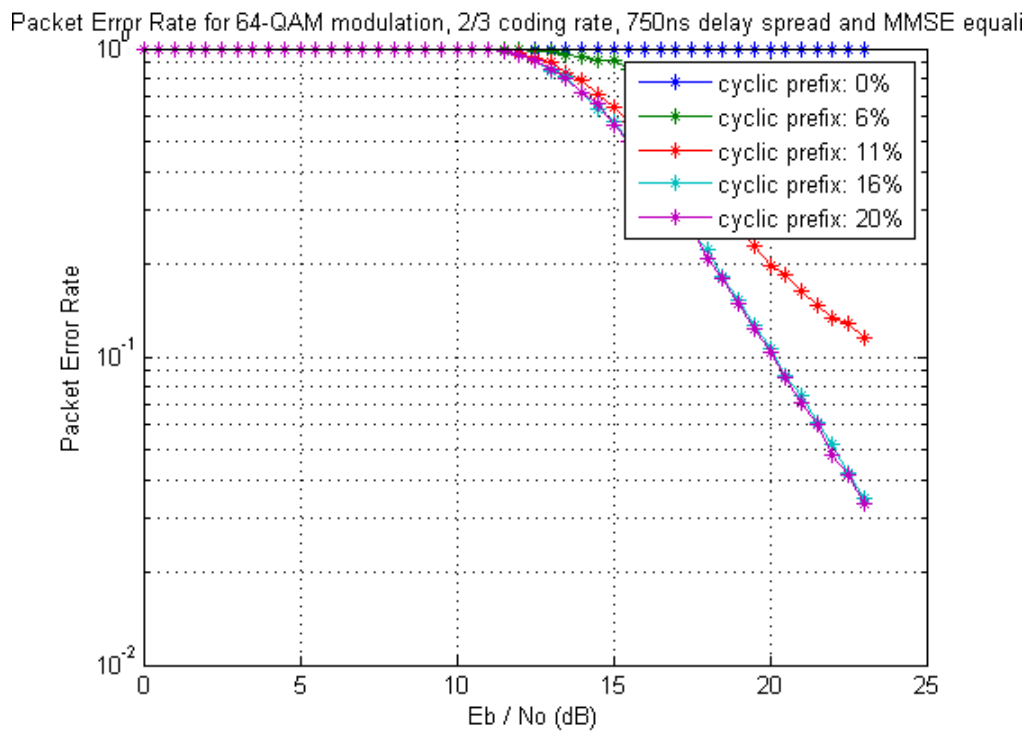
Σχήμα 157: BER για 64-QAM διαμόρφωση, 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



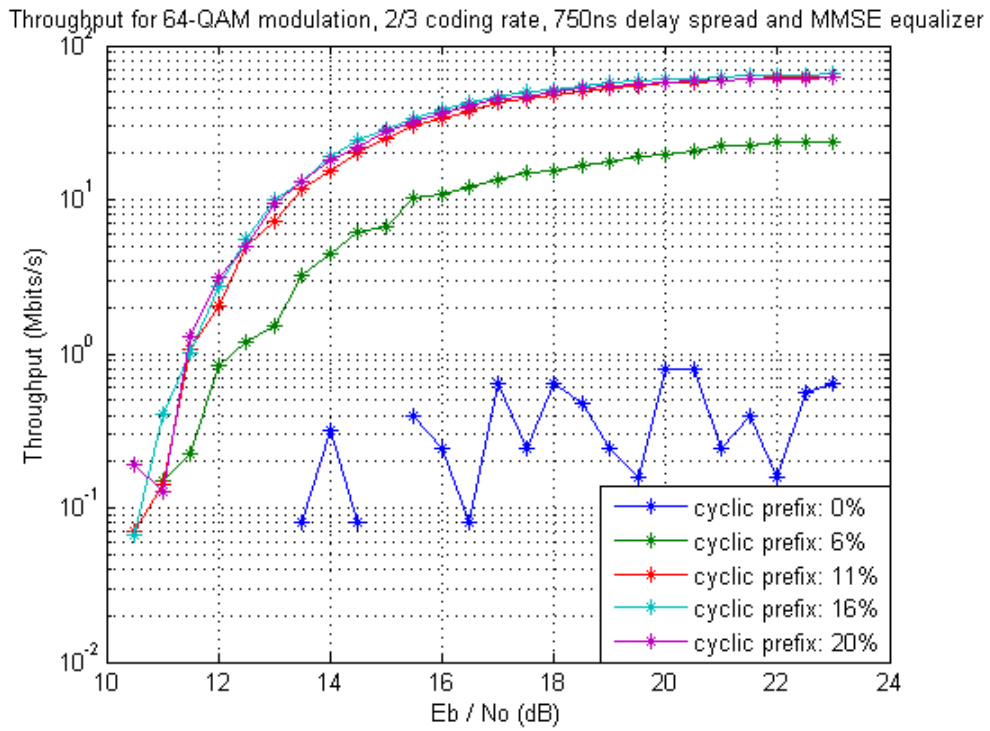
Σχήμα 158: *Uncoded BER* για 64-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



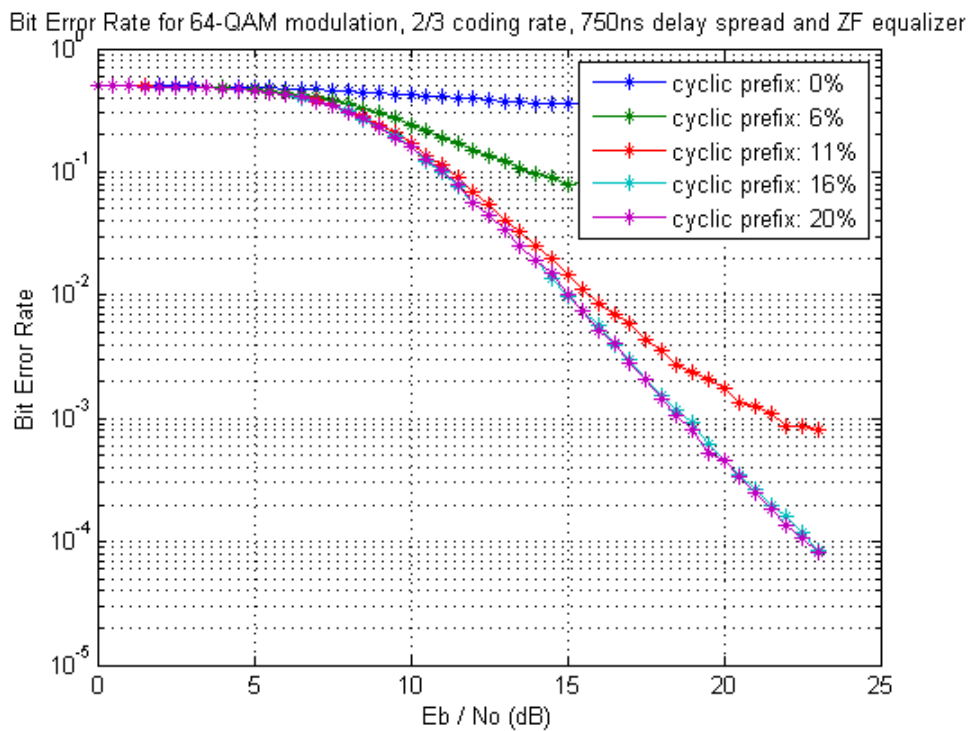
Σχήμα 159: *SER* για 64-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



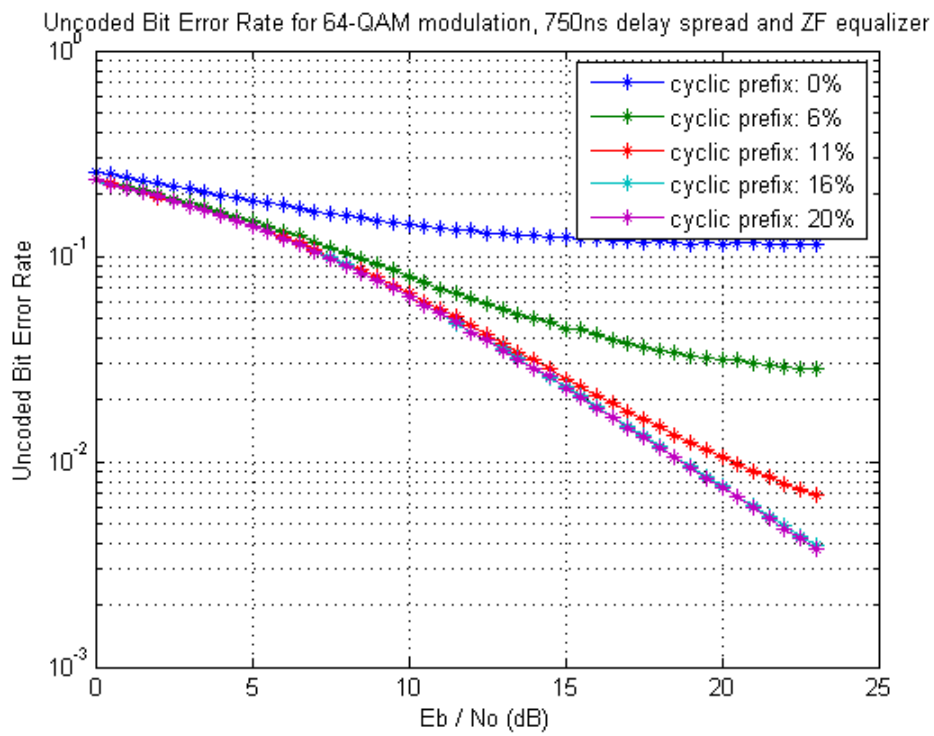
Σχήμα 160: PER για 64-QAM διαμόρφωση, 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



