



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

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΜΕ ΕΝΣΩΜΑΤΩΣΗ ΚΥΨΕΛΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ Ι. ΑΘΑΝΑΣΙΟΥ

Επιβλέπων : Π. Γ. ΚΩΤΤΗΣ

ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2013



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

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΜΕ ΕΝΣΩΜΑΤΩΣΗ ΚΥΨΕΛΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ Ι. ΑΘΑΝΑΣΙΟΥ

Επιβλέπων : Π. Γ. ΚΩΤΤΗΣ

ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15^η Ιουλίου 2013.

.....

Π. Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Γ. Φικιώρης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2013

.....
ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Ι. ΑΘΑΝΑΣΙΟΥ

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

Copyright © Κωνσταντίνος Ι. Αθανασίου, 2013.

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.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το πρότυπο DVB-T είναι το πλέον διαδεδομένο πρότυπο για την μετάδοση ψηφιακής εικόνας και ήχου, υποστηρίζοντας παράλληλα την μετάδοση δεδομένων και άλλων υπηρεσιών σε υψηλούς ρυθμούς. Η συνεχής τεχνολογική πρόοδος και η ζήτηση περισσότερων και ποιοτικότερων υπηρεσιών ωστόσο οδηγούν στην ανάγκη βελτίωσης των υπάρχοντων υποδομών και της σχεδίασης νέων. Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας, μελετάται η βελτίωση ενός συστήματος, το οποίο υλοποιεί το πρότυπο DVB-T με χρήση σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης και κυψελών. Αρχικά, δίνεται μια λεπτομερής περιγραφή των τεχνικών χαρακτηριστικών του προτύπου. Στην συνέχεια, αναλύονται τα διάφορα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης, καθώς και η επίδοσή τους. Τα σχήματα αυτά επιτρέπουν την διάκριση υπηρεσιών με βάση τα χαρακτηριστικά τους όπως η απαιτούμενη ισχύς εκπομπής, και ο απαιτούμενος ρυθμός μετάδοσης και την ταυτόχρονη μετάδοσή τους σε τηλεπικοινωνιακό δίαυλο. Τέλος, ξεκινώντας από ένα σύστημα, το οποίο υλοποιεί το πρότυπο και ορίζεται ως σύστημα αναφοράς, γίνεται επέκτασή του αρχικά με τη χρήση των διαθέσιμων σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης και ακολούθως με την προσθήκη κυψελών.

Λέξεις Κλειδιά: πρότυπο DVB-T, ιεραρχική διαμόρφωση, διάκριση υπηρεσιών, ροή υψηλής προτεραιότητας, ροή χαμηλής προτεραιότητας, χωρητικότητα, σταθμός βάσης, κυψέλες, κάλυψη, ρυθμός μετάδοσης, κατανομή ισχύος

ABSTRACT

The DVB-T standard is widely used for the broadcast transmission of digital image and sound, as well as data and other services at high rates. However, constant technological advancements and the demand for more services and better quality of service (QoS) lead to mandatory improvements of the existing infrastructures and the need to develop new ones. In this diploma thesis, the improvement of a DVB-T system is examined, using hierarchical modulation schemes and cells. Firstly, a detailed description of the technical specifications of the DVB-T standard is given. Then, hierarchical modulation schemes and their performance are analyzed. These schemes allow services to be distinguished, based on their characteristics, such as the required transmission power and transfer rate and simultaneously transmitted at a communications channel. Finally, a DVB-T system, called “reference system”, is extended with the use of hierarchical modulation schemes, followed by the addition of cells.

Keywords: DVB-T standard, hierarchical modulation, service distinction, high priority stream, low priority stream, capacity, base station, cells, coverage, transfer rate, power distribution

Ευχαριστήριο σημείωμα

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή ΕΜΠ και επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας κ. Παναγιώτη Γ. Κωττή για το ενδιαφέρον και τη διάθεση συνεργασίας που επέδειξε κατά τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας αυτής. Επίσης, θα ήθελα να τον ευχαριστήσω για τις συμβουλές και τις γνώσεις, τις οποίες απέκτησα μέσω των μαθημάτων στα οποία ήταν διδάσκων.

Παράλληλα, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υπ. διδάκτορα ΕΜΠ κ. Μάρτιν Ο. Ζαμκοτσιάν για την εξαιρετική συνεργασία και την ουσιαστική βοήθεια καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας. Οι συμβουλές και οι γνώσεις του με βοήθησαν στην κατανόηση σημαντικών εννοιών, καθώς και στην καλύτερη αντίληψη του πώς πρέπει να σκέφτεται ένας μηχανικός τηλεπικοινωνιών.

Θα ήθελα ακόμη να ευχαριστήσω το ΕΜΠ και τη σχολή ΗΜΜΥ για την προσφορά χρήσιμων γνώσεων για την επαγγελματική μου σταδιοδρομία.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την οικογένειά μου και τους φίλους μου για όλη την στήριξη και βοήθεια που μου προσέφεραν και συνεχίζουν να μου προσφέρουν.

Αφιερώνω τη διπλωματική μου εργασία στην μνήμη του πατέρα μου Ιωάννη.

Αθανασίου Κων/νος
Αθήνα, Ιούλιος 2013

Περιεχόμενα

ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	7
---------------	---

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΤΟ ΠΡΟΤΥΠΟ DVB-T..... 9

1.1 Η ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑ ΠΡΟΤΥΠΩΝ DVB	9
1.1.1 Δορυφορικά συστήματα.....	9
1.1.2 Επίγεια καλωδιακά συστήματα.....	9
1.1.3 Επίγεια ασύρματα συστήματα.....	10
1.2 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T	10
1.2.1 Διαμόρφωση OFDM.....	11
1.2.2 Προσαρμογή πολυπλεξίας μεταφοράς και τυχαιοποίηση για καταμερισμό ενέργειας.....	12
1.2.3 Εξωτερική κωδικοποίηση.....	13
1.2.4 Εξωτερική διεμπλοκή.....	14
1.2.5 Εσωτερική κωδικοποίηση	15
1.2.6 Εσωτερική διεμπλοκή.....	16
1.2.7 Απεικόνιση και διαμόρφωση	22
1.2.8 Εφαρμογή της OFDM στο πρότυπο DVB-T	24
1.2.9 Ρυθμός μετάδοσης συστήματος	27
1.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T	29
1.4 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	38

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ 39

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	39
2.2 ΣΧΗΜΑΤΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ	41
2.2.1 Ιεραρχική MPAM.....	41
2.2.2 Ιεραρχική MPSK.....	43
2.2.3 Ιεραρχική MQAM	45
2.2.4 Ιεραρχική MAPSK.....	48
2.3 ΕΠΙΔΟΣΗ ΤΩΝ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	50
2.3.1 Πιθανότητα Λάθους κατά την Ιεραρχική MPAM.....	50
2.3.2 Πιθανότητα Λάθους κατά την Ιεραρχική MPSK.....	55
2.3.3 Πιθανότητα Λάθους κατά την Ιεραρχική MQAM	61
2.3.4 Πιθανότητα Λάθους κατά την Ιεραρχική MAPSK	66
2.4 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ ΔΙΑΥΛΟΥ	68
2.5 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	75

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΚΥΨΕΛΩΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ 77

3.1 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.....	77
3.2 ΜΙΚΡΟΚΥΨΕΛΕΣ/ΠΙΚΟΚΥΨΕΛΕΣ	78
3.2.1 Εισαγωγή	78
3.2.2 Περιγραφή μικροκυψέλης/πικοκυψέλης.....	79
3.2.3 Ρυθμός μετάδοσης μικροκυψέλης/πικοκυψέλης	81

3.3	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ.....	82
3.3.1	Παράμετροι προσομοιώσεων.....	82
3.3.2	Υπολογισμός ισχύος εκπομπής, ακτίνας κάλυψης και μέσου ρυθμού λήψης δεδομένων	83
3.3.3	Σύστημα αναφοράς.....	86
3.3.4	Σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης.....	89
3.3.5	Κυβελωτό σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης	100
3.4	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	107
3.5	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	110
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α	ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟΙ ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΙ.....	111
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β	ΔΙΑΥΛΟΙ AWGN, RAYLEIGH ΚΑΙ RICE.....	113
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ	ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ OFDM ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 7 ΜΗΖ ΚΑΙ 6 ΜΗΖ (DVB-T).....	117
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ	ΜΕΘΟΔΟΙ ΟΛΟΚΛΗΡΩΣΗΣ GAUSS – HERMITE ΚΑΙ CHEBYSHEV – GAUSS	119

Ευρετήριο Σχημάτων

ΣΧΗΜΑ 1.2.1: BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΝΟΣ ΕΚΠΟΜΠΟΥ DVB-T.....	11
ΣΧΗΜΑ 1.2.2: ΑΡΧΙΚΟ ΠΛΑΙΣΙΟ 188 BYTES.....	12
ΣΧΗΜΑ 1.2.3: ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΨΕΥΔΟΤΥΧΑΙΑΣ ΔΥΑΔΙΚΗΣ ΑΚΟΛΟΥΘΙΑΣ (PBRs).....	13
ΣΧΗΜΑ 1.2.4: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΗΣ ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗΣ ΠΟΛΥΠΛΕΞΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ.....	13
ΣΧΗΜΑ 1.2.5: ΠΛΑΙΣΙΟ ΜΕΤΑ ΤΗΝ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ REED-SOLOMON.....	14
ΣΧΗΜΑ 1.2.6: ΜΟΡΦΗ ΠΛΑΙΣΙΩΝ ΜΕΤΑ ΤΗΝ ΕΞΩΤΕΡΙΚΗ ΔΙΕΜΠΛΟΚΗ.....	15
ΣΧΗΜΑ 1.2.7: ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΤΟΥ ΜΗΤΡΙΚΟΥ ΣΥΝΕΛΙΚΤΙΚΟΥ ΚΩΔΙΚΑ.....	15
ΣΧΗΜΑ 1.2.8: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΔΙΕΜΠΛΟΚΗΣ ΓΙΑ QPSK (N = 2).....	16
ΣΧΗΜΑ 1.2.9: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΔΙΕΜΠΛΟΚΗΣ ΓΙΑ 16-QAM (N = 4).....	17
ΣΧΗΜΑ 1.2.10: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΔΙΕΜΠΛΟΚΗΣ ΓΙΑ 64-QAM (N = 6).....	17
ΣΧΗΜΑ 1.2.11: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΔΙΕΜΠΛΟΚΗΣ ΓΙΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ 16-QAM (N = 4).....	17
ΣΧΗΜΑ 1.2.12: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΔΙΕΜΠΛΟΚΗΣ ΓΙΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ 64-QAM (N = 6).....	18
ΣΧΗΜΑ 1.2.13: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΘΕΣΗΣ ΓΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ 2K.....	21
ΣΧΗΜΑ 1.2.14: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΘΕΣΗΣ ΓΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ 8K.....	21
ΣΧΗΜΑ 1.2.15: ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ QPSK.....	22
ΣΧΗΜΑ 1.2.16: ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ 16-QAM (ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΜΕ A = 1 ΚΑΙ ΜΗ).....	22
ΣΧΗΜΑ 1.2.17: ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM A = 2.....	23
ΣΧΗΜΑ 1.2.18: ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM A = 4.....	23
ΣΧΗΜΑ 1.2.19: ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ 64-QAM (ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΜΕ A = 1 ΚΑΙ ΜΗ).....	23
ΣΧΗΜΑ 1.2.20: ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 64-QAM A = 2.....	23
ΣΧΗΜΑ 1.2.21: ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 64-QAM A = 4.....	24
ΣΧΗΜΑ 1.2.22: ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ (MBIT/S) ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΧΩΡΙΣ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 8 ΜΗΖ.....	28
ΣΧΗΜΑ 1.3.1: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗΣ DVB-T.....	29
ΣΧΗΜΑ 1.3.1: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER QPSK ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	31
ΣΧΗΜΑ 1.3.2: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER ΜΗ ΙΕΡΑΡΧΙΚΩΝ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΚΩΔΙΚΑ 3/4 ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	31
ΣΧΗΜΑ 1.3.3: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER QPSK ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΚΩΔΙΚΑ 3/4.....	32
ΣΧΗΜΑ 1.3.4: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER HP STREAM ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM A = 1 ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	32
ΣΧΗΜΑ 1.3.5: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER LP STREAM ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM A = 1 ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	33
ΣΧΗΜΑ 1.3.6: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER HP STREAM ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM A = 1 ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΚΩΔΙΚΑ 2/3.....	33
ΣΧΗΜΑ 1.3.7: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER LP STREAM ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM A = 1 ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΚΩΔΙΚΑ 3/4.....	34
ΣΧΗΜΑ 1.3.8: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER HP STREAM ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΚΩΔΙΚΑ 2/3 ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	34
ΣΧΗΜΑ 1.3.9: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER LP STREAM ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΚΩΔΙΚΑ 2/3 ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	35
ΣΧΗΜΑ 2.2.1.1: 2/4/8-PAM.....	42
ΣΧΗΜΑ 2.2.2.1: 2/4/8-PSK.....	44
ΣΧΗΜΑ 2.2.2.2: 2/4/8/16-PSK.....	44
ΣΧΗΜΑ 2.2.3.1: 4/16-QAM.....	46
ΣΧΗΜΑ 2.2.3.2: 2/8/32-QAM.....	46

ΣΧΗΜΑ 2.2.4.1: ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ 16 (4+12)-APSK	48
ΣΧΗΜΑ 2.2.4.2: ΣΥΝΟΛΟ ΖΕΥΓΩΝ (Γ,Θ) ΓΙΑ $P_{HP} = 0.8$	50
ΣΧΗΜΑ 2.2.4.3: ΣΥΝΟΛΟ ΖΕΥΓΩΝ (Γ,Θ) ΓΙΑ $P_{HP} = 0.9$	50
ΣΧΗΜΑ 2.3.1.1: 2/4-PAM.....	50
ΣΧΗΜΑ 2.3.1.2: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 2/4/8-PAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	54
ΣΧΗΜΑ 2.3.1.3: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 2/4/8-PAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH.....	54
ΣΧΗΜΑ 2.3.1.4: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 2/4/8-PAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RICE ($K = 10$).....	55
ΣΧΗΜΑ 2.3.2.1: 2/4-PSK.....	56
ΣΧΗΜΑ 2.3.4: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 2/4/8-PSK $\Theta = [\Pi/5 \Pi/15]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	59
ΣΧΗΜΑ 2.3.5: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 2/4/8-PSK $\Theta = [\Pi/5 \Pi/15]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH.....	60
ΣΧΗΜΑ 2.3.6: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 2/4/8-PSK $\Theta = [\Pi/5 \Pi/15]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RICE ($K = 10$).....	60
ΣΧΗΜΑ 2.3.7: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 4/16-QAM $PI = PQ = [3 \ 1]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	63
ΣΧΗΜΑ 2.3.8: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 4/16-QAM $PI = PQ = [3 \ 1]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH.....	63
ΣΧΗΜΑ 2.3.9: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 4/16-QAM $PI = PQ = [3 \ 1]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RICE ($K = 10$).....	64
ΣΧΗΜΑ 2.3.10: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 8/32-QAM $PI = [5 \ 2 \ 1]$ $PQ = [5 \ 1]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	64
ΣΧΗΜΑ 2.3.11: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 8/32-QAM $PI = [5 \ 2 \ 1]$ $PQ = [5 \ 1]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH.....	65
ΣΧΗΜΑ 2.3.12: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER 8/32-QAM $PI = [5 \ 2 \ 1]$ $PQ = [5 \ 1]$ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RICE ($K = 10$).....	65
ΣΧΗΜΑ 2.3.13: ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ 16 (4+12)-APSK ΜΕ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ GRAY.....	66
ΣΧΗΜΑ 2.4.1: ΣΥΝΟΛΑ X_0 (ΚΑΘΕΤΕΣ ΓΡΑΜΜΕΣ) ΚΑΙ X_3 (ΟΡΙΖΟΝΤΙΕΣ ΓΡΑΜΜΕΣ) ΣΤΗΝ 4/16-QAM.....	69
ΣΧΗΜΑ 2.4.2: ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ QPSK.....	71
ΣΧΗΜΑ 2.4.3: ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	71
ΣΧΗΜΑ 2.4.4: ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH.....	72
ΣΧΗΜΑ 2.4.5: ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 16-QAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RICE ($K = 10$).....	72
ΣΧΗΜΑ 2.4.6: ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 64-QAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	73
ΣΧΗΜΑ 2.4.7: ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 64-QAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH.....	73
ΣΧΗΜΑ 2.4.8: ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ 64-QAM ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RICE ($K = 10$).....	74
ΣΧΗΜΑ 3.1.1: ΚΥΨΕΛΩΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	77
ΣΧΗΜΑ 3.2.2.1: BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΒΟΗΘΗΤΙΚΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ.....	79
ΣΧΗΜΑ 3.2.2.2: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER QPSK ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	79
ΣΧΗΜΑ 3.2.2.3: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER QPSK ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΚΩΔΙΚΑ 3/4.....	80
ΣΧΗΜΑ 3.2.2.4: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ BER QPSK ΚΑΙ 16-QAM ΜΕ ΡΥΘΜΟ ΚΩΔΙΚΑ 3/4 ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	80
ΣΧΗΜΑ 3.2.3.1: ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ (MBIT/S) ΜΙΚΡΟΚΥΨΕΛΗΣ/ΠΙΚΟΚΥΨΕΛΗΣ.....	82
ΣΧΗΜΑ 3.3.3.1: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ.....	87
ΣΧΗΜΑ 3.3.4.1: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	90
ΣΧΗΜΑ 3.3.5.1: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗΣ ΚΥΨΕΛΩΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	103
ΣΧΗΜΑ 3.4.1: ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΓΙΑ ΑΠΟΛΕΚΤΟ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH.....	108
ΣΧΗΜΑ 3.4.2: ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΓΙΑ ΑΠΟΛΕΚΤΟ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RICE ($K = 10$).....	109

Ευρετήριο Πινάκων

ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.1: ΡΥΘΜΟΙ ΚΩΔΙΚΑ ΚΑΙ ΜΟΡΦΕΣ ΔΙΑΤΡΗΣΗΣ	16
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.2: ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΒΙΤ ΓΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ 2Κ	20
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.3: ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΒΙΤ ΓΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ 8Κ	21
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.4: ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ OFDM ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 8 ΜΗΖ 25	
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.5: ΔΙΑΡΚΕΙΑ ΣΥΜΒΟΛΟΥ ΓΙΑ ΤΑ ΕΠΙΤΡΕΠΟΜΕΝΑ ΔΙΑΣΤΗΜΑΤΑ ΠΡΟΦΥΛΑΞΗΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 8 ΜΗΖ	26
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.6: ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΕΣ ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΜΕ ΒΑΣΗ ΤΟ ΣΧΗΜΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	27
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.7: ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ (ΜΒΙΤ/Σ) ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΧΩΡΙΣ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 8 ΜΗΖ	28
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.3.1: ΌΡΙΑ ΑΠΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΚΑΙ ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΜΗ ΙΕΡΑΡΧΙΚΩΝ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	36
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.3.2: ΌΡΙΑ ΑΠΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΚΑΙ ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΓΙΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ 16-QAM.....	37
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.3.3: ΌΡΙΑ ΑΠΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΚΑΙ ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΓΙΑ ΙΕΡΑΡΧΙΚΗ 64-QAM.....	37
ΠΙΝΑΚΑΣ 2.2.2.1: ΨΕΥΔΟΚΩΔΙΚΑΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟ ΤΩΝ ΦΑΣΕΩΝ Φ_1	44
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.2.2.1: ΌΡΙΑ ΑΠΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΜΙΚΡΟΚΥΨΕΛΗΣ/ΠΙΚΟΚΥΨΕΛΗΣ 81	
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.2.2.2: ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ (ΜΒΙΤ/Σ) ΜΙΚΡΟΚΥΨΕΛΗΣ/ΠΙΚΟΚΥΨΕΛΗΣ.....	81
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.3.1: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ AWGN.....	87
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.3.2: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH	88
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.3.3: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ RICE (K = 10)	88
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.4.1: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ AWGN....	92
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.4.2: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH	95
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.4.3: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ RICE (K = 10)	97
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.4.4: ΕΠΙΛΕΓΜΕΝΟΙ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΙ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ AWGN	99
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.4.5: ΕΠΙΛΕΓΜΕΝΟΙ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΙ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH	99
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.4.6: ΕΠΙΛΕΓΜΕΝΟΙ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΙ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ RICE (K = 10).....	100
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.5.1: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΥΨΕΛΩΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ AWGN	105
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.5.2: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΥΨΕΛΩΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ RAYLEIGH.....	105
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3.5.3: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΥΨΕΛΩΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ DVB-T ΙΕΡΑΡΧΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ RICE (K = 10).....	106
ΠΙΝΑΚΑΣ Β.1: ΤΙΜΕΣ P_r , θ_1 ΚΑΙ T_1 ΓΙΑ ΤΙΣ ΛΗΨΕΙΣ P_1 ΚΑΙ F_1	115
ΠΙΝΑΚΑΣ Γ.1: ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ OFDM ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 7 ΜΗΖ 117	
ΠΙΝΑΚΑΣ Γ.2: ΔΙΑΡΚΕΙΑ ΣΥΜΒΟΛΟΥ ΓΙΑ ΤΑ ΕΠΙΤΡΕΠΟΜΕΝΑ ΔΙΑΣΤΗΜΑΤΑ ΠΡΟΦΥΛΑΞΗΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 7 ΜΗΖ	117
ΠΙΝΑΚΑΣ Γ.3: ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ OFDM ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 6 ΜΗΖ 117	
ΠΙΝΑΚΑΣ Γ.4: ΔΙΑΡΚΕΙΑ ΣΥΜΒΟΛΟΥ ΓΙΑ ΤΑ ΕΠΙΤΡΕΠΟΜΕΝΑ ΔΙΑΣΤΗΜΑΤΑ ΠΡΟΦΥΛΑΞΗΣ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟΥΣ 6 ΜΗΖ	117

Εισαγωγή

Τα τελευταία 15 χρόνια η ανάγκη και η ζήτηση για επικοινωνία και πληροφόρηση έχει αυξηθεί ραγδαία. Η παροχή πρόσβασης σε μέσα επικοινωνίας και πληροφόρησης ανά πάσα ώρα και στιγμή και οπουδήποτε παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον. Ιδιαίτερη εξέλιξη έχει σημειωθεί στη σχεδίαση και ανάπτυξη νέων ασύρματων τεχνολογιών, ικανών να βελτιώσουν ή να αντικαταστήσουν τις υπάρχουσες ενσύρματες υποδομές. Παράλληλα, αυτή η τάση έχει οδηγήσει και στην αύξηση των ζητούμενων υπηρεσιών, αφού πέρα από την απλή τηλεφωνία, μέσω των καινούριων τεχνολογιών είναι δυνατή η παροχή υπηρεσιών διαδικτύου, ψηφιακής τηλεόρασης, ενημέρωσης, ψυχαγωγίας κτλ.

Στα πλαίσια της σχεδίασης και ανάπτυξης νέων ασύρματων τεχνολογιών, η παρούσα διπλωματική εργασία προτείνει τη σχεδίαση ενός νέου συστήματος με χρήση του προτύπου DVB-T και κυψελών. Το πρότυπο DVB-T είναι το πλέον διαδεδομένο πρότυπο για υπηρεσίες ψηφιακής τηλεόρασης και χρησιμοποιεί γνωστά σχήματα διαμόρφωσης για την εκπομπή αυτών. Η εργασία προτείνει τη χρήση σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης, τα οποία παρέχονται από το πρότυπο και δεν έχουν χρησιμοποιηθεί ακόμα παρά μόνο σε πειραματικό στάδιο. Η ιεραρχική διαμόρφωση προσφέρει τη δυνατότητα ταυτόχρονης μετάδοσης δύο ή περισσότερων υπηρεσιών στο τηλεπικοινωνιακό δίαυλο. Η μελέτη του προτεινόμενου συστήματος γίνεται ως ακολούθως. Αρχικά, μελετάται ένα σύστημα, το οποίο υλοποιεί το πρότυπο και εκπέμπει χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση δύο υπηρεσίες με χρήση πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου. Το σύστημα αυτό είναι παρόμοιο με πολλά υπάρχοντα και χρησιμοποιείται ως σύστημα αναφοράς. Στη συνέχεια, μελετάται σύστημα, το οποίο υλοποιεί το πρότυπο και εκπέμπει με ιεραρχική διαμόρφωση τις δύο υπηρεσίες και τελικά επεκτείνεται με την χρήση κυψελών. Η μελέτη γίνεται για σταθερούς χρήστες, μπορεί όμως να επεκταθεί για κινητούς χρήστες ή και για ταυτόχρονη εξυπηρέτηση σταθερών και κινητών χρηστών.

Τα συμπεράσματα που προκύπτουν από τις προσομοιώσεις είναι ιδιαίτερα ενθαρρυντικά και προκειμένου για μετάδοση σε αστικά περιβάλλοντα. Διατηρώντας ένα υψηλό ποσοστό κάλυψης των χρηστών, το προτεινόμενο σύστημα εκπέμπει με μειωμένη ισχύ εκπομπής τις δύο υπηρεσίες, οι οποίες φθάνουν στους χρήστες με υψηλότερους ρυθμούς λήψης δεδομένων σε σύγκριση με το σύστημα αναφοράς.

Κεφάλαιο 1: Το πρότυπο DVB-T

1.1 Η οικογένεια προτύπων DVB

Η οικογένεια προτύπων DVB (Digital Video Broadcasting) είναι ένα σύνολο διεθνώς αναγνωρισμένων προδιαγραφών για ψηφιακή τηλεόραση. Οι προδιαγραφές αυτές καθορίζονται και υποστηρίζονται από την Ομάδα Προτυποποίησης DVB, μια διεθνή κοινοπραξία η οποία αριθμεί πάνω από 270 μέλη (μεταξύ των οποίων και η Ελλάδα). Η δημοσίευση των προδιαγραφών γίνεται από μια κοινή τεχνική επιτροπή, η οποία περιλαμβάνει:

- το European Telecommunications Standards Institute (ETSI)
- την European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC)
- και την European Broadcasting Union (EBU).

Οι προδιαγραφές που έχουν θεσπιστεί περιλαμβάνουν τα δορυφορικά (DVB-S, DVB-S2, DVB-RCS, DVB-SH), τα επίγεια καλωδιακά (DVB-C, DVB-C2) και τα επίγεια ασύρματα συστήματα επικοινωνιών (DVB-T, DVB-T2, DVB-H, DVB-IPDC, DVB-NGH).

1.1.1 Δορυφορικά συστήματα

Η δημοσίευση του προτύπου DVB-S το 1997 αποτέλεσε την πρώτη προσπάθεια προτυποποίησης της μετάδοσης ψηφιακού σήματος τηλεόρασης μέσω δορυφόρου. Σχεδιάστηκε ώστε να παρέχει υπηρεσίες τηλεοπτικών προγραμμάτων DTH (Direct To Home). Η ενσωμάτωση του προτύπου MPEG-2 παρείχε τη δυνατότητα παροχής διαφορετικών τύπων υπηρεσιών. Το πρότυπο DVB-RCS (Return Channel via Satellite) δημοσιεύθηκε το 2001, με σκοπό τη βελτίωση του καναλιού επιστροφής δορυφορικής ζεύξης. Το 2003, με τη δημοσίευση και ενσωμάτωση του προτύπου DVB-S2 (διαδόχου του DVB-S), υποστηρίζεται πλήθος ευρυζωνικών υπηρεσιών και εφαρμογών, όπως τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (High Definition TeleVision – HDTV), υπηρεσίες Internet κ.ά. Τέλος, το πρότυπο DVB-SH (Satellite services to Handhelds) εκδόθηκε το 2007 με σκοπό την παροχή υπηρεσιών πολυμέσων ευρείας κάλυψης βασισμένων σε IP σε κινητούς χρήστες. Χαρακτηρίζεται ως υβριδικό καθώς βρίσκει εφαρμογή τόσο σε επίγειες όσο και σε δορυφορικές επικοινωνίες.

1.1.2 Επίγεια καλωδιακά συστήματα

Το πρότυπο DVB-C (Cable) δημοσιεύθηκε το 1994 και αφορά την καλωδιακή ψηφιακή τηλεόραση. Λόγω της δυνατότητας χρήσης των προτύπων MPEG-2 και MPEG-4 για τη μετάδοση ψηφιακού ήχου και εικόνας, έγινε το πλέον διαδεδομένο πρότυπο για καλωδιακή τηλεόραση στην Ευρώπη. Η ζήτηση για περισσότερες υπηρεσίες με παράλληλη απαίτηση για βελτίωση της ποιότητας υπηρεσίας (Quality of Service, QoS) των παρεχομένων υπηρεσιών οδήγησε στη δημοσίευση του προτύπου DVB-C2 το 2010, το οποίο αναμένεται να αποτελέσει το κυρίαρχο πρότυπο στην καλωδιακή τηλεόραση για τα επόμενα 10 με 12 χρόνια.

1.1.3 Επίγεια ασύρματα συστήματα

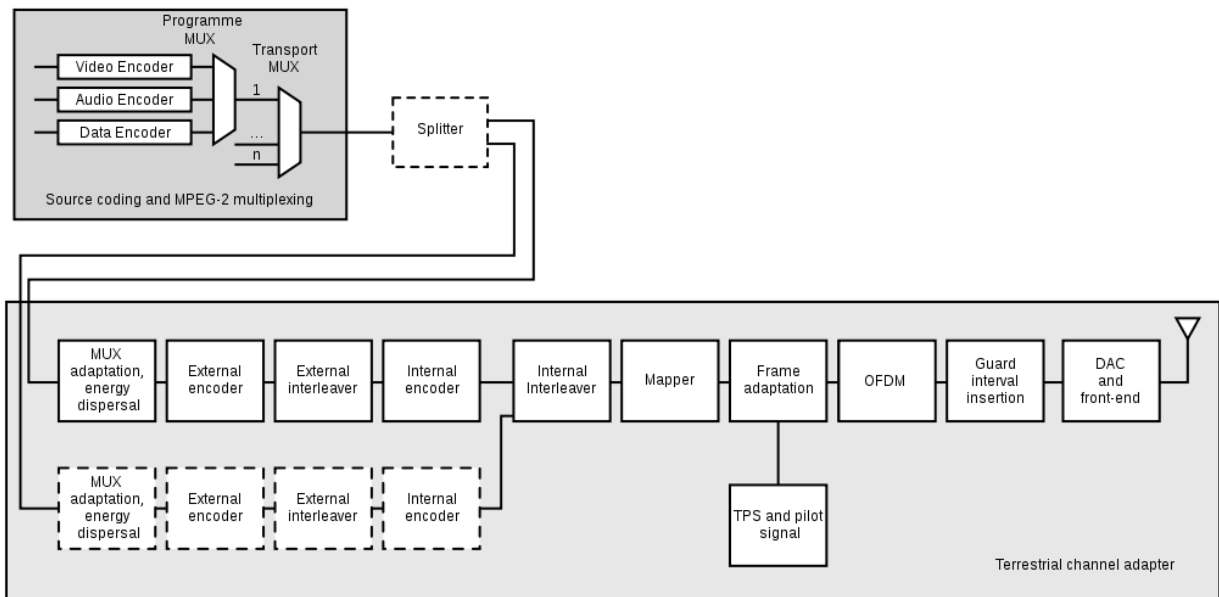
Το πρώτο πρότυπο που αφορά τη μετάδοση σήματος ψηφιακής τηλεόρασης σε επίγειες ασύρματες ζεύξεις δημοσιεύθηκε το 1997 με την ονομασία DVB-T (Terrestrial). Η πρώτη μετάδοση με εφαρμογή του προτύπου DVB-T πραγματοποιήθηκε ένα χρόνο αργότερα στο Ηνωμένο Βασίλειο. Η απαίτηση ενσωμάτωσης νέων υπηρεσιών οδήγησε την Ομάδα Προτυποποίησης DVB στη μελέτη για τη θέσπιση νέων προδιαγραφών το 2006. Η μελέτη αυτή δημοσιεύθηκε το 2008 μέσω του προτύπου DVB-T2, το οποίο βρίσκεται εφαρμογή σε όλο και περισσότερες χώρες. Τα ανωτέρω πρότυπα εξυπηρετούν τόσο σταθερά όσο και κινητά τερματικά. Σε μια προσπάθεια διαχωρισμού των δύο, η Ομάδα Προτυποποίησης DVB δημοσίευσε το 2004 το πρότυπο DVB-H (Handheld). Το πρότυπο αυτό περιέχει τις απαραίτητες παραμέτρους και ρυθμίσεις για την παροχή υπηρεσιών ευρυεκπομπής σε κινητά τερματικά, τα οποία ως γνωστόν λειτουργούν με περιορισμούς ισχύος. Μια παραλλαγή του προτύπου DVB-H είναι το πρότυπο DVB-IPDC (IP Datacasting), το οποίο λειτουργεί έχοντας ως βάση το πρωτόκολλο IP. Σύμφωνα με μέλη της Ομάδας Προτυποποίησης, η εφαρμογή του προτύπου DVB-H υπήρξε ανεπιτυχής, αφού λίγες συσκευές το υποστήριζαν και οι κατασκευαστές δεν έδειξαν διάθεση να το προωθήσουν. Σε αυτή την κατεύθυνση, η Ομάδα Προτυποποίησης άρχισε να εργάζεται για την έκδοση του διαδόχου του με την ονομασία DVB-NGH (Next Generation Handheld). Η διαδικασία αυτή είναι σε εξέλιξη και, σύμφωνα με το χρονοδιάγραμμα που έχει τεθεί, τα πρώτα της αποτελέσματα αναμένονται το 2013.

1.2 Περιγραφή ενός συστήματος DVB-T

Οι βαθμίδες ενός συστήματος που υλοποιεί το πρότυπο DVB-T είναι

- Προσαρμογή πολυπλεξίας μεταφοράς (transport multiplex adaptation) και τυχαιοποίηση για καταμερισμό ενέργειας
- Εξωτερική κωδικοποίηση (κώδικας Reed-Solomon (204,188))
- Εξωτερική διεμπλοκή (interleaving)
- Εσωτερική κωδικοποίηση (ρυθμοί κώδικα 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 και 7/8)
- Εσωτερική διεμπλοκή
- Απεικόνιση και διαμόρφωση (διαμόρφωση QPSK, 16-QAM ή 64-QAM. Επιπλέον, υποστηρίζονται ιεραρχική 16-QAM και 64-QAM με $\alpha = 1,2,4$).
- Διαμορφωση OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)

Οι διαστάσεις των αστερισμών εξαρτώνται από την παράμετρο α . Η παράμετρος α αφορά τα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης, τα οποία διαχωρίζουν τα δεδομένα σε δύο ροές υπηρεσίας, υψηλής (HP stream) και χαμηλής (LP stream) προτεραιότητας. Ως α ορίζεται ο λόγος της ελάχιστης απόστασης μεταξύ δύο σημείων του αστερισμού, που μεταφέρουν διαφορετικές τιμές bit υψηλής προτεραιότητας προς την ελάχιστη απόσταση οποιωνδήποτε δύο σημείων του αστερισμού. Για $\alpha = 1$, οι ιεραρχικές και μη 16-QAM και 64-QAM έχουν τον ίδιο αστερισμό, ενώ για $\alpha = 2$ και 4, οι αποστάσεις των σημείων του αστερισμού από τους κύριους άξονες αυξάνονται. Περισσότερη ανάλυση και λεπτομέρειες για την ιεραρχική διαμόρφωση ακολουθούν στο 2^ο κεφάλαιο.



Σχήμα 1.2.1: Block διάγραμμα ενός εκπομπού DVB-T

1.2.1 Διαμόρφωση OFDM

Η διαμόρφωση OFDM είναι μια τεχνική πολυδιαυλικής (multicarrier) διαμόρφωσης. Η κεντρική ιδέα της πολυδιαυλικής διαμόρφωσης είναι ο χωρισμός μιας ροής πληροφορίας σε υποροές (substreams) και η μετάδοσή τους σε αντίστοιχους υποδιαύλους (subchannels). Τα υπο-φέροντα (subcarriers) επιλέγεται να είναι ορθογώνια μεταξύ τους υπό ιδανικές συνθήκες.

Τα σειριακά εισερχόμενα bits προς ένα διαμορφωτή OFDM αντιστοιχίζονται σε κάποιον αστερισμό και χωρίζονται σε N παράλληλες υποροές. Στην συνέχεια, τα σύμβολα του αστερισμού πρέπει να ανατεθούν σε διαφορετικές συχνότητες ώστε να μεταδοθούν (frequency division multiplexing). Ένας εύκολα υλοποιήσιμος και φθηνός τρόπος είναι η χρήση του ταχέως μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transformation FFT) και του αντίστροφου FFT (Inverse FFT). Με βάση τα προηγούμενα, το προς μετάδοση σήμα OFDM είναι της μορφής

$$s(t) = \sum_{m=0}^{N-1} X_m \exp \left[j2\pi \frac{m}{T_s} t \right], \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (1.2.1.1)$$

όπου

N το πλήθος των υποροών

T_s η διάρκεια του συμβόλου

X_m το μεταδιδόμενο σύμβολο

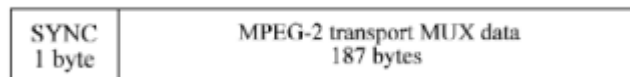
$f_m = m / T_s$ η συχνότητα μετάδοσης της υποροής

Η μετάδοση του σήματος δεν γίνεται σε ιδανικές συνθήκες (πολυδιαδρομική διάδοση), οπότε η ορθογωνιότητα και η απομόνωση των διαύλων δεν μπορεί να διατηρηθεί, οδηγώντας σε διασυμβολική παρεμβολή (InterSymbol Interference ISI). Ένας τρόπος αντιμετώπισης, ο οποίος υιοθετείται και από το πρότυπο DVB-T, είναι η εισαγωγή ενός διαστήματος προφύλαξης (guard interval) με κυκλική προέκταση του συμβόλου. Αυτό σημαίνει ότι πριν από κάθε σύμβολο OFDM προηγείται μια περιοδική επέκταση του ίδιου σήματος (ένα τμήμα του συμβόλου μήκους μ επαναλαμβάνεται στην αρχή του). Η συνολική διάρκεια συμβόλου πλέον είναι $T_{\text{tot}} = T_s + T_g$, όπου T_g είναι η διάρκεια του διαστήματος προφύλαξης. Όταν η διάρκεια του διαστήματος αυτού είναι μεγαλύτερη από τη χρονική διασπορά λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης, η επίδραση της διασυμβολικής παρεμβολής μπορεί να εξαιρεθεί. Προκειμένου να μην επηρεασθεί ο ωφέλιμος ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας, η διάρκεια του διαστήματος προφύλαξης πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση του 1/4 της διάρκειας συμβόλου. Μετά την εισαγωγή του διαστήματος προφύλαξης, το προς μετάδοση σήμα OFDM γράφεται:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{N+\mu-1} X_m \exp \left[j2\pi \frac{m}{T_s} t' \right], \quad -T_g \leq t' \leq T_s \quad (1.2.1.2)$$

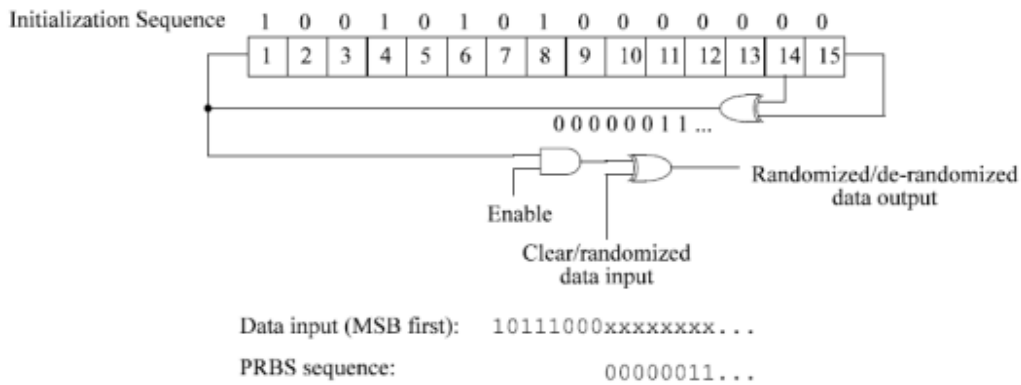
1.2.2 Προσαρμογή πολυπλεξίας μεταφοράς και τυχαιοποίηση για καταμερισμό ενέργειας

Τα δεδομένα εισόδου προέρχονται από έναν πολυπλέκτη MPEG-2. Οργανώνονται σε πακέτα σταθερού μήκους 188 bytes (188x8 bits), εκ των οποίων το 1^ο byte είναι byte συγχρονισμού (47_{HEX}).



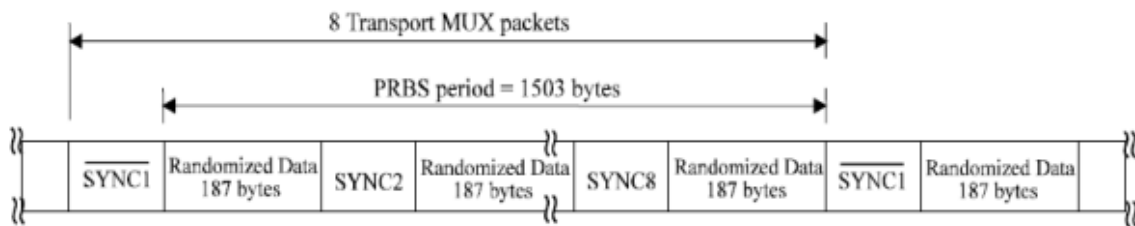
Σχήμα 1.2.2: Αρχικό πλαίσιο 188 bytes

Η διαδικασία της τυχαιοποίησης εφαρμόζεται, προκειμένου να μην υπάρχουν μεγάλα διαστήματα χωρίς δυαδική μεταβολή, δηλαδή μεγάλες ακολουθίες από 0 ή 1. Για την τυχαιοποίηση των δεδομένων χρησιμοποιείται μια γεννήτρια ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας (Pseudo-Random Binary Sequence PBRs) με πολυώνυμο $1+X^{14}+X^{15}$, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.2.3: Γεννήτρια ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας (PRBS)

Η επεξεργασία ξεκινάει πάντα από το MSB (Most Significant Bit). Η αρχική κατάσταση των καταχωρητών είναι 1001010100000000 και επαναρχικοποιούνται κάθε 8 πακέτα. Προκειμένου να διευκολυνθεί η τυχαιοποίηση, το byte συγχρονισμού του 1^{ου} πακέτου κάθε οκτάδας πακέτων τίθεται ίσο με το συμπληρωματικό του (B8_{HEX}) μη τυχαιοποιημένο. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται προσαρμογή πολύπλεξης μεταφοράς.



Σχήμα 1.2.4: Σχηματικό διάγραμμα της προσαρμογής πολύπλεξης μεταφοράς

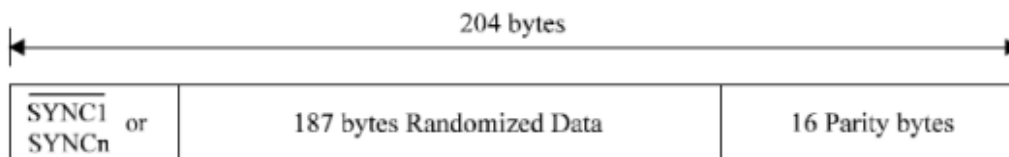
Συνεπώς, το πρώτο bit που θα παραχθεί από την ανωτέρω ακολουθία θα αποτελέσει το πρώτο bit του πρώτου byte που ακολουθεί το συμπληρωματικό byte συγχρονισμού. Η έξοδος της γεννήτριας απενεργοποιείται περιοδικά ώστε τα bytes συγχρονισμού των 7 πακέτων που ακολουθούν να ενσωματωθούν μη τυχαιοποιημένα στην ακολουθία PRBS. Επομένως η περίοδος της ακολουθίας θα είναι $188 \times 8 - 1 = 1503$ bytes. Τέλος, η διαδικασία τυχαιοποίησης είναι ενεργή όταν δεν υπάρχει ροή bits εισόδου ή δεν είναι συμβατή με τη μορφή της ροής μεταφοράς MPEG-2 (1 byte συγχρονισμού + 187 πακέτα του 1 byte).

1.2.3 Εξωτερική κωδικοποίηση

Οι μη δυαδικοί κώδικες Reed-Solomon ανήκουν στην κατηγορία των γραμμικών block κωδίκων και συμβολίζονται RS(n,k), όπου $n = 2^k - 1$ και $k = 1, \dots, n - 1$. Μετατρέπουν k σύμβολα πληροφορίας σε κωδικές λέξεις μήκους N συμβόλων. Τα σύμβολα πληροφορίας σχηματίζονται με βάση ένα μη δυαδικό αλφάβητο μεγέθους 2^k , όπου κάθε σύμβολο αντιστοιχεί σε k ψηφία. Προκειμένου να σχηματιστούν τα σύμβολα πληροφορίας, χρησιμοποιείται ένα πολυώνυμο γεννήτρια πεδίου και για να ακολουθήσει η κωδικοποίηση, χρησιμοποιείται ένα πολυώνυμο γεννήτρια κώδικα. Όσον αφορά τη γεννήτρια πεδίου, οι κώδικες Reed-Solomon βασίζονται στα πεδία Galois ή κλειστά σύνολα. Ένα κλειστό σύνολο $K\Sigma(q)$, όπου q το πλήθος των στοιχείων του, έχει την ιδιότητα ότι όλες οι αριθμητικές πράξεις μεταξύ οποιωνδήποτε στοιχείων του δίνουν αποτέλεσμα εντός του

συνόλου. Επομένως, ένα κλειστό σύνολο έχει πεπερασμένο πλήθος τιμών. Αυτό το σύνολο τιμών παράγεται από ένα πολυώνυμο γεννήτρια πεδίου και για τους κώδικες Reed-Solomon $q = n$. Όσον αφορά τη γεννήτρια κώδικα, είναι ένα ειδικό πολυώνυμο με τη βοήθεια του οποίου σχηματίζονται οι κωδικές λέξεις. Οι ρίζες του πολυωνύμου αυτού είναι διαδοχικά στοιχεία του κλειστού συνόλου που έχει παραχθεί νωρίτερα από το πολυώνυμο γεννήτρια πεδίου. Όλες οι έγκυρες κωδικές λέξεις διαιρούνται τέλεια από το πολυώνυμο αυτό. Η διορθωτική ικανότητα των κωδικών Reed-Solomon είναι $t = 0.5x \lfloor n - k \rfloor$ λανθασμένων συμβόλων ανά κωδική λέξη, όπου $\lfloor . \rfloor$ το ακέραιο μέρος ενός πραγματικού αριθμού, στρογγυλοποιημένο προς τα κάτω. Η ελάχιστη απόσταση, η οποία στους μη δυαδικούς κώδικες ορίζεται ως το πλήθος των συμβόλων κατά το οποίο διαφέρουν οι κωδικές λέξεις, είναι $d_{\min} = n - k + 1$.

Όπως αναφέρθηκε στην αρχή της παραγράφου, κατά την υλοποίηση του προτύπου DVB-T, χρησιμοποιείται κώδικας RS(204,188), ο οποίος προκύπτει από τον συστηματικό κώδικα RS(255,239). Ο συντομευμένος κώδικας επιτυγχάνεται με την προσθήκη 51 μηδενικών bytes πριν από τα bytes πληροφορίας στην είσοδο του κωδικοποιητή RS(255,239). Μετά την κωδικοποίηση, τα πλεονάζοντα μηδενικά bytes αφαιρούνται, οδηγώντας σε κωδική λέξη 204 bytes. Η κωδικοποίηση εφαρμόζεται τόσο στα bytes πληροφορίας όσο και στο byte συγχρονισμού. Το αποτέλεσμα της φαίνεται στο σχήμα 1.2.5.



