



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

Ανάλυση απαιτήσεων και σχεδιασμός συστήματος DVB-H με δυναμικά προσαρμοζόμενα χαρακτηριστικά ισχύος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κων/νος Π. Σιδηρόπουλος

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2008



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

Ανάλυση απαιτήσεων και σχεδιασμός συστήματος DVB-H με δυναμικά προσαρμοζόμενα χαρακτηριστικά ισχύος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κων/νος Π. Σιδηρόπουλος

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από τριμελή εξεταστική επιτροπή

.....
Φ. Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2008

.....
Κων/νος Π. Σιδηρόπουλος

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

Copyright © Κων/νος Σιδηρόπουλος.

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.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία ολοκληρώνει τον κύκλο σπουδών μου στη σχολή των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Η εργασία πραγματεύεται την σχεδίαση και ανάλυση ενός DVB-H συστήματος.

Στην σύγχρονη εποχή η ολοένα και μεγαλύτερη ανάπτυξη του Διαδικτύου, των υπηρεσιών πολυμέσων αλλά των δικτύων κινητών επικοινωνιών έχουν κάνει απαιτητική τη σύγκλιση αυτών των τεχνολογιών. Έτσι έχουν αναδειχθεί ασύρματα συστήματα ευρείας ζώνης, για να καλύψουν τις παραπάνω ανάγκες.

Μια τέτοια τεχνολογία εξετάζουμε σ' αυτή την εργασία, το πρότυπο για ψηφιακή ευρυεκπομπή κινούμενης εικόνας για κινητούς δέκτες (Digital Video Broadcasting-Handheld). Εξετάζουμε το πρότυπο και σχεδιάζουμε ένα τέτοιο σύστημα, του οποίου παρακολουθούμε την επίδοση σε διάφορα περιβάλλοντα κινητικότητας.

Η προσπάθεια μου ήταν να συγχωνέψω στην εργασία μου αυτή, τις γνώσεις, την εμπειρία και τον τρόπο σκέψης που απέκτησα όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου.

Μ' αυτή την εργασία είχα τη δυνατότητα να σχεδιάσω ένα σύστημα τηλεπικοινωνιών, να εξετάσω την επίδοση του σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης και να εξαγάγω συμπεράσματα γι' αυτήν. Είχα τη δυνατότητα να κάνω χρήση διαφόρων μεθόδων για αξιολόγηση της επίδοσης ενός συστήματος, όπως οι καμπύλες ρυθμού λαθών.

Ωστόσο πριν τη παρουσίαση των αποτελεσμάτων θα ήθελα να ευχαριστήσω όσους με στήριξαν και με βοήθησαν όλα αυτά τα χρόνια.

Κατ' αρχάς θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υπεύθυνο της εργασίας αυτής, καθηγητή κ. Φίλιππο Κωνσταντίνου. Θα ήθελα να τον ευχαριστήσω για την ευκαιρία που μου έδωσε ν' ασχοληθώ με το συγκεκριμένο θέμα καθώς και για την καθοδήγηση του.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Αθανάσιο Μαρούση και τον Κων/νο Μαλιάτσο, επιβλέποντες της διπλωματικής μου. Με τις γνώσεις τους, την καθοδήγηση τους και την υπομονή τους με βοήθησαν πολύ στην ολοκλήρωση της εργασίας μου.

Τέλος ένα μεγάλο ευχαριστώ στους γονείς μου, τόσο για την υλική, όσο και για τη ψυχική στήριξη που μου προσέφεραν απλόχερα όλα αυτά τα χρόνια

Σεπτέμβριος 2008

Σιδηρόπουλος Κων/νος

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ.....	5
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....	7
1. ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ.....	9
1.1 Ευρυζωνικές ασύρματες επικοινωνίες.....	9
1.2 Το σύστημα DVB-H.....	10
1.2.1 Σύντομη ιστορία DVB-H.....	10
1.2.2 Μια γενική άποψη του συστήματος.....	11
1.3 Παράμετροι λειτουργίας του DVB-H.....	13
1.3.1 Παράμετροι φυσικού στρώματος.....	13
1.3.2 Παράμετροι στρώματος ζεύξης.....	13
1.3.2.1 Χρόνος συγχρονισμού του δέκτη.....	14
1.3.2.2 Κατανάλωση ισχύος.....	15
1.3.2.3 Περίοδος τμηματοποίησης χρόνου και εξισώσεις MPE-FEC μεγέθους ριπής.....	16
1.4 Κάλυψη συστήματος DVB-H.....	17
1.5 Αρχιτεκτονική λειτουργίας του συστήματος DVB-H.....	19
1.6 Βασική αρχή λειτουργίας του OFDM και αναγκαιότητα του σε επικοινωνίες υψηλής χωρητικότητας.....	20
2. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ OFDM.....	25
2.1 Χαρακτηριστικά ευρυζωνικών καναλιών.....	25
2.1.1 Εξασθένιση περιβάλλουσας.....	25
2.1.2 Κανάλια με διάχυση στο χρόνο.....	26
2.1.3 Κανάλια με διάχυση στη συχνότητα.....	27
2.1.4 Στατιστικά χαρακτηριστικά των ευρυζωνικών καναλιών.....	32
2.2 Μαθηματική περιγραφή OFDM συστήματος.....	34
2.2.1 Διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών.....	34
2.2.2 Τα βασικά του OFDM.....	36
2.2.2.1 Μετάδοση μπλοκ με διαστήματα φύλαξης.....	36
2.2.2.2 Κυκλική συνέλιξη και DFT.....	36
2.2.2.3 Το κυκλικό πρόθεμα.....	38
2.2.2.3.1 Ένα εναλλακτικό πρόθεμα.....	39
2.2.2.4 Εξίσωση συχνότητας.....	40
2.2.2.5 Μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM συστήματος.....	40
2.2.3 Ένα παράδειγμα OFDM τεχνικής σε μια περίπτωση ευρυζωνικής επικοινωνίας.....	41
2.2.4 Συγχρονισμός στη συχνότητα και το χρόνο.....	42
2.2.4.1 Χρονικός συγχρονισμός.....	43
2.2.4.2 Συγχρονισμός στη συχνότητα.....	44
2.2.4.3 Επίτευξη συγχρονισμού.....	46
2.2.5 Ο λόγος μεγίστου προς μέσο.....	47
2.2.5.1 Το PAR πρόβλημα.....	47
2.2.5.2 Ποσοτικοποίηση του PAR.....	48

3. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΕΞΟΜΟΙΩΣΗΣ ΣΤΟ MATLAB.....	50
3.1 Παράμετροι εισόδου.....	50
3.2 Σύστημα OFDM.....	50
3.2.1 Πομπός OFDM.....	51
3.2.2 Δέκτης OFDM.....	54
3.3 Κανάλι διάδοσης.....	56
3.4 Σχεδιαστικό μέρος του προγράμματος.....	60
4. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-H.....	61
4.1 Επίδοση συστήματος για διάφορους βαθμούς κινητικότητας.....	61
4.1.1 Επίδοση συστήματος για QPSK διαμόρφωση.....	61
4.1.2 Επίδοση συστήματος για 16-QAM διαμόρφωση.....	64
4.1.3 Επίδοση συστήματος για 64-QAM διαμόρφωση.....	66
4.1.4 Επίδοση συστήματος για 128-QAM διαμόρφωση.....	69
4.2 Επίδοση συστήματος για διάφορες διαμορφώσεις.....	71
4.3 Καμπύλες τάξης διαμόρφωσης.....	79
4.4 Πραγματική διαμετακομιστική ικανότητα συστήματος.....	82
4.4.1 Καμπύλες πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για QPSK διαμόρφωση.....	82
4.4.2 Καμπύλες πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για 16-QAM διαμόρφωση.....	88
4.4.3 Καμπύλες πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για 64-QAM διαμόρφωση.....	93
4.4.4 Καμπύλες πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για 128-QAM διαμόρφωση.....	99
4.5 Συμπεράσματα.....	100
5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	101
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	104
Παράρτημα Α.....	105
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	109

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σ' αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μια εισαγωγή στις ασύρματες ευρυζωνικές τηλεπικοινωνίες. Η συνεχής απαίτηση για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης άρα και μεγαλύτερο εύρος ζώνης αλλά και η δυνατότητα να παρέχεται μια τέτοια υπηρεσία σε πληθώρα χώρων χωρίς να υπάρχει η δέσμευση ενός σταθερού σημείου απ' το οποίο κάνουμε χρήση της υπηρεσίας έχει κάνει επιτακτική ανάγκη την υιοθέτηση ασύρματων ευρυζωνικών επικοινωνιακών προτύπων. Ειδικότερα θ' αναφερθούμε στην ψηφιακή ευρυεκπομπή κινούμενης εικόνας για κινητούς δέκτες (digital video broadcasting-handheld DVB-H). Θα κάνουμε μια εισαγωγή στα βασικά σημεία του προτύπου, τις παραμέτρους λειτουργίας του καθώς και σε ζητήματα σχεδιασμού του δικτύου. Τέλος θα κάνουμε μια σύντομη εισαγωγή στην τεχνική διαμόρφωσης που -χρησιμοποιείται από το DVB-H αλλά και γενικότερα από τις ευρυζωνικές ασύρματες επικοινωνίες, την πολυπλεξία ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency division multiplexing-OFDM). Στην OFDM τεχνική όμως θα κάνουμε πιο πλήρη ανάλυση στο επόμενο κεφάλαιο.

1.1 ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΕΣ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

Μια επανάσταση είναι στα σκαριά για την βιομηχανία των ασύρματων επικοινωνιών. Νέες τεχνολογίες αναδύονται όπως τ' ασύρματα τοπικά δίκτυα (wireless local area networks-WLANs, Wifi) και το WiMax. Κύριο χαρακτηριστικό της μετάβασης από στενής ζώνης επικοινωνίες σε ευρυζωνικές ασύρματες υπηρεσίες όπως οι προαναφερθείσες είναι η ανάγκη για την υποστήριξη υψηλών ρυθμών δεδομένων και ολοκληρωμένης πολυμεσικής κίνησης πάνω σε μια ενοποιημένη κοινή πλατφόρμα. Αυτές οι πλατφόρμες είναι ευρυζωνικές και επικεντρωμένες στο IP. Για την λειτουργία αυτών των υπηρεσιών έχουν υιοθετηθεί η μέθοδος διαμόρφωσης OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) και οι ανοιχτές αρχιτεκτονικές δικτύων.

Θα δούμε τώρα τα κυριότερα ασύρματα ευρυζωνικά συστήματα που είτε έχουν υιοθετηθεί είτε αλλάζουν το τοπίο των ασύρματων επικοινωνιών και τις απαιτήσεις λειτουργίας τους για διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης.

α. Ψηφιακή ευρυεκπομπή κινούμενης εικόνας (digital video broadcasting-terrestrial DVB-T)

Το DVB-T κάνει αποδοτική χρήση των συχνοτήτων που χρησιμοποιεί και μπορεί να μεταφέρει δεδομένα, ήχο, σελίδες διαδικτύου καθώς και τηλεόραση σε ένα MPEG-2 stream μεταφοράς. Οι κυριότερες απαιτήσεις του στη μετάδοση σε διάφορα περιβάλλοντα είναι οι παρακάτω:

- Μεγάλη χωρητικότητα, υψηλό ρυθμό δεδομένων (SDTV,EDTV και HDTV)

- Μονοσυχνοτικά επίγεια δίκτυα (Single Frequency Networks-SFN)
- Βέλτιστη κάλυψη για σταθερή λήψη με κεραία σε κορυφή, υποστηρίζει φορητότητα αλλά όχι κινητή κάλυψη
- Στιγμιαία ευρυεκπομπή χαμηλών ρυθμών και υψηλών ρυθμών

β. Ασύρματα τοπικά δίκτυα

Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα είναι σήμερα τα πιο δημοφιλή ευρυζωνικά δίκτυα που χρησιμοποιούνται. Τα στάνταρ της IEEE για τα ασύρματα δίκτυα (IEEE 802.11) εισάγουν την κινητικότητα και την ελαστικότητα. Οι κυριότερες απαιτήσεις είναι οι εξής:

- Ένα πρωτόκολλο ελέγχου πρόσβασης μέσου (medium access control –MAC) που να μπορεί να υποστηρίζει διαφορετικά φυσικά επίπεδα
- Υπερκάλυψη πολλαπλών δικτύων
- Ανθεκτικότητα στην παρεμβολή
- Μηχανισμούς για την αντιμετώπιση “κρυφών κόμβων”
- Προσφορά υπηρεσιών περιορισμένων στο χρόνο

γ. WiMax

Μια άλλη ευρυζωνική τεχνολογία βασισμένη στο OFDM είναι το WiMax (IEEE 802.16) το οποίο έχει κερδίσει την αποδοχή της βιομηχανίας ασύρματων επικοινωνιών. Μπορεί να παράσχει υπηρεσίες όπως ασύρματο DSL και δίκτυα κινητών επικοινωνιών. Μερικές απ’ τα χαρακτηριστικά που περιλαμβάνει είναι τεχνολογίες αιχμής όπως:

- Διαβαθμισμένη πολλαπλή πρόσβαση με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiple Access-OFDMA)
- Μεταβλητή ρύθμιση του καναλιού για αξιοποίηση της πολυχρηστικής διαφορικότητας
- MIMO (multiple-input multiple output) και αναπτυγμένα συστήματα κεραιών
- Αναπτυγμένη κωδικοποίηση καναλιού και υβριδική αυτόματη αίτηση επανεκπομπής (automatic repeat request-ARQ)
- Ποιότητα υπηρεσίας (Quality of Service-QoS) και τάξεις υπηρεσιών

1.2 ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ DVB-H

1.2.1 ΣΥΝΤΟΜΗ ΙΣΤΟΡΙΑ ΤΟΥ DVB-H

Κατά τη διάρκεια των τεστ του DVB-T σε κινητά περιβάλλοντα, τέθηκε το ερώτημα κατά πόσον ήταν εφικτό το σύστημα να ήταν κατάλληλο για πολυμεσικές υπηρεσίες σε τέτοια περιβάλλοντα. Ειδικότερα οι κατασκευαστές κινητών τηλεφώνων ενδιαφέρονταν για εφαρμογές υψηλών ρυθμών πάνω στο DVB-T ώστε να παρέχουν πολυμεσικές υπηρεσίες. Το κίνητρο γι’ αυτή την τεχνολογία πρόσβασης ήταν ότι η τηλεόραση είναι ο τελευταίος κρίκος στην αλυσίδα αξιών των εταιριών κινητών τηλεφώνων. Επειδή αποδείχθηκε σχετικά νωρίς ότι το DVB-T έχει μειονεκτήματα σε ότι αφορά το broadcasting τηλεοπτικού σήματος σε κινητά τηλέφωνα, γεννήθηκε η ιδέα για ένα σύστημα αποκλειστικά για φορητές συσκευές βασισμένο στο DVB-T. Καλείται DVB-H (DVB-Handhelds). Οι βασικές εμπορικές απαιτήσεις είναι ένα κινητό τερματικό χαμηλής κατανάλωσης ισχύος με μικρή οθόνη. Θα πρέπει να είναι ικανό να λαμβάνει πολυμεσικό περιεχόμενο με μια κεραία- σε κινητό, φορητό ή εσωτερικό περιβάλλον.

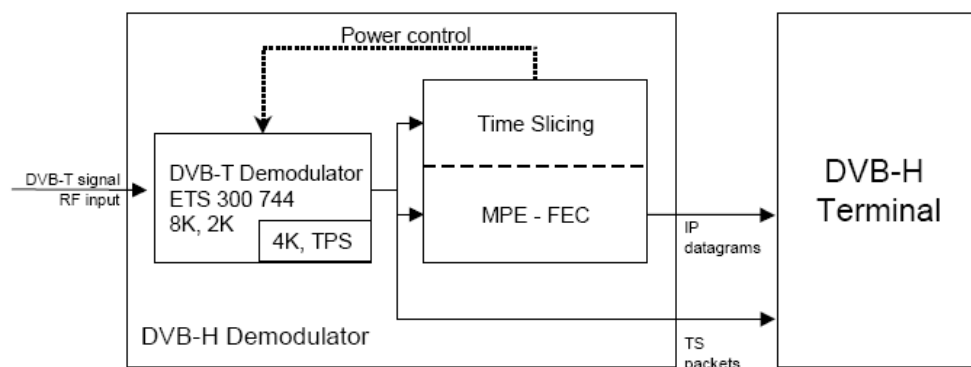
1.2.2 ΜΙΑ ΓΕΝΙΚΗ ΑΠΟΨΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Όπως είδαμε προηγουμένως τα κινητά τερματικά, με χαμηλή κατανάλωση ισχύος και μικρή οθόνη, απαιτούν κάποια χαρακτηριστικά που το DVB-T δεν μπορεί να προσφέρει.

Αυτά είναι τα εξής:

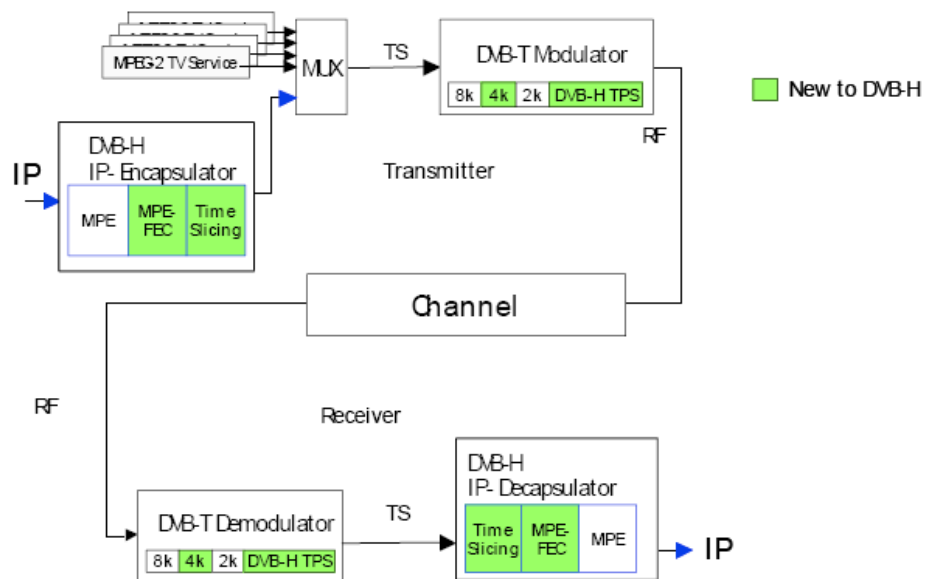
- Το σύστημα μετάδοσης πρέπει να δίνει τη δυνατότητα ώστε επανειλημμένα να κλείνει η ισχύς σε κάποια σημεία της αλυσίδας λήψης. Αυτό θα μειώσει την μέση καταναλισκόμενη ισχύ του δέκτη.
- Το σύστημα μετάδοσης θα πρέπει να διασφαλίζει ότι ο δέκτης θα μπορεί να μετακινείται από μια κυψέλη σε μια άλλη χωρίς να μειώνεται η επίδοση της DVB-H υπηρεσίας
- Για έναν αριθμό από σενάρια λήψης- εσωτερικού χώρου, εξωτερικού χώρου, pedestrian και μέσα σε κινούμενο όχημα- το σύστημα μετάδοσης θα πρέπει να παρέχει ικανοποιητική ελαστικότητα και διαβάθμιση ώστε να επιτρέπει τη λήψη DVB-H υπηρεσιών σε διάφορες ταχύτητες, ενώ θα βελτιστοποιεί την περιοχή κάλυψης.
- Καθώς οι υπηρεσίες αναμένονται να παρέχονται σε μέρη όπου υπάρχει πολύς θόρυβος που δημιουργείται από ανθρώπινες διαδικασίες, το σύστημα μετάδοσης θα πρέπει να παρέχει τα μέσα εκείνα που χρειάζονται ώστε ν' αντιμετωπίζονται αυτά τα φαινόμενα στην επίδοση των κινητών τερματικών.
- Καθώς το DVB-H σκοπεύει να γίνει το μοναδικό στάνταρ για την παροχή τηλεοπτικού σήματος σε κινητά τερματικά σε διαφορετικά μέρη του κόσμου θα πρέπει να είναι ικανό να χρησιμοποιείται σε διαφορετικές ζώνες μετάδοσης και διαφορετικά εύρη ζώνης καναλιών.

Παρακάτω φαίνεται σχηματικά ένας DVB-H δέκτης.



Σχήμα 1.1: Σχηματική αναπαράσταση ενός DVB-H δέκτη

Επίσης στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η λειτουργία ενός DVB-H συστήματος



Σχήμα 1.2: Σχηματική αναπαράσταση λειτουργίας ενός DVB-H συστήματος

Γενικά το DVB-H βασίζεται στην μέθοδο διαμόρφωσης OFDM και έχει την ίδια μέθοδο κωδικοποίησης με το DAB (Digital Audio Broadcasting). Ο συνδυασμός των δυο αυτών δίνει το σχήμα διαμόρφωσης COFDM (Coded Orthogonal Frequency Modulation).

Μέγεθος μονάδας Fast Fourier Transform

Στο DVB-H εφαρμόζονται 2k, 4k και 8k μεγέθη FFT σε κανάλια με εύρος ζώνης 5,6,7 ή 8 MHz.

Τμηματοποίηση χρόνου (time slicing)

Η τμηματοποίηση χρόνου είναι ένας μηχανισμός του DVB-H για την εξοικονόμηση ισχύος στην πλευρά του δέκτη. Αν ο δέκτης μπορούσε να σβήνει σε αυτά τα χρονικά διαστήματα όπου η υπηρεσία δεν μεταδίδεται, τότε θα μπορούσε να εξοικονομηθεί η ισχύς της μπαταρίας του δέκτη. Η τμηματοποίηση χρόνου στο DVB-H σημαίνει ότι τα δεδομένα μεταδίδονται σε ριπές που μπορούν να διαβαθμιστούν από μιλιδευτερόλεπτα έως μερικά δευτερόλεπτα. Η τεχνική βασίζεται σε μια σχετιζόμενη με την υπηρεσία ανταλλαγή μεταξύ των ακόλουθων ερωτήσεων: Τι δεδομένα χρειάζονται για την υπηρεσία και πόση ισχύς της μπαταρίας πρέπει να σωθεί στη πλευρά του δέκτη;

Παρεμβολή ψηφίων

Δεν υπάρχει παρεμβολή ψηφίων στο DVB-H γιατί το DVB-T πρότυπο δεν το παρείχε. Το DVB-T δεν σχεδιάστηκε για κινητή λήψη υψηλών ταχυτήτων.

Προστασία άνισων λαθών (Unequal Error Protection - UEP)

Προστασία άνισων λαθών σημαίνει ότι τα bits με τη μεγαλύτερη σημαντικότητα προστατεύονται κατά την διαδικασία της αποκωδικοποίησης καλύτερα από τα bits με τη λιγότερη σημαντικότητα. Το DVB-H δεν προβλέπει UEP όπως γίνεται στο DAB.

Αυτό σημαίνει ότι τόσο τα σημαντικά bits όσο και τα λιγότερο σημαντικά bits αποκωδικοποιούνται με τον ίδιο τρόπο και τα λάθη μπορούν να συμβούν εξίσου και στα δυο είδη bits. Για τον χρήστη μπορεί αν μην τον νοιάζει αν χαθούν τα λιγότερο σημαντικά bits αλλά τον νοιάζει αν χαθούν bits που αφορούν τον συγχρονισμό του συστήματος

Ενθυλάκωση πολλαπλών πρωτοκόλλων –Πρόσθια διόρθωση λαθών (multi protocol encapsulation – forward error correction MPE-FCE)

Η Ενθυλάκωση πολλαπλών πρωτοκόλλων, συνδυασμένο με μια επιπλέον Πρόσθια διόρθωση λαθών , στο DVB-H χρησιμοποιείται για να βελτιώσει τη κινητή λήψη με μια μόλις κεραία. Αλλά αυτή η προστασία από λάθη δουλεύει μόνο σε μια χρονική σχισμή. Τα λάθη στη μετάδοση συνήθως συμβαίνουν όχι σαν μεμονωμένα λάθη αλλά σαν ριπές λαθών. Έτσι αν η χρονική σχισμή διαταράσσεται τόσο πολύ, η υπηρεσία «πέφτει», όχι μόνο κατά τη διάρκεια της χρονικής σχισμής αλλά όλο το χρόνο μέχρι να μεταδοθεί η επόμενη χρονική σχισμή. Το MPE-FEC είναι ένα επιπλέον FEC στο υψηλότερο επίπεδο πρωτοκόλλων και μπορεί να διορθώσει λάθη στα χαμηλότερα επίπεδα, αλλά μόνο ως ενός σημείου. Έτσι το DVB-H δεν έχει κάποια ιδιαίτερη προστασία για τα σημαντικά του bits.

Διαβάθμιση

Το DVB-H προσφέρει υπηρεσίες που μπορούν να διαβαθμιστούν από 0-10 Mbps. Εξαρτάται μόνο από τη χρονική σχισμή.

1.3 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ DVB-H

1.3.1 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΦΥΣΙΚΟΥ ΣΤΡΩΜΑΤΟΣ

Για κινητή και φορητή λήψη, η πιο χρήσιμη μέθοδος διαμόρφωσης είναι η 16-QAM με ρυθμό κωδικοποίησης $\frac{1}{2}$ ή $\frac{2}{3}$ απιτώντας έναν μέσο σηματοθορυβικό λόγο , ενώ παρέχει αρκετή χωρητικότητα για να ικανοποιήσει τις εμπορικές απαιτήσεις:

- Αστερισμός σήματος: QPSK, 16-QAM και αν και δεν προτείνεται 64-QAM
- FEC: $\frac{1}{2}$ και $\frac{2}{3}$ (το mode του $\frac{1}{2}$ της υψηλότερου αστερισμού παρέχει το ίδιο ρυθμό bit αλλά παρουσιάζει καλύτερο σηματοθορυβικό λόγο σε Rayleigh κανάλι από ένα mode $\frac{3}{4}$ π.χ. 16-QAM $\frac{1}{2}$ είναι καλύτερο από QPSK $\frac{3}{4}$).
- Χρόνος φύλαξης (Guard Interval-G.I.): Εξαρτάται από την τοπολογία του δικτύου, τα ίδια με το DVB-T. Ο G.I. για ένα SFN είναι: για 2K: $\frac{1}{4}$, για 4K: $\frac{1}{4}, \frac{1}{8}$ και για 8K: $\frac{1}{4}, \frac{1}{8}$

1.3.2 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΣΤΡΩΜΑΤΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι παράμετροι του στρώματος ζεύξης, ειδικά οι παράμετροι MPE-FEC, είναι εξαιρετικής σημασίας για τα DVB-H δίκτυα επειδή η ακριβής κάλυψη εξαρτάται το επιπλέον FEC που προστίθεται σ' αυτό το επίπεδο: Για παράδειγμα, χωρίς το MPE-FEC θα ήταν δύσκολο και κοστοβόρο να χτίσεις 8K SFN δίκτυα για κινητή κάλυψη. Απ' την άλλη μεριά, θα πρέπει να έχουμε υπόψη ότι μια ανταλλαγή είναι απαραίτητη

μεταξύ του διαθέσιμου ρυθμού bit και της επιπλέον ευρωστίας που απαιτεί μια υπηρεσία που χρησιμοποιεί MPE-FEC.

Ο χρόνος πρόσβασης υπηρεσίας είναι μια κρίσιμη παράμετρος για την χρησιμότητα του DVB-H. Ειδικά η αλλαγή μεταξύ διαφορετικών «καναλιών» υπηρεσίας χρειάζεται να είναι όσο δυνατόν πιο γρήγορο. Αρχικές δοκιμές χρηστών έχουν δείξει ότι χρόνοι zapping μεταξύ 1.5 και 3 δευτερολέπτων είναι αποδεκτοί. Αυτό σημαίνει ότι η OFF περίοδος του time slicing θα πρέπει να ελαχιστοποιηθεί. Το ζήτημα της μετατόπισης φάσης (για να επιτρέψει την ανώδυνη μεταπομπή σε άλλο σταθμό βάσης) επίσης θέτει όρια στο ελάχιστο διάστημα της OFF περιόδου.

Η δεύτερη σημαντική παράμετρος είναι η κατανάλωση ισχύος. Η μέση κατανάλωση ισχύος θα πρέπει να είναι αρκετά χαμηλά. Η μέση κατανάλωση ισχύος ανταλλάσσεται με το χρόνο αλλαγής καναλιών. Το βέλτιστο σημείο ανταλλαγής επιτυγχάνεται όταν η μέση κατανάλωση ισχύος είναι λίγο πιο κάτω από ένα όριο που ορίζεται και η διάρκεια της OFF περιόδου ελαχιστοποιείται. Η μέση κατανάλωσης ισχύος πρέπει να είναι αρκετά χαμηλά ώστε να υπάρχει αρκετός χρόνος χρήσης. Το καθορισμένο όριο για τη μέση κατανάλωση ισχύος, 100 mW, ορίστηκε από την ομάδα του DVB-H από τις εμπορικές απαιτήσεις του DVB-H. Το όριο των 100 mW μπορεί να δικαιολογηθεί από την οπτική μεριά της συνολικής κατανάλωσης ισχύος του τερματικού. Αν η μέση κατανάλωση ισχύος του DVB-H είναι μικρότερο από 100 mW θα είναι λιγότερη απ' το 10% της συνολικής κατανάλωσης ισχύος του τερματικού.

Επιπλέον αυτών υπάρχουν και άλλες παράμετροι για να λάβουμε υπόψη:

- Μέσος ρυθμός bit για τη βασική ροή (Elementary Stream -ES): μια υψηλότερη τιμή θα επιτρέψει περισσότερες υπηρεσίες για κάθε ES και μπορεί να επιτρέψει:
 - Γρήγορη αλλαγή μεταξύ υπηρεσιών στο ίδιο ES
 - Στατιστική πολυπλεξία υπηρεσιών κινούμενης εικόνας (ή ήχου) στο ίδιο ES(με τον ίδιο τρόπο όπως την κανονική DTT πολυπλεξία)
 - Περισσότερη ελαστικότητα σε όρους ρυθμού bit υπηρεσιών
- Χρόνος ριπής/χρόνος διαπλοκής: επηρεάζει την RF επίδοση
- Μέγεθος του MPE-FEC πλαισίου: επηρεάζει την RF επίδοση(για δεδομένο βάθος διαπλοκής)

Οι κύριοι παράμετροι εισόδου για την διαδικασία επιλογής παραμέτρων του DVB-H από την μεριά του δέκτη είναι:

- Χρόνος συγχρονισμού του δέκτη
- Τιμές κατανάλωσης ισχύος, ενεργή κατάσταση και κατάσταση off

Οι παράμετροι περιγράφονται πιο λεπτομερώς παρακάτω. Επίσης δίνονται τιμές για state-of-the-art υλοποιήσεις.

1.3.2.1 ΧΡΟΝΟΣ ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΥ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ

Ο χρόνος συγχρονισμού του δέκτη είναι διαφορετικός για διαφορετικές περιπτώσεις χρήσης. Ο χρόνος συγχρονισμού του δέκτη μπορεί να μειωθεί αν οι παράμετροι του DVB-H είναι γνωστές απ' την αρχή. Ο αρχικός συγχρονισμός χωρίς γνώση της ακριβούς κεντρικής συχνότητας στην περίπτωση χρησιμοποιούνται αντισταθμίσματα και οι παράμετροι του DVB-H μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερες. Ωστόσο όταν γίνεται λήψη κατά τη διάρκεια της χρονικής σχισμής η κεντρική συχνότητα και οι παράμετροι του DVB-H παραμένουν ίδιοι. Ως εκ τούτου για τον υπολογισμό της μέσης κατανάλωσης ισχύος πρέπει να χρησιμοποιηθεί ο μικρότερος χρόνος συγχρονισμού.

Ο χρόνος συγχρονισμού μπορεί να διαιρεθεί σε διάφορες φάσεις. Ο RF βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase Lock Loop-PLL) πρέπει να σταθεροποιηθεί. Μετά ο αυτόματος έλεγχος κέρδους πρέπει να σταθεροποιηθεί πριν αρχίσει ο COFDM συγχρονισμός. Ο COFDM συγχρονισμός ήταν σ' ένα εύρος 200 με 300 ms στις DVB-T υλοποιήσεις. Εκεί η στρατηγική του συγχρονισμού βασιζόταν πρώτα στην επίτευξη προ-FFT συγχρονισμού και μετα-FFT συγχρονισμού και μετά στο κλείδωμα του TPS. Συνολικά ο συγχρονισμός χρειαζόταν τουλάχιστον 100 OFDM σύμβολα που σήμαινε χρόνο 100 ms σε 8K συστήματα. Ωστόσο πολύ γρηγορότερα σχήματα συγχρονισμού έχουν παρουσιαστεί σε διάφορα συνέδρια. Σ' αυτά τα γρήγορα σχήματα ο χρόνος συγχρονισμού είναι περίπου 15 OFDM σύμβολα που σημαίνει περίπου 15 ms σε 8K συστήματα. Στα 2K και 4K συστήματα ο χρόνος συγχρονισμού είναι γρηγορότερος. Τυπικές τιμές για τον συγχρονισμό παρουσιάζονται παρακάτω. Αυτές οι τιμές είναι ωστόσο αρκετά αισιόδοξες και σε πρακτικές υλοποιήσεις ο συγχρονισμός θα μπορούσε να είναι ακόμη ταχύτερος:

- Σταθεροποίηση RFP LL 10 ms
- Σταθεροποίηση AGC 20 ms
- COFDM συγχρονισμός 50 ms (8K σύστημα). Σε δύσκολα SFN δίκτυα με $\frac{1}{4}$ διάστημα φύλαξης (guard interval) ο χρόνος συγχρονισμού ίσως είναι μεγαλύτερος δηλ 80 ms με 90ms.

Ο συνολικός χρόνος συγχρονισμού είναι λοιπόν λιγότερο από 80 ms (120ms για $\frac{1}{4}$ GI).

1.3.2.2 ΚΑΤΑΝΑΛΩΣΗ ΙΣΧΥΟΣ

Ο δέκτης DVB-H έχει πέντε επίπεδα ισχύος. Αυτά είναι RF_ON mode, RF_OFF1 mode, RF_OFF2 mode, RF_OFF3 mode και Sleep mode. Τα modes περιγράφονται στο παρακάτω πίνακα. Η διαχείριση ισχύος του συστήματος βελτιστοποιείται ώστε μόνο οι βαθμίδες που χρειάζονται να ανανεώνονται ή να τροφοδοτούνται.

Για τους υπολογισμούς του time slicing οι RF_OFF1 και RF_OFF2 χρόνοι μπορούν να συνδυαστούν. Ας λέμε το συνδυασμένο χρόνο RF_OFF1.

Οι τυπικές τιμές παρουσιάζονται παρακάτω. Το RF βασίζεται σε άμεσης μετατροπής πυριτιούχου tuner. Η βασικής ζώνης IC τεχνολογία είναι 90 nm. Αυτό μπορεί να θεωρηθεί τυπικό για μετά το 2006 υλοποιήσεις.

- RF_ON 400 mW (200 mW RF μέρος και 200 mW BB μέρος)
- RF_OFF1 50 mW (RF OFF και data buffering σ' εξέλιξη)
- RF_OFF3 10 mW (περιμένοντας την επόμενη ριπή)

Mode ισχύος	περιγραφή
RF_ON	Το RF κομμάτι είναι ενεργό και η αποδιαμόρφωση του DVB-H είναι ενεργή. Η επιθυμητή ριπή time slicing λαμβάνεται.
RF_OFF1	Το RF κομμάτι είναι κλειστό. Υπολογισμός MPE-FEC σε εξέλιξη. IP πακέτα χωρίς λάθη μπορεί να προωθούνται χωρίς να έχει τελειώσει το MPE-FEC
RF_OFF2	Ο υπολογισμός MPE-FEC τελειώνει. Ο DVB-H δέκτης δίνει δεδομένα για τη μηχανή εφαρμογής
RF_OFF3	Η μεταφορά δεδομένων για τη μηχανή εφαρμογής τελειώνει. Ο δέκτης DVB-H περιμένει την επόμενη ριπή.
SLEEP	Η εφαρμογή DVB-H δεν χρησιμοποιείται. Ο DVB-H δέκτης στο sleep mode περιμένει την wake command

1.3.2.3 ΠΕΡΙΟΔΟΣ ΤΜΗΜΑΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΧΡΟΝΟΥ ΚΑΙ ΕΙΣΩΣΕΙΣ MPE-FEC ΜΕΓΕΘΟΥΣ ΡΙΠΗΣ

Η περίοδος της τμηματοποίησης χρόνου έχει σημαντική επίπτωση στο χρόνο πρόσβασης υπηρεσίας σε περίπτωση αλλαγής καναλιού. Από την μεριά της χρησιμότητας το μήκος της OFF-περιόδου θα πρέπει να είναι όσο δυνατόν μικρότερο. Ο στόχος της μέσης κατανάλωσης ισχύος και η πιθανή χρήση της μετατόπισης φάσης θέτει όρια για το μικρότερο δυνατό μήκος της OFF-περιόδου.

Η περίοδος της τμηματοποίησης χρόνου καθορίζεται από το μέγεθος της ριπής και από το ρυθμό bit του Elementary Stream που ονομάζεται εδώ ESstreambitrate:

$$TOTAL = \text{μέγεθος ριπής} / ESstreambitrate$$

Η ON περίοδος καθορίζεται από το μέγεθος ριπής και το ρυθμό ριπής, ο χρόνος κλειδώματος προσθέτει επικεφαλίδα:

$$ON = \text{μέγεθος ριπής} / \text{ρυθμός ριπής} + \text{χρόνος κλειδώματος}$$

Ως εκ τούτου η OFF περίοδος είναι:

$$OFF = \text{μέγεθος ριπής} / ESstreambitrate \quad (\text{μέγεθος ριπής} / \text{ρυθμός ριπής} + \text{χρόνος κλειδώματος})$$

Το μέγεθος της ριπής στη περίπτωση που χρησιμοποιείται MPE-FEC καθορίζεται κατευθείαν από τον αριθμό των σειρών που χρησιμοποιούνται. Με MPE-FEC ρυθμό κωδικοποίησης $\frac{3}{4}$ (δλδ 255 στήλες) επιτυγχάνονται τα ακόλουθα μεγέθη ριπών:

- 256 σειρές=512 kbits
- 512 σειρές=1024 kbits=1Mbit
- 768 σειρές=1536 kbits
- 1024 σειρές=2048 kbits=2Mbit

Εύρος συχνοτήτων	VHF(174-230 MHz) UHF(470-838 MHz)	VHF(174-230 MHz) UHF(470-838 MHz)
Διαμόρφωση	16QAM	QPSK
Θερμικός θόρυβος (dBm/Hz)	-174	-174
Εύρος ζώνης(dBHZ)	68.8	68.8
Παράγοντας θορύβου	7	7
Απαιτήσεις συστήματος(dB) C/N or Ec/No	22	15
Ευαισθησία (dBm)	-76.2	-83.2
DELTA(dB)	25.5	18.5

Παραπάνω φαίνεται ένας πίνακας με κάποιες από τις παραμέτρους λειτουργίας του DVB-H για κάποια είδη διαμόρφωσης, συγκεκριμένα για την QPSK και την 16QAM, σε εύρος συχνοτήτων στις περιοχές VHF και UHF. Έχουν δοθεί σαν παράμετροι ο θερμικός θόρυβος σε dBm/Hz, το εύρος ζώνης συχνοτήτων σε dBHz, ο παράγοντας θορύβου (noise figure), οι απαιτήσεις του συστήματος σε σηματοθορυβικό λόγο σε dB, η ευαισθησία του δέκτη σε dBm και τέλος το DELTA σε dB.

1.4 ΚΑΛΥΨΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-H

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Είναι απαραίτητο πρώτα να κάνουμε κάποιους ορισμούς για τη κάλυψη για έναν DVB-H σταθμό εκπομπής. Τέτοιοι ορισμοί πρέπει να βασίζονται σε τεχνικά κριτήρια αλλά θα πρέπει να μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για μη τεχνικούς σκοπούς. Η κάλυψη μιας DVB-T υπηρεσίας χαρακτηρίζεται από μια πολύ γρήγορη μετάβαση από την τέλεια λήψη στην ανυπαρξία λήψης και ως εκ τούτου είναι σημαντικό να μπορεί να οριστεί ποιες περιοχές πρόκειται να καλυφτούν και ποιες όχι. Η περίπτωση του DVB-H είναι πιο απαιτητική καθώς η λήψη αναμένεται να γίνει σε δύσκολες συνθήκες (το θερματικό κινείται, μη οπτική επαφή κ.ά.). Ωστόσο λόγω της πολύ γρήγορης αλλαγής που αναφέρθηκε παραπάνω, υπάρχει μια ποινή αν ο στόχος κάλυψης σε μια μικρή περιοχή (100μ x 100μ) τεθεί πολύ ψηλά. Αυτό συμβαίνει γιατί είναι απαραίτητο είτε ν' αυξηθεί η ισχύς του πομπού είτε να παραχωρηθούν χώροι για πομπούς ώστε να εγγυηθεί η κάλυψη ακόμη και στα ελάχιστα ποσοστά στις χειρότερα εξυπηρετούμενες περιοχές.

ΣΤΑΘΕΡΗ ΚΑΛΥΨΗ

Στο DVB-H η σταθερή κάλυψη ορίζεται ως η κάλυψη σε μηδενική ή πολύ μικρή ταχύτητα (ταχύτητα περπατήματος)

- Τάξη Α λήψη εξωτερικού χώρου με φορητό δέκτη με προσαρμοσμένη ή ενσωματωμένη κεραία. Εξωτερικός χώρος όχι πάνω από 1.5 μέτρα πάνω απ' το έδαφος σε χαμηλή ή καθόλου ταχύτητα
- Τάξη Β λήψη εσωτερικού χώρου στο ισόγειο με φορητό δέκτη με προσαρμοσμένη ή ενσωματωμένη κεραία. Εσωτερικός χώρος όχι πάνω από 1.5 μέτρα πάνω απ' το έδαφος σε χαμηλή ή καθόλου ταχύτητα, στο ισόγειο και με ένα παράθυρο στο τοίχο.

Η σταθερή κάλυψη θα συμβεί πρακτικά σε μια μεγάλη ποικιλία καταστάσεων (εσωτερικού και εξωτερικού χώρου, στο ισόγειο, στο πρώτο όροφο, στους υπόλοιπους ορόφους). Επιπλέον λόγω της φύσης της DVB-H υπηρεσίας, ο κινητός δεκτής πιθανόν να κινείται (με ταχύτητα περπατήματος) ενώ θα παρακολουθείται. Ωστόσο για σχεδιαστικούς σκοπούς μια απλοποίηση μπορεί να θεωρηθεί και για τις δυο τάξεις, Α και Β: ο φορητός δέκτης δεν κινείται κατά τη διάρκεια της λήψης και μεγάλα αντικείμενα δίπλα στο δέκτη δεν κινούνται. Επίσης θεωρείται ότι ακραίες περιπτώσεις όπως λήψη σε πλήρως θωρακισμένο δωμάτιο, αγνοείται. Είναι πιθανόν να βελτιωθεί η λήψη με αλλαγή της θέσης του δέκτη ή με τη χρήση μιας καλύτερης κεραίας.

Αναμένεται να υπάρχουν σημαντικές διαφοροποιήσεις στις συνθήκες λήψης για σταθερή λήψη εσωτερικού χώρου, εξαρτώμενες ως ενός σημείου, από το επίπεδο του

ορόφου στο οποίο γίνεται η λήψη. Ωστόσο θα υπάρξει σημαντική απώλεια από την διείσδυση από ένα κτίριο σε άλλο και σημαντικές διαφοροποιήσεις από ένα μέρος του δωματίου σε άλλο. Επίσης οι κινητοί δέκτες μπορούν να χάσουν από απώλειες σώματος σε κάποιες περιπτώσεις π.χ. όταν γίνεται κατέβασμα ενός αρχείου και ο δέκτης είναι στη τσέπη. Αναμένεται ότι η σταθερή κάλυψη επικεντρώνεται σε αστικές περιοχές.

KINHTE KALYPSH

Στο DVB-H η κινητή λήψη ορίζεται ως η λήψη σε μεσαίες και υψηλές ταχύτητες (δλδ όχι ταχύτητες περπατήματος)

- Τάξη C λήψη εξωτερικού χώρου με ένα τερματικό DVB-H που κινείται όπου ο δέκτης κινείται ενώ χρησιμοποιείται. Ο εξωτερικός χώρος νοείται ως επίπεδο έδαφος όχι πάνω από 1.5 μέτρα απ' την επιφάνεια της γης. Ένα παράδειγμα είναι μια ενσωματωμένη κεραία σε αυτοκίνητο.
- Τάξη D εσωτερική λήψη σε κινούμενα αντικείμενα όπως αυτοκίνητα ή οχήματα (λεωφορείο, τρένο, κ.ά.)

Η επίδοση του σηματοθορυβικού λόγου σε κινητά κανάλια θεωρεί ότι ένας ελάχιστος σηματοθορυβικός λόγος + 3 dB πρέπει να ληφθεί υπόψη ($F_d @ C/N_{min} + 3 \text{ dB}$ δείχνει την συχνότητα Doppler που μπορεί να επιτευχθεί στο σημείο 3 dB πάνω απ' τον ελάχιστο σηματοθορυβικό λόγο). Πρέπει επίσης να ληφθεί υπόψη ότι το MPE-FEC (προαιρετικό στοιχείο του DVB-H) έχει επίπτωση στον ελάχιστο σηματοθορυβικό λόγο και στη μέγιστη απόκλιση Doppler. Αναμένεται ότι θα υπάρχουν σημαντικές διαφοροποιήσεις στη λήψη του σήματος για κινητή λήψη, εξαρτώμενες βέβαια από το περιβάλλον του DVB-H τερματικού (εξωτερικός χώρος ή μέσα σε οχήματα). Ωστόσο θα υπάρχουν σημαντικές απώλειες εισόδου εξαιτίας της διαφορετικής κατασκευής των αυτοκινήτων.

Και στις δυο περιπτώσεις θεωρείται ότι οι κινητοί δέκτες κινούνται κατά τη διάρκεια της λήψης και ότι μεγάλα αντικείμενα κοντά στο δέκτη επίσης κινούνται. Υποθέτουμε επίσης ότι ακραίες περιπτώσεις όπως θωρακισμένα οχήματα αγνοούνται.

ΠΕΡΙΟΧΗ ΚΑΛΥΨΗΣ

Για να ορίσουμε την περιοχή κάλυψης πρέπει να κάνουμε μια προσέγγιση σε τρία επίπεδα

Περιοχή λήψης

Η μικρότερη μονάδα είναι η περιοχή λήψης με διαστάσεις 0.5 μέτρα x 0.5 μέτρα. Στην περίπτωση της φορητής λήψης, θεωρείται ότι οι καλύτερες συνθήκες λήψης θα βρεθούν μετακινώντας είτε την κεραία είτε το τερματικό μέχρι 0.5 μέτρα σε οποιαδήποτε κατεύθυνση. Αυτή η περιοχή θεωρείται ότι καλύπτεται αν ο σηματοθορυβικός λόγος και ο λόγος σήματος προς παρεμβολής επιτυγχάνεται για το 99% του χρόνου.

Μικρή περιοχή κάλυψης

Το δεύτερο επίπεδο είναι η μικρή περιοχή κάλυψης (100 μέτρα x 100 μέτρα). Η κάλυψη της μικρής περιοχής κατηγοριοποιείται ως εξής: «Καλή», αν τουλάχιστον 95% των περιοχών λήψης στ' άκρα της περιοχής καλύπτονται για φορητή κάλυψη και το 99% των περιοχών λήψης για κινητή κάλυψη. «Αποδεκτή», αν τουλάχιστον 70% των περιοχών στ' άκρα της περιοχής καλύπτονται για φορητή κάλυψη και το 90% των περιοχών για κινητή κάλυψη.

Περιοχή κάλυψης

Το τρίτο επίπεδο είναι η περιοχή κάλυψης. Η περιοχή κάλυψης ενός πομπού, ή ομάδας πομπών, θεωρείται ότι είναι το σύνολο των μικρών περιοχών κάλυψης όπου επιτυγχάνεται μια δεδομένη κλάση κάλυψης.

1.5 ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-H

Ένα πλήρες DVB-H σύστημα είναι ένας συνδυασμός τεχνολογικών στοιχείων του φυσικού επιπέδου και του επιπέδου ζεύξεως, καθώς και πληροφοριών υπηρεσίας. Το DVB-H κάνει χρήση των ακόλουθων τεχνολογικών στοιχείων για το φυσικό επίπεδο και το επίπεδο ζεύξεως:

- Επίπεδο ζεύξεως:
 - Τμηματοποίηση χρόνου για να μειώσει την μέση κατανάλωση ισχύος της μπαταρίας του τερματικού του δέκτη και να επιτρέψει την ομαλή και χωρίς προβλήματα διαπομπή συχνότητας: το time slicing είναι υποχρεωτικό για το DVB-H.
 - Πρόσθια διόρθωση λαθών για ενθυλάκωση δεδομένων πολλαπλών πρωτοκόλλων (Forward error protection for multiprotocol encapsulation data MPE-FEC) για βελτίωση της σηματοθορυβικής επίδοσης και της επίδοσης Doppler σε κινητά κανάλια. Επίσης για να βελτιώσει την ανοχή στην ενδοπαλμική παρεμβολή. Το MPE-FEC δεν είναι υποχρεωτικό για το DVB-H σύστημα
- Φυσικό επίπεδο:

Το φυσικό επίπεδο του DVB-T με τα ακόλουθα τεχνικά στοιχεία ειδικά σχεδιασμένα για το DVB-H

 - Σηματοδοσία DVB-H στο TPS-bit για να επιτρέψει και να επιταχύνει την εύρεση της υπηρεσίας. Ένας ανιχνευτής κυψέλης βρίσκεται επίσης στο TPS-bit για να υποστηρίξει γρηγορότερο scan του σήματος και διαπομπή

συχνότητας σε κινητούς δέκτες. Η σηματοδοσία DVB-H είναι υποχρεωτική στο DVB-H σύστημα.