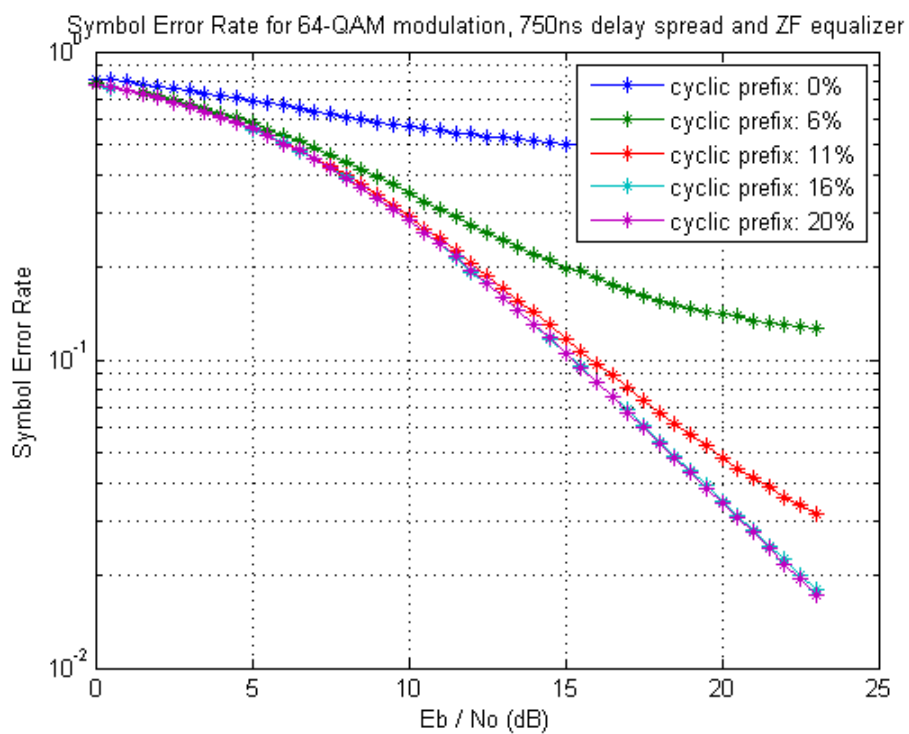
Σχήμα 161: Διαμεταγωγή για 64-QAM διαμόρφωση, 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



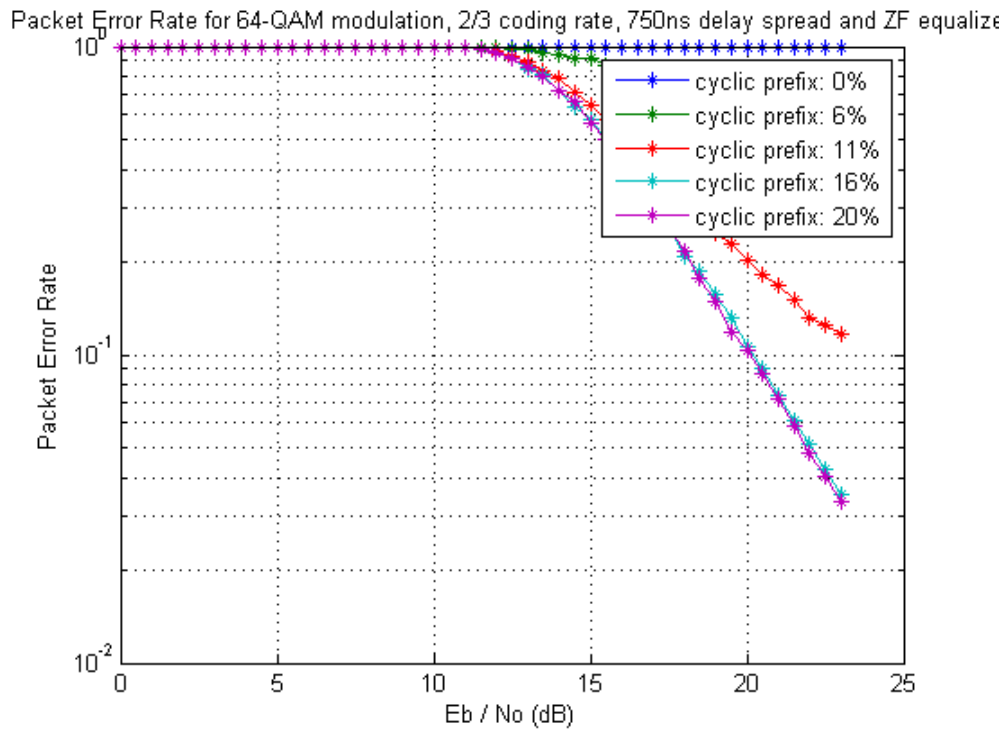
Σχήμα 162: BER για 64-QAM διαμόρφωση, 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



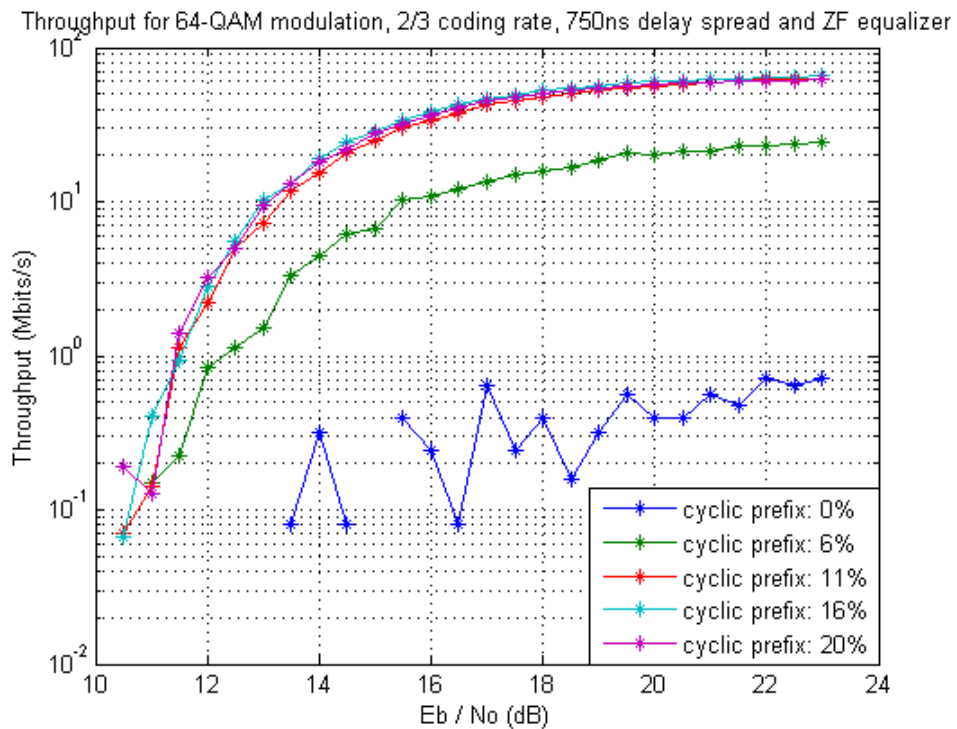
Σχήμα 163: Unencoded BER για 64-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



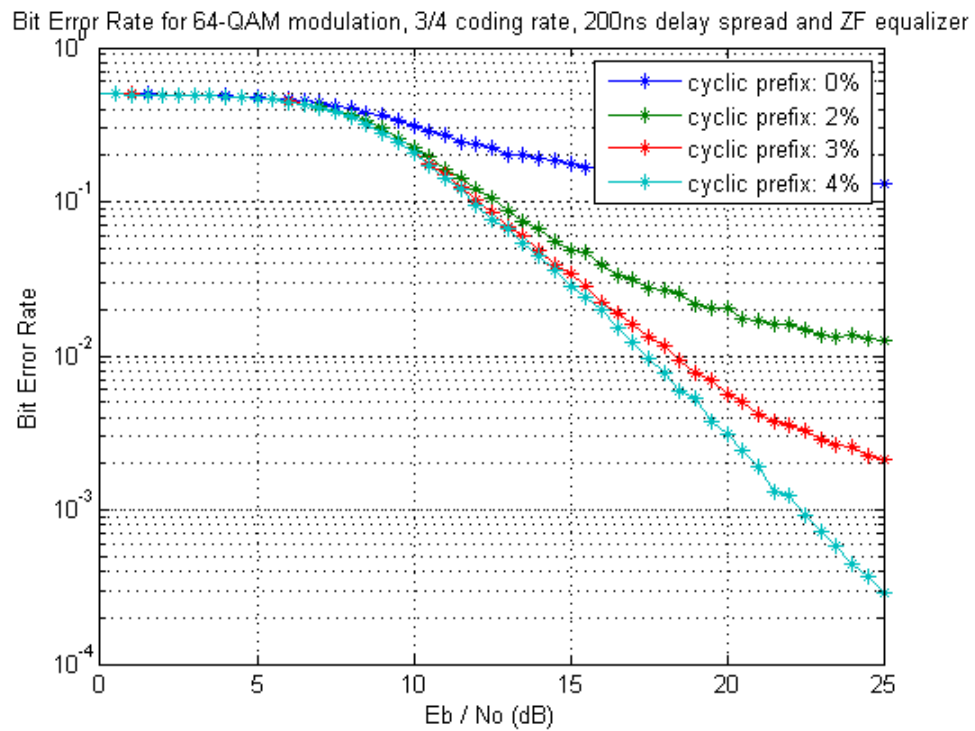
Σχήμα 164: SER για 64-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