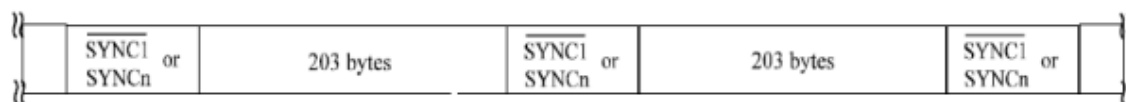
Σχήμα 1.2.5: Πλαίσιο μετά την κωδικοποίηση Reed-Solomon

Η χρησιμοποίηση του κώδικα αυτού επιτρέπει τη διόρθωση μέχρι 8 λανθασμένων bytes σε ένα πακέτο-κωδική λέξη των 204 bytes. Για τη δημιουργία του μη δυαδικού αλφάβητου, το οποίο περιέχει 204 τιμές, χρησιμοποιείται το πολυώνυμο γεννήτρια πεδίου $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$, ενώ για την κωδικοποίηση το πολυώνυμο γεννήτρια κώδικα $g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15})$, όπου $\lambda = 02_{\text{HEX}}$.

1.2.4 Εξωτερική διεμπλοκή

Στη βαθμίδα αυτή πραγματοποιείται συνελκτική (convolutional) διεμπλοκή των προς μετάδοση πακέτων. Η εξωτερική διεμπλοκή, όπως και κάθε είδους διεμπλοκή σε αντίστοιχα συστήματα, προσφέρει ένα επιπλέον τρόπο αντιμετώπισης της εμφάνισης λαθών, μετά την κωδικοποίηση. Τα λάθη δεν εμφανίζονται ανεξάρτητα αλλά κατά καταγισμούς. Αν ο αριθμός τους σε μια κωδική λέξη υπερβαίνει τη διορθωτική ικανότητα του χρησιμοποιούμενου κώδικα, τότε δεν μπορεί να ανακτηθεί επιτυχώς η κωδική λέξη. Με τη χρήση της διεμπλοκής αντιμετωπίζεται το πρόβλημα αυτό, αφού τα δεδομένα αναδεύονται και επιτυγχάνεται ομοιόμορφη κατανομή των λαθών.

Η μορφή των δεδομένων μετά τη διεμπλοκή είναι

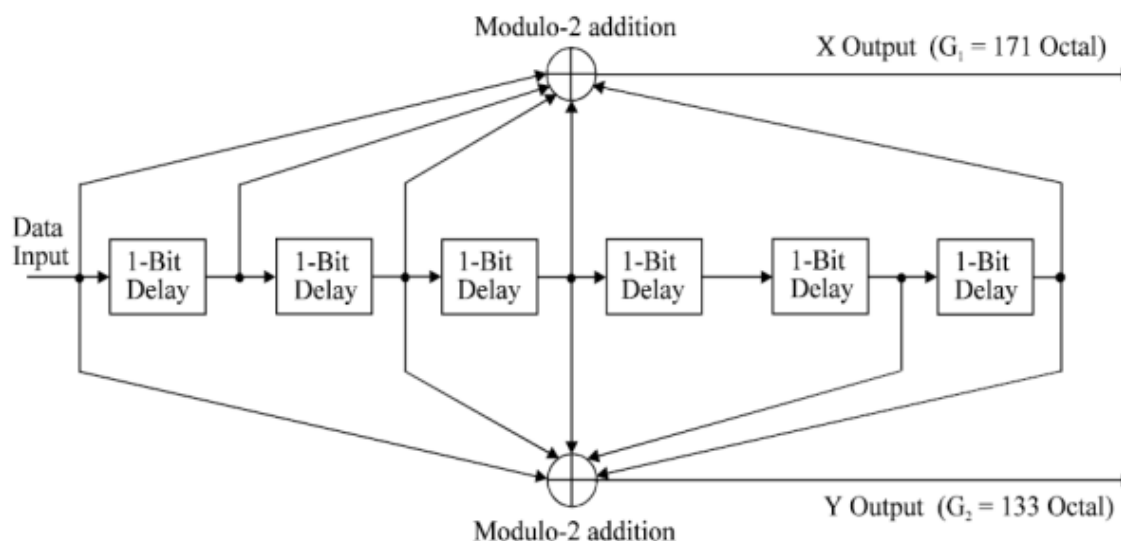


Σχήμα 1.2.6: Μορφή πλαισίων μετά την εξωτερική διεμπλοκή

Η βαθμίδα εξωτερικής διεμπλοκής αποτελείται από $I = 12$ καταχωρητές ολίσθησης FIFO (First-In First-Out) με αρίθμηση $i = 0, 1, \dots, 11$ και βάθος $i \times 17$ κελιά μεγέθους 1 byte το καθένα. Ο καταχωρητής 0 λαμβάνει τα πακέτα από τους υπόλοιπους καταχωρητές και τα στέλνει στην επόμενη βαθμίδα. Λόγω του βάθους των καταχωρητών, τα bytes μεταδίνονται με καθυστέρηση: το 1^ο χωρίς καθυστέρηση, το 2^ο με 17 bytes, το 3^ο με 2×17 bytes κ.ο.κ μέχρι το 12, οπότε η διαδικασία ξεκινάει από την αρχή. Η καθυστέρηση αυτή λαμβάνεται υπόψη κατά τη λήψη των δεδομένων και αντισταθμίζεται αντιστοίχως.

1.2.5 Εσωτερική κωδικοποίηση

Το σύστημα επιτρέπει ένα εύρος διατρητικών (punctured) συνελκτικών κωδίκων, βασισμένων σε ένα μητρικό συνελκτικό κώδικα με ρυθμό $1/2$ και 64 καταστάσεις. Με αυτό τον τρόπο, είναι δυνατή η επιλογή του κατάλληλου επιπέδου προστασίας από λάθη για μια ροή δεδομένων, χρησιμοποιώντας οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης (ιεραρχικό ή μη). Στην περίπτωση σχήματος ιεραρχικής διαμόρφωσης και διαχωρισμού ροών υπηρεσίας, όπου το πρότυπο διαχωρίζει δύο ροές, κάθε ροή μπορεί να έχει το δικό της ρυθμό κώδικα. Οι διαθέσιμοι ρυθμοί για την υπηρεσία υψηλής προτεραιότητας (High Priority HP stream) είναι $1/2$, $2/3$ και $3/4$, ενώ για την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας (Low Priority LP stream) είναι $1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$ και $7/8$.



Σχήμα 1.2.7: Γεννήτρια του μητρικού συνελκτικού κώδικα

Η ανωτέρω γεννήτρια χρησιμοποιεί τα πολυώνυμα γεννήτορες $G_1 = 171_{\text{OCT}}$ στην έξοδο X και $G_2 = 133_{\text{OCT}}$ στην έξοδο Y.

Ρυθμός Κώδικα	Μορφή Διάτρησης	Μεταδιδόμενη ακολουθία (μετά από μετατροπή παράλληλου σε σειριακό)
1/2	X: 1 Y: 1	$X_1 Y_1$
2/3	X: 10 Y: 11	$X_1 Y_1 Y_2$
3/4	X: 101 Y: 110	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
5/6	X: 10101 Y: 11010	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
7/8	X: 1000101 Y: 1111010	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

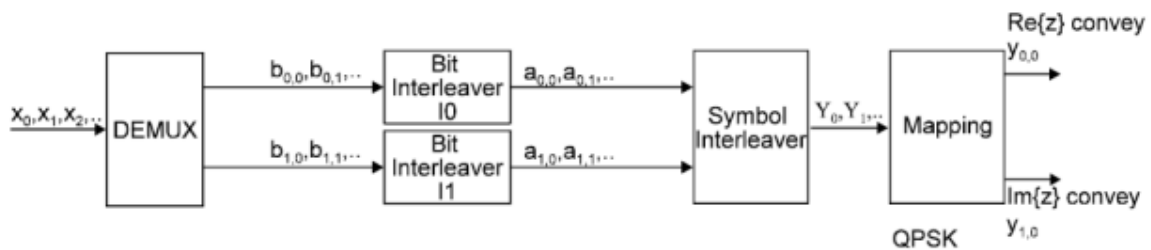
Πίνακας 1.2.1: Ρυθμοί κώδικα και μορφές διάτρησης

1.2.6 Εσωτερική διεμπλοκή

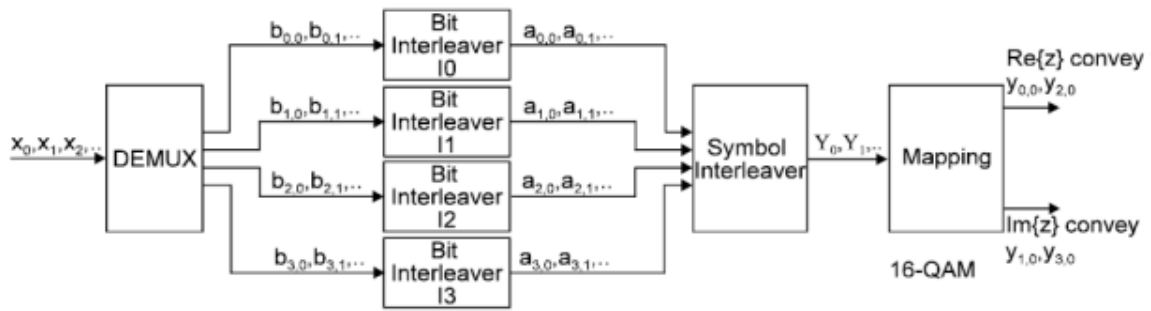
Η εσωτερική διεμπλοκή αρχίζει με διεμπλοκή ανά bit και ακολουθείται από διεμπλοκή συμβόλων.

- Διεμπλοκή ανά bit

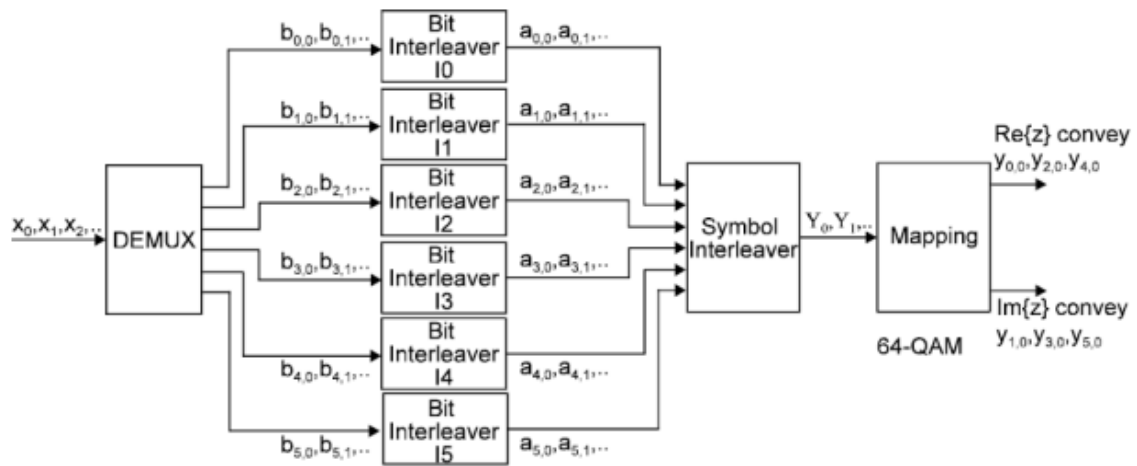
Η είσοδος στο διεμπλοκέα bit αποτελείται από μια ροή υπηρεσίας για σχήματα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση ή από δύο για σχήματα με ιεραρχική διαμόρφωση. Αποπολυπλέκεται σε v υποροές, όπου $v = 2$ αν χρησιμοποιείται QPSK, $v = 4$ αν χρησιμοποιείται 16-QAM και $v = 6$ αν χρησιμοποιείται 64-QAM. Στην περίπτωση ιεραρχικής διαμόρφωσης, η ροή υψηλής προτεραιότητας (HP stream) αποπολυπλέκεται σε δύο υποροές (2 bits), οπότε μεταδίδεται πάντα με τη χρήση QPSK και η ροή χαμηλής προτεραιότητας (LP stream) σε $v-2$ υποροές.



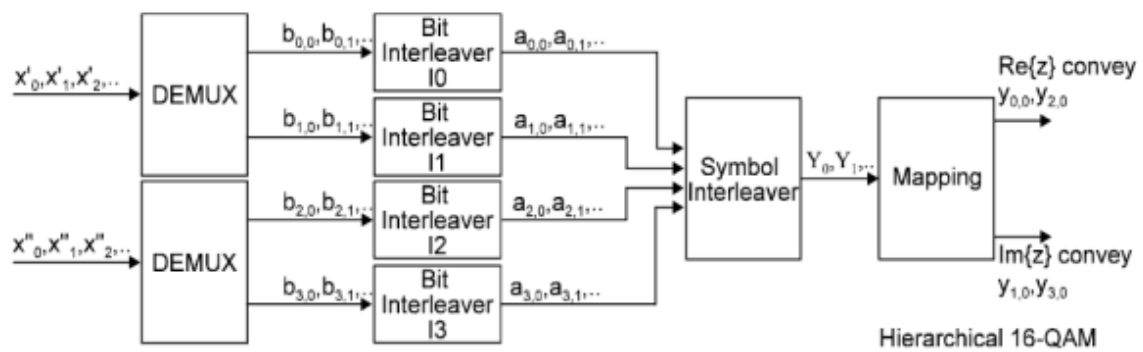
Σχήμα 1.2.8: Σχηματικό διάγραμμα εσωτερικής διεμπλοκής για QPSK ($v = 2$)



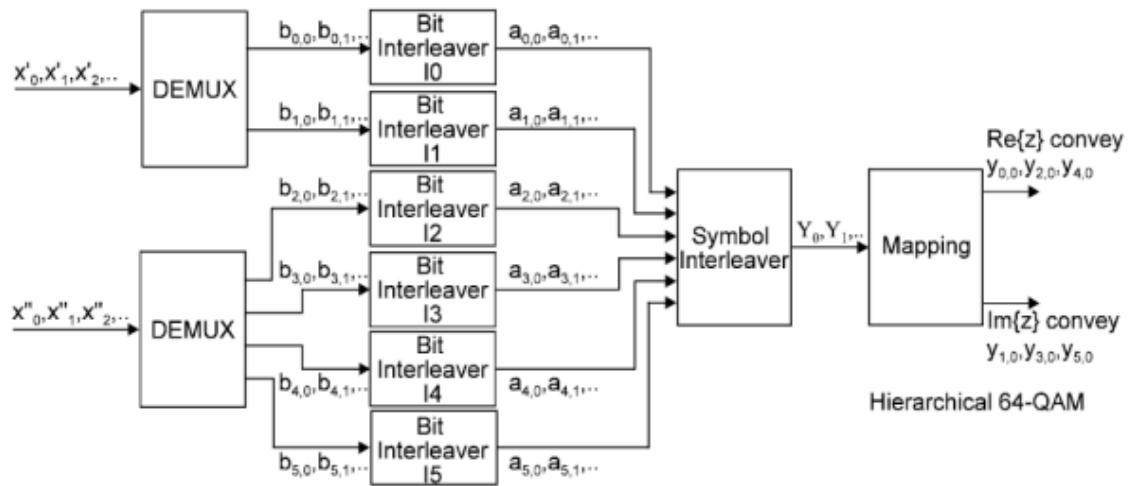
Σχήμα 1.2.9: Σχηματικό διάγραμμα εσωτερικής διεμπλοκής για 16-QAM ($v = 4$)



Σχήμα 1.2.10: Σχηματικό διάγραμμα εσωτερικής διεμπλοκής για 64-QAM ($v = 6$)



Σχήμα 1.2.11: Σχηματικό διάγραμμα εσωτερικής διεμπλοκής για ιεραρχική 16-QAM ($v = 4$)



Σχήμα 1.2.12: Σχηματικό διάγραμμα εσωτερικής διεμπλοκής για ιεραρχική 64-QAM ($v = 6$)

Τα εισερχόμενα bits x_{di} οδηγούνται με συγκεκριμένο τρόπο στις διάφορες εξόδους ενός ή δύο (στην περίπτωση ιεραρχικής διαμόρφωσης) αποπολυπλεκτών. Οι έξοδοι ονομάζονται $b_{e,do}$ και η αντιστοίχιση σε αυτές γίνεται με βάση τις ακόλουθες σχέσεις

Μη ιεραρχική διαμόρφωση

$$x_{di} = b_{[di \pmod{v}](\text{div}(v/2)+2[di \pmod{(v/2)}], di \pmod{v})} \quad (1.2.6.1)$$

Ιεραρχική διαμόρφωση

$$x'_{di} = b_{di \pmod{2}, di \pmod{v/2}} \quad (1.2.6.2)$$

$$x''_{di} = b_{[di \pmod{(v-2)}](\text{div}((v-2)/2)+2[di \pmod{(v-2)/2}]+2, di \pmod{(v-2)})} \quad (1.2.6.3)$$

όπου:

x_{di} είναι η είσοδος του αποκωδικοποιητή σε μη ιεραρχική λειτουργία

x'_{di} είναι η είσοδος υψηλής προτεραιότητας στον αποκωδικοποιητή σε ιεραρχική λειτουργία

x''_{di} είναι η είσοδος χαμηλής προτεραιότητας στον αποκωδικοποιητή σε ιεραρχική λειτουργία

di είναι ο αριθμός του bit εισόδου

$b_{e,do}$ είναι η έξοδος από τον αποπολυπλέκτη

e είναι ο αριθμός της αποπολυπλεγμένης ροής bit ($0 < e < v$)

do είναι ο αριθμός bit μιας δεδομένης ροής στην έξοδο του αποπλέκτη

mod είναι ο τελεστής modulo

div είναι ο τελεστής ακέραιας διαίρεσης

Με βάση τα παραπάνω, η αποπολυπλεξία δίνει την ακόλουθη απεικόνιση:

	16-QAM:	64-QAM:
QPSK:	Το x0 απεικονίζεται στο b0,0	Το x0 απεικονίζεται στο b0,0
Το x0 απεικονίζεται στο b0,0	Το x1 απεικονίζεται στο b2,0	Το x1 απεικονίζεται στο b2,0
Το x1 απεικονίζεται στο b1,0	Το x2 απεικονίζεται στο b1,0	Το x2 απεικονίζεται στο b4,0
	Το x3 απεικονίζεται στο b3,0	Το x3 απεικονίζεται στο b1,0
		Το x4 απεικονίζεται στο b3,0
		Το x5 απεικονίζεται στο b5,0
		Ιεραρχική 64-QAM:
Ιεραρχική 16-QAM:		Το x'0 απεικονίζεται στο b0,0
Το x'0 απεικονίζεται στο b0,0		Το x'1 απεικονίζεται στο b1,0
Το x'1 απεικονίζεται στο b1,0		Το x''2 απεικονίζεται στο b2,0
Το x''0 απεικονίζεται στο b2,0		Το x''3 απεικονίζεται στο b4,0
Το x''1 απεικονίζεται στο b3,0		Το x''4 απεικονίζεται στο b3,0
		Το x''5 απεικονίζεται στο b5,0

Από τα διαγράμματα 1.2.8-1.2.12, προκύπτει ότι ο μέγιστος αριθμός διεμπλοκέων bit που μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι έξι. Ο αριθμός που θα χρησιμοποιηθεί εξαρτάται από το v , ενώ οι διεμπλοκές συμβολίζονται I_0 έως I_5 . Η QPSK χρησιμοποιεί τους I_0 και I_1 , η 16-QAM (ιεραρχική και μη) χρησιμοποιεί τους I_0 μέχρι I_3 και η 64-QAM (ιεραρχική και μη) χρησιμοποιεί τους I_0 μέχρι I_5 .

Οι διεμπλοκές bit επεξεργάζονται μόνο τα bits πληροφορίας, χωρίζοντάς τα στην έξοδο τους σε πακέτα μήκους 126 bits. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται ακριβώς 12 φορές ανά σύμβολο OFDM ($12 \times 126 = 1512$) στη λειτουργία 2K και 48 φορές ανά σύμβολο OFDM ($48 \times 126 = 6048$) στη λειτουργία 8K.

Για κάθε διεμπλοκία, το διάνυσμα εισόδου είναι της μορφής

$$\mathbf{B}(e) = (b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, \dots, b_{e,125})$$

όπου το e μπορεί να πάρει τιμές από 0 έως $v-1$.

Το διάνυσμα εξόδου από τους διεμπλοκείς

$$\mathbf{A}(e) = (a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, \dots, a_{e,125})$$

ορίζεται από τη σχέση

$$a_{e,w} = b_{e,He(w)}, w = 0, 1, 2, \dots, 125 \quad (1.2.6.4)$$

όπου $He(w)$ είναι μια συνάρτηση μετάθεσης, διαφορετική για κάθε διεμπλοκία και ορίζεται ως εξής για τον καθένα:

$$I_0 : H_0(w) = w$$

$$I_1 : H_1(w) = (w + 63) \bmod 126$$

$$I_2 : H_2(w) = (w + 105) \bmod 126$$

$$I_3 : H_3(w) = (w + 42) \bmod 126$$

$$I_4 : H_4(w) = (w + 21) \bmod 126$$

$$I_5 : H_5(w) = (w + 84) \bmod 126$$

Τα σύμβολα ψηφιακών δεδομένων δημιουργούνται από τα bits εξόδου των v διεμπλοκέων. Επομένως, η έξοδος από το διεμπλοκέα bit είναι μια λέξη μήκους v bits y' της οποίας το πλέον σημαντικό bit είναι η έξοδος του I_0 , δηλαδή $y'_w = (a_{0,w}, a_{1,w}, \dots, a_{v-1,w})$.

- Διεμπλοκή συμβόλων

Ο σκοπός της διεμπλοκής συμβόλων είναι η αντιστοίχιση συμβόλων-κωδικών λέξεων μήκους v bits στα 1512 (λειτουργία 2k) ή 6048 (λειτουργία 8k) ενεργά φέροντα ανά σύμβολο OFDM. Ο διεμπλοκέας λειτουργεί σε block των 1512 (λειτουργία 2k) ή 6048 (λειτουργία 8k) συμβόλων. Επομένως, κατά τη λειτουργία 2k, 12 ομάδες των 126 λέξεων πληροφορίας από τη διεμπλοκή ανά bit διαβάζονται ακολουθιακά, δημιουργώντας ένα διάνυσμα $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{1511})$. Ομοίως, στη λειτουργία 8k, δημιουργείται ένα διάνυσμα $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{6047})$ από 48 ομάδες των 126 λέξεων.

Το διάνυσμα εξόδου $Y = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N_{\max}-1})$, το οποίο προκύπτει μετά τη διεμπλοκή συμβόλων ορίζεται από τις σχέσεις:

$$y_{H(q)} = y'_q \text{ για κάθε άρτιο σύμβολο } q, q = 0, \dots, N_{\max}-1$$

$$y_q = y'_{H(q)} \text{ για κάθε περιττό σύμβολο } q, q = 0, \dots, N_{\max}-1$$

όπου $N_{\max} = 1512$ (2k) ή 6048 (8k).

Όσον αφορά την $H(q)$, πρόκειται για μια συνάρτηση μετάθεσης, η οποία ορίζεται ακολούθως. Έστω μια κωδική λέξη R'_i μήκους (N_r-1) bits, όπου $N_r = \log_2 M_{\max}$, με $M_{\max} = 2048$ (2k) ή 8192 (8k). Η λέξη αυτή παίρνει τις ακόλουθες τιμές:

- $i=0,1$: $R'_i[N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0$

- $i=2$: $R'_i[N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 1$

$$\{R'_i[N_r-3, N_r-4, \dots, 1, 0] = R'_{i-1}[N_r-2, N_r-3, \dots, 2, 1]\}$$

- $2 < i < M_{\max}$: 2k mode: $R'_i[9] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[3]$

$$8k \text{ mode: } R'_i[11] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[1] \oplus R'_{i-1}[4] \oplus R'_{i-1}[6]\}$$

Ένα διάνυσμα R_i προκύπτει από το διάνυσμα R'_i με βάση τις μεταθέσεις bit που δίνονται στους κατωτέρω πίνακες:

Λειτουργία 2k

Θέσεις bit R'_i	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Θέσεις bit R_i	0	7	5	1	8	2	6	9	3	4

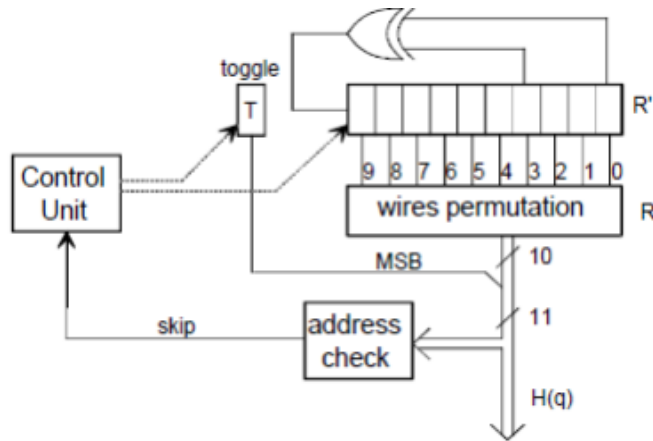
Πίνακας 1.2.2: Μετάθεση bit για λειτουργία 2k

Λειτουργία 8k

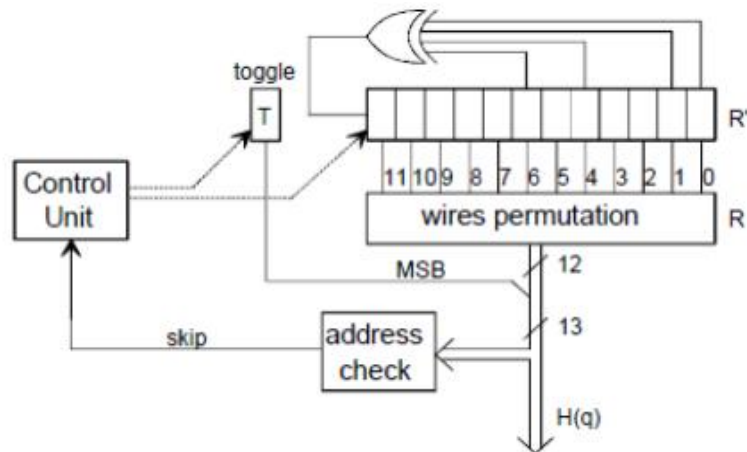
Θέσεις bit R_i'	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Θέσεις bit R_i	5	11	3	0	10	8	6	9	2	4	1	7

Πίνακας 1.2.3: Μετάθεση bit για λειτουργία 8k

Η συνάρτηση μετάθεσης H(q) ορίζεται μέσω του ακόλουθου αλγορίθμου:

$$\begin{aligned}
 & q = 0 \\
 & \text{for } (i = 0; i < M_{\max}; i = i + 1) \\
 & \{ H(q) = (i \bmod 2) \cdot 2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j) \cdot 2^j; \\
 & \quad \text{if } (H(q) < N_{\max}) \text{ } q = q + 1; \}
 \end{aligned}$$


Σχήμα 1.2.13: Σχηματικό διάγραμμα παραγωγής συνάρτησης μετάθεσης για λειτουργία 2k



Σχήμα 1.2.14: Σχηματικό διάγραμμα παραγωγής συνάρτησης μετάθεσης για λειτουργία 8k

Όπως το y' , έτσι και το y αποτελείται από v bits και είναι της μορφής $y_q = (y_{0,q}, y_{1,q}, \dots, y_{v-1,q})$, όπου q είναι ο αύξων αριθμός συμβόλου στην έξοδο του διεμπλοκέα συμβόλου. Αυτές οι τιμές θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια για την απεικόνιση και τη διαμόρφωση.

1.2.7 Απεικόνιση και διαμόρφωση

Η προτελευταία βαθμίδα είναι η απεικόνιση των bits που προέρχονται από τις προηγούμενες βαθμίδες στα σημεία του αστερισμού του επιλεγμένου σχήματος διαμόρφωσης. Το πρότυπο DVB-T παρέχει διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM, ιεραρχική 16-QAM ($\alpha = 1,2,4$) και ιεραρχική 64-QAM ($\alpha = 1,2,4$). Κάθε σημείο του αστερισμού είναι ένα σύμβολο προς μετάδοση, μήκους v bits, με το v να λαμβάνει τιμές 2,4 ή 6, ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης.

Τα σημεία των αστερισμών είναι της μορφής $n + mi$, με τα n και m να λαμβάνουν τις ακόλουθες τιμές:

QPSK: $n \in \{-1,1\}, m \in \{-1,1\}$

16-QAM (ιεραρχική με $\alpha = 1$ και μη ιεραρχική): $n \in \{-3,-1,1,3\}, m \in \{-3,-1,1,3\}$

Ιεραρχική 16-QAM με $\alpha = 2$: $n \in \{-4,-2,2,4\}, m \in \{-4,-2,2,4\}$

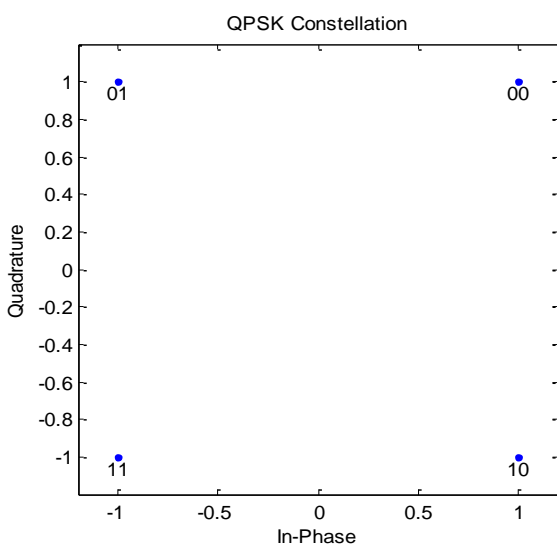
Ιεραρχική 16-QAM με $\alpha = 4$: $n \in \{-6,-4,4,6\}, m \in \{-6,-4,4,6\}$

64-QAM (ιεραρχική με $\alpha = 1$ και μη ιεραρχική):

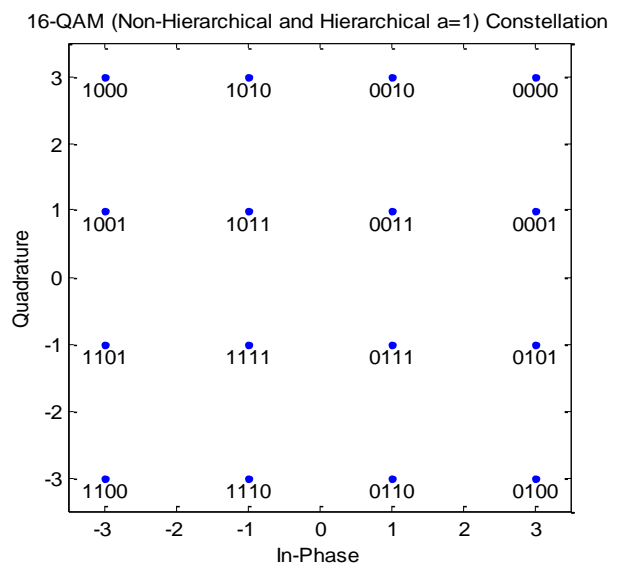
$n \in \{-7,-5,-3,-1,1,3,5,7\}, m \in \{-7,-5,-3,-1,1,3,5,7\}$

Ιεραρχική 64-QAM με $\alpha = 2$: $n \in \{-8,-6,-4,-2,2,4,6,8\}, m \in \{-8,-6,-4,-2,2,4,6,8\}$

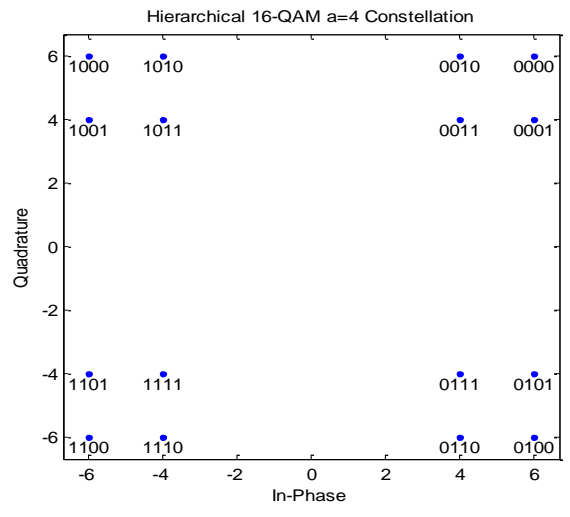
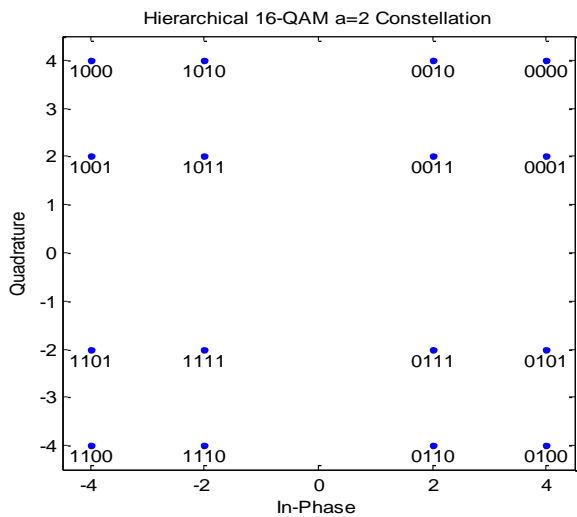
Ιεραρχική 64-QAM με $\alpha = 4$: $n \in \{-10,-8,-6,-4,4,6,8,10\}, m \in \{-10,-8,-6,-4,4,6,8,10\}$



Σχήμα 1.2.15: Αστερισμός QPSK

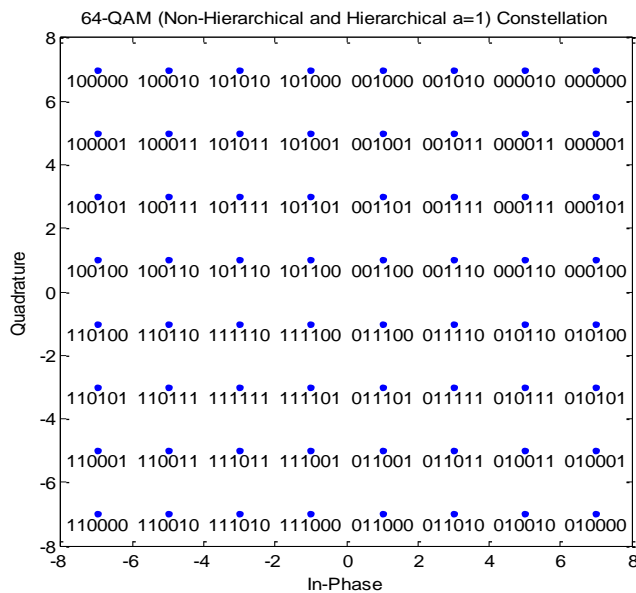


Σχήμα 1.2.16: Αστερισμός 16-QAM (ιεραρχικής με $\alpha = 1$ και μη)

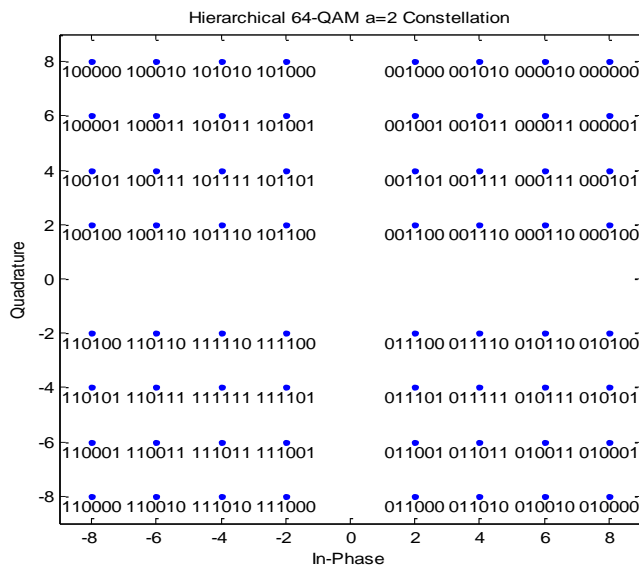


Σχήμα 1.2.17: Αστερισμός Ιεραρχικής 16-QAM $\alpha = 2$

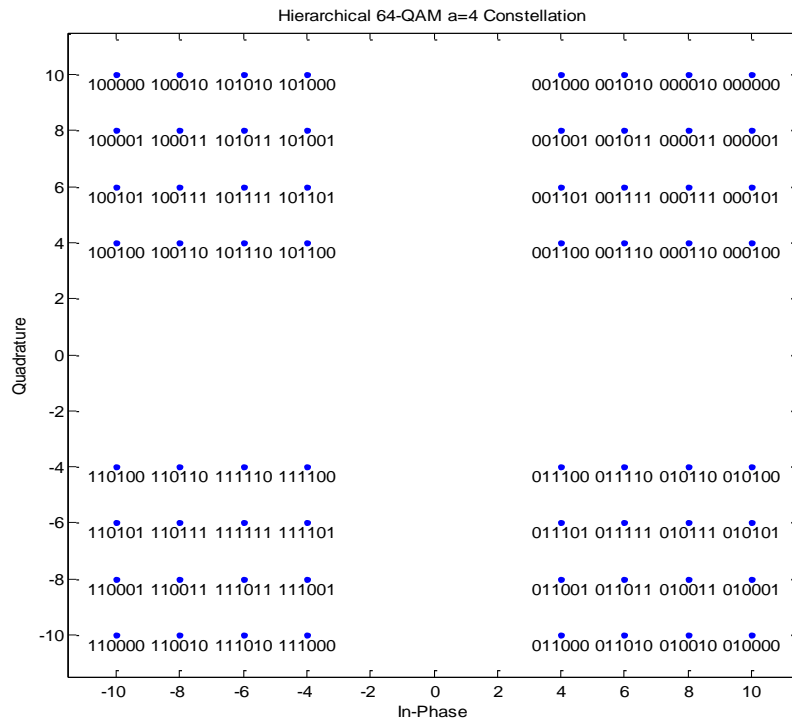
Σχήμα 1.2.18: Αστερισμός Ιεραρχικής 16-QAM $\alpha = 4$



Σχήμα 1.2.19: Αστερισμός 64-QAM (ιεραρχικής με $\alpha = 1$ και μη)



Σχήμα 1.2.20: Αστερισμός Ιεραρχικής 64-QAM $\alpha = 2$



Σχήμα 1.2.21: Αστερισμός Ιεραρχικής 64-QAM $\alpha = 4$

Η παράμετρος α στα ανωτέρω σχήματα διαμόρφωσης ισούται με την απόσταση των κοντινότερων στους άξονες συμβόλων από αυτούς. Δε γίνεται διάκριση μεταξύ απόστασης από τον οριζόντιο και τον κάθετο άξονα, αφού είναι φανερό ότι οι αποστάσεις αυτές είναι ίσες. Π.χ. στην ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 2$ η απόσταση των συμβόλων 0010 και 0011 από τον κάθετο άξονα είναι 2, όπως και η απόσταση των συμβόλων 0011 και 0001 από τον οριζόντιο άξονα.

Αν εφαρμόζεται σχήμα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση, τότε όλα τα bits που αποτελούν ένα σύμβολο είναι ισότιμα και αποτελούν τη μοναδική ροή πληροφορίας. Στην περίπτωση ιεραρχικής διαμόρφωσης,

- τα δύο πρώτα bits (αρχίζοντας από το MSB) αποτελούν τα bits υψηλής προτεραιότητας, ενώ τα υπόλοιπα δύο τα bits χαμηλής προτεραιότητας (περίπτωση ιεραρχικής 16-QAM).
- τα δύο πρώτα bits (αρχίζοντας από το MSB) αποτελούν τα bits υψηλής προτεραιότητας, ενώ τα υπόλοιπα τέσσερα τα bits χαμηλής προτεραιότητας (περίπτωση ιεραρχικής 64-QAM).

1.2.8 Εφαρμογή της OFDM στο πρότυπο DVB-T

Όσον αφορά την εφαρμογή της διαμόρφωσης OFDM στο πρότυπο DVB-T, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, διατίθενται δύο λειτουργίες: 2k με 1705 φέροντα και 8k με 6817 φέροντα. Το διάστημα προφύλαξης μπορεί να είναι ίσο με το 1/4, 1/8, 1/16 ή 1/32 της διάρκειας συμβόλου. Με διάστημα προφύλαξης 1/4 επιτυγχάνεται η μέγιστη δυνατή προστασία από διασυμβολική παρεμβολή και ο ελάχιστος ωφέλιμος ρυθμός δεδομένων λαμβάνει την ελάχιστη τιμή του ενώ με 1/32 ο ωφέλιμος ρυθμός δεδομένων λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του και η προστασία από διασυμβολική παρεμβολή είναι ελάχιστη.

Χρησιμοποιούνται διάλογοι εύρους ζώνης 8MHz (με περίοδο 7/64 μ s), 7MHz (με περίοδο 1/8 μ s) και 6MHz (με περίοδο 7/48 μ s).

Το προς μετάδοση σήμα οργανώνεται σε πλαίσια. Η διάρκεια κάθε πλαισίου είναι T_F και αποτελείται από 68 OFDM σύμβολα. Τέσσερα πλαίσια συνιστούν ένα υπερπλαίσιο. Με βάση τη λειτουργία (2k ή 8k), κάθε σύμβολο αποτελείται από 1705 ή 6817 φέροντα και μεταδίδεται με διάρκεια T_s . Αποτελείται από ένα ωφέλιμο μέρος με διάρκεια T_U και ένα διάστημα προφύλαξης με διάρκεια Δ . Στον πίνακα 1.2.5 φαίνονται οι τέσσερις τιμές του διαστήματος προφύλαξης που μπορούν να χρησιμοποιηθούν.

Τα σύμβολα σε ένα OFDM πλάισιο είναι αριθμημένα από το 0 έως το 67. Όλα τα σύμβολα περιέχουν δεδομένα και πληροφορία αναφοράς. Επειδή το σήμα OFDM περιέχει πολλά φέροντα διαμορφωμένα ξεχωριστά, κάθε σύμβολο μπορεί να θεωρηθεί διαιρεμένο σε κελιά, έκαστο των οποίων αντιστοιχεί στο σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε για ένα φέρον κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου. Εκτός από τα προς μετάδοση δεδομένα, ένα πλάισιο OFDM περιέχει

- διάσπαρτα κελιά “πιλότους”, τα οποία βρίσκονται τυχαία διασκορπισμένα στο πλήθος κελιών που αποτελούν κάθε σύμβολο OFDM
- συνεχή φέροντα “πιλότους”, τα οποία βρίσκονται στα ίδια κελιά κάθε σύμβολου OFDM σε όλα τα σύμβολα που συνθέτουν το πλάισιο OFDM
- φέροντα TPS (Transmission Parameter Signalling), τα οποία μεταδίδονται σε συνεχόμενα κελιά σε ένα πλάισιο OFDM. Για λειτουργία 2k, το πλήθος τους είναι 17, ενώ για λειτουργία 8k το πλήθος τους είναι 68.

Οι πιλότοι φέρουν πληροφορίες για συγχρονισμό πλαισίων, συγχρονισμό συχνότητας, χρονικό συγχρονισμό, εκτίμηση του διαύλου και ανίχνευση του τρόπου μετάδοσης. Τα φέροντα TPS περιέχουν πληροφορίες σχετικά με το σχήμα διαμόρφωσης, αν αυτό είναι ιεραρχικό ή όχι, το διάστημα προφύλαξης, τους ρυθμούς κώδικα εσωτερικής κωδικοποίησης και για τη λειτουργία (2k ή 8k). Πρέπει να σημειωθεί ότι ο δέκτης πρώτα πρέπει να έχει ανακτήσει επιτυχώς τις πληροφορίες από τους πιλότους, ώστε να μπορεί να ανακτήσει και να επεξεργαστεί επιτυχώς τις πληροφορίες από τα φέροντα TPS.

Τα φέροντα λαμβάνουν τιμές εντός του διαστήματος $[K_{\min}, K_{\max}]$, όπου $K_{\min} = 0$ και $K_{\max} = 1704$ ή 6816. Η απόσταση μεταξύ διαδοχικών φέροντων είναι $1/T_U$, ενώ η απόσταση μεταξύ του K_{\min} και του K_{\max} φέροντος είναι $(K-1)/T_U$, όπου K το σύνολο των φέροντων. Στον επόμενο πίνακα, δίνονται οι αριθμητικές τιμές των παραμέτρων της διαμόρφωσης OFDM.

Παράμετρος	Λειτουργία 8k	Λειτουργία 2k
Πλήθος φέροντων K	6817	1705
Τιμή K_{\min}	0	0
Τιμή K_{\max}	6816	1704
Διάρκεια T_U	896 μ s	224 μ s
Απόσταση διαδοχικών φέροντων $1/T_U$ *	1116 Hz	4464 Hz
Απόσταση μεταξύ του K_{\min} και του K_{\max} φέροντος $(K-1)/T_U$ *	7.61 MHz	7.61 MHz
* Οι τιμές με πλάγιους χαρακτήρες είναι προσεγγιστικές.		

Πίνακας 1.2.4: Αριθμητικές τιμές των παραμέτρων της διαμόρφωσης OFDM για διαύλους 8 MHz

Το εκπεμπόμενο σήμα είναι της μορφής

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_c t) \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (1.2.8.1)$$

όπου

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} \exp \left[j2\pi \frac{k'}{T_U} (t - \Delta - l \times T_s - 68 \times m \times T_s) \right], & (l+68 \times m) \times T_s \leq t \leq (l+68 \times m + 1) \times T_s \\ 0, & \text{αλλιού} \end{cases} \quad (1.2.8.2)$$

και

k ο αριθμός φέροντος

l ο αριθμός συμβόλου OFDM

m ο αριθμός του πλαισίου μετάδοσης

K ο αριθμός των μεταδιδόμενων φέροντων

T_s η διάρκεια συμβόλου

T_U το αντίστροφο της απόστασης μεταξύ διαδοχικών φέροντων

Δ η διάρκεια του διαστήματος “φρουρού”

f_c η κεντρική συχνότητα του σήματος RF

k' ο δείκτης φέροντος σχετικός με την κεντρική συχνότητα k' = k - (K_{max} + K_{min}) / 2

c_{m,0,k} μιγαδικό σύμβολο για το φέρον k του 1^{ου} συμβόλου του πλαισίου m

c_{m,1,k} μιγαδικό σύμβολο για το φέρον k του 2^{ου} συμβόλου του πλαισίου m

...

...

c_{m,67,k} μιγαδικό σύμβολο για το φέρον k του 68^{ου} συμβόλου του πλαισίου m

Λειτουργία	8k				2k			
Διάστημα προφύλαξης Δ/T _U	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Διάρκεια ωφέλιμου μέρους T _U	8192 x T 896 μs				2048 x T 224 μs			
Διάρκεια διαστήματος προφύλαξης Δ	2048 x T 224 μs	1024 x T 112 μs	512 x T 56 μs	256 x T 28 μs	512 x T 56 μs	256 x T 28 μs	128 x T 14 μs	64 x T 7 μs
Διάρκεια συμβόλου T _s = T _U + Δ	10240 x T 1120 μs	9216 x T 1008 μs	8704 x T 952 μs	8448 x T 924 μs	2560 x T 280 μs	2304 x T 252 μs	2176 x T 238 μs	2112 x T 231 μs

Πίνακας 1.2.5: Διάρκεια συμβόλου για τα επιτρεπόμενα διαστήματα προφύλαξης για διαύλους 8 MHz

Οι τιμές c_{m,l,k} είναι κανονικοποιημένες τιμές διαμόρφωσης των σημείων z του αστερισμού, σύμφωνα με το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε (βλ. προηγούμενη παράγραφο). Οι συντελεστές κανονικοποίησης, για τους οποίους ισχύει E[c × c*] = 1, φαίνονται στον κατωτέρω πίνακα.