- 4K-mode για ανταλλαγή κινητικότητας και SFN (Single Frequency Network) μέγεθος κυψέλης, επιτρέποντας λήψη με μια κεραία σε μεσαία SFN σε πολύ υψηλές ταχύτητες, προσθέτοντας ελαστικότητα στη σχεδίαση του δικτύου. Το 4K-mode δεν είναι υποχρεωτικό για το DVB-H σύστημα.
- Σε βάθος σύμπλεξη συμβόλου (In-depth symbol interleaving) για 2K και 4K modes για να βελτιωθεί επιπλέον η επίδοση σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών και συνθήκες θορύβου. Οι σε βάθος σύμπλεξη συμβόλου δεν είναι υποχρεωτικό για το DVB-H σύστημα.

Σημείωση: Όπως αναφέρεται στο πρότυπο, για να παρέχουμε DVB-H υπηρεσίες η τμηματοποίηση χρόνου και η σηματοδοσία DVB-H είναι υποχρεωτικά στοιχεία ενώ το MPE-FEC, το 4K-mode και η σε βάθος σύμπλεξη συμβόλου δεν είναι υποχρεωτικά αλλά μπορούν να χρησιμοποιηθούν για περαιτέρω βελτίωση της επίδοσης του συστήματος αν υπάρχει ανάγκη.

Θα πρέπει να αναφερθεί ότι η τμηματοποίηση χρόνου και το MPE-FEC όπως υλοποιούνται στο επίπεδο ζεύξεως, δεν επηρεάζουν το φυσικό επίπεδο του DVB-T σε καμία περίπτωση. Είναι σημαντικό να τονίσουμε ότι το payload του DVB-H είναι IP-δεδομενογράμματα ή άλλα δεδομενογράμματα του επιπέδου δικτύου ενθυλακωμένα στα MPE-μέρη.

1.6 ΒΑΣΙΚΗ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ OFDM ΚΑΙ ΑΝΑΓΚΑΙΟΤΗΤΑ ΤΟΥ ΣΕ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΥΨΗΛΗΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ

Κατά το σχεδιασμό ενός συστήματος επικοινωνιών χρησιμοποιούμε μεθόδους διαμόρφωσης όπως η QPSK, η PAM, η QAM κ.ά. Αν μεταδώσουμε το σήμα σε κανάλι μη ιδανικό θα παρατηρήσουμε ότι τα κανάλια αυτά εισάγουν μια αλληλοπαρεμβολή συμβόλων όταν η περίοδος σηματοδοσίας του συστήματος είναι σημαντικά μικρότερη της χρονικής διασποράς (της διάρκειας της κρουστικής απόκρισης) του μη ιδανικού καναλιού. Στην περίπτωση αυτή, χρησιμοποιείται στο δέκτη ένας εξισωτής καναλιού για να αντισταθμίσει την παραμόρφωση καναλιού. Εάν το κανάλι είναι ένα ζωνοπερατό κανάλι με συγκεκριμένο εύρος ζώνης, το σήμα που φέρει την πληροφορία μπορεί να δημιουργηθεί στη βασική ζώνη και στη συνέχεια να μετατοπισθεί κατά συχνότητα στη ζώνη διέλευσης του καναλιού. Έτσι, το σήμα που φέρει την πληροφορία μεταδίδεται με τη χρήση ενός μόνο φέροντος. Μπορούμε να παρατηρήσουμε επίσης ότι το ISI προκαλεί συνήθως μια υποβάθμιση, της επίδοσης, ακόμη και στην περίπτωση που χρησιμοποιείται ο βέλτιστος φωρατής για την ανάκτηση των συμβόλων πληροφορίας στο δέκτη.

Μια εναλλακτική προσέγγιση στο σχεδιασμό φασματικά αποδοτικών συστημάτων επικοινωνίας παρουσία παραμόρφωσης καναλιού είναι να διαιρέσουμε το διαθέσιμο εύρος ζώνης του καναλιού σ' έναν αριθμό από ίσου εύρους ζώνης υποκανάλια, όπου το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού να είναι επαρκώς στενό έτσι ώστε τα χαρακτηριστικά της απόκρισης συχνότητας των υποκαναλιών να είναι σχεδόν ιδανικά. Έτσι δημιουργούμε $K=W/\Delta f$ υποκανάλια, όπου διαφορετικά σύμβολα πληροφορίας μπορούν να μεταδοθούν ταυτόχρονα μέσω των K αυτών υποκαναλιών.

Συνεπώς τα δεδομένα μεταδίδονται με πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (FDM).

Για κάθε υποκανάλι, χρησιμοποιείται και ένα φέρον

$$X_k(t) = \sin(2\pi f_k t) \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (1.1)$$

όπου f_k είναι η κεντρική συχνότητα του k-οστού υποκαναλιού. Επιλέγοντας το ρυθμό συμβόλων $1/T$ σε κάθε υποκανάλι να είναι ίσος με την απόσταση Δf μεταξύ διαδοχικών υποφερουσών, οι υποφέρουσες είναι ορθογώνιες στο διάστημα σηματοδοσίας T , ανεξάρτητα από τις σχετικές φάσεις τους, δηλαδή,

$$\int_0^T \sin(2\pi f_k t + \phi_k) \sin(2\pi f_j t + \phi_j) dt = 0 \quad (1.2)$$

Ανεξάρτητα των τιμών των φάσεων ϕ_k και ϕ_j , όπου $\phi_k - \phi_j = n/T$, $n=1, 2, \dots$

Στην περίπτωση αυτή έχουμε ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency division multiplexing-OFDM).

Με ένα OFDM σύστημα που χρησιμοποιεί K υποκανάλια ο ρυθμός συμβόλων σε κάθε υποκανάλι μειώνεται κατά ένα παράγοντα K σχετικά με το ρυθμό συμβόλων ενός συστήματος μιας φέρουσας που χρησιμοποιεί το συνολικό εύρος ζώνης W και μεταδίδει δεδομένα στον ίδιο ρυθμό συμβόλων με το OFDM. Επομένως, το διάστημα συμβόλου του OFDM συστήματος είναι $T=KT_s$, όπου T_s είναι το διάστημα σηματοδοσίας του συστήματος μιας φέρουσας. Επιλέγοντας το K να είναι επαρκώς μεγάλο, το διάστημα συμβόλου T μπορεί να γίνει σημαντικά μεγαλύτερο από τη χρονική διάρκεια της διασποράς του καναλιού. Συνεπώς, το ISI μπορεί να γίνει αυθαίρετα μικρό με κατάλληλη επιλογή του K . Με άλλα λόγια, κάθε υποκανάλι εμφανίζεται να έχει σταθερή απόκριση συχνότητας $C(f_k)$, $k=0, 1, \dots, K-1$.

Εφόσον διατηρείται χρονικός συγχρονισμός μεταξύ των υποφερουσών, το OFDM επιτρέπει τη μετάδοση ενός διαφορετικού αριθμού bits/σύμβολο σε κάθε υποφέρουσα. Επομένως, υποκανάλια με υψηλότερο SNR (μικρότερη εξασθένιση ή και παρεμβολή), μπορούν να υποστηρίξουν περισσότερα bits/σύμβολο από ότι τα υποκανάλια με μικρότερο SNR. Για παράδειγμα, σ' ένα OFDM σύστημα μπορεί να χρησιμοποιηθεί QAM με διαφορετικού μεγέθους αστερισμούς.

Ο διαμορφωτής και ο αποδιαμορφωτής ενός OFDM συστήματος μπορούν να υλοποιηθούν χρησιμοποιώντας μια παράλληλη συστοιχία φίλτρων με βάση το διακριτό μετασχηματισμό Fourier (discrete Fourier transform-DFT). Εάν ο αριθμός των υποκαναλιών είναι μεγάλος, έστω $K > 25$, ο διαμορφωτής και ο αποδιαμορφωτής υλοποιούνται σ' ένα OFDM σύστημα αποτελεσματικά με τη χρήση του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (fast Fourier transform-FFT) για τον υπολογισμό του DFT. Στη συνέχεια θα περιγράψουμε ένα OFDM σύστημα στο οποίο ο διαμορφωτής και ο αποδιαμορφωτής υλοποιούνται με βάση τον DFT.

Ένα σοβαρό πρόβλημα κατά τη διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών ενγίνει και του συστήματος OFDM ειδικότερα, είναι ο μεγάλος λόγος κορυφής-προς-μέση τιμή ισχύος (peak-to-average -PAR) που ενυπάρχει στο μεταδιδόμενο σήμα. Οι μεγάλες κορυφές σήματος προκύπτουν όταν τα σήματα των K υποκαναλιών συμβάλλουν προσθετικά σε φάση. Οι μεγάλες αυτές κορυφές μπορούν να φέρουν σε κόρο τον ενισχυτή ισχύος στον πομπό και, επομένως, να προκαλέσουν παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης στο μεταδιδόμενο σήμα. Η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης μπορεί να ελαττωθεί και, ενγίνει, να αποφευχθεί ελαττώνοντας την ισχύ του μεταδιδόμενου σήματος και, επομένως, λειτουργώντας τον ενισχυτή ισχύος στη γραμμική του περιοχή. Μια τέτοια όμως ελάττωση ισχύος έχει ως αποτέλεσμα τη μη αποδοτική λειτουργία του OFDM συστήματος.

Ποικίλες μέθοδοι έχουν επινοηθεί για την ελάττωση του PAR σε συστήματα πολλαπλών φερουσών. Μια σχετικά απλή μέθοδος για την ελάττωση του PAR είναι η εισαγωγή διαφορετικών ολισθήσεων φάσης στις υποφέρουσες, όπου οι ολισθήσεις φάσης επιλέγονται ψευδοτυχαία, ή με τη χρήση κάποιου αλγόριθμου.

Ένα σύστημα OFDM υλοποιημένο με τη βοήθεια του FFT αλγόριθμου

Στο κομμάτι αυτό, περιγράφουμε ένα σύστημα OFDM στο οποίο χρησιμοποιείται QAM για τη μετάδοση των δεδομένων με κάθε υποφέρουσα και η υλοποίηση του διαμορφωτή και αποδιαμορφωτή στηρίζεται στον FFT αλγόριθμο.

Ένας προσωρινός αποθηκευτής μετατροπής σειριακών δεδομένων σε παράλληλα, διαρεί την ακολουθία πληροφορίας σε πλαίσια των B_f bits. Τα B_f bits κάθε πλαισίου χωρίζονται σε K ομάδες, όπου στην i -στη ομάδα εκχωρούνται b_i bits. Επομένως,

$$\sum_{i=1}^K b_i = B_f, \quad i=0,1,\dots,K \quad (1.3)$$

Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ο διαμορφωτής πολλαπλών φερουσών δημιουργεί K ανεξάρτητα υποκανάλια, όπου ο ρυθμός συμβόλων κάθε υποκαναλιού είναι $1/\tau$ και τα σύμβολα για κάθε υποκανάλι επιλέγονται από ανεξάρτητους QAM αστερισμούς.

Επομένως, ο αριθμός συμβόλων για το i -στο κανάλι είναι $M_i = 2^{b_i}$. Ας συμβολίσουμε τα μιγαδικά σύμβολα των σημάτων πληροφορίας των K υποκαναλιών ως X_k , $k=0,1,\dots,K-1$.

Αυτά τα σύμβολα πληροφορίας $\{X_k\}$ αντιπροσωπεύουν τις τιμές του DFT ενός σήματος OFDM πολλαπλών φερουσών $x(t)$, όπου η διαμόρφωση κάθε υποφέρουσας είναι QAM. Επειδή το σήμα $x(t)$ πρέπει να λαμβάνει πραγματικές τιμές, ο N -σημείων DFT μετασχηματισμός του σήματος αυτού, $\{X_k\}$, πρέπει να ικανοποιεί την ιδιότητα συμμετρίας $X_{N-k} = X_k^*$. Επομένως, από τα K σύμβολα πληροφορίας, δημιουργούμε $N=2K$ σύμβολα ορίζοντας

$$X_{N-k} = X_k^*, \quad k=1,2,\dots,K-1 \quad (1.4)$$

$$X_0' = \text{Re}(X_0) \quad (1.5)$$

$$X_{N/2}' = \text{Im}(X_0) \quad (1.6)$$

Παρατηρούμε ότι το σύμβολο πληροφορίας X_0 έχει χωρισθεί σε δύο πραγματικά μέρη.

Εάν δηλώσουμε τη νέα ακολουθία συμβόλων ως $\{X_k', k=0,1,\dots,N-1\}$ ο N -σημείων αντίστροφος DFT (IDFT) δίνει την πραγματική ακολουθία

$$X_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k' \exp(j2\pi nk/N) \quad (1.7)$$

όπου $1/\sqrt{N}$ είναι απλά ένας παράγοντας κλίμακας. Αυτή η ακολουθία $\{X_n, 0 \leq n \leq N-1\}$.

Αντιστοιχεί σε δείγματα του OFDM σήματος πολλαπλών φερουσών $x(t)$, το οποίο αποτελείται από K υποφέρουσες, και μπορεί να εκφραστεί ως

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k' \exp(j2\pi kt/N), \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.8)$$

όπου T είναι η διάρκεια του συμβόλου και $X_n = x(nT/N)$, $n=0,1,\dots,N-1$.

Οι συχνότητες των υποφερουσών είναι $f_k = k/T$, $k=0,1,\dots,K-1$. Τα δείγματα του σήματος $\{X_n\}$ που δημιουργούνται από τον υπολογισμό του IDFT διέρχονται μέσα από έναν D/A μετατροπέα, του οποίου η έξοδος θα είναι, στην ιδανική περίπτωση, η κυματομορφή του OFDM σήματος $x(t)$.

Με το $x(t)$ ως είσοδο στο κανάλι, η έξοδος του καναλιού μπορεί να εκφραστεί ως

$$r(t) = x(t) \times c(t) + n(t) \quad (1.9)$$

όπου $c(t)$ είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού και $\times$ συμβολίζει την συνέλιξη.

Επειδή το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού επιλέγεται να είναι πολύ μικρό σχετικά με το συνολικό εύρος ζώνης του καναλιού $W=K\Delta f$, η διάρκεια συμβόλου $T=1/\Delta f$ είναι μεγάλη συγκριτικά με τη διάρκεια της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Για να γίνουμε πιο συγκεκριμένοι, ας υποθέσουμε ότι η κρουστική απόκριση του καναλιού εκτείνεται σε $m+1$ δείγματα σήματος, όπου $m \ll N$. Ένας απλός τρόπος για να αποφευχθεί πλήρως το ISI είναι να εισάγουμε μία χρονική περίοδο προστασίας διάρκειας $m T/N$ μεταξύ των μεταδόσεων διαδοχικών μπλοκ δεδομένων. Η τεχνική αυτή επιτρέπει τη σταδιακή εξαφάνιση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού πριν τη μεταδοση του επόμενου μπλοκ των K συμβόλων.

Ένας εναλλακτικός τρόπος αποφυγής του ISI είναι η προσάρτηση ενός, αποκαλούμενου, κυκλικού προθέματος σε κάθε μπλοκ των N δειγμάτων σήματος $\{X_n, 0 \leq n \leq N-1\}$. Το κυκλικό πρόθεμα για το μπλοκ αυτό των δειγμάτων, αποτελείται από τα δείγματα $X_{N-m}, X_{N-m+1}, \dots, X_{N-1}$. Τα δείγματα αυτά προσαρτώνται στην αρχή του μπλοκ δημιουργώντας έτσι μια ακολουθία σήματος μήκους $N+m$ δειγμάτων, με δείκτες από $n=-m$ έως $n=N-1$, όπου τα m πρώτα δείγματα αποτελούν το κυκλικό πρόθεμα. Έτσι, αν οι τιμές της δειγματοληπτημένης κρουστικής απόκρισης είναι $\{C_n, 0 \leq n \leq m\}$, η συνέλιξη του $\{C_n\}$ με την ακολουθία $\{X_n, -m \leq n \leq N-1\}$ παράγει τη λαμβανόμενη ακολουθία $\{I_n\}$. Επειδή το ISI σε οποιοδήποτε ζεύγος διαδοχικών μεταδιδόμενων μπλοκ επηρεάζει τα m πρώτα δείγματα σήματος, απορρίπτουμε τα πρώτα m δείγματα του $\{I_n\}$ και αποδιαμορφώνουμε το σήμα με βάση τα απομένοντα δείγματα $\{I_n, 0 \leq n \leq N-1\}$.

Εάν θεωρήσουμε τα χαρακτηριστικά του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας, η απόκριση συχνότητας του καναλιού στις συχνότητες των υποφερουσών $f_k = k/T$ είναι

$$C_k = C \left(\frac{2\pi k}{N} \right) = \sum_{n=0}^m C_n \exp(-j2\pi nk/N), \quad 0 \leq n \leq m \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (1.10)$$

Επειδή το ISI εξαλείφεται με τη χρήση είτε της χρονικής περιόδου προστασίας ή του κυκλικού προθέματος, και η χρήση του κυκλικού προθέματος εμφανίζει τη συνέλιξη ως κυκλική στην είσοδο του δέκτη, η αποδιαμορφωμένη ακολουθία συμβόλων μπορεί να εκφραστεί ως

$$\hat{X}_k = C_k X_k + \eta_k, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (1.11)$$

Όπου $\{\hat{X}_k\}$ είναι η έξοδος του N-σημείων που υπολογίζει ο αποδιαμορφωτής και $\{\eta_k\}$ είναι ο N-σημείων DFT της ακολουθίας των δειγμάτων προσθετικού θορύβου $\{n_n\}$. Το λαμβανόμενο σήμα αποδιαμορφώνεται με τη βοήθεια του DFT αφού περάσει από έναν A/D μετατροπέα. Όπως και στην περίπτωση του διαμορφωτή OFDM, ο υπολογισμός του DFT στον αποδιαμορφωτή εκτελείται αποτελεσματικά με τη χρήση του FFT αλγορίθμου.

Για ν' ανακτήσουμε τα σύμβολα πληροφορίας από τις τιμές εξόδου του DFT είναι αναγκαίο να εκτιμήσουμε και να αντισταθμίσουμε τους συντελεστές καναλιού $\{C_k\}$. Η εκτίμηση των συντελεστών του καναλιού μπορεί να επιτευχθεί μεταδίδοντας αρχικά είτε μια γνωστή διαμορφωμένη ακολουθία σε κάθε υποκανάλι, ή, απλά, μεταδίδοντας αδιαμόρφωτες τις υποφέρουσες. Εάν τα χαρακτηριστικά του καναλιού αλλάζουν αργά με το χρόνο, οι χρονικές μεταβολές μπορούν να παρακολουθούνται χρησιμοποιώντας τις αποφάσεις της εξόδου του φωρατή με κάποιον οδηγούμενο από απόφαση αλγόριθμο. Επομένως το σύστημα OFDM πολλαπλών φερουσών μπορεί να λειτουργεί προσαρμοστικά. Ο ρυθμός μετάδοσης σε κάθε υποκανάλι μπορεί να βελτιστοποιηθεί κατανέμοντας κατάλληλα τη μέση μεταδιδόμενη ισχύ και τον αριθμό των προς μετάδοση bits σε κάθε υποκανάλι.

Το SNR ανά κανάλι μπορεί να ορισθεί ως

$$SNR_k = \frac{T P_k |C_k|^2}{\sigma_{nk}^2} \quad (1.12)$$

Όπου T είναι η διάρκεια συμβόλου, P_k η μέση μεταδιδόμενη ισχύς που διατίθεται στο k -στο υποκανάλι, $|C_k|^2$ το τετράγωνο του μέτρου της απόκρισης συχνότητας του k -στού υποκαναλιού, και σ_{nk}^2 η αντίστοιχη διακύμανση του θορύβου. Στα υποκανάλια με υψηλό SNR, μεταδίδουμε περισσότερα bits/σύμβολο χρησιμοποιώντας μεγαλύτερους QAM αστερισμούς συγκριτικά με κανάλια χαμηλότερου SNR. Έτσι, ο ρυθμός bit σε κάθε υποκανάλι βελτιστοποιείται με τέτοιο τρόπο ώστε η επίδοση του ρυθμού σφαλμάτων να εξισώνεται σε κάθε υποκανάλι με τις επιθυμητές προδιαγραφές.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ OFDM

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σ' αυτό το κεφάλαιο θα δοθεί μια περιγραφή ενός συστήματος OFDM. Αν και σαν ιδέα τα συστήματα OFDM έχουν ηλικία περίπου 50 ετών, μόλις την τελευταία δεκαετία έχουν γίνει αναγκαία και έχουν υιοθετηθεί σε διάφορες εφαρμογές ασύρματων επικοινωνιών. Ένα απ' τα μεγαλύτερα πλεονεκτήματα των OFDM συστημάτων είναι η ικανότητα τους να μετατρέπουν κανάλια ευρείας ζώνης με μεγάλη διάχυση σε παράλληλα υποκανάλια στενής ζώνης, ως εκ τούτου απλοποιώντας σημαντικά την εξίσωση (equalization) στη πλευρά του δέκτη. Ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό του OFDM συστήματος είναι η ικανότητα του να μοιράζει κατ' επιλογήν ισχύ και ρυθμό μετάδοσης στα διάφορα υποκανάλια στενής ζώνης. Αυτή η ικανότητα είναι ιδιαίτερα σημαντική για ευρυζωνικές ασύρματες επικοινωνίες όπου τα πολυδιαδρομικά κανάλια είναι επιλεκτικά στη συχνότητα. Το κεφάλαιο αυτό κάνει μια πλήρη μαθηματική περιγραφή του OFDM συστήματος. Για να γίνει όμως αντιληπτή η χρησιμότητα της OFDM τεχνικής θα πρέπει πρώτα να δώσουμε μια περιγραφή των διαφόρων ειδών καναλιών. Αναγνωρίζοντας τα είδη των διαλείψεων και των προβλημάτων που προκαλούν τότε γίνεται πιο εύκολο να καταλάβουμε πόσο αναγκαία είναι η υιοθέτηση της OFDM τεχνικής.

2.1 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ

Δυο προβλήματα ανακύπτουν όταν γίνεται μετάδοση ενός σήματος σε ασύρματο μέσο. Το πρώτο είναι η εξασθένηση περιβάλλουσας (envelope fading), όπου εξασθενεί η ισχύς του σήματος μ' έναν απροσδιόριστο τρόπο. Το δεύτερο είναι η διάχυση (dispersion), όπου αλλάζει την αρχική κυματομορφή του σήματος και στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας.

2.1.1 ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΥΣΑΣ

Η εξασθένηση περιβάλλουσας εμφανίζεται ως η συνεχής μεταβολή του πλάτους του σήματος που λαμβάνεται. Ο κυριότερος λόγος είναι οι πολυδιαδρομικές ανακλάσεις. Θεωρήστε ένα σενάριο όπου το μεταδιδόμενο σήμα φτάνει στο δέκτη από δυο διαφορετικά μονοπάτια με αμελητέα καθυστέρηση μεταξύ τους. Η τυχαία σκέδαση προκαλεί διαφορετικές εξασθενήσεις στα μονοπάτια, τις a_1 και a_2 .

$$x(t) = a_1 s(t) + a_2 s(t) = (a_1 + a_2) s(t) \quad (2.1)$$

Σ' αυτή την περίπτωση, η απόκριση του καναλιού μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μια μοναδική δέλτα συνάρτηση με τυχαία περιβάλλουσα. Υποθέτοντας ότι οι a_1, a_2 είναι ίσου μέτρου μιγαδικοί Gauss τότε η περιβάλλουσα $r = |a_1 + a_2|$, υπακούει την κατανομή Rayleigh:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{\sigma^2}\right) \quad (2.2)$$

με μέση τιμή και διακύμανση

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \quad \sigma_r^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right) \quad (2.3)$$

Στην περίπτωση που οι πολυδιαδρομικές εξασθενήσεις δεν έχουν το ίδιο μέτρο (π.χ. περιπτώσεις όπου η απευθείας συνιστώσα απ' τον πομπό στο δέκτη είναι η επικρατούσα-line of sight περιπτώσεις), τότε η περιβάλλουσα ακολουθεί την κατανομή Rice.

Επιπλέον της εξασθένησης που δημιουργεί το ασύρματο μέσο, το τελευταίο μπορεί να μεταβάλλει το αυθεντικό σήμα μέσω της διάχυσης, είτε στο πεδίο του χρόνου (επιλεκτικά στη συχνότητα κανάλια) είτε στο πεδίο της συχνότητας (επιλεκτικά στο χρόνο κανάλια).

2.1.2 ΚΑΝΑΛΙΑ ΜΕ ΔΙΑΧΥΣΗ ΣΤΟ ΧΡΟΝΟ

Οι χρόνοι άφιξης των σκεδαζόμενων πολυδιαδρομικών σημάτων είναι φανερά διακριτοί. Αν αυτές οι καθυστερήσεις επηρεάζουν το μεταδιδόμενο σήμα εξαρτάται από το εύρος ζώνης του σήματος και τη μέγιστη διαφορική ταχύτητα καθυστέρησης.

Το πολυδιαδρομικό κανάλι μπορεί να αναπαρασταθεί σαν μια γραμμική συνάρτηση μεταφοράς $h(t)$. Εξαιτίας των διαφορετικών καθυστερήσεων διάδοσης, η κρουστική απόκριση είναι μια υπέρθεση διαφορετικών δέλτα συναρτήσεων καθυστέρησης:

$$h(t) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta(t - \tau_m) \quad (2.4)$$

Επειδή οι καθυστερήσεις $\{\tau_m\}$, είναι διακριτές, η απόκριση συχνότητας $H(f) = F\{h(t)\}$ θα παρουσιάζει διακύμανση στο πλάτος. Τέτοια διακύμανση στο πεδίο της συχνότητας θα επηρεάζει την κυματομορφή του ευρυζωνικού σήματος. Ειδικότερα στις ψηφιακές επικοινωνίες, ένα κανάλι θεωρείται επιλεκτικό στη συχνότητα αν οι πολυδιαδρομικές καθυστερήσεις είναι συγκρίσιμες με την περίοδο συμβόλου T_{symbol} :

$$\tau_{\max} - \tau_{\min} \approx T_{symbol} = \frac{1}{BW} \Leftrightarrow (\tau_{\max} - \tau_{\min}) \times BW \approx 1 \quad (2.5)$$

όπου BW είναι το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος.

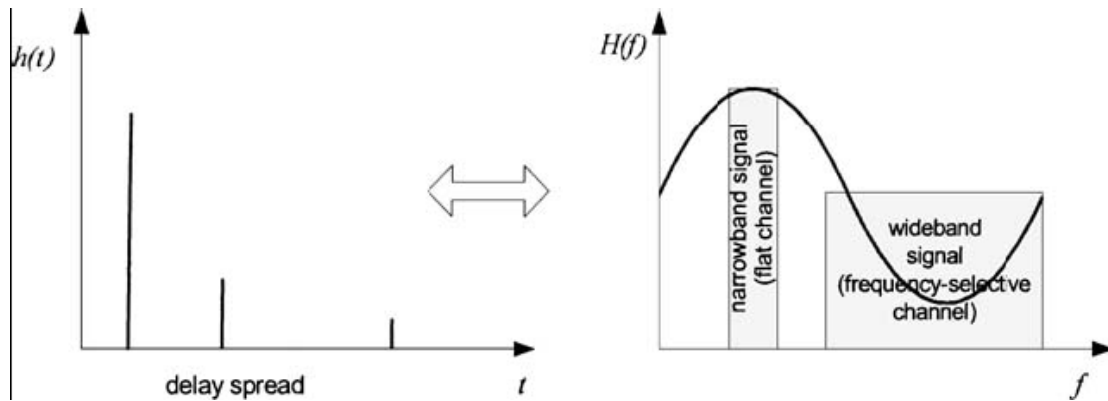
Απ' την άλλη μεριά, αν το εύρος ζώνης του σήματος είναι επαρκώς στενό, τότε η απόκριση συχνότητας του καναλιού μέσα στο εύρος ζώνης του σήματος μπορεί να θεωρηθεί ως σταθερή. Ένα ασύρματο κανάλι μπορεί να θεωρηθεί επίπεδο (flat) αν οι πολυδιαδρομικές καθυστερήσεις είναι πολύ μικρότερες από την περίοδο συμβόλου:

$$\tau_{\max} - \tau_{\min} \ll T_{symbol} = \frac{1}{BW} \Leftrightarrow (\tau_{\max} - \tau_{\min}) \times BW \ll 1 \quad (2.6)$$

Οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενες παράμετροι που χαρακτηρίζουν ένα κανάλι με διάχυση στο χρόνο περιλαμβάνουν:

- μέση καθυστέρηση
- μέση τετραγωνική καθυστέρηση (root-mean squared-rms): τ_{rms}
- εύρος ζώνης συνοχής B_c

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα κανάλι με διάχυση στο χρόνο και τις επιπτώσεις του σε στενής (narrowband) και ευρείας (wideband) ζώνης σήματα.



Σχήμα 2.1:Κανάλι με διάχυση στο χρόνο και οι επιπτώσεις του σε στενής(narrowband) και ευρείας (wideband) ζώνης σήματα

2.1.3 ΚΑΝΑΛΙΑ ΜΕ ΔΙΑΧΥΣΗ ΣΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ

Η μικρή διακύμανση στο λαμβανόμενο σήμα στο πεδίο του χρόνου μπορεί να εξηγηθεί από το φαινόμενο Doppler, εξαιτίας της κίνησης του πομπού, του δέκτη ή του περιβάλλοντος. Το φαινόμενο Doppler είναι πολλαπλασιαστικό στο χρόνο, διατηρώντας την κρουστική απόκριση του καναλιού γραμμική αλλά εξαρτώμενη από το χρόνο.

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε 2 μονοπάτια στο πεδίο της συχνότητας με μετατόπιση Doppler, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3. Για απλότητα, υποθέτουμε ότι η καθυστέρηση διάδοσης των διαδρομών είναι αμελητέα. Στη βασική ζώνη, το λαμβανόμενο σήμα δίνεται:

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t)\exp(j2\pi \Delta f_1 t) + as(t)\exp(j2\pi \Delta f_2 t) \\ &= (\exp(j2\pi \Delta f_1 t) + a \exp(j2\pi \Delta f_2 t))s(t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

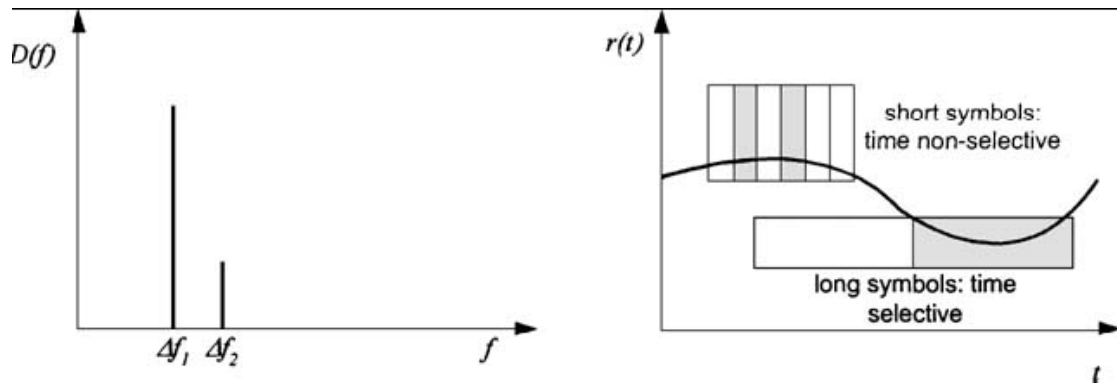
Το φαινόμενο Doppler εισάγει δυο φαινόμενα στο λαμβανόμενο σήμα: (1) μεταβολή του σήματος στο χρόνο και (2) μεγέθυνση του φάσματος του σήματος. Ορίζουμε το χρόνο συνοχής του καναλιού ως

$$T_c = 1 / \Delta f_{\max} \quad (2.8)$$

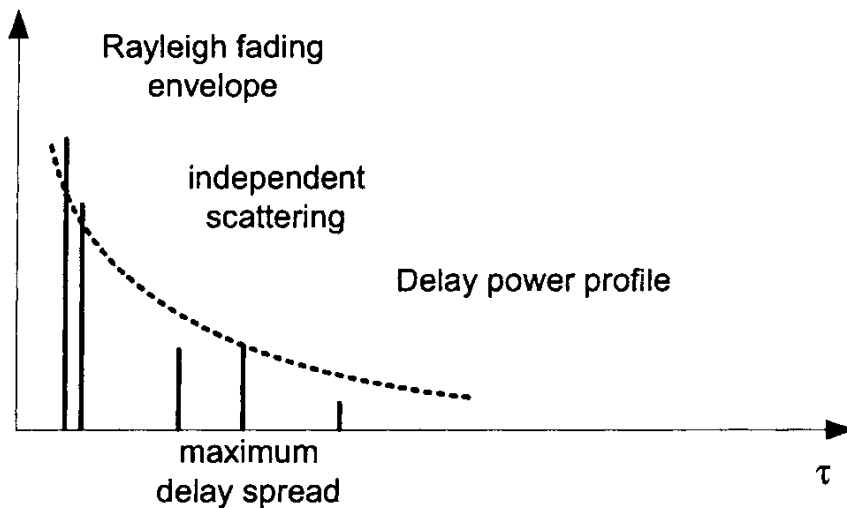
όπου $\Delta f_{\max}$ είναι η μέγιστη συχνότητα Doppler. Όταν η μετατόπιση Doppler είναι συγκρίσιμη με το εύρος ζώνης του σήματος (δλδ ο χρόνος συνοχής $T_c \sim$ περίοδος συμβόλου), το κανάλι ορίζεται ως επιλεκτικό στο χρόνο-γρήγορες διαλείψεις(time selective-fast fading) ή κανάλι με διάχυση στη συχνότητα(frequency dispersive).

Απ' την άλλη μεριά, αν η μετατόπιση Doppler είναι αμελητέα σε σχέση με το ρυθμό συμβόλου (χρόνος συνοχής καναλιού $\gg$ περίοδος συμβόλου), το κανάλι χαρακτηρίζεται ως μη επιλεκτικό στο χρόνο-αργές διαλείψεις(time nonselective-slow fading).

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα κανάλι με διάχυση στη συχνότητα και η επίδραση του σε μικρής διάρκειας (short symbols) και μεγάλης διάρκειας (long symbols) σύμβολα.

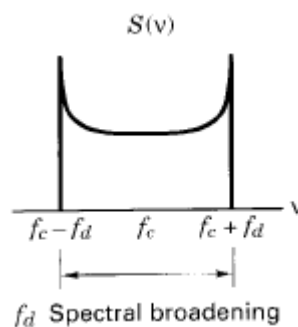


Σχήμα 2.2: Κανάλι με διάχυση στη συχνότητα και η επίδραση του σε μικρής διάρκειας (short symbols) και μεγάλης διάρκειας (long symbols) σύμβολα.



Σχήμα 2.3: Προφίλ ισχύος καθυστέρησης ενός καναλιού

Μια πιο πλήρης παρουσίαση της εξαρτώμενης απ' το χρόνο φύσης του καναλιού στο πεδίο της μετατόπισης συχνότητας Doppler μπορεί να γίνει παρακάτω. Το σχήμα 2.4 δείχνει την φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler (Doppler power spectral density) ή φάσμα Doppler $S(\nu)$ σχεδιασμένη σαν συνάρτηση της μετατόπισης συχνότητας Doppler.



Σχήμα 2.4: Σχηματική αναπαράσταση φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler

Στην περίπτωση ενός μοντέλου πυκνού σκεδαστή (dense-scatterer model) με κάθετη κεραία με σταθερό αξιμουθιακό κέρδος, μια ενιαία κατανομή των σημάτων που φτάνουν μ' όλες τις γωνίες άφιξης στο εύρος $(0, 2\pi)$ και ένα αδιαμόρφωτο σήμα, το φάσμα του σήματος για τις κεραίες των τερματικών είναι:

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{\nu - f_c}{f_d} \right)^2}} \quad (2.9)$$

Η ισότητα είναι για μετατοπίσεις συχνότητας για ταχύτητες ν που είναι στο εύρος $\pm f_d$ γύρω απ' τη φέρουσα συχνότητα f_c και θα είναι μηδενικό έξω απ' αυτό το εύρος. Η μορφή του RF φάσματος Doppler που περιγράφεται απ' την παραπάνω εξίσωση έχει σχήμα μπωλ και είναι όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4. Σημειώστε ότι το σχήμα είναι αποτέλεσμα του μοντέλου πυκνού σκεδαστή. Η παραπάνω εξίσωση έχει φανεί αρκετά καλή για δεδομένα που έχουν μαζευτεί για διάφορα κανάλια κινητών επικοινωνιών. Ωστόσο διαφορετικές εφαρμογές προκαλούν διαφορετικά σχήματα. Για παράδειγμα το μοντέλο πυκνού σκεδαστή δεν δουλεύει για ένα ραδιοκανάλι εσωτερικού χώρου. Γι' αυτό το κανάλι το μοντέλο υποθέτει ότι το $S(\nu)$ θα έχει επίπεδο φάσμα.

Στο σχήμα 2.4 τ' απότομα όρια του φάσματος Doppler οφείλονται στο απότομο άνω όριο της μετατόπισης Doppler που παράγεται εξαιτίας της κεραίας σε κινητό που μετακινείται ανάμεσα σε στατικούς σκεδαστές του μοντέλου πυκνού σκεδαστή. Το μεγαλύτερο μέτρο (άπειρο) του $S(\nu)$ συμβαίνει όταν ο σκεδαστής βρίσκεται ακριβώς μπροστά στην κινούμενη κεραία ή ακριβώς πίσω της. Σ' αυτή την περίπτωση το μέτρο της μετατόπισης συχνότητας δίνεται από το εξής:

$$f_d = \frac{\nu}{\lambda} \quad (2.10)$$

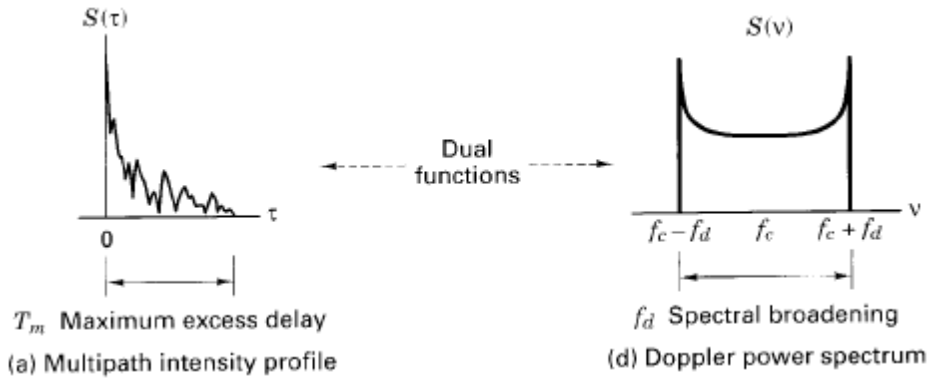
όπου ν είναι η σχετική ταχύτητα και λ το μήκος κύματος του σήματος. Όταν ο πομπός και ο δέκτης κινούνται ο ένας προς τον άλλο η f_d είναι θετική, ενώ όταν απομακρύνονται η f_d είναι αρνητική. Για σκεδαστές ακριβώς στα πλάγια της κινούμενης κεραίας η μετατόπιση συχνότητας είναι μηδενική. Το γεγονός ότι Doppler στοιχεία που φτάνουν ακριβώς με γωνία 0° και 180° έχουν άπειρη φασματική πυκνότητα ισχύος δεν είναι πρόβλημα, αφού η γωνία άφιξης είναι συνεχώς κατανομημένη και η πιθανότητα τα στοιχεία να φτάσουν με αυτές ακριβώς τις γωνίες είναι μηδενική. Η $S(\nu)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier μιας χωροχρονικής συνάρτησης συσχέτισης (spaced-time correlation function) $R(\Delta t)$ που δίνεται απ' το τύπο

$$R(\Delta t) = J_0(k\nu\Delta t) \quad (2.11)$$

όπου $J_0(\cdot)$ είναι η μηδενικής τάξης Bessel συνάρτηση πρώτου είδους, $\nu\Delta t$ είναι η απόσταση που διανύεται και $k = 2\pi/\lambda$ είναι η σταθερά φάσης ελεύθερου χώρου (μετατρέπει την απόσταση σε radians φάσης).

Είναι γνωστό ότι ο Fourier μετασχηματισμός μιας σειράς στο χρόνο είναι ίση με το μέτρο στο τετράγωνο του μετασχηματισμού Fourier της αυθεντικής σειράς στο χρόνο. Ως εκ τούτου μετρήσεις μπορούν να γίνουν απλά εκπέμποντας ένα ημιτονοειδές σήμα (στενής ζώνης) και χρησιμοποιώντας Fourier ανάλυση να παράγουν το φάσμα ισχύος του λαμβανόμενου σήματος. Αυτό το φάσμα ισχύος Doppler του καναλιού φέρνει γνώση της

φασματικής εξάπλωσης του μεταδιδόμενου ημιτόνου (κρουστική συνάρτηση στο πεδίο της συχνότητας) στο πεδίο της μετατόπισης Doppler.



Σχήμα 2.5: Προφίλ έντασης πολλαπλών διαδρομών και φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5 η $S(v)$ μπορεί να ειπωθεί σαν η δυϊκή του προφίλ έντασης πολλαπλών διαδρομών $S(\tau)$, αφού το τελευταίο φέρει γνώση για την εξάπλωση χρόνου του μεταδιδόμενου παλμού στο πεδίο της καθυστέρησης χρόνου.

Γνώση του $S(v)$ κάνει δυνατή την εκτίμηση της φασματικής εξάπλωσης που υπόκειται το σήμα σαν συνάρτηση του ρυθμού αλλαγής της κατάστασης του καναλιού. Το εύρος του φάσματος ισχύος Doppler (που συμβολίζεται εδώ σαν f_d) αναφέρεται στη βιβλιογραφία

με διάφορα ονόματα: εξάπλωση Doppler, ρυθμός διαλείψεων, εύρος διαλείψεων ή φασματική εξάπλωση. Η εξίσωση (2.9) περιγράφει τη μετατόπιση Doppler. Σ' ένα τυπικό πολυδιαδρομικό περιβάλλον, το λαμβανόμενο σήμα ταξιδεύει σε διάφορα ανακλαστικά μονοπάτια, καθένα με διαφορετική απόσταση και διαφορετική γωνία άφιξης. Η μετατόπιση Doppler από κάθε μονοπάτι είναι διαφορετική από τα υπόλοιπα. Το φαινόμενο Doppler εμφανίζεται στο δέκτη περισσότερο σαν μια εξάπλωση στη συχνότητα παρά σαν μια ολίσθηση στη συχνότητα. Σημειώστε ότι η εξάπλωση Doppler f_d και ο χρόνος συνοχής

T_0 είναι αναλόγως σχετισμένα ποσά (με μια πολλαπλασιαστική σταθερά), οπότε προκύπτει μια προσεγγιστική σχέση μεταξύ των δυο παραμέτρων η οποία είναι:

$$T_0 \approx 1/f_d \quad (2.12)$$

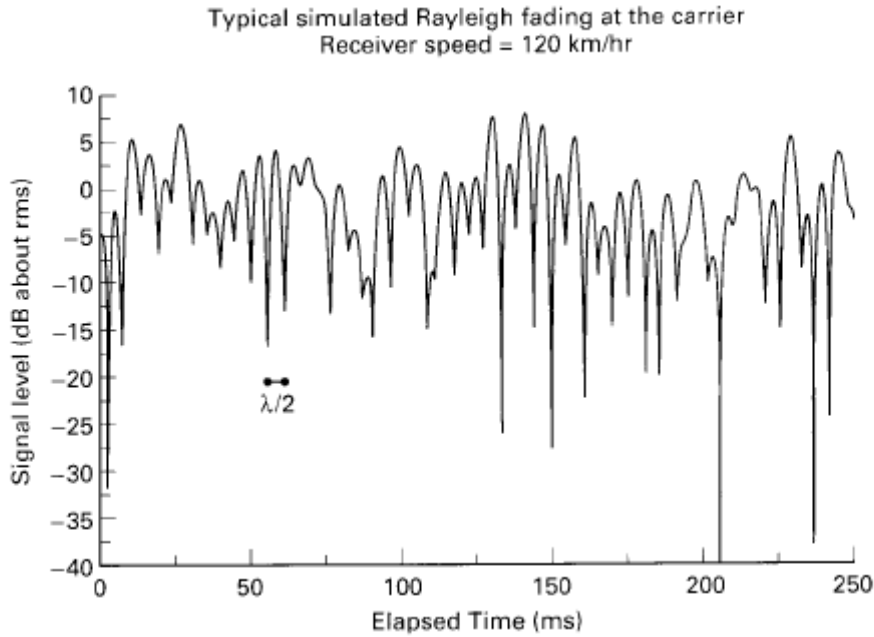
Επομένως η εξάπλωση Doppler f_d (ή $1/T_0$) μπορεί να θεωρηθεί σαν ο ρυθμός εξασθένησης του καναλιού. Νωρίτερα το T_0 θεωρήθηκε σαν η χρονική διάρκεια στην οποία η απόκριση του καναλιού σ' ένα ημιτονοειδές σήμα θεωρείται πρακτική αμετάβλητη. Όταν το T_0 θεωρηθεί ακριβέστερα σαν η χρονική διάρκεια στην οποία η απόκριση καναλιού σε ημίτονα φέρει μια συσχέτιση περίπου 0.5, η σχέση μεταξύ T_0 και f_d είναι προσεγγιστικά:

$$T_0 \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (2.13)$$

Ένας δημοφιλής κανόνας είναι να ορίσουμε το T_0 σαν το γεωμετρικό μέσο όρο των δυο προηγούμενων εξισώσεων, οπότε θα έχουμε:

$$T_0 = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0.423}{f_d} \quad (2.14)$$

Για την περίπτωση ενός συστήματος κινητών επικοινωνιών στη συχνότητα των 900 MHz, το σήμα 2.6 δείχνει το τυπικό φαινόμενο διαλείψεων Rayleigh στο πλάτος της περιβάλλουσας του σήματος σε σχέση με το χρόνο.



Σχήμα 2.6: Επίδραση διαλείψεων Rayleigh στο πλάτος της περιβάλλουσας του σήματος στο χρόνο.

Το σχήμα δείχνει ότι η απόσταση που διένυσε το κινητό σ' ένα διάστημα χρόνου που αντιστοιχεί σε δυο διαδοχικά κενά (μικρής κλίμακας διαλείψεις) είναι της τάξης του μισού μήκους κύματος ($\lambda/2$). Ως εκ τούτου απ' το σχήμα 2.6 και τη σχέση (2.10) ο χρόνος που χρειάζεται για να διανυθεί η απόσταση $\lambda/2$ (προσεγγιστικά ο χρόνος συνοχής), όταν ταξιδεύει με σταθερή ταχύτητα v , είναι:

$$T_0 \approx \frac{\lambda/2}{v} = \frac{0.5}{f_d} \quad (2.15)$$

Ως εκ τούτου όταν η διάλειψη είναι προσεγγιστικά $\lambda/2$, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6, η σχέση που προκύπτει για το T_0 στην εξίσωση (2.15) είναι αρκετά κοντά στο γεωμετρικό μέσο που φαίνεται στην εξίσωση (2.14). Από την εξίσωση (2.15) και χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους στου σχήματος 2.6 είναι εύκολο να καθορίσουμε ότι η εξάπλωση Doppler (ρυθμός διαλείψεων καναλιού) είναι περίπου 100 Hz και ο χρόνος συνοχής του καναλιού είναι περίπου 5 ms. Οπότε αν το παράδειγμα παριστάνει κανάλι που μεταδίδεται ψηφιοποιημένη φωνή με τυπικό ρυθμό 10^4 symbols/s , ο ρυθμός συμβόλων είναι αρκετά πιο χαμηλός από το ρυθμό διαλείψεων. Κάτω από τέτοιες συνθήκες το κανάλι θα προκαλέσει φαινόμενα αργών διαλείψεων (slow fading effects). Σημειώστε ότι αν ο οριζόντιος άξονας είχε σημειωθεί με μήκη κύματος αντί για μονάδες χρόνου, τα

σχεδιασμένα χαρακτηριστικά διαλείψεων θα έμοιαζαν το ίδιο για οποιαδήποτε ραδιοσυχνότητα και ταχύτητα κεραίας.

2.1.4 ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ

Στην πραγματικότητα, τα ασύρματα κανάλια μπορεί να είναι και διαχυτικά στο χρόνο και στη συχνότητα την ίδια στιγμή. Δεδομένης της τυχαίας φύσης του, ο σχεδιασμός ενός συστήματος πρέπει να βασίζεται στα στατιστικά χαρακτηριστικά του ασύρματου καναλιού. Μαθηματικά, το διαχυτικό στο χρόνο και στη συχνότητα κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μια γραμμική εξαρτώμενη απ' το χρόνο (linear time variant-LTV) συνάρτηση μεταφοράς. Ένα συχνά χρησιμοποιούμενο μοντέλο για ένα ευρυζωνικό κανάλι με Rayleigh διαλείψεις υποθέτει:

- Μ ξεχωριστά ασυσχέτιστα μονοπάτια με κανονικοποιημένες καθυστερήσεις (με τη περίοδο συμβόλου T_{symbol}): $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{M-1}$ ($\tau_0 = 0$).
- Τα Μ κέρδη μονοπατιών είναι μιγαδικές τυχαίες διαδικασίες Gauss $\{a_0, a_1, \dots, a_{M-1}\}$ έχοντας ανεξάρτητα πραγματικά και φανταστικά μέρη με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση $\sigma^2/2$.