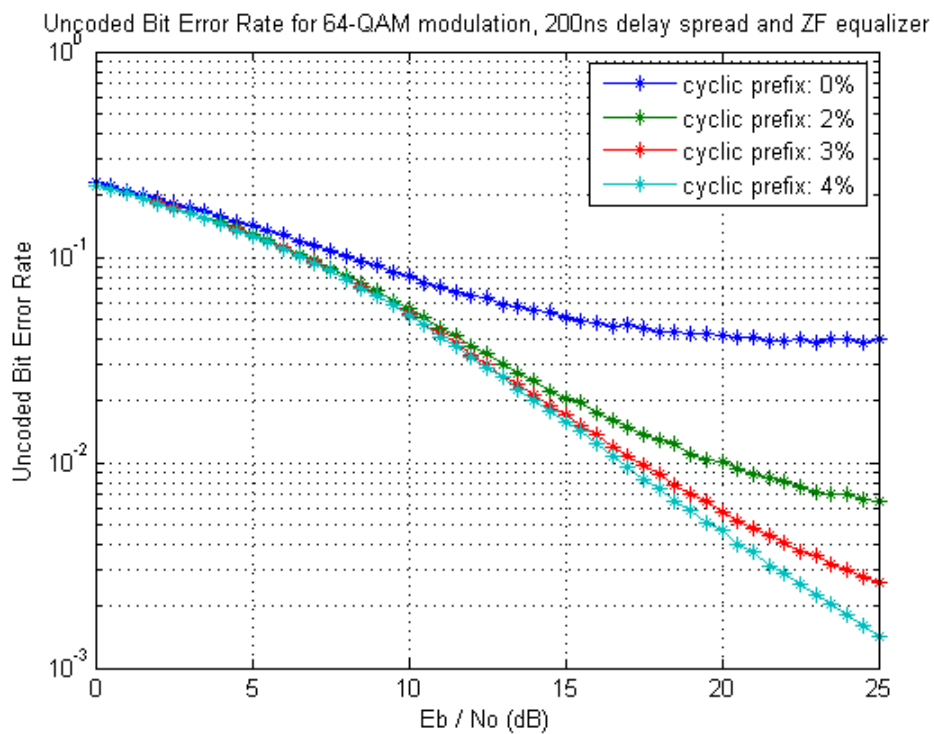
Σχήμα 165: PER για 64-QAM διαμόρφωση, 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



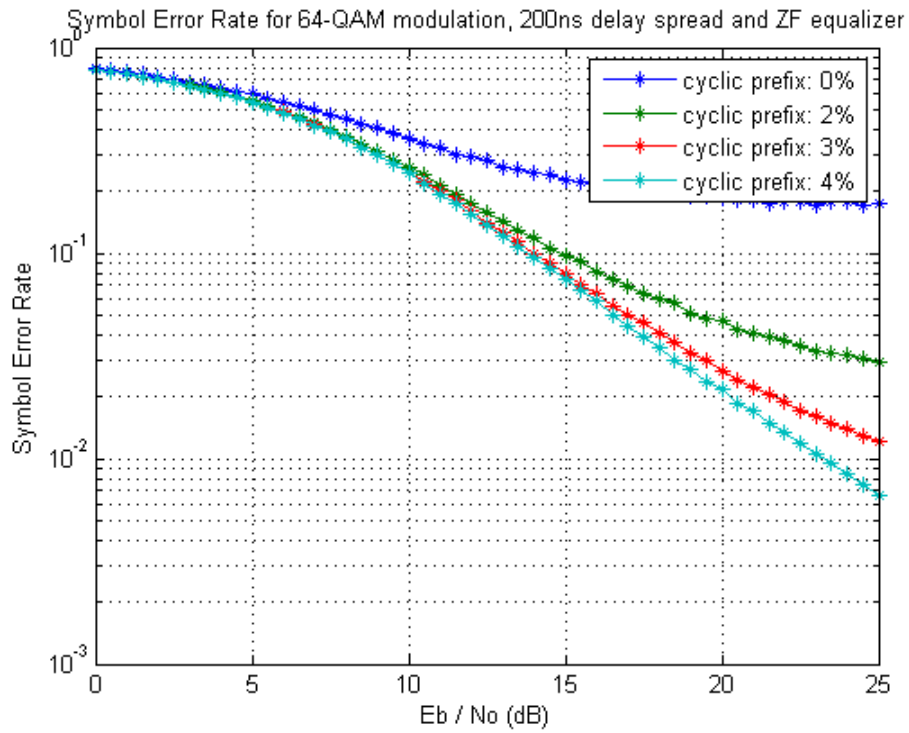
Σχήμα 166: Διαμεταγωγή για 64-QAM διαμόρφωση, 2/3 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



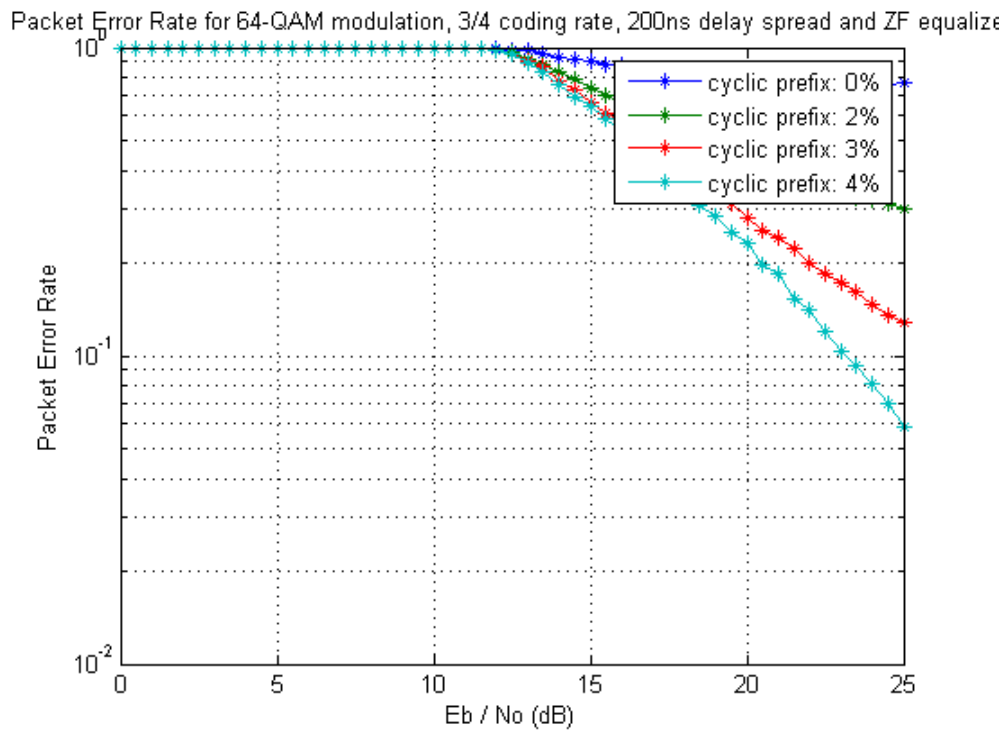
Σχήμα 167: BER για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



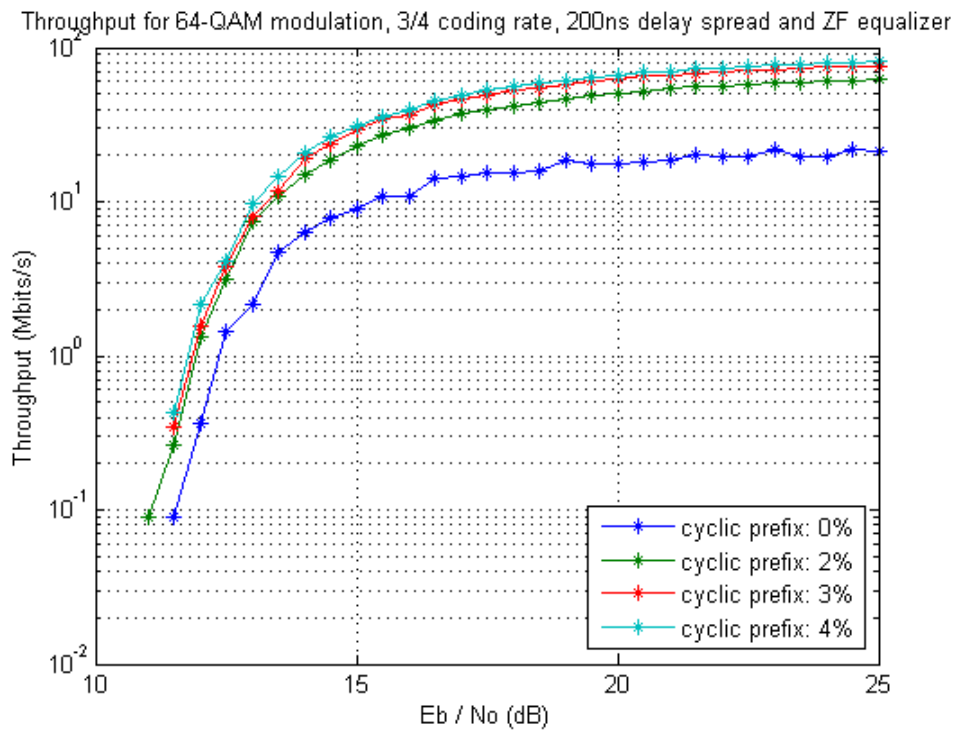
Σχήμα 168: Uncoded BER για 64-QAM διαμόρφωση, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