Σχήμα διαμόρφωσης		Συντελεστής κανονικοποίησης
QPSK		$c = z / \sqrt{2}$
16-QAM	$\alpha = 1$	$c = z / \sqrt{10}$
	$\alpha = 2$	$c = z / \sqrt{20}$
	$\alpha = 4$	$c = z / \sqrt{52}$
64-QAM	$\alpha = 1$	$c = z / \sqrt{42}$
	$\alpha = 2$	$c = z / \sqrt{60}$
	$\alpha = 4$	$c = z / \sqrt{108}$

Πίνακας 1.2.6: Συντελεστές κανονικοποίησης με βάση το σχήμα διαμόρφωσης

1.2.9 Ρυθμός μετάδοσης συστήματος

Ο καθαρός ρυθμός μετάδοσης του συστήματος δίνεται από τον τύπο:

$$TR = C_{\text{useful}} * \log_2(M) * R * R_{\text{RS}} * \frac{1}{T_{\text{symbol}}} \quad (1.2.9.1)$$

όπου

$C_{\text{useful}} = 1512$ (λειτουργία 2k) ή 6048 (λειτουργία 8k) τα φέροντα πληροφορίας ανά σύμβολο OFDM

$M = 4$ (QPSK), 16 (16-QAM) ή 64 (64-QAM)

$R = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6$ ή $7/8$ ο χρησιμοποιούμενος ρυθμός κώδικα εσωτερικής κωδικοποίησης

$R_{\text{RS}} = 188/204$ ο χρησιμοποιούμενος ρυθμός κώδικα εξωτερικής κωδικοποίησης (Reed Solomon)

T_{symbol} η διάρκεια συμβόλου OFDM, η οποία επιλέγεται από την τελευταία γραμμή του Πίνακα 1.2.5 (για διαύλους 8 MHz) ή των Πινάκων Γ.2 (για διαύλους 7 MHz) ή Γ.4 (για διαύλους 6 MHz) του Παραρτήματος Γ για δεδομένη λειτουργία (2k ή 8k) και διάστημα προφύλαξης.

Οι ρυθμοί μετάδοσης για τις λειτουργίες 2k και 8k είναι ίδιοι, αφού ισχύει

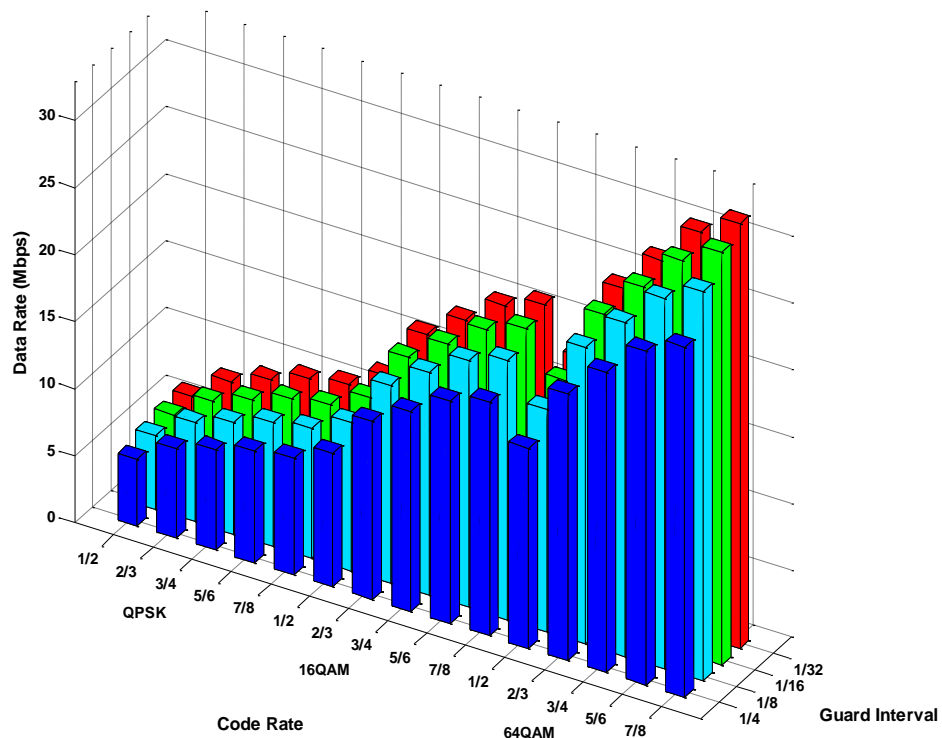
$$C_{\text{useful}}(8k) = 4 * C_{\text{useful}}(2k) \text{ και } \frac{1}{T_{\text{symbol}}(8k)} = \frac{1}{4 * T_{\text{symbol}}(2k)} \quad (1.2.9.2)$$

οπότε οι όροι 4 και 1/4 αλληλοεξουδετερώνονται.

Σχήμα διαμόρφωσης	Ρυθμός κώδικα	Διάστημα προφύλαξης			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4.98	5.53	5.85	6.03
	2/3	6.64	7.37	7.81	8.04
	3/4	7.46	8.29	8.78	9.05
	5/6	8.29	9.22	9.76	10.05
	7/8	8.71	9.68	10.25	10.56
16-QAM	1/2	9.95	11.06	11.71	12.06
	2/3	13.27	14.75	15.61	16.09
	3/4	14.93	16.59	17.56	18.1
	5/6	16.59	18.43	19.52	20.11
	7/8	17.42	19.35	20.49	21.11
64-QAM	1/2	14.93	16.59	17.56	18.1
	2/3	19.91	22.12	23.42	24.13
	3/4	22.39	24.88	26.35	27.14
	5/6	24.88	27.65	29.27	30.16
	7/8	26.13	29.03	30.74	31.67

Οι τιμές είναι προσεγγιστικές.

Πίνακας 1.2.7: Ρυθμοί μετάδοσης (Mbit/s) για συστήματα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση για διαύλους 8 MHz

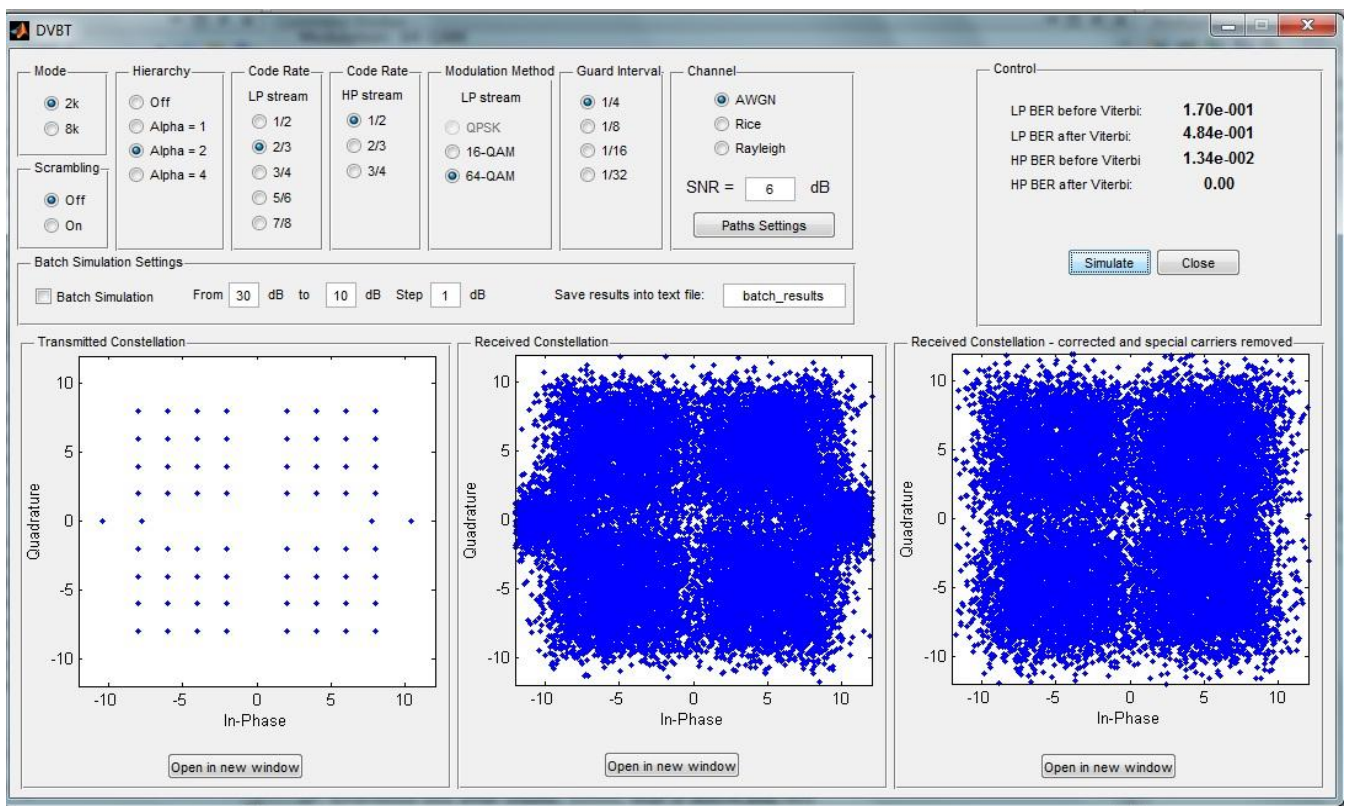


Σχήμα 1.2.22: Ρυθμοί μετάδοσης (Mbit/s) για συστήματα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση για διαύλους 8 MHz

Όσον αφορά τα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης, ο ρυθμός μετάδοσης είναι το άθροισμα των ρυθμών μετάδοσης των ροών υψηλής και χαμηλής προτεραιότητας, οι οποίοι στη συνέχεια συμβολίζονται ως TR_{HP} και TR_{LP} , αντίστοιχα. Ο ρυθμός μετάδοσης της ροής υψηλής προτεραιότητας ισούται με το ρυθμό της QPSK και για τα δύο ιεραρχικά σχήματα, ενώ ο ρυθμός μετάδοσης της ροής χαμηλής προτεραιότητας ισούται με το ρυθμό μετάδοσης της QPSK για την ιεραρχική 16-QAM και με το ρυθμό μετάδοσης της 16-QAM για την ιεραρχική 64-QAM.

1.3 Προσομοίωση ενός συστήματος DVB-T

Για την προσομοίωση ενός συστήματος DVB-T χρησιμοποιήθηκε ο προσομοιωτής που περιγράφεται στα [4] και [5].



Σχήμα 1.3.1: Προσομοιωτής DVB-T

Πριν παρουσιασθούν τα αποτελέσματα, θα περιγραφεί η πλευρά της λήψης. Αυτές είναι

- αποδιαμορφωτής OFDM: αφαιρείται το διάστημα προφύλαξης και ανακτά από τα πλαίσια OFDM και τα σύμβολά τους τη ροή πληροφορίας.
- αποδιαμορφωτής: γνωρίζοντας τους πιλότους των πλαισίων OFDM το σχήμα διαμόρφωσης που έχει χρησιμοποιηθεί για την εκπομπή, ο αποδιαμορφωτής σχηματίζει τον αστερισμό λήψης.
- εσωτερικός αποδιεμπλοκέας (deinterleaver): εκτελεί την αντίστροφη διαδικασία από τον εσωτερικό διεμπλοκέα του συστήματος εκπομπής, αφού πρώτα εκτελεί

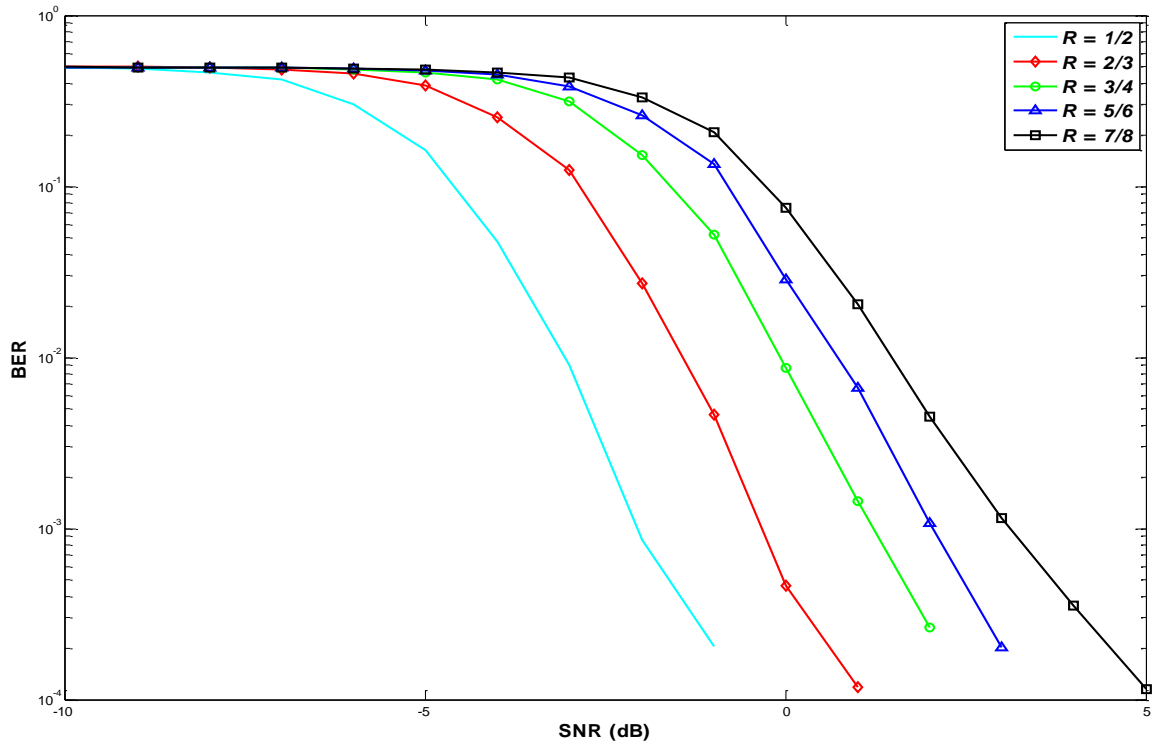
αποδιεμπλοκή συμβόλων και, στη συνέχεια, αποδιεμπλοκή ανά bit. Στη βαθμίδα αυτή γίνεται και ο διαχωρισμός των ροών υψηλής και χαμηλής προτεραιότητας (HP και LP streams), εφόσον έχει χρησιμοποιηθεί για την εκπομπή κάποιο από τα διαθέσιμα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης.

- εσωτερικός αποκωδικοποιητής Viterbi: Με βάση το ρυθμό ή τους ρυθμούς (για ιεραρχική διαμόρφωση) κώδικα με τον/τους οποίο/οποίους έγινε η κωδικοποίηση, ο αποκωδικοποιητής ανακτά τα ψηφία πληροφορίας. Υπάρχει η δυνατότητα επιλογής αποκωδικοποίησης σκληρής ή ήπιας απόφασης. Στην πρώτη περίπτωση, κάθε ψηφίο αποκωδικοποιείται ξεχωριστά ως 0 ή 1 χωρίς να λαμβάνεται υπόψη η λαμβανομένη λέξη στο σύνολό της και στη συνέχεια γίνεται σύγκριση με το πλήθος των δυνατών κωδικών λέξεων, ενώ στη δεύτερη περίπτωση γίνεται το αντίθετο, δηλαδή η λαμβανομένη λέξη αρχικά συγκρίνεται με το πλήθος των δυνατών κωδικών λέξεων και αποκωδικοποιείται στην συνέχεια ως η κωδική λέξη με την οποία μοιάζει περισσότερο.
- εξωτερικός συνελκτικός αποδιεμπλοκέας: χρησιμοποιεί τις ίδιες παραμέτρους (12 καταχωρητές FIFO με καθυστέρηση 17 bytes), επαναφέροντας τα ψηφία πληροφορίας στις αρχικές τους θέσεις και δημιουργώντας κωδικές λέξεις που αποτελούνται από 204 bytes.
- αποκωδικοποιητής Reed-Solomon: λαμβάνοντας τις κωδικές λέξεις από την έξοδο του εξωτερικού αποδιεμπλοκέα, αποδίδει τα αρχικά πλαίσια πληροφορίας μήκους 188 bytes, τα οποία οδηγούνται σε έναν αποπολυπλέκτη MPEG-2.

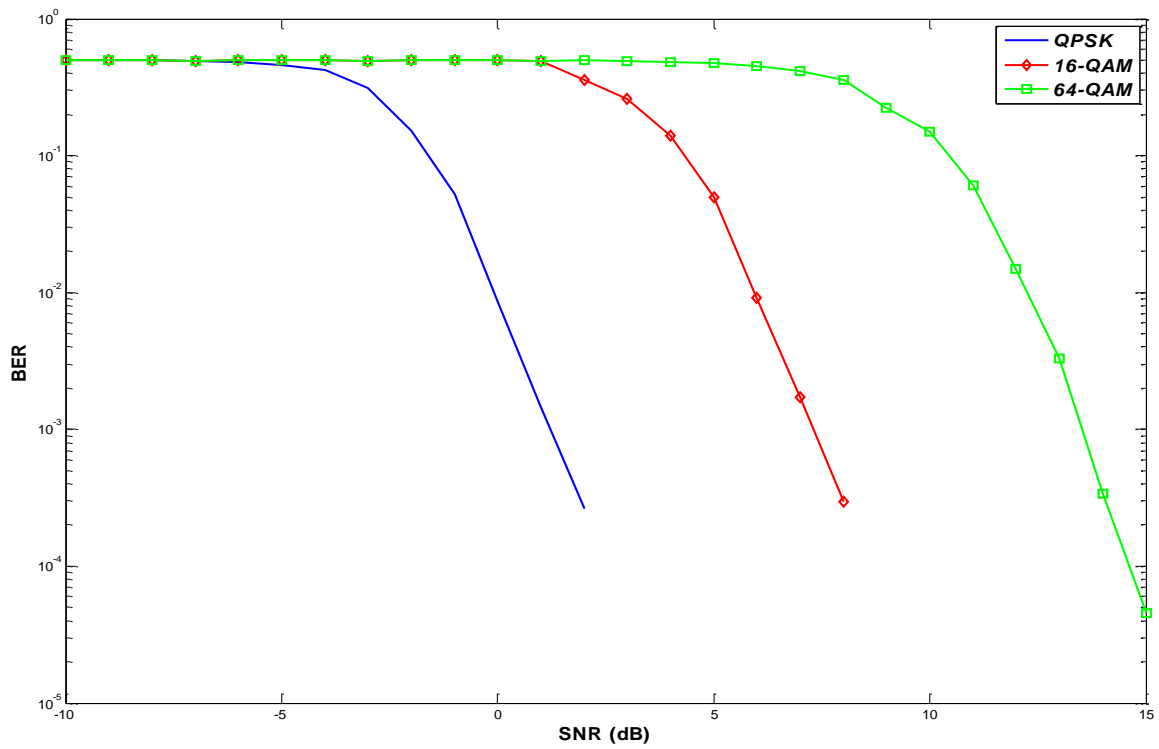
Ο προσομοιωτής του σχήματος 1.3.1 περιλαμβάνει όλες τις βαθμίδες και τις επιλογές που περιγράφηκαν στην παράγραφο 1.2. Οι παράμετροι, οι οποίες διατηρήθηκαν σταθερές σε όλες τις προσομοιώσεις ήταν:

- συχνότητα λειτουργίας 626 MHz
- λειτουργία 2k
- διάλοιο εύρους 8MHz
- διάστημα προφύλαξης 1/4
- αποκωδικοποίηση ήπιας απόφασης

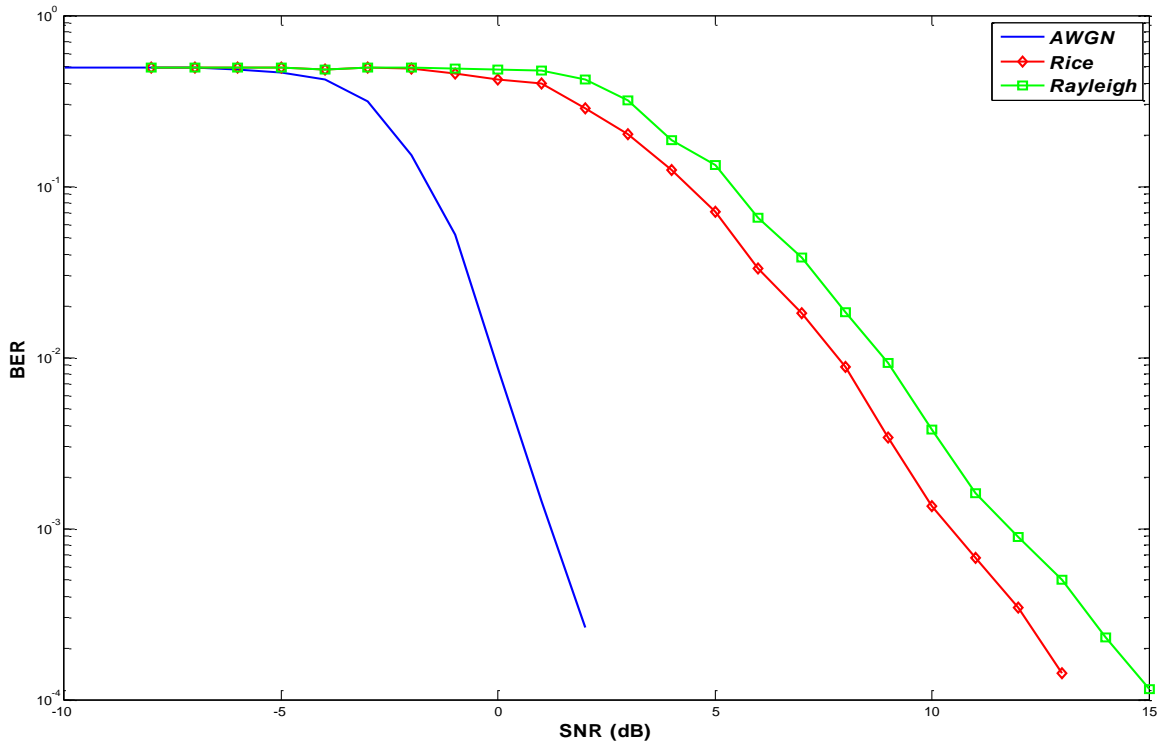
Έγιναν προσομοιώσεις για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης και τους ρυθμούς κώδικα που υποστηρίζονται από το πρότυπο DVB-T, σε διαύλους AWGN, Rayleigh και Rice ($K = 10$). Οι παράμετροι και η ανάλυση των διαύλων βρίσκονται στο Παράρτημα Α και προέρχονται από το [3]. Τα διαγράμματα που ακολουθούν αφορούν το ρυθμό λανθασμένων ψηφίων (Bit Error Ratio BER) στην έξοδο του αποκωδικοποιητή Viterbi.



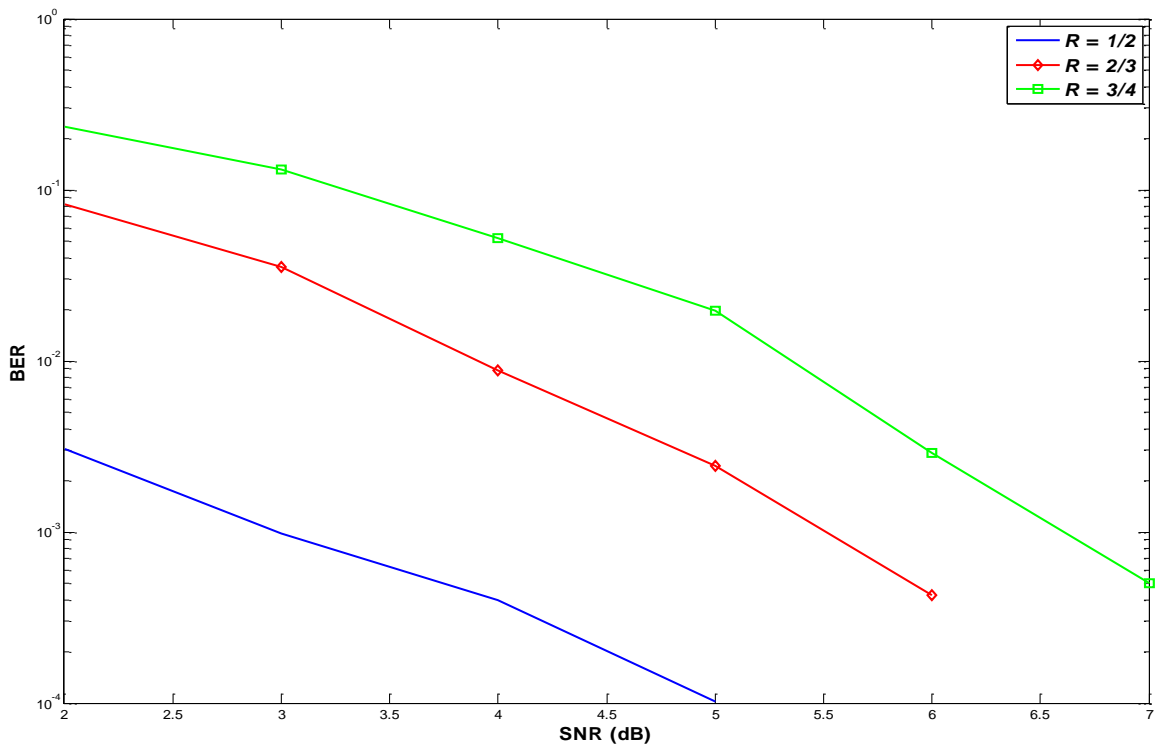
Σχήμα 1.3.1: Διάγραμμα BER QPSK σε διάλο AWGN



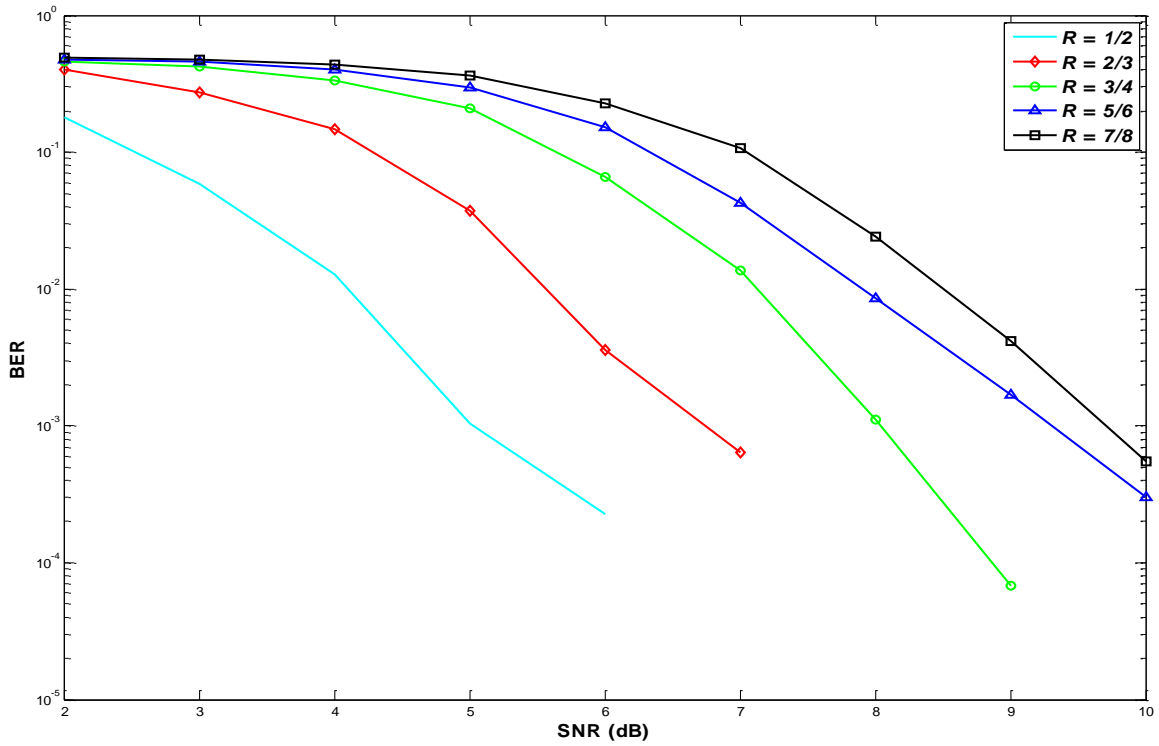
Σχήμα 1.3.2: Διάγραμμα BER μη ιεραρχικών σχημάτων με ρυθμό κώδικα 3/4 σε διάλο AWGN



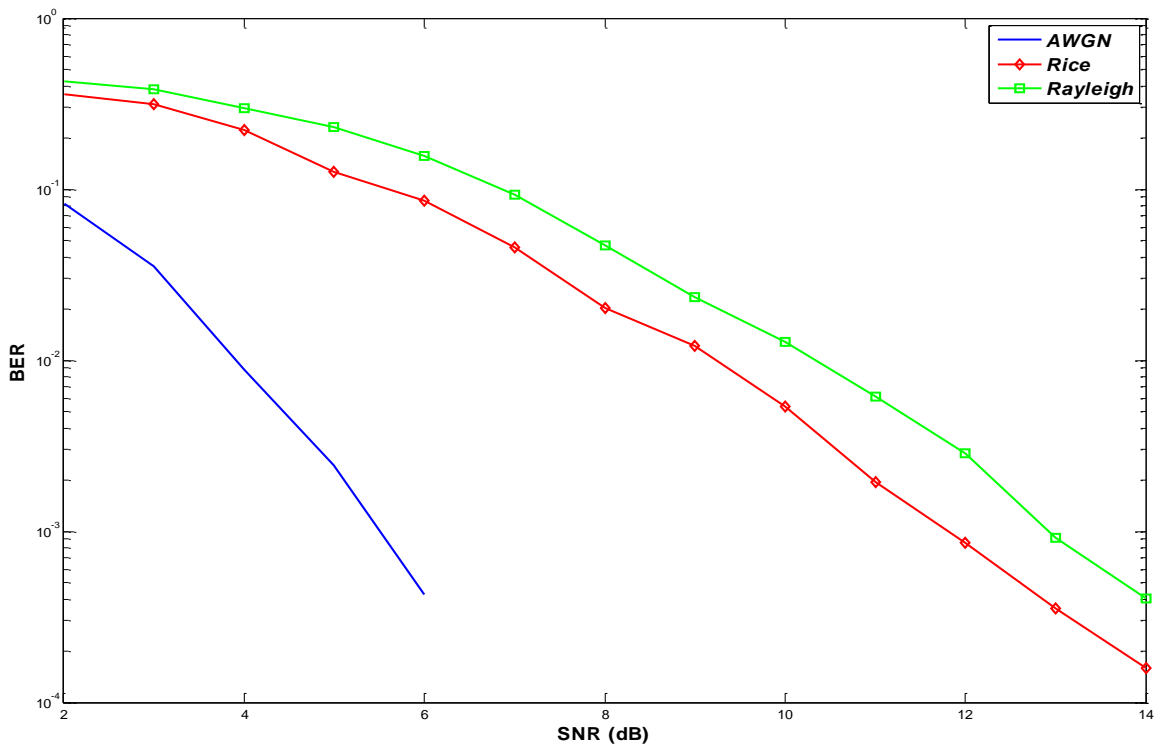
Σχήμα 1.3.3: Διάγραμμα BER QPSK με ρυθμό κώδικα 3/4



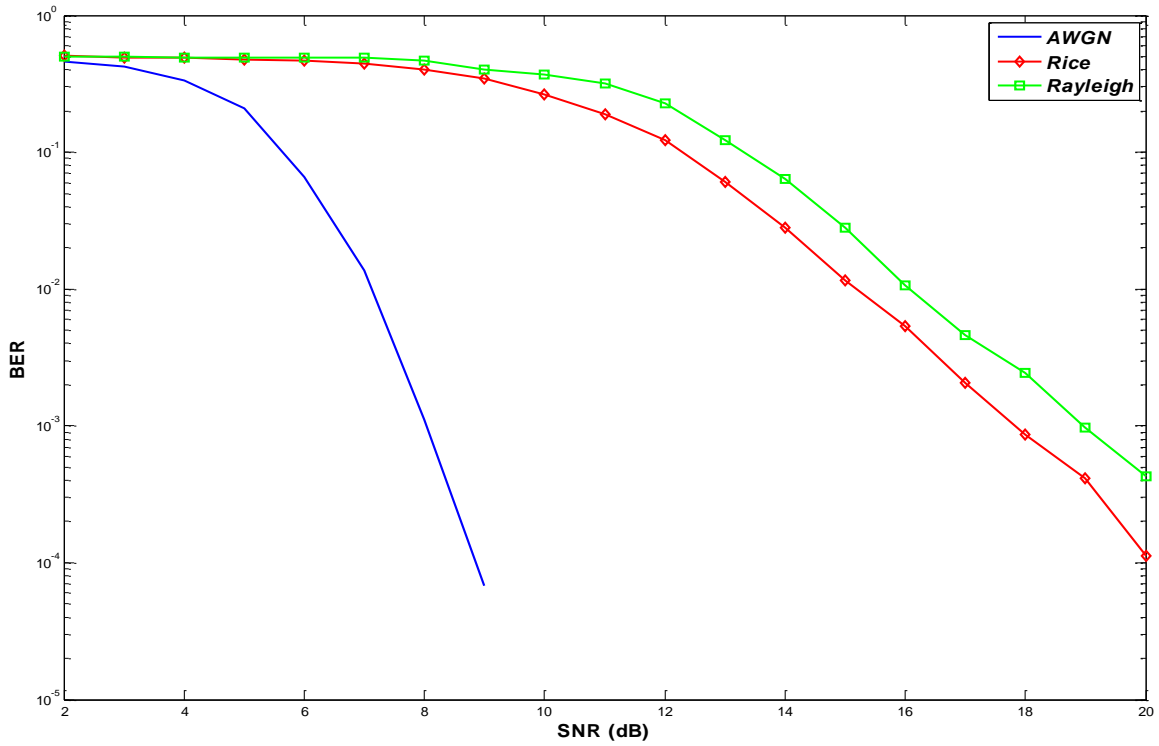
Σχήμα 1.3.4: Διάγραμμα BER HP stream ιεραρχικής 16-QAM $\alpha = 1$ σε διάυλο AWGN



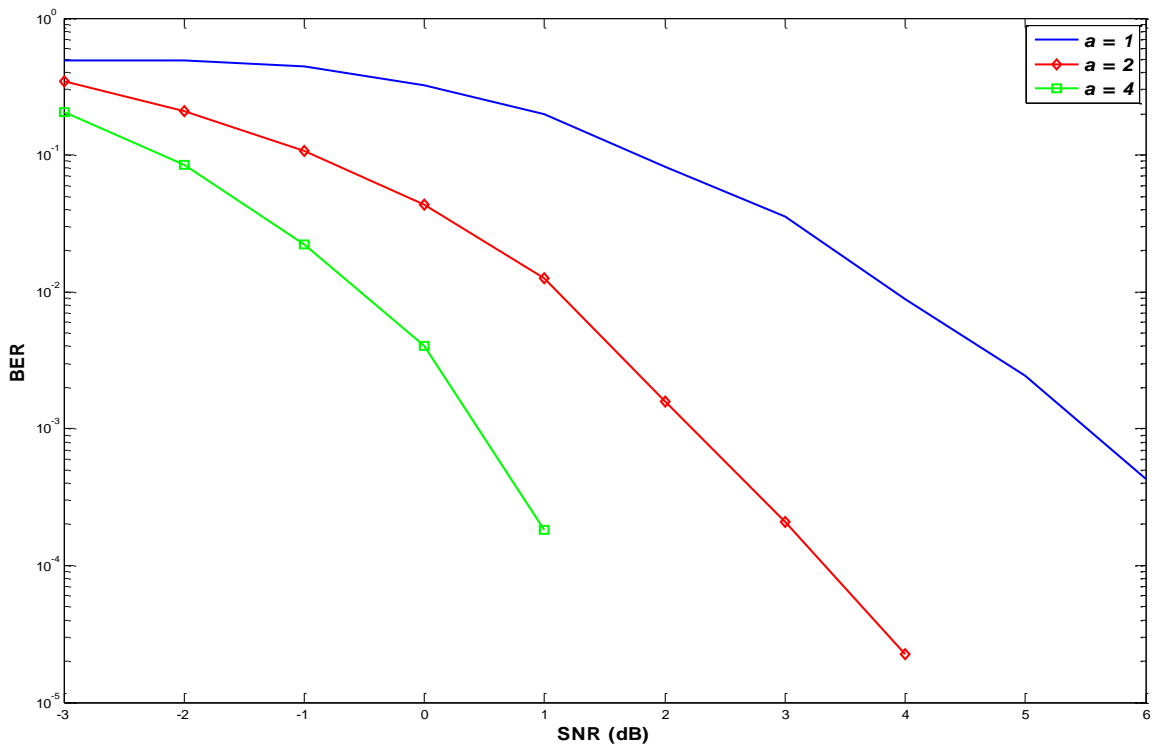
Σχήμα 1.3.5: Διάγραμμα BER LP stream ιεραρχικής 16-QAM $\alpha = 1$ σε διάλοο AWGN



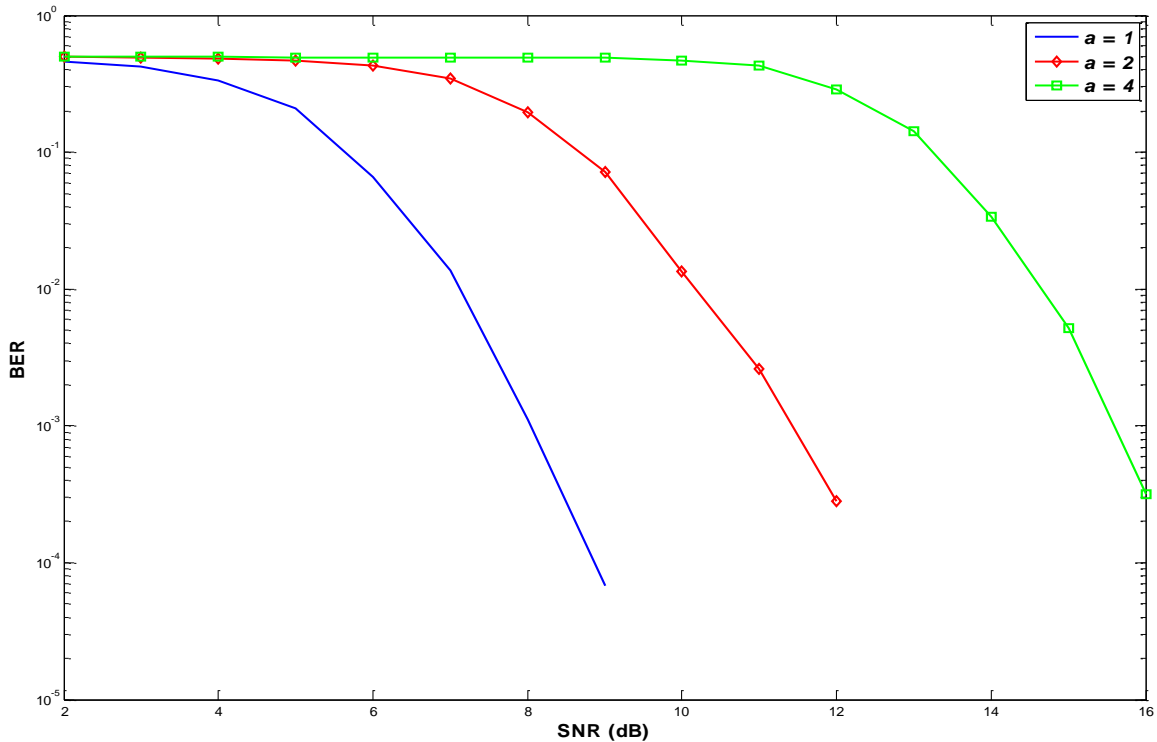
Σχήμα 1.3.6: Διάγραμμα BER HP stream ιεραρχικής 16-QAM $\alpha = 1$ με ρυθμό κώδικα 2/3



Σχήμα 1.3.7: Διάγραμμα BER LP stream ιεραρχικής 16-QAM $\alpha = 1$ με ρυθμό κώδικα 3/4



Σχήμα 1.3.8: Διάγραμμα BER HP stream ιεραρχικής 16-QAM με ρυθμό κώδικα 2/3 σε διάλο AWGN



Σχήμα 1.3.9: Διάγραμμα BER LP stream ιεραρχικής 16-QAM με ρυθμό κώδικα 2/3 σε διάυλο AWGN

Από τα διαγράμματα 1.3.1, 1.3.4 και 1.3.5, γίνεται φανερό ότι όσο μεγαλώνει ο ρυθμός κώδικα, μεγαλώνει και το BER. Η αύξηση αυτή είναι αναμενόμενη αφού, με την αύξηση του ρυθμού κώδικα, μειώνεται η προστασία των ψηφίων πληροφορίας από αλλοίωση κατά την μετάδοσή τους. Από το διάγραμμα 1.3.2, διαπιστώνεται ότι η QPSK είναι το πλέον ανθεκτικό σε λάθη σχήμα διαμόρφωσης. Όσον αφορά τα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης, παρατηρώντας τα διαγράμματα των σχημάτων 1.3.8. και 1.3.9 γίνεται φανερό ότι αύξηση της παραμέτρου a μειώνει το BER για τη ροή υψηλής προτεραιότητας (HP stream), ενώ αυξάνει το BER για τη ροή χαμηλής προτεραιότητας (LP stream). Τέλος, από τα διαγράμματα των σχημάτων 1.3.3, 1.3.6 και 1.3.7, διαπιστώνεται ότι το BER λαμβάνει μικρότερες τιμές του σε διάυλο AWGN και μεγαλύτερες σε διάυλο Rayleigh.

Προκειμένου, στη συνέχεια, να μελετηθεί η χρήση των διάφορων σχημάτων διαμόρφωσης, χρειάζονται όρια αποκωδικοποίησης (decoding thresholds). Το όριο αποκωδικοποίησης ορίζεται ως ο ελάχιστος απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος (SNR) στην πλευρά του δέκτη, ώστε να επιτυγχάνεται ένας επιθυμητός ρυθμός λανθασμένων ψηφίων (BER) κατά τη λήψη του σήματος. Ακολουθώς παρατίθενται όρια αποκωδικοποίησης τα οποία προέκυψαν από τις παραπάνω προσομοιώσεις. Το επιλεγμένο BER για τη/τις ροή/-ές πληροφορίας είναι $2 \cdot 10^{-4}$.

Σχήμα διαμόρφωσης	Ρυθμός Κώδικα	Ρυθμός Μετάδοσης (Mbit/s)	Όρια αποκωδικοποίησης		
			Δίαυλος AWGN	Δίαυλος Rice (F1)*	Δίαυλος Rayleigh (P1)*
QPSK	1/2	4.98	-1	5.7	6.2
QPSK	2/3	6.64	0.6	9.8	10.1
QPSK	3/4	7.46	2.2	13.3	14.5
QPSK	5/6	8.29	3	18.5	18.4
QPSK	7/8	8.71	4.5	19.2	22.4
16-QAM	1/2	9.95	5.7	12.7	12.4
16-QAM	2/3	13.27	7.1	15.6	16.5
16-QAM	3/4	14.93	8.3	18.8	19.3
16-QAM	5/6	16.59	9.4	22.5	24.2
16-QAM	7/8	17.42	10.6	27.5	28.7
64-QAM	1/2	14.93	11.2	16.2	16.5
64-QAM	2/3	19.91	13.3	21.6	22.5
64-QAM	3/4	22.39	14.5	24.1	24.7
64-QAM	5/6	24.88	15.8	26.8	29.2
64-QAM	7/8	26.13	16.7	29.7	31.4
*Βλ. Παράρτημα Β			Οι τιμές του πίνακα είναι προσεγγιστικές.		

Πίνακας 1.3.1: Όρια αποκωδικοποίησης και ρυθμοί μετάδοσης μη ιεραρχικών σχημάτων διαμόρφωσης

Σχήμα διαμόρφωσης	Ρυθμός Κώδικα	α	Ρυθμός Μετάδοσης (Mbit/s)	Όρια αποκωδικοποίησης		
				Δίαυλος AWGN	Δίαυλος Rice (F1)*	Δίαυλος Rayleigh (P1)*
HP stream	1/2	1	4.98	4.3	9.6	10.5
	2/3		6.64	5.8	14.2	14.5
	3/4		7.46	6.3	16.5	17.7
			+			
LP stream	1/2		4.98	7.2	17.1	18.5
	2/3		6.64	8.6	18.9	19.9
	3/4		7.46	9.6	20.2	21.5
	5/6		8.29	11.3	23.2	23.7
	7/8		8.71	12.2	26.1	26.1
HP stream	1/2	2	4.98	1.4	7.2	8.5
	2/3		6.64	2.7	11.4	12
	3/4		7.46	4.2	14.6	16.3
			+			
LP stream	1/2		4.98	8.8	16.3	17
	2/3		6.64	10.7	19.4	20
	3/4		7.46	12.3	23.5	24.1
	5/6		8.29	12.8	27.5	28.3
	7/8		8.71	13.4	29.8	30.5
HP stream	1/2	4	4.98	-0.4	6.5	6.5
	2/3		6.64	0.8	10.8	11.2
	3/4		7.46	2.8	13.7	13.4

			+			
LP stream	1/2		4.98	12.8	20.5	21.1
	2/3		6.64	14.6	23.3	24.3
	3/4		7.46	16.2	27.1	27
	5/6		8.29	17.5	32.2	32.8
	7/8		8.71	18.3	36.3	37.4
*Βλ. Παράρτημα Β		Οι τιμές του πίνακα είναι προσεγγιστικές.				

Πίνακας 1.3.2: Όρια αποκωδικοποίησης και ρυθμοί μετάδοσης για ιεραρχική 16-QAM

				Όρια αποκωδικοποίησης			
Σχήμα διαμόρφωσης	Ρυθμός Κώδικα	α	Ρυθμός Μετάδοσης (Mbit/s)	Δίαυλος AWGN	Δίαυλος Rice (F1)*	Δίαυλος Rayleigh (P1)*	
HP stream	1/2	1	4.98	6.4	12.6	13.1	
	2/3		6.64	10.2	17.2	17.6	
	3/4		7.46	11.3	18.6	20.5	
			+				
LP stream	1/2		9.95	12.2	20	20.8	
	2/3		13.27	13.8	21.5	22.8	
	3/4		14.93	14.6	24	24.3	
	5/6		16.59	15.7	28.7	29.2	
	7/8		17.42	16.6	30.6	33.3	
HP stream	1/2	2	4.98	4.3	10.6	10.8	
	2/3		6.64	8	13.9	14.3	
	3/4		7.46	8.5	17.1	17.6	
			+				
LP stream	1/2		9.95	13	20.2	20.6	
	2/3		13.27	14.8	22.9	23.5	
	3/4		14.93	15.5	26	26.2	
	5/6		16.59	17.1	30.5	31.1	
	7/8		17.42	18.6	33.2	34.8	
HP stream	1/2	4	4.98	3.2	8.8	8.9	
	2/3		6.64	4.8	11.6	12.5	
	3/4		7.46	6.9	15.4	15.9	
			+				
LP stream	1/2		9.95	16.1	22.2	22.5	
	2/3		13.27	17.5	25.7	26.3	
	3/4		14.93	18.3	28.5	29.7	
	5/6		16.59	19	33.5	34.3	
	7/8		17.42	19.6	37.1	37.8	
*Βλ. Παράρτημα Β			Οι τιμές του πίνακα είναι προσεγγιστικές.				