Θεωρώντας ως f_c την συχνότητα μεταφοράς, η κρουστική απόκριση του εξαρτώμενου απ' το χρόνο καναλιού δίνεται από το παρακάτω τύπο:

$$h(t, \tau) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) \delta(\tau - \tau_m(t)) \quad (2.16)$$

Είναι φανερό ότι η $h(t, \tau)$ είναι μια μιγαδική Gauss τυχαία διαδικασία με μεταβλητή την t. Η περιβάλλουσα της, ως εκ τούτου σε κάθε στιγμιαίο t ακολουθεί την κατανομή Rayleigh. Το εξαρτώμενο απ' το χρόνο $\tau_m(t)$ στο $\exp(-j2\pi f_c \tau_m(t))$ αποτυπώνει το φαινόμενο Doppler και την μεταβολή στο φάσμα που αυτό προκαλεί.

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Fourier λαμβάνοντας υπ' όψιν την μεταβλητή τ, έχουμε τότε την απόκριση χρόνου-συχνότητας του εξαρτώμενου απ' το χρόνο καναλιού (time-frequency channel response):

$$h(f, t) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(-j(\theta_m + 2\pi F_D t - 2\pi f \tau_m)) \quad (2.17)$$

Εδώ εκφράζουμε ξανά την $2\pi f_c \tau_m(t)$ σαν $(2\pi F_D t + \theta_m)$ όπου F_D είναι η συχνότητα Doppler και θ_m μια τυχαία φάση που αποδίδεται από το m μονοπάτι.

Στις περισσότερες αναλύσεις, χρησιμοποιείται το μοντέλο του ευρείας έννοιας στατικό ασυσχέτιστο κανάλι με σκέδαση (wide-sense stationary uncorrelated scattering channel-WSSYS). Τα στατιστικά χαρακτηριστικά του περιγράφονται από το πίνακα συνδιακύμανσης:

$$R_b(\Delta f, \Delta t) = E\{h(f, t) h^*(f - \Delta f; t - \Delta t)\} \quad (2.18)$$

Διάφορα προφίλ μπορούν να εξαχθούν από τις συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης:

- Η συνάρτηση συσχέτισης συχνότητας (frequency correlation function): $p_h(\Delta f) = R_b(\Delta f, 0)$, ποσοτικοποιεί την συσχέτιση του καναλιού στο

πεδίο της συχνότητας. Το εύρος του $p_h(\Delta f)$ ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής B_c και είναι το εύρος των συχνοτήτων στο οποίο το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί επίπεδο.

- Το προφίλ ισχύος καθυστέρησης (*delay power profile*): $p_h(\tau) = F^{-1}\{p_h(\Delta f)\}$, ποσοτικοποιεί τις διαχυτικές ιδιότητες του καναλιού. Το εύρος του $p_h(\tau)$ είναι γνωστό σαν καθυστέρηση μονοπατιού (multipath delay spread) $\tau_{\max}$. Η τετραγωνική ρίζα της μέσης τετραγωνικής τιμής της καθυστέρησης τ_{rms} ορίζεται ως η τετραγωνική ρίζα της δεύτερης στιγμής του προφίλ ισχύος καθυστέρησης. Στην πράξη, χρησιμοποιούμε συχνά την παρακάτω εκτίμηση:

$$B_c = \frac{1}{5\tau_{rms}}$$

- Η συνάρτηση συσχέτισης χρόνου (*time correlation function*): $p_h(\Delta t) = R_h(0, \Delta t)$ ποσοτικοποιεί την εξαρτώμενη από το χρόνο φύση του καναλιού. Ο μετασχηματισμός Fourier του είναι το φάσμα ισχύος Doppler (*Doppler power spectrum*) $\Phi_h(\nu) = F\{p_h(\Delta t)\}$. Το εύρος του $\Phi_h(\nu)$, το οποίο ονομάζεται εξάπλωση Doppler (Doppler spread) B_D , ορίζεται ως το εύρος των συχνοτήτων στο οποίο το φάσμα Doppler είναι πρακτικά μηδέν. Το αντίστροφο της εξάπλωσης Doppler,

$$T_c = 1/B_D$$

ορίζεται ως ο χρόνος συνοχής του καναλιού, ο οποίος είναι ένας στατιστικός δείκτης που δείχνει το περιθώριο χρόνου στο οποίο η απόκριση καναλιού είναι ουσιαστικά ανεξάρτητη.

Για να έχουμε διαλείψεις Rayleigh με φάσμα Jakes και ένα εκθετικά μειούμενο προφίλ ισχύος καθυστέρησης με RMS τιμή τ_{rms} , επιλέγονται οι παρακάτω συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας:

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.19)$$

$$p_F(F_D) = \frac{1}{\pi F_{D,\max} \sqrt{1 - (F_D / F_{D,\max})^2}} \quad (2.20)$$

$$p_\tau(\tau) = \frac{\exp(-\tau / \tau_{rms})}{\tau_{rms} (1 - \tau_{\max} / \tau_{rms})} \quad (2.21)$$

Συνοπτικά,

- Οι διαλείψεις περιβάλλουσας επηρεάζουν την ισχύ του σήματος και ως εκ τούτου πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψιν ένα περιθώριο διαλείψεων κατά τον σχεδιασμό της ζεύξης σ' ένα ασύρματο σύστημα. Ο έλεγχος ισχύος και οι τεχνικές χωρικής διαφορικότητας είναι απ' τα πιο δημοφιλή μέσα για να αντιμετωπίσουν τις διαλείψεις περιβάλλουσας.

- Οι διαλείψεις που είναι επιλεκτικές ως προς την συχνότητα μεταβάλλουν την κυματομορφή του σήματος ως εκ τούτου την ικανότητα για ανίχνευση. Παραδοσιακά, χρησιμοποιείται η εξίσωση καναλιού για ν' αντιμετωπιστεί το φαινόμενο. Εναλλακτικά μπορεί κανείς να μεταφέρει ένα ευρείας ζώνης σήμα με το να το χωρίσει σε στενής ζώνης υπο-σήματα, όπως θα συζητηθεί παρακάτω.
- Οι επιλεκτικές στο χρόνο διαλείψεις μεταβάλλουν το φάσμα και εισάγουν διακυμάνσεις πολύ γρήγορες για τον έλεγχο ισχύος. Σύμπλεξη χρόνου και τεχνικές διαφορικότητας είναι τα πιο δραστικά μέσα για την αντιμετώπιση των επιλεκτικών στο χρόνο διαλείψεων.

2.2 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency division multiplexing-OFDM) είναι μια τεχνική διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων που έχει πρόσφατα υιοθετηθεί σε μια ευρεία ποικιλία επικοινωνιακών συστημάτων υψηλού ρυθμού δεδομένων, όπως οι ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές, τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (wireless LAN), η ψηφιακή ευρυεκπομπή εικόνας, τα τέταρτης γενιάς κυψελωτά δίκτυα κ.ά. Η τεχνική OFDM είναι δημοφιλής εξαιτίας της ικανότητας του να διαχειρίζεται την διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference-ISI) σε κανάλια με μεγάλη διάχυση.

Όπως έχει ειπωθεί και στις προηγούμενες παραγράφους, καθώς η εξάπλωση καθυστέρηση τ γίνεται ένα αυξανόμενο μεγάλο πολλαπλάσιο της περιόδου συμβόλου T_s , η διασυμβολική παρεμβολή γίνεται πολύ μεγάλη. Εξ' ορισμού, ένα υψηλού ρυθμού δεδομένων σύστημα θα έχει γενικά $\tau \gg T_s$, αφού ο αριθμός των συμβόλων που στέλνονται ανά δευτερόλεπτο είναι υψηλό. Σ' ένα σύστημα μη οπτικής επαφής (non line of sight-NLOS), τα οποία πρέπει να μεταδίδουν πάνω απ' το μέσο ρυθμό σε μεγάλες αποστάσεις, η εξάπλωση καθυστέρησης θα είναι συχνά μεγάλη. Γενικά, τα ασύρματα ευρυζωνικά συστήματα όλων των ειδών θα υποφέρουν από μεγάλες διασυμβολικές παρεμβολές και ως εκ τούτου απαιτούν πομπούς και δέκτες που κάνουν χρήση τεχνικών για την αποφυγή τους.

Παρακάτω θα συζητήσουμε:

- Πως λειτουργεί η διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών
- Θα δοθεί μια εξήγηση του συστήματος OFDM, καλύπτοντας θέματα κλειδιά όπως το κυκλικό πρόθεμα και η εξίσωση συχνότητας
- Θα συζητηθούν προβλήματα υλοποίησης όπως ο λόγος μεγίστου προς μέσο επίπεδο ισχύος (peak to average ratio-PAR)

2.2.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΦΕΡΟΥΣΩΝ

Η βασική ιδέα της διαμόρφωσης πολλαπλών φερουσών είναι αρκετά απλή και έρχεται φυσιολογικά από τις απαιτήσεις για υψηλούς ρυθμούς δεδομένων και ελεύθερων από διασυμβολική παρεμβολή καναλιών. Για να έχουμε ένα κανάλι που δεν έχει διασυμβολική παρεμβολή, η περίοδος συμβόλου T_s θα πρέπει να είναι μεγαλύτερος-συχνά πολύ μεγαλύτερος- από την εξάπλωση καθυστέρησης τ του καναλιού. Τα ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών δεν μπορούν να βρουν αν υπάρχει διασυμβολική παρεμβολή. Δημιουργείται γρήγορα ένα επίπεδο λάθους, και καθώς η περίοδος συμβόλου T_s πλησιάζει ή πέφτει κάτω από την εξάπλωση καθυστέρησης τ , ο ρυθμός λαθών bit γίνεται μη ανεκτός. Όπως έχει ειπωθεί και προηγουμένως σε ευρείας ζώνης κανάλια που δίνουν τον υψηλό ρυθμό δεδομένων που απαιτείται από τις σημερινές εφαρμογές, η επιθυμητή περίοδος συμβόλου

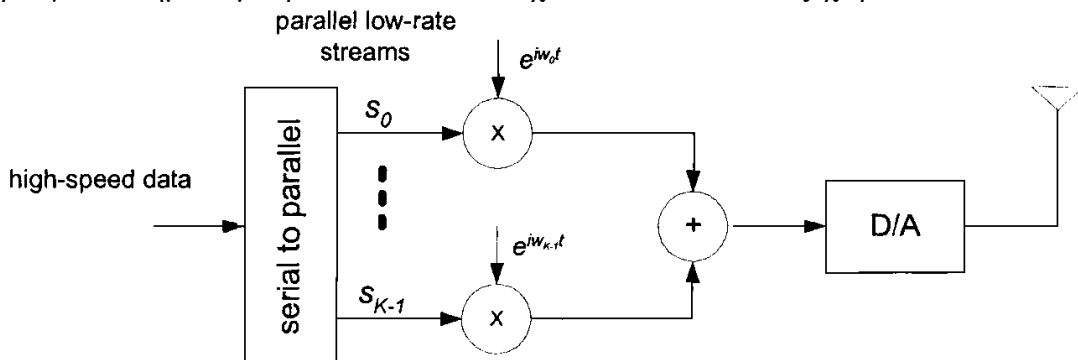
είναι συνήθως πολύ μικρότερη από την εξάπλωση καθυστέρησης, οπότε η διασυμβολική παρεμβολή είναι πολύ μεγάλη.

Για να παρακαμφθεί το πρόβλημα, η διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών διαιρεί την υψηλού ρυθμού δεδομένων μεταδιδόμενη ροή bit σε K χαμηλότερου ρυθμού υποροές, κάθε

μία απ' τις οποίες έχει $T_s/K \gg \tau$ και ως εκ τούτου ικανοποιητικά ελεύθερο από διασυμβολική παρεμβολή. Αυτές οι υποροές μπορούν να σταλθούν σε L παράλληλα υποκανάλια, διατηρώντας έτσι τον συνολικό ρυθμό δεδομένων που είναι επιθυμητός. Τυπικά, τα υποκανάλια είναι ορθογώνια κάτω από ιδανικές συνθήκες διάδοσης, οπότε η διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών καλείται ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDM). Ο ρυθμός δεδομένων σε κάθε υποκανάλι είναι πολύ χαμηλότερος από τον συνολικό ρυθμό δεδομένων, οπότε και το εύρος ζώνης του υποκαναλιού είναι πολύ λιγότερο από το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος. Ο αριθμός των υποροών διαλέγεται για να εξασφαλίσει ότι κάθε υποκανάλι έχει ένα εύρος ζώνης μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού, οπότε και τα υποκανάλια έχουν επίπεδες διαλείψεις. Επομένως η διασυμβολική παρεμβολή σε κάθε υποκανάλι είναι μικρή. Επιπλέον, στην ψηφιακή υλοποίηση του OFDM, η διασυμβολική παρεμβολή μπορεί να ακυρωθεί με την χρήση του κυκλικού προθέματος.

Στην πιο απλή μορφή του, η διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών διαιρεί την εισερχόμενη ευρείας ζώνης ροή δεδομένων σε K στενής ζώνης υποροές, κάθε μία απ' τις οποίες μεταδίδεται σε διαφορετικά ορθογωνικής-συχνότητας κανάλια. Ο αριθμός αυτός των K υποροών επιλέγεται έτσι ώστε να κάνει την περίοδο συμβόλου σε κάθε υποροή πολύ μεγαλύτερη από την εξάπλωση καθυστέρησης του καναλιού ή, ομοίως, να κάνει το εύρος ζώνης της υποροής μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής. Αυτό εξασφαλίζει ότι η υποροή δεν θα υποφέρει από σοβαρή διασυμβολική παρεμβολή.

Μια απλή υλοποίηση της διαμόρφωσης πολλαπλών φερουσών φαίνεται στο σχήμα 2.4. Αρχικά ένα υψηλού ρυθμού σήμα με ρυθμό δεδομένων R bits ανά δευτερόλεπτο (bps) και εύρος ζώνης B διαιρείται σε K παράλληλες υποροές, κάθε μία από τις οποίες έχει ρυθμό R/K και εύρος ζώνης B/K . Αφού περάσει από κανάλι με απόκριση συχνότητας $H(f)$, υποθέτοντας ότι ο αριθμός των υποφερουσών είναι τέτοιος ώστε το εύρος ζώνης της υποφέρουσας να είναι ικανοποιητικά μικρότερος από το εύρος ζώνης συνοχής, δηλαδή να ισχύει $B/K \ll B_c$, τότε κάθε υποφέρουσα υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις. Τα αμοιβαία ορθογώνια σήματα μπορούν εύκολα ν' ανιχνευθούν το καθένα ξεχωριστά.



Σχήμα 2.4: Διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών

Είναι φανερό ότι η τεχνική πολλαπλών φερουσών έχει ενδιαφέρον και στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας. Στο πεδίο του χρόνου, η διάρκεια συμβόλου σε κάθε υποφέρων έχει αυξηθεί σε $T = K T_s$, οπότε αν αυξηθεί το K η περίοδος συμβόλου

υπερβαίνει την εξάπλωση καθυστέρησης, $T \gg \tau$, το οποίο είναι και το αιτούμενο για ελεύθερη από διασυμβολική παρεμβολή επικοινωνία. Στο πεδίο της συχνότητας, οι υποφέρουσες έχουν εύρος ζώνης $B/K \ll B_c$, το οποίο εξασφαλίζει επίπεδες διαλείψεις, το ισότιμο για ελεύθερη από διασυμβολική παρεμβολή επικοινωνία στο επίπεδο της συχνότητας.

Αν και αυτός ο απλός τύπος διαμόρφωσης πολλαπλών φερουσών είναι εύκολο να γίνει αντιληπτός, έχει διάφορα κρίσιμα ζητήματα για εξέταση. Κατ' αρχάς σε μια ρεαλιστική υλοποίηση, θα υπάρξει μια μεγάλη ποινή σε εύρος ζώνης, απ' τη στιγμή που τα υποφέροντα δεν μπορούν να έχουν τέλεια ορθογώνιους παλμούς και είναι περιορισμένοι στο χρόνο. Επιπλέον πολύ υψηλής ποιότητας (και επομένως ακριβά) χαμηλοπερατά φίλτρα θα χρειαστούν για να διατηρήσουν την ορθογωνιότητα των υποφερόντων στο δέκτη. Το πιο σημαντικό είναι ότι το σχήμα αυτό διαμόρφωσης απαιτεί K αναξάρτητες ραδιοσυχνοτικές (radiofrequency-RF) μονάδες και μονοπάτια αποδιαμόρφωσης. Στην επόμενη παράγραφο θα δείξουμε πως η OFDM τεχνική υποσκελίζει αυτά τα ζητήματα.

2.2.2 ΤΑ ΒΑΣΙΚΑ ΤΟΥ OFDM

Για να αποφύγουμε την ανάγκη για K RF μονάδες και στο πομπό και στο δέκτη, η OFDM τεχνική χρησιμοποιεί μια αποδοτική υπολογιστική τεχνική, το διακριτό μετασχηματισμό Fourier (discrete Fourier transform-DFT), και μια πιο εξελιγμένη εκδοχή του, πιο αποδοτική, γνωστή σαν το ταχύ μετασχηματισμό Fourier (fast Fourier transform-FFT). Ο FFT και ο αντίστροφος του IFFT, μπορούν να δημιουργήσουν πολλαπλά ορθογωνικά υποφέροντα χρησιμοποιώντας μια μόνο ραδιοσυχνότητα.

2.2.2.1 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΜΠΛΟΚ ΜΕ ΔΙΑΣΤΗΜΑΤΑ ΦΥΛΑΞΗΣ

Ξεκινάμε με το να ομαδοποιήσουμε K σύμβολα δεδομένων σ' ένα μπλοκ γνωστό σαν OFDM σύμβολο. Ένα OFDM σύμβολο διαρκεί μια περίοδο T δευτερολέπτων, όπου $T = K T_s$. Για να διατηρηθεί κάθε OFDM σύμβολο ανεξάρτητο από άλλα αφού περάσει από ένα ασύρματο κανάλι, είναι απαραίτητο να εισαχθεί ένας χρόνος φύλαξης ανάμεσα στα OFDM σύμβολα.

Με αυτό τον τρόπο αφού ληφθεί μια σειρά OFDM συμβόλων, απ' τη στιγμή που το T_s είναι μεγαλύτερο από την εξάπλωση καθυστέρησης του καναλιού τ , κάθε OFDM σύμβολο θα παρεμβάλει μόνο με τον εαυτό του.

Πιο απλά, οι μεταδόσεις OFDM συμβόλων επιτρέπουν διασυμβολική παρεμβολή μέσα στο OFDM σύμβολο. Αλλά με την εισαγωγή ενός ικανοποιητικά μεγάλου χρόνου φύλαξης, είναι δυνατό να εγγυηθεί ότι δεν θα υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των διαδοχικών OFDM συμβόλων.

2.2.2.2 ΚΥΚΛΙΚΗ ΣΥΝΕΛΙΞΗ ΚΑΙ DFT

Τώρα που τα διαδοχικά OFDM σύμβολα έχουν διατηρηθεί ορθογώνια με την εισαγωγή του χρόνου φύλαξης, το επόμενο καθήκον είναι να διώξουμε την διασυμβολική παρεμβολή μέσα από το κάθε OFDM σύμβολο. Όταν μια εισερχόμενη ροή δεδομένων $x[n]$ στέλνεται σ' ένα γραμμικό ανεξάρτητο απ' το χρόνο Περιορισμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite

Impulse Response-FIR) κανάλι $h[n]$, το αποτέλεσμα είναι μια γραμμική συνέλιξη της εισόδου και του καναλιού:

$$y[n] = x[n] * h[n] \quad (2.22)$$

Ωστόσο ας φανταστούμε ότι υπολογίζουμε το $y[n]$ σε όρους κυκλικής συνέλιξης:

$$y[n] = x[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes x[n] \quad (2.23)$$

όπου

$$x[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} h[k] x[n-k]_K, \quad (2.24)$$

και η κυκλική συνάρτηση $x[n]_K = x[n \bmod K]$ είναι μια κυκλική εκδοχή της $x[n]$ με περίοδο K . Με άλλα λόγια, κάθε τιμή της $y[n] = x[n] \otimes h[n]$ είναι το άθροισμα των παραγώγων των K όρων.

Σ' αυτή την περίπτωση της κυκλικής συνέλιξης, θα ήταν δυνατό να πάρουμε τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier της εξόδου του καναλιού $y[n]$ για να πάρουμε

$$DFT\{y[n]\} = DFT\{x[n] \otimes h[n]\}, \quad (2.25)$$

το οποί γίνεται στο πεδίο της συχνότητας

$$Y[m] = H[m] X[m] \quad (2.26)$$

Σημειώστε ότι ο δυϊσμός μεταξύ της κυκλικής συνέλιξης στο πεδίο του χρόνου και ο απλός πολλαπλασιασμός στο πεδίο της συχνότητας είναι μια μοναδική ιδιότητα του DFT. Ο K σημείων DFT ορίζεται ως

$$DFT\{x[n]\} = X[m] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{n=0}^{K-1} x[n] \exp(-j \frac{2\pi n m}{K}) \quad (2.27)$$

ενώ ο αντίστροφος του, ο IDFT, ορίζεται ως

$$IDFT\{X[m]\} = x[n] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{m=0}^{K-1} X[m] \exp(j \frac{2\pi n m}{K}) \quad (2.28)$$

Αναφερόμενοι στην (2.26), αυτή η εξίσωση περιγράφει ένα ελεύθερο από διασυμβολική παρεμβολή κανάλι στο πεδίο της συχνότητας, όπου κάθε σύμβολο εισόδου $X[m]$ είναι απλά πολλαπλασιασμένο με μια τιμή $H[m]$. Έτσι, δεδομένης της γνώσης της απόκρισης συχνότητας του καναλιού $H[m]$ στο δέκτη, είναι απλό να πάρουμε το σύμβολο εισόδου απλά υπολογίζοντας

$$\hat{X}[m] = \frac{Y[m]}{H[m]} \quad (2.29)$$

όπου το εκτιμώμενο $\hat{X}[m]$ είναι γενικά ατελές, εξαιτίας του προσθετικού θορύβου, της συγκαναλικής παρεμβολής (cochannel interference), της ατελούς γνώσης του καναλιού και άλλων ατελειών. Παρόλα αυτά, κατά κανόνα, η διασυμβολική παρεμβολή, που είναι η πιο σοβαρή μορφή παρεμβολής σε ένα κανάλι ευρείας ζώνης, έχει αντιμετωπιστεί.

Μια φυσιολογική ερώτηση που μπορεί κάποιος να κάνει είναι από πού προέκυψε η κυκλική συνέλιξη; Η φύση παράγει μια γραμμική συνέλιξη όταν ένα σήμα μεταδίδεται σε ένα γραμμικό κανάλι. Η απάντηση είναι ότι αυτή η κυκλική συνέλιξη μπορεί να δημιουργηθεί με την προσθήκη ενός ειδικού προθέματος, του κυκλικού προθέματος (cyclic prefix-CP), στο μεταδιδόμενο διάνυσμα.

2.2.2.3 ΤΟ ΚΥΚΛΙΚΟ ΠΡΟΘΕΜΑ

Το κλειδί για να γίνει το OFDM σύστημα λειτουργικό είναι η χρήση του FFT αλγορίθμου, ο οποίος έχει μικρή πολυπλοκότητα. Για να δημιουργήσει ο IFFT/FFT ένα ελεύθερο από διασυμβολική παρεμβολή, το κανάλι πρέπει να παρέχει κυκλική συνέλιξη, όπως στην εξίσωση (2.26). Προσθέτοντας την κυκλική συνέλιξη στο μεταδιδόμενο σήμα, δημιουργείται ένα σήμα που φαίνεται να είναι σαν το $\underline{X}[n]_K$ και έτσι $\underline{y}[n] = \underline{x}[n] \otimes \underline{h}[n]$.

Ας δούμε πως αυτό δουλεύει. Αν το η μέγιστη εξάπλωση καθυστέρησης έχει διάρκεια $v+1$ δειγμάτων, προσθέτοντας ένα φύλακα τουλάχιστον v δειγμάτων μεταξύ των OFDM συμβόλων κάνει κάθε OFDM σύμβολο ανεξάρτητο από αυτά που έρχονται πριν και μετά, και έτσι μόνο ένα OFDM σύμβολο μπορεί να θεωρηθεί. Αναπαριστώντας ένα τέτοιο OFDM σύμβολο στο πεδίο του χρόνου με ένα διάνυσμα μήκους K έχουμε:

$$\underline{X} = [\underline{X}_1 \ \underline{X}_2 \ \dots \ \underline{X}_K] \quad (2.30)$$

Αφού εισάγουμε το κυκλικό πρόθεμα μήκους v , το μεταδιδόμενο σήμα είναι:

$$\underline{X}_{-cp} = [\underline{X}_{K-v} \ \underline{X}_{K-v+1} \ \dots \ \underline{X}_{K-1} \ \underline{X}_0 \ \underline{X}_1 \ \dots \ \underline{X}_{K-1}] \quad (2.31)$$

Η έξοδος του καναλιού είναι εξ' ορισμού $\underline{Y}_{-cp} = \underline{h}^* \underline{X}_{-cp}$, όπου $\underline{h}$ είναι ένα διάνυσμα $v+1$ μήκους που περιγράφει την κρουστική απόκριση του καναλιού στη διάρκεια του OFDM συμβόλου. Η έξοδος $\underline{Y}_{-cp}$ έχει $(K+v)+(v+1)-1=K+2v$ δείγματα. Τα v πρώτα δείγματα του

$\underline{Y}_{-cp}$ περιέχουν παρεμβολές από προηγούμενα OFDM σύμβολα και παραβλέπονται. Τα τελευταία v δείγματα διαχέονται στο επόμενο OFDM σύμβολο, και επίσης παραβλέπονται. Έτσι έχουμε K ακριβώς δείγματα για την επιθυμητή έξοδο $\underline{y}$, που είναι ό, τι ακριβώς χρειάζεται για να ανακτήσουμε τα K σύμβολα δεδομένων που είναι ενσωματωμένα στο $\underline{X}$.

Ο ισχυρισμός μας είναι ότι αυτά τα K δείγματα του $\underline{y}$ θα είναι ίσα με το $\underline{y} = \underline{h} \otimes \underline{X}$. Πολλαπλές αποδείξεις είναι δυνατές. Η πιο απλή είναι μια παραδοχή. Έστω $\underline{y}_0$, το πρώτο στοιχείο του $\underline{y}$. Αυτό εξαρτάται από το $\underline{X}_0$ και απ' τις τιμές $\underline{X}_{K-v} \dots \underline{X}_{K-1}$. Είναι:

$$\begin{aligned} \underline{y}_0 &= \underline{h}_0 \underline{X}_0 + \underline{h}_1 \underline{X}_{K-1} + \dots + \underline{h}_v \underline{X}_{K-v} \\ \underline{y}_1 &= \underline{h}_0 \underline{X}_1 + \underline{h}_1 \underline{X}_0 + \dots + \underline{h}_v \underline{X}_{K-v+1} \\ &\vdots \\ \underline{y}_{K-1} &= \underline{h}_0 \underline{X}_{K-1} + \underline{h}_1 \underline{X}_{K-2} + \dots + \underline{h}_v \underline{X}_{K-v-1} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Από την (2.24), βλέπουμε ότι αυτή είναι ακριβώς η τιμή του $y_0, y_1, \dots, y_{K-1}$ όπως προκύπτει από την $\underline{y} = \underline{h} \otimes \underline{x}$. Ως εκ τούτου, με τη χρήση της κυκλικής συνέλιξης, ένα κυκλικό πρόθεμα που είναι τουλάχιστο ίσο με τη διάρκεια του καναλιού επιτρέπει η έξοδος του καναλιού $\underline{y}$ να μετατραπεί σ' ένα απλό πολλαπλασιασμό της απόκρισης συχνότητας του καναλιού $\underline{H} = DFT\left\{\underline{h}\right\}$ και της εισόδου στο κανάλι στο πεδίο της συχνότητας $\underline{X} = DFT\left\{\underline{x}\right\}$.

Το κυκλικό πρόθεμα, αν και είναι απλό, δεν είναι τελείως ελεύθερο. Επιφέρει μια επιβάρυνση στο εύρος ζώνης και στην ισχύ. Αφού στέλνονται v σύμβολα, το απαιτούμενο εύρος ζώνης για το OFDM σύστημα αυξάνεται από B σε $(K+v/K)B$. Ομοίως, ένα επιπλέον σύμβολο διάρκειας v πρέπει να υπολογιστεί στην ισχύ του πομπού. Ως εκ τούτου, το κυκλικό πρόθεμα φέρει μια επιβάρυνση στην ισχύ $10 \log_{10} \left(K + \frac{v}{K} \right)$ dB επιπλέον της επιβάρυνσης του εύρους ζώνης. Συνοψίζοντας, η χρήση του κυκλικού προθέματος φέρει απώλειες στο ρυθμό δεδομένων και στην ισχύ που είναι

$$\text{Απώλειες Ρυθμού} = \text{Απώλειες ισχύος} = \frac{K}{K+v}$$

Η χαμένη ισχύς έχει αυξημένη σημασία σ' ένα περιορισμένο στην παρεμβολή ασύρματο σύστημα, προκαλώντας παρεμβολή σε γειτονικούς χρήστες. Ένας τρόπος να μειωθεί η επιβάρυνση στην ισχύ του πομπού θα δοθεί παρακάτω.

Μπορεί να σημειωθεί ότι για $K \gg v$, η ανεπάρκεια του κυκλικού προθέματος μπορεί να γίνει μικρή αν αυξηθεί ο αριθμός των υποφερόντων. Ωστόσο, πολλές άλλες σημαντικές θυσίες πρέπει να γίνουν καθώς το K γίνεται μεγάλο. Όπως με τα περισσότερα προβλήματα σχεδίασης συστημάτων, επιθυμητές ιδιότητες, όπως η επάρκεια, πρέπει να ανταλλάσσονται χωρίς κόστος και επιθυμητές ανέχειες.

2.2.2.3.1 ΕΝΑ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΟ ΚΥΚΛΙΚΟ ΠΡΟΘΕΜΑ

Μια εναλλακτική στο κυκλικό πρόθεμα είναι η χρήση του μηδενικού προθέματος το οποίο δημιουργεί μια κενή μπάνα φύλαξης. Ένα εμπορικό σύστημα που προτείνει αυτόν τον τρόπο είναι το Πολυζωνικό (Multiband) OFDM σύστημα το οποίο έχει προτυποποιηθεί για υπερευρυζωνική (ultrawideband-UWB) λειτουργία. Ο πολυζωνικός OFDM πομπός απλά στέλνει ένα πρόθεμα με κενά δεδομένα έτσι ώστε να μην υπάρχει επιβάρυνση ισχύος πομπού. Στο δέκτη, η «ουρά» μπορεί να προστεθεί ξανά, το οποίο δημιουργεί ξανά το φαινόμενο του κυκλικού προθέματος, οπότε το υπόλοιπο OFDM σύστημα μπορεί να λειτουργήσει ως συνήθως.

Γιατί όμως δεν πρέπει κάθε OFDM σύστημα να χρησιμοποιεί το μηδενικό πρόθεμα, αφού μειώνει την ισχύ του πομπού κατά $10 \log_{10} \left(K + \frac{v}{K} \right)$ dB; Κυρίως για δυο λόγους. Πρώτα, το μηδενικό πρόθεμα γενικά αυξάνει την ισχύ του δέκτη κατά $10 \log_{10} \left(K + \frac{v}{K} \right)$ dB, αφού η «ουρά» τώρα χρειάζεται να ληφθεί ένω με το κυκλικό πρόθεμα αγνοείται. Δεύτερον, επιπλέον θόρυβος από τα λαμβανόμενα σύμβολα της ουράς προσθέτεται πίσω στο σήμα, προκαλώντας ισχύ θορύβου $\sigma^2 \rightarrow \left(\left(K + \frac{N}{K} \right) \sigma^2 \right)$. Ο σχεδιαστής πρέπει να υπολογίσει

αυτές τις ανταλλαγές για να καθορίσει αν είναι προτιμότερο ένα μηδενικό ή ένα κυκλικό πρόθεμα.

2.2.2.4 ΕΞΙΣΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Για να υπολογιστούν τα λαμβανόμενα σύμβολα, τα μιγαδικά κέρδη καναλιού για κάθε υποφέρον πρέπει να είναι γνωστά, το οποίο σημαίνει ότι το πλάτος και η φάση του υποφέροντος πρέπει να είναι γνωστά. Για απλές τεχνικές διαμόρφωσης, όπως η QPSK, που δεν χρησιμοποιούν το πλάτος για να μεταδώσουν πληροφορία, μόνο η πληροφορία για τη φάση είναι επαρκής.

Αφού εφαρμοστεί ο FFT, τα σύμβολα δεδομένων εκτιμώνται κάνοντας χρήση ενός εξισωτή στο πεδίο της συχνότητας, ως εξής:

$$\hat{X}_l = \frac{Y_l}{H_l} \quad (2.33)$$

όπου H_l είναι η μιγαδική απόκριση του καναλιού στη συχνότητα $f_c + (l-1)\Delta f$, και επομένως διορθώνει και την φάση και εξισώνει το πλάτος πριν την μονάδα απόφασης. Σημειώστε ότι αν και ο εξισωτής αντιστρέφει το κανάλι, δεν υπάρχει καμιά προβληματική εισαγωγή θορύβου ή χρωματισμός, αφού και το σήμα και ο θόρυβος θα έχουν τις ισχύεις

τους πολλαπλασιασμένες κατά $\left| \frac{1}{H_l} \right|^2$.

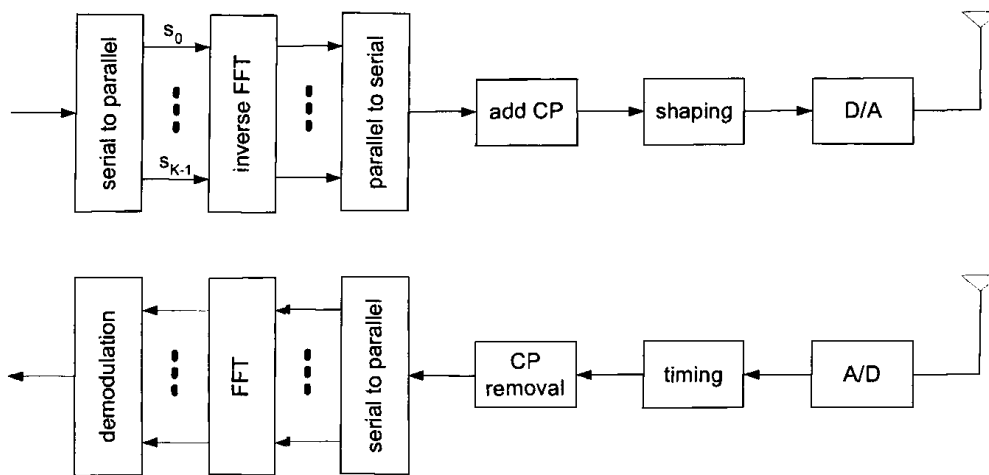
2.2.2.5 ΜΠΛΟΚ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΝΟΣ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Ας δούμε τώρα τα βασικά σημεία ενός OFDM συστήματος επικοινωνιών (Σχήμα 2.5). Στην OFDM τεχνική, η κωδικοποίηση και η αποκωδικοποίηση γίνονται στο πεδίο της συχνότητας όπου τα $\underline{X}$, $\underline{Y}$ και $\hat{\underline{X}}$ περιέχουν τα K μεταδιδόμενα, λαμβανόμενα και εκτιμώμενα σύμβολα δεδομένων.

1. Το πρώτο βήμα είναι να σπάσουμε ένα ευρυζωνικό σήμα με εύρος ζώνης B σε K στενής ζώνης σήματα (υποφέροντα), καθ' ένα απ' τα οποία έχει εύρος ζώνης B/K . Μ' αυτό τον τρόπο, ο συνολικός ρυθμός συμβόλων διατηρείται αλλά κάθε υποφέρων υποφέρει από επίπεδες διαλείψεις, ή ελεύθερη από διασυμβολική παρεμβολή επικοινωνία, όσο το κυκλικό πρόθεμα είναι μεγαλύτερο από την εξάπλωση καθυστέρησης που υπάρχει. Τα K υποφέροντα για ένα δεδομένο OFDM σύμβολο αναπαριστώνται με το διάνυσμα $\underline{X}$, το οποίο περιέχει τα K σύμβολα.
2. Για να χρησιμοποιηθεί μια ευρείας ζώνης ραδιοσυχνότητα αντί για K ανεξάρτητες στενής ζώνης, τα υποφέροντα διαμορφώνονται κάνοντας χρήση του IFFT αλγορίθμου.
3. Για να διασπάσει το ISI κανάλι ο FFT/IFFT σε ορθογώνια υποφέροντα, ένα κυκλικό πρόθεμα μήκους ν πρέπει να τοποθετηθεί μετά τη χρήση του IFFT. Τα σύμβολα που προκύπτουν, μήκους $K+\nu$, στέλνονται σειριακά στο κανάλι ευρείας ζώνης.

4. Στο δέκτη, το κυκλικό πρόθεμα απορρίπτεται, και τα K λαμβανόμενα σύμβολα αποδιαμορφώνονται, με τη χρήση του FFT αλγορίθμου, οπότε προκύπτουν K σύμβολα δεδομένων, καθ' ένα απ' τα οποία έχει τη μορφή $Y_l = H_l X_l + N_l$ για κάθε υποφέρων l .
5. Κάθε υποφέρων μπορεί να εξισωθεί απλά διαιρώντας με το μιγαδικό κέρδος καναλιού $H[l]$ γι' αυτό το υποφέρων. Τότε προκύπτει $\hat{X} = X + \frac{N}{H}$.

Έχουμε αμελήσει ένα αριθμό από σημαντικές λειτουργίες έως τώρα. Για παράδειγμα, έχουμε υποθέσει ότι ο πομπός και ο δέκτης είναι τέλεια συγχρονισμένοι και ότι ο δέκτης ξέρει τέλεια το κανάλι, για να κάνει την εξίσωση. Στην επόμενη παράγραφο δίνουμε ένα παράδειγμα εφαρμογής του OFDM σε μια περίπτωση ευρυζωνικής επικοινωνίας.



Σχήμα 2.5: Μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM συστήματος

2.2.3 ΕΝΑ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ OFDM ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΣΕ ΜΙΑ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

Για να δούμε πως δουλεύει το OFDM σύστημα στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας θα δώσουμε ένα παράδειγμα ευρυζωνικής επικοινωνίας. Αν και είναι απλό σαν σκέψη, μπορεί να γίνει πολύπλοκο αν δεν γίνουν πλήρως αντιληπτά κάθε βήμα στην επεξεργασία του σήματος. Για να γίνει αυτό, θεωρούμε ένα πεπερασμένου εύρους ζώνης OFDM σύστημα και δίνουμε συγκεκριμένες τιμές για σημαντικές παραμέτρους του συστήματος.

Θα περιγράψουμε την μονάδα διαμόρφωσης ενός OFDM συστήματος. Οι είσοδοι είναι K ανεξάρτητα σύμβολα QAM (quadrature amplitude modulation)-το διάνυσμα $\underline{X}$ - και τα K

σύμβολα τα χειριζόμαστε σαν διαφορετικά υποφέροντα. Υτά τα K σύμβολα δεδομένων μπορούν να θεωρηθούν σαν μια ροή bit από ένα χάρτη συμβόλων και ένα μετατροπέα από σειριακό σε παράλληλο (serial-to-parallel S/P). Ο K σημείων IFFT μετά δημιουργεί ένα K διαστάσεων διάνυσμα $\underline{X}$ στο πεδίο του χρόνου όπου επεκτείνεται με το κυκλικό πρόθεμα

για να έχει μήκος $K(1+G)$, όπου G είναι το μήκος της επικεφαλίδας. Αυτό το μεγαλύτερο διάνυσμα μετατρέπεται μετά από παράλληλο σε σειριακό (parallel-to-serial P/S) σε ένα

ευρείας ζώνης ψηφιακό σήμα που μπορεί να διαμορφωθεί κατά πλάτος σε μια ραδιοσυχνότητα $f_c = \omega_c/2\pi$.

Αυτή η διαδικασία φαίνεται σχετικά απλή, αλλά για να γίνουμε λιγότερο αφηρημένοι θα χρησιμοποιήσουμε κάποιες τιμές για διάφορες παραμέτρους. Οι παράμετροι κλειδιά για ένα OFDM σύστημα συνοψίζονται στο παρακάτω πίνακα μαζί με κάποιες ενδεικτικές τιμές. Εδώ για παράδειγμα, αν χρησιμοποιήσουμε διαμόρφωση 16 QAM ($M=16$), ο ρυθμός δεδομένων(αγνοώντας την κωδικοποίηση) είναι για το συγκεκριμένο σύστημα

$$R = \frac{B L_d \log_2(M)}{L (1+G)} = \frac{10^7 \text{ MHz} 768 \log_2(16)}{1024 \cdot 1.125} = 24 \text{ Mbps} \quad (2.34)$$

Με λόγια, κάθε L_d υποφέρον που φέρει δεδομένα με εύρος ζώνης B/K φέρει $\log_2(M)$ bit δεδομένων. Μια επιπρόσθετη επιβάρυνση $(1+G)$ πρέπει να ληφθεί υπόψη για κυκλικό πρόθεμα, αφού περιέχει περιττή πληροφορία και θυσιάζει μετάδοση για πραγματικά σύμβολα δεδομένων.

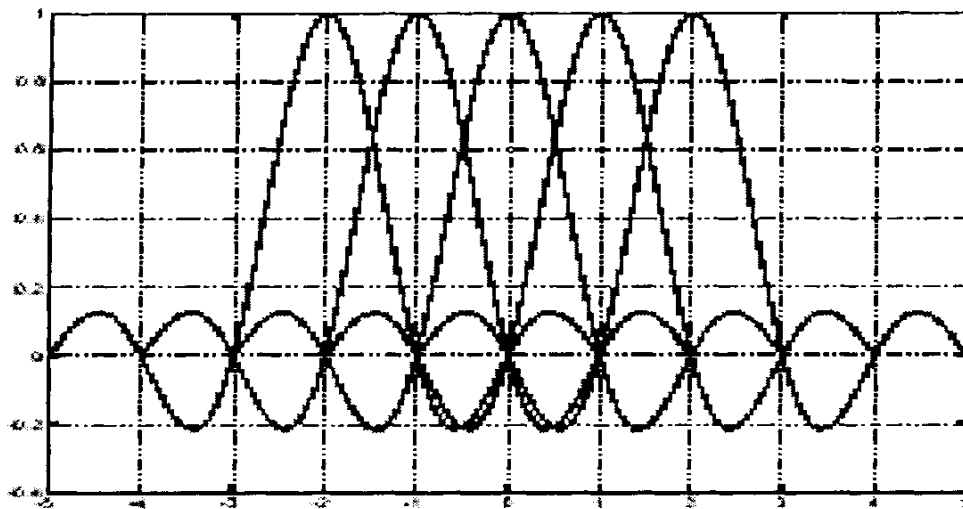
Σύμβολο	Περιγραφή	Σχέση	Τιμή για το παράδειγμα
B	Εύρος ζώνης	$B = 1/T_s$	10MHz
K	Αριθμός υποφερόντων	Μέγεθος IFFT/FFT	1024
G	Ποσοστό φύλαξης	% του K για CP	1/8
T_s	Χρόνος δειγματοληψίας	$T_s = 1/B$	1 μsec
L_d	Υποφέροντα δεδομένων	K-πιλότοι/κενά υποφέροντα	768
N_g	Σύμβολα φύλαξης	$N_g = GK$	128
T_g	Χρόνος φύλαξης	$T_g = T_s N_g$	12.8 μsec
T	OFDM περίοδος συμβόλου	$T = T_s (K + N_g)$	115.2 μsec
B_{sc}	Εύρος ζώνης υποφέροντος	$B_{sc} = B/K$	9.76 MHz

Πίνακας 2.1

2.2.4 ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΣ ΣΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΑΙ ΤΟ ΧΡΟΝΟ

Για να αποδιαμορφωθεί ένα OFDM σήμα, ο δέκτης πρέπει να εκτελέσει δυο σημαντικά καθήκοντα συγχρονισμού. Πρώτα, το χρονικό περιθώριο του συμβόλου και ο βέλτιστος χρονισμός πρέπει να προσδιοριστούν. Αυτό αναφέρεται σαν *χρονικός συγχρονισμός*. Δεύτερον, ο δέκτης πρέπει να θέσει την φέρουσα συχνότητα όσο πιο κοντά γίνεται στη φέρουσα συχνότητα που εκπέμπεται. Αυτό αναφέρεται σαν *συγχρονισμός συχνότητας*. Συγκρινόμενος με τα μονού φέροντος συστήματα, οι απαιτήσεις χρονικού συγχρονισμού για τα OFDM συστήματα είναι στη πραγματικότητα πιο χαλαρές, αφού η δομή ενός OFDM συμβόλου περιέχει ένα φυσιολογικό βαθμό λάθους συγχρονισμού. Απ' την άλλη μεριά, οι

απαιτήσεις για συγχρονισμό στη συχνότητα είναι εμφανώς πιο απαιτητικές, αφού η ορθογωνιότητα των συμβόλων δεδομένων εξαρτάται απ' το αν είναι το καθ' ένα διακριτό στο πεδίο της συχνότητας. Στο σχήμα 2.6 φαίνεται ένα OFDM σύμβολο στο πεδίο της συχνότητας.



Σχήμα 2.6: OFDM σύμβολο στο πεδίο της συχνότητας.

Η πρόκληση για το συγχρονισμό στη συχνότητα μπορεί κάποιος να την καταλάβει αν δει το παραπάνω σχήμα. Στο πεδίο της συχνότητας, αν ο συγχρονισμός είναι τέλειος, ο δέκτης δειγματοληπτεί στη κορυφή κάθε υποφέροντος, όπου το επιθυμητό πλάτος του υποφέροντος μεγιστοποιείται, και η ενδοσυμβολική παρεμβολή (intercarrier interference-ICI) είναι μηδενική. Ωστόσο, αν η φέρουσα συχνότητα μετατοπιστεί κατά μια ποσότητα δ , κάποια από την επιθυμητή ενέργεια χάνεται, και πιο εμφανώς, εμφανίζεται ICI.

Οι ακόλουθες δυο παράγραφοι περιγράφουν συνοπτικά τα ζητήματα του χρονικού συγχρονισμού και του συγχρονισμού στη συχνότητα. Αν και οι αλγόριθμοι γι' αυτά τα δυο είδη συγχρονισμού είναι ευθύνη των κατασκευαστών των συστημάτων, παρακάτω θα δοθούν κάποιες γενικές κατευθύνσεις. Παρ' όλα αυτά τα ζητήματα του συγχρονισμού για OFDM συστήματα είναι από τα προβλήματα του OFDM με τη μεγαλύτερη πρόκληση. Στην παρούσα εργασία όμως δεν θα ασχοληθούμε περαιτέρω με αυτά τα προβλήματα.

2.2.4.1 ΧΡΟΝΙΚΟΣ ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΣ

Το φαινόμενο των χρονικών λαθών στο συγχρονισμό των λαθών είναι κάπως χαλαρό στην OFDM τεχνική εξαιτίας της παρουσίας του κυκλικού προθέματος. Έχουμε προηγουμένως υποθέσει ότι μόνο τα K δείγματα στο χρόνο μετά το κυκλικό πρόθεμα χρησιμοποιούνται στο δέκτη. Πράγματι, αυτό αντιστοιχεί σε «τέλειο» χρονικό συγχρονισμό, και σ' αυτή τη περίπτωση, ακόμη και αν το κυκλικό πρόθεμα μήκους N_g είναι ίσο με το μήκος της απόκρισης καναλιού n , τα διαδοχικά OFDM σύμβολα θα μπορούν να αποκωδικοποιηθούν χωρίς διασυμβολική παρεμβολή.

Αν ο τέλειος συγχρονισμός δεν διατηρείται, είναι ακόμη πιθανό να είναι ανεκτό ένα χρονικό περιθώριο τα δευτερολέπτων χωρίς μείωση στην απόδοση, όσο ισχύει $0 \leq \tau \leq T_m - T_g$, όπου T_g είναι ο χρόνος φύλαξης (διάρκεια κυκλικού προθέματος), και

T_m είναι η μέγιστη εξάπλωση καθυστέρησης. Εδώ, $\tau < 0$ αντιστοιχεί σε δειγματοληψία

νωρίτερα απ' την ιδανική στιγμή, ενώ $\tau > 0$ είναι αργότερα από την ιδανική στιγμή. Όσο $0 \leq \tau \leq T_m - T_g$, το χρονικό περιθώριο μπορεί να εισαχθεί στον εκτιμητή καναλιού στην εκτίμηση του μιγαδικού κέρδους του καναλιού για κάθε υποκανάλι, και η κατάλληλη μετατόπιση φάσης μπορεί να εφαρμοστεί στον εξισωτή χωρίς απώλειες στη συχνότητα-τουλάχιστον στη θεωρία.

Απ' την άλλη μεριά, αν το χρονικό περιθώριο τ δεν είναι μέσα στο παράθυρο $0 \leq \tau \leq T_m - T_g$, συμβαίνει διασυμβολική παρεμβολή ανεξάρτητα απ' το αν η μετατόπιση φάσης υπολογίζεται κατάλληλα. Αυτό μπορεί να επιβεβαιωθεί απ' το σενάριο για $\tau > 0$ και $\tau < T_m - T_g$. Για την περίπτωση όπου $\tau > 0$, ο δέκτης χάνει κάποια από την επιθυμητή ενέργεια, αφού μόνο μια καθυστερημένη εκδοχή των αρχικών δειγμάτων $X_0, X_1, \dots$ λαμβάνεται, και δεσμεύει ανεπιθύμητη ενέργεια από το ακόλουθο σύμβολο. Ομοίως για $\tau < T_m - T_g$: Επιθυμητή ενέργεια χάνεται ενώ παρεμβολή από τα προηγούμενα σύμβολα περιλαμβάνεται στο παράθυρο λήψης. Και για τα δυο σενάρια, η απώλεια λόγου σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio-SNR) μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$\Delta SNR(\tau) = -2 \left(\frac{\tau}{KT_s} \right)^2 \quad (2.35)$$

το οποίο είναι λογικό και έχει φανεί και προηγουμένως. Σημαντικές παρατηρήσεις απ' τη σχέση ακολουθούν.

- Ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) μειώνεται ανάλογα με το τετράγωνο του χρονικού περιθωρίου.
- Μεγαλύτερα OFDM σύμβολα έχουν αυξανόμενη ανοσία στο χρονικό περιθώριο, δηλαδή περισσότερα υποφέροντα βοηθούν.
- Αφού γενικά ισχύει ότι $\tau \ll LT_s$, τα λάθη του χρονικού συγχρονισμού δεν είναι μεγάλης σημασίας απ' τη στιγμή που η αλλαγή φάσης διορθώνεται.

Συνοψίζοντας, για να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες SNR εξαιτίας του ατελούς χρονικού συγχρονισμού, τα χρονικά λάθη θα πρέπει να διατηρούνται μικρά σε σχέση με το διάστημα φύλαξης, και ένα μικρό περιθώριο στο μήκος του κυκλικού προθέματος είναι χρήσιμο.

2.2.4.2 ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΣ ΣΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ

Η OFDM τεχνική επιτυγχάνει ένα μεγαλύτερο βαθμό ικανοποίησης εύρους ζώνης από άλλα ευρυζωνικά συστήματα. Το «πακετάρισμα» των υποφερόντων είναι πολύ στενό σε σχέση με τις συμβατικές τεχνικές διαμόρφωσης, οι οποίες απαιτούν μια ζώνη φύλαξης της τάξεως του 50 της εκατό ή και μεγαλύτερη, επιπλέον των ειδικών αρχιτεκτονικών πομπών, όπως η αρχιτεκτονική Weaver ή μονής-ζώνης διαμόρφωση, που πιέζει το περιττό ποσοστό αρνητικών συχνοτήτων του σήματος πεπερασμένης ζώνης. Η τιμή που πληρώνεται για ικανοποίηση του εύρους ζώνης είναι ότι το σήμα πολλαπλών φερουσών όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6 είναι πολύ ευαίσθητο σε περιθώρια συχνοτήτων, εξαιτίας του γεγονότος ότι τα φέροντα υπερκαλύπτονται παρά είναι πραγματικά απομονωμένα το ένα απ' το άλλο.

Η μορφή των υποφερόντων που φαίνονται στο σχήμα είναι μιας ειδικής μορφής που καλείται «sinc» μορφή. Αυτή η συνάρτηση ορίζεται ως:

$$\sin c(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (2.36)$$

Με αυτό τον ορισμό, μπορεί να επιβεβαιωθεί ότι $\sin c(0)=1$ και ότι μηδενισμοί συμβαίνουν στα $\pm 1, \pm 2, \dots$. Οι συναρτήσεις sinc εμφανίζονται συχνά επειδή είναι η απόκριση συχνότητας

τετραγωνικών παλμών. Αφού τα ημιτονικά κύματα που αποτελούν το κάθε OFDM σύμβολο κόβονται κάθε T δευτερόλεπτα, το εύρος του κύριου λοβού των sinc συναρτήσεων κάθε υποφέροντος είναι $2/T$ δηλαδή υπάρχουν μηδενισμοί κάθε $1/T$ Hz. Ως εκ τούτου, N υποφέροντα μπορούν να πακεταριστούν σε N/T Hz, με τις ουρές των υποφερόντων να επεκτείνονται σε κάθε πλευρά.

Αφού οι μηδενισμοί των sinc παλμών στο πεδίο της συχνότητας όλοι ευθυγραμμίζονται όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6, όσο το περιθώριο συχνότητας είναι $\delta=0$, δεν υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων. Ένα άμεσο συμπέρασμα απ' αυτό είναι ότι αφού ο FFT είναι βασικά μια διαδικασία δειγματοληψίας στη συχνότητα, αν το περιθώριο συχνότητας είναι αμελητέο, ο δέκτης απλά δειγματοληπτει y στα σημεία κορυφής των

sinc συναρτήσεων, όπου το ICI είναι μηδενικό από τα γειτονικά υποφέροντα.

Στην πράξη, φυσικά, το περιθώριο συχνότητας δεν είναι πάντα μηδενικό. Οι κυριότερες αιτίες αυτού είναι μη προσαρμοσμένοι ταλαντωτές στο πομπό και στο δέκτη και μετατοπίσεις συχνότητας Doppler εξαιτίας της κίνησης. Αφού οι ακριβείς κρυσταλλικοί ταλαντωτές είναι ακριβοί, η ανοχή ενός βαθμού συχνотικού περιθωρίου είναι ουσιώδης για ένα εμπορικό OFDM σύστημα όπως το DVB-H. Για παράδειγμα αν ένας ταλαντωτής είναι ακριβής σε 0.1 μέρη στο εκατομμύριο (parts per million-ppm), $f_{offset} \approx (f_c)(0.1 ppm)$. Αν

$f_c = 3GHz$ και η μετατόπιση Doppler είναι 100 Hz, $f_{offset} = 300 + 100Hz$, το οποίο θα

μειώσει την ορθογωνιότητα του λαμβανόμενου σήματος, αφού τώρα τα λαμβανόμενα δείγματα του FFT θα περιέχουν παρεμβολή από κοντινά υποφέροντα. Τώρα αναλύουμε το ICI για να καταλάβουμε καλύτερα την επίδραση του στην απόδοση ενός OFDM συστήματος.

Το προσαρμοσμένο φίλτρο του δέκτη που αντιστοιχεί στο υποφέρων l μπορεί να εκφραστεί για την περίπτωση τετραγωνικών παραθύρων, αμελώντας την συχνότητα φέροντος, ως:

$$X_l(t) = X_l \exp\left(j \frac{2\pi l t}{L T_s}\right) \quad (2.37)$$

όπου $1/L T_s = \Delta f$, και πάλι $L T_s$, είναι η διάρκεια του ποσοστού των δεδομένων στο OFDM σύμβολο: $T = T_g + L T_s$. Ένα υποφέρων m που παρεμβάλλει μπορεί να γραφεί σαν

$$X_{l+m}(t) = X_m \exp\left(j \frac{2\pi(l+m)t}{L T_s}\right) \quad (2.38)$$

Αν το σήμα αποδιαμορφωθεί με ένα περιθώριο συχνότητας δ , $|\delta| \leq \frac{1}{2}$

$$\hat{X}_{l+m}(t) = X_m \exp\left(j \frac{2\pi(l+m+\delta)t}{L T_s}\right) \quad (2.39)$$

Το ICI μεταξύ των υποφερόντων l και $l+m$ χρησιμοποιώντας ένα προσαρμοσμένο φίλτρο, τον FFT, είναι απλά το εσωτερικό γινόμενο μεταξύ τους:

$$I_m = \int_0^{L T_s} \hat{X}_l(t) \hat{X}_{l+m}(t) dt = \frac{L T_s X_m (1 - \exp(-j2\pi(\delta + m)))}{j2\pi(m + \delta)} \quad (2.40)$$

Μπορεί κάποιος να δει ότι στην εξίσωση (2.40) αν $\delta=0$ τότε $I_m = 0$ και αν $m=0$ τότε $I_m = 0$, όπως και αναμένεται. Η συνολική μέση ICI ενέργεια ανά σύμβολο στο υποφέρων l είναι τότε

$$ICI_l = E[\sum_{m \neq l} |I_m|^2] \approx C_0 (LT_s \delta)^2 \mathcal{E}_x \quad (2.41)$$

όπου C_0 είναι ια σταθερά που εξαρτάται από διάφορα συμπεράσματα, και $\mathcal{E}_x$ είναι η μέση ενέργεια ανά σύμβολο. Το σύμβολο της εκτίμησης $\approx$ χρησιμοποιείται επειδή υποθέτουμε ότι υπά'ρχει ένα άπειρος αριθμός υποφερόντων που παρεμβάλουν. Αφού η παρεμβολή μειώνεται γρήγορα με το m, αυτό το συμπέρασμα είναι πού ακριβές για υποφέροντα κοντά στο μέσο της ζώνης και είναι απαισιόδοξο κατά ένα παράγοντα 2 σε κάθε άκρη της ζώνης. Η απώλεια SNR που προκαλείται εξαιτίας του περιθωρίου συχνότητας δίνεται από:

$$\Delta SNR = \frac{\mathcal{E}_x / N_0}{\mathcal{E}_x / (N_0 + C_0 (LT_s \delta)^2)} \quad (2.42)$$

$$= 1 + C_0 (LT_s \delta)^2 SNR \quad (2.43)$$

Σημαντικές παρατηρήσεις από την έκφραση για το ICI (εξίσωση 2.36) ακολουθούν.

- Το SNR μειώνεται τετραγωνικά με το περιθώριο συχνότητας
- Το SNR μειώνεται τετραγωνικά με τον αριθμό των υποφερόντων
- Η απώλεια σε SNR εξαρτάται και από το SNR το ίδιο.
- Για να διατηρηθεί η απώλεια αμελητέα- ας πούμε λιγότερο από 0.1 dB, το σχετικό περιθώριο συχνότητας χρειάζεται να είναι 1 έως της εκατό του εύρους του υποφέροντος ή ακόμη χαμηλότερα, για να διατηρεί υψηλά SNR.
- Ως εκ τούτου, αυτή είναι μια περίπτωση στην οποία μειώνοντας την κεφαλή CP με την αύξηση του αριθμού των υποφερόντων προκαλείται μια ποινή σε περιθώριο συχνότητας, εισάγοντας έτσι μια ανταλλαγή.

Για να μειώσουμε περισσότερο το ICI για μια δεδομένη επιλογή K, μη τετραγωνικά παράθυρα μπορούν να χρησιμοποιηθούν επίσης.

2.2.4.3 ΕΠΙΤΕΥΞΗ ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΥ

Στις προηγούμενες δυο παραγράφους συζητήσαμε τις συνέπειες του ατελούς συγχρονισμού στο χρόνο και στη συχνότητα. Πολλοί αλγόριθμοι έχουν αναπτυχθεί έως τώρα στη βιβλιογραφία. Γενικά, οι μέθοδοι κατηγοριοποιούνται είτε σε αυτές με σύμβολα πιλότους είτε σ' αυτές με τυφλά κυκλικά προθέματα.

Στην πρώτη κατηγορία, γνωστά σύμβολα πιλότοι εκπέμπονται. Αφού ο δέκτης γνωρίζει τι εκπέμπεται, αποκτά γρήγορο και ακριβή χρονικό και συχνотικό συγχρονισμό, αλλά με κόστος στο περιορισμό της διέλευσης (throughput).

Τυφλές σημαίνει ότι τα σύμβολα πιλότοι δεν είναι διαθέσιμα στο δέκτη, έτσι στη δεύτερη κατηγορία, ο δέκτης πρέπει να κάνει το καλύτερο δυνατό ώστε να μπορέσει να καθορίσει την επίδραση του καναλιού. Με την απουσία συμβόλων πιλότων, το κυκλικό πρόθεμα, μπορεί αν χρησιμοποιηθεί για να γίνει χρονικός και συχνотικός συγχρονισμός. Αυτή η τεχνική είναι αποτελεσματική όταν ο αριθμός των υποφερόντων είναι μεγάλος ή όταν τα περιθώρια εκτιμώνται σ' έναν αριθμό διαδοχικών συμβόλων. Το πρωταρχικό πλεονέκτημα των μεθόδων βασισμένων στο κυκλικό πρόθεμα είναι ότι τα σύμβολα πιλότοι δεν χρειάζονται, οπότε ο ρυθμός δεδομένων μπορεί ν' αυξηθεί.

2.2.5 Ο ΛΟΓΟΣ ΜΕΓΙΣΤΟΥ ΠΡΟΣ ΜΕΣΟ

Τα OFDM σήματα έχουν ένα υψηλότερο λόγο μεγίστου προς μέσο (peak-to-average ratio PAR)- συχνά λέγεται λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ (peak-to-average power ratio PARP)- απ' ότι τα σήματα μονού φέροντος. Ο λόγος είναι ότι στο πεδίο του χρόνου, ένα σήμα πολλαπλών φερουσών είναι το άθροισμα πολλών σημάτων στενής ζώνης. Σε κάποιες χρονικές στιγμές, αυτό το άθροισμα είναι μεγάλο και σε άλλες είναι μικρό, το οποίο σημαίνει ότι η μέγιστη τιμή του σήματος είναι αρκετά μεγαλύτερη από την μέση τιμή. Αυτό το υψηλό PAR είναι ένα από τις πιο σημαντικές προκλήσεις στην υλοποίηση που αντιμετωπίζει το OFDM σύστημα, επειδή μειώνει την αποτελεσματικότητα και επομένως αυξάνει το κόστος του RF ενισχυτή ισχύος, το οποίο είναι ένα από τα πιο ακριβά μέρη του ραδιοσυχνотικού (RF) συστήματος. Σ' αυτό το μέρος της εργασίας εξηγούμε το PAR πρόβλημα και το ποσοτικοποιούμε.

2.2.5.1 ΤΟ PAR ΠΡΟΒΛΗΜΑ

Όταν μεταδίδεται μέσα από μια μη γραμμική συσκευή, όπως ένας υψηλής ισχύος ενισχυτής (high power amplifier-HPA) ή ένα μετατροπέα από ψηφιακό σε αναλογικό (digital to analog converter- DAC) ένα σήμα με μεγάλο μέγιστο, δημιουργείται ενέργεια εκτός μπάντας (φασματική αναγέννηση) και παρεμβολή εντός μπάντας. Αυτά τα φαινόμενα μπορούν να επηρεάσουν την απόδοση του συστήματος αρκετά άσχημα. Η μη γραμμική συμπεριφορά ενός HPA μπορεί να χαρακτηριστεί από αποκρίσεις διαμόρφωση πλάτους/διαμόρφωση πλάτους (AM/AM) και διαμόρφωση πλάτους/διαμόρφωση φάσης(AM/PM).

Για να αποφύγουμε τέτοια μη γραμμικά ανεπιθύμητα φαινόμενα, μια κυματομορφή με μεγάλη μέγιστη ισχύ πρέπει να εκπέμπεται στη γραμμική περιοχή του ενισχυτή μειώνοντας τη μέση ισχύ του σήματος εισόδου. Αυτό καλείται (εισόδου) *backoff* (input backoff-IBO) και έχει ως συνέπεια σ' ένα ποσοστιαίο backoff εξόδου (output backoff-OBO). Μεγάλα backoff μειώνουν την αποτελεσματικότητα ισχύος του ενισχυτή και μπορούν να περιορίσουν τη ζωή της μπαταρίας για κινητές εφαρμογές. Επιπλέον της αναποτελεσματικότητας σε όρους ισχύος, το εύρος κάλυψης μειώνεται, και το κόστος του ενισχυτή είναι μεγαλύτερο από αυτό που θα χρειαζόταν για μέσης ισχύος απαιτήσεις.

Το backoff εισόδου ορίζεται ως:

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{inSat}}{P_{in}} \quad (2.44)$$

όπου P_{inSat} είναι η ισχύς αποκοπής, πάνω απ' την οποία είναι η μη γραμμική περιοχή και P_{in} είναι η μέση ισχύς εισόδου. Το ποσό του backoff είναι συνήθως μεγαλύτερο ή ίσο στο PAR του σήματος.

Η αποτελεσματικότητα ισχύος ενός ενισχυτή μπορεί ν' αυξηθεί με τη μείωση του PAR του εκπεμπόμενου σήματος. Για παράδειγμα, η αποτελεσματικότητα ενός ενισχυτή τάξεως A μειώνεται στο μισό όταν το PAR εισόδου διπλασιάζεται ή το σημείο λειτουργίας (μέση ισχύς) μειώνεται στο μισό. Είναι φανερό ότι είναι επιθυμητό να έχουμε μέσες και μέγιστες τιμές όσο πιο κοντά είναι δυνατό για να μεγιστοποιηθεί η αποτελεσματικότητα του ενισχυτή ισχύος.

Επιπλέον των φαινομένων στον ενισχυτή, ένα μεγάλο PAR απαιτεί μεγάλη ανάλυση στον μετατροπέα από ψηφιακό σε αναλογικό του πομπού και στο μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό του δέκτη, αφού η δυναμική περιοχή του σήματος είναι ανάλογη του PAR.

Μεγάλης ανάλυσης μετατροπές από ψηφιακό σε αναλογικό και από αναλογικό σε ψηφιακό προσθέτουν επιπλέον πολυπλοκότητα, κόστος και απώλεια ισχύος στο σύστημα.

2.2.5.2 ΠΟΣΟΤΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ PAR

Αφού τα συστήματα πολλαπλών φερουσών μεταδίδουν δεδομένα σ' έναν αριθμό καναλιών παράλληλης συχνότητας, η κυματομορφή που προκύπτει είναι η υπέρθεση K στενής ζώνης σημάτων. Ειδικότερα, καθ' ένα απ' τα K δείγματα εξόδου από μια K σημείων IFFT διαδικασία περιλαμβάνει το άθροισμα των K μιγαδικών αριθμών, όπως φαίνεται και στην εξίσωση (2.28). Λόγω του θεωρήματος κεντρικού ορίου, οι τιμές εξόδου που προκύπτουν $\{X_1, X_2, \dots, X_L\}$ μπορούν να μοντελοποιηθούν ακριβώς, ειδικά για μεγάλα K , σαν μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές Gauss με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση $\sigma^2 = \mathcal{E}_x/2$. Έτσι και το πραγματικό και το φανταστικό μέρος έχει μηδενική μέση τιμή και διακύμανση $\sigma^2 = \mathcal{E}_x/2$. Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι:

$$|x[n]| = \sqrt{(\text{Re}\{x[n]\})^2 + (\text{Im}\{x[n]\})^2}, \quad (2.45)$$

το οποίο ακολουθεί κατανομή Rayleigh με παράμετρο σ^2 . Η ισχύς εξόδου είναι ως εκ τούτου

$$|x[n]|^2 = (\text{Re}\{x[n]\})^2 + (\text{Im}\{x[n]\})^2 \quad (2.46)$$

το οποίο ακολουθεί εκθετική κατανομή με μέση τιμή $2\sigma^2$. Το σημαντικό που πρέπει σημειωθεί είναι ότι το πλάτος εξόδου και επομένως και η ισχύς είναι τυχαία, οπότε ούτε και το PAR είναι μια ντετερμινιστική ποσότητα.

Το PAR ενός αναλογικού μεταδιδόμενου σήματος μπορεί να οριστεί ως:

$$PAR = \frac{\max_t |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (2.47)$$

όπου φυσικά, το εύρος του χρόνου μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι πεπερασμένο σ' ένα διάστημα. Γενικά, το PAR λαμβάνεται υπόψη για ένα OFDM σύμβολο, το οποίο αποτελείται από $K + N_g$ δείγματα, ή χρονική διάρκεια T , όπως έχει ήδη εξηγηθεί σ' αυτό το κεφάλαιο. Ομοίως, το διακριτού χρόνου PAR μπορεί να οριστεί για IFFT έξοδο ως

$$PAR = \frac{\max_{l \in (0, K + N_g)} |X_l|^2}{E[|X_l|^2]} = \frac{\mathcal{E}_{\max}}{\mathcal{E}_x} \quad (2.48)$$

Είναι σημαντικό ν' αναγνωρίσουμε, ωστόσο, ότι αν και η μέση ενέργεια των IFFT εξόδων $x[n]$ είναι ίδια με την μέση ενέργεια των εισόδων $X[m]$ και ίση με $\mathcal{E}_x$, το αναλογικό PAR δεν είναι το ίδιο με το PAR των δειγμάτων IFFT, εξαιτίας της παρεμβολής (interpolation) που γίνεται από τον μετατροπέα από ψηφιακό σε αναλογικό. Συνήθως, το αναλογικό PAR είναι μεγαλύτερο από το ψηφιακό (δειγματοληπτημένο κατά Nyquist) PAR. Αφού ο ενισχυτής ισχύος δουλεύει αναλογικά, το αναλογικό PAR καθορίζει την επίδοση του.

Ομοίως, τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων (digital signal processing- DSP) που αναπτύχθηκαν για να μειώσουν το ψηφιακό PAR δεν έχουν πάντα επίδραση στο αναλογικό PAR, που είναι και αυτό που τελικά μετράει. Για να έρθουν πιο κοντά η έκφραση αναλογικού PAR της εξίσωσης (2.40) στην έκφραση του ψηφιακού PAR της εξίσωσης (2.41) μπορεί να γίνει υπερδειγματοληψία (oversampling) στο ψηφιακό σήμα. Αυτό δηλαδή, σημαίνει ότι πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα επιπλέον παράγοντας M δειγμάτων για να παρεμβάλουν το ψηφιακό σήμα ώστε να γίνει μια καλύτερη προσέγγιση του αναλογικού PAR.

Αποδεικνύεται ότι η μέγιστη δυνατή τιμή του PAR είναι K , το οποίο συμβαίνει όταν όλα τα υποφέροντα αθροίζονται σ' ένα μόνο σημείο. Ωστόσο, αν και είναι πιθανό να διαλέξουμε μια ακολουθία εισόδου που προκύπτει αυτό το πολύ υψηλό PAR, μια τέτοια έκφραση για το PAR είναι παραπλανητική. Για ανεξάρτητες δυαδικές εισόδους, για παράδειγμα, η πιθανότητα αυτής της μέγιστης τιμής είναι της τάξης του 2^{-L} .

Αφού το θεωρητικό μέγιστο PAR σπάνια συμβαίνει, μια στατιστική περιγραφή του PAR χρησιμοποιείται συνήθως. Η συμπληρωματική συνάρτηση αθροιστικής κατανομής (complementary cumulative distribution function- CCDF=1-CDF) του PAR είναι το πιο συχνά χρησιμοποιούμενο μέτρο. Η κατανομή του OFDM PAR έχει μελετηθεί από πολλούς ερευνητές. Μεταξύ αυτών, οι van Nee και de Wild πρότειναν μια απλή και ακριβής προσέγγιση του CCDF για μεγάλα K (≥ 64):

$$CCDF(K, \varepsilon_{\max}) = 1 - G(K, \varepsilon_{\max}) = 1 - F(K, \varepsilon_{\max})^{\beta K} = 1 - \left(1 - \exp\left(-\frac{\varepsilon_{\max}}{2\sigma^2}\right) \right)^{\beta K} \quad (2.49)$$

Μ' αυτό το αποτέλεσμα σαν βάση, η περίπτωση υπερδειγματοληψίας μπορεί να προσεγγιστεί μ' έναν εμπειρικό τρόπο παρατηρώντας το υπερδειγματοληπτημένο σήμα όπως παράγεται από τα βK υποφέροντα δειγματοληπτημένα κατά Nyquist. Σημειώστε, ωστόσο, ότι το β δεν είναι ίσο με τον παράγοντα υπερδειγματοληψίας M . Αυτή η απλή έκφραση είναι αρκετά αποτελεσματική για την παραγωγή ακριβών PAR στατιστικών για διάφορα σενάρια.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΕΞΟΜΟΙΩΣΗΣ ΣΤΟ MATLAB

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σ' αυτό το κεφάλαιο θα δώσουμε μια περιγραφή του προγράμματος εξομοίωσης που έχει γίνει στο προγραμματιστικό περιβάλλον του Matlab. Στο πρόγραμμα έχουμε κάνει χρήση και των ειδικών συναρτήσεων που βρίσκονται στο πακέτο Communications Toolbox του Matlab. Θα κάνουμε μια εισαγωγή βλέποντας τις παραμέτρους που έχουν χρησιμοποιηθεί και τις τιμές που έχουμε δώσει. Ύστερα θα χωρίσουμε το πρόγραμμα σε επιμέρους ενότητες και θα εξηγήσουμε καθεμιά τι ρόλο έχει στο πρόγραμμα.

3.1 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΕΙΣΟΔΟΥ

Για τις ανάγκες της προσομοίωσης υποθέτουμε σύστημα που δουλεύει με συχνότητα φέροντος 900 MHz οπότε το μήκος κύματος λ (*wavelength*) είναι ίσο με 0.333 μέτρα. Ακόμα κάνουμε μετρήσεις για σηματοθορυβικό λόγο (*snr1*) με αρχική τιμή 1, τελική τιμή 20 και βήμα 0.5. Παίρνουμε δηλαδή 40 τιμές σηματοθορυβικού λόγου. Επίσης θέτουμε σαν παράμετρο την ταχύτητα του κινητού (*velocity*) η οποία είναι μια παράμετρος που την μεταβάλλουμε αυτοβούλως. Επίσης βάζουμε σαν παράμετρο τη μέγιστη ολίσθηση Doppler

f_d (*fd*) η οποία δίνεται από τον τύπο $fd=velocity/wavelength$. Τέλος χρησιμοποιούμε σαν

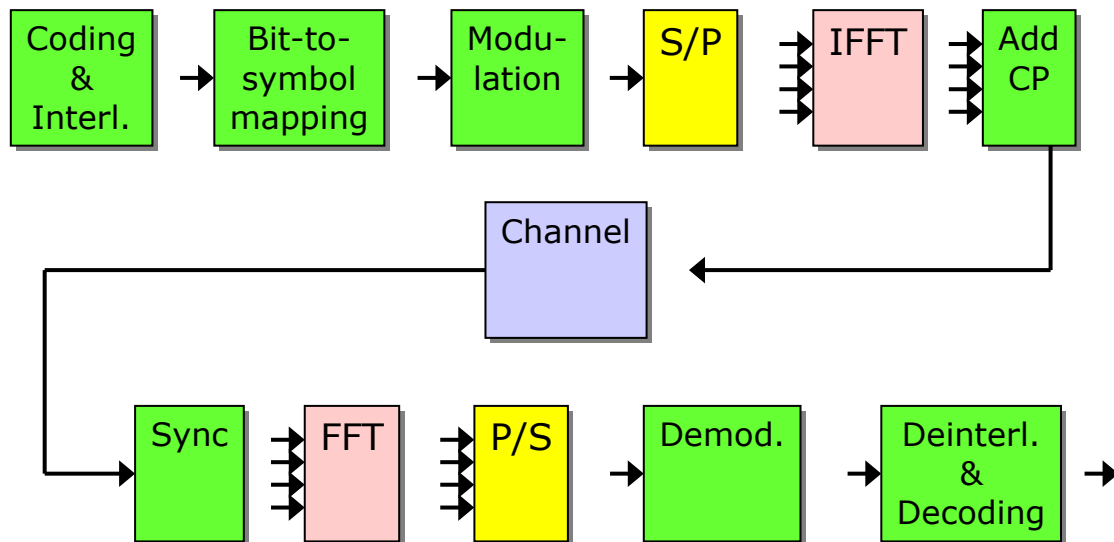
παράμετρο το εύρος ζώνης του σήματος που εκπέμπεται από τον πομπό OFDM (*bandwidth*) και του δίνουμε μια τιμή 1024. Η μεταβλητή αυτή είναι χρήσιμη για τον υπολογισμό της συνάρτησης Jakes όπως θα δούμε παρακάτω. Επίσης χρησιμοποιείται μια μεταβλητή για επαναλήψεις που είναι χρήσιμη μέσα στο υπόλοιπο πρόγραμμα (*it*) και αρχικοποιείται με την τιμή $it=0$.

Το κομμάτι του κώδικα που είναι οι παράμετροι εισόδου είναι το παρακάτω

```
snr1=1:0.5:20;it=0;wavelength=1/3;velocity=14;fd=velocity/wavelength;  
bandwidth=1024;
```

3.2 ΣΥΣΤΗΜΑ OFDM

Παρακάτω θα περιγράψουμε το σύστημα OFDM που θα εξομοιώσουμε. Θα περιγράψουμε τις δομικές μονάδες που φαίνονται στο σχήμα 3.1 και πως αυτές έχουν μεταφερθεί σαν συναρτήσεις του περιβάλλοντος Matlab. Θα κάνουμε εδώ χρήση των έτοιμων συναρτήσεων του πακέτου Communications Toolbox του Matlab, οι οποίες θα μας βοηθήσουν να κάνουμε πιο γρήγορη και εύκολη την εξομοίωση του συστήματος.



Σχήμα 3.1: Μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM συστήματος

3.2.1 ΠΟΜΠΟΣ OFDM

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.1 πρώτα πρέπει να παράγουμε την πηγή των δεδομένων μας. Κάνουμε την παραδοχή ότι θα εκπέμπουμε 10 πακέτα δεδομένων (*packets*) , θα έχουμε $2 \cdot 32 = 64$ φέροντα ($N=2K$) απ' τα οποία τα 48 θα είναι ενεργά, δηλαδή μόνο τα 48 θα φέρουν δεδομένα (*active*) και τέλος θα κάνουμε χρήση αργότερα της τεχνικής διαμόρφωσης M-QAM, με το M να παραμετροποιείται. Άρα τα bits δεδομένων που παράγονται είναι $n = k \cdot \text{active} \cdot \text{packets}$ όπου n είναι τα bits και k είναι ο παράγοντας $k = \log_2(M)$. Επίσης κάνουμε χρήση μιας μεταβλητής m για επαναλήψεις. Παίρνουμε 10000 επαναλήψεις για κάθε τιμή του σηματοθορυβικού λόγου για να έχουμε όσο δυνατό καλύτερα και πιο κοντά στην πραγματικότητα αποτελέσματα. Κάνοντας τώρα χρήση της συνάρτησης randint() παράγουμε τυχαία τα n bits. Τέλος παίρνουμε κάποιες μεταβλητές για επαναλήψεις και τις αρχικοποιούμε με την τιμή 0. Οι μεταβλητές αυτές είναι οι it_xbit και η ber_pack. Η τελευταία δείχνει ποιο είναι το τρέχον πακέτο κάθε φορά. Το κομμάτι του κώδικα που περιγράψαμε πιο πάνω είναι το εξής

```

for m=1:10000
    it=it+1;
    snr(it)=snr1(iteration);
    M=16;K=32;N=2*K;
    k=log2(M);active=48;packets=10;
    n=k*active*packets;
    %Tranceiver

    %create bit source
    x_bits=randint(1,n);it_xbit=0;ber_pack=0;
  
```

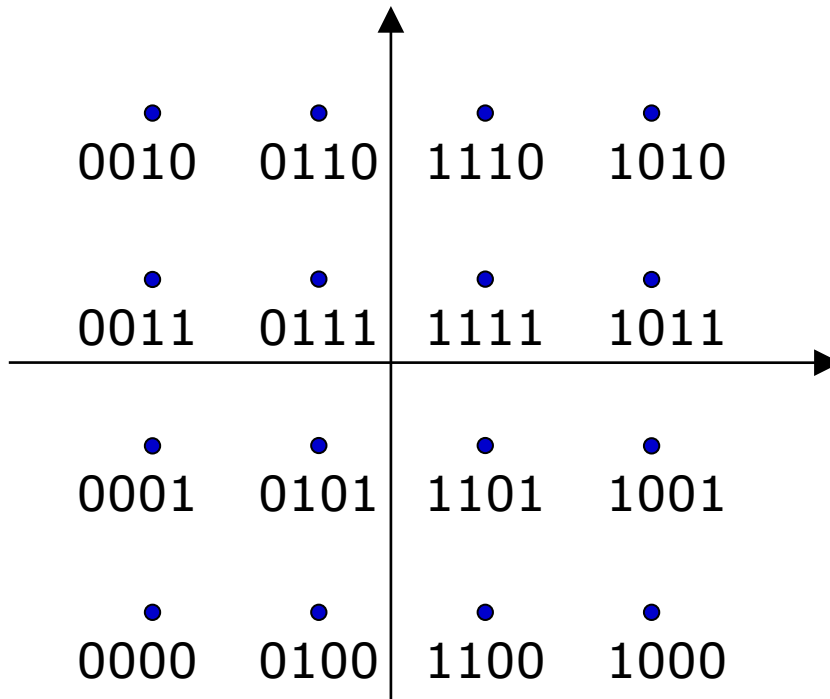
Ύστερα γεμίζουμε κάθε πακέτο με $k \cdot \text{active}$ bits κάνοντας χρήση κάποιων μεταβλητών για επαναλήψεις, όπως την pack_it και την array_it. Το κομμάτι του κώδικα είναι το παρακάτω

```

for pack_it=1:packets
    for array_it=1:(k*active)
        it_xbit=it_xbit+1;
        x(array_it)=x_bits(it_xbit);    %fill    each
packet
    end

```

Ύστερα κάνουμε χρήση της εντολής `bi2de()` για να μετατρέψουμε τα δυαδικά bit που είναι σε ομάδες των k bits σε δεκαδικά νούμερα. Αυτή η εντολή υλοποιεί την bit-to-mapping μονάδα που φαίνεται στο σχήμα 3.1.



Σχήμα 3.2: Σηματοστερισμός για την περίπτωση 16-QAM διαμόρφωσης

Στο σχήμα 3.2 φαίνεται ένας σηματοστερισμός για την περίπτωση 16-QAM. Ο κώδικας είναι ο εξής

```

xsym = bi2de(reshape(x,k,length(x)/k).','left-msb');

```

Ύστερα δημιουργούμε το σήμα πιλότο που χρησιμοποιείται για την εκτίμηση του καναλιού όπως είδαμε και στο κεφάλαιο 2. Παρ' όλα αυτά για τις ανάγκες του προγράμματος θα υποθέσουμε ότι το κανάλι είναι ήδη γνωστό, όπως θα δούμε και παρακάτω. Θεωρούμε μια γνωστή τιμή του σηματοστερισμού ($x_{pilot}=1$) και τη διαμορφώνουμε με τη τεχνική διαμόρφωσης M-QAM. Κάνουμε χρήση της συνάρτησης `qammod()` για να το επιτύχουμε αυτό.

Ο κώδικας φαίνεται παρακάτω

```

%create pilot
x_pilot=1;
pilot=qammod(x_pilot,M);

```

Έπειτα από αυτό υλοποιούμε τη μονάδα διαμόρφωσης(modulation) που φαίνεται στο σχήμα 3.1. Παίρνουμε τα δεδομένα x_{sym} από πριν και με χρήση της προηγούμενης συνάρτησης `qammod()` τα διαμορφώνουμε με τη τεχνική M-QAM.

Έχουμε δηλαδή

```
% M-QAM modulation
y_active=qammod(xsym,M);
```

Μετά από αυτή τη διαδικασία θα γεμίσουμε τα 64 υποφέροντα. Είδαμε ότι μόνο τα 48 θα φέρουν δεδομένα. Τα εναπομείναντα θα φέρουν είτε τους πιλότους είτε μηδενικά δεδομένα. Τα 64 υποφέροντα θα γεμίσουν ως εξής

- Τα πρώτα 4 θα είναι μηδενικά
- Το επόμενο θα είναι ένας πιλότος
- Τα επόμενα 24 θα είναι δεδομένα
- Τα επόμενα 3 θα είναι μηδενικά
- Τα επόμενα 24 θα είναι πάλι δεδομένα
- Και τέλος τα επόμενα 5 θα είναι μηδενικά

Γι' αυτό στην αρχή χωρίζουμε τα y_{active} δεδομένα στα δυο, βάζοντας τα σε δυο μεταβλητές πίνακες, τις y_n και y_m . Δημιουργούμε επίσης 3 μεταβλητές πίνακες με μηδενικά, ο πρώτος με 4 μηδενικά, ο δεύτερος με 3 και ο τελευταίος με 5. Ο τελικός πίνακας είναι ο πίνακας $y_{message}$.

Αυτό φαίνεται παρακάτω

```
%create message
for l=1:(active/2)
    yn(l)=y_active(l);
    ym(l)=y_active(l+(active)/2);
end

zeros1_stuff=zeros(1,4);
zeros2_stuff=zeros(1,3);
zeros3_stuff=zeros(1,5);

y_message= [ zeros1_stuff pilot yn pilot
zeros2_stuff pilot ym pilot zeros3_stuff];
```

Αφού δημιουργήσουμε τον πίνακα θα υλοποιήσουμε την μονάδα για μετατροπή από σειριακό σε παράλληλο (μονάδα S/P του σχήματος 3.1). Αυτό το επιτυγχάνουμε με την συνάρτηση `reshape()`.

Ο κώδικας φαίνεται παρακάτω

```
yr=reshape(y_message,1,64);
```

Αφού τα μετατρέψουμε τα δεδομένα από σειριακά σε παράλληλα θα τα περάσουμε από την μονάδα IFFT για να επιτύχουμε έτσι την διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών με ορθογώνιες συχνότητες. Κάνουμε χρήση της έτοιμης συνάρτησης `ifft()`.

Είναι δηλαδή

```
%IFFT
Y1=ifft(yr,N);
```

Μετά απ' αυτό θα προσθέσουμε το κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix). Για να το επιτύχουμε αυτό θα πάρουμε το 25% των δειγμάτων από τον IFFT και θα τα προσθέσουμε στα προηγούμενα για να δημιουργήσουμε το τελικό μήνυμα. Παίρνουμε το 25% των δειγμάτων από το τέλος του Y1 και τα προσθέτουμε στην αρχή του. Έχουμε τώρα το τελικό μήνυμα που θα εκπεμφθεί από την μονάδα ραδιοσυχνοτήτων, η οποία παραλείπεται εδώ. Επίσης χρησιμοποιούμε και μια μεταβλητή με την οποία, κάνοντας χρήση της συνάρτησης length(), υπολογίζουμε το μέγεθος του κυκλικού προθέματος.

Ο κώδικας είναι ο εξής

```
%Create CP
CP=0.25*N; CP_percent=CP/N;
b=N-CP;
for j=1:CP
    YCP(j)=Y1(j+b);
end

%final message
Y=[YCP Y1];
a=length(YCP);
```

Τελειώσαμε τώρα την περιγραφή του πομπού του συστήματος OFDM. Θα περιγράψουμε στη συνέχεια το δέκτη του συστήματος.

3.2.2 ΔΕΚΤΗΣ OFDM

Τώρα θα περιγράψουμε το δέκτη OFDM. Θα υποθέσουμε ότι το λαμβανόμενο σήμα συμβολίζεται με το R. Θα δούμε αργότερα στη περιγραφή του καναλιού πως θα προκύψει αυτό.

Πρώτη λειτουργία του δέκτη είναι η απομάκρυνση του κυκλικού προθέματος. Εδώ έχουμε παραβλέψει τον συγχρονισμό, γι' αυτό και στο κεφάλαιο 2 δεν αναφερθήκαμε πολύ σ' αυτόν. Έτσι, ο δέκτης θα αποθηκεύσει σε μια μεταβλητή με το όνομα zrt τα δεδομένα μήκους Y1 που βρίσκονται από την θέση a, η οποία όπως είδαμε προηγουμένως είναι το μήκος του κυκλικού προθέματος.

Ο κώδικας που το υλοποιεί αυτό είναι ο εξής

```
%Receiver

%Removal of CP

for j=1:length(Y1)
    zrt(j)=R(j+a);
end
```

Αφού γίνει η απομάκρυνση του κυκλικού προθέματος τα δεδομένα που έχουν ληφθεί θα περάσουν από τη μονάδα FFT όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.1. Αυτά τα δεδομένα θα διαιρεθούν με την απόκριση του καναλιού C, η οποία είναι ο FFT της απόκρισης καναλιού c, που θα δούμε στην επόμενη ενότητα όπου θα περιγράψουμε το κανάλι. Τα δεδομένα μετά την απομάκρυνση του κυκλικού προθέματος αποθηκεύονται στο πίνακα Z1 ενώ μετά τη διαίρεση με την απόκριση καναλιού, αποθηκεύονται στον πίνακα Z.

Ο κώδικας είναι ο εξής

```
%FFT

Z1=fft(zrt,length(zrt));
C=fft(c,N);
Z=Z1./C;
```

Αφού απομακρύνουμε την επίδραση του καναλιού θα πρέπει να πάρουμε τα bits των δεδομένων. Θα πρέπει δηλαδή να απομακρύνουμε τα μηδενικά και τους πιλότους που βρίσκονται στο ληφθέν σήμα. Γι' αυτό θα χρησιμοποιήσουμε τις μεταβλητές startofyn και startofym που δείχνουν από πού αρχίζουν τα χρήσιμα δεδομένα. Επίσης θα χρησιμοποιήσουμε και zr1 και zr2 όπου θα είναι αυτά τα δεδομένα. Τέλος στην μεταβλητή zr θα είναι όλα τα χρήσιμα δεδομένα.

Ο κώδικας έχει ως εξής

```
%removal of zeros and pilots

startofyn=length(zeros1_stuff)+length(pilot);

startofym=startofyn+length(yn)+length(pilot)+length(zeros2_stuff)+length(pilot);

for m=1:length(yn)
    zr1(m)=Z(m+startofyn);
    zr2(m)=Z(m+startofym);
end

zr=[zr1 zr2];
```

Αφού λάβουμε τα δεδομένα θα πρέπει να κάνουμε αποδιαμόρφωση, όπως φαίνεται και στη μονάδα αποδιαμόρφωσης (demodulation) του σχήματος 3.1. Αυτό γίνεται με χρήση της συνάρτησης qamdemod(). Τα αποδιαμορφωμένα δεδομένα θα αποθηκευτούν σ' έναν πίνακα zsym.

Ο κώδικας είναι ο εξής

```
%demodulation

zsym = qamdemod(zr,M);
```

Αφού γίνει η αποδιαμόρφωση τα δεδομένα από δεκαδικά θα πρέπει να γίνουν δυαδικά και ύστερα θα πρέπει να υλοποιηθεί η μονάδα για μετατροπή από παράλληλο σε σειριακό. Τα τελικά δεδομένα αποθηκεύονται σ' ένα πίνακα με το όνομα z. Σ' αυτό εδώ το μέρος κάναμε χρήση των συναρτήσεων de2bi() και reshape().

Ο κώδικας παρατίθεται παρακάτω

```
z = de2bi(zsym,k,'left-msb');

z = reshape(z.',1,prod(size(z)));
```

Τέλος κάνουμε χρήση της συνάρτησης `biterr()` με την οποία βρίσκουμε τον αριθμό των bits που έχουν γίνει λάθος.

Τα λάθη που βρίσκουμε είναι τα λάθη του κάθε πακέτου. Με την μεταβλητή `ber_pack` υπολογίζουμε συνολικά τα λάθη όλων των πακέτων ενώ για να βρούμε το ρυθμό λαθών σε κάθε επανάληψη διαιρούμε το `ber_pack` με τον αριθμό των bits, `n`. Αυτός αποθηκεύεται στον πίνακα `ber_sim_iteration` και τελικά παίρνωντας τον μέσο όρο των στοιχείων του, με τη χρήση της συνάρτησης `mean`, βρίσκουμε το ρυθμό λαθών για το δεδομένο σηματοθορυβικό λόγο `snr`.

Ο κώδικας είναι ο παρακάτω

```
[number_of_errors,bit_error_rate] = biterr(x,z);
ber_pack=ber_pack+biterr(x,z);
end
ber_sim_iteration(m)=ber_pack/n;
end
ber_sim(iteration)=mean(ber_sim_iteration);
end
```

3.3 ΚΑΝΑΛΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ

Σ' αυτήν εδώ την παράγραφο θα περιγράψουμε το κανάλι που χρησιμοποιήθηκε για τις ανάγκες της εξομοίωσης και τον τρόπο με τον οποίο μοντελοποιήθηκε αυτό, καθώς και τον κώδικα του τμήματος του καναλιού γραμμένο στο προγραμματιστικό περιβάλλον του Matlab και τη βοήθεια συναρτήσεων του πακέτου Communications Toolbox.

Υποθέσαμε στην εξομοίωση μας κανάλι το οποίο εμφανίζει διαλείψεις Rayleigh. Το κανάλι υποθέσαμε ότι εμφανίζει διαλείψεις λόγω ανακλάσεων από πολλαπλές διαδρομές χωρίς οπτική επαφή, γι' αυτό και έχουμε διαλείψεις με κατανομή Rayleigh. Υποθέτοντας ότι έχουμε οπτική επαφή οι διαλείψεις ακολουθούν την κατανομή Rice. Στην εξομοίωση μας υποθέσαμε ότι το σήμα φτάνει από πέντε μονοπάτια. Η ισχύς του κάθε μονοπατιού υποθέσαμε ότι μειώνεται εκθετικά, δηλαδή η περιβάλλουσα της ισχύος του κάθε μονοπατιού είναι εκθετικά μειούμενη συνάρτηση. Επίσης κάναμε χρήση της συνάρτησης Jakes $S(v)$ με την οποία μοντελοποιήσαμε το φαινόμενο Doppler το οποίο οφείλεται στη σχετική κίνηση του κινητού τερματικού.

Πρώτα φτιάχνουμε τη συνάρτηση Jakes η οποία θα δράσει σαν ζωνοπερατό φίλτρο όπως θα δούμε και παρακάτω.

Είναι

$$S(v) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{v - f_c}{f_d} \right)^2}} \quad (3.1)$$

Στο πρόγραμμα όμως χρησιμοποιούμε την $S(f)$ αντί για την $S(v)$. Ο κώδικας είναι ο εξής

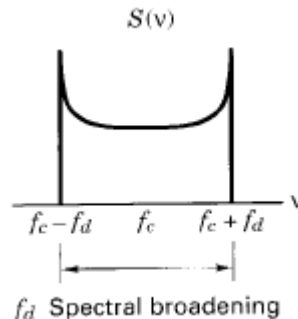
```
S=zeros(1,bandwidth);
for f=1:bandwidth/2
    if f<fd
```

```

        S(f)=1/sqrt(1-[(f/fd).^2]);
    end
end

```

Το φάσμα που προκύπτει είναι το εξής



Σχήμα 3.1: Φάσμα της συνάρτησης $S(f)$

Επειδή έχουμε μετάδοση στη βασική ζώνη πρέπει να πάρουμε μόνο το μισό απ' αυτό. Αυτό το επιτυγχάνουμε με το παρακάτω κώδικα

```

S(end:-1:bandwidth/2+2)=S(2:bandwidth/2);

```

Μετά κατασκευάζουμε τους πέντε συντελεστές για καθ' ένα μονοπάτι. Αυτοί είναι της μορφής $X_i = \frac{\sqrt{2}}{2}(R + jG)$, όπου οι R και G είναι τυχαίες μεταβλητές που ακολουθούν τη κατανομή Gauss.

Αυτό υλοποιείται στο Matlab ως εξής

```

x1_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));
x2_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));
x3_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));
x4_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));

```

```

x5_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));

```

Οι παραπάνω μεταβλητές είναι πίνακες αφού έχουμε φτιάξει δέκα τιμές συντελεστών, μια για κάθε πακέτο που μεταδίδεται. Επειδή αυτοί είναι στο πεδίο του χρόνου θα πρέπει να μεταφερθούν στο πεδίο της συχνότητας, αφού εκεί κάνουμε την επεξεργασία μας. Αυτό γίνεται χρησιμοποιώντας τον FFT. Τέλος πολλαπλασιάζουμε κάθε συντελεστή με τη συνάρτηση Jakes για να βάλουμε μέσα και το φαινόμενο Doppler. Στο τέλος γυρνάμε πάλι τους συντελεστές στο πεδίο του χρόνου με τον IFFT.

Η υλοποίηση του σε Matlab είναι η εξής

```

X1=fft(x1_ray,bandwidth);
X2=fft(x2_ray,bandwidth);
X3=fft(x3_ray,bandwidth);
X4=fft(x4_ray,bandwidth);
X5=fft(x5_ray,bandwidth);

```

```

Y11=S.*X1;
Y2=S.*X2;
Y3=S.*X3;
Y4=S.*X4;
Y5=S.*X5;

y1_ray_full=ifft(Y11,bandwidth);
y2_ray_full=ifft(Y2,bandwidth);
y3_ray_full=ifft(Y3,bandwidth);
y4_ray_full=ifft(Y4,bandwidth);
y5_ray_full=ifft(Y5,bandwidth);

```

Τώρα όμως έχουμε περισσότερα από δέκα δείγματα για κάθε μονοπάτι. Θα διαλέξουμε τελικά τα δέκα μεσαία. Είναι δηλαδή

```

for y_it=1:(packets+1)
    y1_ray(y_it)=y1_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
    y2_ray(y_it)=y2_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
    y3_ray(y_it)=y3_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
    y4_ray(y_it)=y4_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
    y5_ray(y_it)=y5_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
end

```

Επίσης κατασκευάζουμε την εκθετική περιβάλλουσα περιβάλλουσα των συντελεστών. Αυτή είναι η παρακάτω

```

for ch_it=1:5
    ch(ch_it)=exp(-2*(ch_it-1));
end

```

Αυτά γίνονται στην αρχή του προγράμματος. Αφού δημιουργήσουμε το σήμα που είναι να μεταδοθεί πρέπει να το περάσουμε από το κανάλι. Τα δείγματα όμως που έχουμε δημιουργήσει είναι για κάθε πακέτο ασυσχέτιστα μεταξύ τους. Θα δημιουργήσουμε μια συσχέτιση μεταξύ των δειγμάτων. Αυτό μοντελοποιείται ως ένας πολλαπλασιασμός του μεταδιδόμενου σήματος με μια συνάρτηση της μορφής $\exp(2j\pi\Delta\phi/N)$ όπου $\Delta\phi$ είναι μια διαφορά φάσης μεταξύ των παραμέτρων για κάθε μονοπάτι διαδρομής του σήματος. Πρώτα βρίσκουμε τη διαφορά φάσης. Φτιάχνουμε ένα πίνακα *phase* όπου έχει στοιχεία το πηλίκο κάθε μιας παραμέτρου προς την αντίστοιχη της επόμενης χρονικής στιγμής. Ύστερα υπολογίζουμε την έκφραση $delta = \arctan\left(\frac{\text{Im}(phase)}{\text{Re}(phase)}\right)/(2\pi(1 + CP_percent))$, όπου

CP_percent είναι το ποσοστό του κυκλικού προθέματος στο μεταδιδόμενο σήμα. Όλα αυτά τα στοιχεία αποθηκεύονται σ' ένα πίνακα με όνομα *delta* και ύστερα παίρνουμε τη μέγιστη τιμή του πίνακα, όπου αποθηκεύεται στη μεταβλητή *delta_mean*. Τέλος δημιουργούμε το σήμα που θα πολλαπλασιάσει το μεταδιδόμενο. Όλα αυτά γίνονται αν υποθέσουμε ότι η μετατόπιση Doppler είναι μη μηδενική. Αλλιώς το μεταδιδόμενο σήμα περνά απλώς από ένα κανάλι με διαλείψεις Rayleigh χωρίς να γίνει η παραπάνω διαδικασία. Για να μοντελοποιήσουμε η μετάδοση του σήματος σ' ένα κανάλι είτε εμφανίζεται μετατόπιση Doppler είτε όχι, χρησιμοποιούμε τη συνάρτηση της συνέλιξης *conv()*.