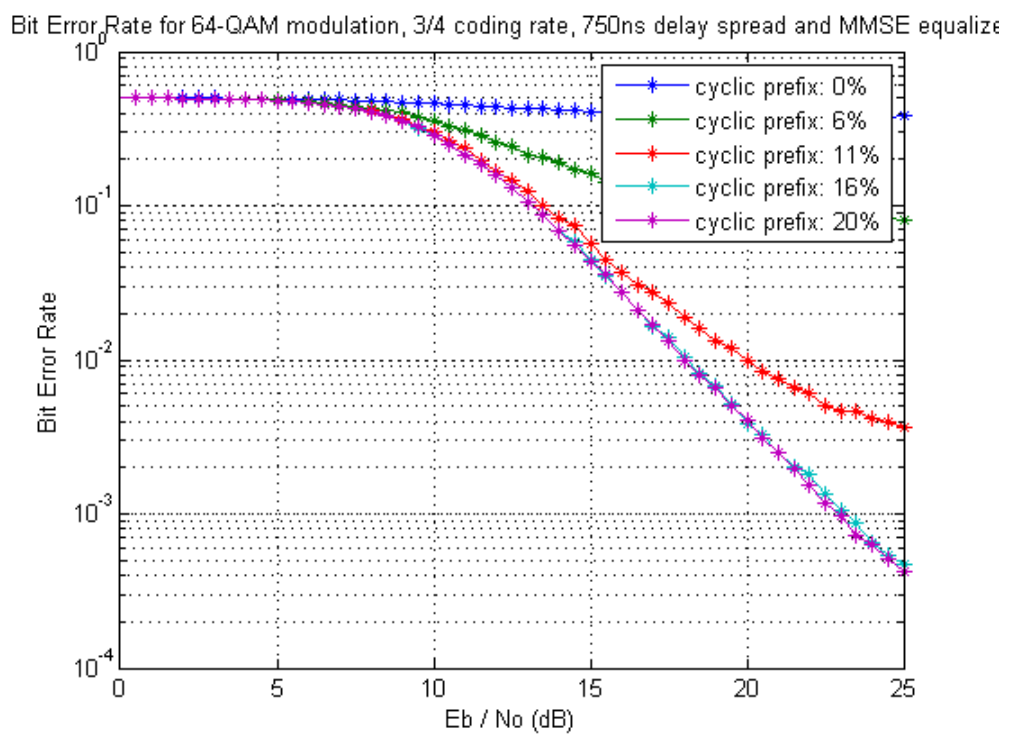
Σχήμα 169: SER για 64-QAM διαμόρφωση, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



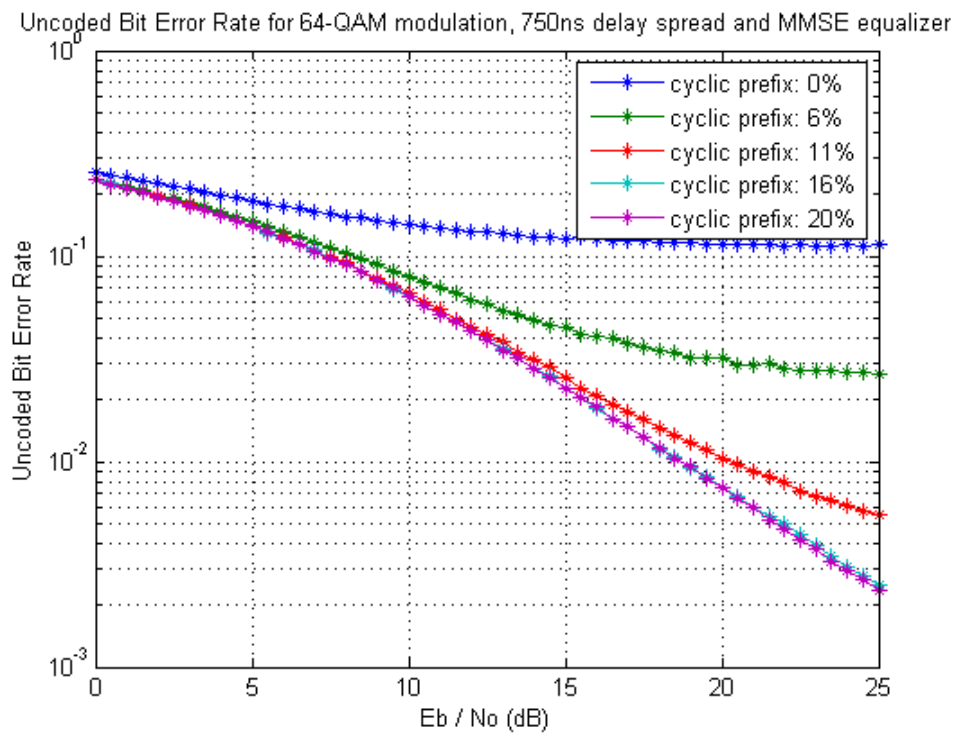
Σχήμα 170: PER για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



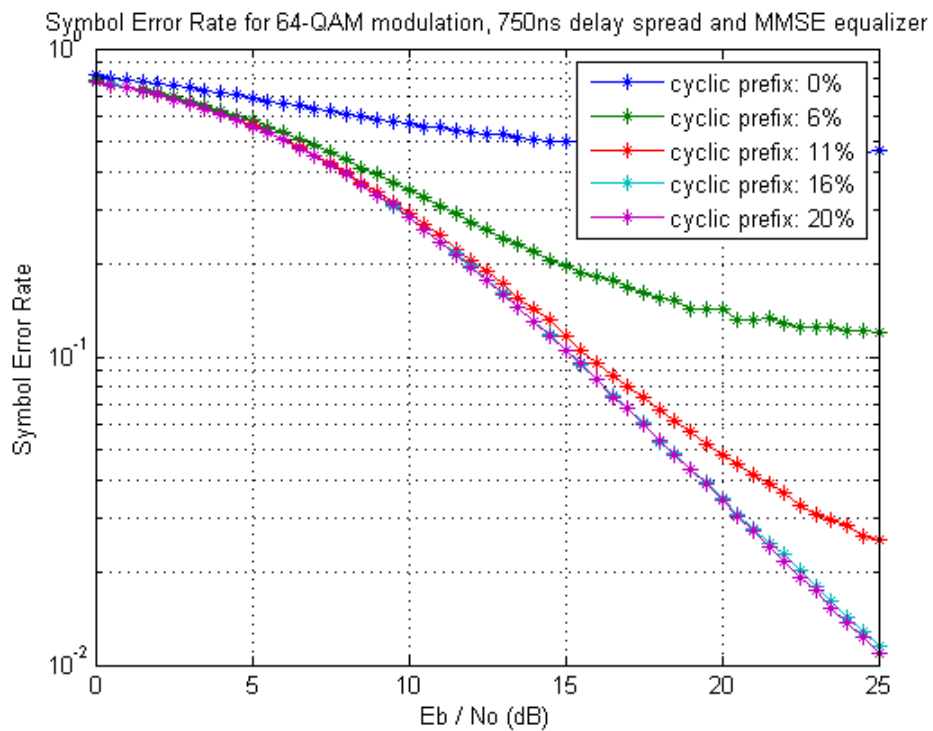
Σχήμα 171: Διαμεταγωγή για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 200ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