Πίνακας 1.3.3: Όρια αποκωδικοποίησης και ρυθμοί μετάδοσης για ιεραρχική 64-QAM

1.4 Βιβλιογραφία

- [1] Π. Γ. Κωττής, Π. Μ. Αράπογλου, “*Ασύρματες Επικοινωνίες*”, Εκδόσεις Τζιόλα, 2011
- [2] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, “*Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008
- [3] ETSI EN 300 744 v1.6.1 (2009-01), “*Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*”
- [4] R. Stukavec, T. Kratochvil, “*Matlab Simulation of the DVB-T Transmission*”, Radioelektronika, 2009. RADIOELEKTRONIKA '09. 19th International Conference, IEEE Conference Publications, pp. 315-318, 2009
- [5] R. Stukavec, T. Kratochvil, “*Performance of Hierarchical Modulation in DVB-T*”, Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA), 2010 20th International Conference, IEEE Conference Publications, pp. 1-4, 2010
- [6] <http://en.wikipedia.org/wiki/DVB-T>
- [7] <http://en.wikipedia.org/wiki/DVB-S>
- [8] <http://www.dvb.org/technology/dvbc2/>
- [9] <http://en.wikipedia.org/wiki/DVB-H>
- [10] <http://en.wikipedia.org/wiki/DVB-SH>

Κεφάλαιο 2: Ιεραρχική Διαμόρφωση

2.1 Εισαγωγή

Η ψηφιακή διαμόρφωση είναι η αντιστοίχιση μιας ομάδας ψηφίων πληροφορίας, που ονομάζεται σύμβολο, σε ένα αναλογικό σήμα το οποίο μεταδίδεται μέσω ενός διαύλου. Τα σύμβολα διατάσσονται σε ένα σύστημα συμφασικού και ορθογώνιου αξόνων, σχηματίζοντας έτσι τον αστερισμό (constellation) της διαμόρφωσης. Κατά τη μετάδοση προκαλείται αλλοίωση του σήματος, με αποτέλεσμα την εμφάνιση λανθασμένων ψηφίων κατά τη λήψη του σήματος. Σκοπός της ψηφιακής διαμόρφωσης είναι η αποστολή των ψηφίων πληροφορίας με όσο το δυνατόν υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης και όσο το δυνατό μικρότερη πιθανότητα λάθους κατά την αποδιαμόρφωσή τους. Οι τρόποι με τους οποίους γίνεται η ψηφιακή διαμόρφωση είναι

- Διαμόρφωση πλάτους: η ροή πληροφορίας μεταδίδεται μέσω του πλάτους του διαμορφωμένου αναλογικού σήματος. Ένα σχήμα διαμόρφωσης πλάτους είναι η MPAM (Multiple Pulse-Amplitude Modulation), κατά την οποία τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν ευθεία.
- Διαμόρφωση φάσης: η ροή πληροφορίας μεταδίδεται μέσω της φάσης του διαμορφωμένου αναλογικού σήματος. Ένα σχήμα διαμόρφωσης φάσης είναι η MPSK (Multiple Phase-Shift Keying), κατά την οποία τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν κύκλο.
- Διαμόρφωση πλάτους και φάσης: η ροή πληροφορίας μεταδίδεται μέσω του πλάτους και της φάσης του διαμορφωμένου αναλογικού σήματος. Δύο σχήματα διαμόρφωσης πλάτους/φάσης είναι η MQAM (Multiple Quadrature-Amplitude Modulation), όπου τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν ορθογώνιο πλέγμα και η MAPSK (Multiple Amplitude and Phase Shift Keying), κατά την οποία τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν ομόκεντρους κύκλους.
- Διαμόρφωση συχνότητας: τα σύμβολα πληροφορίας αντιστοιχίζονται και μεταδίδονται σε διαφορετικές συχνότητες (φέροντα) του σήματος εκπομπής. Ένα σχήμα διαμόρφωσης συχνότητας είναι η MFSK (Multiple Frequency-Shift Keying), κατά την οποία σε κάθε διάρκεια συμβόλου μεταδίδεται μόνο ένα φέρον.

Η απόδοση ενός σχήματος διαμόρφωσης καθορίζεται από:

- τη φασματική του απόδοση, δηλαδή το λόγο bit/s/Hz που επιτυγχάνει κατά τη μετάδοση του σήματος. Σχήματα με μεγάλους αστερισμούς έχουν καλύτερη φασματική απόδοση.
- την απαιτούμενη ισχύ εκπομπής. Το κριτήριο αυτό σχετίζεται άμεσα με την περιβάλλουσα του αναλογικού σήματος. Τα διαμορφωμένα κατά συχνότητα σήματα έχουν σταθερή περιβάλλουσα, χαρακτηριστικό το οποίο επιτρέπει τη χρήση μη γραμμικών ενισχυτών και κατ' επέκταση την καλύτερη αξιοποίηση της ισχύος εκπομπής. Ως αντιστάθμισμα, τα σχήματα αυτά χρησιμοποιούν περισσότερο εύρος ζώνης σε σύγκριση με τα άλλα.

- την ανθεκτικότητά του υπό δυσμενείς συνθήκες μετάδοσης, δηλαδή τη δυνατότητα επίτευξης όσο το δυνατό μικρότερου ποσοστού λανθασμένων ψηφίων, όταν στο δίαυλο επικρατούν δυσμενείς συνθήκες. Σχήματα με μικρό αστερισμό και σχήματα διαμόρφωσης συχνότητας είναι ανθεκτικά, με αντιστάθμισμα τη χαμηλή φασματική απόδοση.

Παρά τις διαφορές τους, όλα τα ανωτέρω σχήματα έχουν ένα κοινό σημείο: μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μετάδοση μόνο μιας ροής πληροφορίας και κατ' επέκταση μιας υπηρεσίας. Η μετάδοση πρέπει να λαμβάνει υπόψη και την αλλοίωση του σήματος στο δίαυλο. Έχουν προταθεί διάφοροι τρόποι αντιμετώπισης.

- *Σχεδίαση του συστήματος με βάση το χειρότερο σενάριο λειτουργίας*
Ο τρόπος αυτός αναφέρεται μόνο στην αντιμετώπιση της αλλοίωσης του σήματος, ωστόσο δεν είναι σε καμία περίπτωση κατάλληλος, αφού δε λαμβάνει υπ' όψη την μεταβλητότητα των συνθηκών που επικρατούν στο/στους δίαυλο/-ους. Επίσης, η φασματική απόδοση είναι αρκετά χαμηλή, αφού πρέπει να χρησιμοποιηθούν ανθεκτικά σχήματα διαμόρφωσης.
- *Χρήση χρονικού διαμοιρασμού (time sharing)*
Έστω T ένα χρονικό διάστημα. Χρησιμοποιώντας χρονική πολυπλεξία, το σύστημα εκπέμπει για ένα μέρος του T , το οποίο πρέπει να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της διάρκειας συμβόλου, με συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης/κωδικοποίησης και για το υπόλοιπο με άλλο σχήμα διαμόρφωσης/κωδικοποίησης. Μπορεί να γίνει και n -διαμέριση του T . Δημιουργούνται έτσι δύο ή n διαφορετικές ροές πληροφορίας. Οι ροές μπορεί να αφορούν την ίδια υπηρεσία, οπότε με τη διαφορετική κωδικοποίηση λαμβάνονται υπόψη οι συνθήκες που επικρατούν στο δίαυλο είτε γενικά σε περίπτωση ευρυεκπομπής είτε μεμονωμένα προς συγκεκριμένους χρήστες. Οι ροές, ωστόσο, μπορούν να αφορούν διαφορετικές υπηρεσίες, οπότε καλύπτεται και η περίπτωση εκπομπής πολλαπλών υπηρεσιών.
- *Χρήση υπερθετικής κωδικοποίησης (superposition coding)*
Η διαθέσιμη ενέργεια του συστήματος μοιράζεται σε ροές υπηρεσίας, οι οποίες αποστέλλονται ταυτόχρονα στο ίδιο κανάλι συχνοτήτων και χρησιμοποιούν την ίδια ζώνη συχνοτήτων. Κάθε ροή μπορεί να έχει διαφορετική κωδικοποίηση και οι ροές μπορούν να αποτελούν την ίδια υπηρεσία ή διαφορετικές υπηρεσίες.

Μια υλοποίηση του superposition coding είναι η ιεραρχική διαμόρφωση. Η διάκριση υπηρεσιών με βάση τα χαρακτηριστικά τους, όπως η ισχύς εκπομπής, ο ρυθμός μετάδοσης, η απαιτούμενη προστασία από λάθη, είναι σημαντικός παράγοντας σε ένα περιβάλλον χρηστών, που απαιτούν περισσότερες υπηρεσίες και καλύτερη ποιότητα υπηρεσίας (QoS). Προφανώς, όλες οι υπηρεσίες δεν έχουν την ίδια ανάγκη για προστασία. Για παράδειγμα, μια υπηρεσία φωνής χρειάζεται περισσότερη προστασία από την απλή μετάδοση δεδομένων. Με την ιεραρχική διαμόρφωση, είναι δυνατό να εξυπηρετηθεί η ίδια περιοχή καλύψης με δύο ή περισσότερες υπηρεσίες και να προκύψει βελτίωση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε αυτή. Τέλος, μια εξαιρετική προοπτική είναι η δυνατότητα ταυτόχρονης εξυπηρέτησης κινητών και σταθερών χρηστών, αφού υπάρχουν σημαντικές διαφορές (κυρίως ισχύος) μεταξύ των δύο.

2.2 Σχήματα Ιεραρχικής Διαμόρφωσης

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, η κεντρική ιδέα της ιεραρχικής διαμόρφωσης είναι ο διαχωρισμός των δεδομένων προς μετάδοση σε δύο ή περισσότερες ροές πληροφορίας. Η ενέργεια συμβόλου, καθώς και τα bits κάθε συμβόλου ανατίθενται στις ροές πληροφορίας, με τρόπο που περιγράφεται σε κάθε σχήμα. Στη συνέχεια, με εξαίρεση την ιεραρχική MAPSK, χρησιμοποιείται ο συμβολισμός

$$2^{\varepsilon_1} / 2^{\varepsilon_2} / \dots / 2^{\varepsilon_m} \text{ -- (PAM, PSK ή QAM)} \quad (2.2.1)$$

όπου $\varepsilon_1 = 1, \dots, m-1$, $\varepsilon_2 = s_1 + 1, \dots, m$, $\varepsilon_3 = \varepsilon_2 + 1, \dots, m, \dots$, $\varepsilon_m = m$ και $m = \log_2(M)$ για τα διάφορα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης. Το πλήθος των εκθετών ε_i με $i = 1, \dots, m$ δίνει το πλήθος των ροών στις οποίες διαχωρίζονται τα προς μετάδοση δεδομένα και η ενέργεια συμβόλου. Οι ροές αυτές είναι τουλάχιστον δύο και το πολύ m . Ο πρώτος εκθέτης δείχνει το πλήθος των bit που ανατίθενται στην πρώτη ροή και οι διαφορές $\varepsilon_i - \varepsilon_{i-1}$ το πλήθος των bits που ανατίθενται στη ροή i . Πρέπει να σημειωθεί ότι η ανάθεση των bits γίνεται πάντα από τα αριστερά προς τα δεξιά, θεωρώντας το αριστερότερο bit ως το πιο σημαντικό (Most Significant Bit MSB). Π.χ. έστω το σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης 2/4/16-QAM. Τότε, με βάση τα προαναφερθέντα, $\varepsilon_1 = 1$, $\varepsilon_2 = 2$ και $\varepsilon_3 = 4$. Διαχωρίζονται τρεις ροές πληροφορίας, όπου η πρώτη ροή αποτελείται από $\varepsilon_1 = 1$ bit, η δεύτερη από $\varepsilon_2 - \varepsilon_1 = 2 - 1 = 1$ bit και η τρίτη από $\varepsilon_3 - \varepsilon_2 = 4 - 2 = 2$ bits.

2.2.1 Ιεραρχική MPAM

Η ιεραρχική MPAM αποτελεί το απλούστερο σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης αφού τα σύμβολα του αστερισμού είναι διατεταγμένα επί ευθείας. Η πληροφορία αντιστοιχίζεται στις μεταβολές του πλάτους A_i του σήματος εκπομπής σύμφωνα με τη σχέση

$$s_i(t) = A_i g(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0) = \text{Re}\{A_i g(t) \exp[j(2\pi f_c t + \psi_0)]\}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.2.1.1)$$

όπου $g(t)$ ο παλμός μορφοποίησης του σήματος, f_c η συχνότητα μετάδοσης και ψ_0 η αρχική φάση. Είναι φανερό από τα παραπάνω ότι η ιεραρχική MPAM έχει μόνο συμφασική συνιστώσα. Τα σημεία του αστερισμού προσδιορίζονται με βάση 2 διανύσματα:

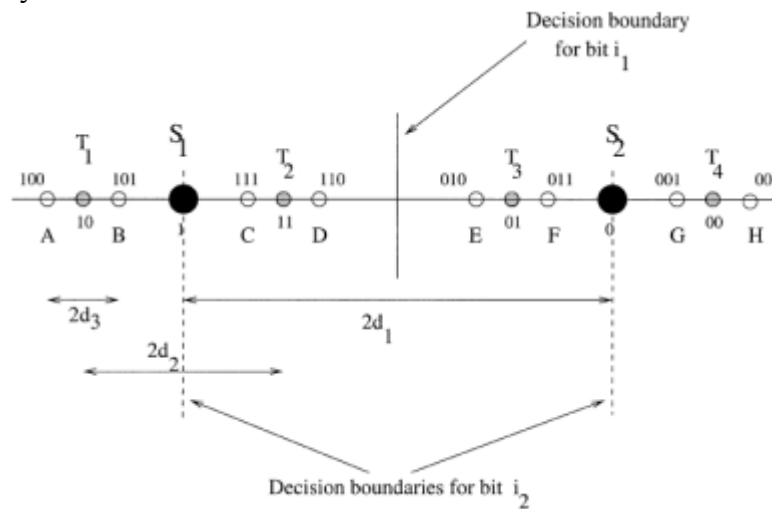
- το διάνυσμα απόστασης $\mathbf{d} = [d_1, d_2, \dots, d_m]$, όπου $d_i \geq 2d_{i+1}$ και $m = \log_2(M)$
- και το διάνυσμα προτεραιότητας $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_{m-1}, p_m] = \left[\frac{d_1}{d_m}, \frac{d_2}{d_m}, \dots, \frac{d_{m-1}}{d_m}, 1 \right]$, όπου

όσο μεγαλύτερος ο λόγος p_i / p_{i+1} , τόσο μεγαλύτερη προστασία παρέχεται στο bit στη θέση i από το bit στη θέση $i+1$.

Τα δύο διανύσματα συνδεούνται με τη σχέση

$$\mathbf{d} = \mathbf{p} \cdot \mathbf{d}_m \quad (2.2.1.2)$$

Οι αποστάσεις d_i ορίζονται με βάση τις περιοχές απόφασης για την αποκωδικοποίηση των bits πληροφορίας.



Σχήμα 2.2.1.1: 2/4/8-PAM

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται ο αστερισμός της 2/4/8-PAM, η οποία, με βάση όσα αναφέρθηκαν στην αρχή της παραγράφου, διαχωρίζει την ενέργεια συμβόλου σε 3 ροές, αποτελούμενες από 1 bit η κάθε μια. Τα μαύρα και γκριζα σύμβολα είναι νοητά και χρησιμεύουν στον καθορισμό των περιοχών απόφασης. Αυτές ορίζονται ακολούθως:

- Η ευθεία στο μέσον καθορίζει τις περιοχές απόφασης για το 1^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται δεξιά της, το 1^ο του bit είναι ίσο με 0 ενώ αν βρίσκεται αριστερά της είναι ίσο με 1.
- Τα μαύρα σύμβολα S_1 και S_2 καθορίζουν τις περιοχές απόφασης για το 2^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται εντός του διαστήματος που ορίζουν τα S_1 και S_2 το 2^ο του bit ισούται με 1 ενώ αν βρίσκεται εκτός αυτού ισούται με 0.
- Τέλος, τα γκρι σύμβολα T_1, T_2, T_3 και T_4 ορίζουν τις περιοχές απόφασης για το 3^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται αριστερά του T_1 , δεξιά του T_4 ή στο διάστημα που ορίζουν τα T_2 και T_3 το 3^ο του bit ισούται με 0. Αντίθετα, αν βρίσκεται εντός ενός εκ των διαστημάτων που ορίζουν το T_1 με το T_2 ή το T_3 με το T_4 , τότε ισούται με 1.

Π.χ. το σύμβολο E βρίσκεται δεξιά της ευθείας στο μέσον, εντός του διαστήματος που ορίζουν τα S_1 και S_2 και εντός του διαστήματος που ορίζουν τα T_2 και T_3 . Επομένως το 1^ο του bit ισούται με 0, το 2^ο με 1 και το 3^ο με 0.

Όσον αφορά τα διανύσματα για την 2/4/8-PAM, προκύπτει ότι $\mathbf{d}=[d_1, d_2, d_3]$ και $\mathbf{p}=[\frac{d_1}{d_3}, \frac{d_2}{d_3}, 1]$. Η θέση των συμβόλων $x_k, k=1,2,\dots,M$ δίνεται από τη σχέση $A_i = x_k = \mathbf{p}\mathbf{a}_k^T$.

Π.χ. το σύμβολο E βρίσκεται στη θέση $d_1 - d_2 - d_3 = \mathbf{d} \cdot [1, -1, -1]^T = \mathbf{p} \cdot [1, -1, -1]^T \cdot d_3$, με αρχή των αξόνων τη νοητή γραμμή απόφασης για το 1^ο bit και θετική φορά από τα δεξιά προς τα αριστερά.

Η μέση ενέργεια συμβόλου δίνεται από τον τύπο

$$E_s = \frac{1}{2^m} \sum_{k=1}^{2^m} E_k \quad (2.2.1.3)$$

όπου

$$E_k = x_k^2 = (\mathbf{p}\mathbf{a}_k^T)^2 = \mathbf{p}\mathbf{a}_k^T\mathbf{a}_k\mathbf{p}^T \quad (2.2.1.4)$$

η ενέργεια του k-οστού συμβόλου. Αντικαθιστώντας τη (2.2.4) στη (2.2.3), προκύπτει ότι

$$E_s = \mathbf{p} \left(\sum_{k=1}^{2^m} \frac{\mathbf{a}_k^T \mathbf{a}_k}{2^m} \right) \mathbf{p}^T = \mathbf{p} (\mathbf{I}_m \mathbf{d}_m^2) \mathbf{p}^T = \mathbf{p}\mathbf{p}^T \mathbf{d}_m^2 = \mathbf{d}\mathbf{d}^T \quad (2.2.1.5)$$

όπου \mathbf{I}_m ο μοναδιαίος $m \times m$ πίνακας. Για την 2/4/8-PAM, $E_s = \mathbf{p}\mathbf{p}^T \mathbf{d}_3^2$, αφού $\mathbf{d}_m = \mathbf{d}_3$.

2.2.2 Ιεραρχική MPSK

Μέσω της ιεραρχικής MPSK η πληροφορία αντιστοιχίζεται στις μεταβολές της φάσης του σήματος εκπομπής σύμφωνα με τη σχέση

$$\begin{aligned} s_i(t) &= A g(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0 + \varphi_i) = \\ &= A g(t) \cos \varphi_i \cos(2\pi f_c t + \psi_0) - A g(t) \sin \varphi_i \sin(2\pi f_c t + \psi_0), \quad 0 \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (2.2.2.1)$$

όπου $g(t)$ ο παλμός μορφοποίησης του σήματος, f_c η συχνότητα μετάδοσης, ψ_0 η αρχική φάση και φ_i οι δυνατές φάσεις των σημάτων που μεταφέρουν τα σύμβολα. Όπως φαίνεται από τη (2.2.2.1), η ιεραρχική MPSK έχει συμφασική και ορθογώνια συνιστώσα. Τα σημεία του αστερισμού ορίζονται με βάση 2 διανύσματα:

- το διάνυσμα γωνίας $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{m-1}]_{1 \times (m-1)}$, όπου $m = \log_2(M)$
- και το διάνυσμα προτεραιότητας $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_{m-1}] = \left[\frac{\theta_1}{\theta_{m-1}}, \frac{\theta_2}{\theta_{m-1}}, \dots, \frac{\theta_{m-2}}{\theta_{m-1}}, 1 \right]_{1 \times (m-1)}$,

όπου όσο μεγαλύτερος ο λόγος p_i / p_{i+1} , τόσο μεγαλύτερη προστασία παρέχεται στο bit στη θέση i από το bit στη θέση $i+1$.

Τα δύο διανύσματα συνδεούνται με τη σχέση

$$\boldsymbol{\theta} = \mathbf{p} \cdot \boldsymbol{\theta}_{m-1} \quad (2.2.2.2)$$

Μέσω του διανύσματος $\boldsymbol{\theta}$, ορίζονται οι φάσεις φ_i σύμφωνα με τον αλγόριθμο του Πιν. 2.2.2.1:

```

φ = zeros(2^m, 1);
for i=2^(m-2):2^(m-1)-1
    index = i;
    mult = zeros(1, m-1);
    for j = m-1:-1:1
        mult(1, j) = 2*mod(index, 2)-1;
        index = floor(index/2);
    
```

```

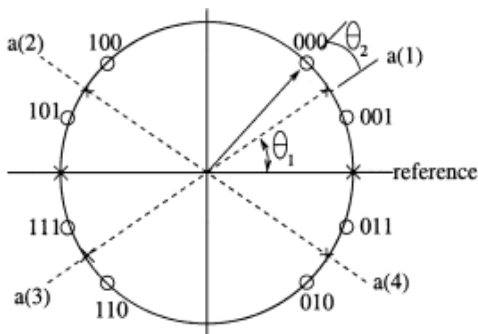
end
φ(i+1-2^(m-2), 1) = mult*θ';
end

for i=1:2^(m-2)
φ(i+2^(m-2), 1) = π - φ(2^(m-2)+1-i, 1);
end

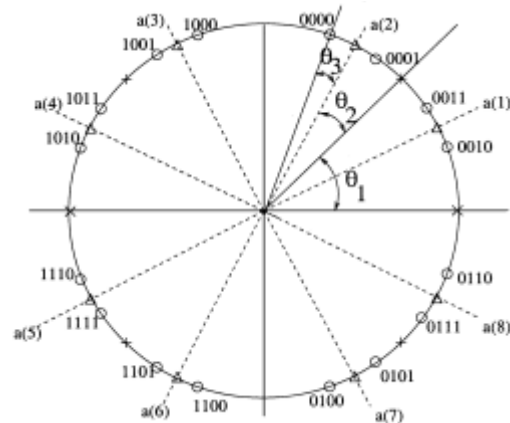
for i=1:2^(m-1)
φ(i+2^(m-1), 1) = -φ(2^(m-1)+1-i, 1);
end
end

```

Πίνακας 2.2.2.1: Ψευδοκώδικας για τον υπολογισμό των φάσεων φ_i



Σχήμα 2.2.2.1: 2/4/8-PSK



Σχήμα 2.2.2.2: 2/4/8/16-PSK

Στα ανωτέρω σχήματα, φαίνονται οι αστερισμοί των 2/4/8-PSK και 2/4/8/16-PSK, οι οποίες διαχωρίζουν τα προς μετάδοση δεδομένα και την ενέργεια συμβόλου σε τρεις και τέσσερις ροές πληροφορίας, αντίστοιχα. Είναι φανερό ότι κάθε ροή και στα δύο σχήματα διαμόρφωσης αποτελείται από ένα bit. Οι περιοχές απόφασης για την αποκωδικοποίηση των συμβόλων ορίζονται ακολούθως:

- Ο κάθετος άξονας ορίζει τις περιοχές απόφασης για το 1^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται δεξιά του άξονα αυτού, τότε το 1^ο του bit ισούται με 0 ενώ αν βρίσκεται αριστερά του ισούται με 1.
- Ο οριζόντιος άξονας ορίζει τις περιοχές απόφασης για το 2^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται πάνω από τον άξονα αυτό, τότε το 2^ο του bit ισούται με 0 ενώ αν βρίσκεται κάτω από αυτόν ισούται με 1.
- Οι ευθείες με κλίση θ_1 και $(\pi-\theta_1)$ ορίζουν τις περιοχές απόφασης για το 3^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται σε ένα εκ των τόξων που ορίζουν οι ευθείες μεταξύ του 1^{ου} και 2^{ου} τεταρτημορίου ή μεταξύ του 3^{ου} και του 4^{ου}, τότε το 3^ο του bit ισούται με 0. Αντίθετα, αν βρίσκεται σε ένα εκ των τόξων που ορίζουν οι ευθείες μεταξύ 1^{ου} και 4^{ου} τεταρτημορίου ή μεταξύ του 2^{ου} και του 3^{ου}, τότε το 3^ο του bit ισούται με 1.
- Οι ευθείες με κλίση θ_1 , $(\pi-\theta_1)$, $\theta_1+\theta_2$ και $(\pi-\theta_1-\theta_2)$ ορίζουν τις περιοχές απόφασης για το 4^ο bit κ.ο.κ.

Π.χ. το σύμβολο 001 της 2/4/8-PSK βρίσκεται δεξιά του κάθετου άξονα, πάνω από τον οριζόντιο και στο τόξο που ορίζουν οι διχοτόμοι του 1^{ου} και 4^{ου} τεταρτημορίου. Το σύμβολο 0010 της 2/4/8/16-PSK. βρίσκεται δεξιά του κάθετου άξονα, πάνω από τον

οριζόντιο, στο τόξο που ορίζουν οι διχοτόμοι του $1^{ου}$ και $4^{ου}$ τεταρτημορίου και στο τόξο που ορίζουν οι διχοτόμοι του $1^{ου}$ και $8^{ου}$ οκταμορίου.

Όσον αφορά τα διανύσματα για την 2/4/8-PSK, προκύπτει ότι $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2]$ και $\mathbf{p} = \left[\frac{\theta_1}{\theta_2}, 1 \right]$

και για την 2/4/8/16-PSK $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \theta_3]$ και $\mathbf{p} = \left[\frac{\theta_1}{\theta_3}, \frac{\theta_2}{\theta_3}, 1 \right]$. Οι συντεταγμένες των συμβόλων x_k , $k=1,2,\dots,M$ δίνονται από τη σχέση $x_k = (A \cos \varphi_k, A \sin \varphi_k)$. Π.χ. οι συντεταγμένες του συμβόλου 001 της 2/4/8-PAM είναι $(A \cos(\theta_1 - \theta_2), A \sin(\theta_1 - \theta_2))$ και οι συντεταγμένες του συμβόλου 0010 της 2/4/8/16-PAM είναι $(A \cos(\theta_1 - \theta_2 - \theta_3), A \sin(\theta_1 - \theta_2 - \theta_3))$.

Η ενέργεια συμβόλου είναι

$$E_k = x_k^2 = A^2 \quad (2.2.2.3)$$

επομένως όλα τα σύμβολα έχουν την ίδια ενέργεια. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι αν χρησιμοποιηθεί παλμός μορφοποίησης NRZ μοναδιαίας ισχύος, το εκπεμπόμενο σήμα έχει σταθερή περιβάλλουσα.

2.2.3 Ιεραρχική MQAM

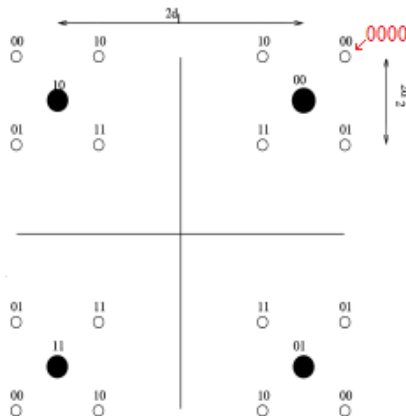
Μέσω της ιεραρχικής MQAM η πληροφορία αντιστοιχίζεται στις μεταβολές του πλάτους και της φάσης του σήματος εκπομπής σύμφωνα με τη σχέση

$$\begin{aligned} s_i(t) &= A_i g(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0 + \theta_i) = \\ &= A_i g(t) \cos \theta_i \cos(2\pi f_c t + \psi_0) - A_i g(t) \sin \theta_i \sin(2\pi f_c t + \psi_0) = \\ &= \text{Re}\{A_i \exp(j\theta_i) g(t) \exp[j(2\pi f_c t + \psi_0)]\}, \quad 0 \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (2.2.3.1)$$

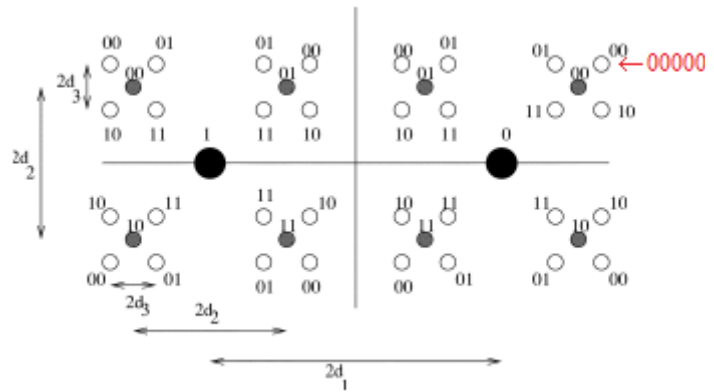
όπου $g(t)$ ο παλμός μορφοποίησης του σήματος, f_c η συχνότητα μετάδοσης, ψ_0 η αρχική φάση, A_i τα δυνατά πλάτη και θ_i οι δυνατές φάσεις των σημάτων που μεταφέρουν τα σύμβολα. Σε αντίθεση με τις ιεραρχικές MPAM και MPSK, που διαθέτουν ένα βαθμό ελευθερίας, η ιεραρχική MQAM διαθέτει δύο βαθμούς ελευθερίας. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα υψηλότερη φασματική απόδοση, αφού είναι δυνατή η μετάδοση περισσότερων ψηφίων πληροφορίας ανά σύμβολο με την ίδια μέση ενέργεια συμβόλου. Τα σημεία του αστερισμού ορίζονται ως εξής:

- $1^{η}$ περίπτωση: Τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν τετραγωνικό πλέγμα, δηλαδή $M = 2^{2m}$. Τότε, ορίζονται τα διανύσματα αποστάσεων $\mathbf{d}^i = [d_1^i, d_2^i, \dots, d_m^i]$ και $\mathbf{d}^q = [d_1^q, d_2^q, \dots, d_m^q]$. Έστω $d_m^i < d_m^q$, χωρίς βλάβη της γενικότητας. Ορίζονται τότε τα διανύσματα προτεραιότητας $\mathbf{p}^i = \left[\frac{d_1^i}{d_m^i}, \frac{d_2^i}{d_m^i}, \dots, 1 \right]$ και $\mathbf{p}^q = \left[\frac{d_1^q}{d_m^q}, \frac{d_2^q}{d_m^q}, \dots, \frac{d_m^q}{d_m^q} \right]$.
- $2^{η}$ περίπτωση: Τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν ορθογωνικό πλέγμα, δηλαδή $M = 2^{2m+1}$. Έστω ότι το διάνυσμα \mathbf{d}^i έχει μήκος $m+1$ και το διάνυσμα \mathbf{d}^q μήκος m χωρίς βλάβη της γενικότητας. Ορίζονται τότε τα διανύσματα αποστάσεων

$\mathbf{d}^i = [d_1^i, d_2^i, \dots, d_{m+1}^i]$ και $\mathbf{d}^q = [d_1^q, d_2^q, \dots, d_m^q]$ και στη συνέχεια τα διανύσματα προτεραιότητας $\mathbf{p}^i = \left[\frac{d_1^i}{d_{m+1}^i}, \frac{d_2^i}{d_{m+1}^i}, \dots, 1 \right]$ και $\mathbf{p}^q = \left[\frac{d_1^q}{d_{m+1}^i}, \frac{d_2^q}{d_{m+1}^i}, \dots, \frac{d_m^q}{d_{m+1}^i} \right]$.



Σχήμα 2.2.3.1: 4/16-QAM



Σχήμα 2.2.3.2: 2/8/32-QAM

Στα ανωτέρω σχήματα, φαίνονται οι αστερισμοί των 4/16-QAM και 2/8/32-QAM, οι οποίες διαχωρίζουν τα προς μετάδοση δεδομένα και την ενέργεια συμβόλου σε δύο και τρεις ροές πληροφορίας, αντίστοιχα. Στην 4/16-QAM, κάθε ροή αποτελείται από δύο bit, ενώ στη 2/8/32-QAM, η πρώτη ροή αποτελείται από ένα bit και η δεύτερη και η τρίτη από δύο bit έκαστη. Οι περιοχές απόφασης για την αποκωδικοποίηση των συμβόλων καθορίζονται από τους άξονες και τα νοητά μαύρα και γκριζα σύμβολα ακολούθως:

- Για την 4/16-QAM:
 - Ο κάθετος άξονας ορίζει τις περιοχές απόφασης για το 1^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται δεξιά του άξονα αυτού, τότε το 1^ο του bit ισούται με 0 ενώ αν βρίσκεται αριστερά του ισούται με 1.
 - Ο οριζόντιος άξονας ορίζει τις περιοχές απόφασης για το 2^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται πάνω από τον άξονα αυτό, τότε το 2^ο του bit ισούται με 0 ενώ αν βρίσκεται κάτω από αυτόν ισούται με 1.
 - Τα μαύρα σύμβολα είναι το αποτέλεσμα του συνδυασμού των παραπάνω ορίων. Παρομοιάς σε ένα σύστημα αξόνων με κέντρο έκαστο των μαύρων συμβόλων σε κάθε τεταρτημόριο, ορίζονται οι περιοχές απόφασης για τα υπόλοιπα bits.
- Για την 2/8/32-QAM:
 - Ο κάθετος άξονας ορίζει τις περιοχές απόφασης για το 1^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται δεξιά του άξονα αυτού, τότε το 1^ο του bit ισούται με 0 ενώ αν βρίσκεται αριστερά του ισούται με 1.
 - Ο οριζόντιος άξονας ορίζει τις περιοχές απόφασης για το 2^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται πάνω από τον άξονα αυτό, τότε το 2^ο του bit ισούται με 0 ενώ αν βρίσκεται κάτω από αυτόν ισούται με 1.
 - Οι κατακόρυφες ευθείες που διέρχονται από τα μαύρα σύμβολα ορίζουν τις περιοχές απόφασης για το 3^ο bit. Αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο βρίσκεται αριστερά της κατακόρυφης ευθείας που διέρχεται από το μαύρο σύμβολο 1 ή δεξιά της

ευθείας που διέρχεται από το μαύρο σύμβολο 0, τότε το 3^ο του bit ισούται με 0 ενώ βρίσκεται ανάμεσα στις δύο ευθείες το 3^ο του bit ισούται με 1.

- Παρομοίως σε ένα σύστημα αξόνων με κέντρο έκαστο των γκριζών σύμβολων, ορίζονται οι περιοχές απόφασης για τα υπόλοιπα bits.

Π.χ. έστω τα σύμβολα στο πάνω δεξί άκρο των αστερισμών των δύο σχημάτων διαμόρφωσης. Για την 4/16-QAM, το σύμβολο βρίσκεται δεξιά του κάθετου άξονα, πάνω από τον οριζόντιο και στο σύστημα αξόνων που ορίζεται από το νοητό μαύρο σύμβολο 00 στο 1^ο τεταρτημόριο. Επομένως το σύμβολο αυτό είναι το 0000. Τα δύο πρώτα μηδενικά αποτελούν την πρώτη ροή και τα υπόλοιπα δύο τη δεύτερη. Για την 2/8/32-QAM, το σύμβολο βρίσκεται δεξιά του κάθετου άξονα, πάνω από τον οριζόντιο, δεξιά της κατακόρυφης ευθείας που διέρχεται από το νοητό μαύρο σύμβολο 0 και στο σύστημα αξόνων που ορίζεται από το νοητό γκριζό σύμβολο 00 στο 1^ο τεταρτημόριο. Επομένως το σύμβολο αυτό είναι το 00000. Το πρώτο μηδενικό αποτελεί την πρώτη ροή, τα δύο επόμενα τη δεύτερη και τα υπόλοιπα δύο την τρίτη.

Όσον αφορά τα διανύσματα αποστάσεων και προτεραιότητας:

- Για την 4/16-QAM, $\mathbf{d}^i = \mathbf{d}^q = [d_1, d_2]$ και $\mathbf{p}^i = \mathbf{p}^q = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ 1 \end{bmatrix}$.
- Για την 2/8/32-QAM, $\mathbf{d}^i = [d_1, d_2, d_3]$, $\mathbf{d}^q = [d_2, d_3]$, $\mathbf{p}^i = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ 1 \end{bmatrix}$ και $\mathbf{p}^q = \begin{bmatrix} d_2 \\ d_3 \\ 1 \end{bmatrix}$.

Η ισότητα των αποστάσεων d_j^i και d_j^q αφορά τα συγκεκριμένα σχήματα ιεραρχικής MQAM και δεν αντιπροσωπεύει τη γενική περίπτωση. Οι συντεταγμένες των συμβόλων δίδονται συναρτήσει των αποστάσεων d_j^i και d_j^q . Π.χ. έστω πάλι τα σύμβολα στο πάνω δεξί άκρο των αστερισμών των δύο σχημάτων διαμόρφωσης. Για το σύμβολο 0000 της 4/16-QAM οι συντεταγμένες είναι $(d_1 + d_2, d_1 + d_2)$ και για το σύμβολο 00000 της 2/8/32-QAM είναι $(d_1 + d_2 + d_3, d_2 + d_3)$.

Για τετραγωνικό πλέγμα, η μέση ενέργεια συμβόλου δίνεται από τον τύπο

$$\mathbf{E}_s = [\mathbf{p}^i \mathbf{p}^{i^T} + \mathbf{p}^q \mathbf{p}^{q^T}] \mathbf{d}_m^2 = \mathbf{d}^i \mathbf{d}^{i^T} + \mathbf{d}^q \mathbf{d}^{q^T} \quad (2.2.3.2)$$

ενώ για ορθογωνικό πλέγμα από τον τύπο

$$\mathbf{E}_s = [\mathbf{p}^i \mathbf{p}^{i^T} + \mathbf{p}^q \mathbf{p}^{q^T}] \mathbf{d}_{m+1}^2 = \mathbf{d}^i \mathbf{d}^{i^T} + \mathbf{d}^q \mathbf{d}^{q^T} \quad (2.2.3.3)$$

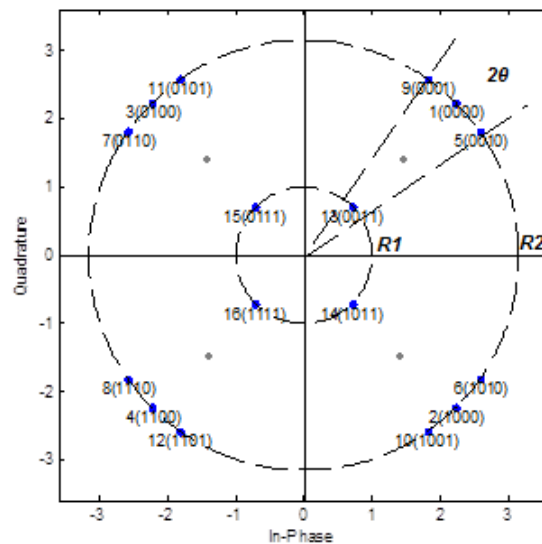
Η παράμετρος α , όπως αυτή ορίστηκε στην παράγραφο 1.2.6 του προηγούμενου κεφαλαίου, δίνεται από τη σχέση $\alpha = d_1 - d_2$, όταν $M=2^{2m}$ και $\mathbf{p}^i = \mathbf{p}^q$. Ορίζεται, επομένως, μόνο όταν γίνεται διαχωρισμός των δεδομένων σε δύο ροές πληροφορίας και τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν τετραγωνικό πλέγμα. Έστω E_{HP} το μέρος της ενέργειας συμβόλου E_s που χρησιμοποιείται για την υπηρεσία υψηλής προτεραιότητας και E_{LP} το μέρος της ενέργειας συμβόλου E_s που χρησιμοποιείται για την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας.

Προφανώς, $E_{HP} + E_{LP} = E_S$. Τα δύο αυτά μεγέθη συνδέονται με την παράμετρο α μέσω της σχέσης

$$\frac{E_{HP}}{E_{LP}} = (1 + \alpha)^2 \quad (2.2.3.4)$$

2.2.4 Ιεραρχική MAPSK

Η ιεραρχική MAPSK αποτελεί παραλλαγή της MQAM, αφού και στις δύο περιπτώσεις τα σύμβολα πληροφορίας αντιστοιχίζονται στις μεταβολές του πλάτους και της φάσης του σήματος εκπομπής. Η διαφορά της ιεραρχικής MAPSK είναι ότι τα σημεία του αστερισμού της σχηματίζουν ομόκεντρους κύκλους διαφορετικής ακτίνας. Με την τοποθέτηση αυτή, μειώνεται το πλήθος τιμών του πλάτους A_i (οι πιθανές τιμές είναι όσες και οι κύκλοι και ίσες με τις ακτίνες τους) και, επομένως, η ισχύς τους.



Σχήμα 2.2.4.1: Ιεραρχική 16 (4+12)-APSK

Η μελέτη της ιεραρχικής MAPSK γίνεται με τη χρήση του πλέον διαδεδομένου σχήματός της, της ιεραρχικής 16(4+12)-APSK. Η ιεραρχική 16-APSK χαρακτηρίζεται από 2 παραμέτρους:

- τη γωνία θ , η οποία είναι η γωνία μεταξύ δύο σημείων του αστερισμού σε ένα τεταρτημόριο
 - την παράμετρο γ , η οποία είναι ο λόγος R_2/R_1 των ακτίνων των κύκλων του αστερισμού.
- Έστω δύο ροές πληροφορίας: η ροή HP αποτελούμενη από τα δύο πρώτα bits από τα αριστερά και η ροή LP αποτελούμενη από τα υπόλοιπα δύο. Οι περιοχές απόφασης για την αποκωδικοποίηση της ροής HP είναι τα τέσσερα τεταρτημόρια ως εξής: $1^\circ \rightarrow 00$, $2^\circ \rightarrow 01$, $3^\circ \rightarrow 11$ και $4^\circ \rightarrow 10$. Οι περιοχές απόφασης για την αποκωδικοποίηση της ροής LP ορίζονται συναρτήσει των διχοτόμων των τεσσάρων γωνιών 2θ και των ακτίνων R_1 και R_2 ως εξής:
- αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο είναι πάνω στη διχοτόμο, τότε αν η ακτίνα είναι ίση με R_1 τα δύο bits είναι ίσα με 11 ενώ αν η ακτίνα είναι ίση με R_2 τα δύο bits είναι ίσα με 00

- αν το προς αποκωδικοποίηση σύμβολο δεν είναι πάνω στη διχοτόμο, βρίσκεται σίγουρα πάνω στον εξωτερικό κύκλο. Τότε, αν το σύμβολο βρίσκεται στο τόξο που ορίζουν οι διχοτόμοι του 1^{ου} και του 2^{ου} τεταρτημορίου ή του 3^{ου} και του 4^{ου} τεταρτημορίου τα bits είναι ίσα με 01 ενώ αν το σύμβολο βρίσκεται στο τόξο που ορίζουν οι διχοτόμοι του 1^{ου} και του 4^{ου} τεταρτημορίου ή του 2^{ου} και του 3^{ου} τεταρτημορίου τα bits είναι ίσα με 10.

Μείωση της γωνίας θ ή της παραμέτρου γ ή μείωση και των δύο κάνει την αποκωδικοποίηση της ροής LP δύσκολη, καθώς οι αποστάσεις μεταξύ των συμβόλων σε κάθε τεταρτημόριο μειώνονται.

Όσον αφορά την ενέργεια, η ενέργεια της ροής HP δίδεται από την ενέργεια μιας QPSK διαμόρφωσης (τα γκρι σύμβολα στο Σχήμα 2.5.1), της οποίας τα σημεία βρίσκονται στο βαρύκεντρο των τεσσάρων σημείων κάθε τεταρτημορίου. Με χρήση πολικών συντεταγμένων, το βαρύκεντρο στο 1ο τεταρτημόριο προκύπτει:

$$d_B = \frac{R_1 e^{i\pi/4} + R_2 e^{i\pi/4} + R_2 e^{i(\pi/4+\theta)} + R_2 e^{i(\pi/4-\theta)}}{4} = e^{i\pi/4} \frac{R_1 + R_2 + 2R_2 \cos \theta}{4} \quad (2.2.4.1)$$

Η ενέργεια συμβόλου δίνεται από τον τύπο

$$E_s = \frac{4R_1^2 + 12R_2^2}{16} = \frac{1 + 3\gamma^2}{4} R_1^2 \quad (2.2.4.2)$$

οπότε αντικαθιστώντας τη στην σχέση (2.5.1), προκύπτει ότι

$$d_B = e^{i\pi/4} \frac{R_1 + R_2 + 2R_2 \cos \theta}{4} = \frac{1 + \gamma(1 + 2 \cos \theta)}{4} R_1 = \frac{1 + \gamma(1 + 2 \cos \theta)}{4\sqrt{1 + 3\gamma^2}} 2\sqrt{E_s} \quad (2.2.4.3)$$

Τελικά, η ενέργεια της HP ροής δίνεται από τον τύπο

$$E_{hp} = E_{qpsk} = d_B^2 = \frac{(1 + \gamma(1 + 2 \cos \theta))^2}{4(1 + 3\gamma^2)} E_s \quad (2.2.4.4)$$

όπου

$$\frac{(1 + \gamma(1 + 2 \cos \theta))^2}{4(1 + 3\gamma^2)} = \rho_{hp} \quad (2.2.4.5)$$

το ποσοστό της ενέργειας συμβόλου που ανατίθεται στην ροή HP. Με βάση τα κριτήρια λειτουργίας που τίθενται για το σύστημα που θα υλοποιήσει την ιεραρχική 16-APSK, παρουσιάζει ενδιαφέρον ο προσδιορισμός των ζευγών (γ, θ) για δεδομένη τιμή του ρ_{hp} , με $\rho_{hp} \geq 0.5$, $\gamma \geq 1$ και $\theta \geq 0$.