Σε κώδικα τα παραπάνω έχουν υλοποιηθεί ως εξής

```
%Rayleigh channel
    if fd>0

        c(1)=ch(1)*y1_ray(pack_it);
        c(2)=ch(2)*y2_ray(pack_it);
        c(3)=ch(3)*y3_ray(pack_it);
        c(4)=ch(4)*y4_ray(pack_it);
        c(5)=ch(5)*y5_ray(pack_it);
        cc(pack_it,:)=c;

        h(1)=ch(1)*y1_ray(pack_it+1);
        h(2)=ch(2)*y2_ray(pack_it+1);
        h(3)=ch(3)*y3_ray(pack_it+1);
        h(4)=ch(4)*y4_ray(pack_it+1);
        h(5)=ch(5)*y5_ray(pack_it+1);
        hh(pack_it,:)=h;

        for phase_it=1:5
            phase(phase_it)=c(phase_it)/h(phase_it);

            delta(phase_it)=atan(imag(phase(phase_it))/real(phase(phase_it)))/[2*pi*(1+CP_percent)];

            delta_mean=max(delta);

            random_phase=delta_mean;

        end
        %         random_phase=0.05;
        n_signal=0:[N*(1+CP_percent)-1];
        mod_signal=exp((i*2*pi*random_phase*n_signal)/N);

        Yt1=Y.*mod_signal;
        else
            Yt1=Y;
            c(1)=ch(1)*x1_ray(pack_it);
            c(2)=ch(2)*x2_ray(pack_it);
            c(3)=ch(3)*x3_ray(pack_it);
            c(4)=ch(4)*x4_ray(pack_it);
            c(5)=ch(5)*x5_ray(pack_it);
            cc(pack_it,:)=c;
        end
        Yt=conv(Yt1,cc(pack_it,:));
```

Μετά το σήμα περνά από ένα κανάλι με προσθετικό λευκό θόρυβο Gauss (additive white Gaussian noise-AWGN). Για να το υλοποιήσουμε αυτό χρησιμοποιούμε τη συνάρτηση `awgn()`.

Σε κώδικα Matlab είναι

```
%AWGN channel
R= awgn(Yt,snr(it),'measured');
```

Αυτό είναι τελικά και το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης και το επεξεργάζεται όπως έχουμε πει και στη παράγραφο 3.3.

3.4 ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ ΤΟΥ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ

Στο τέλος του προγράμματος κάνουμε χρήση της έτοιμης συνάρτησης `plot()` για να σχεδιάσουμε τη γραφική παράσταση του ρυθμού λαθών σε συνάρτηση με το σηματοθορυβικό λόγο. Επίσης έχουμε λάβει κάποιες δεδομένες τιμές για διάδοση χωρίς μετατόπιση Doppler και τις συγκρίνουμε με τις εκάστοτε τιμές ρυθμού λαθών για δεδομένη μετατόπιση Doppler.

Ο κώδικας αυτού του κομματιού είναι ο παρακάτω

```
ber_standard= [0.0144 0.0142 0.0139 0.0137 0.0134 0.0129
0.0130 0.0127 0.0121 0.0118 0.0109 0.0116 0.0118 0.0103
0.0100 0.0094 0.0094 0.0098 0.0088 0.0078 0.0082 0.0071
0.0069 0.0063 0.0052 0.0059 0.0039 0.0043 0.0034 0.0035
0.0025 0.0026 0.0023 0.0015 0.0015 0.0013 0.0009 0.0007
0.0005];
```

```
plot(snr1,ber_sim,'*',snr1,ber_standard)
xlabel('SNR');
ylabel('Bit Error Rate');
legend('Rayleigh channel-No Doppler shift');
grid
```

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-H

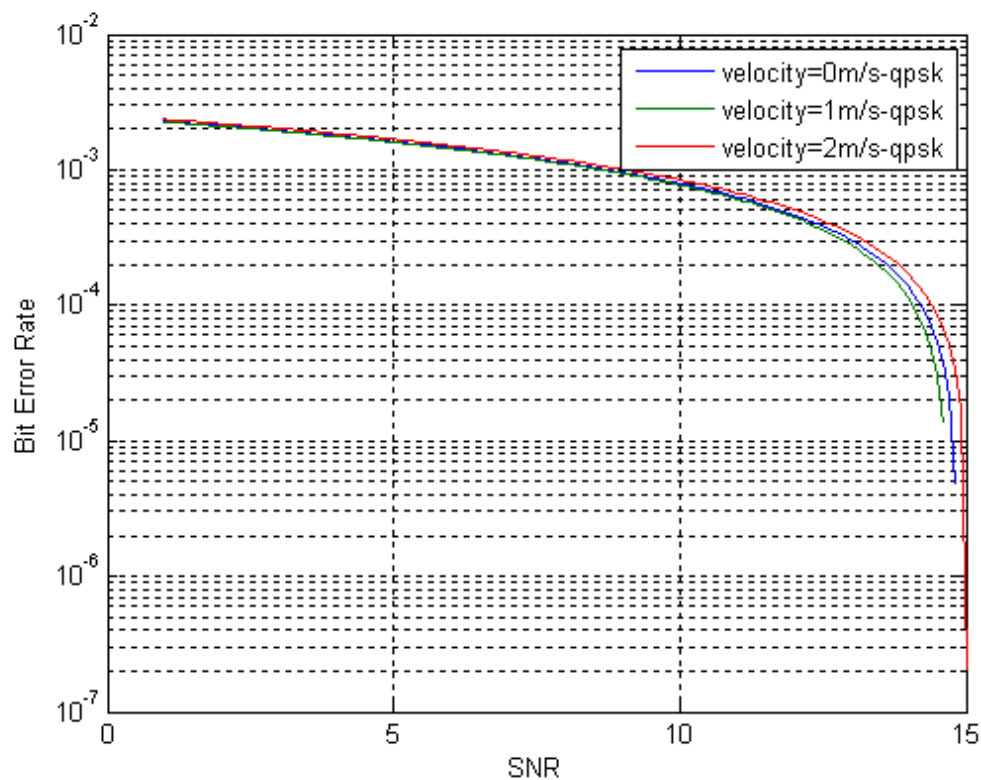
ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σ' αυτό το κεφάλαιο θα γίνει η παρουσίαση των αποτελεσμάτων του προγράμματος προσομοίωσης. Θα παρουσιαστούν οι καμπύλες ρυθμού λαθών bits σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για διάφορες ταχύτητες του τερματικού. Αυτές οι καμπύλες έχουν γίνει για τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης των υποφερόντων του OFDM συστήματος, την QPSK, την 16-QAM, την 64-QAM και τέλος την 128-QAM. Μετά για δεδομένες ταχύτητες του κινητού τερματικού γίνεται μια σύγκριση αυτών των σχημάτων διαμόρφωσης. Παίρνουμε δηλαδή καμπύλες ρυθμού λαθών bits σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για τα διάφορα αυτά σχήματα διαμόρφωσης. Ύστερα παίρνουμε καμπύλες με τη σειρά διαμόρφωσης (modulation order) σε σχέση με την ταχύτητα για δεδομένο ρυθμό λαθών και σηματοθορυβικό λόγο. Τέλος βρίσκουμε για τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης και τις διάφορες ταχύτητες την πραγματική διέλευση (real throughput) του συστήματος, θεωρώντας ότι ο πομπός εκπέμπει με ρυθμό bits 1Mbps.

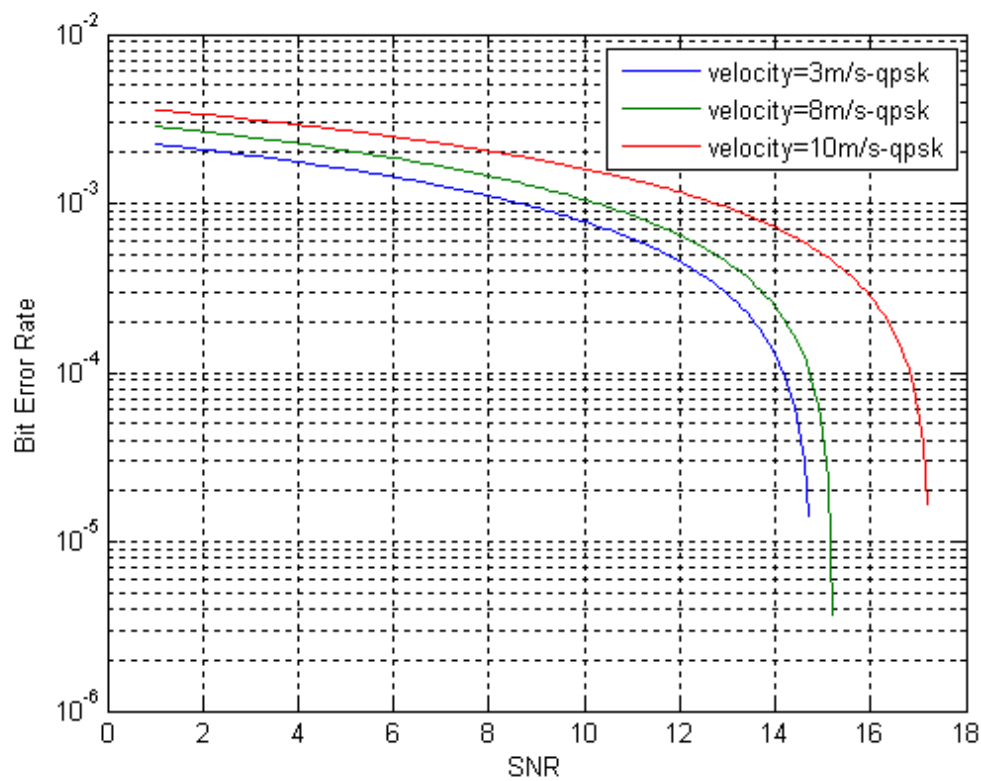
4.1 ΕΠΙΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΟΥΣ ΒΑΘΜΟΥΣ ΚΙΝΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ

4.1.1 ΕΠΙΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ QPSK ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

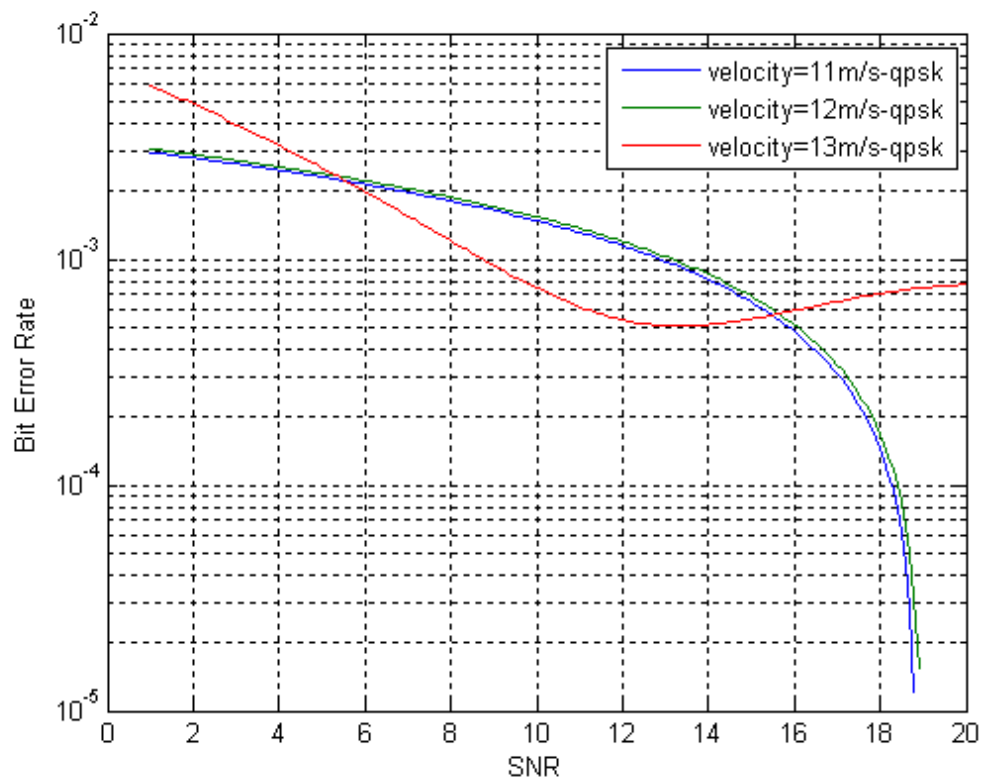
Παρακάτω παρατίθενται οι καμπύλες ρυθμού λαθών bits σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για διάφορες ταχύτητες για QPSK διαμόρφωση. Έχουν ληφθεί ταχύτητες από 1m/sec έως 14 m/sec. Προσπαθούμε να βρούμε σε ποια ταχύτητα το σύστημα OFDM έχει περίπου σταθερό ρυθμό λαθών ανεξάρτητα από την ισχύ που εκπέμπει ο πομπός. Θυμίζουμε ότι το σύστημα δουλεύει για κεντρική συχνότητα 900 MHz.



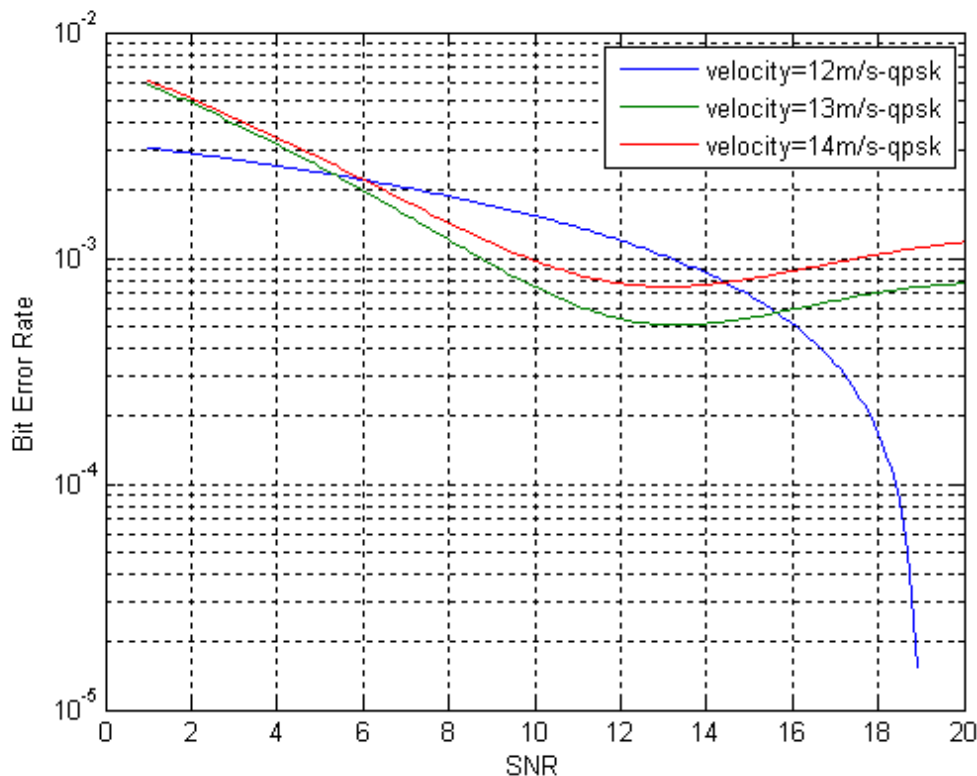
Σχήμα 4.1: Καμπύλη ρυθμού λαθών για QPSK διαμόρφωση για ταχύτητες 0m/sec, 1m/sec, 2m/sec



Σχήμα 4.2: Καμπύλη ρυθμού λαθών για QPSK διαμόρφωση για ταχύτητες 3m/sec, 8m/sec, 10m/sec



Σχήμα 4.3: Καμπύλη ρυθμού λαθών για QPSK διαμόρφωση για ταχύτητες 11m/sec, 12m/sec, 13m/sec

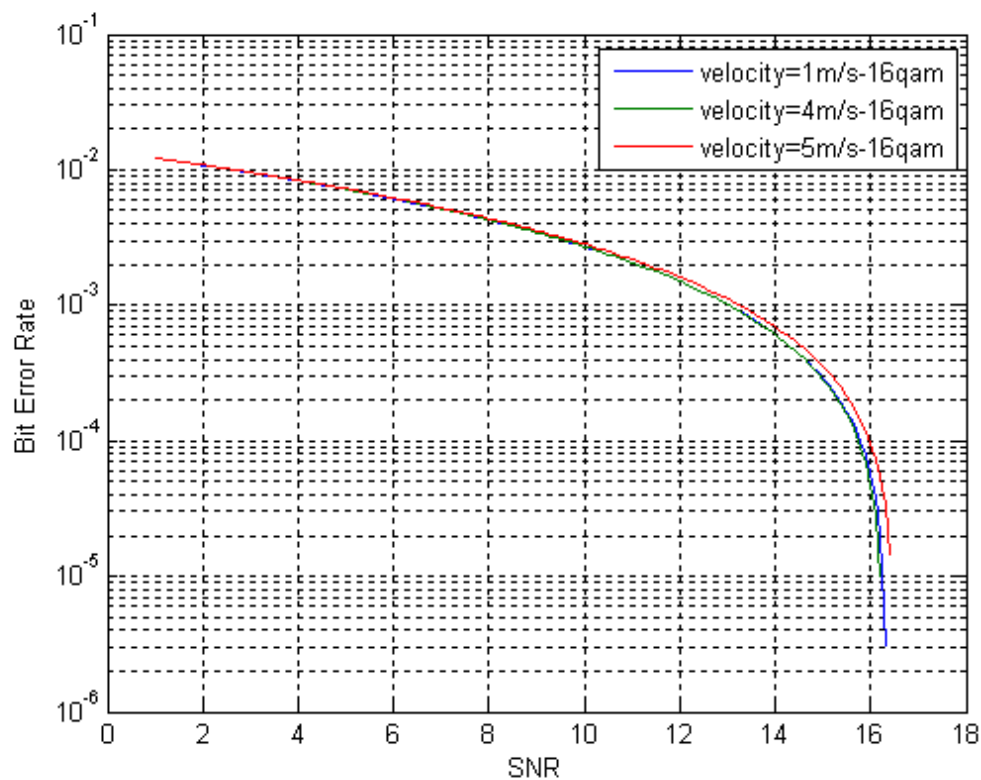


Σχήμα 4.4: Καμπύλη ρυθμού λαθών για QPSK διαμόρφωση για ταχύτητες 12m/sec, 13m/sec, 14m/sec

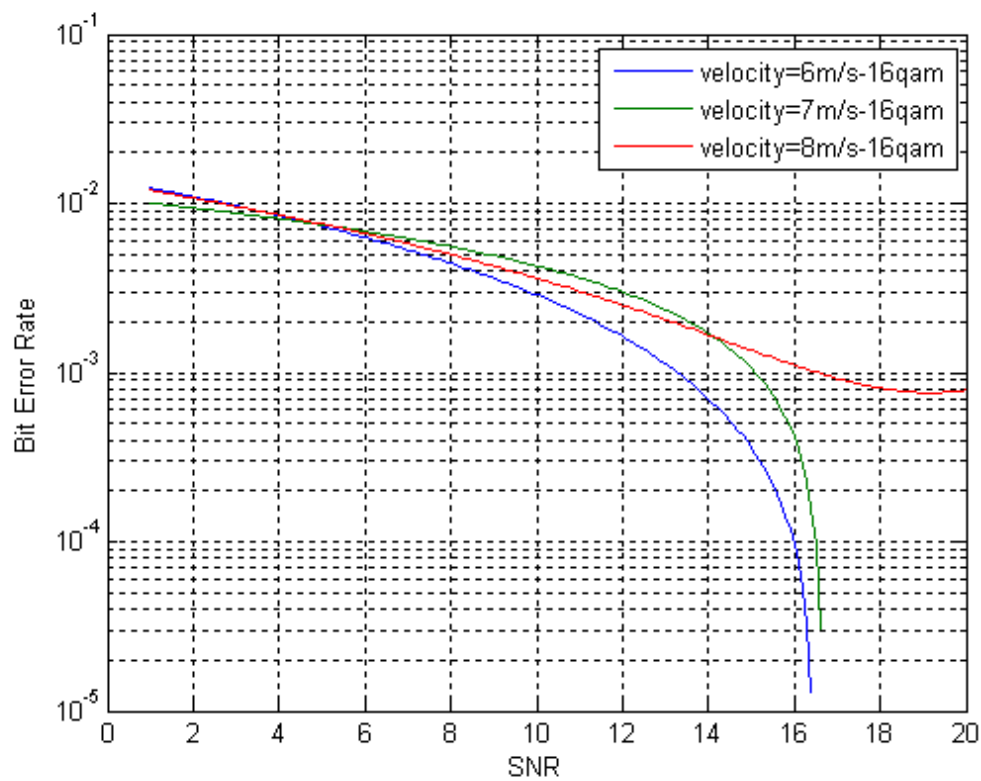
Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε αύξηση της ταχύτητας του κινητού τείνει να μετακινήσει την καμπύλη του ρυθμού λαθών προς τα πάνω. Έτσι αν έχουμε ένα δεδομένο σηματοθορυβικό λόγο, με αύξησης της ταχύτητας θα έχουμε και αύξηση του ρυθμού λαθών. Επίσης αν θέλουμε δεδομένο ρυθμό λαθών, τότε αν αυξάνεται η ταχύτητα του κινητού θα πρέπει να γίνει αυτόματα και αύξηση της ισχύος που εκπέμπει ο πομπός. Έτσι θεωρώντας ότι για να δουλεύει το σύστημα ο ρυθμός λαθών θα πρέπει να είναι ίσος ή μικρότερος του 10^{-3} , τότε για μηδενική ταχύτητα απαιτείται τουλάχιστον 8dB σηματοθορυβικό λόγο, όπως φαίνεται απ' το σχήμα 4.1. Άρα ο ελάχιστος σηματοθορυβικός λόγος για να δουλέψει το σύστημα OFDM είναι 8dB. Τέλος παρατηρούμε ότι για ταχύτητα 13 m/sec το σύστημα έχει αρχίσει και σταθεροποιεί την επίδοση του μετά τα 12 dB σηματοθορυβικού λόγου. Η σταθεροποίηση όμως αυτή γίνεται σε ρυθμό λαθών που πληρούν τις προδιαγραφές.

4.1.2 ΕΠΙΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ 16-QAM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

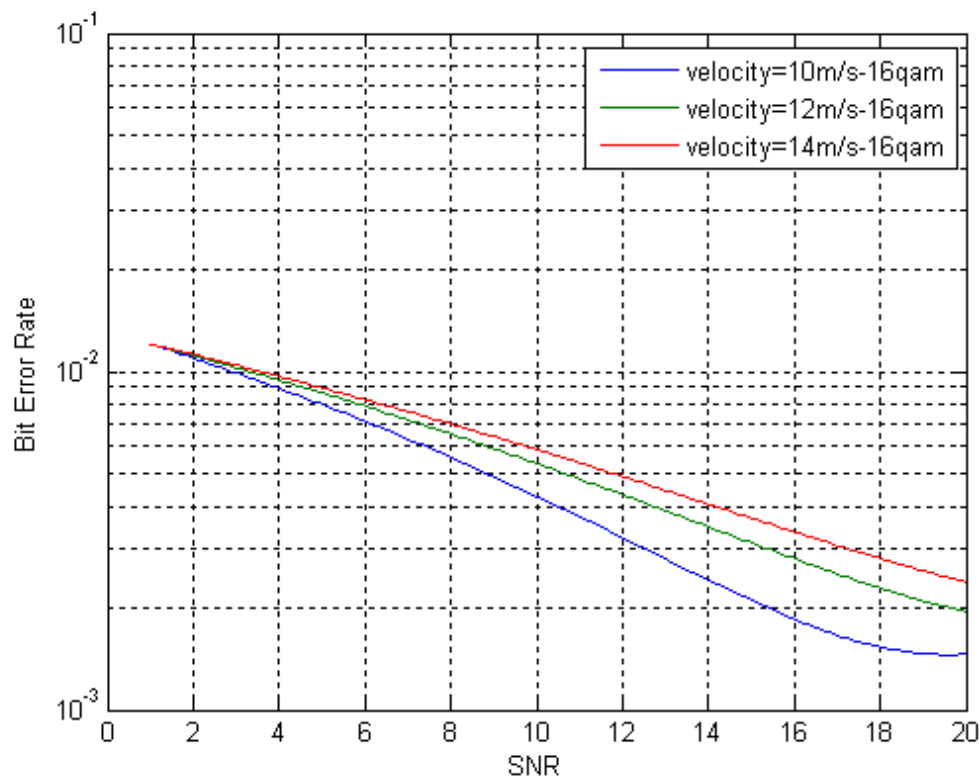
Παρακάτω παρατίθενται οι καμπύλες ρυθμού λαθών σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για 16-QAM διαμόρφωση. Έχουν ληφθεί ταχύτητες από 1m/sec έως 14 m/sec.



Σχήμα 4.5: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 16-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 1m/sec, 4m/sec, 5m/sec



Σχήμα 4.6: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 16-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 6m/sec, 7m/sec, 8m/sec



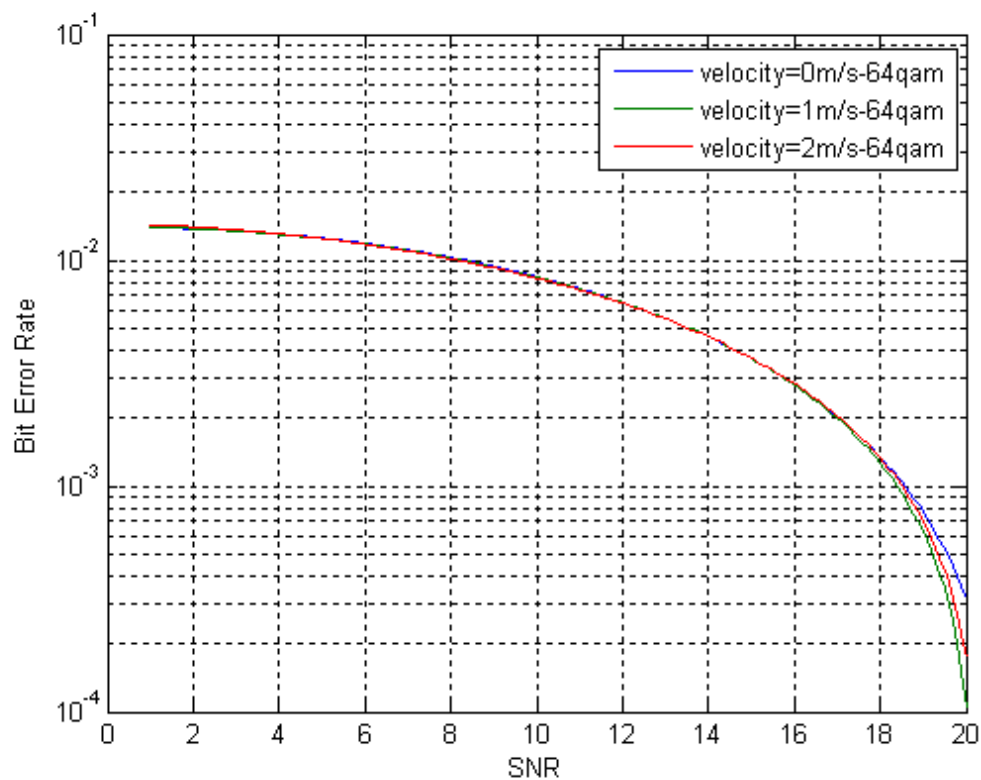
Σχήμα 4.7: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 16-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 10m/sec, 12m/sec, 14m/sec

Όπως και στη προηγούμενη παράγραφο έτσι και εδώ μπορούμε να παρατηρήσουμε τη σχέση μεταξύ του σηματοθορυβικού λόγου και της ταχύτητας του κινητού. Για πολύ μικρή ταχύτητα 1 m/sec ο ελάχιστος σηματοθορυβικός λόγος που απαιτείται για να δουλέψει το σύστημα, θεωρώντας ότι ο ελάχιστος ρυθμός λαθών είναι 10^{-3} , είναι περίπου 13 dB.

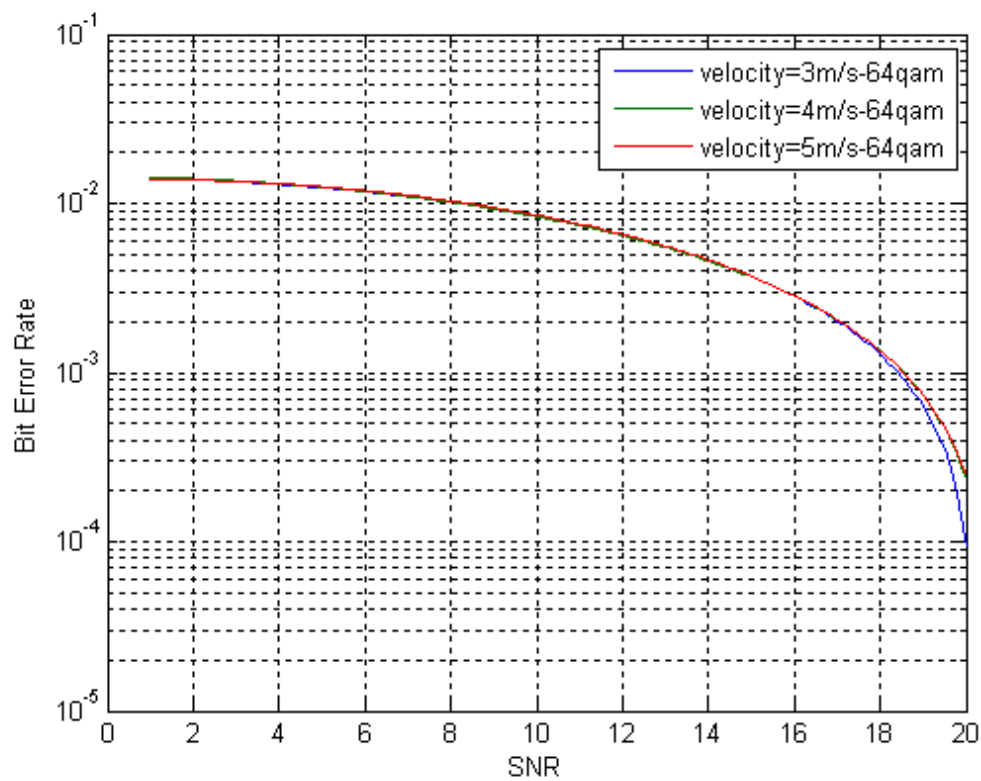
Επίσης για ταχύτητες μεγαλύτερες του 8 m/sec ο ρυθμός λαθών μετά από τα 18 dB είναι σταθερός. Γι' αυτή τη ταχύτητα όμως το σύστημα θα δουλεύει αφού ο ρυθμός λαθών είναι περίπου 10^{-3} . Για μεγαλύτερες όμως ταχύτητες ο ρυθμός λαθών σταθεροποιείται σε μεγαλύτερο αριθμό, οπότε και το σύστημα δεν θα δουλεύει ικανοποιητικά.

4.1.3 ΕΠΙΛΟΓΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ 64-QAM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

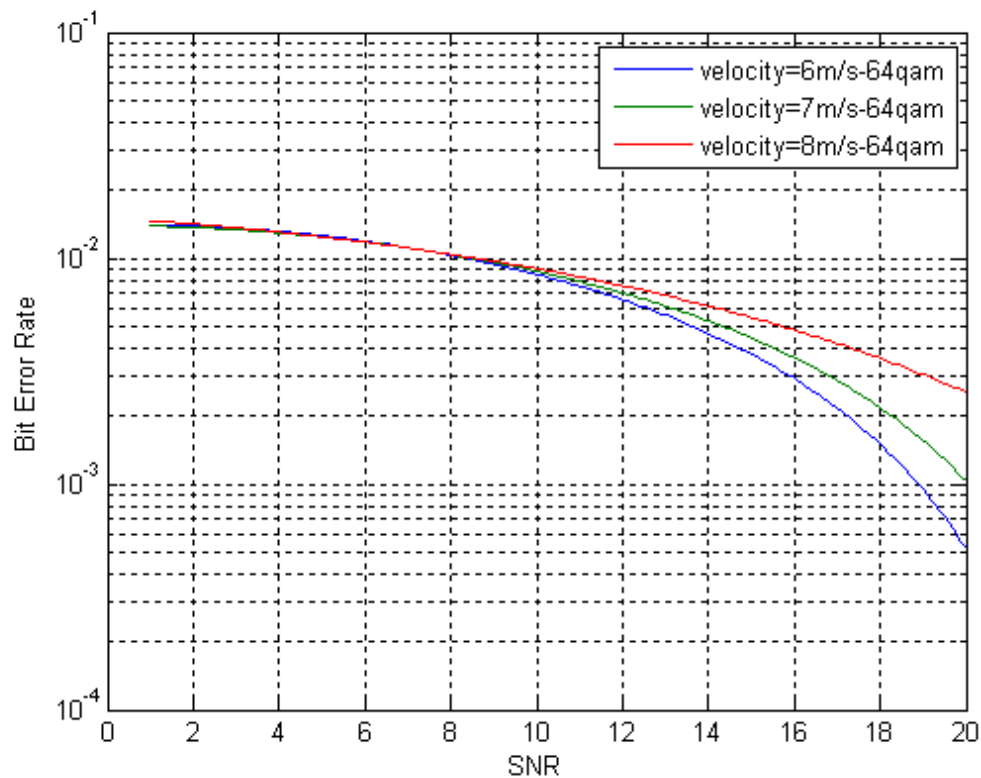
Παρακάτω παρατίθενται οι καμπύλες ρυθμού λαθών σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για 16-QAM διαμόρφωση. Έχουν ληφθεί ταχύτητες από 0m/sec έως 13.33 m/sec.



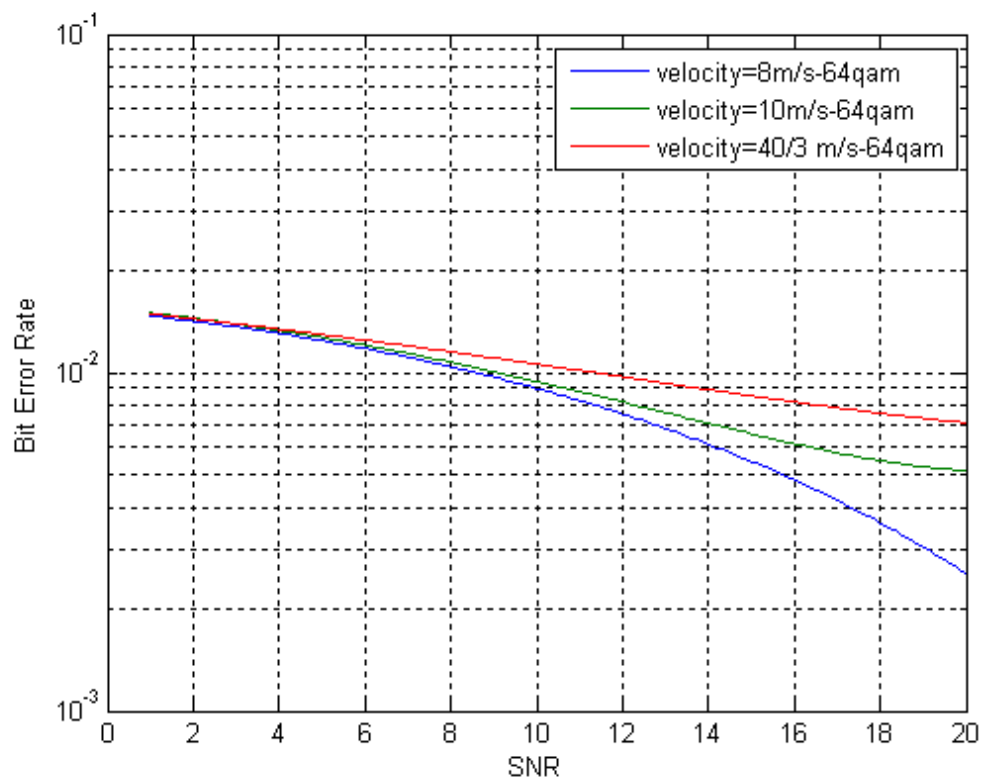
Σχήμα 4.8: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 64-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 0m/sec, 1m/sec, 2m/sec



Σχήμα 4.9: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 64-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 3m/sec, 4m/sec, 5m/sec



Σχήμα 4.10: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 64-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 6m/sec, 7m/sec, 8m/sec

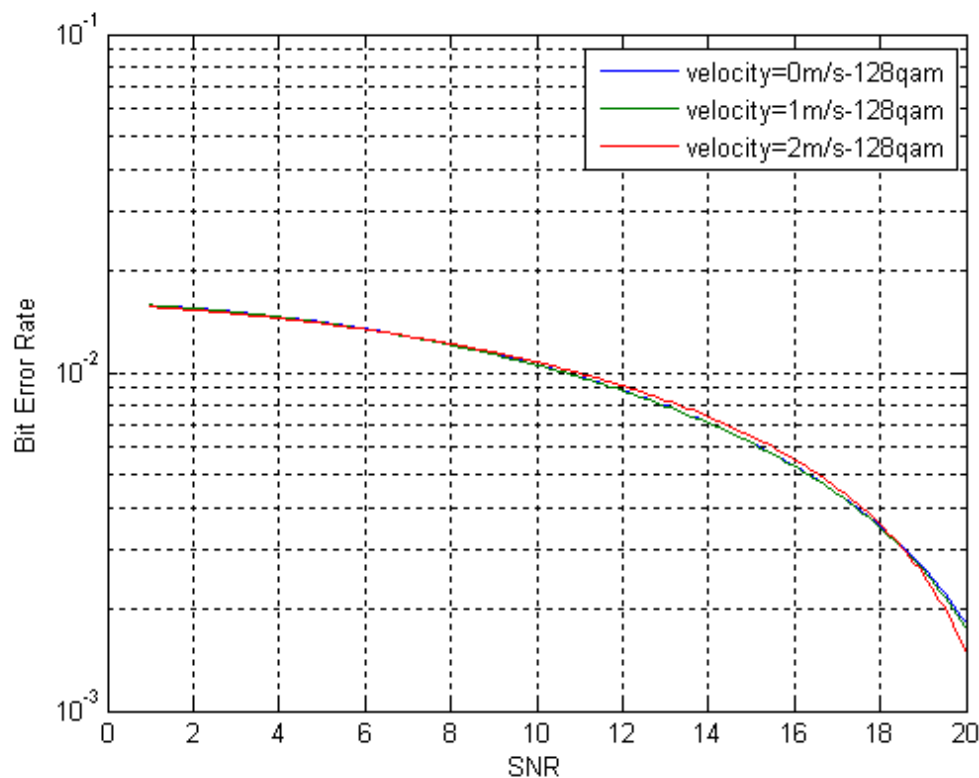


Σχήμα 4.11: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 64-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 8m/sec, 10m/sec, 40/3 m/sec

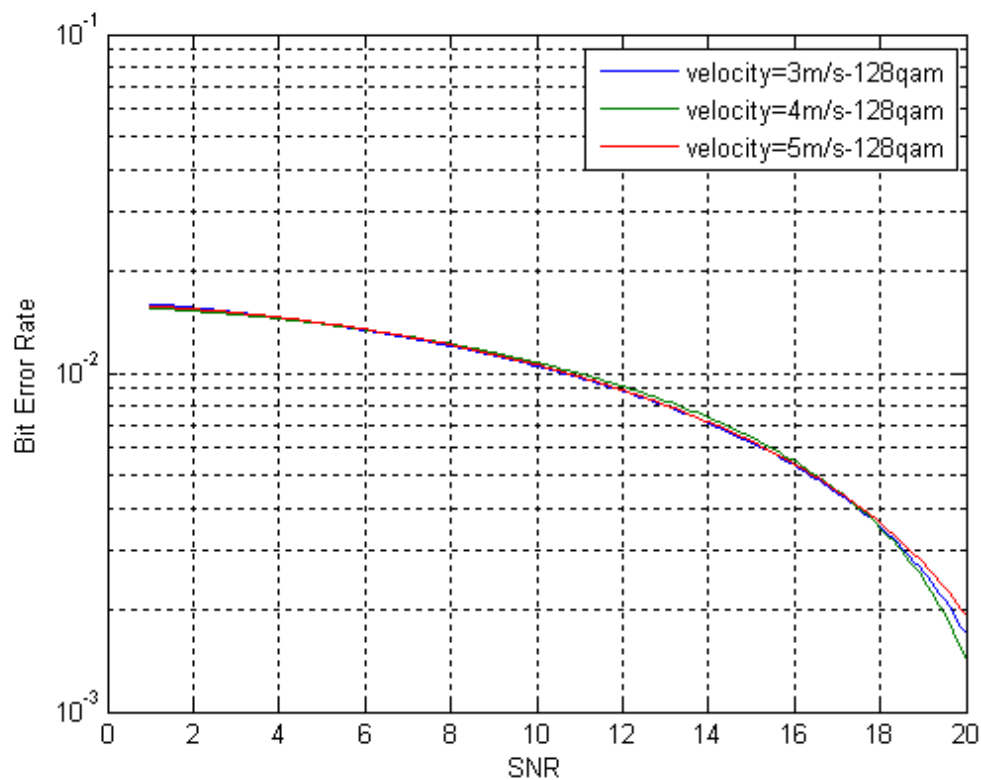
Όπως και πριν έτσι και εδώ μπορούμε να παρατηρήσουμε τη σχέση μεταξύ του σηματοθορυβικού λόγου και της ταχύτητας του κινητού. Για μηδενική ταχύτητα ο ελάχιστος σηματοθορυβικός λόγος που απαιτείται για να δουλέψει το σύστημα, θεωρώντας ότι ο ελάχιστος ρυθμός λαθών είναι 10^{-3} , είναι περίπου 18.5 dB, όπως φαίνεται από το σχήμα 4.8. Επίσης για ταχύτητες μεγαλύτερες του 10 m/sec ο ρυθμός λαθών μετά από τα 18 dB είναι σταθερός (σχήμα 4.10). Όμως όπως φαίνεται από το σχήμα 4.10 για ταχύτητες πάνω από 7 m/sec το σύστημα δεν δουλεύει για κανένα σηματοθορυβικό λόγο.

4.1.4 ΕΠΙΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ 128-QAM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

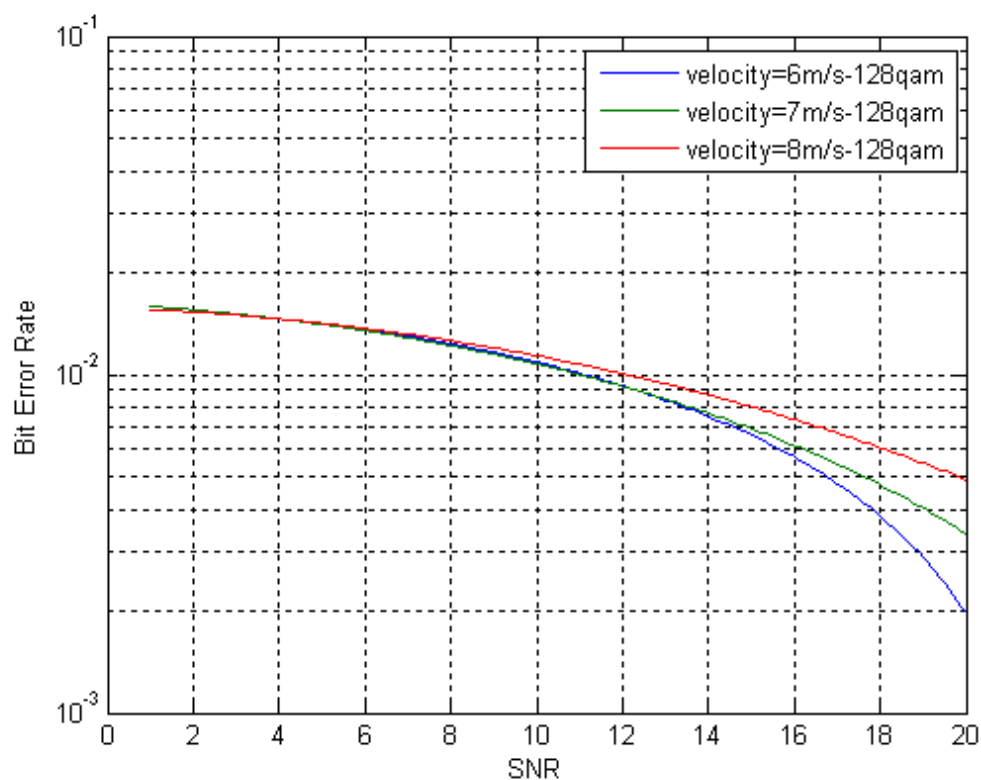
Παρακάτω παρατίθενται οι καμπύλες ρυθμού λαθών σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για 128-QAM διαμόρφωση. Έχουν ληφθεί ταχύτητες από 0m/sec έως 9 m/sec.



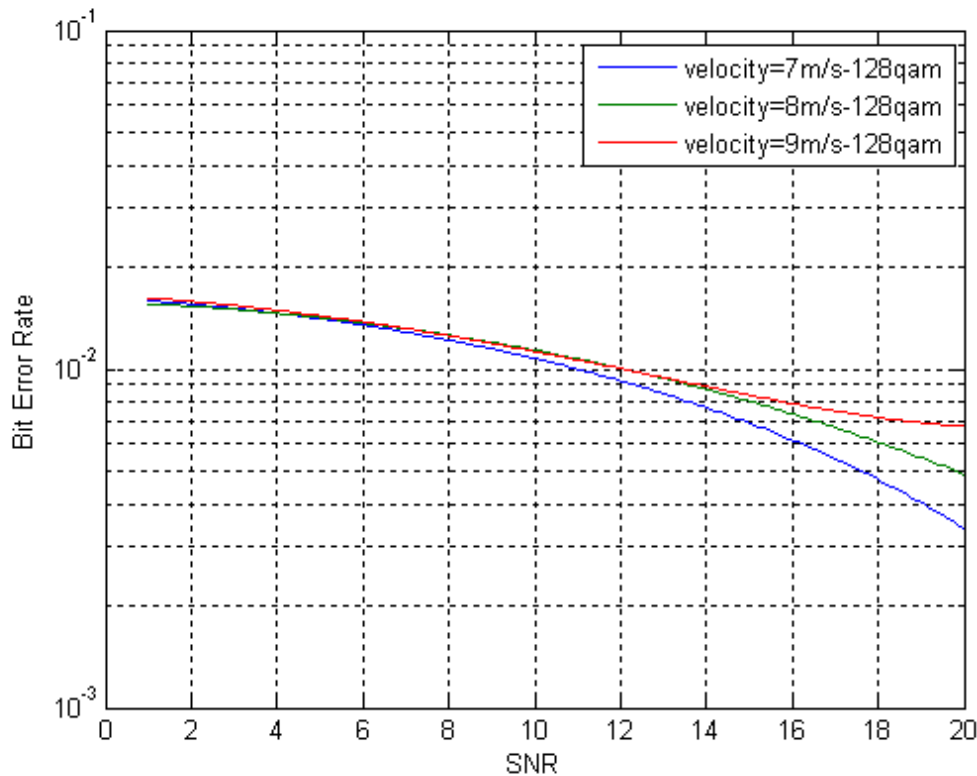
Σχήμα 4.12: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 128-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 0m/sec, 1m/sec, 2m/sec



Σχήμα 4.13: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 128-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 3m/sec, 4m/sec, 5m/sec



Σχήμα 4.14: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 128-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 6m/sec, 7m/sec, 8m/sec

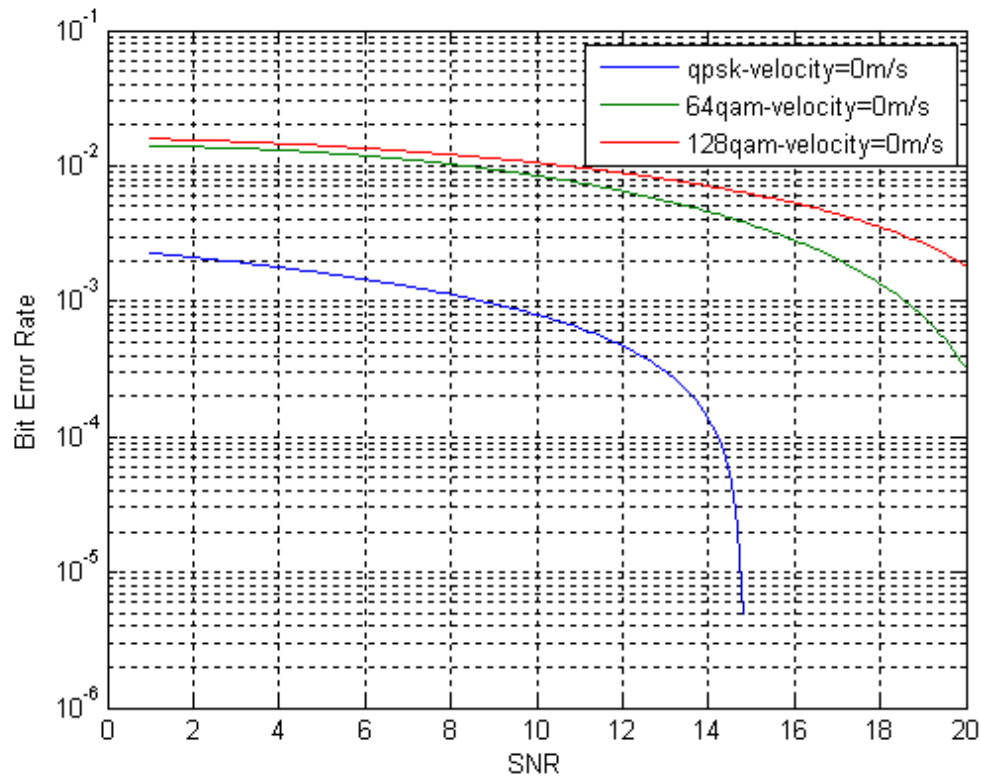


Σχήμα 4.15: Καμπύλη ρυθμού λαθών για 128-QAM διαμόρφωση για ταχύτητες 7m/sec, 8m/sec, 9m/sec

Όπως και πριν έτσι και εδώ μπορούμε να παρατηρήσουμε τη σχέση μεταξύ του σηματοθορυβικού λόγου και της ταχύτητας του κινητού. Παρατηρούμε ότι ακόμη και για μηδενική ταχύτητα, θεωρώντας ότι ο ελάχιστος ρυθμός λαθών είναι 10^{-3} , το σύστημα δεν δουλεύει, όπως φαίνεται από το σχήμα 4.12. Επίσης για ταχύτητες μεγαλύτερες του 9 m/sec ο ρυθμός λαθών μετά από τα 19dB είναι σταθερός(σχήμα 4.15). Τις καμπύλες αυτές τις παραθέσαμε για να δείξουμε ότι η 128-QAM είναι τελείως ακατάλληλη για να χρησιμοποιηθεί απ' το σύστημα μας, κάτι που συμφωνεί με αυτά που είπαμε στο πρώτο κεφάλαιο. Έτσι κυρίως η QPSK και η 16-QAM είναι κατάλληλες για χρήση απ' το σύστημα μας και σε ελάχιστες περιπτώσεις η 64-QAM.