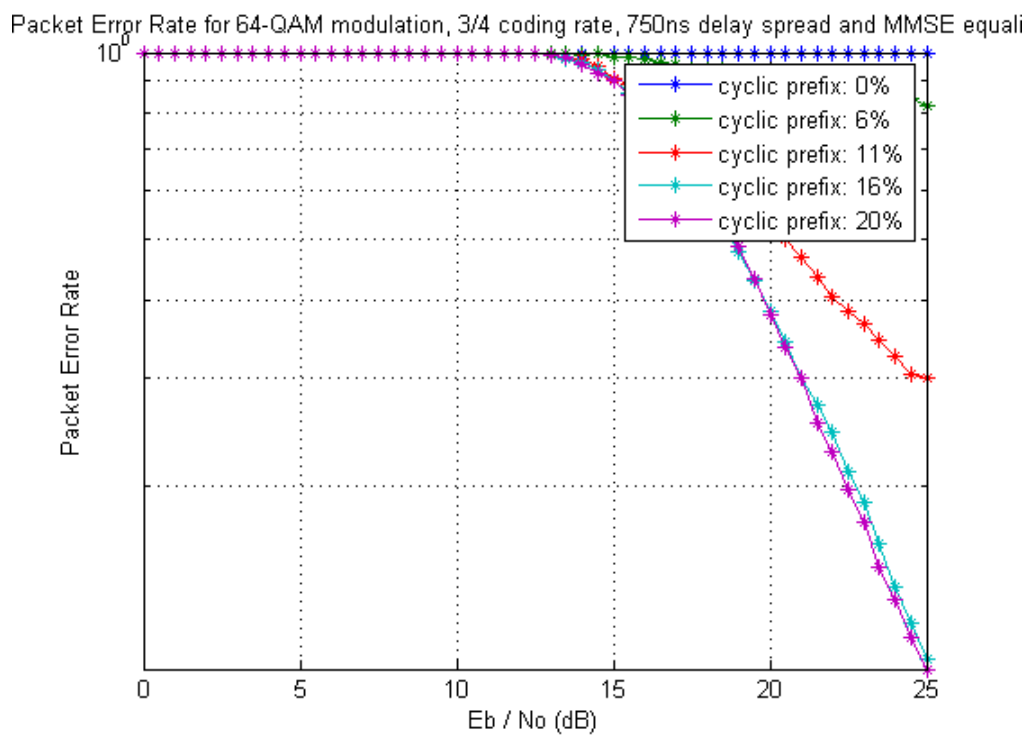
Σχήμα 172: BER για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



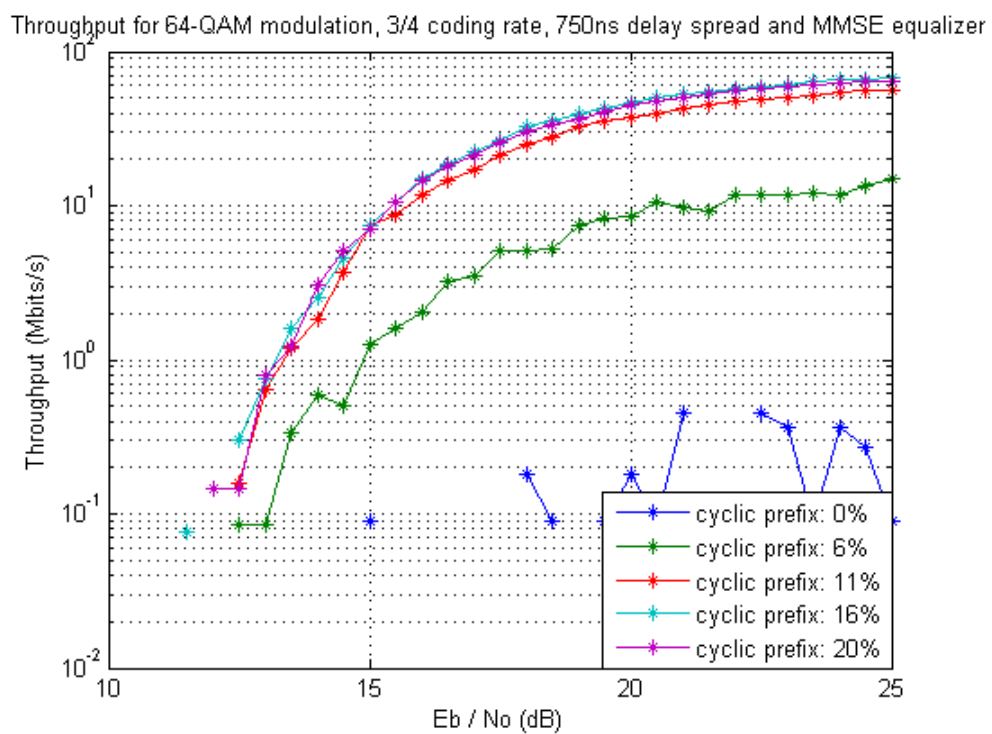
Σχήμα 173: Uncoded BER για 64-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



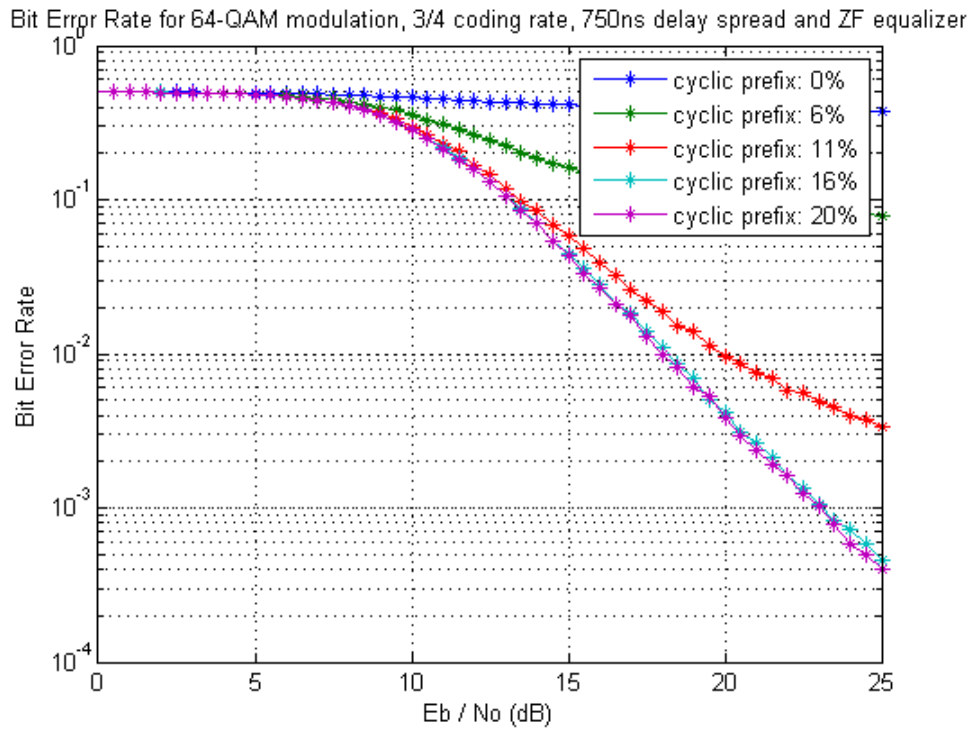
Σχήμα 174: SER για 64-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



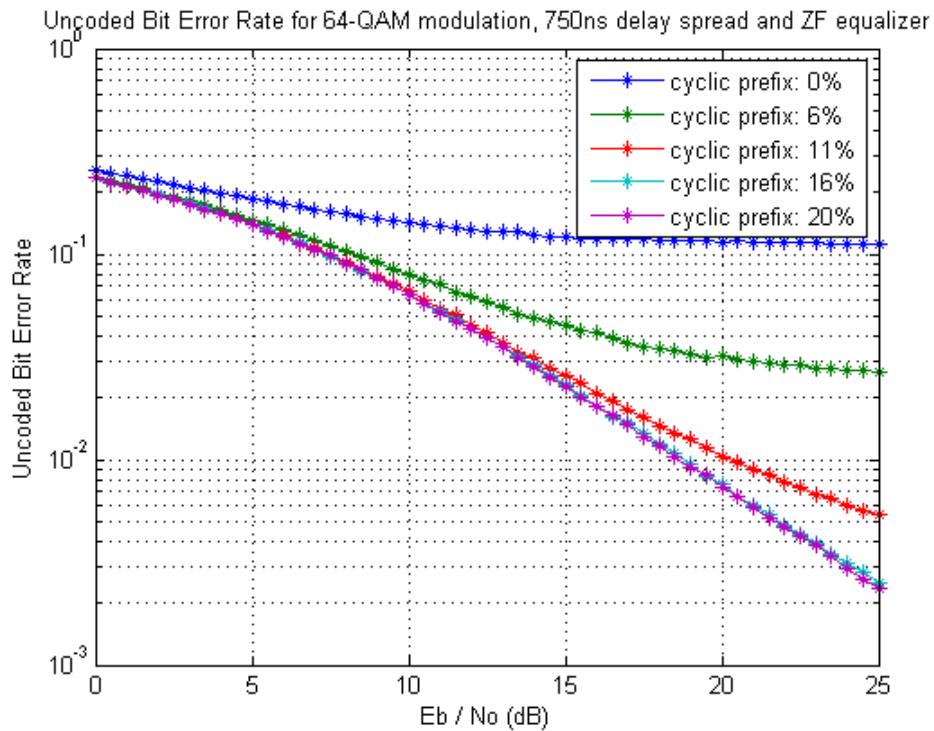
Σχήμα 175: PER για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