Το σύνολο των λύσεων του προβλήματος αυτού περιγράφεται από τη σχέση

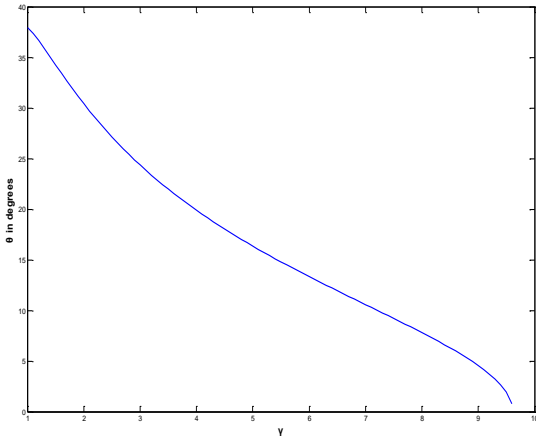
$$S_{\rho_{hp}} = \{(\gamma, \arccos(f(\gamma, \rho_{hp}))) | 1 \leq \gamma \leq \gamma_{lim}\} \quad (2.2.4.6)$$

όπου

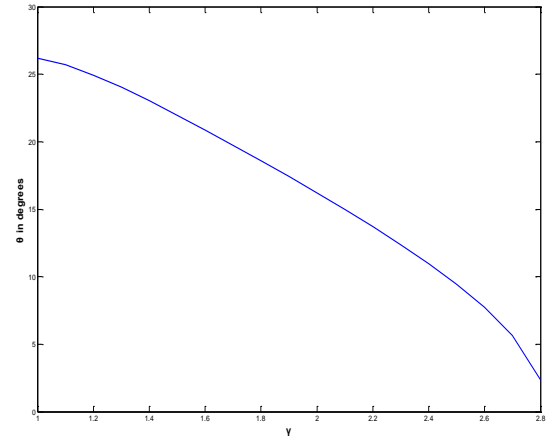
$$f(\gamma, \rho_{hp}) = \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{4\rho_{hp}(1+3\gamma^2)} - 1}{\gamma} - 1 \right) \quad (2.2.4.7)$$

και

$$\gamma_{lim} = \begin{cases} +\infty, & \text{if } \rho_{hp} \leq 0.75 \\ \frac{3 + 4\sqrt{3\rho_{hp}(1-\rho_{hp})}}{3(4\rho_{hp} - 3)}, & \text{if } \rho_{hp} > 0.75 \end{cases} \quad (2.2.4.8)$$



Σχήμα 2.2.4.2: Σύνολο ζευγών (γ, θ) για $\rho_{hp} = 0.8$



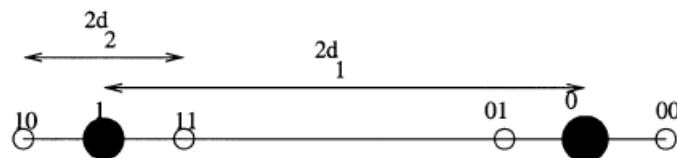
Σχήμα 2.2.4.3: Σύνολο ζευγών (γ, θ) για $\rho_{hp} = 0.9$

Κάθε σημείο των καμπυλών των δύο ανωτέρω σχημάτων αποτελεί αποδεκτή λύση του προβλήματος (2.5.6). Π.χ., για $\rho_{hp} = 0.8$ και $\gamma = 3$, $\theta = 22.5^\circ$. Αυτό σημαίνει ότι αν ανατεθεί το 80% της ενέργειας συμβόλου στη ροή HP, τότε η γωνία θ είναι ίση με 22.5° και η παράμετρος γ , δηλαδή ο λόγος των ακτίνων R_2/R_1 είναι ίσος με 3.

2.3 Επίδοση των Σχημάτων Ιεραρχικής Διαμόρφωσης

2.3.1 Πιθανότητα Λάθους κατά την Ιεραρχική MPAM

- *Ιεραρχική 4-PAM*



Σχήμα 2.3.1.1: 2/4-PAM

Παρατηρώντας το ανωτέρω σχήμα, διαπιστώνεται ότι η πιθανότητα λάθους για το 1^ο bit δίδεται από τη σχέση

$$P_b(4, \mathbf{d}, i_1) = \frac{1}{4} [P_b(4, \mathbf{d}, i_1 | 00 \text{ sent}) + P_b(4, \mathbf{d}, i_1 | 01 \text{ sent}) + P_b(4, \mathbf{d}, i_1 | 10 \text{ sent}) + P_b(4, \mathbf{d}, i_1 | 11 \text{ sent})] \quad (2.3.1.1)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη συμμετρία, διαπιστώνεται ότι τα σύμβολα 00 και 10 έχουν την ίδια πιθανότητα λάθους, όπως και τα 11 και 01. Επομένως, η (2.3.1.1) γίνεται

$$P_b(4, \mathbf{d}, i_1) = \frac{1}{4} [2P_b(4, \mathbf{d}, i_1 | 00 \text{ sent}) + 2P_b(4, \mathbf{d}, i_1 | 01 \text{ sent})] \\ = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{d_1 + d_2}{\sqrt{N_0}} + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{d_1 - d_2}{\sqrt{N_0}} \right] \quad (2.3.1.2)$$

Κατά παρόμοιο τρόπο, η πιθανότητα λάθους του 2^ο bit δίδεται από τη σχέση

$$P_b(4, \mathbf{d}, i_2) = \frac{1}{4} [P_b(4, \mathbf{d}, i_2 | 00 \text{ sent}) + P_b(4, \mathbf{d}, i_2 | 01 \text{ sent}) + P_b(4, \mathbf{d}, i_2 | 10 \text{ sent}) + P_b(4, \mathbf{d}, i_2 | 11 \text{ sent})] \\ = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \left(\operatorname{erfc} \frac{d_2}{\sqrt{N_0}} - \operatorname{erfc} \frac{2d_1 + d_2}{\sqrt{N_0}} \right) + \frac{1}{2} \left(\operatorname{erfc} \frac{d_2}{\sqrt{N_0}} + \operatorname{erfc} \frac{2d_1 - d_2}{\sqrt{N_0}} \right) \right] \quad (2.3.1.3) \\ = \frac{1}{4} \left(2\operatorname{erfc} \frac{d_2}{\sqrt{N_0}} - \operatorname{erfc} \frac{2d_1 + d_2}{\sqrt{N_0}} + \operatorname{erfc} \frac{2d_1 - d_2}{\sqrt{N_0}} \right)$$

Είναι φανερό από τις παραπάνω σχέσεις ότι η πιθανότητα λάθους είναι συνάρτηση του πλήθους των συμβόλων του σχήματος διαμόρφωσης καθώς και του διανύσματος αποστάσεως \mathbf{d} .

- *Ιεραρχική 8-PAM*

Παρατηρώντας το Σχ. 2.2.1.1, που απεικονίζει την ιεραρχική 2/4/8-PAM και λαμβάνοντας υπόψη τη συμμετρία όπως και στην ιεραρχική 4-PAM, διαπιστώνεται ότι η πιθανότητα λάθους για το 1^ο bit δίδεται από τη σχέση

$$P_b(8, \mathbf{d}, i_1) = \frac{1}{8} [2P_b(8, \mathbf{d}, i_1 | 000 \text{ sent}) + 2P_b(8, \mathbf{d}, i_1 | 001 \text{ sent}) + 2P_b(8, \mathbf{d}, i_1 | 010 \text{ sent}) + 8P_b(8, \mathbf{d}, i_1 | 011 \text{ sent})] \\ = \frac{1}{8} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{d_1 - d_2 - d_3}{\sqrt{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{d_1 - d_2 + d_3}{\sqrt{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{d_1 + d_2 - d_3}{\sqrt{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{d_1 + d_2 + d_3}{\sqrt{N_0}} \right) \right] \quad (2.3.1.4)$$

Κατά παρόμοιο τρόπο, η πιθανότητα λάθους του 2^{ov} bit δίδεται από τη σχέση

$$P_b(8, \mathbf{d}, i_2) = \frac{1}{4} \left[2\text{erfc}\left(\frac{d_2 + d_3}{\sqrt{N_0}}\right) - \text{erfc}\left(\frac{2d_1 + d_2 + d_3}{\sqrt{N_0}}\right) + \text{erfc}\left(\frac{2d_1 - d_2 - d_3}{\sqrt{N_0}}\right) \right. \\ \left. + 2\text{erfc}\left(\frac{d_2 - d_3}{\sqrt{N_0}}\right) - \text{erfc}\left(\frac{2d_1 + d_2 - d_3}{\sqrt{N_0}}\right) + \text{erfc}\left(\frac{2d_1 - d_2 + d_3}{\sqrt{N_0}}\right) \right] \quad (2.3.1.5)$$

και η πιθανότητα λάθους του 3^{ov} bit από την σχέση

$$P_b(8, \mathbf{d}, i_3) = \frac{1}{8} \left[4\text{erfc}\left(\frac{d_3}{\sqrt{N_0}}\right) + 2\text{erfc}\left(\frac{2d_2 - d_3}{\sqrt{N_0}}\right) + \text{erfc}\left(\frac{2d_1 - 2d_2 - d_3}{\sqrt{N_0}}\right) \right. \\ \left. - 2\text{erfc}\left(\frac{2d_2 + d_3}{\sqrt{N_0}}\right) - \text{erfc}\left(\frac{2d_1 - 2d_2 + d_3}{\sqrt{N_0}}\right) - 2\text{erfc}\left(\frac{2d_1 - d_3}{\sqrt{N_0}}\right) + 2\text{erfc}\left(\frac{2d_1 + d_3}{\sqrt{N_0}}\right) \right. \\ \left. + \text{erfc}\left(\frac{2d_1 + 2d_2 - d_3}{\sqrt{N_0}}\right) - \text{erfc}\left(\frac{2d_1 + 2d_2 + d_3}{\sqrt{N_0}}\right) \right] \quad (2.3.1.6)$$

- *Ιεραρχική MPAM*

Είναι φανερό ότι οι εκφράσεις για την πιθανότητα λάθους είναι σταθμισμένα αθροίσματα συναρτήσεων λάθους erfc , με ορίσματα της μορφής $\frac{Cd_m}{\sqrt{N_0}}$, όπου C είναι η απόσταση ενός

συμβόλου από ένα όριο περιοχής απόφασης (αντίστοιχα προς το bit που εξετάζεται) και $N_0/2$ η φασματική πυκνότητα θορύβου AWGN. Τα ορίσματα αυτά μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει του διανύσματος προτεραιότητας \mathbf{p} και του λόγου φέροντος προς θόρυβο (Carrier-to-Noise Ratio CNR) $\gamma = E_s / N_0$

$$\frac{Cd_m}{\sqrt{N_0}} = \pm \sqrt{G(\mathbf{C}, \mathbf{p}) \cdot \gamma}, \quad \text{όπου } G(\mathbf{C}, \mathbf{p}) = \frac{C^2}{\mathbf{p}\mathbf{p}^T}$$

Προκειμένου να διατυπωθεί έκφραση, μέσω της οποίας μπορεί να υπολογιστεί η πιθανότητα λάθους κάθε bit σε διάφορα είδη διαύλων, η συνάρτηση λάθους erfc αντικαθίσταται από την συνάρτηση I , η οποία ορίζεται ως εξής:

- Δίαυλος AWGN $I(\mathbf{C}, \mathbf{p}, \gamma) = \text{erfc}(\pm \sqrt{G(\mathbf{C}, \mathbf{p}) \cdot \gamma})$

$$- \text{ Δίαυλος Rayleigh } I(C, \mathbf{p}, \bar{\gamma}) = \begin{cases} 1 - \sqrt{\frac{G(C, \mathbf{p}) \cdot \bar{\gamma}}{1 + G(C, \mathbf{p}) \cdot \bar{\gamma}}}, & C > 0 \\ \sqrt{\frac{G(C, \mathbf{p}) \cdot \bar{\gamma}}{1 + G(C, \mathbf{p}) \cdot \bar{\gamma}}}, & C < 0 \end{cases},$$

όπου $\bar{\gamma}$ το κανονικοποιημένο κέρδος του διαύλου, το οποίο τίθεται ίσο με 1.

- Δίαυλος Rice

$$I(C, \mathbf{p}, \bar{\gamma}) = \begin{cases} Q_M(u, v) - \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{\frac{w}{1+w}} \right] \cdot \exp\left(-\frac{u^2 + v^2}{2}\right) \cdot I_0(uv), & C > 0 \\ 1 - \left[Q_M(u, v) - \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{\frac{w}{1+w}} \right] \cdot \exp\left(-\frac{u^2 + v^2}{2}\right) \cdot I_0(uv) \right], & C < 0 \end{cases}$$

όπου $Q_M(\cdot, \cdot)$ η συνάρτηση Marquim Q, $I_0(\cdot)$ η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενική τάξης,

$$w = \frac{G(C, \mathbf{p}) \bar{\gamma}}{K+1}, u = \sqrt{K} \left[\frac{1+2w}{2(1+w)} - \sqrt{\frac{w}{1+w}} \right]^{1/2} \quad v = \sqrt{K} \left[\frac{1+2w}{2(1+w)} + \sqrt{\frac{w}{1+w}} \right]^{1/2}$$

όπου K ο παράγοντας Rice.

Έχοντας ορίσει τα προηγούμενα, μπορεί να διατυπωθεί μια κλειστή έκφραση για την πιθανότητα λάθους της ιεραρχικής MPAM.

$$P_b(M, \mathbf{d}, i_k) = \frac{2}{M} \sum_{j=1}^{M/2} \left[g_j^k + (-1)^{g_j^k} \left[\sum_{q=1}^{2^{(k-1)}} \frac{1}{2} (-1)^{q+1} \cdot I(\mathbf{B}_k(q) - \mathbf{d}_s(j), \mathbf{p}, \gamma) \right] \right] \quad (2.3.1.7)$$

όπου

g_j^k το bit k του συμβόλου j

$\mathbf{B}_k(\cdot)$ το διάνυσμα με στοιχεία τα όρια απόφασης για το bit k. Το μέτρο του είναι ίσο με 2^{k-1}

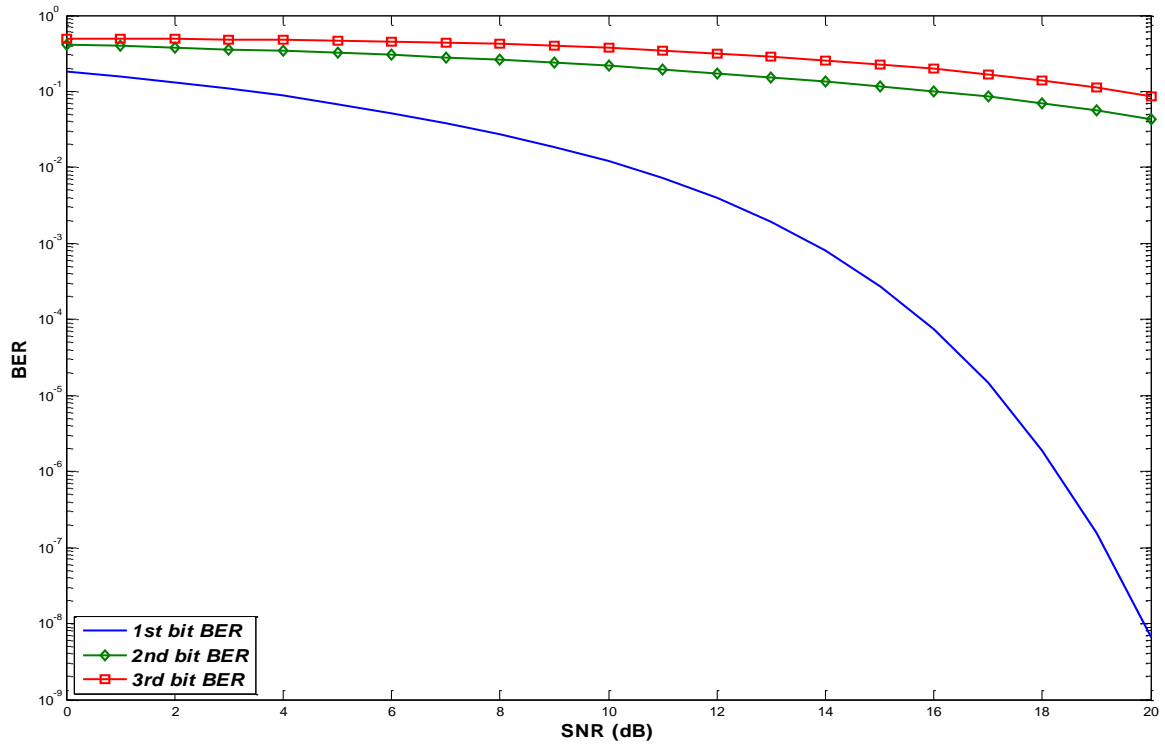
$k = 1, 2, \dots, m$ και ορίζεται ως: $\mathbf{B}_k(q) = \frac{\mathbf{d}_s((2q-1)2^{m-k}) + \mathbf{d}_s((2q-1)2^{m-k} + 1)}{2}, q = 1, 2, \dots, 2^{k-1}$

$\mathbf{d}_s(\cdot)$ το διάνυσμα που περιέχει τις θέσεις των συμβόλων στον αστερισμό και ορίζεται ως

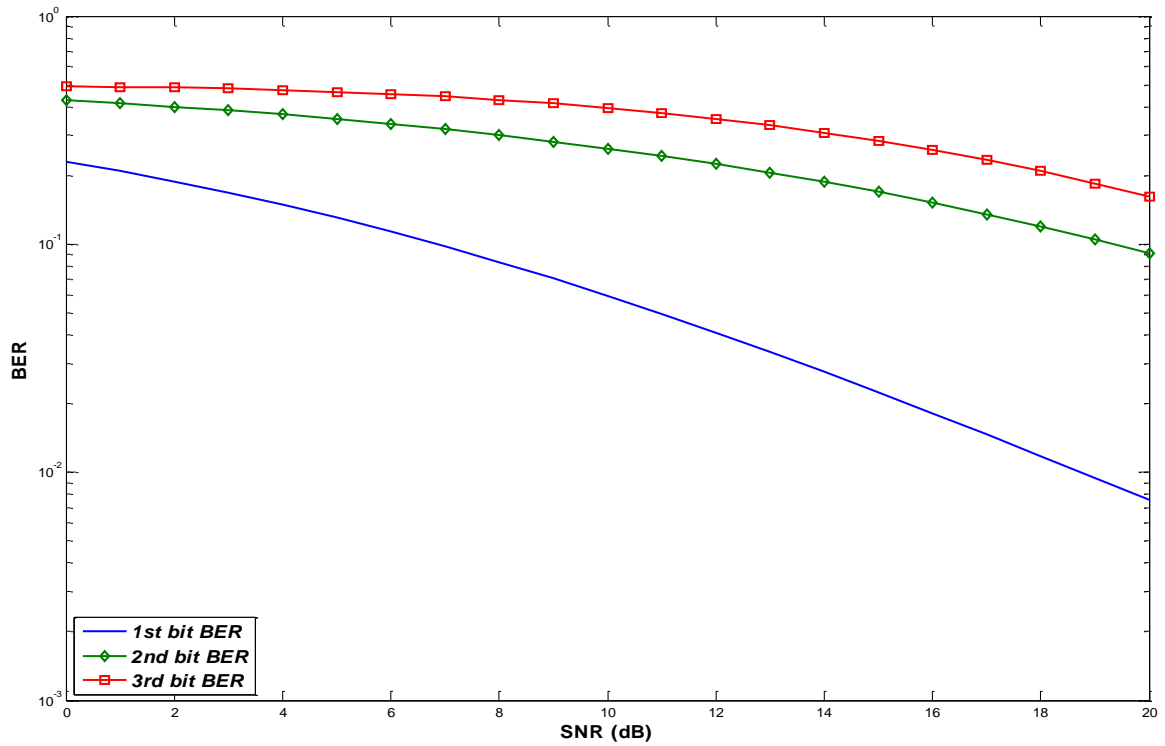
$\mathbf{d}_s(j) = \sum_{k=1}^m (2b_j^k - 1)d_k, j = 1, 2, \dots, M$, όπου b_j^k τα σύμβολα του αστερισμού πριν από την

κωδικοποίηση Gray.

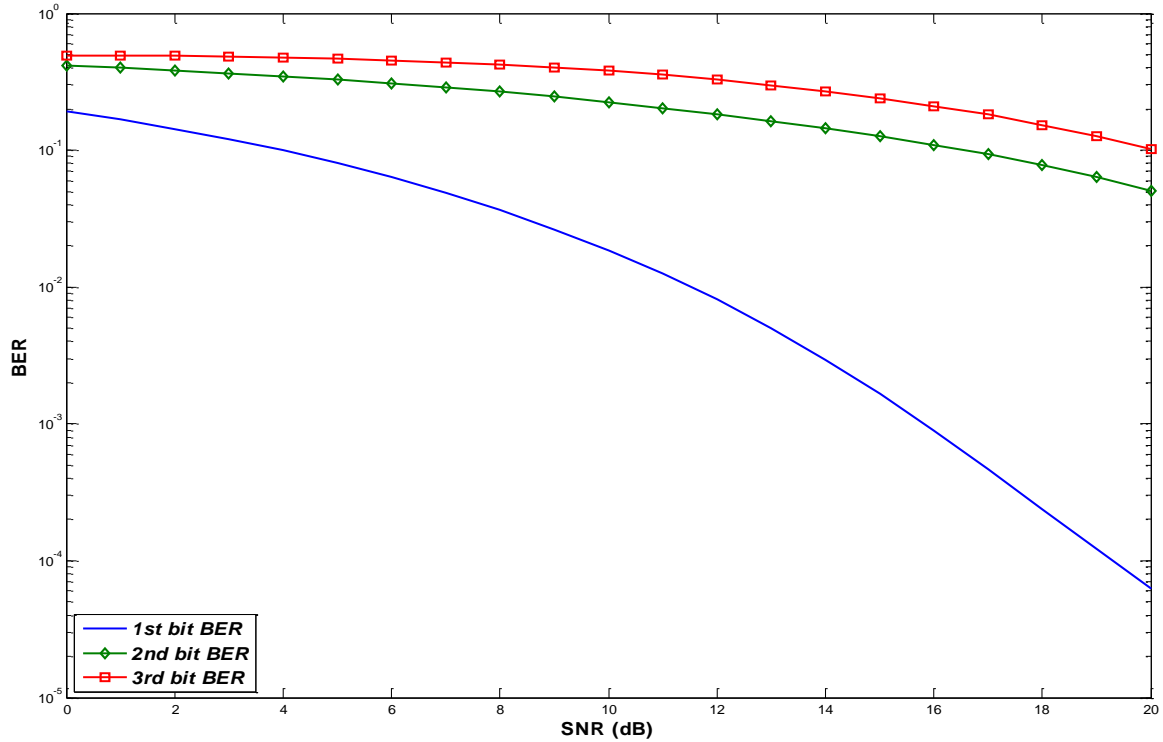
Ακολουθούν τα διαγράμματα πιθανότητας λάθους για την 2/4/8-PAM σε διαύλους AWGN, Rayleigh και Rice (K = 10).



Σχήμα 2.3.1.2: Διάγραμμα BER 2/4/8-PAM σε δίαυλο AWGN



Σχήμα 2.3.1.3: Διάγραμμα BER 2/4/8-PAM σε δίαυλο Rayleigh



Σχήμα 2.3.1.4: Διάγραμμα BER 2/4/8-PAM σε διάυλο Rice ($K = 10$)

2.3.2 Πιθανότητα Λάθους κατά την Ιεραρχική MPSK

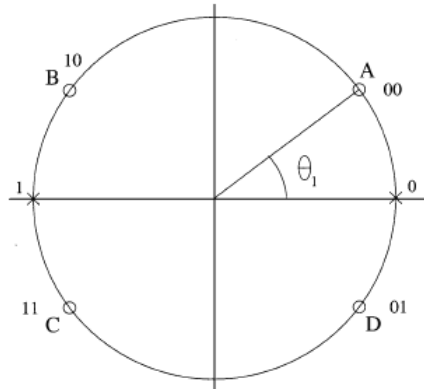
Προκειμένου να μελετηθεί η πιθανότητα λάθους της ιεραρχικής MPSK, ορίζεται η συνάρτηση Pawula F, η οποία αντικαθιστά την συνάρτηση λάθους erfc . Η συνάρτηση Pawula F ορίζεται ως εξής:

$$F(\psi, \gamma) = -\frac{\text{sgn}(\psi)}{2\pi} \int_0^{\pi-|\psi|} \exp\left[-\gamma \frac{\sin^2 \psi}{\sin^2 \theta}\right] d\theta, \quad -\pi < \psi < \pi \quad (2.3.2.1)$$

όπου $\text{sgn}(\cdot)$ η συνάρτηση προσήμου και γ ο λόγος φέροντος προς θόρυβο (CNR) E_s / N_0 . Η συνάρτηση Pawula F είναι περιττή, έχει περίοδο 2π και παρουσιάζει ασυνέχεια στο 0, όπου $F(0^-, \gamma) = \frac{1}{2}$ και $F(0^+, \gamma) = -\frac{1}{2}$. Ακόμη, $F(\pi, \gamma) = F(-\pi, \gamma) = 0$. Για λόγους απλότητας, στη συνέχεια η συνάρτηση αυτή θα αναφέρεται ως $F(\psi)$. Έτσι, η πιθανότητα $P(\psi_1 < \psi < \psi_2)$ μπορεί να γραφτεί

$$P(\psi_1 < \psi < \psi_2) = \begin{cases} F(\psi_2) - F(\psi_1) + 1, & \psi_1 < 0 < \psi_2 \\ F(\psi_2) - F(\psi_1), & \text{αλλιού} \end{cases} \quad (2.3.2.2)$$

- *Ιεραρχική 4-PSK*



Σχήμα 2.3.2.1: 2/4-PSK

Παρατηρώντας το ανωτέρω σχήμα, διαπιστώνεται ότι η πιθανότητα λάθους για το 1^ο bit δίδεται από τη σχέση

$$P_b(4, \theta, i_1) = \frac{1}{4} [P_b(4, \theta, i_1 | 00 \text{ sent}) + P_b(4, \theta, i_1 | 01 \text{ sent}) + P_b(4, \theta, i_1 | 10 \text{ sent}) + P_b(4, \theta, i_1 | 11 \text{ sent})] \quad (2.3.2.3)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη συμμετρία, διαπιστώνεται ότι τα σύμβολα A και B έχουν την ίδια πιθανότητα λάθους, όπως και τα C και D. Επομένως, η (2.3.2.3) γίνεται

$$P_b(4, \theta, i_1) = \frac{1}{4} [2P_b(4, \theta, i_1 | 00 \text{ sent}) + 2P_b(4, \theta, i_1 | 01 \text{ sent})] \quad (2.3.2.4)$$

Με χρήση της συνάρτησης Ραουλα F, διαπιστώνεται ότι η πιθανότητα λάθους για το 1^ο bit του συμβόλου 00 είναι

$$\begin{aligned} P_b(4, \theta, i_1 | 00 \text{ sent}) &= \left[F(\pi) - F\left(\frac{\pi}{2} - \theta_1\right) \right] + \left[-F(-\pi) + F\left(-\frac{\pi}{2} - \theta_1\right) \right] \\ &= F\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) - F\left(\theta_1 + \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.3.2.5)$$

Κατά παρόμοιο τρόπο, υπολογίζεται η πιθανότητα λάθους του συμβόλου 01, η οποία είναι ίδια με αυτή του συμβόλου 00. Τελικά, η πιθανότητα λάθους για το 1^ο bit για την 2/4-PSK δίδεται από τη σχέση

$$P_b(4, \theta, i_1) = F\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) - F\left(\theta_1 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.3.2.6)$$

ενώ η πιθανότητα λάθους για το 2^ο bit δίδεται από τη σχέση

$$P_b(4, \theta, i_2) = F(-\theta_1) + F(-\pi + \theta_1) \quad (2.3.2.7)$$

Είναι φανερό από τις παραπάνω σχέσεις ότι η πιθανότητα λάθους είναι συνάρτηση του πλήθους των συμβόλων του σχήματος διαμόρφωσης καθώς και του διανύσματος γωνίας θ .

- *Ιεραρχική 8-PSK*

Παρατηρώντας το Σχ. 2.2.2.1, που απεικονίζει την ιεραρχική 2/4/8-PSK, χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση Ραουλα F και λαμβάνοντας υπόψη τη συμμετρία όπως και στην ιεραρχική 4-PSK, διαπιστώνεται ότι η πιθανότητα λάθους για το 1^ο bit δίνεται από την σχέση

$$P_b(8, \theta, i_1) = \frac{1}{2} \left[F\left(-\frac{\pi}{2} - \theta_1 + \theta_2\right) - F\left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 + \theta_2\right) + F\left(-\frac{\pi}{2} - \theta_1 - \theta_2\right) - F\left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 - \theta_2\right) \right] \quad (2.3.2.8)$$

η πιθανότητα λάθους του 2^ο bit δίδεται από τη σχέση

$$P_b(8, \theta, i_2) = \frac{1}{2} \left[F(-(\theta_1 - \theta_2)) - F(\pi - (\theta_1 - \theta_2)) + F(-(\theta_1 + \theta_2)) - F(\pi - (\theta_1 + \theta_2)) \right] \quad (2.3.2.9)$$

και η πιθανότητα λάθους του 3^ο bit από τη σχέση

$$P_b(8, \theta, i_3) = F(-\theta_2) + F(\pi - \theta_2) + \frac{1}{2} (F(2\theta_1 + \theta_2) - F(\pi - (2\theta_1 + \theta_2))) - \frac{1}{2} (F(2\theta_1 - \theta_2) - F(\pi - (2\theta_1 - \theta_2))) \quad (2.3.2.10)$$

- *Ιεραρχική MPSK*

Προκειμένου να διατυπωθεί μια έκφραση, με την οποία μπορεί να υπολογιστεί η πιθανότητα λάθους κάθε bit σε διάφορα είδη διαύλων, η συνάρτηση Ραουλα F αντικαθίσταται από την συνάρτηση J, η οποία ορίζεται ως εξής:

- Δίαυλος AWGN $J(\psi) = F(\psi)$
- Δίαυλος Rayleigh

$$J(\psi) = -\frac{\text{sgn}(\psi)}{2\pi} \left[\pi - |\psi| - \alpha \left[\tan^{-1} \left[\frac{\tan(\pi - |\psi|)}{a} \right] + \frac{\pi}{2} (1 - \text{sgn}(\tan(\pi - |\psi|))) \right] \right]$$

όπου $\bar{\gamma}$ το κανονικοποιημένο κέρδος του διαύλου, το οποίο τίθεται ίσο με 1 και

$$\alpha = \sqrt{\frac{\bar{\gamma} \sin^2 \psi}{1 + \bar{\gamma} \sin^2 \psi}}$$

- Διάυλος Rice

$$J(\psi) = -\frac{\text{sgn}(\psi)}{2\pi} \int_0^{\pi-|\psi|} \left[\frac{1+K}{1+K + \frac{\sin^2 \psi}{\sin^2 \theta} \gamma} \right] \times \exp \left[\frac{-K \frac{\sin^2 \psi}{\sin^2 \theta} \gamma}{1+K + \frac{\sin^2 \psi}{\sin^2 \theta} \gamma} \right] d\theta$$

όπου K ο παράγοντας Rice.

Στη συνέχεια, διατυπώνεται επαναληπτικός αλγόριθμος για τον υπολογισμό της πιθανότητας λάθους της ιεραρχικής MPSK, του οποίου η βάση είναι οι εκφράσεις πιθανότητας λάθους για την ιεραρχική 4-PSK ($m = \log_2(4) = 2$).

- $k < m$:

$$P_b(M, \boldsymbol{\theta}, i_k) = \frac{1}{2} \left[P_b\left(\frac{M}{2}, \boldsymbol{\theta}_+, i_k\right) + P_b\left(\frac{M}{2}, \boldsymbol{\theta}_-, i_k\right) \right] \quad (2.3.2.11)$$

όπου $\boldsymbol{\theta}_+ = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{m-3}, \theta_{m-2} + \theta_{m-1}]_{1 \times (m-2)}$ και $\boldsymbol{\theta}_- = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{m-3}, \theta_{m-2} - \theta_{m-1}]_{1 \times (m-2)}$.

Όσο συνεχίζεται η επανάληψη, το μήκος των διανυσμάτων $\boldsymbol{\theta}_+$ και $\boldsymbol{\theta}_-$ μειώνεται, μέχρι που γίνεται 1, καταλήγοντας έτσι στην περίπτωση της ιεραρχικής 4-PSK.

- $k = m$: Στην περίπτωση αυτή εξετάζεται η πιθανότητα λάθους του LSB (Least Significant Bit). Η πιθανότητα αυτή δίνεται από την κλειστή έκφραση

$$P_b(M, \boldsymbol{\theta}, i_m) = \frac{1}{2^m} [P_0 + P_1] \quad (2.3.2.12)$$

όπου

$$P_0 = \sum_{i=1}^{2^{m-1}} \sum_{j=1}^{2^{m-1}} (-1)^j J(\mathbf{a}(j) - \boldsymbol{\phi}_0(i)) \quad (2.3.2.13)$$

και

$$P_1 = \sum_{i=1}^{2^{m-1}} \sum_{j=1}^{2^{m-1}} (-1)^{j+1} J(\mathbf{a}(j) - \boldsymbol{\phi}_1(i)) \quad (2.3.2.14)$$

Τα διανύσματα \mathbf{a} , $\boldsymbol{\phi}_0$ και $\boldsymbol{\phi}_1$ ορίζονται ως ακολούθως:

- Τα στοιχεία του διανύσματος \mathbf{a} καθορίζουν τη γωνιακή θέση των ορίων των περιοχών απόφασης για το LSB
- Τα στοιχεία του διανύσματος $\boldsymbol{\phi}_0$ καθορίζουν τη γωνιακή θέση των συμβόλων, των οποίων το LSB είναι 0.
- Τα στοιχεία του διανύσματος $\boldsymbol{\phi}_1$ καθορίζουν τη γωνιακή θέση των συμβόλων, των οποίων το LSB είναι 1.

Διακρίνονται 2 ειδικές περιπτώσεις:

- Μη ιεραρχική MPSK: Το διάνυσμα γωνίας θα είναι $\boldsymbol{\theta} = [\pi/4, \pi/8, \dots, \pi/M]_{1 \times (m-1)}$ και το διάνυσμα προτεραιότητας $\mathbf{p} = [2^{m-2}, 2^{m-3}, \dots, 4, 2, 1]$. Η μέση πιθανότητα λάθους υπολογίζεται από το μέσο όρο της πιθανότητας λάθους όλων των bit

$$P_b(\mathbf{M}) = \frac{1}{\log_2 M} \left[\sum_{k=1}^{\log_2 M} P_b(\mathbf{M}, \boldsymbol{\theta}, i_k) \right] \quad (2.3.2.15)$$

- Ιεραρχική N/M-PSK: Στην περίπτωση αυτή υπάρχουν δύο ροές πληροφορίας (HP και LP stream) αποτελούμενες από $n = \log_2 N$ και $(m-n) = \log_2(M/N)$ bits αντίστοιχα. Το διάλυμα προτεραιότητας είναι

$$\mathbf{p} = [(\beta 2^{m-2}), (\beta 2^{m-3}), \dots, (\beta 2^{m-n}), (2^{m-n-1}), \dots, 4, 2, 1] \quad (2.3.2.16)$$

όπου β το ποσοστό προτεραιότητας της μιας ροής έναντι της άλλης με $\theta_1 = \pi/4$. Η πιθανότητα λάθους της ροής υψηλής προτεραιότητας (HP stream) δίδεται από τη σχέση

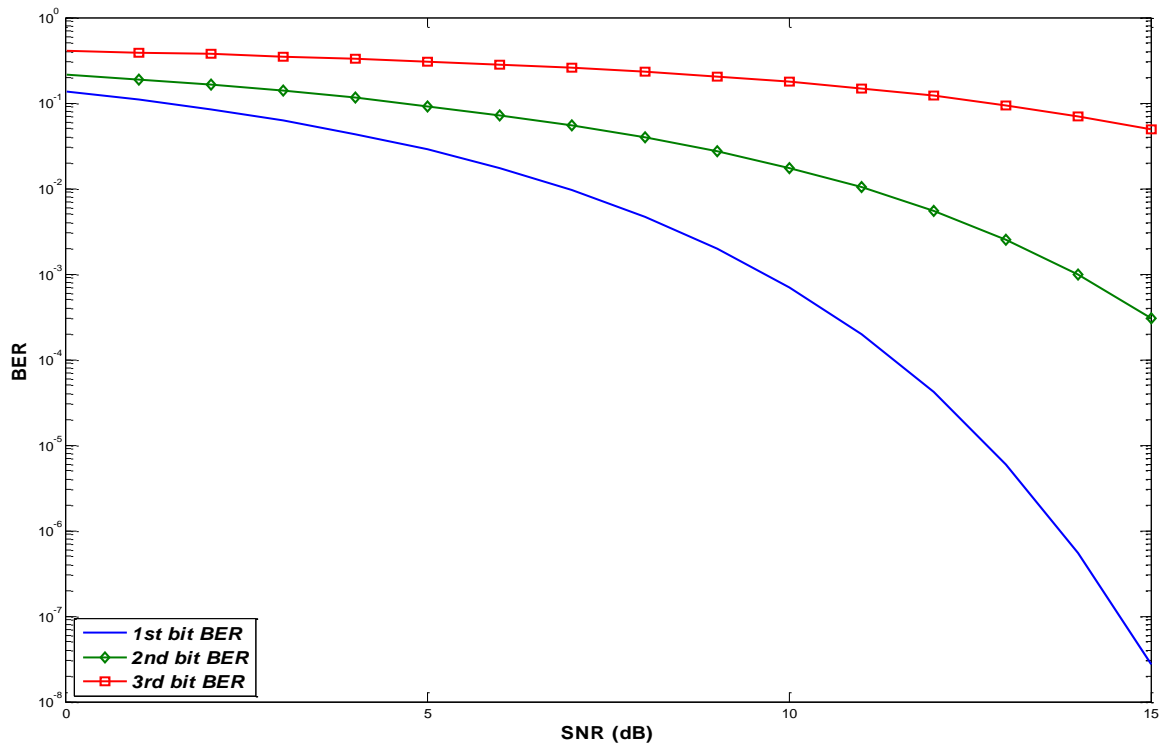
$$P_b^{\text{HP}}(N/M, \boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{\log_2 N} \left[\sum_{k=1}^{\log_2 N} P_b(\mathbf{M}, \boldsymbol{\theta}, i_k) \right] \quad (2.3.2.17)$$

ενώ η πιθανότητα λάθους της ροής χαμηλής προτεραιότητας (LP stream) δίδεται από τη σχέση

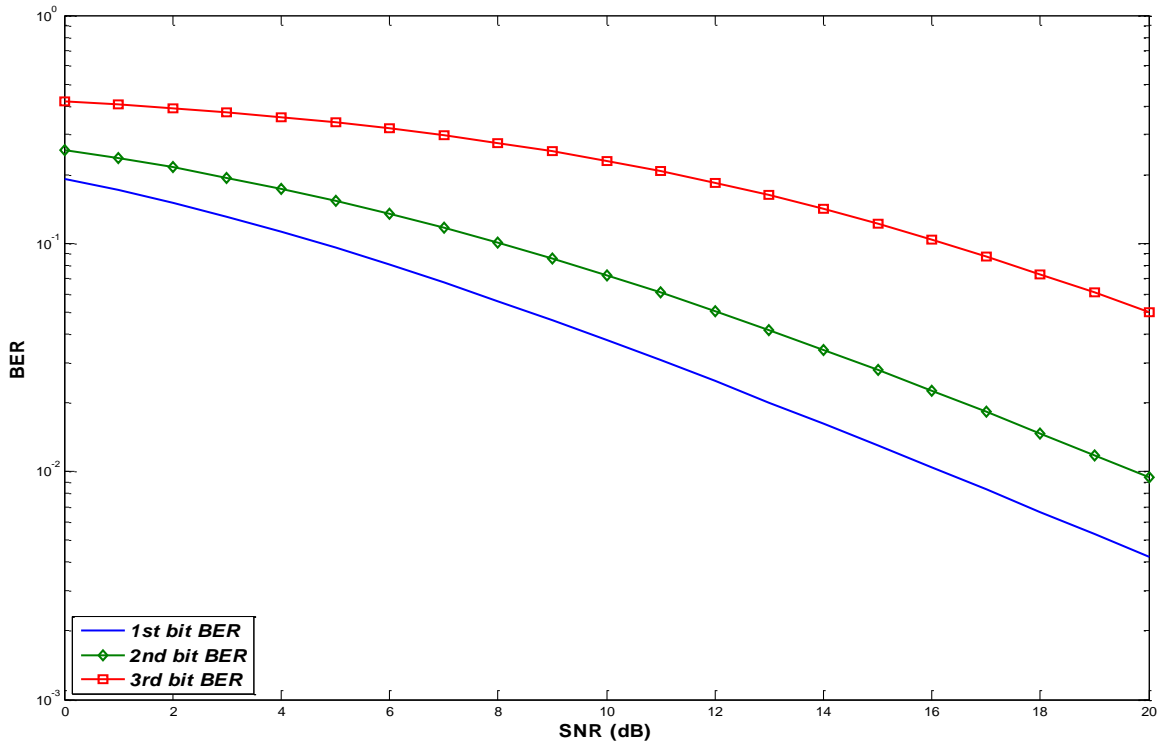
$$P_b^{\text{LP}}(N/M, \boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{\log_2(M/N)} \left[\sum_{k=1+\log_2 N}^{\log_2 M} P_b(\mathbf{M}, \boldsymbol{\theta}, i_k) \right] \quad (2.3.2.18)$$

Οι πιθανότητες $P_b(\mathbf{M}, \boldsymbol{\theta}, i_k)$ και στις δύο ειδικές περιπτώσεις μπορούν να υπολογιστούν με χρήση του επαναληπτικού αλγορίθμου.

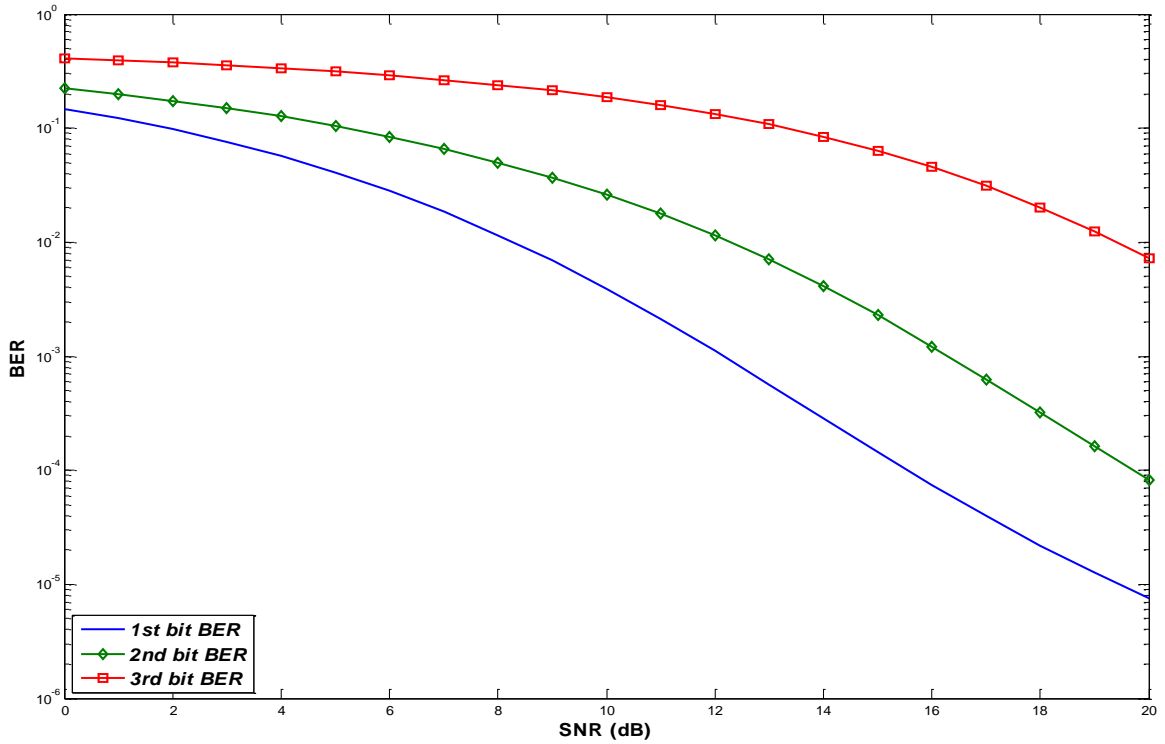
Ακολουθούν τα διαγράμματα πιθανότητας λάθους για την 2/4/8-PSK με $\boldsymbol{\theta} = [\pi/5, \pi/15]$ σε διάλυτος AWGN, Rayleigh και Rice ($K = 10$).



Σχήμα 2.3.4: Διάγραμμα BER 2/4/8-PSK $\theta = [\pi/5 \pi/15]$ σε διάλυτο AWGN



Σχήμα 2.3.5: Διάγραμμα BER 2/4/8-PSK $\theta = [\pi/5 \pi/15]$ σε διάυλο Rayleigh



Σχήμα 2.3.6: Διάγραμμα BER 2/4/8-PSK $\theta = [\pi/5 \pi/15]$ σε διάυλο Rice ($K = 10$)

2.3.3 Πιθανότητα Λάθους κατά την Ιεραρχική MQAM

Η πιθανότητα λάθους της ιεραρχικής MQAM μπορεί να υπολογιστεί με χρήση της κλειστής έκφρασης (2.3.1.7), που διατυπώθηκε για την ιεραρχική MPAM. Έστω ένα σχήμα ιεραρχικής MQAM με $m = \log_2 M = \log_2 (N \cdot P) = n + p$ bits συνολικά ανά σύμβολο, όπου n είναι το πλήθος των bits κατά τον οριζόντιο άξονα και p είναι το πλήθος των bits κατά τον κάθετο άξονα. Τα bits κατά τον οριζόντιο άξονα είναι εκείνα τα bits των οποίων οι περιοχές απόφασης ορίζονται από ευθείες κάθετες στον οριζόντιο άξονα. Αντίστοιχα, τα bits κατά τον κάθετο άξονα είναι εκείνα τα bits των οποίων οι περιοχές απόφασης ορίζονται από ευθείες κάθετες στον κάθετο άξονα. Τότε, αυτό το σχήμα MQAM μπορεί να περιγραφεί μέσω δύο ιεραρχικών M-PAM:

- μιας N-PAM, με διανύσματα απόστασης και προτεραιότητας τα \mathbf{d}_i και \mathbf{p}_i , αντίστοιχα, με μήκος n
- και μιας P-PAM με διανύσματα απόστασης και προτεραιότητας τα \mathbf{d}_q και \mathbf{p}_q , αντίστοιχα, με μήκος p

όπου τα διανύσματα $\mathbf{d}_i, \mathbf{p}_i, \mathbf{d}_q$ και \mathbf{p}_q είναι τα διανύσματα απόστασης και προτεραιότητας της ιεραρχικής MQAM, όπως περιγράφηκαν στην παράγραφο 2.2.3. Η περιγραφή αυτή είναι δυνατή, αφού τα σύμβολα μιας ιεραρχικής MPAM είναι διατεταγμένα επί ευθείας. Π.χ. παρατηρώντας την 2/8/32-QAM στο Σχ. 2.2.3.2 και λαμβάνοντας υπόψη την περιγραφή των περιοχών απόφασης στην παράγραφο 2.2.3, είναι φανερό ότι bits κατά τον οριζόντιο άξονα είναι το 1^ο, το 3^ο και το 4^ο, ενώ bits κατά τον κάθετο άξονα είναι το 2^ο και το 5^ο. Επομένως σε αυτή την περίπτωση $n = 3$ και $p = 2$ και η περιγραφή μπορεί να γίνει με τη βοήθεια μιας ιεραρχικής 8-PAM και μιας ιεραρχικής 4-PAM.

Ανατρέχοντας στην ανάλυση της ιεραρχικής MPAM, οι εκφράσεις για την πιθανότητα λάθους είναι σταθμισμένα αθροίσματα με χρήση της συνάρτησης I, της οποίας τα ορίσματα είναι της μορφής $\frac{Cd_m}{\sqrt{N_0}}$, όπου C είναι η απόσταση ενός συμβόλου από το όριο περιοχής απόφασης (αντίστοιχα προς το bit που εξετάζεται) και $N_0/2$ η φασματική πυκνότητα θορύβου AWGN.