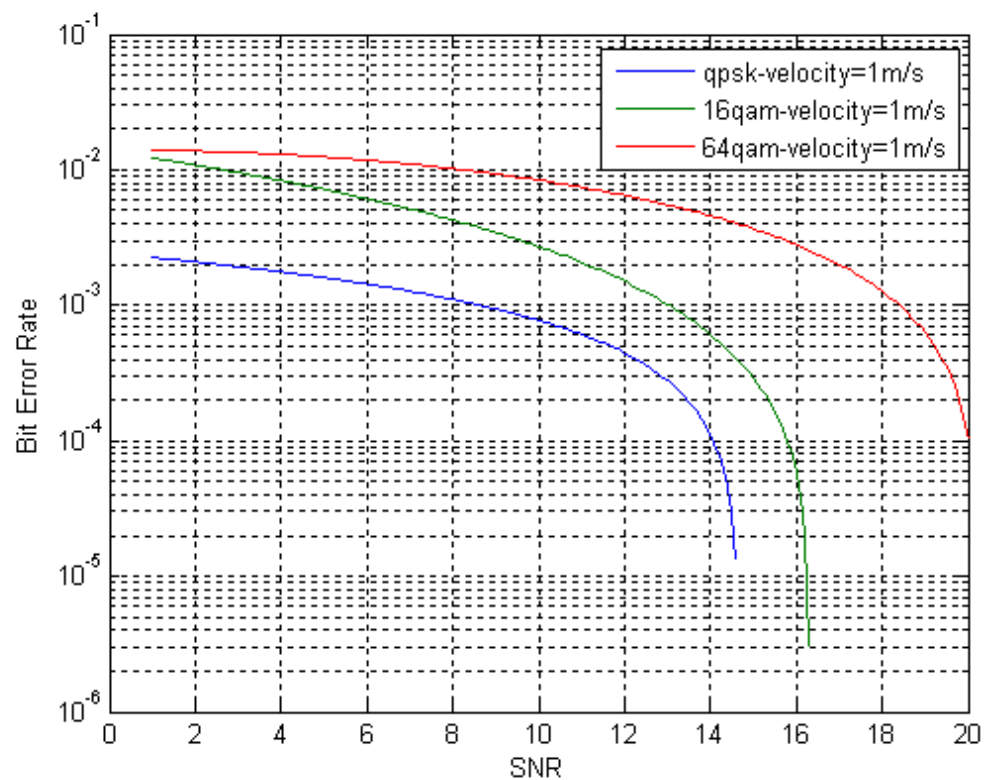
4.2 ΕΠΙΛΟΓΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ

Παρακάτω παρατίθενται καμπύλες ρυθμού λαθών bits σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης, έχοντας σαν δεδομένη την ταχύτητα του κινητού.

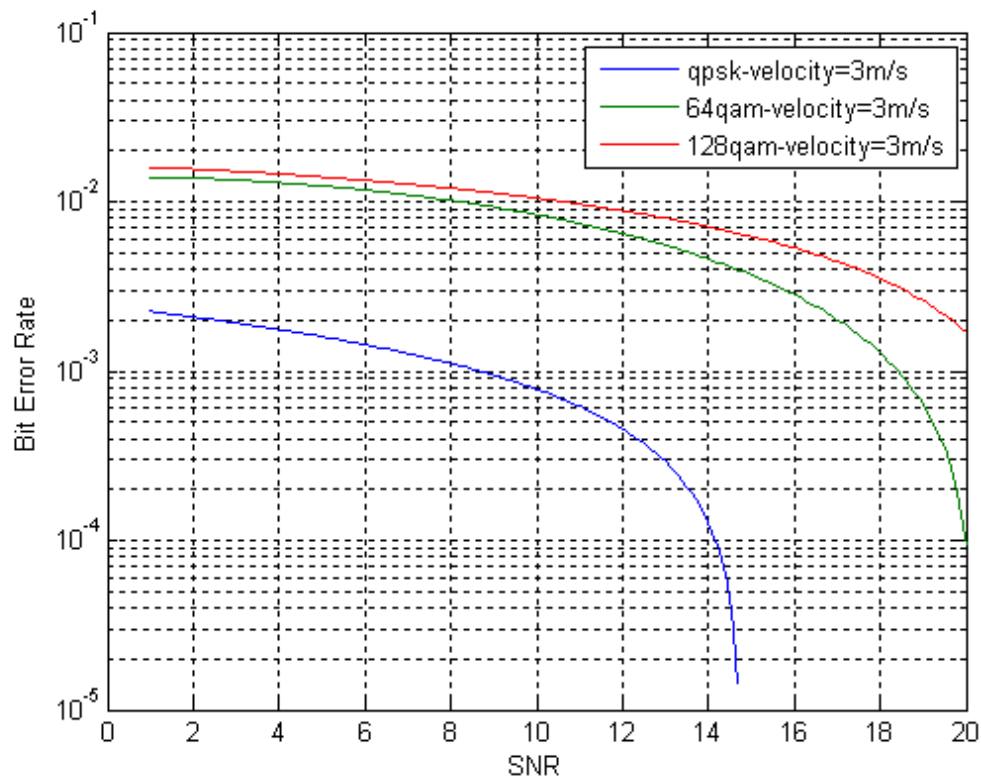


Σχήμα 4.16: Καμπύλη ρυθμού λαθών για μηδενική ταχύτητα και σχήματα διαμόρφωσης QPSK, 64-QAM, 128-QAM

Παρατηρούμε ότι οι καμπύλες για τις διαμορφώσεις 64-QAM και 128-QAM είναι αρκετά υψηλότερα από αυτήν για την QPSK διαμόρφωση. Επίσης φαίνεται η ακαταλληλότητα των δυο σχημάτων διαμόρφωσης, αφού αν θεωρήσουμε ότι ο ρυθμός λαθών πρέπει να είναι τουλάχιστον 10^{-3} τότε απαιτούνται μεγάλες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου για να λειτουργήσει το σύστημα, ακόμα και με ακίνητο τερματικό.

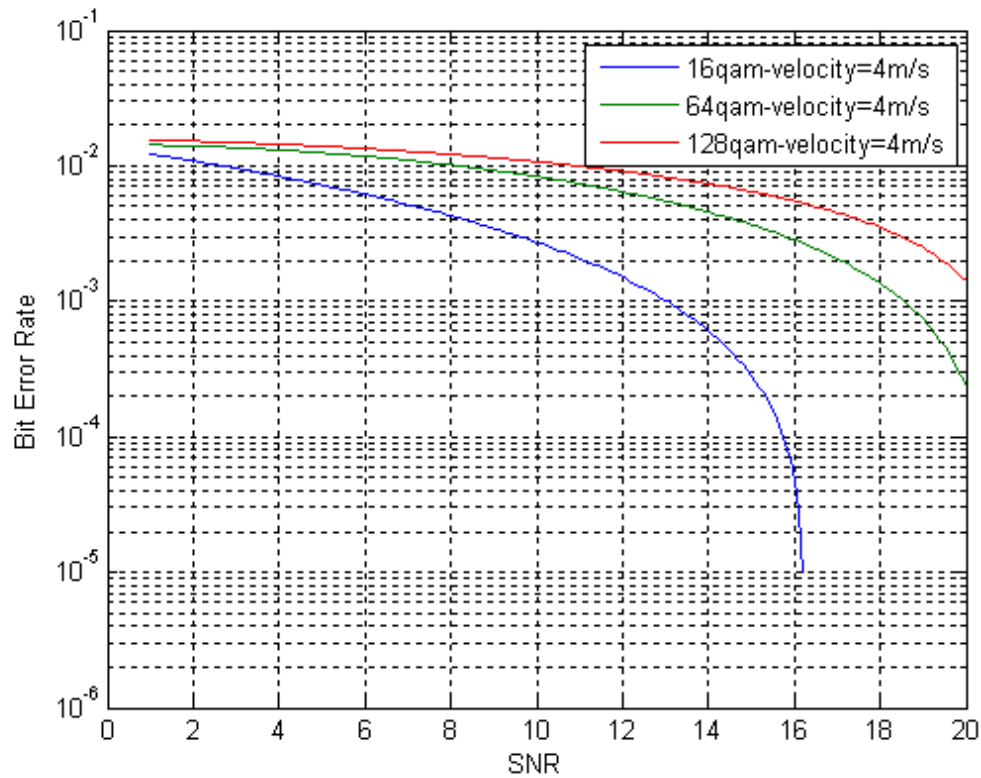


Σχήμα 4.17: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 1m/sec και σχήματα διαμόρφωσης QPSK, 16-QAM, 64-QAM

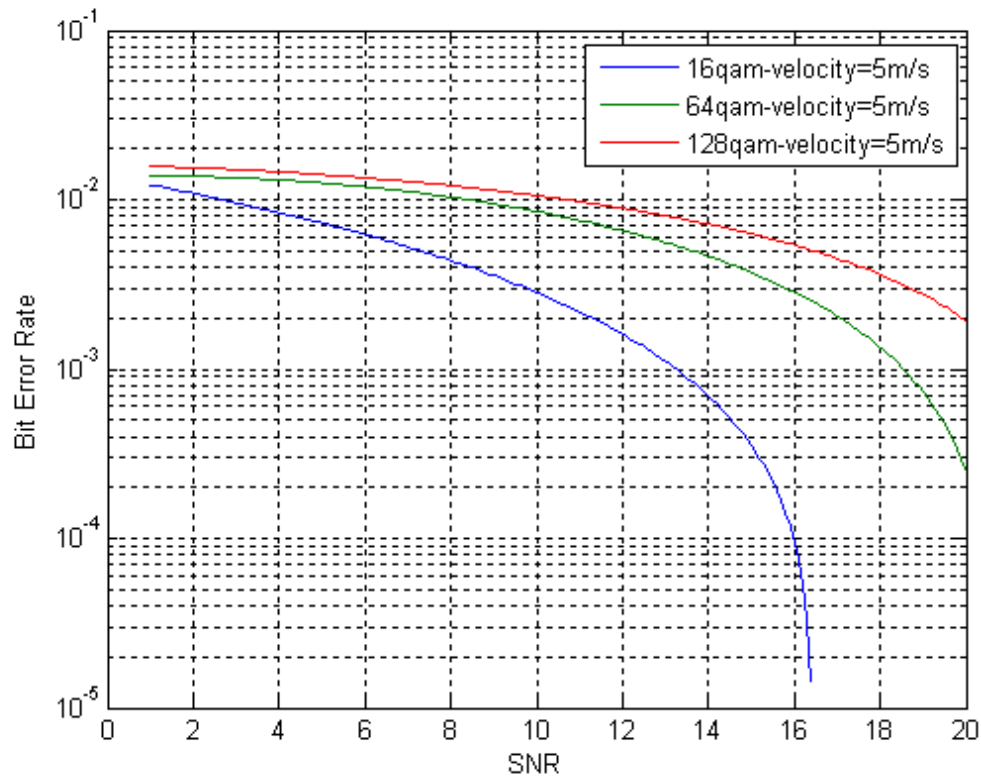


Σχήμα 4.18: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 3m/sec και σχήματα διαμόρφωσης QPSK, 64-QAM και 128-QAM

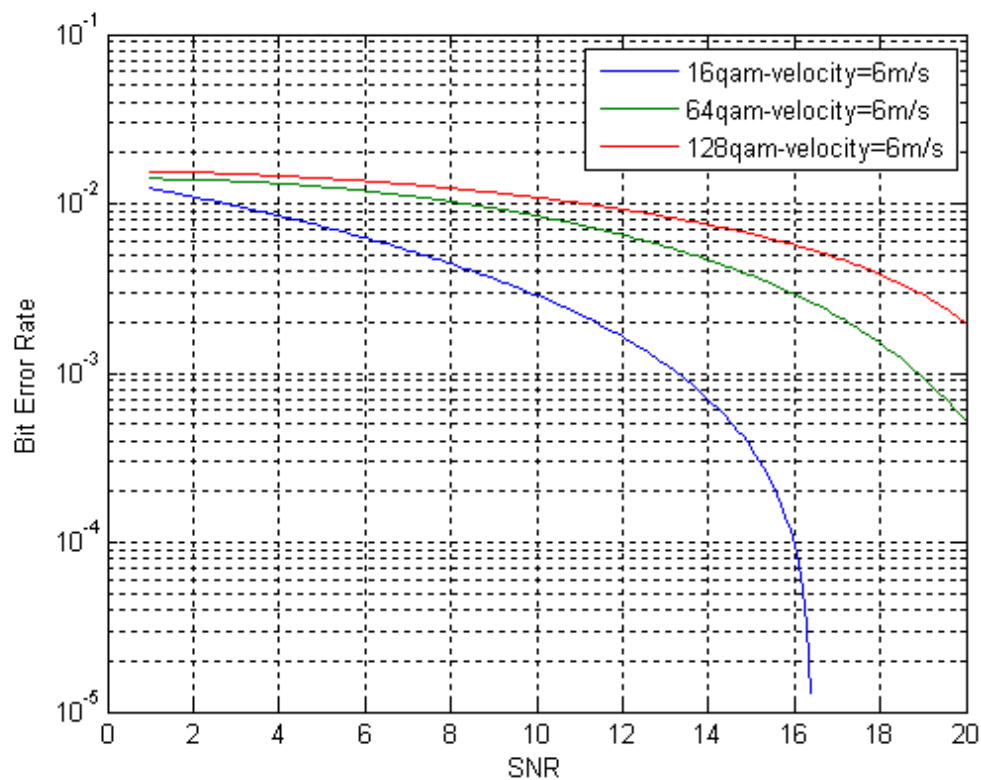
Εδώ φαίνεται ότι για μικρές ταχύτητες τα σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16-QAM δουλεύουν αρκετά ικανοποιητικά και με σχετικά μικρούς σηματοθορυβικούς λόγους, ενώ η 64-QAM και η 128-QAM απαιτούν μεγάλους σηματοθορυβικούς λόγους για να λειτουργήσουν αποτελεσματικά.



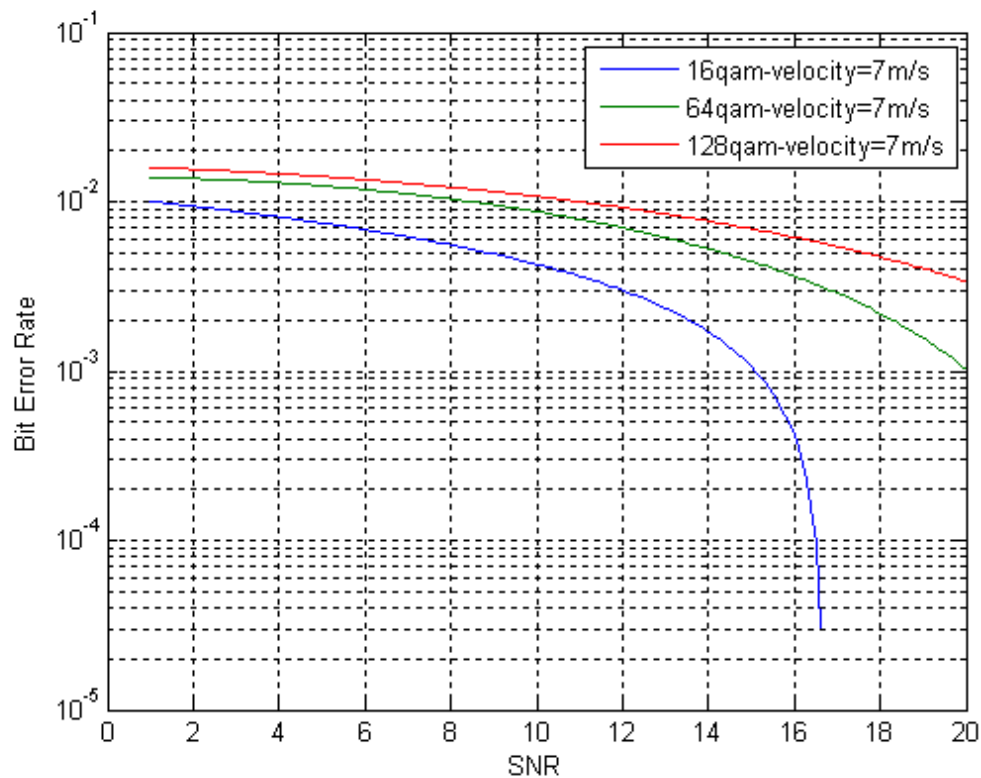
Σχήμα 4.19: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 4m/sec και σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM, 64-QAM και 128-QAM



Σχήμα 4.20: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 5m/sec και σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM, 64-QAM και 128-QAM

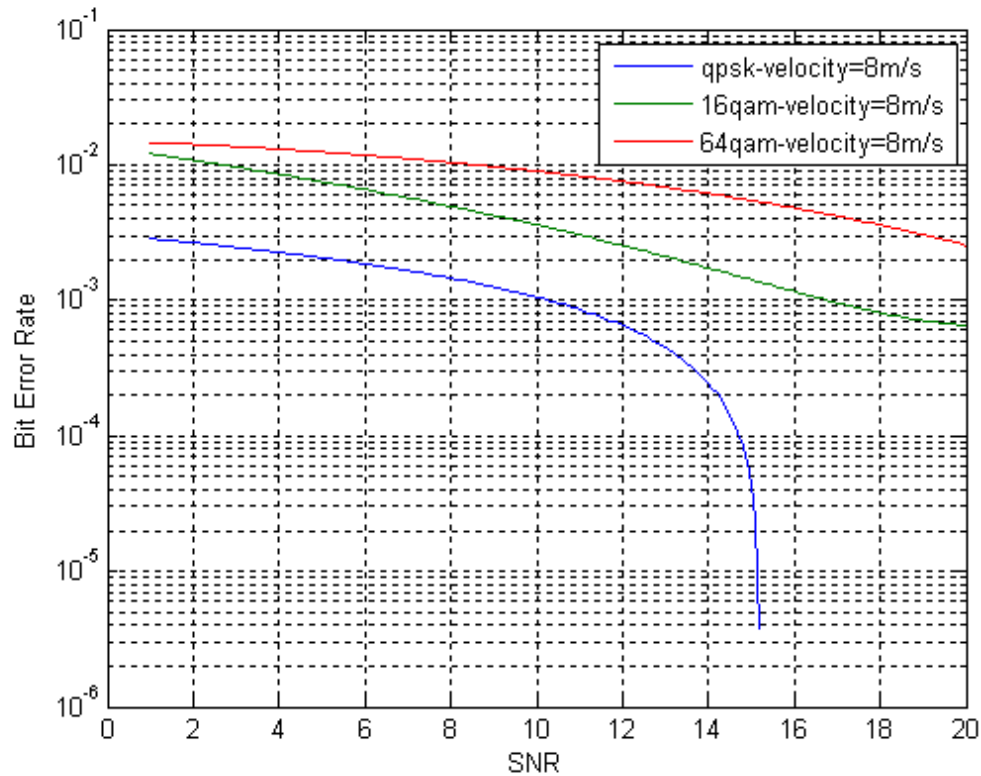


Σχήμα 4.21: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 6m/sec και σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM,64-QAM και 128-QAM

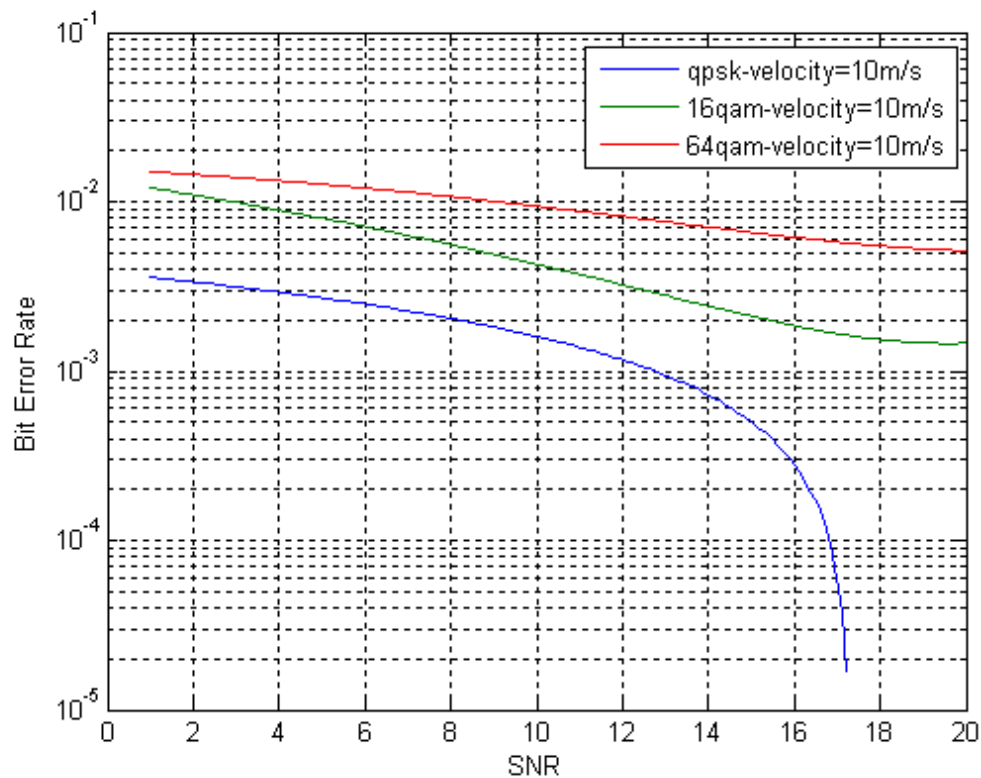


Σχήμα 4.22: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 7m/sec και σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM,64-QAM και 128-QAM

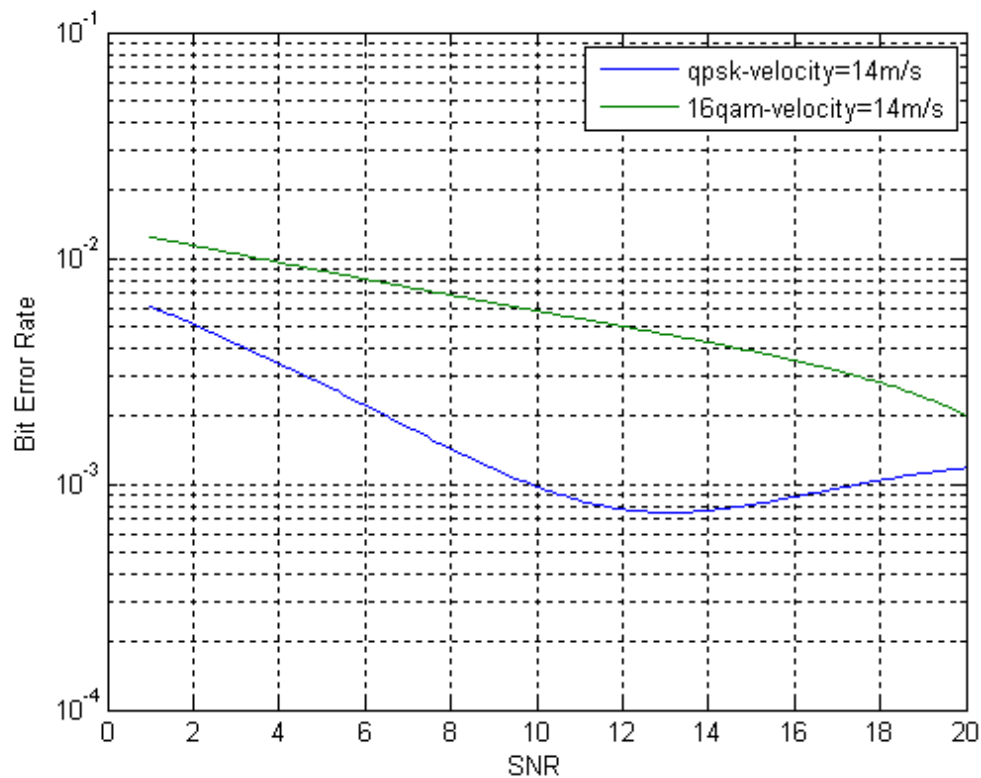
Στα σχήματα 4.19-4.22 βλέπουμε την επίδοση των σχημάτων διαμόρφωσης 16-QAM, 64-QAM και 128-QAM για μικρές σχετικά ταχύτητες, από 4m/sec έως 7m/sec. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η 16-QAM δουλεύει αρκετά καλά γι' αυτές τις ταχύτητες και με μικρούς σχετικά σηματοθορυβικούς λόγους εν αντιθέσει με τις άλλες δυο και κυρίως την 128-QAM, που χρειάζονται μεγάλη ισχύ του πομπού για να δουλέψουν.



Σχήμα 4.23: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 8m/sec και σχήματα διαμόρφωσης QPSK, 16-QAM και 64-QAM



Σχήμα 4.24: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 10m/sec και σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16-QAM

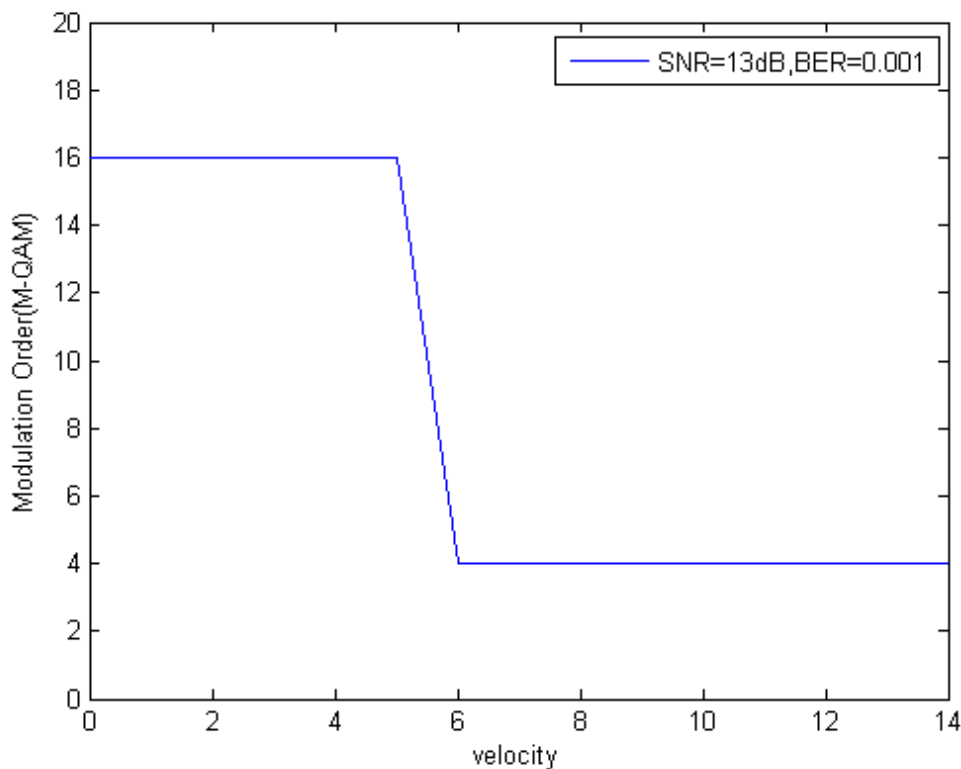


Σχήμα 4.25: Καμπύλη ρυθμού λαθών για ταχύτητα 14m/sec και σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16-QAM

Απ' τα σχήματα 4.23-4.25 μπορούμε να δούμε ότι για μεγάλες ταχύτητες μόνο η QPSK και η 16-QAM είναι κατάλληλες για χρήση. Ειδικότερα όπως φαίνεται στο σχήμα 4.25 μόνο η πρώτη μπορεί να καλύψει τις ανάγκες για τον απαιτούμενο ρυθμό λαθών. Όπως έχει φανεί και από την παράγραφο 4.1 αλλά και από την παράγραφο 4.2 υπάρχει μια ανταλλαγή (trade-off) μεταξύ της ισχύος που εκπέμπει ο πομπός και του ρυθμού των δεδομένων. Αυτό θα φανεί και αργότερα όταν θα εξετάσουμε τη πραγματική διέλευση των δεδομένων.

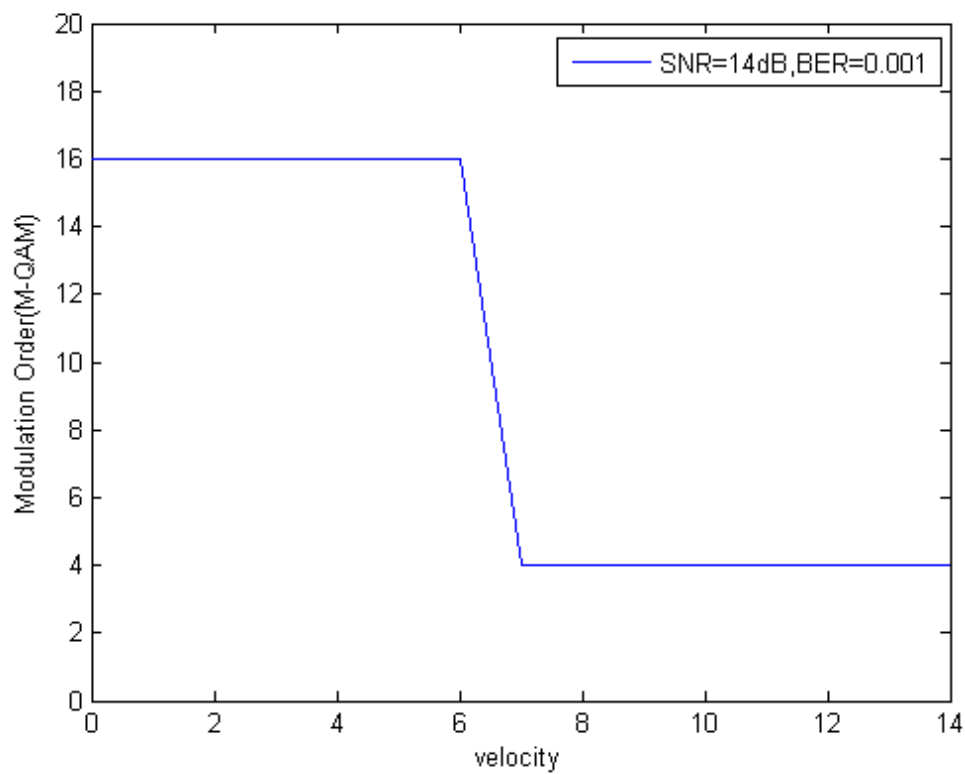
4.3 ΚΑΜΠΥΛΕΣ ΤΑΞΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

Παρακάτω θα δούμε κάποια σχήματα τάξης διαμόρφωσης, δηλαδή μια σχηματική αναπαράσταση της αλλαγής στη διαμόρφωση που πρέπει να κάνει ένας πομπός ώστε να δουλεύει ικανοποιητικά το σύστημα, έχοντας σαν δεδομένο τον απαιτούμενο από τις προδιαγραφές ρυθμό λαθών (που εδώ έχουμε θεωρήσει ότι είναι 10^{-3}) αλλά και τον σηματοθορυβικό λόγο που εκπέμπει ο πομπός.



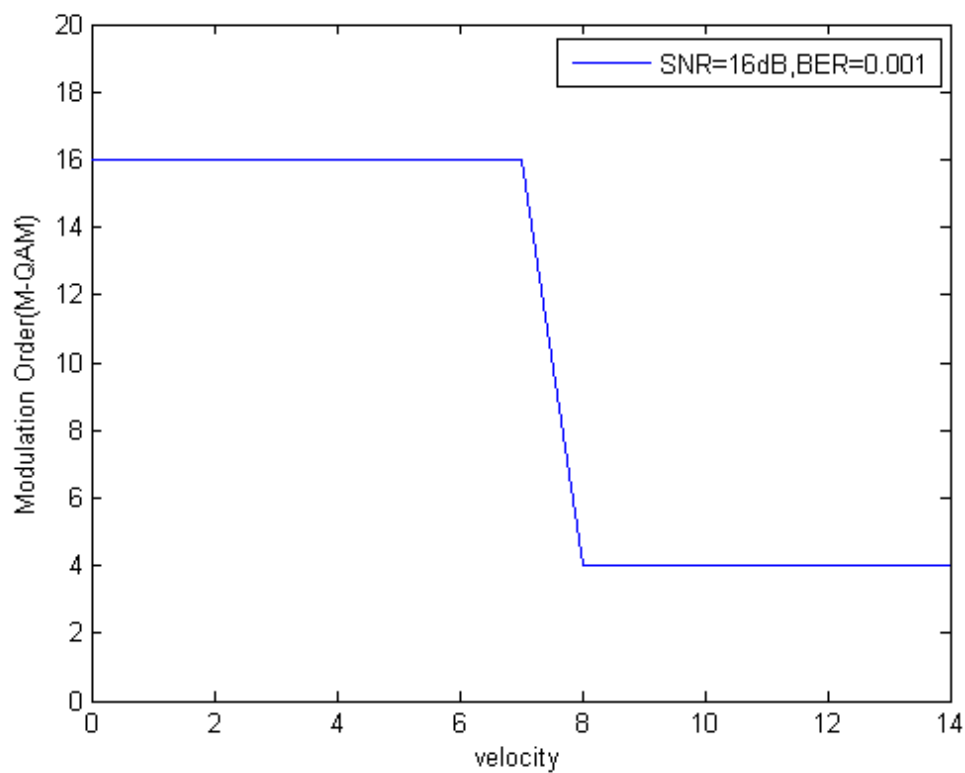
Σχήμα 4.26: Τάξη διαμόρφωσης για ρυθμό λαθών 10^{-3} και σηματοθορυβικό λόγο 13dB

Απ' αυτό το σχήμα παρατηρούμε ότι αν ο σηματοθορυβικός λόγος είναι 13dB και ο απαιτούμενος ρυθμός λαθών είναι 10^{-3} τότε το σύστημα μπορεί για ταχύτητες μικρότερες των 6 m/sec να δουλεύει με διαμόρφωση 16-QAM ενώ για μεγαλύτερες ή ίσες με αυτήν, με διαμόρφωση QPSK.



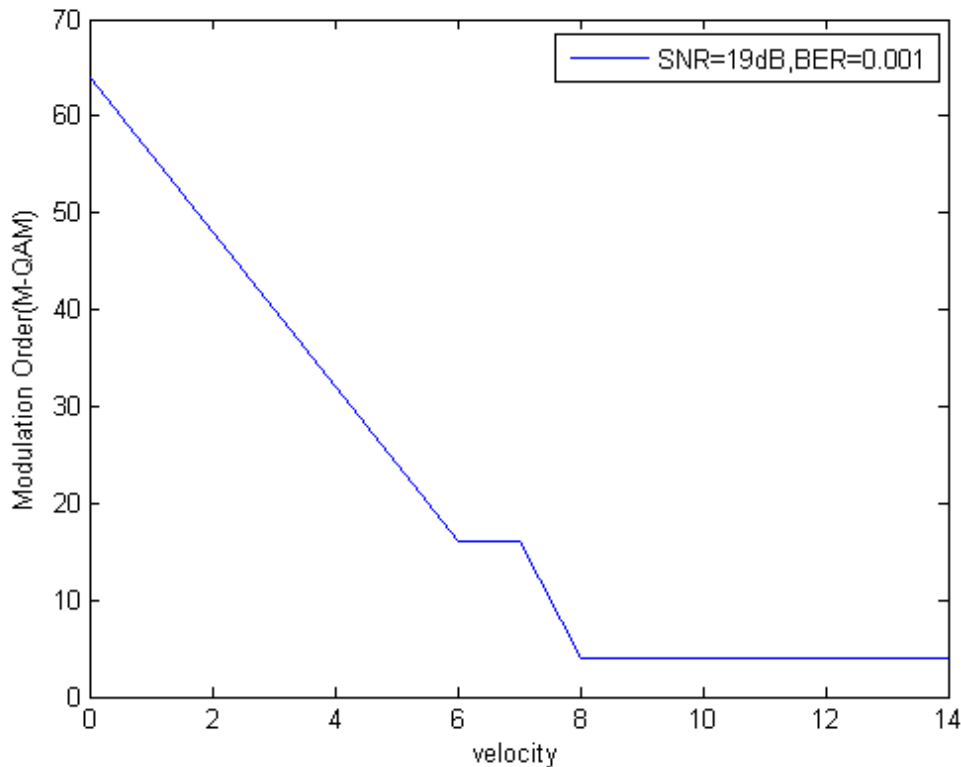
Σχήμα 4.27: Τάξη διαμόρφωσης για ρυθμό λαθών 10^{-3} και σηματοθορυβικό λόγο 14dB

Αν τώρα αυξήσουμε κατά ένα dB το σηματοθορυβικό λόγο βλέπουμε ότι το όριο ταχύτητας, το σημείο δηλαδή που αλλάζει η διαμόρφωση αυξάνεται κατά ένα, από 6m/sec σε 7m/sec.



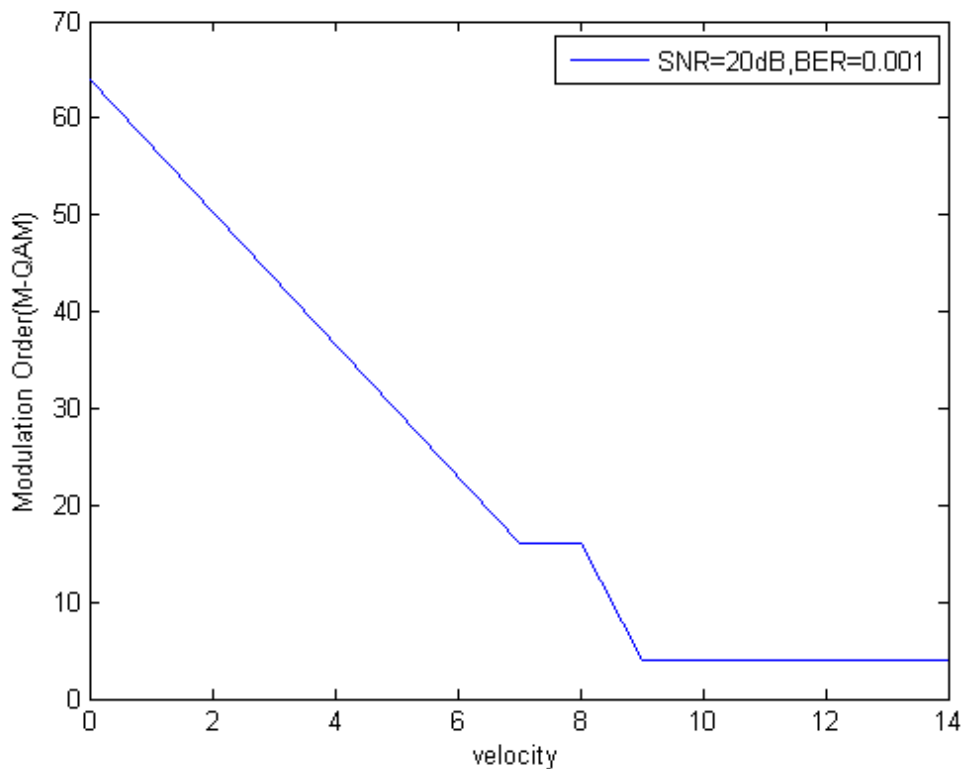
Σχήμα 4.28: Τάξη διαμόρφωσης για ρυθμό λαθών 10^{-3} και σηματοθορυβικό λόγο 16dB

Ομοίως και σ' αυτό το σχήμα βλέπουμε ότι αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου κατά 2 dB επιφέρει και αύξηση του ορίου της ταχύτητας κατά 1 m/sec, δηλαδή στα 8m/sec.



Σχήμα 4.29: Τάξη διαμόρφωσης για ρυθμό λαθών 10^{-3} και σηματοθορυβικό λόγο 19dB

Τώρα θεωρούμε ότι έχουμε μεγάλο σηματοθορυβικό λόγο, της τάξης των 19dB. Τώρα βλέπουμε ότι για μικρές ταχύτητες μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την διαμόρφωση 64-QAM. Όταν όμως το κινητό περάσει την ταχύτητα των 7m/sec τότε πρέπει ο πομπός αυτόματα ν' αλλάξει τη διαμόρφωση του σε 16-QAM ενώ αν περάσει και τα 9m/sec ο πομπός πρέπει ν' αλλάξει ξανά σε QPSK διαμόρφωση.



Σχήμα 4.30: Τάξη διαμόρφωσης για ρυθμό λαθών 10^{-3} και σηματοθορυβικό λόγο 20dB

Παρατηρούμε ότι με αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου κατά ένα dB έχουμε και αύξηση του ορίου ταχύτητας για αλλαγή από 64-QAM σε 16-QAM κατά 1 m/sec. Ωστόσο βλέπουμε ότι το όριο ταχύτητας για αλλαγή από 16-QAM σε QPSK δεν αλλάζει.

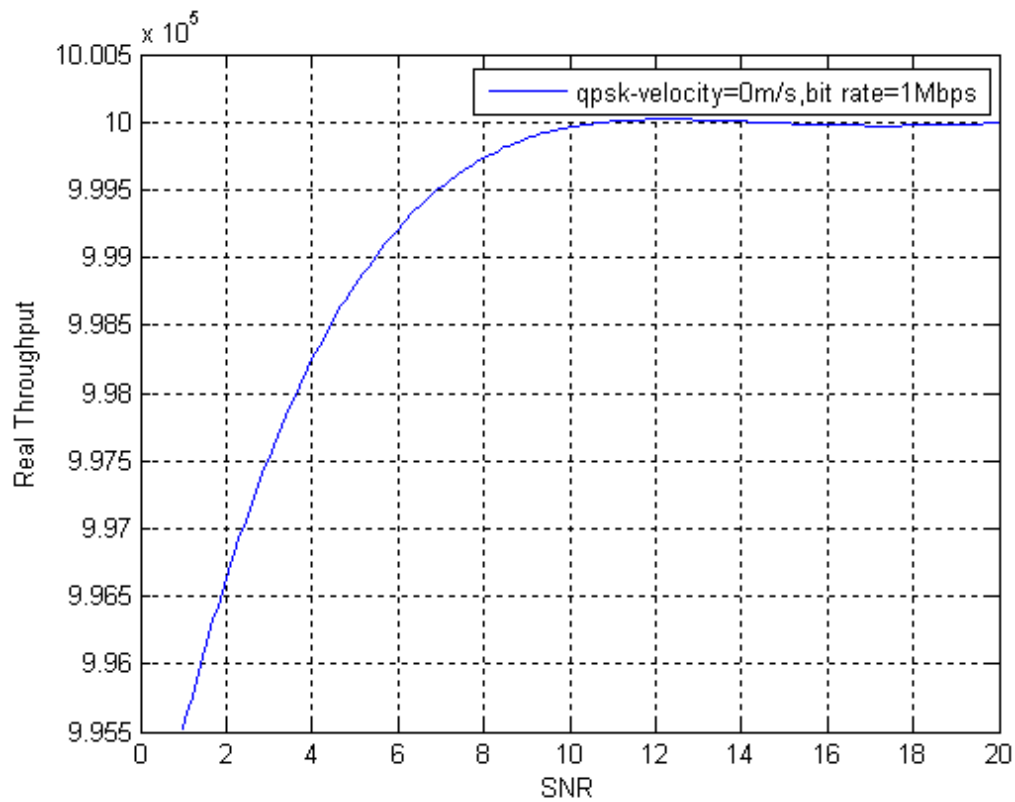
Όλα τα παραπάνω σχήματα τάξεων διαμόρφωσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να προγραμματιστεί κατάλληλα ο πομπός ώστε εντοπίζοντας την ταχύτητα κίνησης να μεταβάλλει αυτόματα την τεχνική διαμόρφωσης που χρησιμοποιεί για τα υποφέροντα του συστήματος OFDM.

4.4 ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΜΕΤΑΚΟΜΙΣΤΙΚΗ ΙΚΑΝΟΤΗΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Παρακάτω θα δείξουμε την πραγματική διαμετακομιστική ικανότητα του συστήματος (real throughput), δηλαδή τον αριθμό των bits που αποκωδικοποιούνται σωστά στον αποκωδικοποιητή του δέκτη, για τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης και για διάφορες ταχύτητες. Θα υποθέσουμε ότι ο πομπός εκπέμπει με ρυθμό 1Mbps.

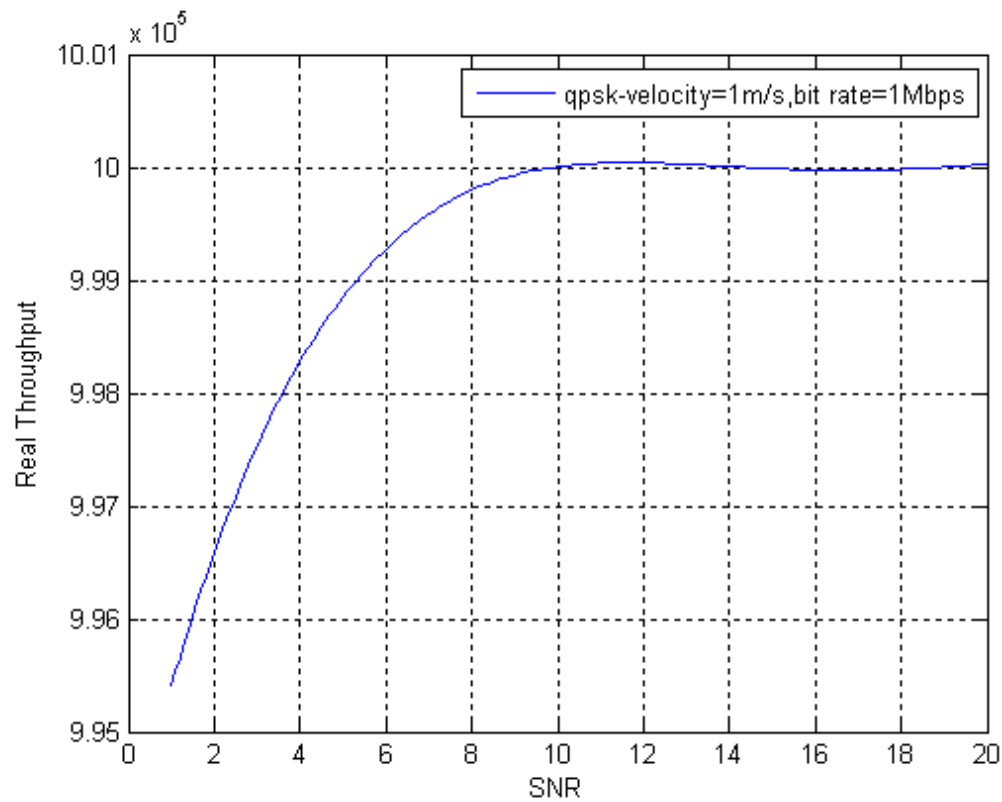
4.4.1 ΚΑΜΠΥΛΕΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΜΕΤΑΚΟΜΙΣΤΙΚΗΣ ΙΚΑΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ QPSK ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Παρακάτω θα δούμε τη πραγματική διέλευση για διαμόρφωση QPSK σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για διαφορετικές ταχύτητες.