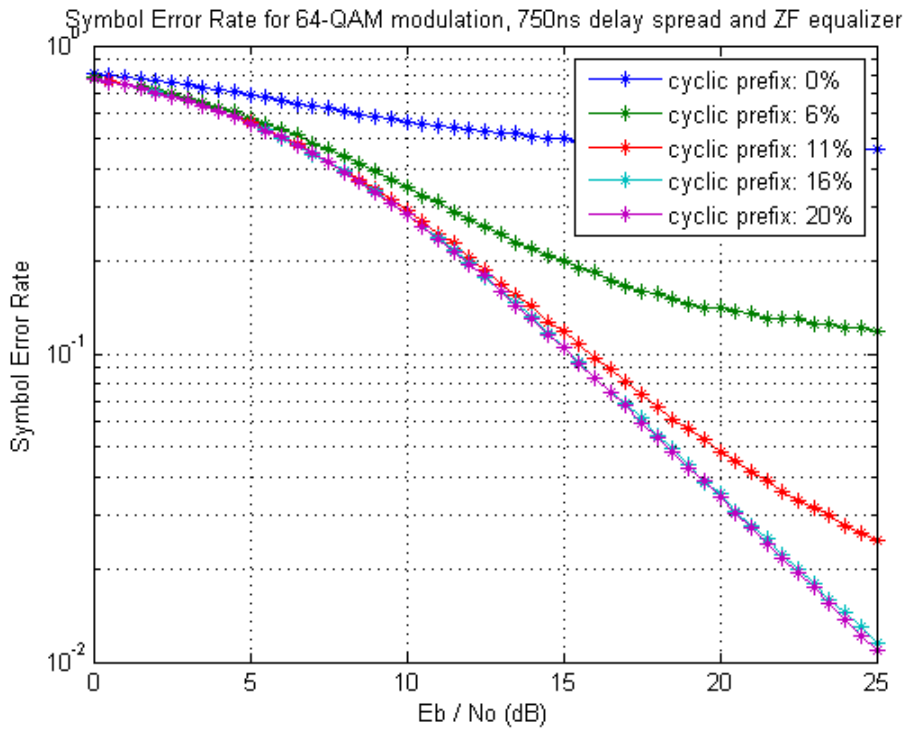
Σχήμα 176: Διαμεταγωγή για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και MMSE εξισωτή



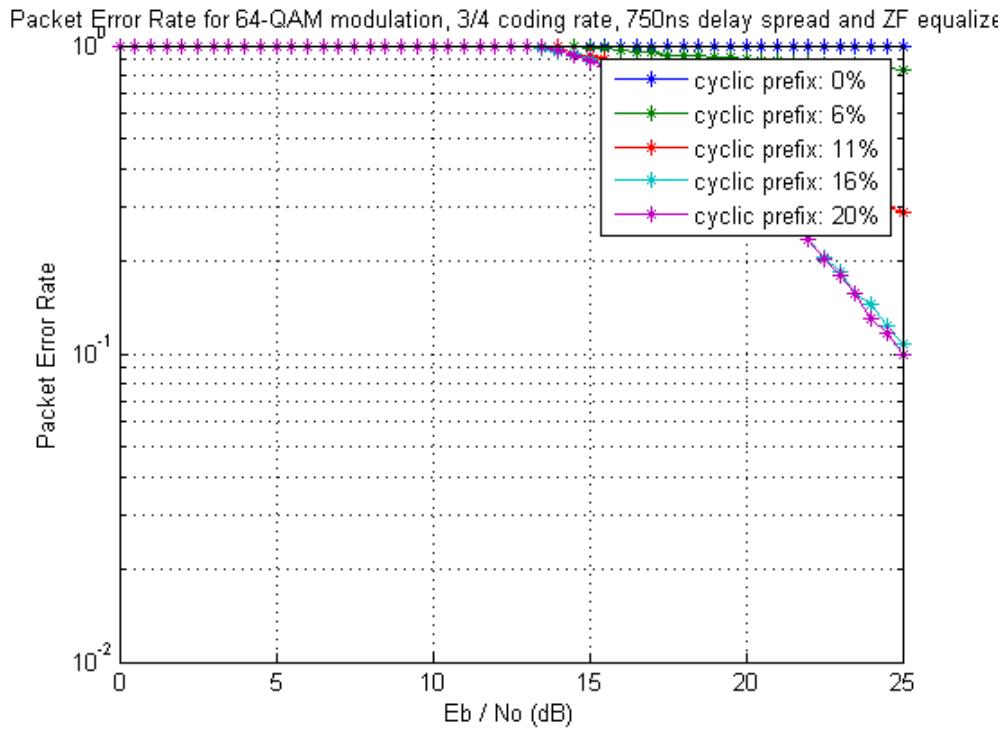
Σχήμα 177: BER για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



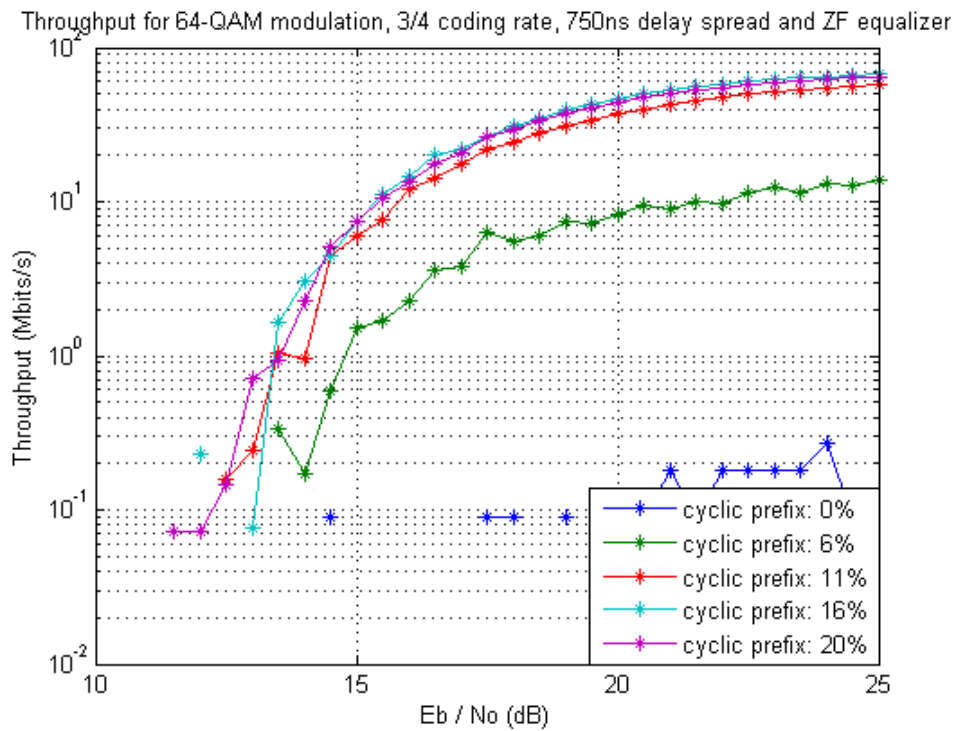
Σχήμα 178: Uncoded BER για 64-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



Σχήμα 179: SER για 64-QAM διαμόρφωση, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



Σχήμα 180: PER για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή



Σχήμα 181: Διαμεταγωγή για 64-QAM διαμόρφωση, 3/4 ρυθμό κωδικοποίησης, 750ns εξάπλωση καθυστέρησης και ZF εξισωτή

Παράρτημα Β – Κώδικας MATLAB

Στη συνέχεια παρατίθεται ο κώδικας MATLAB που χρησιμοποιήθηκε στην προσομοίωση.

simulation.m

```
%model characteristics
Ts=50e-9;
Tcp=0.8e-6;
NumberOfSubchannels=64;
PacketSize=2304;
```

```

%simulation options
MinEbNo=0;
StepEbNo=.5;
MinL=0;
[modulation CodingRate M MaxEbNo NumberOfTaps StepL MaxL
equalizer]=options(Ts,Tcp);
k=log2(M);
results=zeros(floor((MaxEbNo-
MinEbNo)/StepEbNo+1),7,floor((MaxL-MinL)/StepL+1));

for EbNo=MinEbNo:StepEbNo:MaxEbNo
BER=0;
UncodedBER=0;
SER=0;
PER=0;
SNR=EbNo+10*log10(k);
switch NumberOfTaps
case 4
TapEnergy=[2.4332 0.8153 0.0529 0.0201];
case 15
TapEnergy=[2.9203 1.1267 0.7162 0.4582 0.2366 0.1446 0.087
0.0526 0.0325 0.0216 0.0105 0.0064 0.0046 0.0019 0.0012];
end
NumberOfPackets=1000;

for L=MinL:StepL:MaxL
packets=0;

while
packets<100 || 2.58*sBER/sqrt(packets)>BER/10 || 2.58*sUncodedBER
/sqrt(packets)>UncodedBER/10 || 2.58*sSER/sqrt(packets)>SER/10 |
| 2.58*sPER/sqrt(packets)>PER/10

```

```

channel=randn(NumberOfTaps,NumberOfPackets)+j*randn(NumberOfTaps,NumberOfPackets);
for n=1:NumberOfTaps
channel(n,:)=channel(n,:)/sqrt(sum(abs(channel(n,:)).^2)/TapEnergy(n));
end

for packet=1:NumberOfPackets
packets=packets+1;

%transmitter
data=randint(PacketSize,1);
encoded=encode(data,CodingRate);
interleaved=interleave(encoded,k*NumberOfSubchannels,NumberOfSubchannels);
modulated=modulate(interleaved,modulation);
SignalInFrequencyDomain=SerialToParallel(modulated,NumberOfSubchannels);
SignalInTimeDomain=ifft(SignalInFrequencyDomain);
SignalWithCyclicPrefix=AddCyclicPrefix(SignalInTimeDomain,L);
TransmittedSignalInTimeDomain=ParallelToSerial(SignalWithCyclicPrefix);

%channel
ChannelInTimeDomain=channel(:,packet);
ChannelInFrequencyDomain=zeros(NumberOfSubchannels,size(SignalInFrequencyDomain,2));
for n=1:size(ChannelInFrequencyDomain,2)
ChannelInFrequencyDomain(:,n)=fft([ChannelInTimeDomain;zeros(NumberOfSubchannels-NumberOfTaps,1)]);
end
FadedSignal=conv(ChannelInTimeDomain,TransmittedSignalInTimeDomain);
ReceivedSignalInTimeDomain=awgn(FadedSignal,SNR,'measured');