Στην ιεραρχική MQAM, διακρίνονται δύο περιπτώσεις:

- τετραγωνικό πλέγμα ($M = 2^{2m}$): τα ορίσματα είναι της μορφής $\frac{Cd_m^i}{\sqrt{N_0}}$. Τα ορίσματα αυτά μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει του διανύσματος προτεραιότητας \mathbf{p} και του λόγου φέροντος προς θόρυβο (CNR) $\gamma = E_s / N_0$

$$\frac{Cd_m^i}{\sqrt{N_0}} = \pm \sqrt{G(C, \mathbf{p}^{i/q})} \cdot \gamma, \text{ όπου } G(C, \mathbf{p}^{i/q}) = \frac{C^2}{\mathbf{p}^i \mathbf{p}^{iT} + \mathbf{p}^q \mathbf{p}^{qT}}$$

Η πιθανότητα λάθους των bits κατά τον οριζόντιο άξονα είναι:

$$P_b^s(M, \mathbf{d}^i, \mathbf{d}^q, i_k) = P_b(\sqrt{M}, \mathbf{d}^i, i_k), \quad k = 1, 2, \dots, \frac{1}{2} \log_2 M \quad (2.3.3.1)$$

ενώ η πιθανότητα λάθους των bits κατά τον κάθετο άξονα είναι:

$$P_b^s(M, \mathbf{d}^i, \mathbf{d}^q, q_k) = P_b(\sqrt{M}, \mathbf{d}^q, q_k), \quad k = 1, 2, \dots, \frac{1}{2} \log_2 M \quad (2.3.3.2)$$

- ορθογωνικό πλέγμα ($M = 2^{2m+1}$): τα ορίσματα είναι της μορφής $\frac{Cd_{m+1}^i}{\sqrt{N_0}}$. Τα ορίσματα αυτά μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει του διανύσματος προτεραιότητας \mathbf{p} και του γ , όπως αυτό ορίστηκε στην παράγραφο 2.2.3.

$$\frac{Cd_{m+1}^i}{\sqrt{N_0}} = \pm \sqrt{G(C, \mathbf{p}^{i/q})} \cdot \gamma, \quad \text{όπου } G(C, \mathbf{p}^{i/q}) = \frac{C^2}{\mathbf{p}^i \mathbf{p}^{i^T} + \mathbf{p}^q \mathbf{p}^{q^T}}$$

Η πιθανότητα λάθους των bits κατά τον οριζόντιο άξονα είναι:

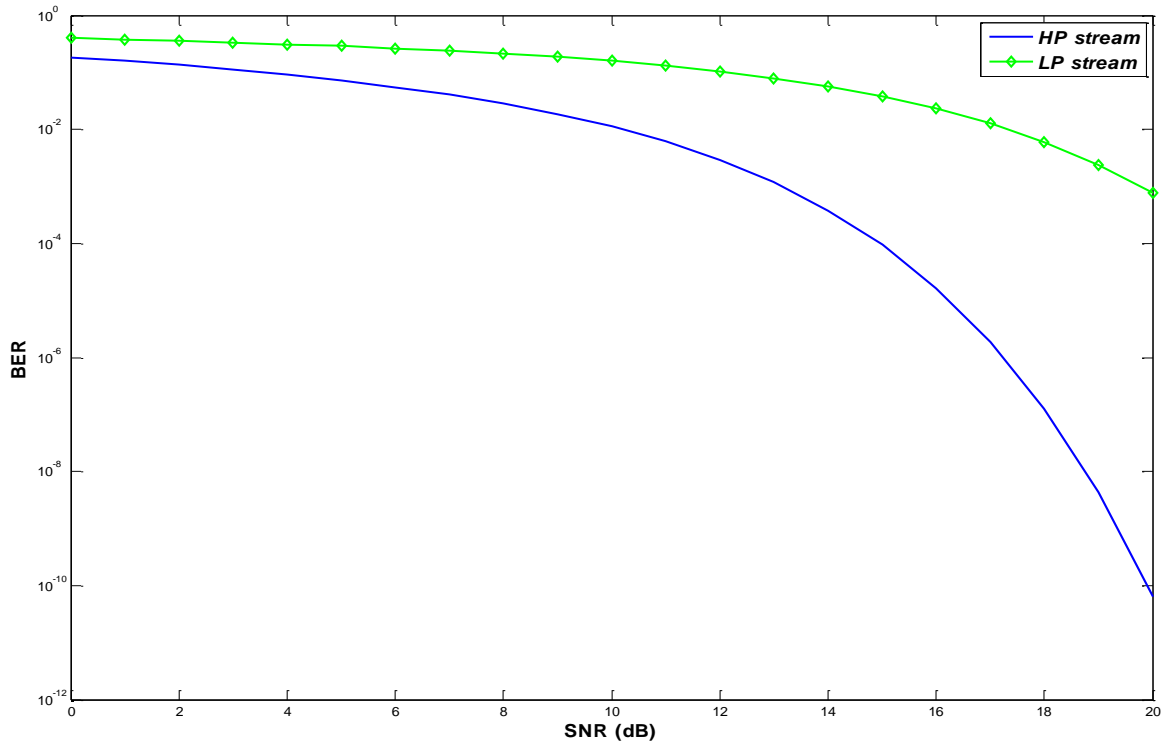
$$P_b^s(M, \mathbf{d}^i, \mathbf{d}^q, i_k) = P_b(\sqrt{2M}, \mathbf{d}^i, i_k), \quad k = 1, 2, \dots, \frac{1}{2} \log_2 2M \quad (2.3.3.3)$$

ενώ η πιθανότητα λάθους των bits κατά τον κάθετο άξονα είναι:

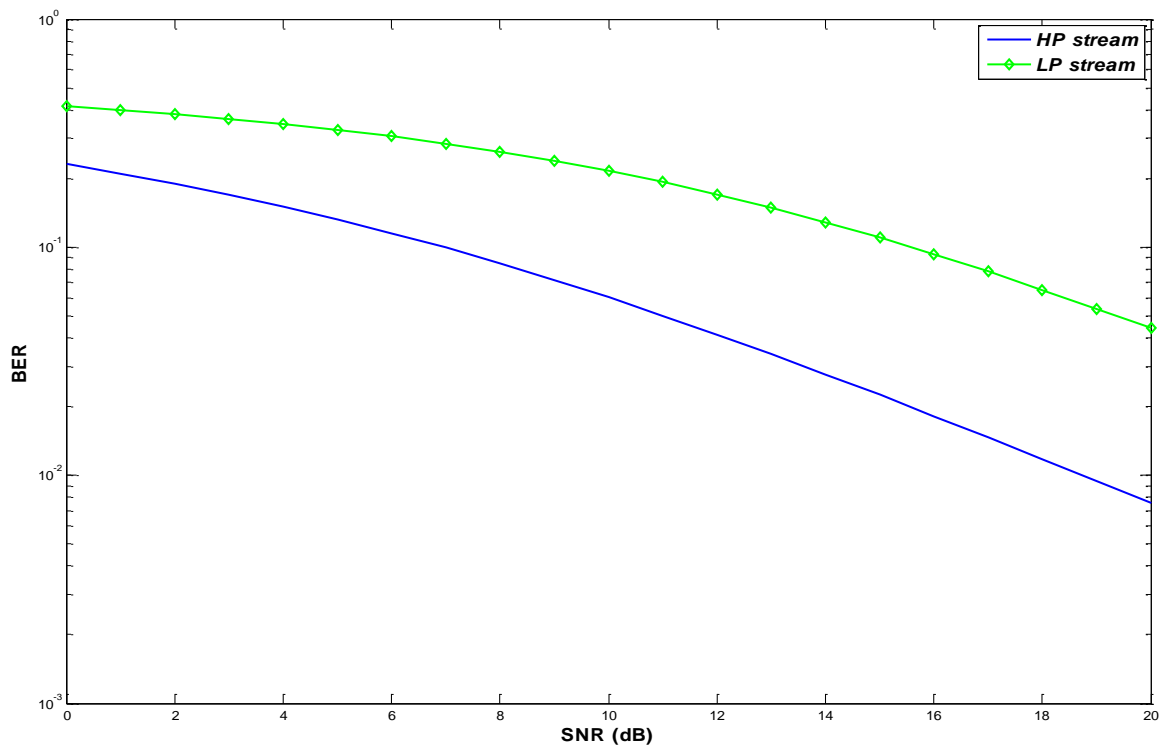
$$P_b^s(M, \mathbf{d}^i, \mathbf{d}^q, q_k) = P_b\left(\sqrt{\frac{M}{2}}, \mathbf{d}^q, q_k\right), \quad k = 1, 2, \dots, \frac{1}{2} \log_2 \frac{M}{2} \quad (2.3.3.4)$$

Και στις δύο περιπτώσεις, οι πιθανότητες στα δεξιά σκέλη των σχέσεων μπορούν να υπολογιστούν με χρήση της κλειστής έκφρασης (2.3.1.7), που περιγράφηκε κατά την ανάλυση της πιθανότητας λάθους της ιεραρχικής MPAM.

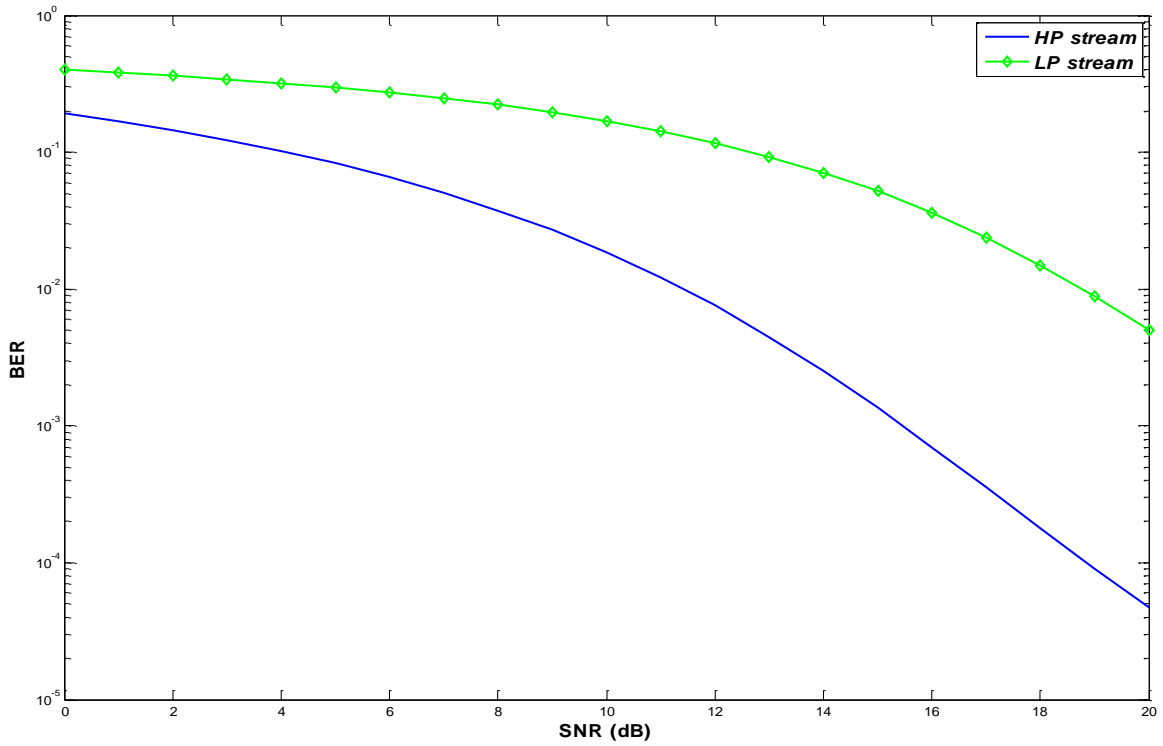
Ακολουθούν τα διαγράμματα πιθανότητας λάθους για την 4/16-QAM με $\mathbf{p}^i = \mathbf{p}^q = [3, 1]$ και την 8/32-QAM με $\mathbf{p}^i = [5, 2, 1]$ και $\mathbf{p}^q = [5, 1]$ σε διαύλους AWGN, Rayleigh και Rice ($K = 10$).



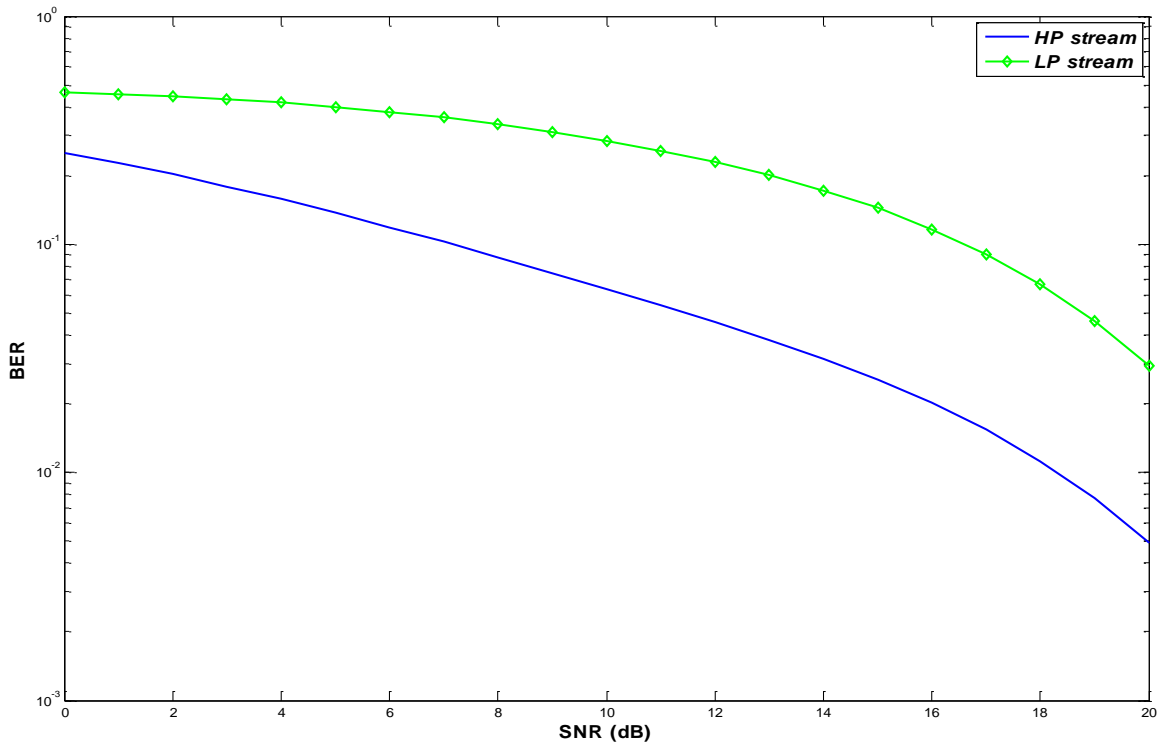
Σχήμα 2.3.7: Διάγραμμα BER 4/16-QAM $pI = pQ = [3 \ 1]$ σε διάυλο AWGN



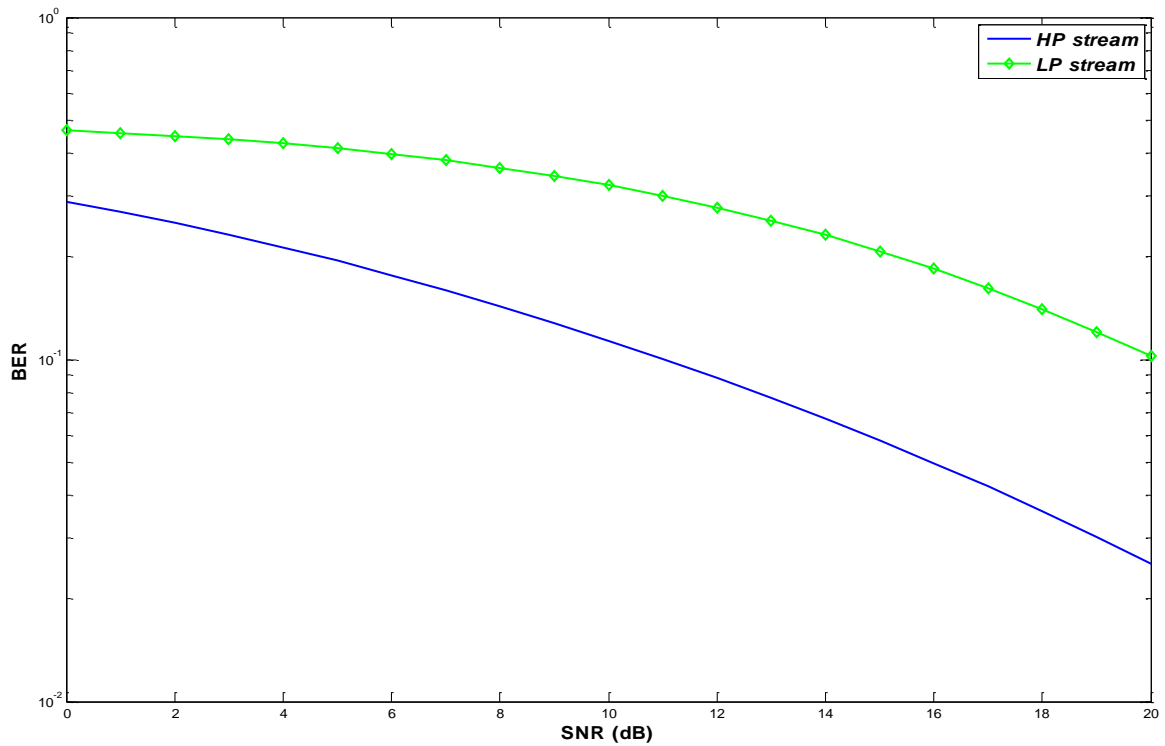
Σχήμα 2.3.8: Διάγραμμα BER 4/16-QAM $pI = pQ = [3 \ 1]$ σε διάυλο Rayleigh



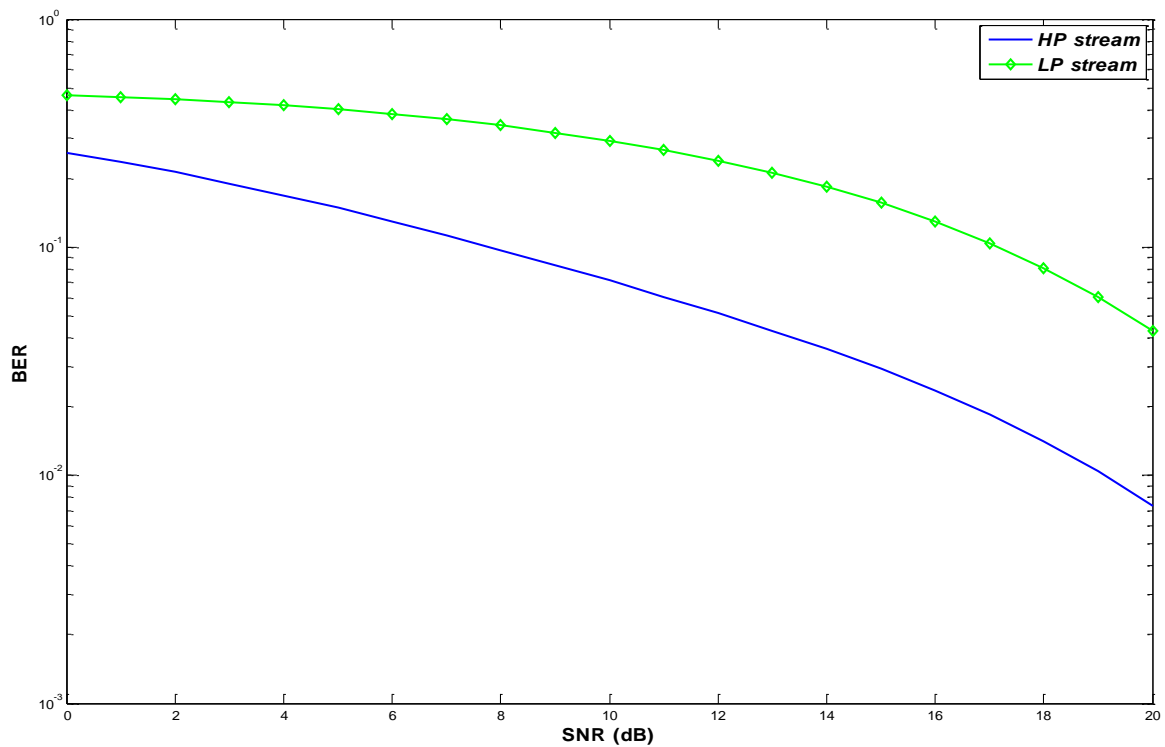
Σχήμα 2.3.9: Διάγραμμα BER 4/16-QAM $pI = pQ = [3 \ 1]$ σε διάλοο Rice ($K = 10$)



Σχήμα 2.3.10: Διάγραμμα BER 8/32-QAM $pI = [5 \ 2 \ 1]$ $pQ = [5 \ 1]$ σε διάλοο AWGN

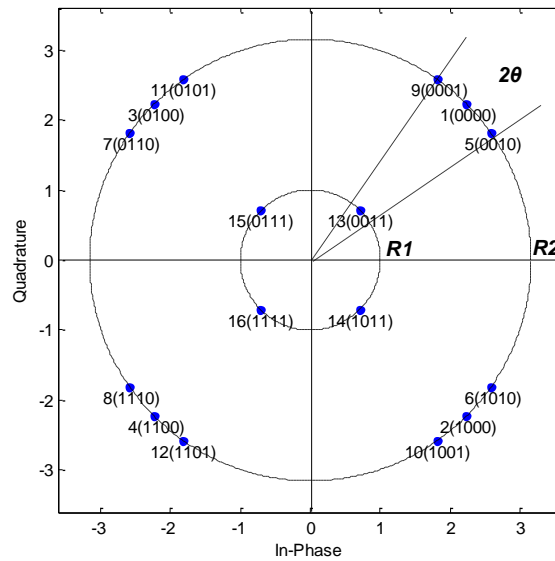


Σχήμα 2.3.11: Διάγραμμα BER 8/32-QAM $pI = [5 \ 2 \ 1]$ $pQ = [5 \ 1]$ σε διάυλο Rayleigh



Σχήμα 2.3.12: Διάγραμμα BER 8/32-QAM $pI = [5 \ 2 \ 1]$ $pQ = [5 \ 1]$ σε διάυλο Rice ($K = 10$)

2.3.4 Πιθανότητα Λάθους κατά την Ιεραρχική MAPSK



Σχήμα 2.3.13: Ιεραρχική 16 (4+12)-APSK με κωδικοποίηση Gray

Δεν υπάρχει διαθέσιμη έκφραση κλειστής μορφής για την πιθανότητα λάθους της ιεραρχικής (και μη) MAPSK. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.2.4, το πιο διαδεδομένο σχήμα ιεραρχικής MAPSK είναι η ιεραρχική 16(4+12)-APSK, για την οποία υπολογίζεται στη συνέχεια το άνω όριο της πιθανότητας λάθους.

Έστω δύο ροές πληροφορίας: η ροή HP αποτελούμενη από τα δύο πρώτα bits από τα αριστερά και η ροή LP αποτελούμενη από τα υπόλοιπα δύο. Λαμβάνοντας υπόψη τη συμμετρία και την κωδικοποίηση Gray στο ανωτέρω σχήμα, καθώς και την περιγραφή των περιοχών απόφασης στην παράγραφο 2.5, διαπιστώνεται ότι ίσες πιθανότητες λάθους:

- για τη ροή HP, έχουν οι τετράδες συμβόλων (1,5,9,13), (2,6,10,14), (3,7,11,15) και (4,8,12,16). Επομένως, η πιθανότητα λάθους για την HP ροή είναι ίση με

$$P_s^{HP} = \frac{1}{4} (P_s^{HP}(1) + P_s^{HP}(2) + P_s^{HP}(3) + P_s^{HP}(4)) \quad (2.3.4.1)$$

- για τη ροή LP, έχουν οι τετράδες συμβόλων (1,2,3,4), (5,6,7,8), (9,10,11,12) και (13,14,15,16). Επομένως, η πιθανότητα λάθους για την LP ροή είναι ίση με

$$P_s^{LP} = \frac{1}{4} (P_s^{LP}(1) + P_s^{LP}(5) + P_s^{LP}(9) + P_s^{LP}(13)) \quad (2.3.4.2)$$

Για τον υπολογισμό ορίων για την πιθανότητα λάθους που εκφράζει έκαστος όρος στα δεξιά σκέλη των σχέσεων (2.6.4.1) και (2.6.4.2), χρησιμοποιείται η σχέση

$$P_e(s_i) \leq \sum_{k=1, k \neq i}^M Q(d_{i-k} / \sqrt{2N_0}) \quad (2.3.4.3)$$

όπου s_i το προς μετάδοση σύμβολο, η συνάρτηση $Q(\cdot)$ είναι το ολοκλήρωμα ουράς της κανονικής κατανομής (βλ. Παράρτημα Α) και $d_{i-k} = \|x_i - x_k\|$ η απόσταση του i -οστού συμβόλου από το k -οστό σύμβολο. Σύμφωνα με τη σχέση (2.6.4.3), το άνω όριο της πιθανότητας λάθους ενός συμβόλου ισούται με το άθροισμα των πιθανοτήτων το σύμβολο που μεταδόθηκε να αποδιαμορφωθεί λανθασμένα ως ένα από τα υπόλοιπα $M-1$ σύμβολα.

- Για τους όρους της σχέσης (2.3.4.1) της ροής HP, προκύπτει ότι::

$$\begin{aligned} P_s^{\text{HP}}(1) &\leq Q(d_{1-13} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{1-5} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{1-9} / \sqrt{2N_0}) \\ P_s^{\text{HP}}(2) &\leq Q(d_{2-14} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{2-6} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{2-10} / \sqrt{2N_0}) \\ P_s^{\text{HP}}(3) &\leq Q(d_{3-15} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{3-7} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{3-11} / \sqrt{2N_0}) \\ P_s^{\text{HP}}(4) &\leq Q(d_{4-16} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{4-8} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{4-12} / \sqrt{2N_0}) \end{aligned}$$

Από τον αστερισμό εύκολα διαπιστώνεται ότι $d_{1-13} = d_{2-14} = d_{3-15} = d_{4-16} = r_2 - r_1$ και $d_{1-5} = d_{1-9} = d_{2-6} = d_{2-10} = d_{3-7} = d_{3-11} = d_{4-8} = d_{4-12} = 2r_2 \sin \theta$. Προσθέτοντας κατά μέλη τις ανωτέρω ανισότητες, το άνω όριο της πιθανότητας λάθους για τη ροή HP προκύπτει

$$P_s^{\text{HP}} \leq Q(d_{1-13} / \sqrt{2N_0}) + 2Q(d_{1-5} / \sqrt{2N_0}) \quad (2.3.4.4)$$

- Για τους όρους της σχέσης (2.3.4.2) της ροής LP προκύπτει ότι:

$$\begin{aligned} P_s^{\text{LP}}(1) &\leq Q(d_{1-13} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{1-5} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{1-9} / \sqrt{2N_0}) \\ P_s^{\text{LP}}(5) &\leq Q(d_{5-13} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{5-1} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{5-9} / \sqrt{2N_0}) \\ P_s^{\text{LP}}(9) &\leq Q(d_{9-13} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{9-1} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{9-5} / \sqrt{2N_0}) \\ P_s^{\text{LP}}(13) &\leq Q(d_{13-14} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{13-15} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{13-1} / \sqrt{2N_0}) \\ &\quad + Q(d_{13-5} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{13-9} / \sqrt{2N_0}) \end{aligned}$$

Από τον αστερισμό εύκολα διαπιστώνεται ότι $d_{1-13} = r_2 - r_1$, $d_{1-5} = d_{1-9} = 2r_2 \sin \theta$, $d_{5-13} = d_{9-13} = \sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1r_2 \cos \theta}$, $d_{5-9} = 2d_{1-5} = 4r_2 \sin \theta$ και $d_{13-14} = d_{13-15} = \sqrt{2}r_1$. Προσθέτοντας κατά μέλη τις ανωτέρω ανισότητες, το άνω όριο της πιθανότητας λάθους για τη ροή LP προκύπτει

$$\begin{aligned} P_s^{\text{LP}} &\leq 0.5Q(d_{1-13} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{1-5} / \sqrt{2N_0}) + 0.5Q(d_{13-14} / \sqrt{2N_0}) \\ &\quad + 0.5Q(d_{5-9} / \sqrt{2N_0}) + Q(d_{5-13} / \sqrt{2N_0}) \end{aligned} \quad (2.3.4.5)$$

2.4 Υπολογισμός Χωρητικότητας Διαύλου

Ένας διάυλος μπορεί να θεωρηθεί ως σύστημα το οποίο αποτελείται από ένα αλφάβητο εισόδου X και ένα αλφάβητο εξόδου Y . Ορίζονται δύο τυχαίες μεταβλητές X και Y οι οποίες αντιπροσωπεύουν τα αλφάβητα εισόδου και εξόδου, αντίστοιχα. Η αμοιβαία πληροφορία μεταξύ X και Y , η οποία συμβολίζεται $I(X;Y)$, μετρά το ποσοστό πληροφορίας που μεταφέρεται από το X στο Y . Για δύο τυχαίες διακριτές μεταβλητές X, Y , η αμοιβαία πληροφορία δίδεται από τη σχέση:

$$I(X; Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} p(x)p(y | x) \log_2 \frac{p(y | x)}{p(y)} \quad (2.4.1)$$

όπου $p(x)$ η πιθανότητα εμφάνισης της τιμής $x \in X$ και $p(y | x)$ η υπό συνθήκη πιθανότητα της τιμής $y \in Y$ δεδομένης της τιμής $x \in X$. Με χρήση της (2.7.1), η χωρητικότητα του διαύλου προκύπτει

$$C = \max_{p(x)} I(X; Y) \quad (2.4.2)$$

όπου το μέγιστο υπολογίζεται ως προς την κατανομή που ακολουθεί η μεταβλητή X .

Οι πιθανές τιμές της μεταβλητής εισόδου X είναι το σύνολο $\chi \subset \mathbb{R}^2$ των σημείων του αστερισμού ενός σχήματος διαμόρφωσης (ιεραρχικού ή μη) μεγέθους $|\chi| = M = 2^m$, όπου κάθε σύμβολο μεταφέρει m bits πληροφορίας. Η μεταβλητή Y είναι το σύνολο των συμβόλων που λαμβάνονται στην πλευρά του δέκτη, με εύρος τιμών $[-\infty, +\infty]$. Σε αυτή την περίπτωση, η χωρητικότητα του διαύλου δίνεται από τη σχέση (παρ. II, [1])

$$C = \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} p(\mathbf{y} | \mathbf{x}_i) \log_2 \left(\frac{\sum_{j=1}^M p(\mathbf{y} | \mathbf{x}_j)}{p(\mathbf{y} | \mathbf{x}_i)} \right) d\mathbf{y} \quad (2.4.3)$$

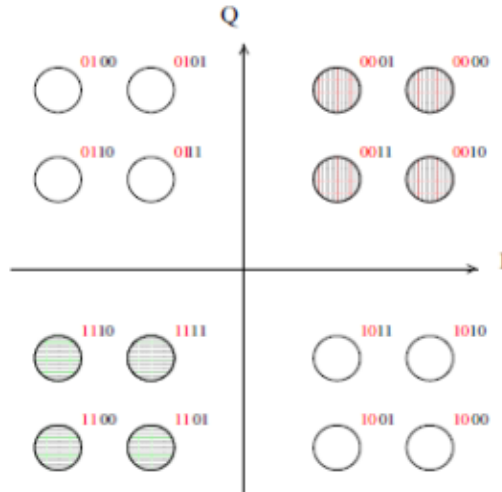
Η σχέση αυτή χρησιμοποιείται, όταν χρησιμοποιείται σχήμα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση, οπότε υπάρχει μια ροή πληροφορίας. Ο υπολογισμός της χωρητικότητας παρουσιάζει ενδιαφέρον όταν μεταδίδονται δύο ή περισσότερες ροές πληροφορίας στον ίδιο αστερισμό. Τότε, πρέπει να τροποποιηθεί η μεταβλητή εισόδου X . Ορίζεται ως b_i η τιμή του i -οστού bit οποιουδήποτε συμβόλου x του αστερισμού. Γίνεται η υπόθεση ότι η προς μελέτη ροή χρησιμοποιεί k από τα διαθέσιμα m bits στις θέσεις j_1 έως j_k . Για κάθε ακέραιο i , έστω $g_n(i)$ το n -οστό bit στη δυαδική του αναπαράσταση $i = \sum_{n=1}^{+\infty} g_n(i) 2^{n-1}$. Τότε, χρησιμοποιώντας την προηγούμενη σχέση για την αμοιβαία πληροφορία, η χωρητικότητα της υπό μελέτη ροής προκύπτει

$$C = k - \frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} p(\mathbf{y} | b_{j_1} = g_1(i), \dots, b_{j_k} = g_k(i)) \log_2 \left(\frac{p(\mathbf{y} | b_{j_1} = g_1(i), \dots, b_{j_k} = g_k(i))}{p(\mathbf{y})} \right) d\mathbf{y} \quad (2.4.4)$$

όπου η υπό συνθήκη πιθανότητα $p(\mathbf{y} | b_{j_1} = g_1(i), \dots, b_{j_k} = g_k(i))$ λαμβάνει υπόψη όλα τα δυνατά υποσύνολα μήκους k και

$$p(\mathbf{y}) = \frac{1}{2^k} \sum_{i=0}^{2^k-1} p(\mathbf{y} | b_{j_1} = g_1(i), \dots, b_{j_k} = g_k(i)) \quad (2.4.5)$$

Στη συνέχεια, ορίζεται ως χ_i το υποσύνολο του χ ίσο με $\chi_i = \{x \in \chi | b_{j_1}(x) = 1_1(x), \dots, b_{j_k}(x) = 1_k(x)\}$. Το σύνολο χ_i εξαρτάται από το i και τα bits που αποτελούν τη ροή.



Σχήμα 2.4.1: Σύνολα χ_0 (κάθετες γραμμές) και χ_3 (οριζόντιες γραμμές) στην 4/16-QAM

Στο ανωτέρω σχήμα, φαίνεται ένα παράδειγμα των υποσυνόλων για την 4/16-QAM, όπου η υπό μελέτη ροή χρησιμοποιεί τα bits 1 και 2 (σε αυτή την περίπτωση $k=2$, $j_1=1$ και $j_2=2$). Αφού ορίστηκαν τα υποσύνολα χ_i , η υπό συνθήκη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του y στη σχέση (2.4.4) προκύπτει

$$p(\mathbf{y} | b_{j_1} = g_1(i), \dots, b_{j_k} = g_k(i)) = \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} p(\mathbf{y} | \mathbf{x}) p(\mathbf{x} | \mathbf{x} \in \chi_i) = \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} p(\mathbf{y} | \mathbf{x}) \quad (2.4.6)$$

όπου $|\chi_i| = 2^{m-k}$ για κάθε i . Ακόμη, η υπό συνθήκη πιθανότητα $p(y | x)$ για δίαυλο AWGN ορίζεται από τη σχέση

$$p(y | x) = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left(-\frac{\|y - x\|^2}{N_0}\right) \quad (2.4.7)$$

Τελικά, αντικαθιστώντας τις (2.4.5) έως (2.4.7) στη σχέση (2.4.4), η χωρητικότητα σε δίαυλο AWGN δίδεται από τη σχέση

$$C = k - \frac{1}{2^k \pi} \sum_{i=0}^{2^k-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{|\chi_i|} \sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \exp\left(-\|\mathbf{u} - \mathbf{x}/\sqrt{N_0}\|^2\right) \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \exp\left(-\|\mathbf{u} - \mathbf{x}/\sqrt{N_0}\|^2\right)}{\sum_{\mathbf{x} \in \chi_i} \exp\left(-\|\mathbf{u} - \mathbf{x}/\sqrt{N_0}\|^2\right)} \right) d\mathbf{u} \quad (2.4.8)$$

Όταν ο διάυλος παρουσιάζει διαλείψεις, η (2.4.7) για την υπό συνθήκη πιθανότητα γίνεται

$$p(y|x) = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left(-\frac{\|y - x\sqrt{\gamma}\|^2}{N_0}\right) \quad (2.4.9)$$

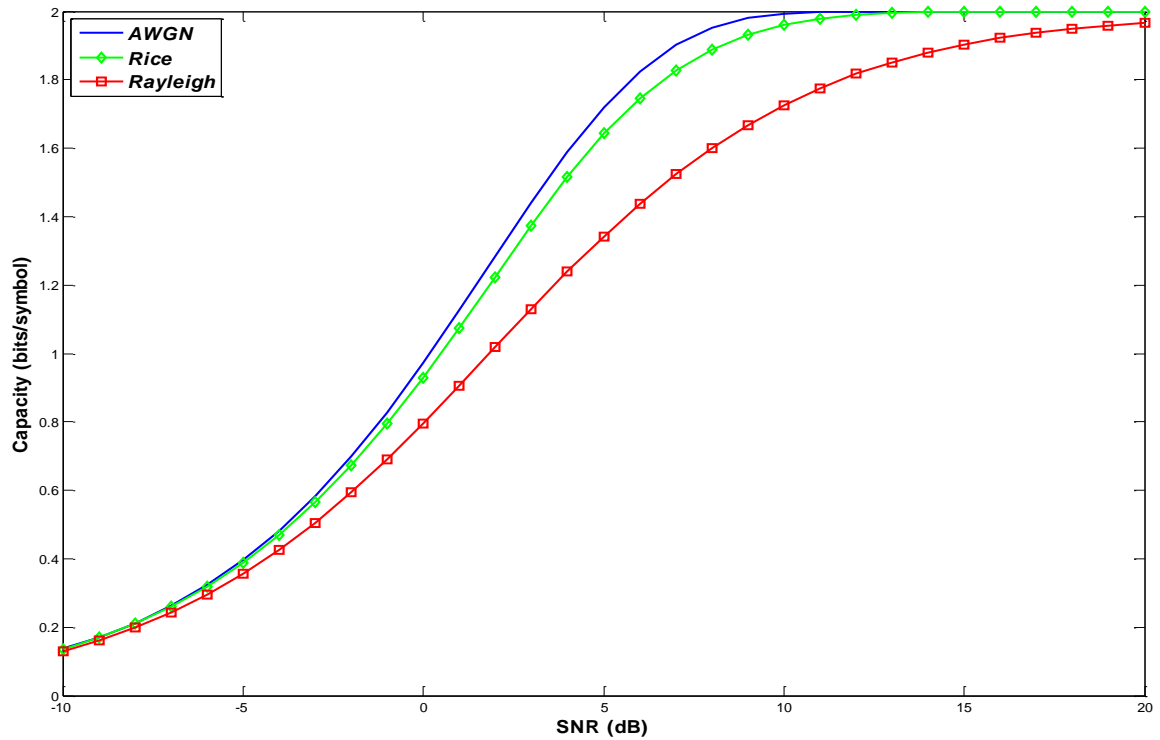
όπου το γ αναφέρεται στην στιγμιαία εξασθένηση του διαύλου σε μονάδες ισχύος. Για το γ και τα διάφορα είδη διαύλων, ορίζεται η $f_\Gamma(\gamma)$ ως συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function pdf). Για τους υπό μελέτη διαύλους, ισχύουν

- $f_\Gamma(\gamma) = \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$, $\gamma \geq 0$ για διάυλο Rayleigh
- $f_\Gamma(\gamma) = \frac{(1+K)e^{-K}}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)$, $\gamma \geq 0$ για διάυλο Rice.

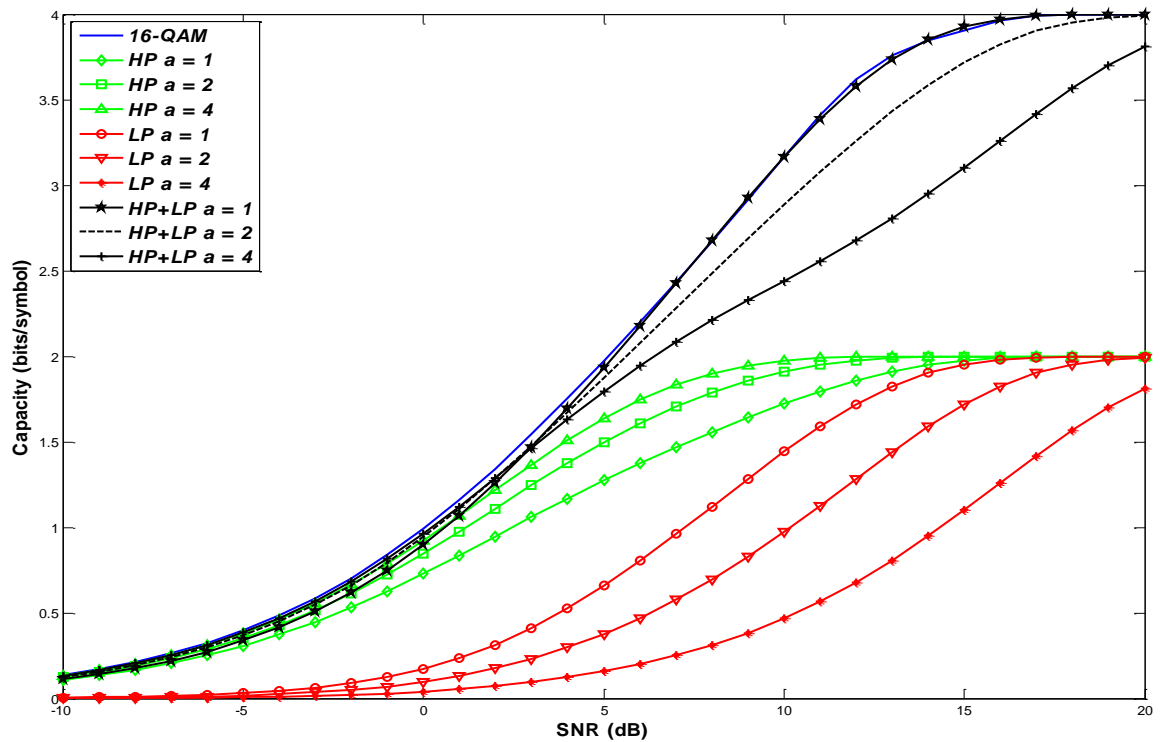
Το $\bar{\gamma}$ είναι το κανονικοποιημένο κέρδος ισχύος του διαύλου και τίθεται ίσο με 1. Αντικαθιστώντας τις (2.4.5), (2.4.6), (2.4.9) στη σχέση (2.4.4) και λαμβάνοντας υπόψη και τη pdf, η χωρητικότητα σε διαύλους που παρουσιάζουν διαλείψεις δίδεται από τη σχέση

$$C = k - \frac{1}{2^k \pi} \int_0^{+\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{2^k-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{|x_i|} \sum_{x \in x_i} \exp\left(-\left\|u - \frac{x \cdot \sqrt{\gamma}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right) \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\sum_{x \in x_i} \exp\left(-\left\|u - \frac{x \cdot \sqrt{\gamma}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right)}{\sum_{x \in x_i} \exp\left(-\left\|u - \frac{x \cdot \sqrt{\gamma}}{\sqrt{N_0}}\right\|^2\right)} \right) du \right\} \cdot f_\Gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.4.10)$$

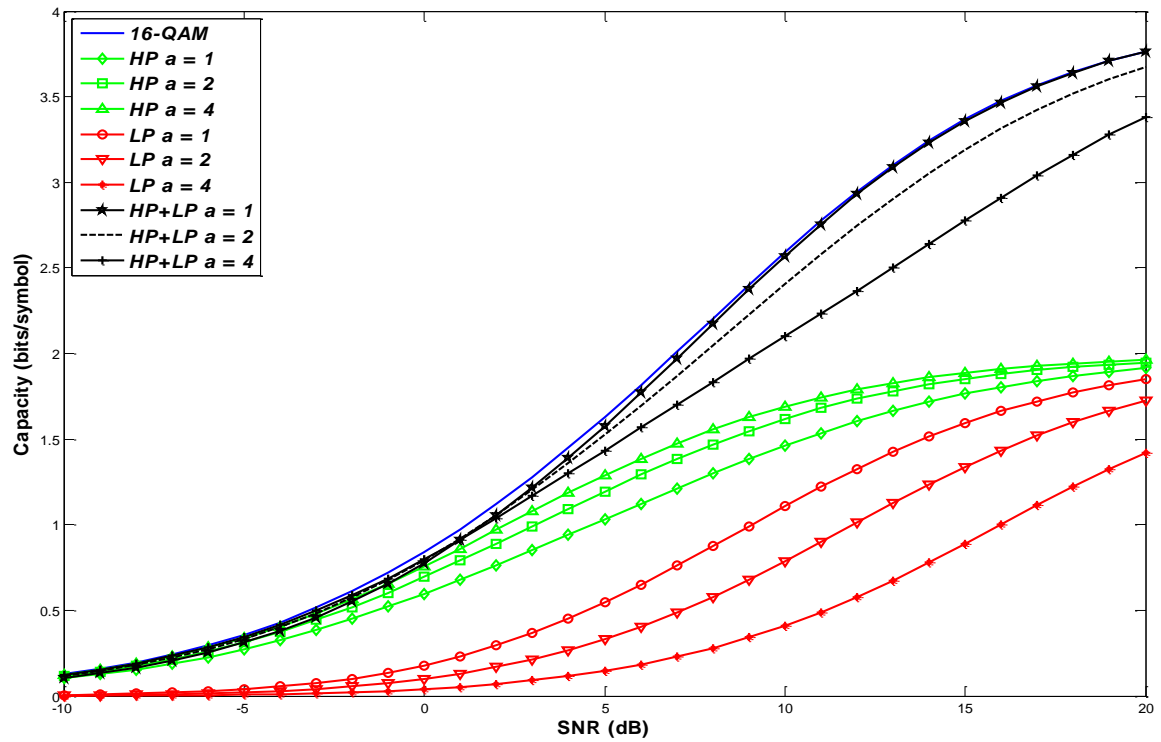
Στις σχέσεις (2.4.8) και (2.4.10) θεωρείται ότι ο διάυλος είναι γνωστός στο δέκτη (Channel State Information CSI), δηλαδή είναι γνωστή η υπό συνθήκη πιθανότητα $p(y|x)$. Οι σχέσεις αυτές μπορούν να εφαρμοστούν για όλα τα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης που περιγράφηκαν στο 2^ο κεφάλαιο. Μπορούν, επίσης, να εφαρμοστούν για τον υπολογισμό της χωρητικότητας σχημάτων χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση, όπου $k = m$ και κάθε σημείο του αστερισμού είναι ένα υποσύνολο x_i . Έγινε υπολογισμός της χωρητικότητας για τα σχήματα QPSK, 16QAM, 64QAM, ιεραρχική 16QAM ($\alpha = 1, 2$ και 4) και ιεραρχική 64QAM ($\alpha = 1, 2$ και 4), όπως αυτά ορίστηκαν για το πρότυπο DVB-T, σε διαύλους AWGN, Rayleigh και Rice ($K = 10$). Οι ολοκληρώσεις ως προς x και y στις δύο σχέσεις έγιναν με την μέθοδο Gauss – Hermite, ενώ η ολοκλήρωση ως προς το γ στη σχέση 2.4.10 με την μέθοδο Chebyshev – Gauss (βλ. Παράρτημα Δ).