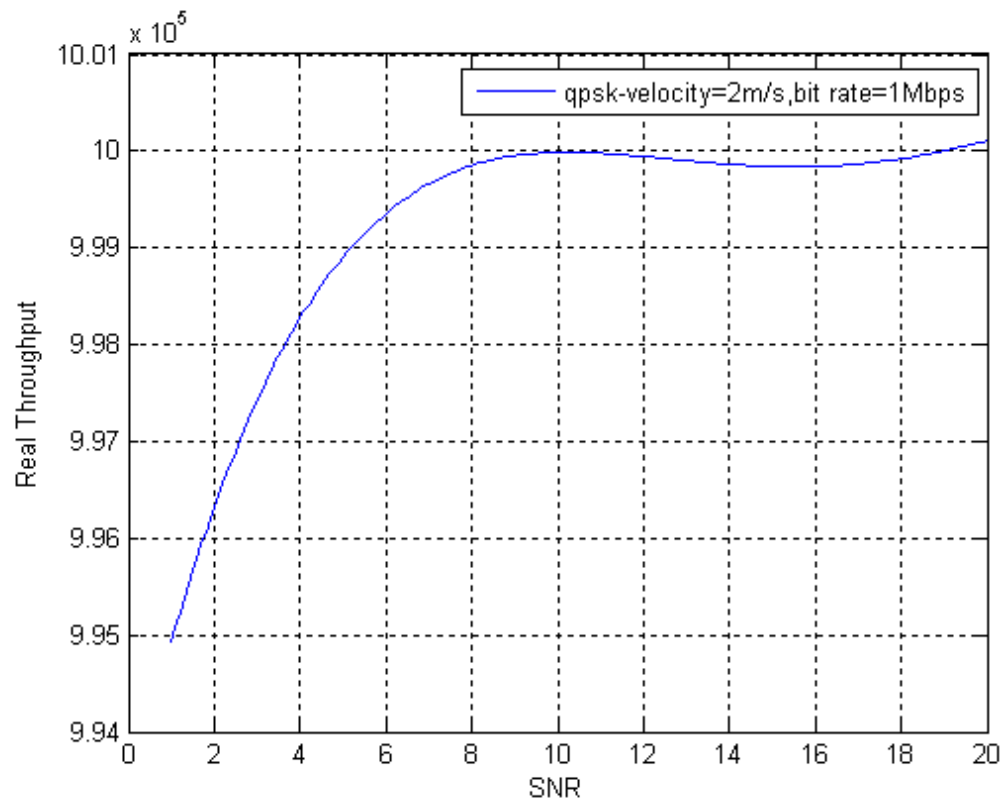


Σχήμα 4.31: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για μηδενική ταχύτητα και διαμόρφωση QPSK

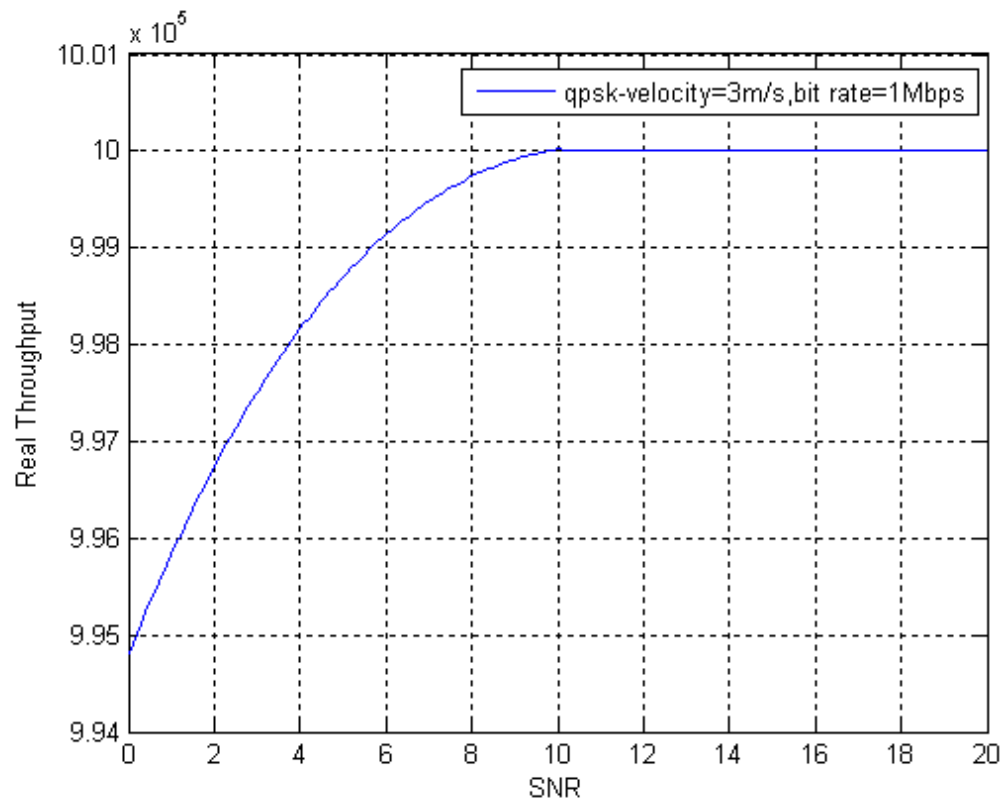
Όπως φαίνεται για ακίνητο τερματικό και για διαμόρφωση QPSK απαιτείται μικρός σηματοθορυβικός λόγος για να έχουμε πλήρη διέλευση, περίπου 10dB.



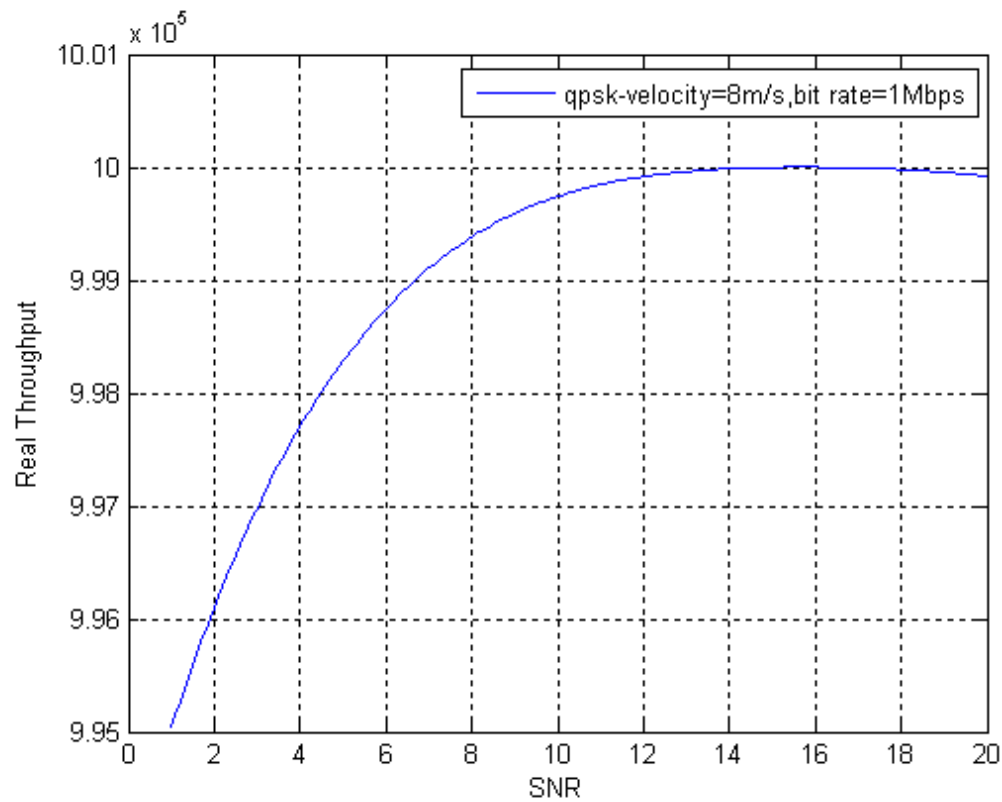
Σχήμα 4.32: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 1m/sec και διαμόρφωση QPSK



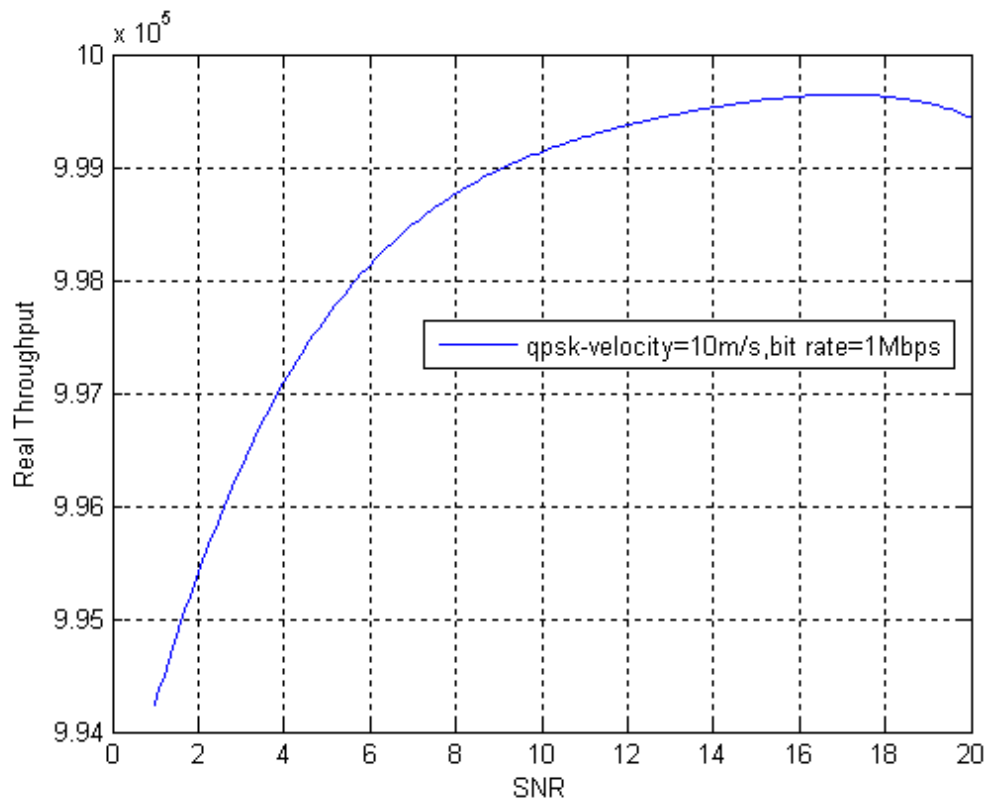
Σχήμα 4.33: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 2m/sec και διαμόρφωση QPSK



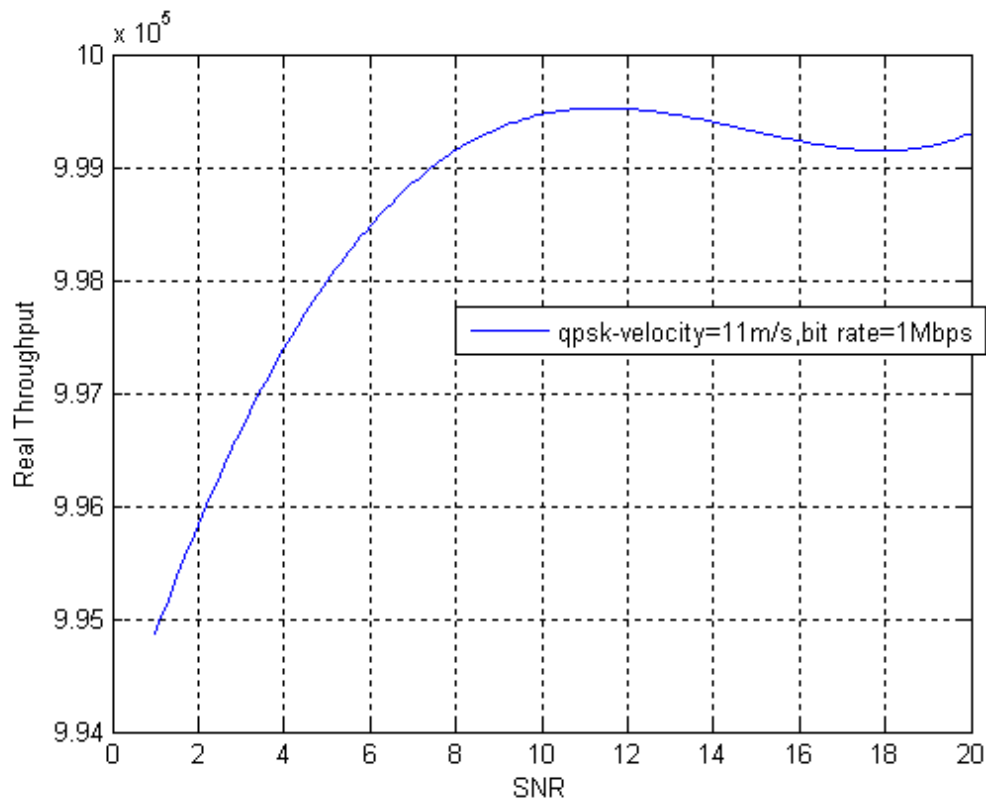
Σχήμα 4.34: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 3m/sec και διαμόρφωση QPSK



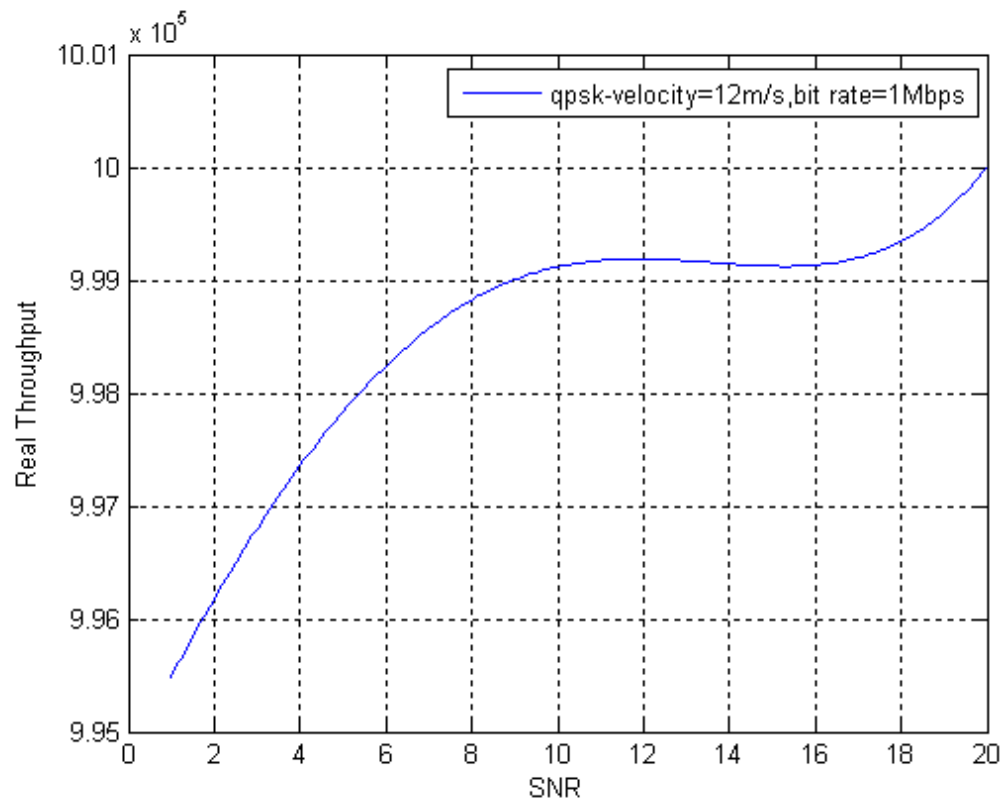
Σχήμα 4.35: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 8m/sec και διαμόρφωση QPSK



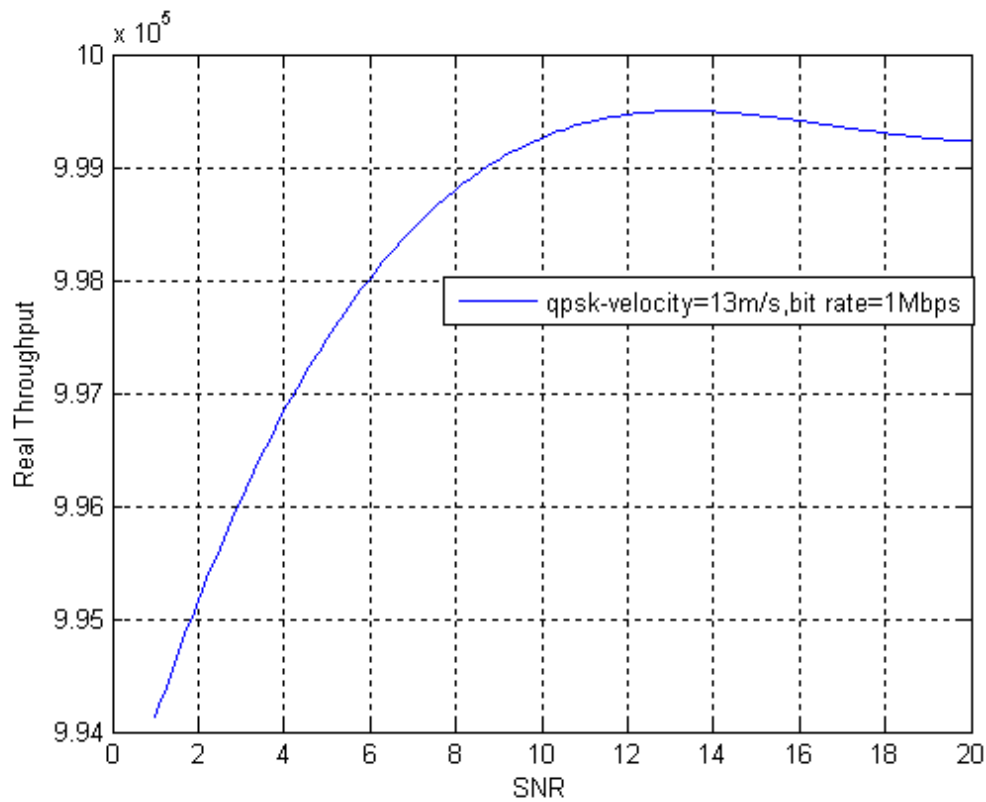
Σχήμα 4.36: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 10m/sec και διαμόρφωση QPSK



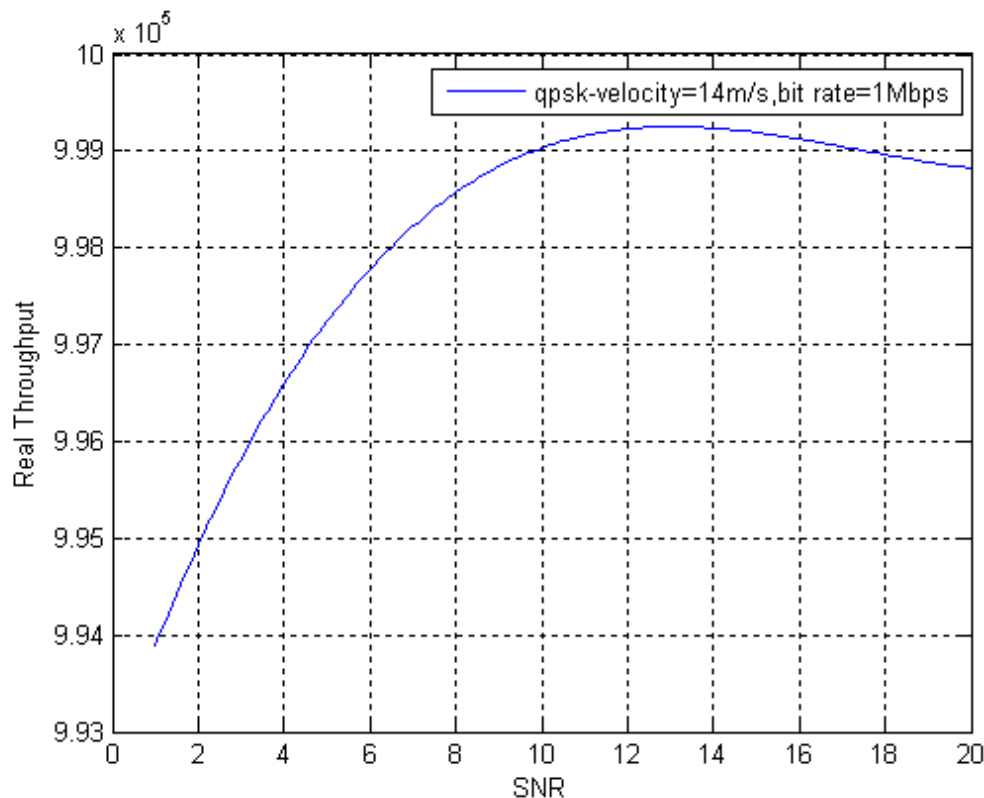
Σχήμα 4.37: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 11m/sec και διαμόρφωση QPSK



Σχήμα 4.38: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 12m/sec και διαμόρφωση QPSK



Σχήμα 4.39: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 13m/sec και διαμόρφωση QPSK

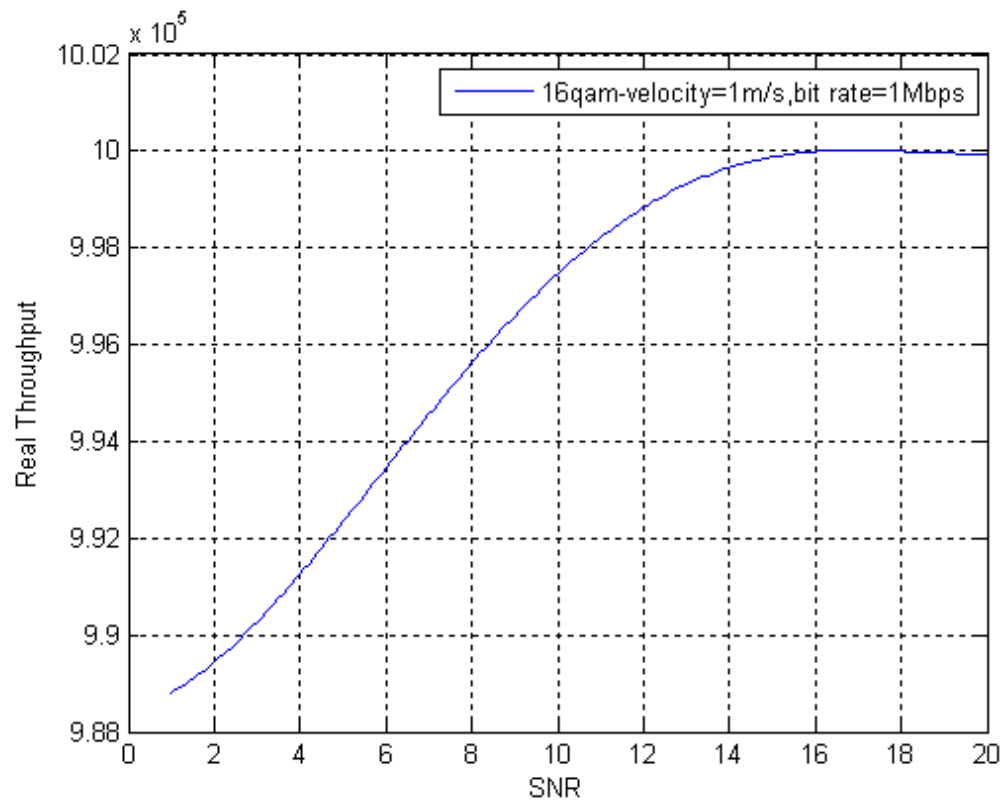


Σχήμα 4.40: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 14m/sec και διαμόρφωση QPSK

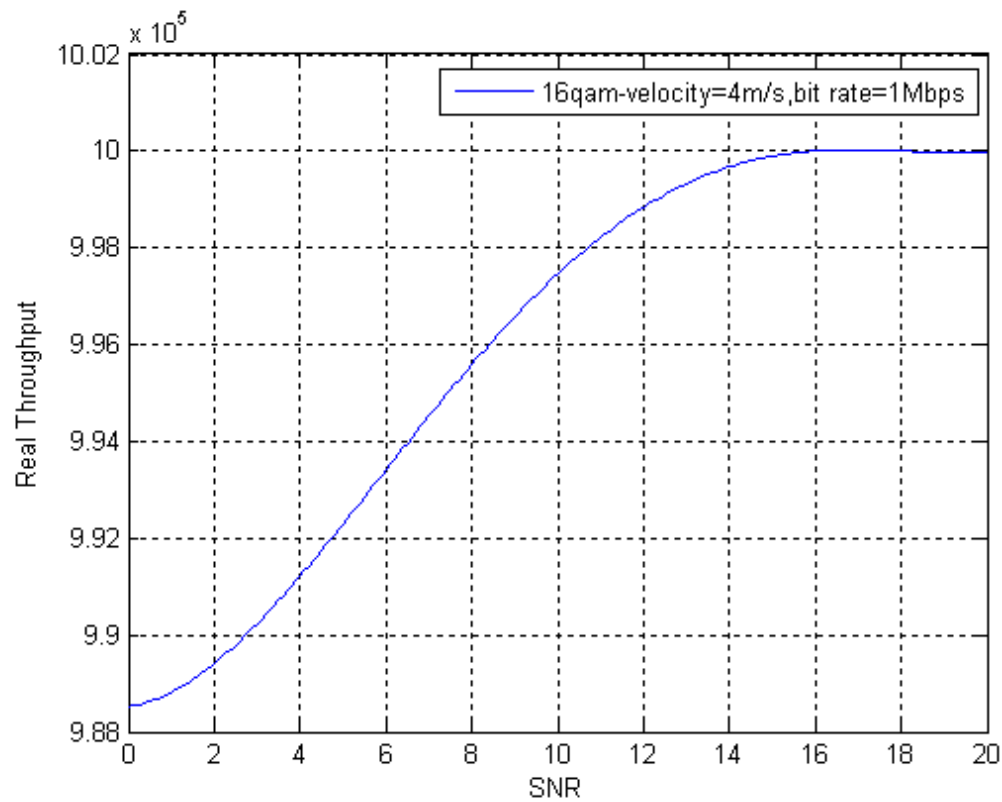
Απ' όλα τα παραπάνω σχήματα μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι η QPSK διαμόρφωση προσφέρει πολύ καλή διέλευση για αρκετά μεγάλες ταχύτητες. Ακόμα και για την ταχύτητα των 14 m/sec που είναι η μεγαλύτερη που δοκιμάσαμε στην εξομίωση μας η πραγματική διαμετακομιστική ικανότητα είναι μέσα στα όρια που έχουν τεθεί από τις προδιαγραφές και με σχετικά μικρούς απαιτούμενους σηματοθορυβικούς λόγους. Όμως απαιτούνται μεγαλύτεροι ρυθμοί συμβόλων για να επιτευχθεί αυτή η διαμετακομιστική ικανότητα για μεγάλες ταχύτητες, καθώς στη QPSK διαμόρφωση έχουμε μόνο 2 bits ανά σύμβολο. Υπάρχει δηλαδή μια αναλογία μεταξύ της ισχύος που εκπέμπει ο πομπός και του ρυθμού συμβόλων.

4.4.2 ΚΑΜΠΥΛΕΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΜΕΤΑΚΟΜΙΣΤΙΚΗΣ ΙΚΑΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ 16-QAM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

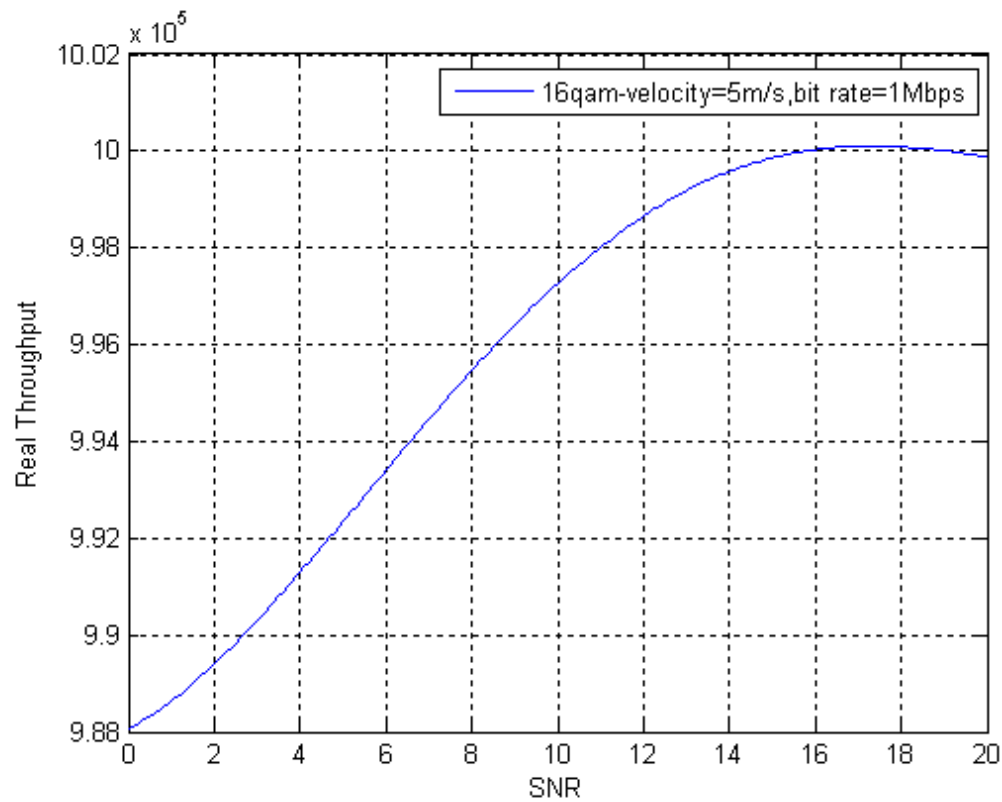
Παρακάτω θα δούμε τη πραγματική διαμετακομιστική ικανότητα για διαμόρφωση 16-QAM σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για διαφορετικές ταχύτητες.



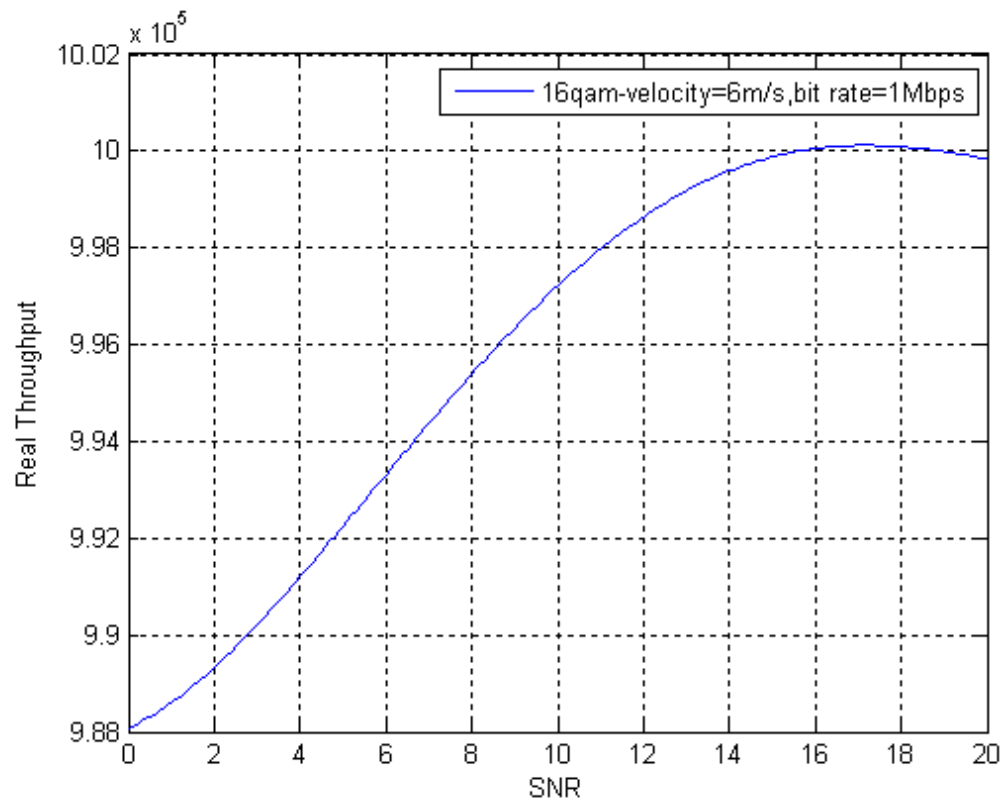
Σχήμα 4.41: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 1m/sec και διαμόρφωση 16-QAM



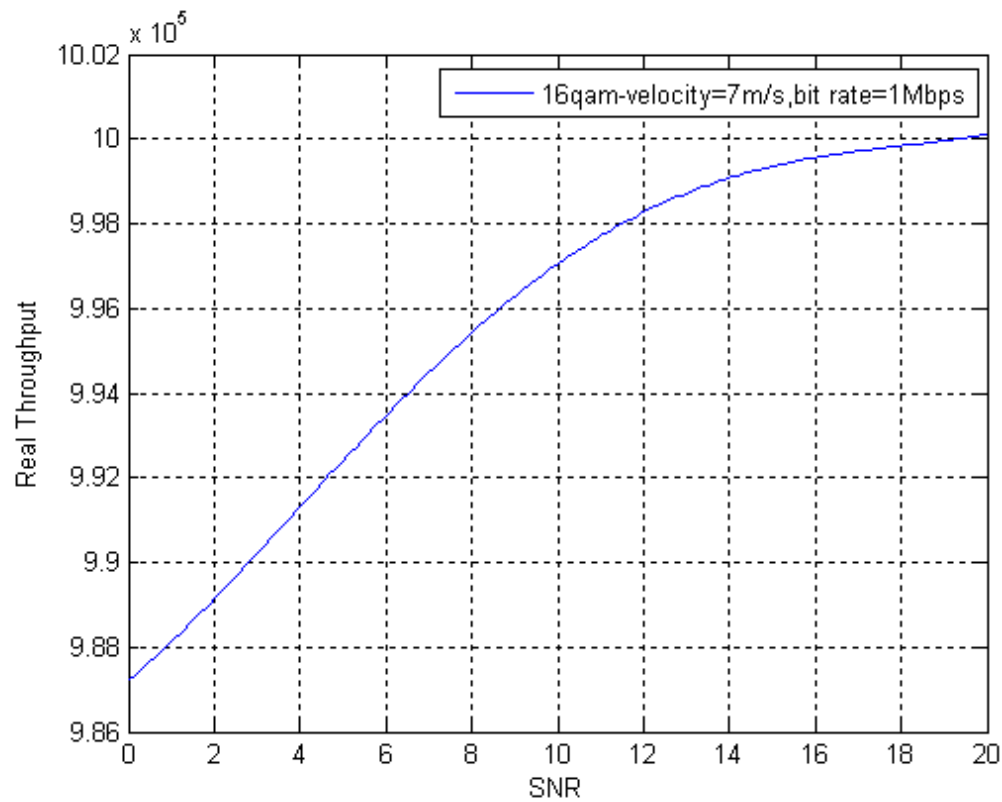
Σχήμα 4.42: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 4m/sec και διαμόρφωση 16-QAM



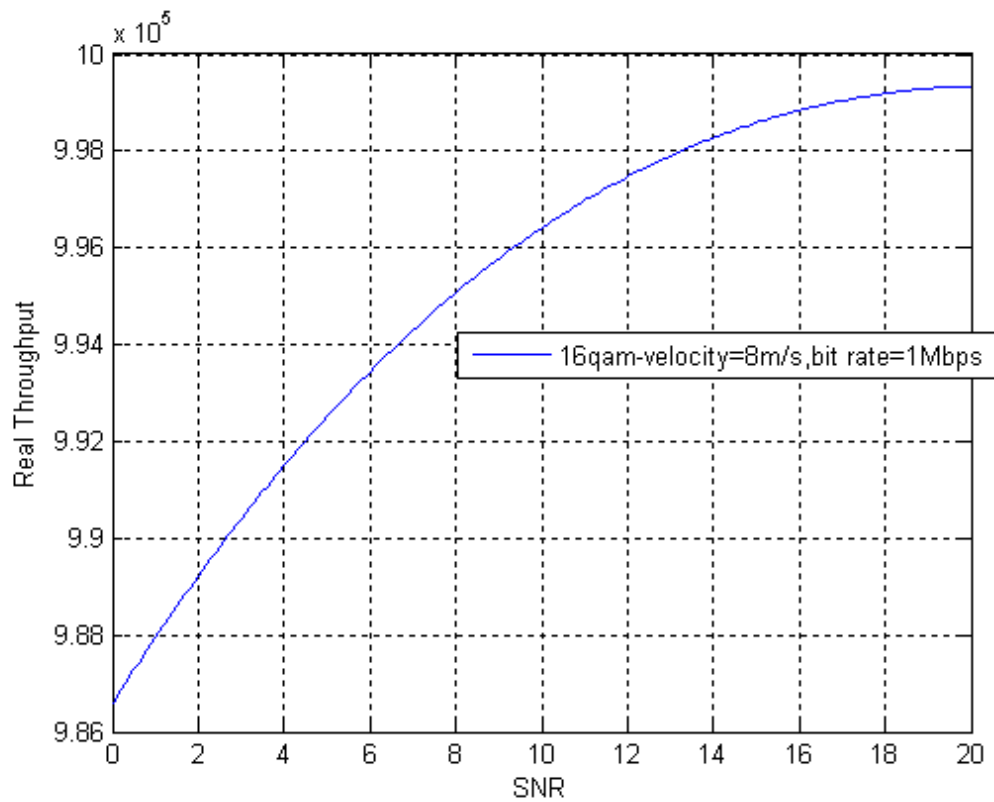
Σχήμα 4.43: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 5m/sec και διαμόρφωση 16-QAM



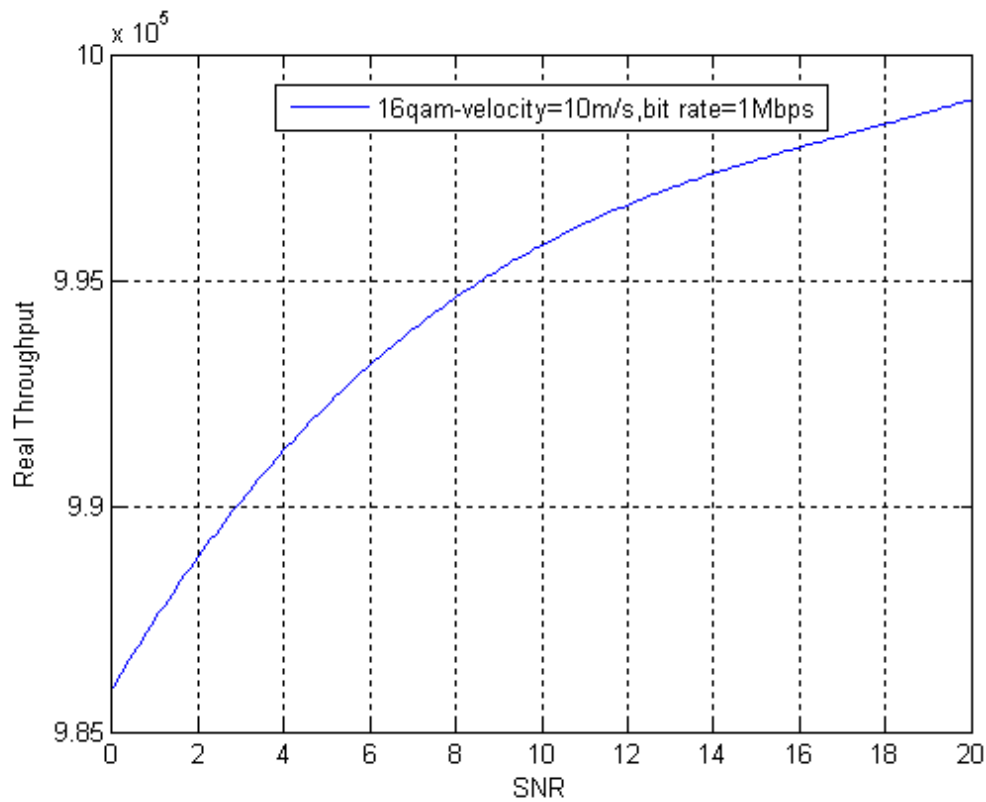
Σχήμα 4.44: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 6m/sec και διαμόρφωση 16-QAM



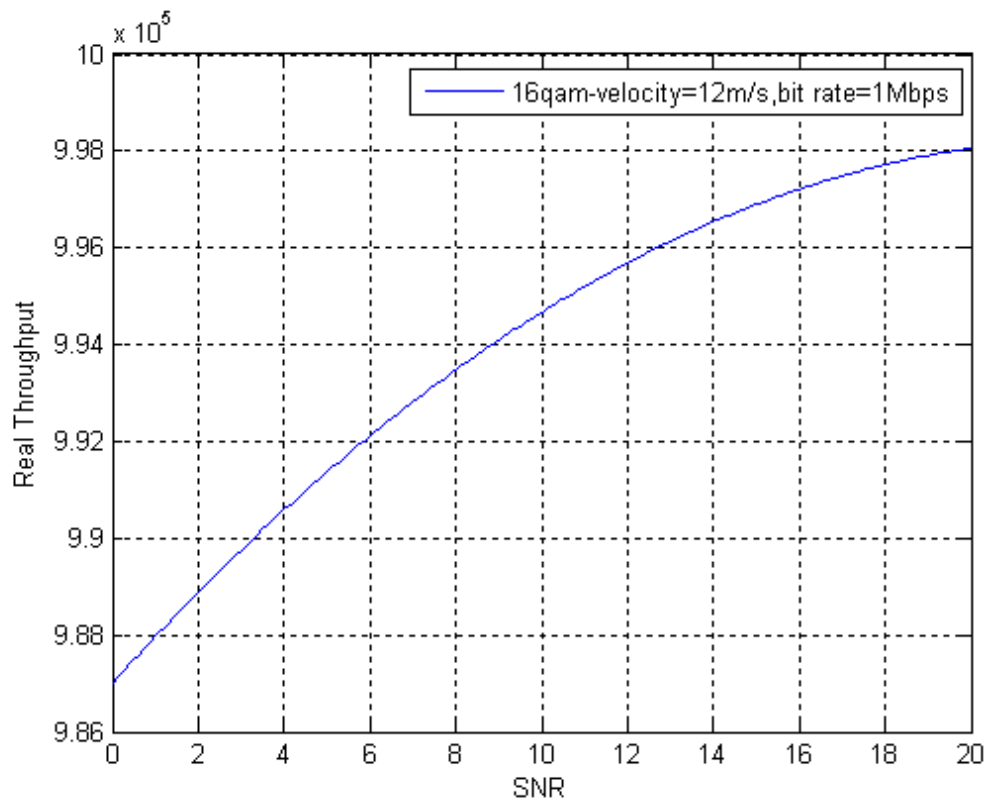
Σχήμα 4.45: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 7m/sec και διαμόρφωση 16-QAM



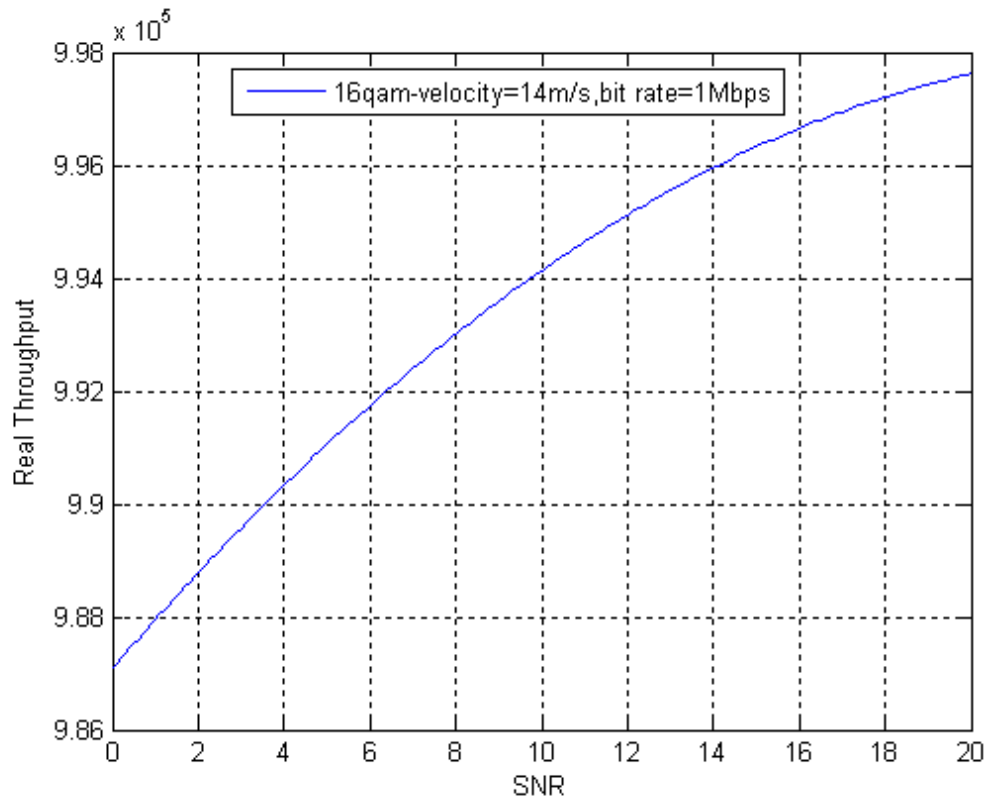
Σχήμα 4.46: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 8m/sec και διαμόρφωση 16-QAM



Σχήμα 4.49: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 10m/sec και διαμόρφωση 16-QAM



Σχήμα 4.50: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 12m/sec και διαμόρφωση 16-QAM

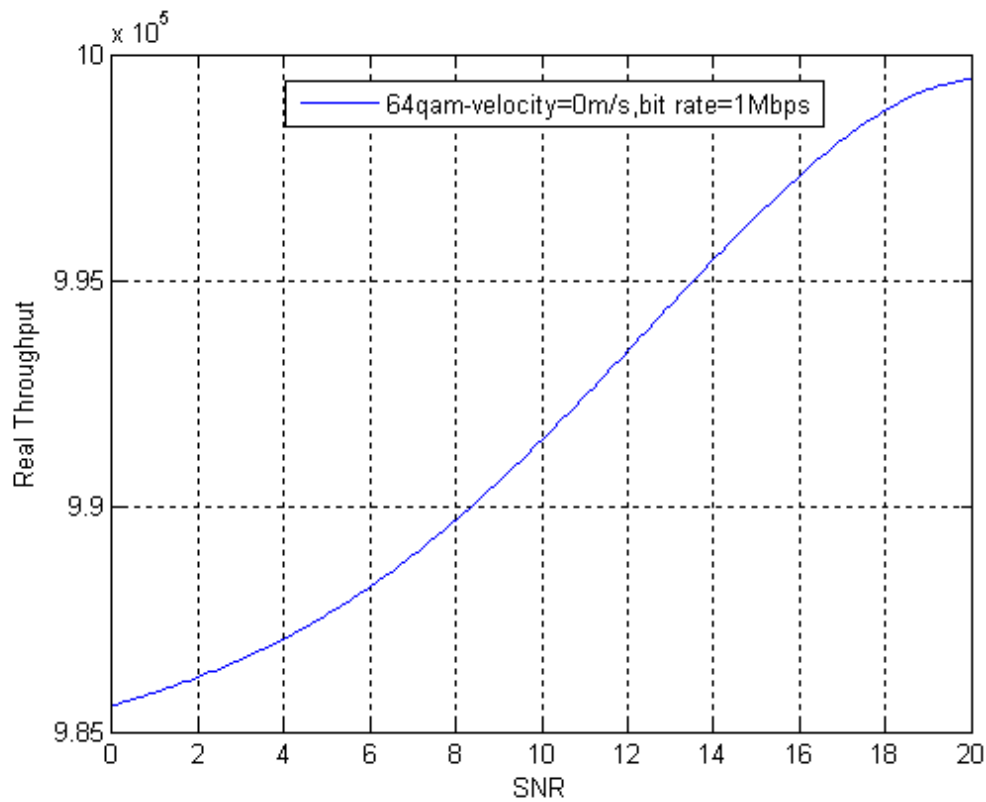


Σχήμα 4.51: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 14m/sec και διαμόρφωση 16-QAM

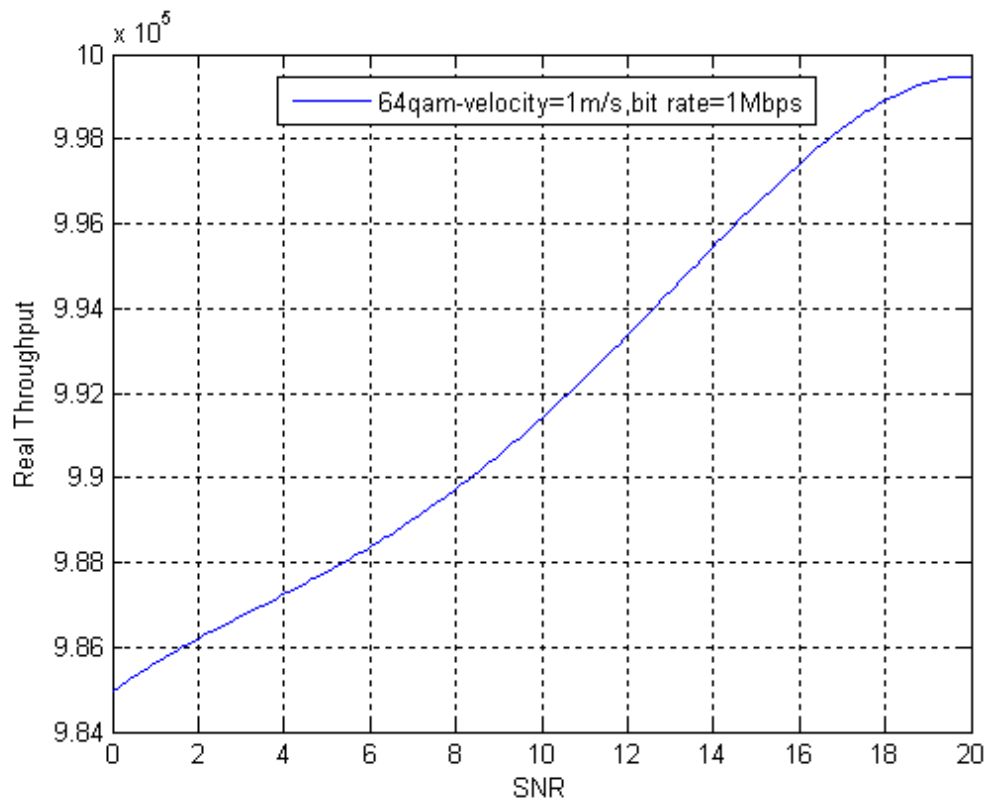
Όπως μπορούμε να δούμε και από τα προηγούμενα σχήματα η διαμόρφωση 16-QAM είναι κατάλληλη για μικρές ταχύτητες. Έχει μικρότερο απαιτούμενο ρυθμό συμβόλων καθώς σε κάθε σύμβολο υπάρχουν 4 bits και μέσο σχετικά σηματοθορυβικό λόγο. Όμως για ταχύτητες μεγαλύτερες των 10 m/sec δεν μπορεί το σύστημα να καλύψει τις προδιαγραφές και απαιτείται η αλλαγή της διαμόρφωσης σε QPSK.

4.4.3 ΚΑΜΠΥΛΕΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΜΕΤΑΚΟΜΙΣΤΙΚΗΣ ΙΚΑΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ 64-QAM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

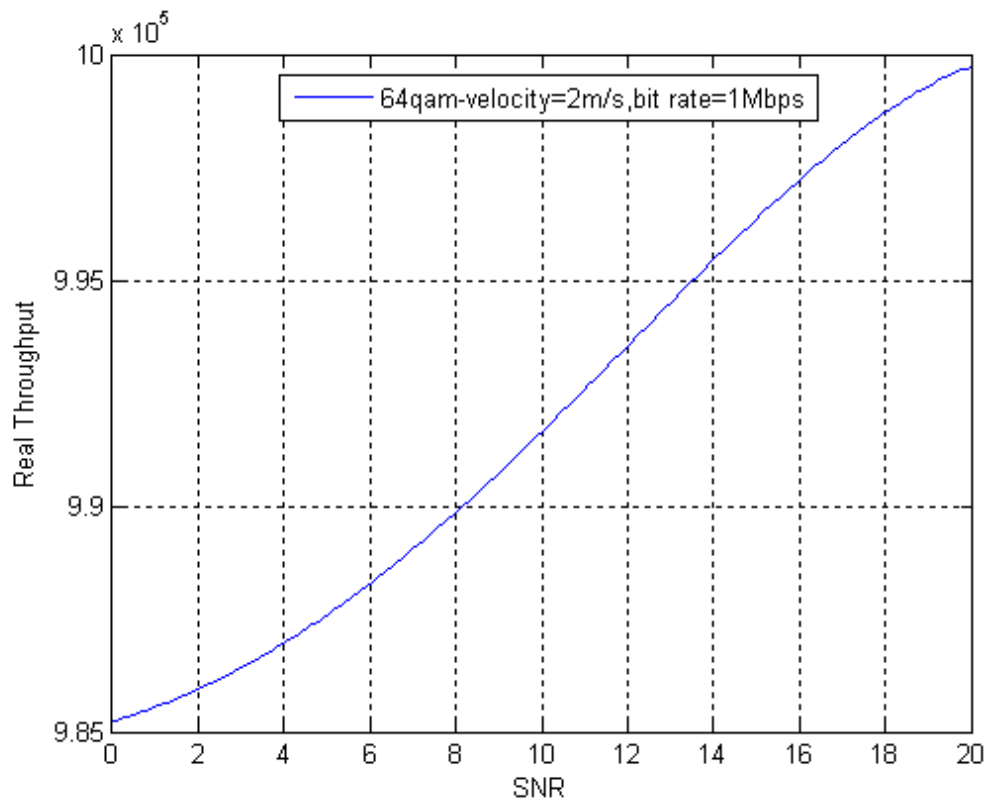
Παρακάτω θα δούμε τη πραγματική διαμετακομιστική ικανότητα για διαμόρφωση 64-QAM σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για διαφορετικές ταχύτητες.



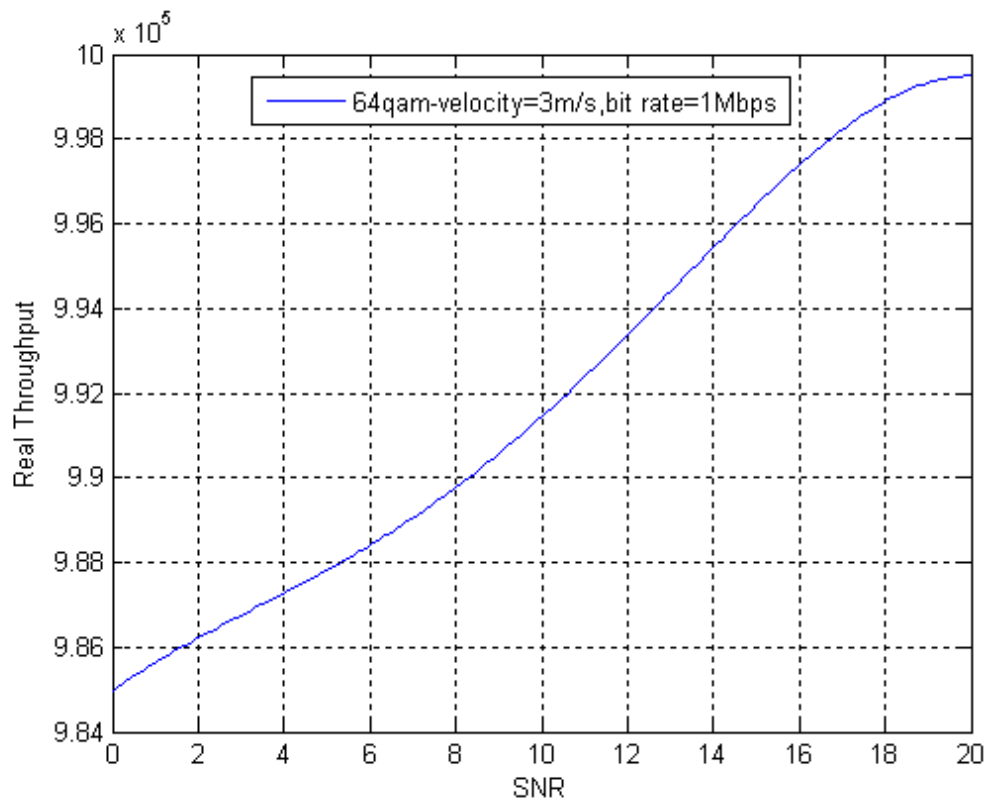
Σχήμα 4.52: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για μηδενική ταχύτητα και διαμόρφωση 64-QAM



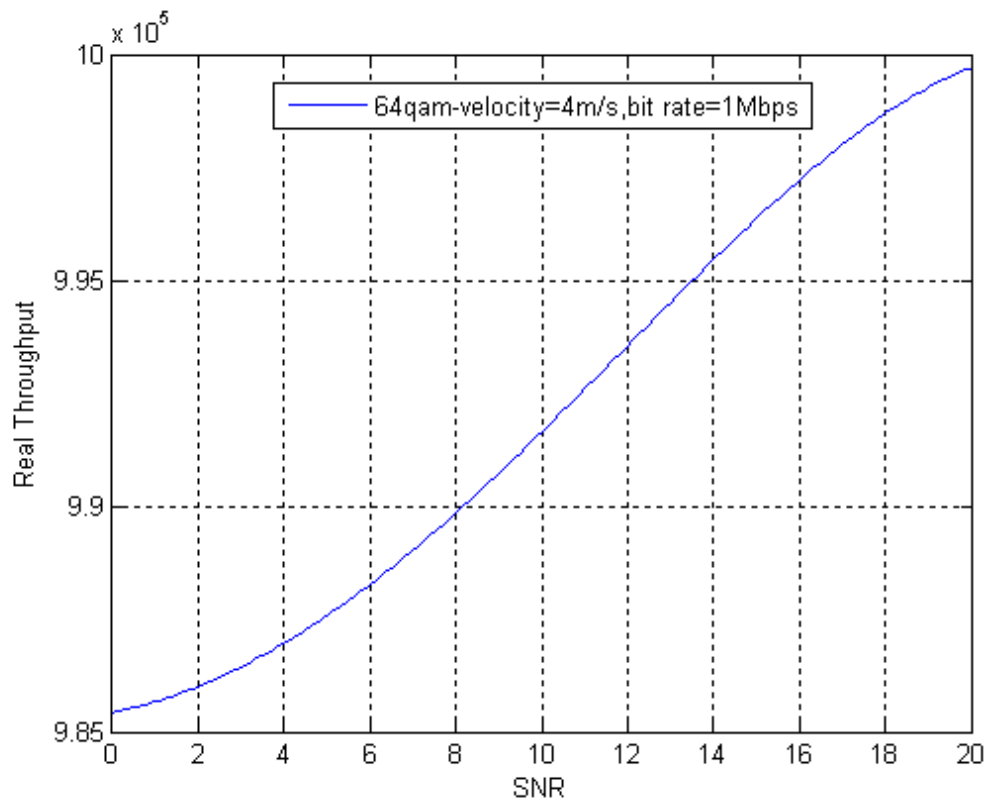
Σχήμα 4.53: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 1m/sec και διαμόρφωση 64-QAM



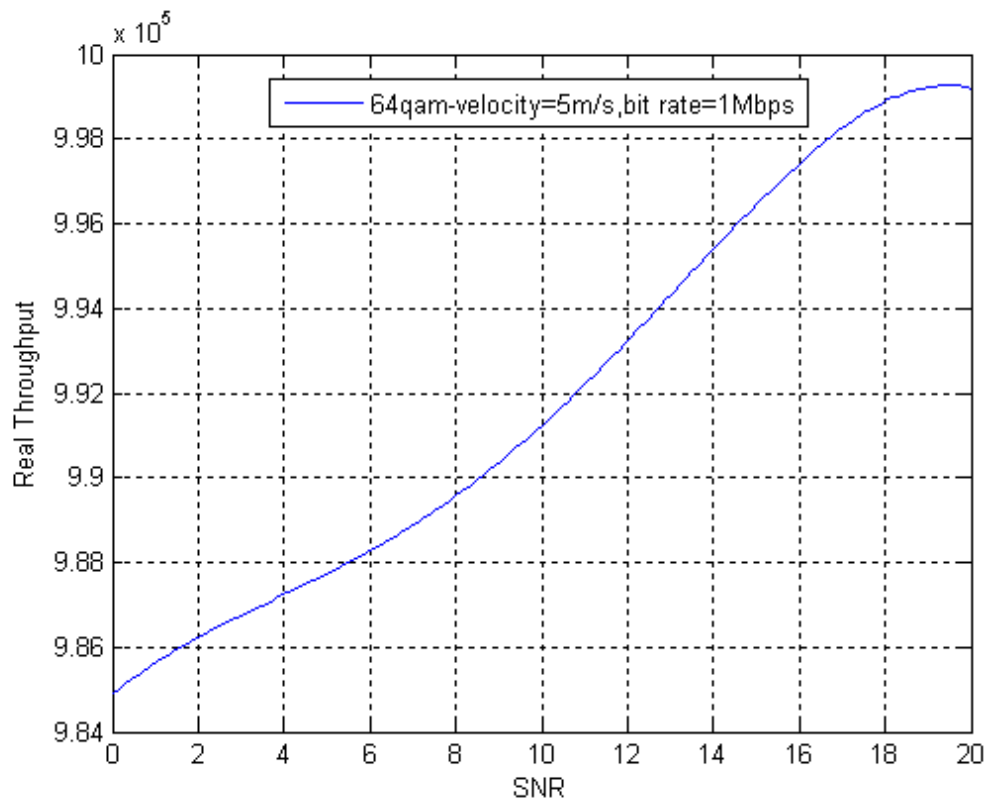
Σχήμα 4.54: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 2m/sec και διαμόρφωση 64-QAM



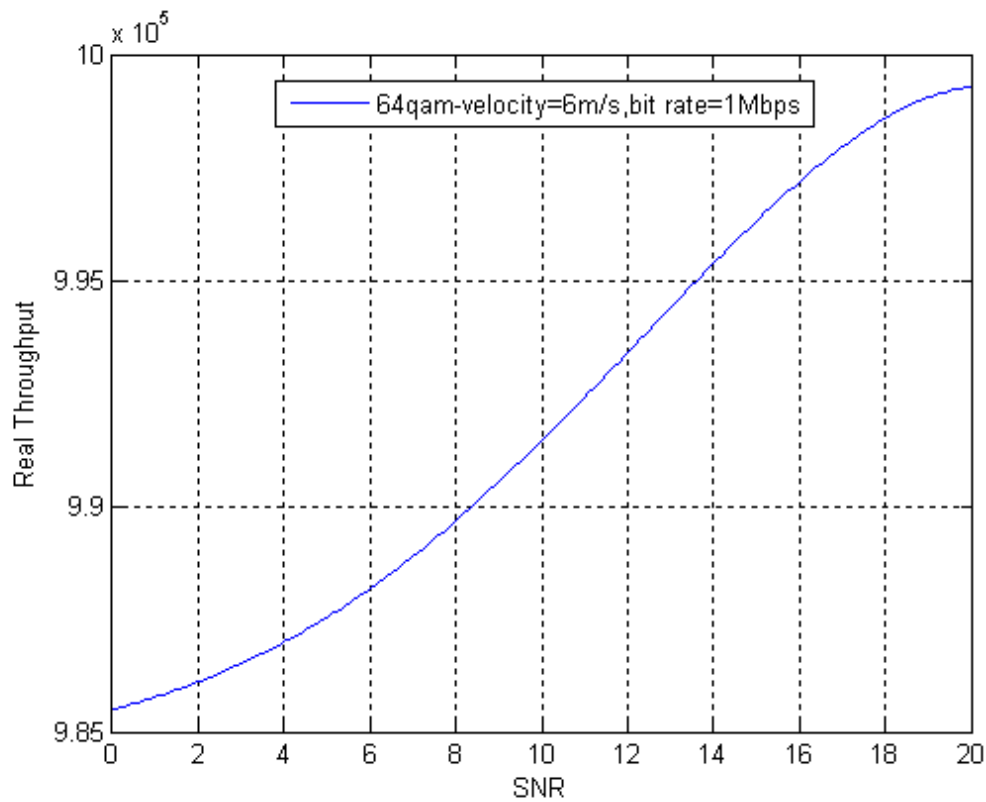
Σχήμα 4.55: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 3m/sec και διαμόρφωση 64-QAM



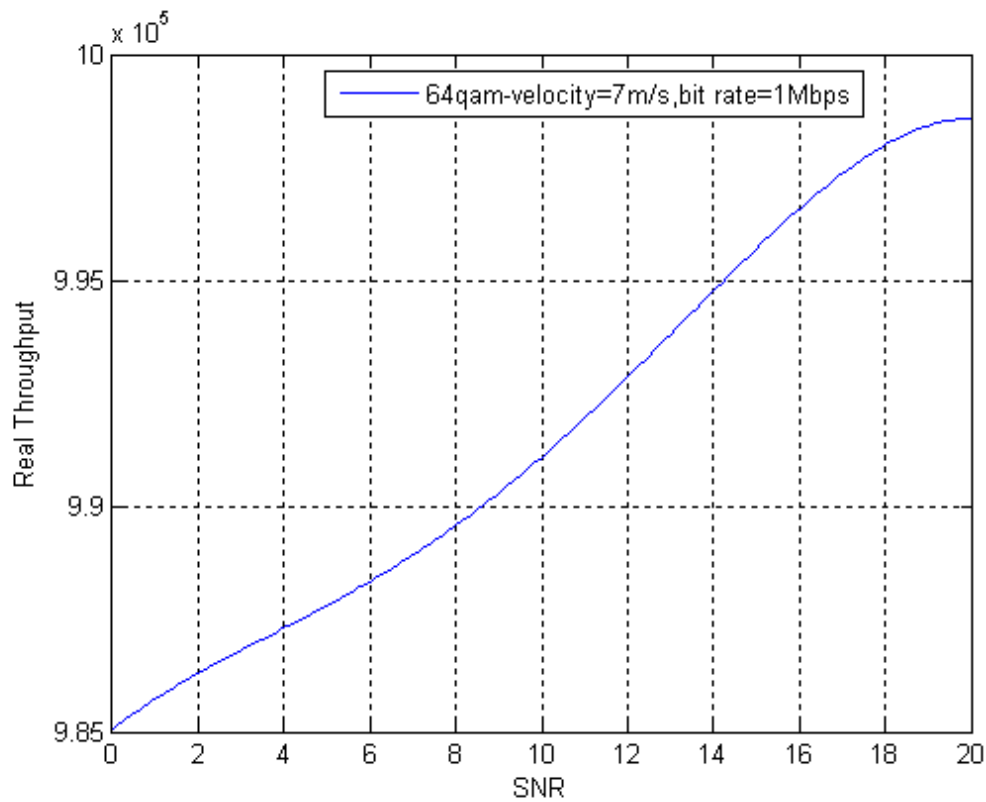
Σχήμα 4.56: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 4m/sec και διαμόρφωση 64-QAM



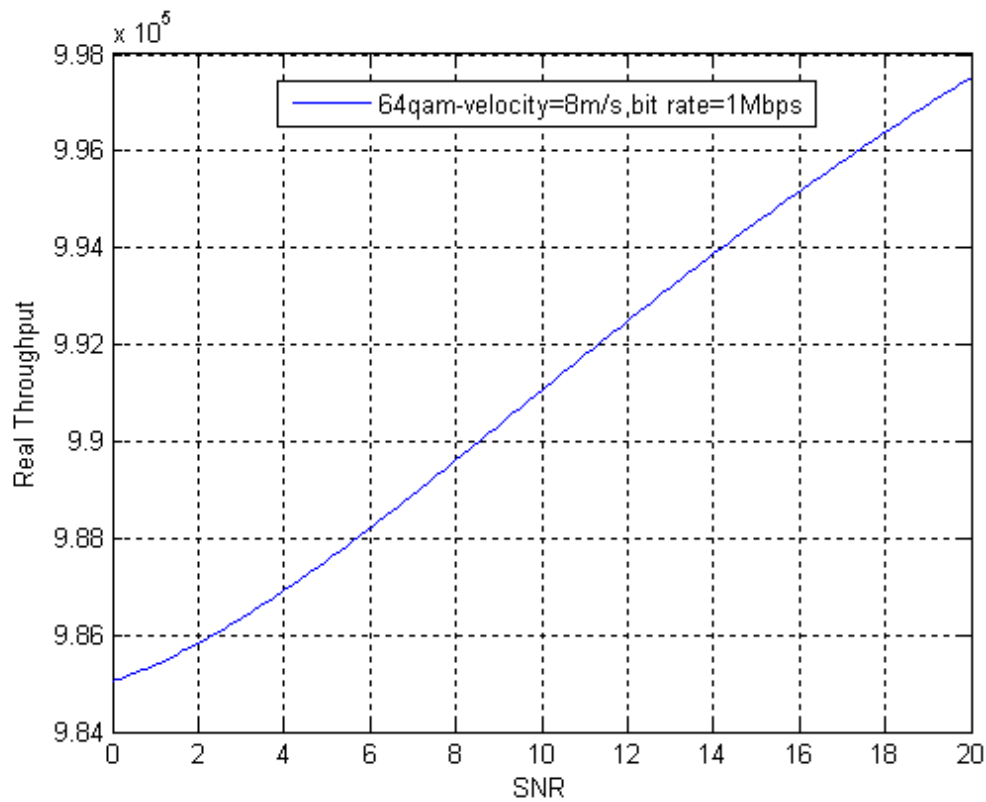
Σχήμα 4.57: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 5m/sec και διαμόρφωση 64-QAM



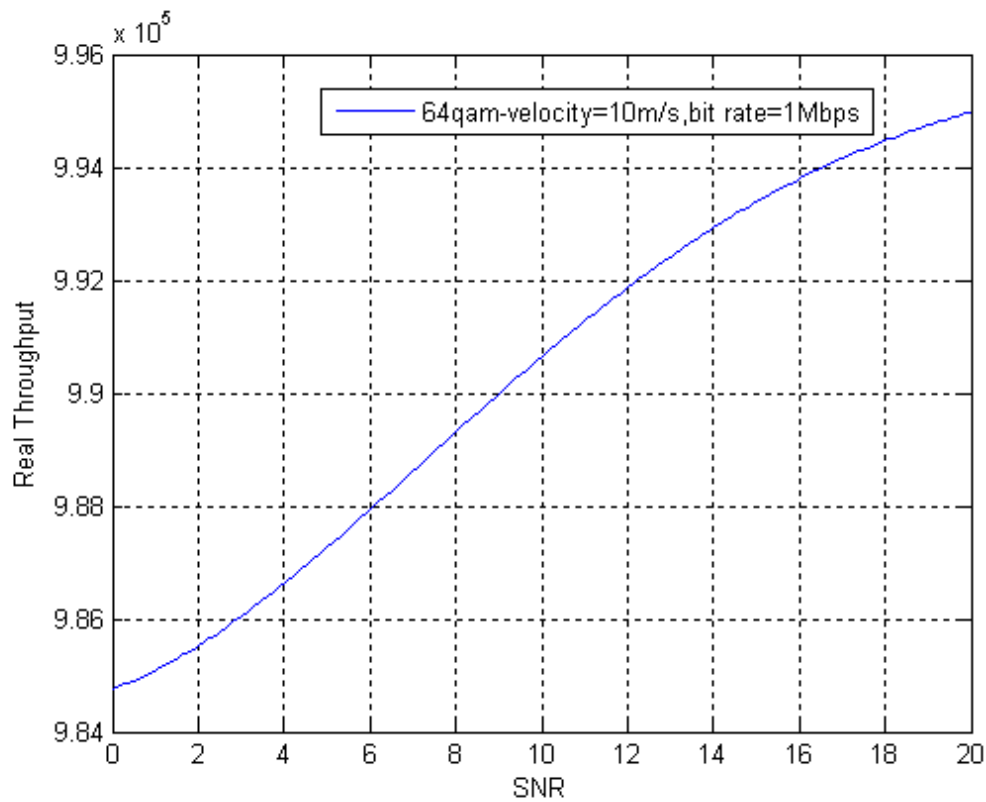
Σχήμα 4.58: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 6m/sec και διαμόρφωση 64-QAM



Σχήμα 4.59: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 7m/sec και διαμόρφωση 64-QAM



Σχήμα 4.60: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 8m/sec και διαμόρφωση 64-QAM

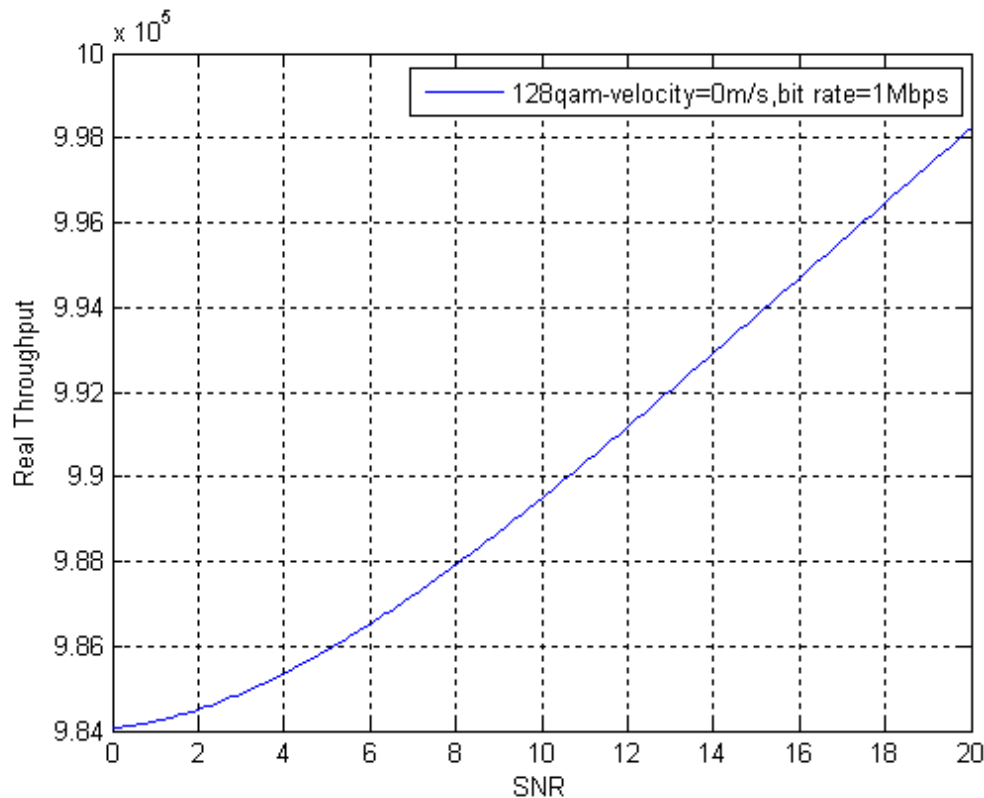


Σχήμα 4.61: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 10m/sec και διαμόρφωση 64-QAM

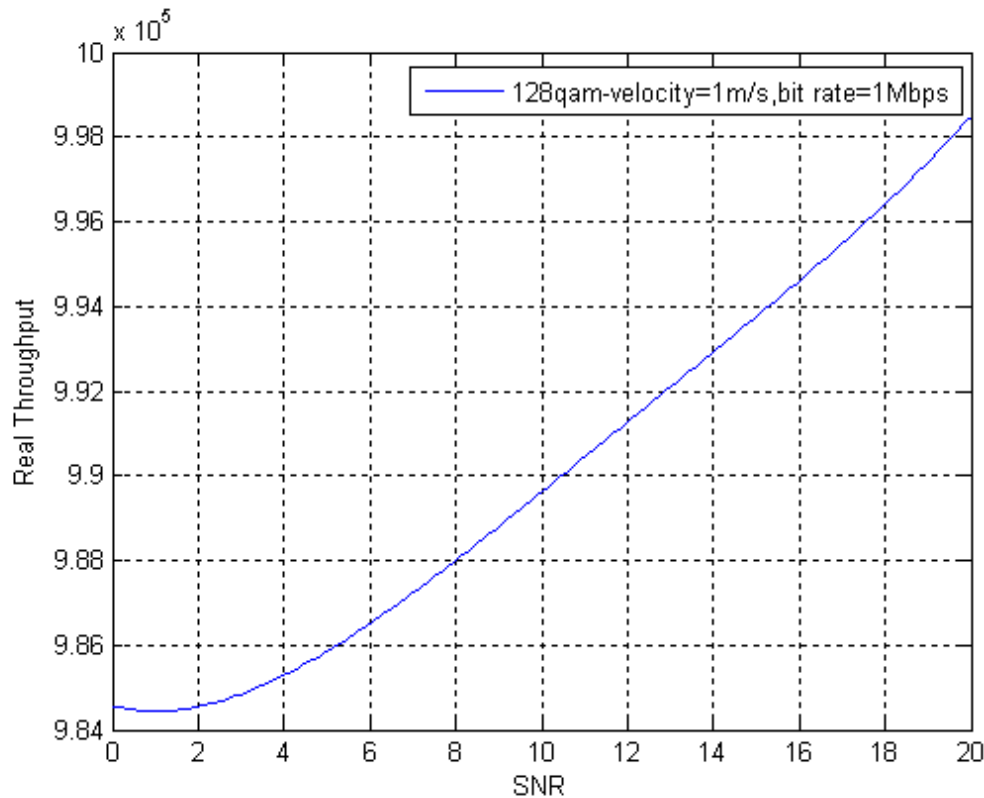
Όπως φαίνεται και από τις παραπάνω καμπύλες πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας η 64-QAM είναι λειτουργική μόνο για πολύ μικρές ταχύτητες του κινητού. Για μέσες ταχύτητες απαιτείται μεγάλη ισχύ από τον πομπό ενώ για ταχύτητες μεγαλύτερες των 7 m/sec το σύστημα δεν θα πληρεί τις προδιαγραφές του. Παρότι η 64-QAM προσφέρει μικρότερο απαιτούμενο ρυθμό συμβόλων για να επιτευχθεί ο ρυθμός δεδομένων, απαιτεί και μεγάλα ποσά ισχύος να εκπεμφθούν απ' το πομπό ενώ από ένα σημείο και μετά είναι αδύνατη η εκπλήρωση των προδιαγραφών.

4.4.4 ΚΑΜΠΥΛΕΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΜΕΤΑΚΟΜΙΣΤΙΚΗΣ ΙΚΑΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ 128-QAM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Παρακάτω θα δούμε τη πραγματική διαμετακομιστική ικανότητα για διαμόρφωση 128-QAM σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο για διαφορετικές ταχύτητες.



Σχήμα 4.62: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για μηδενική ταχύτητα και διαμόρφωση 128-QAM



Σχήμα 4.63: Καμπύλη πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για ταχύτητα 1m/sec και διαμόρφωση 128-QAM

Παραπάνω παραθέσαμε δυο καμπύλες της πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας για διαμόρφωση 128-QAM. Τις παραθέσαμε για να επιβεβαιώσουμε το συμπέρασμα στο οποίο καταλήξαμε σε παραπάνω παραγράφους, σύμφωνα με το οποίο η 128-QAM είναι ακατάλληλη για χρήση για περιβάλλοντα κινητικότητας. Για να γίνει χρήση της πρέπει να αλλάξουν οι προδιαγραφές για τον απαιτούμενο ρυθμό λαθών.

4.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Από τ' αποτελέσματα που έχουν παρουσιαστεί πιο πάνω μπορούμε να καταλήξουμε στα εξής συμπεράσματα:

- Γενικά όσο αυξάνεται η ταχύτητα του κινητού τερματικού τόσο μεγαλύτερος πρέπει να είναι ο σηματοθορυβικός λόγος, δηλαδή τόσο μεγαλύτερη πρέπει να είναι η ισχύς εκπομπής. Κατ' επέκταση για δεδομένη ισχύ εκπομπής (SNR) η αύξηση της ταχύτητας του κινητού απαιτεί την μείωση της τάξης διαμόρφωσης προκειμένου να διατηρηθεί ο απαιτούμενος ρυθμός σφαλμάτων.
- Υπάρχει μια αναλογία μεταξύ της ισχύος εκπομπής του πομπού και του ρυθμού δεδομένων
- Η QPSK διαμόρφωση είναι κατάλληλη για όλες τις ταχύτητες. Χρησιμοποιείται κυρίως για μεγάλες ταχύτητες καθώς ο αριθμός bits ανά σύμβολο είναι μικρός.
- Η 16-QAM χρησιμοποιείται για μικρές και μεσαίες ταχύτητες.
- Η 64-QAM χρησιμοποιείται για πολύ μικρές ταχύτητες.
- Η 128-QAM χρησιμοποιείται σε στατικά περιβάλλοντα. Τα τέσσερα παραπάνω συμπεράσματα έρχονται σε συμφωνία με ότι έχει ειπωθεί στο κεφάλαιο 1 σχετικά με τον πομπό του DVB-H.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Ολοκληρώνοντας τη διπλωματική εργασία θα ήθελα να παρουσιάσω συνοπτικά τ' αποτελέσματα της έρευνας που έκανα καθώς και τα συμπεράσματα μου πάνω στις ασύρματες ευρυζωνικές επικοινωνίες και ειδικότερα στα συστήματα ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency division multiplexing- OFDM) και το πρότυπο ψηφιακής ευρυεκπομπής κινούμενης εικόνας για κινητούς δέκτες (Digital Video Broadcasting-Handheld DVB-H).

Το πρότυπο DVB-H είναι μια εξέλιξη του προτύπου για ψηφιακή ευρεκπομπή κινούμενης εικόνας για επίγεια λήψη, του DVB-T. Όμως για κινητούς δέκτες υπάρχουν κάποιες απαιτήσεις που το παραπάνω πρότυπο δεν μπορούσε να καλύψει.

Αυτές είχαν να κάνουν με το γεγονός ότι οι δέκτες είναι μικροί και κινούνται συνέχεια. Επίσης απαιτούνταν χαμηλές καταναλώσεις ισχύος για δέκτες με μικρές οθόνες. Έτσι θα πρέπει το σύστημα μετάδοσης να κλείνει επανειλημμένα στην αλυσίδα λήψης, ώστε να εξασφαλίζεται μικρή κατανάλωση ισχύος. Επίσης θα πρέπει να εξασφαλίζεται ότι ο δέκτης θα μπορεί να μετακινείται από κυψέλη σε κυψέλη χωρίς να μειώνεται η επίδοση του.

Έτσι αναπτύχθηκε το πρότυπο DVB-H του οποίου η αρχιτεκτονική εξασφαλίζει την κάλυψη των παραπάνω αναγκών.

Το DVB-H αφορά κυρίως το φυσικό επίπεδο και το επίπεδο της ζεύξεως. Στο επίπεδο της ζεύξεως τα κυριότερα χαρακτηριστικά είναι η τμηματοποίηση χρόνου (time slicing), η οποία μειώνει τη μέση καταναλισκόμενη ισχύ της μπαταρίας του δέκτη καθώς και η πρόσθια διόρθωση λαθών για ενθυλάκωση δεδομένων πολλαπλών πρωτοκόλλων (Forward error correction for multiple protocol encapsulation data MPE-FEC) για βελτίωση της σηματοθορυβικής επίδοσης και της επίδοσης Doppler σε κινητά κανάλια. Αυτά τα δυο χαρακτηριστικά είναι πολύτιμα για το DVB-H καθώς αυτά είναι που εξασφαλίζουν την ορθή λειτουργία του προτύπου σε συνθήκες όπου ο δέκτης κινείται και έχει ανάγκη για χαμηλή κατανάλωση ισχύος.

Τα κυριότερα τεχνολογικά χαρακτηριστικά για το φυσικό επίπεδο είναι η σηματοδοσία στο TPS-bit για να επιτύχουμε γρήγορη εύρεση της υπηρεσίας, το επίπεδο 4K για ανταλλαγή κινητικότητα και μεγέθους κυψέλης και η σε βάθος σύμπλεξη συμβόλου. Επίσης ο πομπός και ο δέκτης του DVB-H κάνει χρήση της τεχνολογίας ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency division multiplexing- OFDM).

Η τελευταία είναι αναγκαία γενικότερα για ασύρματες επικοινωνίες ευρείας ζώνης καθώς προσφέρει ανοχή στην διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference-ISI). Η τεχνική OFDM είναι μια τεχνική πολλαπλών φερουσών. Χωρίζει τα δεδομένα σε παράλληλα μέρη και τα εκπέμπει ύστερα σαν ένα σύμβολο, κάνοντας χρήση του αλγορίθμου του ταχύ μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier transform). Για να το επιτύχει αυτό χρησιμοποιεί την τεχνική του κυκλικού προθέματος το οποίο εξασφαλίζει ότι η συνέλιξη του σήματος με την κρουστική απόκριση του καναλιού θα γίνει κυκλική συνέλιξη, οπότε και θα μπορεί να γίνει χρήση των ιδιοτήτων του ταχύ μετασχηματισμού Fourier. Η διαίρεση των δεδομένων σε παράλληλα κανάλια κάνει την επίδραση του καναλιού σε κάθε ένα απ' αυτά τα μέρη να είναι επίπεδη. Επίσης με την εισαγωγή διαστημάτων φύλαξης, τα οποία είναι το κυκλικό πρόθεμα, εξαλείφεται η διασυμβολική παρεμβολή, αφού αυτή κυρίως επηρεάζει τα πρώτα δείγματα. Αυτό γίνεται όμως μόνο αν κάνουμε σωστή σχεδίαση του συστήματος, δηλαδή αν διαλέξουμε τον σωστό αριθμό δειγμάτων. Αυτό καθορίζεται από το κανάλι και κυρίως

από τη μέγιστη διασπορά του καναλιού. Θα πρέπει ο χρόνος φύλαξης, δηλαδή ο αριθμός των δειγμάτων πολλαπλασιασμένο επί το χρόνο δειγματοληψίας να είναι μεγαλύτερος από τη μέγιστη διασπορά του καναλιού.

Κατά το σχεδιασμό του συστήματος θα πρέπει να ληφθεί υπόψη σοβαρά και το πρόβλημα του λόγου μεγίστου προς μέσο (peak to average ratio –PAR). Είναι ένα σημαντικό πρόβλημα εξαιτίας του οποίου οι ενισχυτές ισχύος δουλεύουν πολλές φορές στη περιοχή κόρου και όχι στη γραμμική περιοχή που είναι το επιθυμητό. Θα πρέπει δηλαδή να υιοθετηθούν κατάλληλες μέθοδοι για μείωση του λόγου αυτού. Έχουν σχεδιαστεί αρκετές μέθοδοι και μπορούν να βρεθούν στη διεθνή βιβλιογραφία. Στην εργασία όμως αυτή, έχει αγνοηθεί αυτό το πρόβλημα. Επίσης αγνοήσαμε και το ζήτημα του συγχρονισμού του πομπού και του δέκτη.

Κυρίως ασχοληθήκαμε με την επίδοση ενός OFDM συστήματος κάτω από διάφορες συνθήκες κινητικότητας. Κάναμε χρήση διαφόρων τεχνικών διαμόρφωσης για τα υποφέροντα του OFDM συστήματος. Αυτές ήταν η QPSK, η 16-QAM, η 64QAM και η 128-QAM. Όλο το σύστημα υλοποιήθηκε σε επίπεδο προσομοίωσης.

Από τις εξομοιώσεις που κάναμε μπορούμε να πούμε ότι οι δυο πρώτες, δηλαδή η QPSK και η 16-QAM είναι κατάλληλες για να υιοθετηθεί από ένα πομπό ενός συστήματος DVB-H, και σε ελάχιστες περιπτώσεις η 64-QAM.

Η 64-QAM μπορεί να δώσει υψηλό ρυθμό δεδομένων αλλά είναι μόνο κατάλληλη για μικρές ταχύτητες του δέκτη. Για μέσες ταχύτητες χρησιμοποιείται η 16-QAM ενώ για μεγάλες ταχύτητες προτείνεται η QPSK. Η 128-QAM δεν είναι αποδοτική με τα κλασσικά σχήματα κωδικοποίησης που έχουν υιοθετηθεί προς το παρόν από τα εν λόγω πρότυπα..

Γενικότερα πάντως παρατηρήθηκε ότι υπάρχει μια σχέση μεταξύ του σηματοθορυβικού λόγου και της ταχύτητας του κινητού. Δηλαδή όσο πιο μεγάλη είναι η ταχύτητα του κινητού τόσο πιο μεγάλος πρέπει να είναι ο σηματοθορυβικός λόγος, δηλαδή η ισχύς εκπομπής, ώστε η υπηρεσία να μην παρουσιάζει προβλήματα.

Επίσης παρατηρήθηκε ότι υπάρχει μια ανταλλαγή του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και της ισχύος του πομπού. Δηλαδή μεγαλύτερος ρυθμός μετάδοσης απαιτεί και μεγαλύτερη ισχύ εκπομπής, για να είναι ο ρυθμός λαθών μέσα στα όρια των προδιαγραφών. Ακόμη για σταθερό σηματοθορυβικό λόγο με αύξηση της ταχύτητας του κινητού θα πρέπει να μειωθεί η τάξη της διαμόρφωσης.

Τα παραπάνω συμπεράσματα επιβεβαιώνονται και από τις καμπύλες πραγματικής διαμετακομιστικής ικανότητας. Σε αυτές φαίνεται ότι η 16-QAM και η QPSK και λιγότερο η 64-QAM είναι οι καταλληλότερες μέθοδοι για χρήση από ένα τέτοιο σύστημα.

Τέλος με βάση αυτά τα συμπεράσματα δώσαμε τις καμπύλες σειράς διαμόρφωσης. Λαμβάνοντας υπόψη τον ελάχιστο απαιτούμενο ρυθμό λαθών αλλά και ένα δεδομένο σηματοθορυβικό λόγο δείξαμε πως πρέπει να γίνεται η αλλαγή στη διαμόρφωση που χρησιμοποιούν τα υποφέροντα ανάλογα με τη ταχύτητα που κινείται ο δέκτης. Αυτές οι γραφικές παραστάσεις είναι κατάλληλες για προγραμματισμό του πομπού ώστε να εξασφαλίζεται η ορθή λειτουργία του συστήματος.

Λαμβάνοντας υπόψη όλα τ' αποτελέσματα αλλά και τα παραπάνω συμπεράσματα και υποθέτοντας ότι πρέπει να βελτιωθεί η επίδοση του συστήματος θα προτείνουμε την υιοθέτηση περαιτέρω τεχνικών που την βελτιστοποιούν.

Μια απ' αυτές είναι η υιοθέτηση προχωρημένων μορφών κωδικοποίησης καναλιού οπότε και θα έχουμε την κωδικοποιημένη OFDM (Coded OFDM). Επίσης μπορεί να γίνει χρήση τεχνικών διαφορικής λήψης στο χώρο ή το χρόνο. Τέλος θα μπορούσε να υιοθετηθεί η τεχνική πολλαπλών κεραιών καθώς και κώδικες χώρου-χρόνου, δηλαδή η τεχνική MIMO (Multiple Input Multiple Output), η οποία είναι μια σύγχρονη τεχνική η οποία προβλέπεται από τα περισσότερα συστήματα ασύρματων ευρυζωνικών επικοινωνιών.

Κλείνοντας θα πρέπει να επισημανθεί ότι οι ασύρματες ευρυζωνικές υπηρεσίες και ιδιαίτερα η ψηφιακή τηλεόραση σε κινούμενους δέκτες θα γνωρίσουν ιδιαίτερη άνθιση τα επόμενα χρόνια καθώς προσφέρουν σημαντικά πλεονεκτήματα και αποτελούν θεμελιώδη κρίκο στην αλυσίδα ολοκλήρωσης των τεχνολογιών πολυμέσων. Έτσι τα συστήματα OFDM θα παίξουν ένα ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο στην ανάπτυξη αυτών των υπηρεσιών και η έρευνα για βελτίωση της επίδοσης τους κάτω από συνθήκες κινητικότητας θα γίνει πιο έντονη.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Παρακάτω παρατίθεται όλο το πρόγραμμα εξομοίωσης σε Matlab. Εδώ βρίσκονται και τα τρία μέρη που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3, δηλαδή ο πομπός, ο δέκτης και το κανάλι.

```
clear all
snr1=1:0.5:20;it=0;wavelength=1/3;velocity=14;fd=velocity/wavelength;
bandwidth=1024;

S=zeros(1,bandwidth);
for f=1:bandwidth/2
    if f<fd
        S(f)=1/sqrt(1-[(f/fd).^2]);
    end
end
S(end:-1:bandwidth/2+2)=S(2:bandwidth/2);

S=fftshift(sqrt(S));

for iteration=1:length(snr1)

    for m=1:10000
        it=it+1;
        snr(it)=snr1(iteration);
        M=16;K=32;N=2*K;
        k=log2(M);active=48;packets=10;
        n=k*active*packets;
        %Tranceiver

        %create bit source
        x_bits=randint(1,n);it_xbit=0;ber_pack=0;
        for ch_it=1:5
            ch(ch_it)=exp(-2*(ch_it-1));
        end
        x1_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));
        x2_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));
        x3_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));
        x4_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));
        x5_ray=[sqrt(2)/2]*(randn(1,packets)+i*randn(1,packets));

        X1=fft(x1_ray,bandwidth);
        X2=fft(x2_ray,bandwidth);
        X3=fft(x3_ray,bandwidth);
        X4=fft(x4_ray,bandwidth);
        X5=fft(x5_ray,bandwidth);

        Y11=S.*X1;
        Y2=S.*X2;
        Y3=S.*X3;
        Y4=S.*X4;
        Y5=S.*X5;

        y1_ray_full=ifft(Y11,bandwidth);
        y2_ray_full=ifft(Y2,bandwidth);
        y3_ray_full=ifft(Y3,bandwidth);
        y4_ray_full=ifft(Y4,bandwidth);
```

```

y5_ray_full=ifft(Y5,bandwidth);

for y_it=1:(packets+1)
    y1_ray(y_it)=y1_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
    y2_ray(y_it)=y2_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
    y3_ray(y_it)=y3_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
    y4_ray(y_it)=y4_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
    y5_ray(y_it)=y5_ray_full((bandwidth-packets)/2+y_it);
end

for pack_it=1:packets
    for array_it=1:(k*active)
        it_xbit=it_xbit+1;
        x(array_it)=x_bits(it_xbit); %fill each packet
    end

    xsym = bi2de(reshape(x,k,length(x)/k).','left-msb');
    %create pilot
    x_pilot=1;
    pilot=qammod(x_pilot,M);

    % M-QAM modulation
    y_active=qammod(xsym,M);

    %create message
    for l=1:(active/2)
        yn(l)=y_active(l);
        ym(l)=y_active(l+(active)/2);
    end

    zeros1_stuff=zeros(1,4);
    zeros2_stuff=zeros(1,3);
    zeros3_stuff=zeros(1,5);

    y_message= [ zeros1_stuff pilot yn pilot zeros2_stuff pilot ym
pilot zeros3_stuff];

    yr=reshape(y_message,1,64);

    %IFFT
    Y1=ifft(yr,N);

    %Create CP
    CP=0.25*N;CP_percent=CP/N;
    b=N-CP;
    for j=1:CP
        YCP(j)=Y1(j+b);
    end

    %final message
    Y=[YCP Y1];
    a=length(YCP);
    %Rayleigh channel
    if fd>0

        c(1)=ch(1)*y1_ray(pack_it);
        c(2)=ch(2)*y2_ray(pack_it);

```

```

c(3)=ch(3)*y3_ray(pack_it);
c(4)=ch(4)*y4_ray(pack_it);
c(5)=ch(5)*y5_ray(pack_it);
cc(pack_it,:)=c;

h(1)=ch(1)*y1_ray(pack_it+1);
h(2)=ch(2)*y2_ray(pack_it+1);
h(3)=ch(3)*y3_ray(pack_it+1);
h(4)=ch(4)*y4_ray(pack_it+1);
h(5)=ch(5)*y5_ray(pack_it+1);
hh(pack_it,:)=h;

for phase_it=1:5
    phase(phase_it)=c(phase_it)/h(phase_it);

delta(phase_it)=atan(imag(phase(phase_it))/real(phase(phase_it)))/[2*pi*(1
+CP_percent)];

delta_mean=max(delta);

random_phase=delta_mean;

end
% random_phase=0.05;
n_signal=0:[N*(1+CP_percent)-1];
mod_signal=exp((i*2*pi*random_phase*n_signal)/N);

Yt1=Y.*mod_signal;
else
    Yt1=Y;
    c(1)=ch(1)*x1_ray(pack_it);
    c(2)=ch(2)*x2_ray(pack_it);
    c(3)=ch(3)*x3_ray(pack_it);
    c(4)=ch(4)*x4_ray(pack_it);
    c(5)=ch(5)*x5_ray(pack_it);
    cc(pack_it,:)=c;
end
Yt=conv(Yt1,cc(pack_it,:));
%AWGN channel
R= awgn(Yt,snr(it),'measured');

%Receiver

%Removal of CP

for j=1:length(Y1)
    zrt(j)=R(j+a);
end

%FFT

Z1=fft(zrt,length(zrt));
C=fft(c,N);
Z=Z1./C;

```

```

        %removal of zeros and pilots

        startofyn=length(zeros1_stuff)+length(pilot);

startofym=startofyn+length(yn)+length(pilot)+length(zeros2_stuff)+length(p
ilot);

        for m=1:length(yn)
            zr1(m)=Z(m+startofyn);
            zr2(m)=Z(m+startofym);
        end

        zr=[zr1 zr2];

        %demodulation

        zsym = qamdemod(zr,M);

        z = de2bi(zsym,k,'left-msb');

        z = reshape(z.',1,prod(size(z)));

        [number_of_errors,bit_error_rate] = biterr(x,z);
        ber_pack=ber_pack+biterr(x,z);
    end
    ber_sim_iteration(m)=ber_pack/n;
end
ber_sim(iteration)=mean(ber_sim_iteration);
end

ber_standard= [0.0144 0.0142 0.0139 0.0137 0.0134 0.0129 0.0130 0.0127
0.0121 0.0118 0.0109 0.0116 0.0118 0.0103 0.0100 0.0094 0.0094 0.0098
0.0088 0.0078 0.0082 0.0071 0.0069 0.0063 0.0052 0.0059 0.0039 0.0043
0.0034 0.0035 0.0025 0.0026 0.0023 0.0015 0.0015 0.0013 0.0009 0.0007
0.0005];

xlabel('SNR');
ylabel('Bit Error Rate');
legend('Rayleigh channel-No Doppler shift');
grid

```

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] John Proakis, Masoud Salehi “Συστήματα Τηλεπικοινωνιών”, Αθήνα 2002
- [2] Hiu Liu, Guging Li “OFDM-Based Broadband Wireless Networks –Design and Optimization” John Wiley & Sons, 2005
- [3] Juha Heiskala, John Terry “OFDM Wireless LANs: a theoretical and practical guide”, Sams
- [4] Patrick Marchand, O. Thomas Holland “Graphics and GUIs with Matlab” third edition, Chapman & Hall/CRC 2003
- [5] Digital Terrestrial Television Action Group “Television on a handheld receiver-broadcasting with DVB-H”, Switzerland 2005
- [6] European Standards Telecommunication Series “Digital Video Broadcasting(DVB): Transmission System for Handheld System (DVB-H)”, ETSI EN 302 304 V1.1.1, 11/2004
- [7] Nokia corporation “DVB-H: Live Broadcast Mobile TV”, 2006
- [8] Gerard Faria, Jukka A. Henriksson, Erik Stare and Pekka Talmola “DVB-H: Digital Broadcast Services to Handheld Devices”, IEEE 2006
- [9] Andreas Sieber, Chris Weck “What’s the difference between DVB-H and DAB in the mobile environment?”, EBU TECHNICAL REVIEW, July 2004
- [10] European Standards Telecommunication Series “Digital Video Broadcasting(DVB): DVB-H Implementation Guidelines” ETSI TR 102 377 V1.2.1, 11/2005
- [11] T.S.Rappaport, Mihir Anandrapa, Elmustafa Erwa, James Golab, Roopsha Samanta, Huihui Wang “Inter-carrier interference cancellation for OFDM systems” Spring 2003
- [12] Χρήστος Καψάλης, Παναγιώτης Κωττής “Δορυφορικές Επικοινωνίες”, Εκδόσεις Τζιόλα 2006
- [13] Simon Haykin “Συστήματα Επικοινωνίας”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα 1995
- [14] John Proakis, Masoud Salehi, Gerhard Bauch “Contemporary Communication Systems- using Matlab and Simulink” Second edition, 2004
- [15] Μ.Ε. Θεολόγου “ Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών” Αθήνα, Μάρτιος 2006
- [16] Φίλιππος Κωνσταντίνου, Κανάτας Αθανάσιος “Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών”, Μάρτιος 2001
- [17] Ν. Ουζούνoglou, Δ. Κακλαμάνη “ Σημειώσεις Τηλεπικοινωνιακής Ηλεκτρονικής”, Αθήνα 1998
- [18] Kammel Haddad “ DVB-H in Denmark Technical and Economic aspects” Master’s Thesis 2007
- [19] Jukka Henriksson “DVB-H standard, principles and services”, February 2005
- [20] www.s3.kth.se/signal/grad/OFDM/URSI/OFDM9808.htm