```

```

%receiver
ReceivedSignalInTimeDomainWithoutTail=zeros(length(ReceivedSignalInTimeDomain)-(NumberOfTaps-1),1);
for n=1:length(ReceivedSignalInTimeDomainWithoutTail)
ReceivedSignalInTimeDomainWithoutTail(n)=ReceivedSignalInTimeDomain(n);
end
ReadyToRemoveCyclicPrefix=SerialToParallel(ReceivedSignalInTimeDomainWithoutTail,NumberOfSubchannels+L);
ReceivedSignalWithoutCyclicPrefix=RemoveCyclicPrefix(ReadyToRemoveCyclicPrefix,L);
ReceivedSignalInFrequencyDomain=fft(ReceivedSignalWithoutCyclicPrefix);
switch equalizer
case 'ZF'
EstimatedSignalInFrequencyDomain=ReceivedSignalInFrequencyDomain./ChannelInFrequencyDomain;
case 'MMSE'
EstimatedSignalInFrequencyDomain=ReceivedSignalInFrequencyDomain./(ChannelInFrequencyDomain+(sum(abs(FadedSignal).^2)/10^(SNR/10))/length(FadedSignal));
end
serialized=ParallelToSerial(EstimatedSignalInFrequencyDomain);
;
demodulated=demodulate(serialized,modulation);
deinterleaved=deinterleave(demodulated,k*NumberOfSubchannels,NumberOfSubchannels);
decoded=decode(deinterleaved,CodingRate);

%error checking
BitErrors=sum(decoded~=data);
UncodedBitErrors=sum(deinterleaved~=encoded);
switch modulation

```



```

case {'BPSK', 'QPSK'}
SymbolErrors=sum(abs(wrapToPi(angle(serialized)-
angle(modulated)))>pi/M);
case {'16-QAM', '64-QAM'}
for ii=1:PacketSize/(k*str2num(CodingRate)),
if abs(real(serialized(ii)))>sqrt(M)
serialized(ii)=sign(real(serialized(ii)))*(sqrt(M)-
1)+imag(serialized(ii))*i;
end
if abs(imag(serialized(ii)))>sqrt(M)
serialized(ii)=real(serialized(ii))+sign(imag(serialized(ii))
)*(sqrt(M)-1)*i;
end
end
SymbolErrors=sum(abs(real(serialized-
modulated))>1|abs(imag(serialized-modulated))>1);
end
PacketErrors=boolean(BitErrors);

%error rates calculation
BER=BER+(BitErrors/PacketSize-BER)/packets;
UncodedBER=UncodedBER+(UncodedBitErrors/(PacketSize/str2num(C
odingRate))-UncodedBER)/packets;
SER=SER+(SymbolErrors/(PacketSize/(k*str2num(CodingRate)))-
SER)/packets;
PER=PER+(PacketErrors-PER)/packets;
if packets>1,
sBER=sqrt((1-1/(packets-1))*sBER^2+(BitErrors/PacketSize-
BER)^2/packets);
sUncodedBER=sqrt((1-1/(packets-
1))*sUncodedBER^2+(UncodedBitErrors/(PacketSize/str2num(Codin
gRate))-UncodedBER)^2/packets);

```

```

sSER=sqrt((1-1/(packets-
1))*sSER^2+(SymbolErrors/(PacketSize/(k*str2num(CodingRate)))
-SER)^2/packets);
sPER=sqrt((1-1/(packets-1))*sPER^2+(PacketErrors-
PER)^2/packets);
else
sBER=0;
sUncodedBER=0;
sSER=0;
sPER=0;
end
end
end
Throughput=(1-
PER)*(length(data)/(length(TransmittedSignalInTimeDomain)*Ts)
);
results(floor((EbNo-MinEbNo)/StepEbNo+1),:,floor((L-
MinL)/StepL+1))=[EbNo L BER UncodedBER SER PER Throughput];
end
end

%graphic illustration
switch NumberOfTaps
case 4
DelaySpread=200e-9;
case 15
DelaySpread=750e-9;
end
%BER
figure('Name','BER')
legends=cell(floor((MaxL-MinL)/StepL+1),1);
for L=MinL:StepL:MaxL,
semilogy(results(:,1,floor(L/StepL+1)),results(:,3,floor(L/St
epL+1)),'*-')

```

```

hold all
legends{floor(L/StepL+1)}=['cyclic prefix: '
num2str(round(100*L/(NumberOfSubchannels+L))) '%'];
end
title(['Bit Error Rate for ' modulation ' modulation, '
CodingRate ' coding rate, ' num2str(DelaySpread*1e9) 'ns
delay spread and ' equalizer ' equalizer'])
xlabel('Eb / No (dB)')
ylabel('Bit Error Rate')
grid on
legend(legends)
%uncoded BER
figure('Name','uncoded BER')
legends=cell(floor((MaxL-MinL)/StepL+1),1);
for L=MinL:StepL:MaxL,
semilogy(results(:,1,floor(L/StepL+1)),results(:,4,floor(L/St
epL+1)),'*-')
hold all
legends{floor(L/StepL+1)}=['cyclic prefix: '
num2str(round(100*L/(NumberOfSubchannels+L))) '%'];
end
title(['Uncoded Bit Error Rate for ' modulation ' modulation,
' num2str(DelaySpread*1e9) 'ns delay spread and ' equalizer '
equalizer'])
xlabel('Eb / No (dB)')
ylabel('Uncoded Bit Error Rate')
grid on
legend(legends)
%SER
figure('Name','SER')
legends=cell(floor((MaxL-MinL)/StepL+1),1);
for L=MinL:StepL:MaxL,
semilogy(results(:,1,floor(L/StepL+1)),results(:,5,floor(L/St
epL+1)),'*-')

```

```

hold all
legends{floor(L/StepL+1)}=['cyclic prefix: '
num2str(round(100*L/(NumberOfSubchannels+L))) '%'];
end
title(['Symbol Error Rate for ' modulation ' modulation, '
num2str(DelaySpread*1e9) 'ns delay spread and ' equalizer '
equalizer'])
xlabel('Eb / No (dB)')
ylabel('Symbol Error Rate')
grid on
legend(legends)
%PER
figure('Name','PER')
legends=cell(floor((MaxL-MinL)/StepL+1),1);
for L=MinL:StepL:MaxL,
semilogy(results(:,1,floor(L/StepL+1)),results(:,6,floor(L/St
epL+1)),'*-')
hold all
legends{floor(L/StepL+1)}=['cyclic prefix: '
num2str(round(100*L/(NumberOfSubchannels+L))) '%'];
end
title(['Packet Error Rate for ' modulation ' modulation, '
CodingRate ' coding rate, ' num2str(DelaySpread*1e9) 'ns
delay spread and ' equalizer ' equalizer'])
xlabel('Eb / No (dB)')
ylabel('Packet Error Rate')
grid on
legend(legends)
%Throughput
figure('Name','Throughput')
legends=cell(floor((MaxL-MinL)/StepL+1),1);
for L=MinL:StepL:MaxL,
semilogy(results(:,1,floor(L/StepL+1)),results(:,7,floor(L/St
epL+1))/1e6,'*-')

```

```

hold all
legends{floor(L/StepL+1)}=['cyclic prefix: '
num2str(round(100*L/(NumberOfSubchannels+L))) '%'];
end
title(['Throughput for ' modulation ' modulation, '
CodingRate ' coding rate, ' num2str(DelaySpread*1e9) 'ns
delay spread and ' equalizer ' equalizer'])
xlabel('Eb / No (dB)')
ylabel('Throughput (Mbits/s)')
grid on
legend(legends,'Location','NorthWest')

```

options.m

```

function [modulation CodingRate M MaxEbNo NumberOfTaps StepL
MaxL equalizer]=options(Ts,Tcp)

modulation=0;
CodingRate=0;
M=0;
MaxEbNo=0;
NumberOfTaps=0;
StepL=0;
MaxL=0;
equalizer=0;

choice=menu('Choose modulation and coding rate',...
'modulation: BPSK, coding rate: 1/2',...
'modulation: BPSK, coding rate: 3/4',...
'modulation: QPSK, coding rate: 1/2',...
'modulation: QPSK, coding rate: 3/4',...
'modulation: 16-QAM, coding rate: 1/2',...
'modulation: 16-QAM, coding rate: 3/4',...
'modulation: 64-QAM, coding rate: 2/3',...