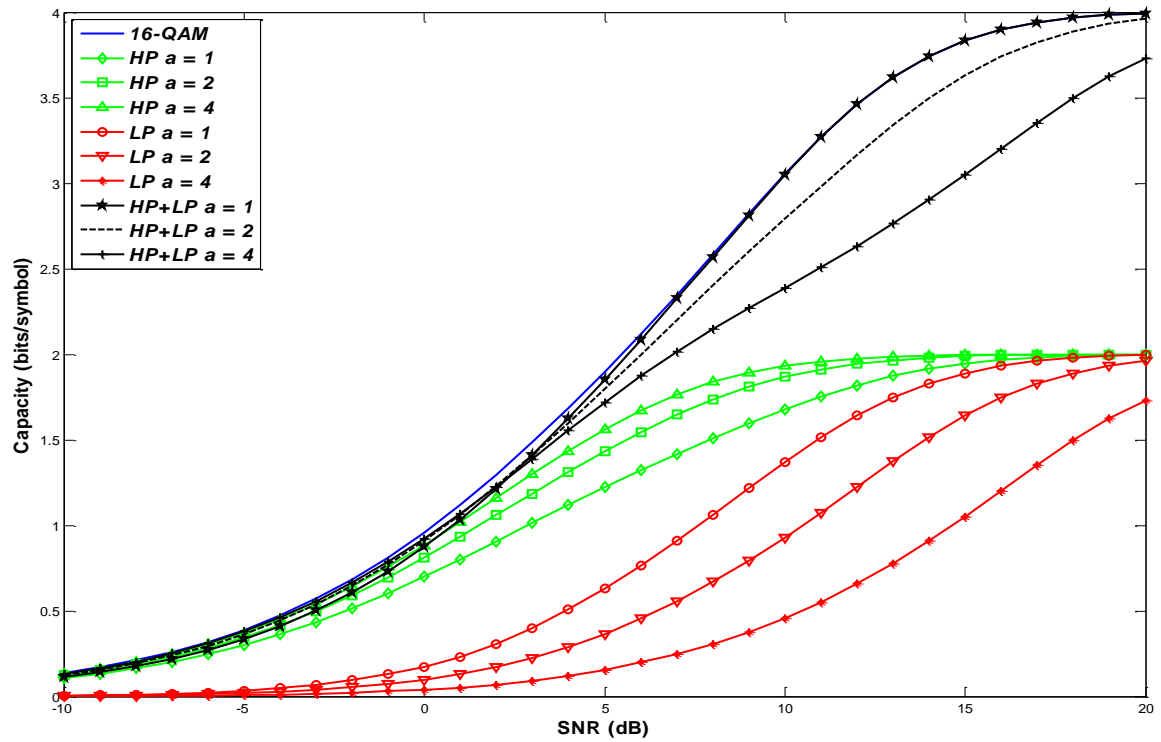
Σχήμα 2.4.2: Χωρητικότητα QPSK



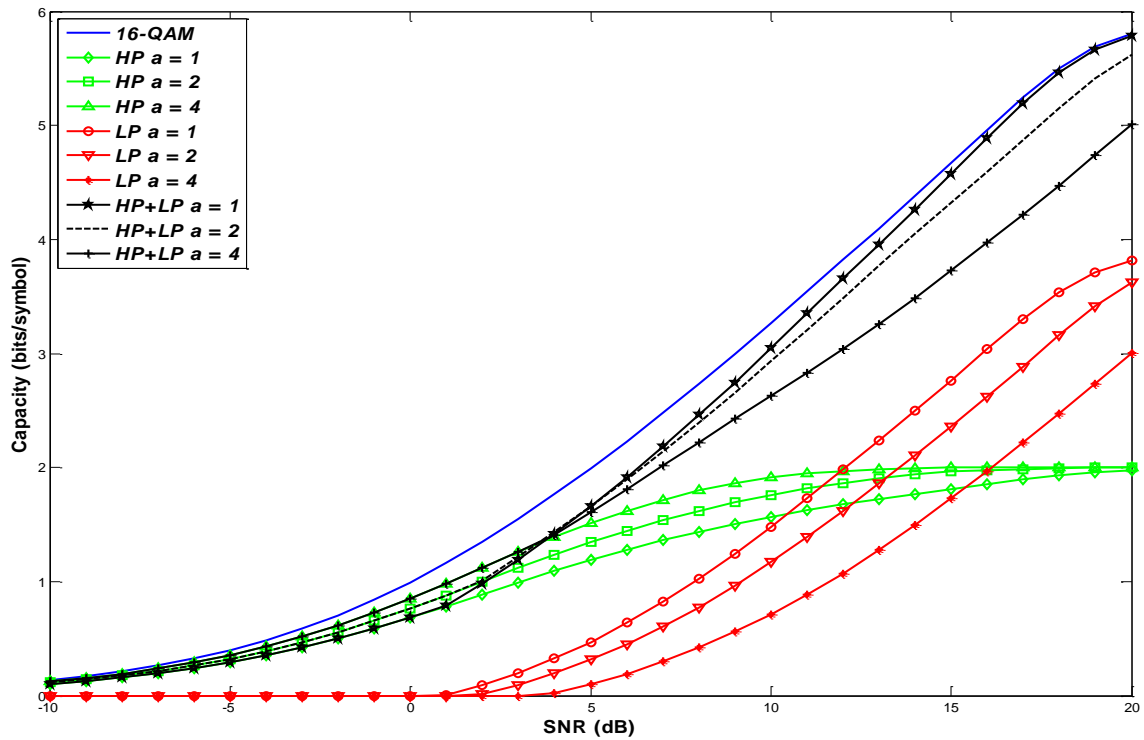
Σχήμα 2.4.3: Χωρητικότητα ιεραρχικής 16-QAM σε διάυλο AWGN



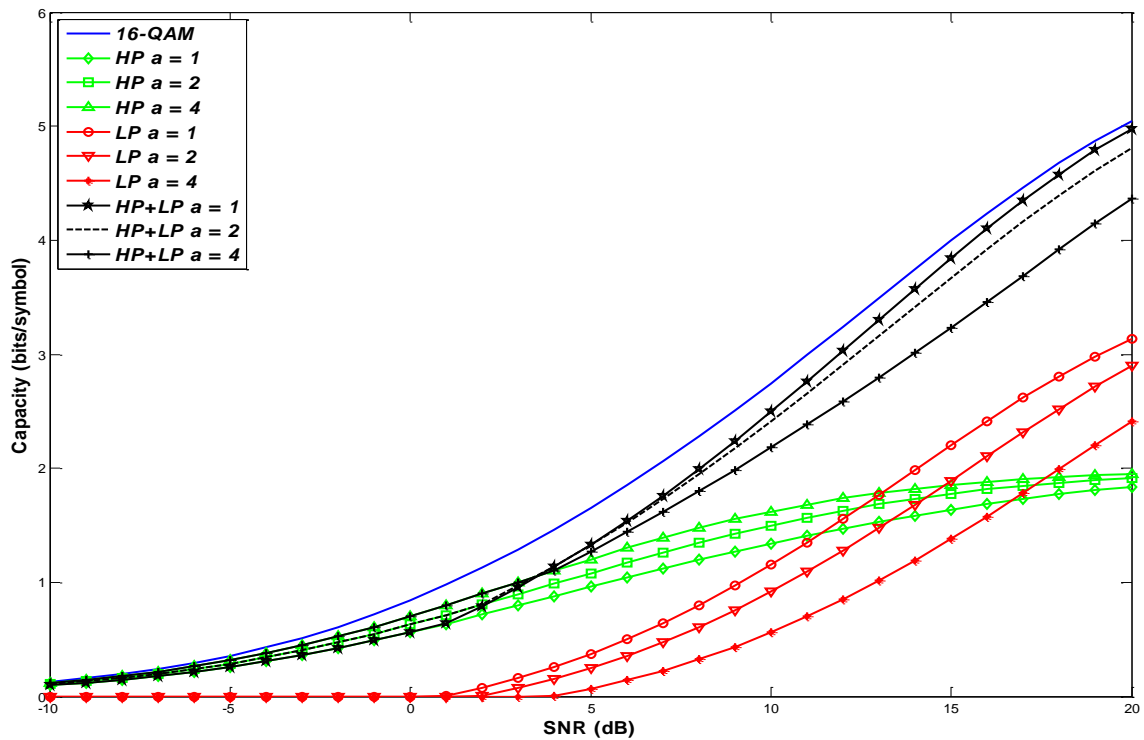
Σχήμα 2.4.4: Χωρητικότητα ιεραρχικής 16-QAM σε δίαυλο Rayleigh



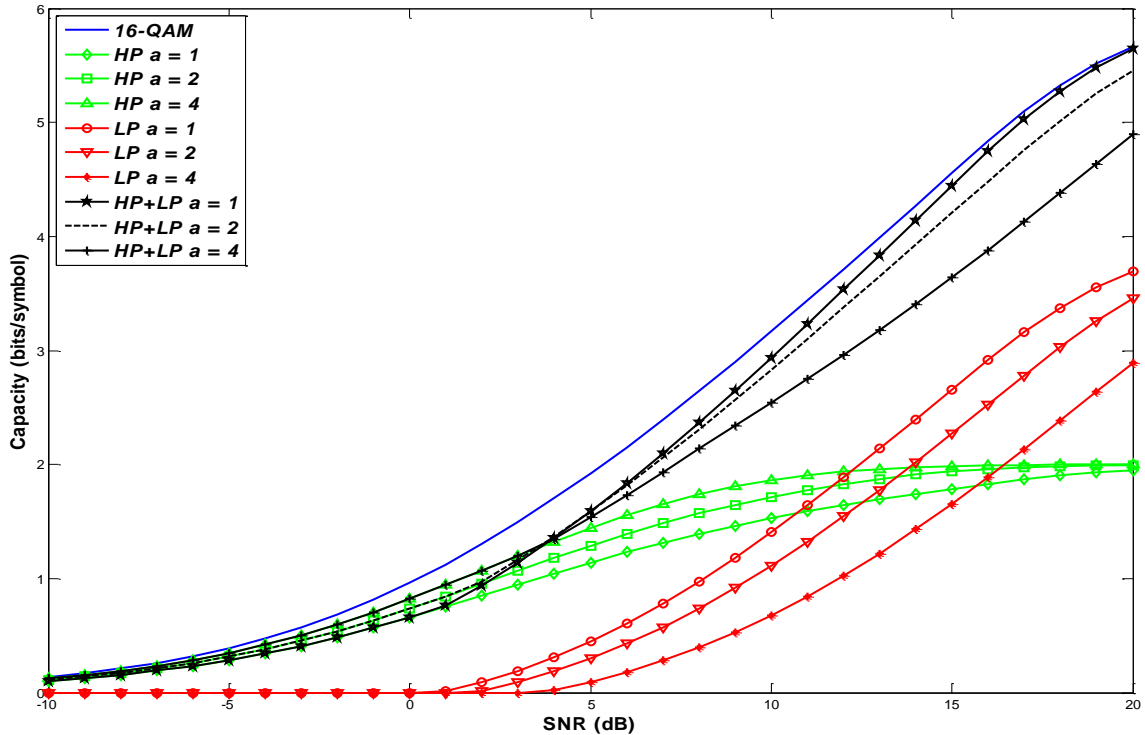
Σχήμα 2.4.5: Χωρητικότητα ιεραρχικής 16-QAM σε δίαυλο Rice ($K = 10$)



Σχήμα 2.4.6: Χωρητικότητα ιεραρχικής 64-QAM σε διάυλο AWGN



Σχήμα 2.4.7: Χωρητικότητα ιεραρχικής 64-QAM σε διάυλο Rayleigh



Σχήμα 2.4.8: Χωρητικότητα ιεραρχικής 64-QAM σε διάυλο Rice ($K = 10$)

Παρατηρώντας το διάγραμμα 2.4.2, διαπιστώνεται ότι η χωρητικότητα διαύλου για ένα σχήμα διαμόρφωσης λαμβάνει τις μεγαλύτερες τιμές της όταν η μετάδοση γίνεται σε διάυλο AWGN και τις μικρότερες τιμές της όταν η μετάδοση γίνεται σε διάυλο Rayleigh. Από τα υπόλοιπα διαγράμματα, που αφορούν τα ιεραρχικά σχήματα διαμόρφωσης, γίνεται φανερό ότι όσο αυξάνεται η παράμετρος a , αυξάνεται η χωρητικότητα διαύλου για τη ροή υψηλής προτεραιότητας ενώ μειώνεται για τη ροή χαμηλής προτεραιότητας. Υπενθυμίζεται ότι η παράμετρος a ορίζεται για την ιεραρχική MQAM με αστερισμό τετραγωνικού πλέγματος ($M = 4, 16, 64$ κ.ο.κ), η οποία περιλαμβάνει δύο ροές πληροφορίας υψηλής και χαμηλής προτεραιότητας και είναι ο λόγος της ελάχιστης απόστασης μεταξύ δύο σημείων του αστερισμού, που μεταφέρουν διαφορετικές τιμές bit υψηλής προτεραιότητας προς την ελάχιστη απόσταση οποιωνδήποτε δύο σημείων του αστερισμού.

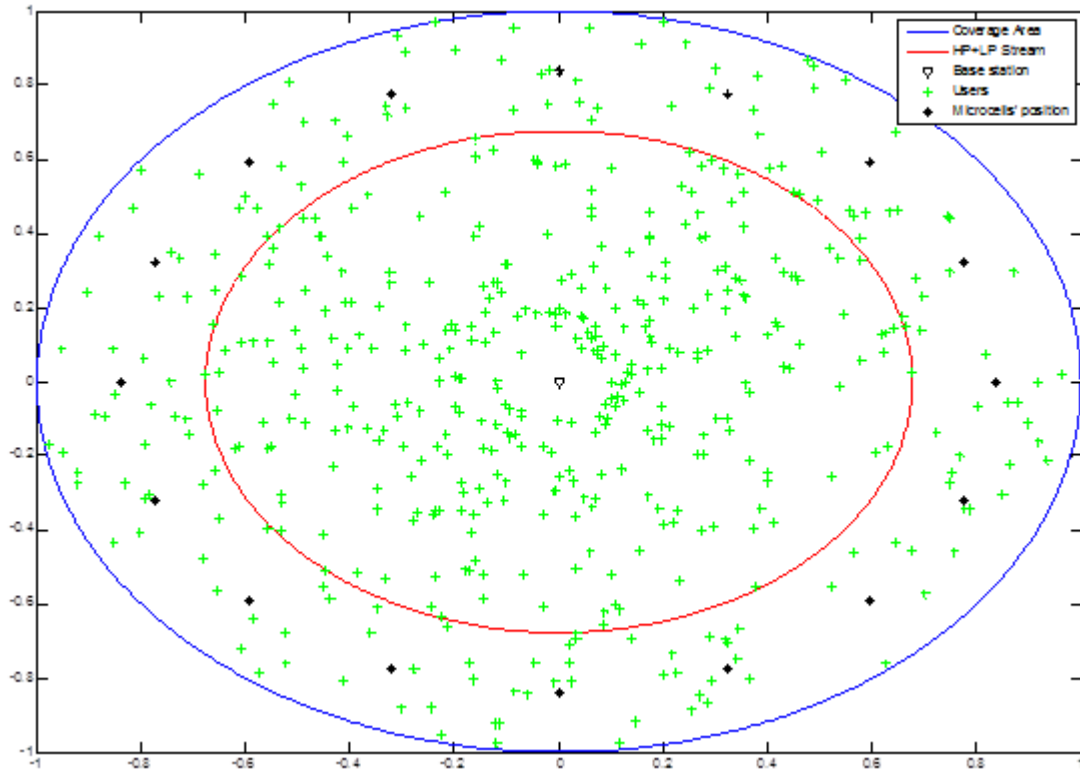
2.5 Βιβλιογραφία

- [1] Π. Γ. Κωπτής, Π. Μ. Αράπογλου, “*Ασύρματες Επικοινωνίες*”, Εκδόσεις Τζιόλα, 2011
- [2] C. Nokes, J. Mitchell, “*Potential Benefits of hierarchical modes of the DVB-T specification*”, Digital Television - Where Is It and Where Is It Going? (Ref. No. 1999/072), IEEE Colloquium on, IET Conference Publications, pp. 10/1 – 10/6, 16 March 1999
- [3] Gerard Faria, “*DVB-T Hierarchical Modulation: An Opportunity for New Services?*”, SMPTE Conf. Proc., pp. 39-46, July 1999
- [4] Pavan Kumar Vitthaladevuni and M.-S. Alouini, “*A Recursive Algorithm for the Exact BER Computation of Generalized Hierarchical QAM Constellations*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 49, no.1 pp. 297 – 306, January 2003
- [5] Pavan Kumar Vitthaladevuni and M.-S. Alouini, “*Exact BER Computation of Generalized Hierarchical PSK Constellations*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no.12 pp. 2030 – 2037, December 2003
- [6] Pavan Kumar Vitthaladevuni and M.-S. Alouini, “*A Closed-Form Expression for the Exact BER of Generalized PAM and QAM Constellations*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 52, no.5 pp. 698 – 700, May 2004
- [7] Hugo Méric, Jérôme Lacan, Caroline Amiot-Bazile, Fabrice Arnal and Marie-Laure Boucheret, “*Combining Adaptive Coding and Modulation with Hierarchical Modulation in Satcom Systems*”, arXiv:1112.4944v1 [cs.IT] 21 Dec 2011 <http://arxiv.org/pdf/1112.4944.pdf>
- [8] Hugo Méric, Jérôme Lacan, Caroline Amiot-Bazile, Fabrice Arnal and Marie-Laure Boucheret, “*Generic Approach for Hierarchical Modulation Performance Analysis: Application to DVB-SH and DVB-S2*”, arXiv:1103.1742v1 [cs.IT] 9 Mar 2011 <http://arxiv.org/pdf/1103.1742v1.pdf>
- [9] Simon Haykin, “*Συστήματα Επικοινωνίας*”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1995
- [10] Marvin K. Simon and M.-S. Alouini, “*A Unified Approach to the Performance Analysis of Digital Communications over Generalized Fading Channels*”, Proceedings of the IEEE, vol. 86, no.9 pp. 1860-1877, September 1998

Κεφάλαιο 3: Κυψελωτά Συστήματα DVB-T Ιεραρχικής Διαμόρφωσης

3.1 Περιγραφή του συστήματος

Το πρότυπο DVB-T χρησιμοποιείται για την παροχή διαφόρων υπηρεσιών, όπως τα τελευταία 15 χρόνια της επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Στη σημερινή ταχέως αναπτυσσόμενη τεχνολογικά κοινωνία, η εξέλιξη και αύξηση του πλήθους των υπηρεσιών, καθώς και της ποιότητάς υπηρεσίας (QoS) που προσφέρουν, οδήγησαν στη δημοσίευση του προτύπου DVB-T2 ενώ το πρότυπο DVB-T ενσωματώθηκε σε μοντέρνα συστήματα τα οποία επιτυγχάνουν καλύτερη κατανομή των διαθέσιμων πόρων, υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων και διάκριση των υπηρεσιών, με βάση την απαιτούμενη ισχύ εκπομπής και τον απαιτούμενο ρυθμό μετάδοσης. Στο παρόν κεφάλαιο θεωρείται κυψελωτό σύστημα, το οποίο απεικονίζεται στο Σχήμα 3.1.1. Ο σταθμός βάσης (Base Station, BS) βρίσκεται τοποθετημένος στο κέντρο της κυψέλης και υλοποιεί το πρότυπο DVB-T. Το πρότυπο περιλαμβάνει την επιλογή ταυτόχρονης μετάδοσης περισσότερων υπηρεσιών υλοποιώντας ένα από τα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης: ιεραρχική 16-QAM ($\alpha = 1,2$ ή 4) ή ιεραρχική 64-QAM ($\alpha = 1,2$ ή 4). Η παρούσα εργασία θεωρεί την μετάδοση δύο υπηρεσιών, μια υψηλής προτεραιότητας (High Priority HP) και μια χαμηλής προτεραιότητας (Low Priority LP), σύμφωνα με την περιγραφή του προτύπου που δόθηκε στην παράγραφο 1.2.6.



Σχήμα 3.1.1: Κυψελωτό σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης

Η περιοχή κάλυψης ορίζεται από τον εξωτερικό κύκλο. Οι χρήστες είναι ακίνητοι και ομοιόμορφα κατανομημένοι μέσα σε αυτή την περιοχή και λαμβάνουν πάντα την υπηρεσία υψηλής προτεραιότητας. Αρχικά μελετάται σύστημα στο οποίο ο σταθμός βάσης μεταδίδει τις δύο υπηρεσίες στους χρήστες χωρίς την εφαρμογή των σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης που παρέχει το πρότυπο DVB-T και πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου (TDM Time-Division Multiplexing). Οι χρήστες λαμβάνουν και τις δύο υπηρεσίες. Το σύστημα αυτό χρησιμοποιείται ως σύστημα αναφοράς. Στη συνέχεια, μελετάται ένα μεταβατικό - βοηθητικό σύστημα, το οποίο ονομάζεται σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης στο οποίο ο κεντρικός σταθμός μεταδίδει με χρήση των σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης τις δύο υπηρεσίες. Η υπηρεσία υψηλής προτεραιότητας λαμβάνεται από όλους τους χρήστες ενώ η υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας λαμβάνεται από τους χρήστες, που βρίσκονται στην περιοχή που ορίζει ο εσωτερικός κύκλος. Τέλος, μελετάται το κυψελωτό σύστημα, το οποίο ορίζεται ως επέκταση του μεταβατικού συστήματος με την προσθήκη μικροκυψελών ή πικοκυψελών στο δακτύλιο που σχηματίζουν οι δύο κύκλοι, οι οποίες μεταδίδουν σε αυτή την περιοχή την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας, χρησιμοποιώντας QPSK ή 16QAM. Οι ζεύξεις μεταξύ σταθμού βάσης-χρηστών και κυψελών-χρηστών είναι επίγειες ασύρματες ζεύξεις και οι δίαυλοι που χρησιμοποιούνται για την μοντελοποίησή τους είναι οι δίαυλοι AWGN, Rayleigh και Rice, όπως περιγράφονται στο Παράρτημα Β. Μελετάται η βέλτιστη διάταξη των κυψελών, ώστε να ελαχιστοποιούνται οι παρεμβολές μεταξύ τους και τελικά, συγκρίνονται τα τρία συστήματα ως προς το ποσοστό κάλυψης χρηστών, το οποίο ορίζεται ως το ποσοστό των χρηστών που λαμβάνουν και τις δύο υπηρεσίες, το μέσο ρυθμό λήψης δεδομένων από τους χρήστες σε Mbps που επιτυγχάνεται για τα σχήματα διαμόρφωσης που υλοποιούνται και την κατανομή της συνολικής ισχύος εκπομπής μεταξύ του σταθμού βάσης και των κυψελών.

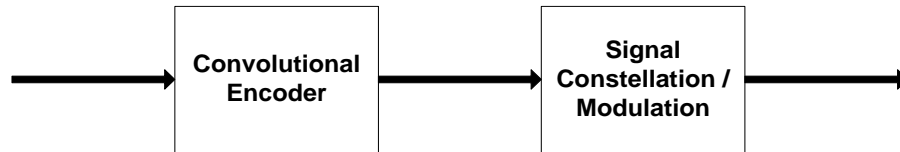
3.2 Μικροκυψέλες/Πικοκυψέλες

3.2.1 Εισαγωγή

Η σχεδίαση ενός συστήματος παροχής ασύρματων υπηρεσιών είναι ένα σύνθετο πρόβλημα, καθώς πρέπει να ληφθούν υπόψη παράγοντες όπως το πλήθος των χρηστών, η μορφολογία της περιοχής κάλυψης, η βλάστηση, τα κτίρια και οι καιρικές συνθήκες (για συχνότητες υψηλότερες των 10 GHz). Οι παράγοντες αυτοί αναφέρονται στη σχεδίαση του συστήματος και επηρεάζουν την ποιότητα των προσφερόμενων υπηρεσιών και την επίδοση του συστήματος. Ο παραδοσιακός τρόπος σχεδίασης ενός συστήματος είναι η εξυπηρέτηση ολόκληρης της περιοχής κάλυψης από το σταθμό βάσης στον οποίο διατίθενται οι πόροι του συστήματος, όπως η ισχύς εκπομπής και το εύρος ζώνης. Εναλλακτικό τρόπο σχεδιασμού αποτελεί η αποκέντρωση και ανακατανομή των πόρων του συστήματος με την εγκατάσταση μικρών βοηθητικών σταθμών εκπομπής σε συγκεκριμένα σημεία της περιοχής κάλυψης. Σε ένα τέτοιο σύστημα, οι διαθέσιμοι πόροι κατανέμονται στο σταθμό βάσης και στους βοηθητικούς σταθμούς εκπομπής. Τέτοιοι βοηθητικοί σταθμοί είναι οι σταθμοί βάσης μικροκυψέλης, οι οποίοι παρέχουν ακτίνα κάλυψης 200m έως 2km και πικοκυψέλης με ακτίνα κάλυψης έως 200m. Στη συνέχεια, αυτοί οι βοηθητικοί σταθμοί θα αναφέρονται ως κυψέλες και θα γίνεται διάκριση τους, όπου είναι απαραίτητο. Με τη χρήση κυψελών επιτυγχάνεται αύξηση της χωρητικότητας των χρησιμοποιούμενων διαύλων,

αναχρησιμοποίηση του φάσματος συχνοτήτων και καλύτερη κατανομή της διαθέσιμης ισχύος εκπομπής, αφού με την παρουσία τους, ο σταθμός βάσης μπορεί να εκπέμψει με μικρότερη ισχύ, καθώς δεν χρειάζεται να καλύπτει όλη την περιοχή.

3.2.2 Περιγραφή μικροκυψέλης/πικοκυψέλης



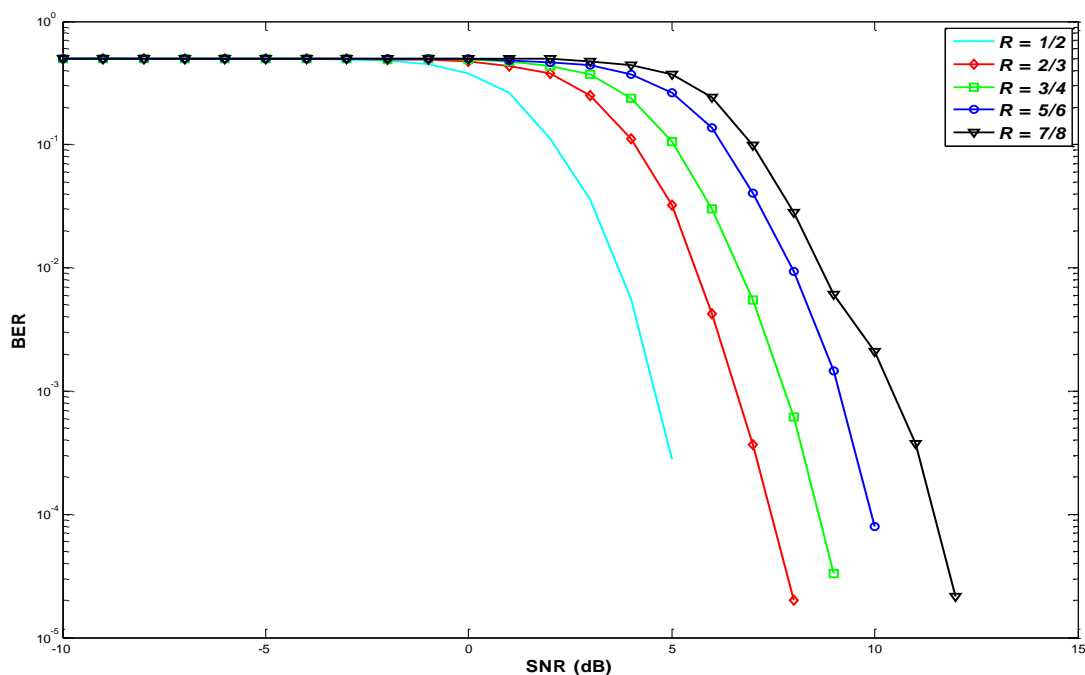
Σχήμα 3.2.2.1: Block διάγραμμα βοηθητικού σταθμού

Οι κυψέλες που χρησιμοποιούνται στο υπό μελέτη σύστημα, μεταδίδουν την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας στους χρήστες, οι οποίοι δεν την λαμβάνουν από το σταθμό βάσης. Όπως φαίνεται στο Σχ. 3.2.2.1, οι κυψέλες δεν υλοποιούν το πρότυπο DVB-T. Οι βαθμίδες που αποτελούν μια κυψέλη είναι

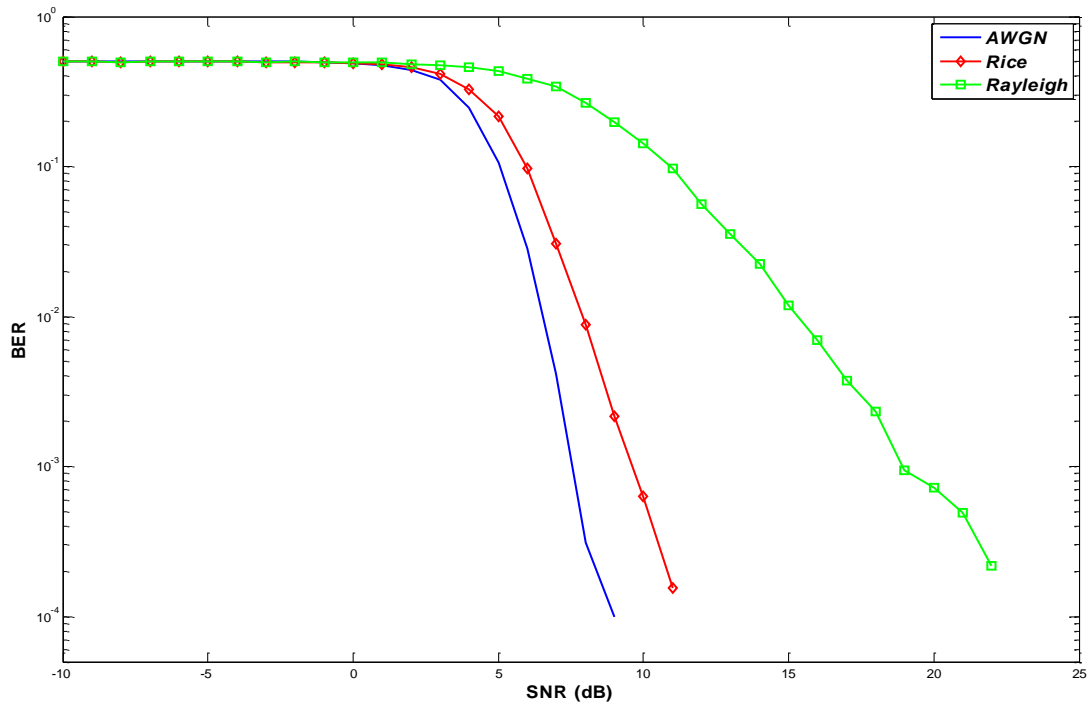
- ένας συνελκτικός κωδικοποιητής, παρόμοιος με τον κωδικοποιητή ενός συστήματος DVB-T που περιγράφηκε στην παράγραφο 1.2.4.
- μια βαθμίδα αντιστοίχισης των εισερχόμενων ψηφίων πληροφορίας στον αστερισμό του επιλεγμένου σχήματος διαμόρφωσης.

Οι ρυθμοί κώδικα που παρέχονται είναι 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 και 7/8 και τα σχήματα διαμόρφωσης είναι QPSK και 16QAM.

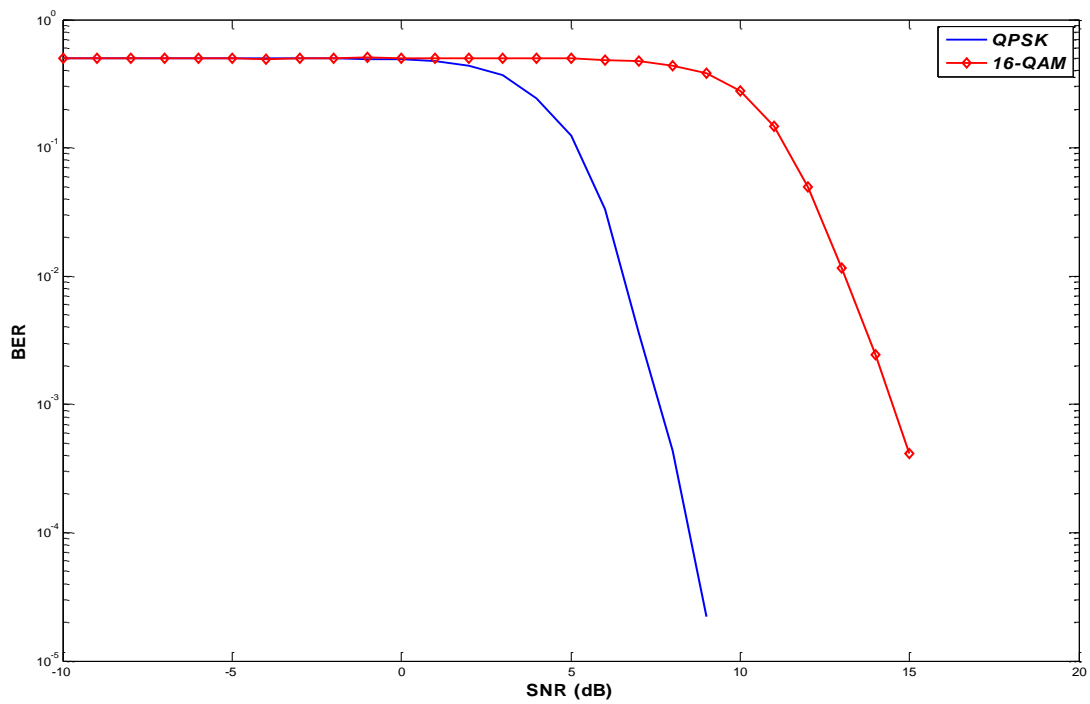
Έγιναν προσομοιώσεις για την εξαγωγή διαγραμμάτων BER για τα υποστηριζόμενα σχήματα διαμόρφωσης και τους ρυθμούς κώδικα, αντίστοιχες με αυτές για το BER του προτύπου DVB-T. Ακολουθούν διαγράμματα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αυτών σε διαύλους AWGN, Rayleigh και Rice ($K = 10$).



Σχήμα 3.2.2.2: Διάγραμμα BER QPSK σε διάυλο AWGN



Σχήμα 3.2.2.3: Διάγραμμα BER QPSK με ρυθμό κώδικα 3/4



Σχήμα 3.2.2.4: Διάγραμμα BER QPSK και 16-QAM με ρυθμό κώδικα 3/4 σε δίαυλο AWGN

Από το διάγραμμα 3.2.2.2, γίνεται φανερό ότι όσο αυξάνεται ο ρυθμός κώδικα που χρησιμοποιείται, αυξάνεται και το BER. Η αύξηση αυτή είναι αναμενόμενη αφού με την αύξηση του ρυθμού κώδικα μειώνεται η προστασία των ψηφίων πληροφορίας από αλλοίωση κατά την μετάδοσή τους. Από το διάγραμμα 3.2.2.3 διαπιστώνεται ότι το BER λαμβάνει τις μικρότερες τιμές του σε διάλυο AWGN και τις μεγαλύτερες σε διάλυο Rayleigh. Τέλος, από το διάγραμμα 3.2.2.4 διαπιστώνεται ότι η QPSK είναι περισσότερο ανθεκτικό σχήμα διαμόρφωσης σε λάθη από την 16-QAM. Για τον υπολογισμό όριων αποκωδικοποίησης, παρόμοιων με αυτά του 1^{ου} κεφαλαίου, επιλέγεται BER για τη/τις ροή/-ές πληροφορίας είναι $2 \cdot 10^{-4}$.

Σχήμα διαμόρφωσης	Ρυθμός Κώδικα	Διάλυο AWGN	Διάλυο Rice (F1)*	Διάλυο Rayleigh (P1)*
QPSK	1/2	5.2	6.8	12.2
QPSK	2/3	7.3	8.7	18
QPSK	3/4	8.4	10.3	22.8
QPSK	5/6	9.6	14.2	31.1
QPSK	7/8	11.2	15.5	35.8
16-QAM	1/2	11.7	12.5	21.5
16-QAM	2/3	13.8	15.4	26.2
16-QAM	3/4	15.2	17.1	31.6
16-QAM	5/6	17.1	20.2	37.8
16-QAM	7/8	18.3	23.6	41.3

*Βλ. Παράρτημα Β Οι τιμές του πίνακα είναι προσεγγιστικές.

Πίνακας 3.2.2.1: Όρια αποκωδικοποίησης σχημάτων διαμόρφωσης μικροκυψέλης/πικοκυψέλης

3.2.3 Ρυθμός μετάδοσης μικροκυψέλης/πικοκυψέλης

Ο ωφέλιμος ρυθμός μετάδοσης μιας κυψέλης δίνεται από τη σχέση:

$$TR_{\text{Cell_LP}} = \log_2(M) * R * \text{Bandwidth} \quad (3.2.3.1)$$

όπου

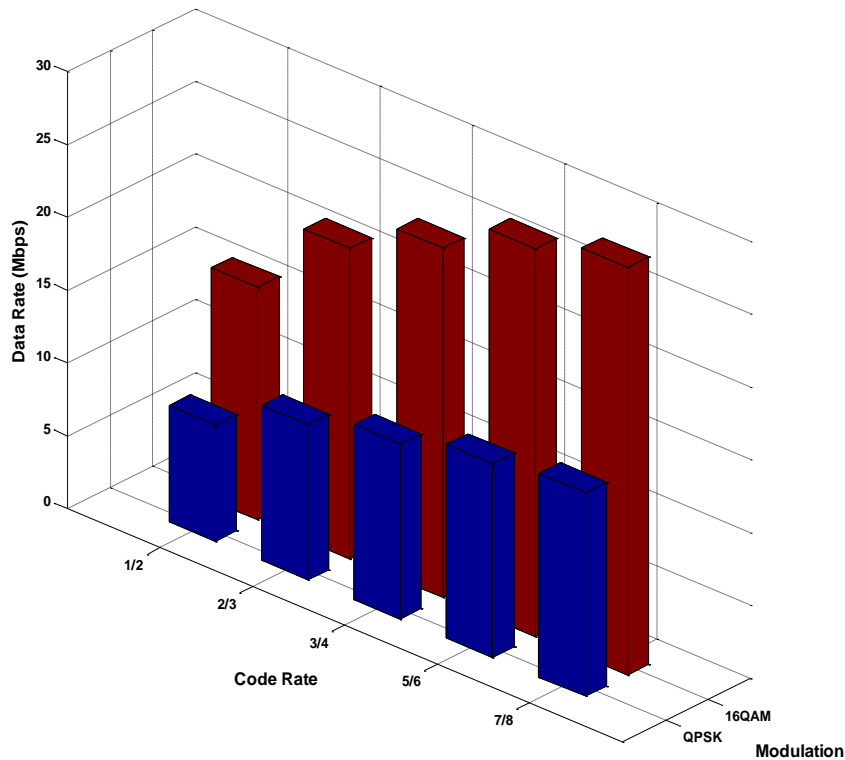
M = 4 (QPSK) ή 16 (16-QAM)

R = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 ή 7/8 ο χρησιμοποιούμενος ρυθμός κώδικα

Bandwidth (MHz) το εύρος ζώνης των χρησιμοποιούμενων διαύλων που λαμβανεται ίσο με 8 MHz.

	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	8	10.67	12	13.33	14
16-QAM	16	21.34	24	26.66	28

Πίνακας 3.2.2.2: Ρυθμοί μετάδοσης (Mbit/s) μικροκυψέλης/πικοκυψέλης



Σχήμα 3.2.3.1: Ρυθμοί μετάδοσης (Mbit/s) μικροκυψέλης/πικοκυψέλης

3.3 Προσομοιώσεις

3.3.1 Παράμετροι προσομοιώσεων

Ο σταθμός βάσης είναι κοινός και για τα τρία υπό μελέτη συστήματα και υλοποιεί το πρότυπο DVB-T. Οι παράμετροι λειτουργίας του, οι οποίες ήταν σταθερές για όλες τις προσομοιώσεις και για τα τρία συστήματα, είναι:

- συχνότητα λειτουργίας 626 MHz
- λειτουργία 2k
- διάλυοι εύρους 8MHz
- διάστημα προφύλαξης 1/4
- αποκωδικοποίηση ήπιας απόφασης.

Υπενθυμίζεται ότι το διάστημα προφύλαξης χρησιμεύει στην προστασία από διασυμβολική παρεμβολή κατά την μετάδοση ενός σήματος. Ένα μέρος του συμβόλου επαναλαμβάνεται στην αρχή του και στη συγκεκριμένη περίπτωση επαναλαμβάνεται το 1/4.

Για τον υπολογισμό του SNR στην είσοδο του δέκτη των χρηστών εντός της περιοχής κάλυψης, χρησιμοποιείται το γενικό μοντέλο απωλειών:

$$\text{SNR}_{\text{user}} = \text{SNR}_{\text{BS}} - 10n \log_{10} \left(\frac{4\pi fd}{c} \right) \quad (3.3.1.1)$$

όπου

SNR_{BS} το SNR στην έξοδο του εκπομπού του σταθμού βάσης ή των κυψελών

n ο εκθέτης απωλειών διάδοσης (2 για AWGN, 2.5 για Rayleigh και Rice)

f η συχνότητα λειτουργίας, δηλαδή 626 MHz

d η απόσταση του χρήστη από το σταθμό βάσης ή το σταθμό βάσης μιας κυψέλης

$c = 3 \cdot 10^8$ m/s η ταχύτητα του φωτός.

Η ισχύς εκπομπής του σταθμού βάσης ή των κυψελών υπολογίζεται βάσει της σχέσης

$$P = 10^{\left(\frac{SNR_{BS}}{10}\right)} * N_0 \quad (3.3.1.2)$$

όπου N_0 η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου που τίθεται ίση με 10^{-9} watt/hertz. Η ακτίνα της περιοχής κάλυψης R_{CV} για δίαυλο AWGN είναι 2km, ενώ για διαύλους Rayleigh και Rice 150m. Η διαφοροποίηση της ακτίνας οφείλεται στο γεγονός ότι οι απώλειες στους διαύλους Rayleigh και Rice είναι πολύ μεγαλύτερες σε σύγκριση με το δίαυλο AWGN, οπότε η μέγιστη απόσταση που μπορεί να μεταδοθεί ένα σήμα είναι σημαντικά μικρότερη σε αυτούς. Ακόμη, οι προσομοιώσεις έγιναν θεωρώντας δύο χιλιάδες χρήστες σε δίαυλο AWGN ομοιόμορφα κατανεμημένους εντός της περιοχής κάλυψης και πεντακόσιους χρήστες σε διαύλους Rayleigh και Rice. Τέλος, χρησιμοποιήθηκαν όλα τα όρια αποκωδικοποίησης, τα οποία καταγράφονται στους πίνακες 1.3.1-3 και 3.2.2.1, καθώς και τα αποτελέσματα του υπολογισμού χωρητικότητας διαύλου για τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούν τα συστήματα: QPSK, 16-QAM, 64-QAM, ιεραρχική 16-QAM ($\alpha = 1,2,4$) και ιεραρχική 64-QAM ($\alpha = 1,2,4$).

3.3.2 Υπολογισμός ισχύος εκπομπής, ακτίνας κάλυψης και μέσου ρυθμού λήψης δεδομένων

Στην παράγραφο αυτή περιγράφονται οι μέθοδοι υπολογισμού όλων των απαραίτητων μεγεθών, οι οποίες χρησιμοποιήθηκαν κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων.

- *Ισχύς εκπομπής*

Η ισχύς εκπομπής του σταθμού βάσης ή μιας κυψέλης υπολογίζεται για επιθυμητό σχήμα διαμόρφωσης και δεδομένη απόσταση κάλυψης. Αρχικά, επιλύεται η σχέση (3.3.1.1) ως προς SNR_{BS} , οπότε προκύπτει ότι

$$SNR_{BS} = SNR_{user} + 10n \log\left(\frac{4\pi fd}{c}\right) \quad (3.3.2.1)$$

Οι τιμές των μεγεθών n , f και c αναφέρονται στην προηγούμενη παράγραφο. Η απόσταση d είναι η επιθυμητή απόσταση κάλυψης. Το μέγεθος SNR_{user} ορίζεται ως το SNR στην είσοδο του δέκτη ενός χρήστη που βρίσκεται εντός της περιοχής κάλυψης και τίθεται ίσο με το όριο αποκωδικοποίησης που αντιστοιχεί στο επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης. Το όριο αποκωδικοποίησης επιλέγεται από τους πίνακες 1.3.1, 1.3.2 και 1.3.3 για το σταθμό βάσης και από τον πίνακα 3.2.2.1 για τις κυψέλες. Αφού

υπολογιστεί το SNR_{BS} , αντικαθίσταται στην σχέση (3.3.1.2) και λαμβάνεται η ζητούμενη ισχύς εκπομπής εκφρασμένη σε Watts.

- *Απόσταση μετάδοσης*

Η απόσταση μετάδοσης του σταθμού βάσης ή των κυψελών υπολογίζεται για επιθυμητό σχήμα διαμόρφωσης και δεδομένη ισχύ εκπομπής. Αρχικά επιλύεται η σχέση (3.3.1.2) ως προς SNR_{BS} , οπότε προκύπτει ότι

$$SNR_{BS} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P}{N_0} \right) \quad (3.3.2.2)$$

Αντικαθιστώντας την ισχύ εκπομπής στην (3.3.2.2) υπολογίζεται το SNR_{BS} . Στη συνέχεια, επιλύεται η (3.3.1.1) ως προς την απόσταση d

$$d = 10^{\left(\frac{SNR_{BS} - SNR_{user}}{10n} \right)} \cdot \frac{c}{4\pi f} \quad (3.3.2.3)$$

Οι τιμές των μεγεθών n , f και c αναφέρονται στην προηγούμενη παράμετρο. Το μέγεθος SNR_{user} ορίζεται ως το SNR στην είσοδο του δέκτη ενός χρήστη που βρίσκεται εντός της περιοχής κάλυψης και τίθεται ίσο με το όριο αποκωδικοποίησης που αντιστοιχεί στο επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης. Το όριο αποκωδικοποίησης επιλέγεται από τους πίνακες 1.3.1, 1.3.2 και 1.3.3 για το σταθμό βάσης και από τον πίνακα 3.2.2.1 για τις κυψέλες. Όλες οι τιμές είναι γνωστές, οπότε προσδιορίζεται η ζητούμενη απόσταση εκφρασμένη σε m .

- *Μέσος ρυθμός λήψης δεδομένων*

1. *Εκπομπή με σχήμα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM ή 64-QAM)*

Στην περίπτωση αυτή, ο σταθμός βάσης εκπέμπει μια ροή πληροφορίας. Ο ρυθμός μετάδοσης TR επιλέγεται από την τελευταία στήλη του πίνακα 1.3.1, για δεδομένο σχήμα διαμόρφωσης και ρυθμό κώδικα. Με γνωστές τις θέσεις των χρηστών, καθώς και το SNR_{BS} , από τη σχέση (3.3.1.1), μπορεί να υπολογιστεί το SNR_{user} για κάθε χρήστη. Γνωρίζοντας το SNR_{user} και χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα της παραγράφου 2.7 για τη χωρητικότητα των σχημάτων χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση, μπορεί να βρεθεί η χωρητικότητα C_{user} για κάθε χρήστη. Η μέση χωρητικότητα \bar{C} ορίζεται ως ο μέσος όρος των χωρητικότητων των χρηστών

$$\bar{C} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n C_{user,i} \quad (3.3.2.4)$$

Τελικά, ο μέσος ρυθμός λήψης δεδομένων από τους χρήστες δίδεται από τη σχέση

$$\overline{DR} = \frac{\bar{C}}{m} \cdot TR, \quad \bar{C} \leq m \quad (3.3.2.5)$$

όπου $m = 2$ (QPSK), 4 (16-QAM) ή 6 (64-QAM).