```

```
'modulation: 64-QAM, coding rate: 3/4');  
switch choice  
case 1  
modulation='BPSK';  
CodingRate='1/2';  
M=2;  
MaxEbNo=13;  
case 2  
modulation='BPSK';  
CodingRate='3/4';  
M=2;  
MaxEbNo=15;  
case 3  
modulation='QPSK';  
CodingRate='1/2';  
M=4;  
MaxEbNo=13;  
case 4  
modulation='QPSK';  
CodingRate='3/4';  
M=4;  
MaxEbNo=15;  
case 5  
modulation='16-QAM';  
CodingRate='1/2';  
M=16;  
MaxEbNo=18;  
case 6  
modulation='16-QAM';  
CodingRate='3/4';  
M=16;  
MaxEbNo=20;  
case 7  
modulation='64-QAM';
```

```

CodingRate='2/3';
M=64;
MaxEbNo=23;
case 8
modulation='64-QAM';
CodingRate='3/4';
M=64;
MaxEbNo=25;
end

choice=menu('Choose delay spread','delay spread:
200ns','delay spread: 750ns');
switch choice
case 1
NumberOfTaps=4;
StepL=1;
MaxL=NumberOfTaps-1;
case 2
NumberOfTaps=15;
StepL=4;
MaxL=Tcp/Ts;
end

choice=menu('Choose equalizer','Zero Forcing','Minimum Mean
Square Error');
switch choice
case 1
equalizer='ZF';
case 2
equalizer='MMSE';
end

```

encode.m

```
function code=encode(msg,CodingRate)

ConstraintLength=7;
g0=133;
g1=171;
CodeGenerator=[g0 g1];
switch CodingRate
case '1/2'
puncpat=[1 1];
case '2/3'
puncpat=[1 1 1 0];
case '3/4'
puncpat=[1 1 1 0 0 1];
end
trellis=poly2trellis(ConstraintLength,CodeGenerator);

code=convenc(msg,trellis,puncpat);
```

interleave.m

```
function
y=interleave(x,NumberOfBitsPerOFDMSymbol,NumberOfSubchannels)

z=SerialToParallel(x,NumberOfBitsPerOFDMSymbol);
FirstPermutation=zeros(size(z,1),size(z,2));
SecondPermutation=zeros(size(z,1),size(z,2));
s=max((NumberOfBitsPerOFDMSymbol/NumberOfSubchannels)/2,1);
for n=1:size(z,2)
for k=0:NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1
FirstPermutation((NumberOfBitsPerOFDMSymbol/16)*mod(k,16)+flo
or(k/16)+1,n)=z(k+1,n);
end
```



```

for k=0:NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1
SecondPermutation(s*floor(k/s)+mod(k+NumberOfBitsPerOFDMSymbol-
1-
floor(16*k/NumberOfBitsPerOFDMSymbol),s)+1,n)=FirstPermutatio
n(k+1,n);
end
end
y=ParallelToSerial(SecondPermutation);

```

modulate.m

```

function y=modulate(x,modulation)

switch modulation
case 'BPSK'
h=modem.pskmod('M',2,'PhaseOffset',pi,'SymbolOrder','Gray','I
nputType','Bit');
case 'QPSK'
h=modem.pskmod('M',4,'PhaseOffset',-
3*pi/4,'SymbolOrder','Gray','InputType','Bit');
case '16-QAM'
h=modem.qammod('M',16,'PhaseOffset',pi/2,'SymbolOrder','Gray'
,'InputType','Bit');
case '64-QAM'
h=modem.qammod('M',64,'PhaseOffset',pi/2,'SymbolOrder','Gray'
,'InputType','Bit');
end

y=modulate(h,x);
if ~strcmp(modulation,'BPSK')
y=imag(y)+real(y)*i;
end

```

SerialToParallel.m

```
function
ParallelSignal=SerialToParallel(SerialSignal,NumberOfSubchann
els)

ParallelSignal=zeros(NumberOfSubchannels,ceil(length(SerialSi
gnal)/NumberOfSubchannels));
for n=1:NumberOfSubchannels
for k=1:ceil(length(SerialSignal)/NumberOfSubchannels)
if ceil(length(SerialSignal)/NumberOfSubchannels)*(n-
1)+k<=numel(SerialSignal)
ParallelSignal(n,k)=SerialSignal(n+NumberOfSubchannels*(k-
1));
end
end
end
```

AddCyclicPrefix.m

```
function SignalWithCyclicPrefix=AddCyclicPrefix(signal,L)

SignalWithCyclicPrefix=zeros(size(signal,1)+L,size(signal,2))
;
for n=1:size(signal,1)+L
for k=1:size(signal,2)
if n<=L
SignalWithCyclicPrefix(n,k)=signal(size(signal,1)-L+n,k);
else
SignalWithCyclicPrefix(n,k)=signal(n-L,k);
end
end
end
```

ParallelToSerial.m

```
function SerialSignal=ParallelToSerial(ParallelSignal)

SerialSignal=zeros(numel(ParallelSignal),1);
for n=1:size(ParallelSignal,1)
for k=1:size(ParallelSignal,2)
SerialSignal(n+(k-
1)*size(ParallelSignal,1))=ParallelSignal(n,k);
end
end
```

RemoveCyclicPrefix.m

```
function
SignalWithoutCyclicPrefix=RemoveCyclicPrefix(signal,L)

SignalWithoutCyclicPrefix=zeros(size(signal,1)-
L,size(signal,2));
for n=1:size(signal,1)-L
for k=1:size(signal,2)
SignalWithoutCyclicPrefix(n,k)=signal(n+L,k);
end
end
```

demodulate.m

```
function y=demodulate(x,modulation)

switch modulation
case 'BPSK'
h=modem.pskdemod('M',2,'PhaseOffset',pi,'SymbolOrder','Gray',
'OutputType','Bit');
case 'QPSK'
```

```

h=modem.pskdemod('M',4,'PhaseOffset',-
3*pi/4,'SymbolOrder','Gray','OutputType','Bit');
case '16-QAM'
h=modem.qamdemod('M',16,'PhaseOffset',pi/2,'SymbolOrder','Gra
y','OutputType','Bit');
case '64-QAM'
h=modem.qamdemod('M',64,'PhaseOffset',pi/2,'SymbolOrder','Gra
y','OutputType','Bit');
end
if ~strcmp(modulation,'BPSK')
x=imag(x)+real(x)*i;
end

y=demodulate(h,x);

```

deinterleave.m

```

function
y=deinterleave(x,NumberOfBitsPerOFDMSymbol,NumberOfSubchannel
s)

z=SerialToParallel(x,NumberOfBitsPerOFDMSymbol);
FirstPermutation=zeros(size(z,1),size(z,2));
SecondPermutation=zeros(size(z,1),size(z,2));
s=max((NumberOfBitsPerOFDMSymbol/NumberOfSubchannels)/2,1);
for n=1:size(z,2)
for k=0:NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1
FirstPermutation(s*floor(k/s)+mod(k+floor(16*k/NumberOfBitsPe
rOFDMSymbol),s)+1,n)=z(k+1,n);
end
for k=0:NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1
SecondPermutation(16*k-(NumberOfBitsPerOFDMSymbol-
1)*floor(16*k/NumberOfBitsPerOFDMSymbol)+1,n)=FirstPermutatio
n(k+1,n);

```

```
end
end
y=ParallelToSerial(SecondPermutation);
```

decode.m

```
function decoded=decode(code,CodingRate)

ConstraintLength=7;
g0=133;
g1=171;
CodeGenerator=[g0 g1];
switch CodingRate
case '1/2'
puncpat=[1 1];
case '2/3'
puncpat=[1 1 1 0];
case '3/4'
puncpat=[1 1 1 0 0 1];
end
trellis=poly2trellis(ConstraintLength,CodeGenerator);
tblen=5*ConstraintLength;

decoded=vitdec(code,trellis,tblen,'trunc','hard',puncpat);
```

Βιβλιογραφία

- [1] Ιωάννης Δ. Κανελλόπουλος, Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον, Εκδόσεις Τζιόλα 2003
- [2] Παναγιώτης Γ. Κωττής, Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων, Εκδόσεις Τζιόλα 2003
- [3] Χ. Καψάλης και Π. Κωττής, Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδόσεις Τζιόλα 2003
- [4] Χ. Καψάλης και Π. Κωττής, Κεραίες – Ασύρματες Ζεύξεις, Εκδόσεις Τζιόλα 2003
- [5] Γ. Κοκολάκης και Ι. Σπηλιώτης, Εισαγωγή στη Θεωρία Πιθανοτήτων και Στατιστική, Εκδόσεις Συμεών 1999
- [6] Andrea Goldsmith, Wireless Communications, Cambridge University Press 2005
- [7] Henrik Schulze and Christian Lüders, Theory and Applications of OFDM and CDMA, John Wiley & Sons Ltd 2005
- [8] David Tse and Pramod Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge University Press 2005
- [9] Ye (Geoffrey) Li, Gordon L. Stüber *et al.*, Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications, Springer Science+Business Media, Inc. 2006

[10] Vinko Erceg *et al.*, TGN Channel Models, IEEE 802.11-03/940r2 2004

[11] V. Erceg *et al.*, Channel Models for Fixed Wireless Applications, IEEE 802.16a-03/01 2003

[12] IEEE Std. 802.11a-1999

[13] John G. Proakis, Digital Communications, 4th ed., McGraw-Hill 2001

[14] Ιωάννης Σ. Μαρκόπουλος, Σχεδιασμός Συστήματος OFDM για Μικροκυματικές Συχνότητες σε Περιβάλλοντα Εσωτερικού Χώρου, 2006

[15] www.complextoreal.com/