2. *Εκπομπή με σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης (ιεραρχική 16-QAM ή ιεραρχική 64-QAM) χωρίς τη χρήση κυψελών*

Στην περίπτωση αυτή, ο σταθμός βάσης εκπέμπει δύο ροές πληροφορίας: μια υψηλής προτεραιότητας (HP stream), η οποία λαμβάνεται από όλους τους χρήστες και μια χαμηλής προτεραιότητας (LP stream), η οποία λαμβάνεται από ένα ποσοστό των χρηστών. Έστω TR_{HP} και TR_{LP} οι ρυθμοί μετάδοσης των δύο ροών. Οι ρυθμοί αυτοί επιλέγονται από την τελευταία στήλη των πινάκων 1.3.2 και 1.3.3 για δεδομένο σχήμα διαμόρφωσης, ρυθμό κώδικα HP και ρυθμό κώδικα LP. Με γνωστές τις θέσεις των χρηστών καθώς και το SNR_{BS} , από τη σχέση (3.3.1.1) μπορεί να υπολογιστεί το SNR_{user} για κάθε χρήστη. Γνωρίζοντας το SNR_{user} και χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα της παραγράφου 2.7 για τη χωρητικότητα των σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης είναι δυνατό να υπολογιστούν οι χωρητικότητες $C_{user,HP}$ και $C_{user,LP}$ για κάθε χρήστη. Αν ένας χρήστης δε λαμβάνει την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας, τότε η χωρητικότητα $C_{user,LP}$ για αυτόν είναι μηδενική. Οι μέσες χωρητικότητες \bar{C}_{HP} και \bar{C}_{LP} προσδιορίζονται με εφαρμογή της σχέσης (3.3.2.4). Τελικά, ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων από τους χρήστες δίνεται από τη σχέση

$$\overline{DR}_{tot} = \frac{\bar{C}_{HP}}{m_{HP}} \cdot TR_{HP} + \frac{\bar{C}_{LP}}{m_{LP}} \cdot TR_{LP}, \quad \bar{C}_{HP} \leq m_{HP} \text{ και } \bar{C}_{LP} \leq m_{LP} \quad (3.3.2.6)$$

όπου $m_{HP} = m_{LP} = 2$ για ιεραρχική 16-QAM και $m_{HP} = 2, m_{LP} = 4$ για ιεραρχική 64-QAM.

3. *Εκπομπή με σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης (ιεραρχική 16-QAM ή ιεραρχική 64-QAM) με τη χρήση κυψελών*

Στην περίπτωση αυτή, ο σταθμός βάσης εκπέμπει δύο ροές πληροφορίας: μια υψηλής προτεραιότητας (HP stream), η οποία λαμβάνεται από όλους τους χρήστες και μια χαμηλής προτεραιότητας (LP stream), η οποία λαμβάνεται από ένα τμήμα των χρηστών. Οι κυψέλες εκπέμπουν την ροή πληροφορίας χαμηλής προτεραιότητας, η οποία λαμβάνεται από ένα μέρος των χρηστών. Έστω TR_{HP_BS} και TR_{LP_BS} οι ρυθμοί μετάδοσης των δύο ροών από το σταθμό βάσης και TR_{LP_Cell} ο ρυθμός μετάδοσης της ροής χαμηλής προτεραιότητας από τις κυψέλες. Οι ρυθμοί μετάδοσης του σταθμού βάσης επιλέγονται από την τελευταία στήλη των πινάκων 1.3.2 και 1.3.3 για δεδομένο σχήμα διαμόρφωσης, ρυθμό κώδικα HP και ρυθμό κώδικα LP. Ο ρυθμός μετάδοσης των κυψελών επιλέγεται από τον πίνακα 3.2.2.2. Ο χρησιμοποιούμενος ρυθμός κώδικα είναι ίδιος με το ρυθμό κώδικα LP του σταθμού βάσης. Το σχήμα διαμόρφωσης των κυψελών είναι QPSK, αν ο σταθμός βάσης εκπέμπει με ιεραρχική 16-QAM, και 16-QAM, αν ο σταθμός βάσης εκπέμπει με ιεραρχική 64-QAM. Με γνωστές τις θέσεις των χρηστών, καθώς και τις τιμές SNR_{BS} για το σταθμό βάσης και

τις κυψέλες, από τη σχέση (3.3.1.1), μπορούν να υπολογιστούν τα SNR_{user_BS} και SNR_{user_Cell} για κάθε χρήστη για λήψη από το σταθμό βάσης και τις κυψέλες, αντίστοιχα. Χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα της παραγράφου 2.7 για τη χωρητικότητα των σχημάτων με και χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση, μπορούν να προσδιοριστούν οι χωρητικότητες C_{user,HP_BS} , C_{user,LP_BS} και C_{user,LP_Cell} για κάθε χρήστη. Αν κάποιος χρήστης λαμβάνει την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας από το σταθμό βάσης, τότε η χωρητικότητα C_{user,LP_Cell} για αυτόν είναι μηδενική. Αν κάποιος χρήστης λαμβάνει την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας από κάποια κυψέλη, τότε η χωρητικότητα C_{user,LP_BS} για αυτόν είναι μηδενική. Τέλος, αν κάποιος χρήστης δεν λαμβάνει την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας, οι χωρητικότητες C_{user,LP_BS} και C_{user,LP_Cell} για αυτόν είναι μηδενικές. Οι μέσες χωρητικότητες \bar{C}_{HP_BS} , \bar{C}_{LP_BS} και \bar{C}_{LP_Cell} υπολογίζονται με εφαρμογή της σχέσης (3.3.2.4). Τελικά, ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων από τους χρήστες δίνεται από τη σχέση

$$\overline{DR}_{tot} = \frac{\bar{C}_{HP_BS}}{m_{HP_BS}} \cdot TR_{HP} + \frac{\bar{C}_{LP_BS}}{m_{LP_BS}} \cdot TR_{LP_BS} + \frac{\bar{C}_{LP_Cell}}{m_{LP_Cell}} \cdot TR_{LP_Cell}, \quad (3.3.2.7)$$

$$\bar{C}_{HP_BS} \leq m_{HP_BS}, \bar{C}_{LP_BS} \leq m_{LP_BS} \text{ και } \bar{C}_{LP_Cell} \leq m_{LP_Cell}$$

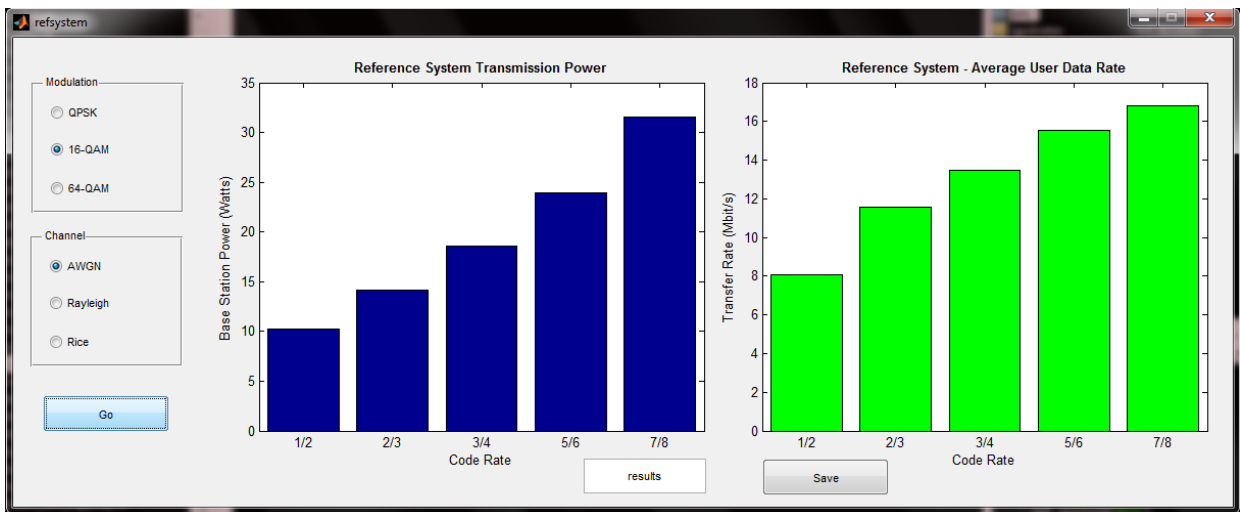
όπου $m_{HP_BS} = m_{LP_BS} = m_{LP_Cell} = 2$ για ιεραρχική 16-QAM και $m_{HP_BS} = 2$, $m_{LP_BS} = m_{LP_Cell} = 4$ για ιεραρχική 64-QAM.

3.3.3 Σύστημα αναφοράς

Το σύστημα αναφοράς περιλαμβάνει μόνο το σταθμό βάσης, ο οποίος εκπέμπει με χρήση των διαθέσιμων σχημάτων χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM και 64-QAM) τις δύο υπηρεσίες στους χρήστες. Προκειμένου να πραγματοποιηθεί αυτή η μετάδοση, χρησιμοποιείται πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (TDM). Η τεχνική αυτή επιτρέπει την ταυτόχρονη μετάδοση δύο ή περισσότερων ροών πληροφορίας στον ίδιο τηλεπικοινωνιακό δίαυλο. Ο χρόνος μετάδοσης χωρίζεται σε χρονοθυρίδες (time slots) σταθερού μήκους ανάλογα με το πλήθος των ροών. Κάθε ροή αντιστοιχίζεται σε μια χρονοθυρίδα και μεταδίδεται μόνο κατά τη διάρκεια της χρονοθυρίδας αυτής. Το ποσοστό κάλυψης των χρηστών στο σύστημα αυτό είναι 100%, αφού όλοι λαμβάνουν και τις δύο υπηρεσίες. Οι προσομοιώσεις που έγιναν αφορούν τα τρία σχήματα διαμόρφωσης για όλους τους διαθέσιμους ρυθμούς κώδικα. Υπολογίστηκε η ισχύς εκπομπής για απόσταση ίση με την ακτίνα της περιοχής κάλυψης και ο μέσος ρυθμός λήψης δεδομένων με την πρώτη από τις τρεις μεθόδους, που περιγράφονται στην παράγραφο 3.3.2. Σκοπός του βήματος αυτού είναι η επιλογή ενός συνδυασμού σχήματος διαμόρφωσης – μέσου ρυθμού λήψης για έκαστο των διαύλων (AWGN, Rayleigh, Rice). Οι συνδυασμοί αυτοί έχουν υπογραμμιστεί στους πίνακες που ακολουθούν

Παράδειγμα υπολογισμού ισχύος εκπομπής και μέσου ρυθμού λήψης

Έστω ότι επιλέγεται QPSK με ρυθμό κώδικα 2/3 σε δίαυλο AWGN. Από τον πίνακα 1.3.1, λαμβάνεται όριο αποκωδικοποίησης ίσο με 0.6 dB. Τότε, $SNR_{user} = 0.6 \text{ dB}$ και $d = R_{CV} = 2\text{km}$. Αντικαθιστώντας στη σχέση (3.3.2.1), προκύπτει ότι $SNR_{BS} = 94.9939 \text{ dB}$ και τελικά, από τη σχέση (3.3.1.2), προκύπτει ότι $P = 3.157 \text{ W}$. Από την τελευταία στήλη του πίνακα 1.3.1, διαπιστώνεται ότι ο ρυθμός μετάδοσης για QPSK 2/3 είναι ίσος με 6.64 Mbit/s. Από τις προσομοιώσεις, όπου χρησιμοποιείται η μέθοδος υπολογισμού που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.3.2 για εκπομπή με σχήματα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση, προκύπτει ότι η μέση χωρητικότητα \bar{C} είναι 1.695 bits/symbol. Τελικά, με χρήση της σχέσης (3.3.2.5), ο μέσος ρυθμός λήψης δεδομένων προκύπτει ίσος με 5.627 Mbit/s.



Σχήμα 3.3.3.1: Προσομοιωτής συστήματος αναφοράς

Δίαυλος AWGN						
Ρυθμός κώδικα		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	SNR _{BS} (dB)	93.3939	94.9939	96.5939	97.3939	98.8939
	Ισχύς εκπομπής (W)	2.184	3.157	4.564	5.487	7.752
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	3.801	5.627	6.803	7.700	8.413
16-QAM	SNR _{BS} (dB)	100.093	101.493	102.693	103.793	104.993
	Ισχύς εκπομπής (W)	10.219	14.106	18.594	23.955	31.578
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	8.204	11.549	13.618	15.489	16.662
64-QAM	SNR _{BS} (dB)	105.5939	107.6939	108.8939	110.1939	111.0939
	Ισχύς εκπομπής (W)	36.257	58.802	77.516	104.566	128.644
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	12.284	17.666	20.437	23.267	24.830

Πίνακας 3.3.3.1: Προσομοιώσεις συστήματος αναφοράς για δίαυλο AWGN

Δίαυλος Rayleigh						
Ρυθμός κώδικα		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	SNR _{BS} (dB)	96.069	99.969	104.369	108.269	112.269
	Ισχύς εκπομπής (W)	4.045	9.929	27.345	67.125	168.611
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	4.459	6.317	7.283	8.147	8.564
16-QAM	SNR _{BS} (dB)	102.569	106.369	109.169	114.069	118.569
	Ισχύς εκπομπής (W)	18.067	43.340	82.582	255.203	719.259
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	8.864	12.370	14.051	15.616	16.397
64-QAM	SNR _{BS} (dB)	106.369	112.369	114.569	119.069	121.269
	Ισχύς εκπομπής (W)	43.340	172.538	286.342	807.022	1339.324
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	12.292	16.754	18.841	20.936	21.988

Πίνακας 3.3.3.2: Προσομοιώσεις συστήματος αναφοράς για διάυλο Rayleigh

Δίαυλος Rice (K = 10)						
Ρυθμός κώδικα		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	SNR _{BS} (dB)	95.569	99.669	103.169	108.369	109.069
	Ισχύς εκπομπής (W)	3.605	9.266	20.744	68.689	80.702
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	4.824	6.616	7.458	8.290	8.710
16-QAM	SNR _{BS} (dB)	102.269	105.469	108.669	112.369	117.369
	Ισχύς εκπομπής (W)	16.861	35.228	73.601	172.538	545.614
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	9.682	13.190	14.897	16.556	17.384
64-QAM	SNR _{BS} (dB)	106.069	111.469	113.969	116.669	119.569
	Ισχύς εκπομπής (W)	40.447	140.244	249.394	464.393	905.494
	Μέσος ρυθμός λήψης (Mbit/s)	13.783	18.807	21.150	23.502	24.683

Πίνακας 3.3.3.3: Προσομοιώσεις συστήματος αναφοράς για διάυλο Rice (K = 10)

Με βάση τις προηγούμενες προσομοιώσεις, λαμβάνοντας υπόψη ότι το σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης μικρότερης τάξης είναι η ιεραρχική 16-QAM και ότι χρειάζεται ένα σχήμα τουλάχιστον παρόμοιου αστερισμού ώστε να γίνει σύγκριση, επιλέγεται ως σύστημα αναφοράς

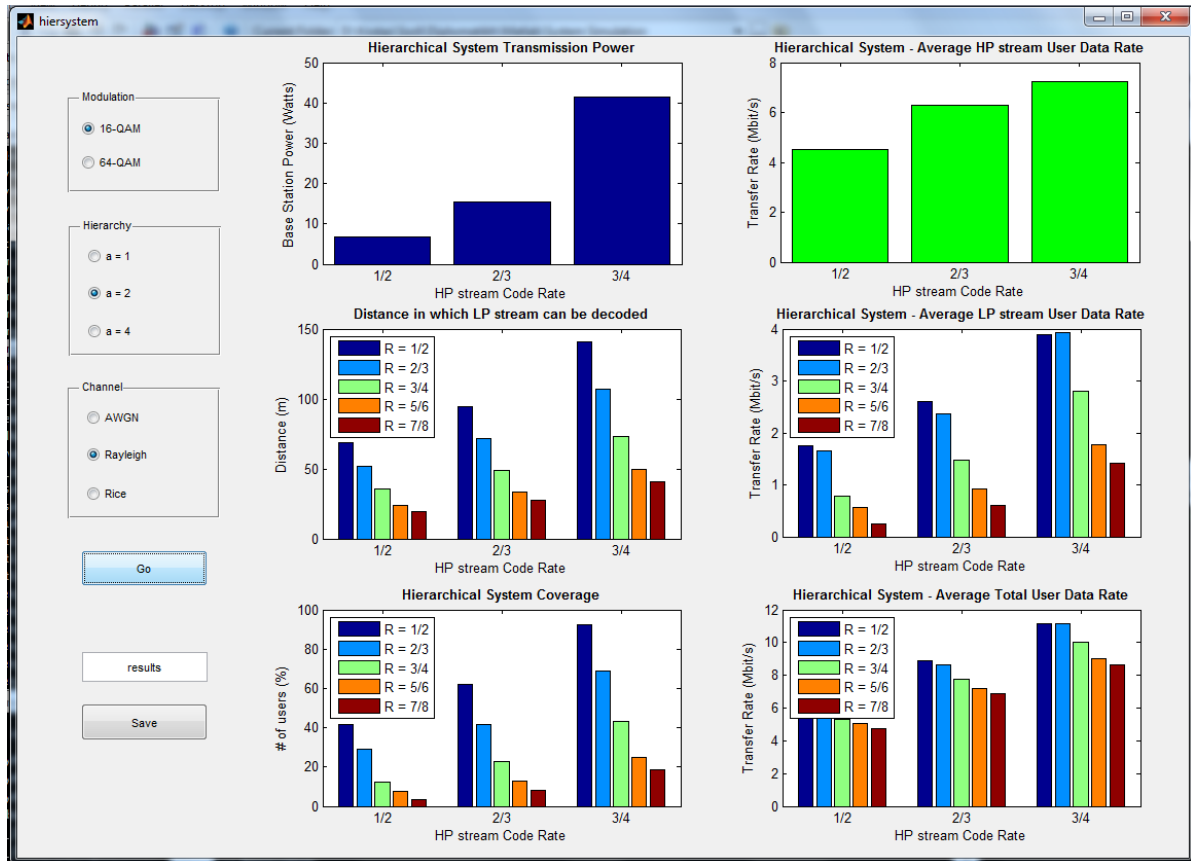
- για διάυλο AWGN, το σύστημα που εκπέμπει με 16-QAM με ρυθμό κώδικα 1/2, ισχύ εκπομπής $P_{\text{ref}} = 10.219 \text{ W}$ και μέσο ρυθμό λήψης δεδομένων $\overline{DR}_{\text{ref}} = 8.204 \text{ Mbit/s}$.
- για διάυλο Rayleigh, το σύστημα που εκπέμπει με 16-QAM με ρυθμό κώδικα 1/2, ισχύ εκπομπής $P_{\text{ref}} = 18.067 \text{ W}$ και μέσο ρυθμό λήψης δεδομένων $\overline{DR}_{\text{ref}} = 8.864 \text{ Mbit/s}$.
- για διάυλο Rice, το σύστημα που εκπέμπει με 16-QAM με ρυθμό κώδικα 1/2, ισχύ εκπομπής $P_{\text{ref}} = 16.861 \text{ W}$ και μέσο ρυθμό λήψης δεδομένων $\overline{DR}_{\text{ref}} = 9.682 \text{ Mbit/s}$.

3.3.4 Σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης

Σε αυτό το βήμα μελετάται η εκπομπή των δύο υπηρεσιών από το σταθμό βάσης με εφαρμογή των διαθέσιμων σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης από το πρότυπο DVB-T. Οι υπηρεσίες μεταδίδονται ταυτόχρονα στον ίδιο αστερισμό. Οι δύο υπηρεσίες χρησιμοποιούν το ίδιο εύρος ζώνης (8 MHz), αφού η ιεραρχική διαμόρφωση είναι μια υλοποίηση της τεχνικής superposition (βλ. παράγραφο 2.1). Η ισχύς εκπομπής P_{hier} υπολογίζεται με κριτήριο τη λήψη της υπηρεσίας υψηλής προτεραιότητας από όλους τους χρήστες. Οι προσομοιώσεις που έγιναν αφορούν τα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης, για όλους τους διαθέσιμους συνδυασμούς ρυθμών κώδικα HP και LP. Υπολογίστηκαν η ισχύς εκπομπής, η απόσταση μετάδοσης της υπηρεσίας LP, το ποσοστό κάλυψης των χρηστών και ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων από τους χρήστες με τη δεύτερη μέθοδο που περιγράφεται στην παράγραφο 3.3.2.

Παράδειγμα υπολογισμού ισχύος εκπομπής, απόστασης μετάδοσης LP και μέσου ρυθμού λήψης

Έστω ότι επιλέγεται ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 2$ με ρυθμό κώδικα HP 2/3 και ρυθμό κώδικα LP 1/2 σε διάυλο Rayleigh. Από τον πίνακα 1.3.2, το όριο αποκωδικοποίησης για την υπηρεσία υψηλής προτεραιότητας είναι 12 dB και το όριο αποκωδικοποίησης για την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας είναι 17 dB. Τότε $\text{SNR}_{\text{user}} = 12$ dB και $d = R_{\text{CV}} = 150$ m. Αντικαθιστώντας στη σχέση (3.3.2.1) προκύπτει ότι $\text{SNR}_{\text{BS}} = 101.869$ dB και τελικά, από τη σχέση (3.3.1.2) προκύπτει ότι $P_{\text{hier}} = 15.377$ W. Αντικαθιστώντας το SNR_{BS} και θέτοντας $\text{SNR}_{\text{user}} = 17$ dB στη σχέση (3.3.2.3), η απόσταση μετάδοσης της υπηρεσίας χαμηλής προτεραιότητας προκύπτει ίση με 94.644 m. Από την τελευταία στήλη του πίνακα 1.3.2, διαπιστώνεται ότι ο ρυθμός μετάδοσης TR_{HP} για την υπηρεσία υψηλής προτεραιότητας είναι 6.64 Mbit/s και $\text{TR}_{\text{LP}} = 4.98$ Mbit/s για την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας. Από τις προσομοιώσεις, όπου χρησιμοποιείται η μέθοδος υπολογισμού που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.3.2 για εκπομπή με σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης, προκύπτει ότι οι μέσες χωρητικότητες \bar{C}_{HP} και \bar{C}_{LP} είναι 1.893 bits/symbol και 1.041 bits/symbol αντίστοιχα. Τελικά, με χρήση της σχέσης (3.3.2.6) ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων $\overline{\text{DR}}_{\text{hier}}$ είναι 8.879 Mbit/s.



Σχήμα 3.3.4.1: Προσομοιωτής συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης

Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 1$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR_{BS} (dB)	98.693		100.193		100.693	
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)	7.403		10.457		11.732	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2 4.156		2/3 5.830		3/4 6.655	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	2.800	3.287	3.416	3.068	2.784
	2/3	3.390	4.046	4.127	3.846	3.571
	3/4	3.663	4.393	4.393	4.005	3.858
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	68.600	56.400	49.240	38.420	33.710
	2/3	83.310	69.450	60.580	48.010	42.030
	3/4	89.080	74.080	64.880	51.320	45.210
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	6.956	7.444	7.572	7.225	6.941
	2/3	9.220	9.876	9.956	9.676	9.401
	3/4	10.318	11.048	11.048	10.660	10.513
Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 2$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR_{BS} (dB)	95.793		97.093		98.593	

Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)	3.797		5.121		7.234	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.040		5.701		6.763	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	1.333	1.461	1.275	1.379	1.325
	2/3	1.643	1.744	1.649	1.753	1.699
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	36.310	26.790	20.530	18.790	16.720
	2/3	44.060	33.070	25.780	23.620	21.370
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	5.373	5.502	5.316	5.420	5.365
	2/3	7.343	7.445	7.350	7.454	7.399
	3/4	8.760	9.053	8.998	9.055	9.012
Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 4$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR_{BS} (dB)	93.793		95.193		97.193	
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)	2.508		3.307		5.241	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	3.860		5.498		6.735	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	0.393	0.361	0.303	0.193	0.151
	2/3	0.499	0.567	0.440	0.356	0.281
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	13.190	8.720	5.340	3.030	1.780
	2/3	16.810	11.440	7.770	5.160	3.720
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	4.253	4.221	4.163	4.053	4.011
	2/3	5.997	6.065	5.938	5.854	5.780
	3/4	7.521	7.617	7.463	7.387	7.285
Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 1$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR_{BS} (dB)	100.793		104.593		105.693	
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)	12.01		28.8		37.1	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.150		6.038		6.901	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	1.810	2.032	2.106	2.067	1.854
	2/3	3.053	3.519	3.698	3.723	3.457
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	45.960	36.260	32.190	27.100	23.200
	2/3	77.160	62.360	55.900	47.780	42.080
	3/4	89.120	72.340	64.900	56.140	49.340

Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	5.960	6.182	6.256	6.217	6.004
	2/3	9.092	9.558	9.737	9.762	9.495
	3/4	10.410	11.031	11.115	11.035	10.871
Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 2$						
		1/2	2/3	3/4		
SNR_{BS} (dB)		98.693	102.396	102.893		
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)		7.402	17.366	19.471		
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4		
		4.250	6.225	7.059		
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	1.037	1.139	1.212	1.087	0.788
	2/3	1.917	2.174	2.192	1.952	1.713
	3/4	2.050	2.253	2.377	2.199	1.832
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	29.570	21.990	19.490	14.410	10.250
	2/3	51.410	39.620	35.650	27.730	21.710
	3/4	55.080	42.850	38.420	30.130	23.680
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	5.286	5.388	5.461	5.337	5.037
	2/3	8.142	8.398	8.416	8.176	7.938
	3/4	9.108	9.312	9.436	9.257	8.891
Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 4$						
		1/2	2/3	3/4		
SNR_{BS} (dB)		97.593	99.193	101.293		
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)		5.746	8.306	13.471		
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4		
		4.369	6.137	7.188		
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	0.449	0.485	0.475	0.458	0.382
	2/3	0.669	0.714	0.677	0.647	0.567
	3/4	0.962	0.989	1.038	1.027	0.971
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	14.040	10.360	8.440	6.800	5.690
	2/3	19.070	14.640	12.330	10.600	9.080
	3/4	27.460	21.720	18.800	16.430	14.670
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	4.819	4.854	4.845	4.827	4.752
	2/3	6.807	6.851	6.815	6.785	6.704
	3/4	8.150	8.177	8.226	8.216	8.159

Πίνακας 3.3.4.1: Προσομοιώσεις συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης σε διάλο AWGN

Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 1$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR _{BS} (dB)	100.369		104.369		107.569	
Ισχύς εκπομπής P _{hier} (W)	10.886		27.345		57.133	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.467		6.238		7.117	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	1.921	2.431	2.110	1.517	1.256
	2/3	2.978	3.474	3.310	2.774	2.399
	3/4	4.264	4.800	4.648	3.924	3.285
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	41.800	39.600	30.600	19.800	15.600
	2/3	64.800	56.600	48.000	36.200	29.800
	3/4	92.800	78.200	67.400	51.200	40.800
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR _{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	6.388	6.898	6.578	5.985	5.723
	2/3	9.216	9.712	9.548	9.012	8.638
	3/4	11.381	11.917	11.765	11.041	10.402
Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 2$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR _{BS} (dB)	98.369		101.869		106.869	
Ισχύς εκπομπής P _{hier} (W)	6.869		15.377		41.389	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.503		6.285		7.235	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	1.627	1.615	0.849	0.343	0.240
	2/3	2.593	2.428	1.570	1.015	0.751
	3/4	4.005	3.665	2.599	1.873	1.397
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	38.600	28.200	13.200	4.800	3.200
	2/3	61.400	42.400	24.400	14.200	10.000
	3/4	94.600	64.000	40.400	26.200	18.600
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR _{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	6.130	6.118	5.352	4.846	4.743
	2/3	8.879	8.714	7.855	7.301	7.037
	3/4	11.240	10.900	9.834	9.108	8.632
Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 4$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR _{BS} (dB)	96.369		101.069		103.269	
Ισχύς εκπομπής P _{hier} (W)	4.334		12.790		21.227	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.446		6.325		7.220	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	0.574	0.548	0.361	0.000	0.000
	2/3	1.240	0.898	0.764	0.212	0.000
	3/4	1.495	1.323	1.146	0.425	0.037

Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	16.200	11.600	6.800	0.000	0.000
	2/3	35.000	19.000	14.400	3.600	0.000
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	5.020	4.994	4.807	4.446	4.446
	2/3	7.565	7.222	7.089	6.537	6.325
	3/4	8.715	8.543	8.366	7.645	7.257
Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 1$						
		1/2	2/3	3/4		
SNR_{BS} (dB)		102.969	107.469	110.639		
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)		19.810	55.832	108.864		
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4		
		4.378	6.071	6.855		
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	3.295	3.582	3.187	2.031	0.848
	2/3	5.622	5.832	4.757	3.333	1.777
	3/4	7.652	8.144	7.241	4.947	3.554
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	42.200	34.400	27.200	15.600	6.200
	2/3	72.000	56.000	40.600	25.600	13.000
	3/4	98.000	78.200	61.800	38.000	26.000
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	7.673	7.961	7.565	6.409	5.226
	2/3	11.693	11.903	10.828	9.404	7.848
	3/4	14.508	14.999	14.096	11.803	10.410
Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 2$						
		1/2	2/3	3/4		
SNR_{BS} (dB)		100.669	104.169	107.469		
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)		11.665	26.115	55.832		
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4		
		4.500	6.245	7.128		
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	2.522	2.210	1.946	0.745	0.050
	2/3	3.804	3.286	2.703	1.345	0.732
	3/4	5.101	5.266	4.692	2.523	1.362
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	35.000	23.000	18.000	6.200	0.400
	2/3	52.800	34.200	25.000	11.200	5.800
	3/4	70.800	54.800	43.400	21.000	10.800
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	7.022	6.710	6.446	5.245	4.550
	2/3	10.050	9.532	8.948	7.591	6.977
	3/4	12.229	12.394	11.820	9.651	8.491

Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 4$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR _{BS} (dB)	98.769		102.369		105.769	
Ισχύς εκπομπής P _{hier} (W)	7.532		17.254		37.747	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.532		6.319		7.225	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	1.057	0.817	0.450	0.000	0.000
	2/3	2.186	1.521	0.919	0.400	0.000
	3/4	2.714	2.546	1.568	1.061	0.378
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	17.600	10.200	5.000	0.000	0.000
	2/3	36.400	19.000	10.200	4.000	0.000
	3/4	45.200	31.800	17.400	10.600	3.600
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR _{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	5.589	5.349	4.983	4.532	4.532
	2/3	8.505	7.841	7.238	6.720	6.319
	3/4	9.939	9.772	8.793	8.286	7.604

Πίνακας 3.3.4.2: Προσομοιώσεις συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης σε διάλο Rayleigh

Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 1$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR _{BS} (dB)	99.469		104.069		106.369	
Ισχύς εκπομπής P _{hier} (W)	8.849		25.520		43.340	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.755		6.589		7.439	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	2.181	2.317	2.396	1.819	1.216
	2/3	3.619	4.078	3.958	3.241	2.033
	3/4	4.639	5.191	4.910	3.935	2.866
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	44.000	35.000	32.200	22.000	14.000
	2/3	73.000	61.600	53.200	39.200	23.400
	3/4	93.600	78.400	66.000	47.600	33.000
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR _{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	6.937	7.072	7.151	6.574	5.971
	2/3	10.209	10.668	10.547	9.830	8.622
	3/4	12.079	12.630	12.350	11.375	10.306
Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 2$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR _{BS} (dB)	97.069		101.269		104.469	
Ισχύς εκπομπής P _{hier} (W)	5.092		13.393		27.982	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.788		6.596		7.453	

Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	1.665	1.835	0.951	0.504	0.239
	2/3	2.927	2.721	1.960	0.991	0.973
	3/4	4.063	3.918	2.793	2.243	1.366
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	34.800	28.200	13.000	6.200	2.800
	2/3	61.000	41.800	26.800	12.200	11.400
	3/4	84.400	60.200	38.200	27.600	16.000
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	6.453	6.623	5.738	5.292	5.027
	2/3	9.523	9.317	8.556	7.587	7.569
	3/4	11.516	11.371	10.246	9.695	8.819
Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 4$						
		1/2	2/3	3/4		
SNR_{BS} (dB)		96.369	100.669	103.569		
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)		4.334	11.665	22.745		
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2	2/3		3/4		
	4.840	6.617		7.456		
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	0.828	0.633	0.426	0.000	0.000
	2/3	1.397	1.392	1.060	0.330	0.000
	3/4	2.165	2.151	1.331	0.660	0.151
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	19.200	11.000	6.600	0.000	0.000
	2/3	32.400	24.200	16.400	4.600	0.000
	3/4	50.200	37.400	20.600	9.200	2.000
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	5.668	5.472	5.266	4.840	4.840
	2/3	8.014	8.009	7.677	6.947	6.617
	3/4	9.621	9.607	8.787	8.116	7.607
Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 1$						
		1/2	2/3	3/4		
SNR_{BS} (dB)		102.469	107.069	108.469		
Ισχύς εκπομπής P_{hier} (W)		17.656	50.920	70.289		
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2	2/3		3/4		
	4.689	6.450		7.275		
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	4.040	5.266	3.610	2.327	1.704
	2/3	6.740	7.715	6.752	4.195	3.344
	3/4	7.860	8.965	7.799	4.654	4.083
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	44.000	43.000	26.200	15.200	10.600
	2/3	73.400	63.000	49.000	27.400	20.800
	3/4	85.600	73.200	56.600	30.400	25.400
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	8.730	9.955	8.299	7.016	6.393
	2/3	13.190	14.165	13.202	10.645	9.794
	3/4	15.136	16.240	15.074	11.930	11.359

Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 2$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR _{BS} (dB)	100.469		103.769		106.969	
Ισχύς εκπομπής P _{hier} (W)	11.140		23.817		49.761	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.818		6.573		7.434	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	2.839	2.938	2.014	0.803	0.331
	2/3	4.526	4.544	2.918	1.865	1.085
	3/4	6.212	5.990	4.545	2.726	2.471
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	33.000	25.600	15.600	5.600	2.200
	2/3	52.600	39.600	22.600	13.000	7.200
	3/4	72.200	52.200	35.200	19.000	16.400
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR _{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	7.657	7.756	6.832	5.621	5.149
	2/3	11.099	11.117	9.491	8.438	7.658
	3/4	13.646	13.424	11.979	10.160	9.904
Ιεραρχική 64-QAM $\alpha = 4$						
	1/2		2/3		3/4	
SNR _{BS} (dB)	98.669		101.469		105.269	
Ισχύς εκπομπής P _{hier} (W)	7.360		14.024		33.642	
Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	1/2		2/3		3/4	
	4.880		6.597		7.454	
Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	1.540	1.113	0.583	0.048	0.000
	2/3	2.174	1.689	1.426	0.384	0.000
	3/4	3.368	3.033	2.268	1.128	0.428
Ποσοστό κάλυψης (%)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	21.400	11.600	5.400	0.400	0.000
	2/3	30.200	17.600	13.200	3.200	0.000
	3/4	46.800	31.600	21.000	9.400	3.400
Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR _{hier} (Mbit/s)		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
	1/2	6.420	5.994	5.463	4.928	4.880
	2/3	8.771	8.287	8.023	6.981	6.597
	3/4	10.822	10.487	9.722	8.582	7.882

Πίνακας 3.3.4.3: Προσομοιώσεις συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης σε διάλογο Rice ($K = 10$)

Σκοπός σε αυτό το βήμα είναι η επιλογή κατάλληλων συνδυασμών σχήματος διαμόρφωσης, ρυθμού κώδικα HP και ρυθμού κώδικα LP, ώστε να επιτυγχάνεται ισχύς εκπομπής P_{hier} μικρότερη από την ισχύ εκπομπής αναφοράς P_{ref} , δηλαδή $P_{\text{hier}} < P_{\text{ref}}$. Από αυτούς, επιλέγονται στη συνέχεια εκείνοι οι συνδυασμοί με τέτοιο ρυθμό κώδικα LP, ώστε να μεγιστοποιείται ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων $\overline{DR}_{\text{hier}}$. Σε περίπτωση όπου ο ρυθμός κώδικα LP είναι μεγαλύτερος από 1/2, επιλέγεται και ο συνδυασμός με τον αμέσως προηγούμενο ρυθμό κώδικα LP, υπό την προϋπόθεση ότι η διαφορά των συνολικών ρυθμών μετάδοσης είναι μικρότερη του 0.1. Για παράδειγμα, ένας αποδεκτός συνδυασμός με βάση τα κριτήρια ισχύος και ρυθμού μετάδοσης είναι η ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 1$ με ρυθμό κώδικα HP 1/2, ρυθμό κώδικα LP 3/4 και μέσο συνολικό ρυθμό λήψης 7.151 Mbit/s σε δίαυλο Rice. Ο αμέσως προηγούμενος συνδυασμός είναι ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 1$ με ρυθμό κώδικα HP 1/2, ρυθμό κώδικα LP 2/3 και μέσο συνολικό ρυθμό λήψης 7.072 Mbit/s, ο οποίος γίνεται αποδεκτός με βάση το κριτήριο διαφοράς των ρυθμών λήψης.

Σχήμα Διαμόρφωσης	SNR _{BS} (dB)	Ισχύς Εκπομπής P_{hier} (W)	Ποσοστό Κάλυψης	Ρυθμός Κώδικα HP stream	Ρυθμός Κώδικα LP stream	Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)	Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης $\overline{DR}_{\text{hier}}$ (Mbit/s)
16-QAM $\alpha = 1$	98.693	7.403	49.240	1/2	3/4	4.156	3.416	7.572
16-QAM $\alpha = 2$	95.793	3.797	36.310	1/2	1/2	4.04	1.333	5.373
16-QAM $\alpha = 2$	95.793	3.797	26.790	1/2	2/3	4.04	1.461	5.501
16-QAM $\alpha = 2$	97.093	5.121	44.060	2/3	1/2	5.701	1.643	7.343
16-QAM $\alpha = 2$	97.093	5.121	33.070	2/3	2/3	5.701	1.744	7.445
16-QAM $\alpha = 2$	98.593	7.234	41.380	3/4	2/3	6.763	2.291	9.053
16-QAM $\alpha = 4$	93.993	2.508	13.190	1/2	1/2	3.86	0.393	4.253
16-QAM $\alpha = 4$	95.193	3.307	16.810	2/3	1/2	5.498	0.499	5.997
16-QAM $\alpha = 4$	95.193	3.307	11.440	2/3	2/3	5.498	0.567	6.065
16-QAM $\alpha = 4$	97.193	5.241	23.970	3/4	1/2	6.735	0.786	7.521
16-QAM $\alpha = 4$	97.193	5.241	17.490	3/4	2/3	6.735	0.882	7.617
64-QAM $\alpha = 2$	98.693	7.403	21.990	1/2	2/3	4.25	1.138	5.338
64-QAM $\alpha = 2$	98.693	7.403	19.490	1/2	3/4	4.25	1.211	5.461
64-QAM $\alpha = 4$	97.593	5.746	14.040	1/2	1/2	4.369	0.449	4.819
64-QAM $\alpha = 4$	97.593	5.746	10.360	1/2	2/3	4.369	0.485	4.854

64-QAM $\alpha = 4$	99.193	8.306	19.070	2/3	1/2	6.137	0.669	6.807
64-QAM $\alpha = 4$	99.193	8.306	14.640	2/3	2/3	6.137	0.714	6.851

Πίνακας 3.3.4.4: Επιλεγμένοι συνδυασμοί για διάυλο AWGN

Σχήμα Διαμόρφωσης	SNR _{BS} (dB)	Ισχύς Εκπομπής P _{hier} (W)	Ποσοστό Κάλυψης	Ρυθμός Κώδικα HP stream	Ρυθμός Κώδικα LP stream	Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)	Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)
16-QAM $\alpha = 1$	100.369	10.886	39.600	1/2	2/3	4.467	2.431	6.898
16-QAM $\alpha = 2$	98.369	6.869	38.600	1/2	1/2	4.503	1.627	6.130
16-QAM $\alpha = 2$	101.869	15.377	61.400	2/3	1/2	6.285	2.593	8.878
16-QAM $\alpha = 4$	96.369	4.334	16.200	1/2	1/2	4.446	0.574	5.020
16-QAM $\alpha = 4$	101.069	12.790	35.000	2/3	1/2	6.325	1.240	7.565
64-QAM $\alpha = 2$	100.669	11.665	35.000	1/2	1/2	4.500	2.522	7.022
64-QAM $\alpha = 4$	98.769	7.532	17.600	1/2	1/2	4.532	1.057	5.589
64-QAM $\alpha = 4$	102.369	17.254	36.400	2/3	1/2	6.319	2.186	8.505

Πίνακας 3.3.4.5: Επιλεγμένοι συνδυασμοί για διάυλο Rayleigh

Σχήμα Διαμόρφωσης	SNR _{BS} (dB)	Ισχύς Εκπομπής P _{hier} (W)	Ποσοστό Κάλυψης	Ρυθμός Κώδικα HP stream	Ρυθμός Κώδικα LP stream	Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)	Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)
16-QAM $\alpha = 1$	99.469	8.849	35.000	1/2	2/3	4.755	2.317	7.072
16-QAM $\alpha = 1$	99.469	8.849	32.200	1/2	3/4	4.755	2.396	7.151
16-QAM $\alpha = 2$	97.069	8.849	28.200	1/2	2/3	4.788	1.835	6.623
16-QAM $\alpha = 2$	101.269	13.393	61.000	2/3	1/2	6.596	2.927	9.523
16-QAM $\alpha = 4$	96.369	4.334	19.200	1/2	1/2	4.840	0.828	5.668
16-QAM $\alpha = 4$	100.669	11.665	32.400	2/3	1/2	6.617	1.397	8.014
64-QAM $\alpha = 2$	100.469	11.140	33.000	1/2	1/2	4.818	2.839	7.756
64-QAM $\alpha = 2$	100.469	11.140	25.600	1/2	2/3	4.818	2.938	7.657

64-QAM $\alpha = 4$	98.669	7.360	21.400	1/2	1/2	4.880	1.540	6.420
64-QAM $\alpha = 4$	101.469	14.024	30.200	2/3	1/2	6.597	2.174	8.771

Πίνακας 3.3.4.6: Επιλεγμένοι συνδυασμοί για δίαυλο Rice ($K = 10$)

3.3.5 Κυψελωτό σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης

Στο τελευταίο βήμα μελετάται το προτεινόμενο σύστημα, το οποίο ονομάζεται κυψελωτό σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης. Το σύστημα αυτό αποτελεί επέκταση του ιεραρχικού συστήματος DVB-T της προηγούμενης παραγράφου με την προσθήκη μικροκυψελών για δίαυλο AWGN ή πικοκυψελών για διαύλους Rayleigh και Rice. Αυτές έχουν στόχο να μεταδώσουν την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας σε χρήστες με απόσταση μεγαλύτερη της απόστασης μετάδοσης d_{LP} της υπηρεσίας χαμηλής προτεραιότητας από τον σταθμό βάσης. Η διάκριση μικροκυψελών και πικοκυψελών γίνεται λόγω της απόστασης που μπορεί να καλύψει το κάθε είδος κυψέλης. Οι κυψέλες εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα λειτουργίας με το σταθμό βάσης χρησιμοποιώντας διαύλους 8 MHz (βλ. παράγραφο 3.3.1).

Συγκεκριμένα, το προτεινόμενο σύστημα συγκρίνεται με το σύστημα αναφοράς ως προς την ισχύ εκπομπής, το ποσοστό κάλυψης των χρηστών και τον μέσο ρυθμό λήψης δεδομένων από τους χρήστες. Το σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης χρησιμοποιείται για να γίνει η μετάβαση από εκπομπή με σχήματα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση σε σχήματα με ιεραρχική διαμόρφωση. Προκειμένου να διαπιστωθεί αν το προτεινόμενο σύστημα έχει καλύτερη επίδοση από το σύστημα αναφοράς ως προς τα προαναφερθέντα μεγέθη, ελέγχεται η ύπαρξη συνδυασμού/-ων σχήματος διαμόρφωσης, ρυθμού κώδικα HP και ρυθμού κώδικα LP από τους επιλεγμένους συνδυασμούς των πινάκων 3.3.4.4-6, έτσι ώστε:

- η συνολική ισχύς εκπομπής του συστήματος, η οποία ορίζεται ως το άθροισμα της ισχύος εκπομπής P_{HCell} του κεντρικού σταθμού και της ισχύος εκπομπής P_{Cells} των κυψελών να μην υπερβαίνει την ισχύ εκπομπής του συστήματος αναφοράς P_{ref} , δηλαδή $P_{HCell} + P_{Cells} \leq P_{ref}$.
- ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων \overline{DR}_{HCell} να είναι υψηλότερος από το μέσο συνολικό ρυθμό λήψης \overline{DR}_{hier} του ιεραρχικού συστήματος και κατ'επέκταση υψηλότερος του μέσου ρυθμού λήψης του συστήματος αναφοράς \overline{DR}_{ref} .
- το ποσοστό κάλυψης των χρηστών C_{HCell} να υπερβαίνει το 75%.

Συνδυασμός/-οι, που ικανοποιούν τα ανωτέρω κριτήρια, θεωρούνται αποδεκτοί. Ακολουθεί η περιγραφή της διαδικασίας ελέγχου αποδεκτών συνδυασμών.

Η ισχύς εκπομπής του κεντρικού σταθμού P_{HCell} για κάθε εξεταζόμενο συνδυασμό τίθεται ίση με την ισχύ εκπομπής P_{hier} του κεντρικού σταθμού στο αντίστοιχο ιεραρχικό σύστημα,

δηλαδή $P_{\text{HCell}} = P_{\text{hier}}$. Οι τιμές P_{hier} προέρχονται από τους πίνακες 3.3.4.4-6 των επιλεγμένων συνδυασμών. Υπολογίζεται η απόσταση μετάδοσης της υπηρεσίας χαμηλής προτεραιότητας d_{LP} με τη μέθοδο που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.3.2. Υπολογίζεται η διαφορά $R_{\text{CV}} - d_{\text{LP}}$, η οποία αντιστοιχεί στην απόσταση που δεν μεταδίδει ο σταθμός βάσης την υπηρεσία χαμηλής προτεραιότητας. Οι κυψέλες τοποθετούνται σε απόσταση $d_{\text{LP}} + (R_{\text{CV}} - d_{\text{LP}})/2$ από το σταθμό βάσης. Οι παράμετροι που πρέπει να καθοριστούν στη συνέχεια είναι το πλήθος και η συνολική ισχύς εκπομπής των κυψελών. Η αρχική τιμή του πλήθους N των κυψελών τίθεται ίση με 4, αφού αυτός είναι ο ελάχιστος αριθμός κυψελών που μπορούν να καλύψουν μια κυκλική περιοχή κάλυψης και δεν υπερβαίνει τις 20. Η συνολική ισχύς εκπομπής των κυψελών P_{Cells} δεν μπορεί να υπερβαίνει την ισχύ εκπομπής του κεντρικού σταθμού. Ο υπολογισμός των δύο μεγεθών ακολουθεί τα εξής βήματα:

1. Ορίζεται η απόσταση μετάδοσης κάθε κυψέλης d_{Cell} και τίθεται ίση με $(R_{\text{CV}} - d_{\text{LP}})/2$. Με βάση το σχήμα διαμόρφωσης του σταθμού βάσης, επιλέγεται το κατάλληλο όριο αποκωδικοποίησης από τον πίνακα 3.2.3.1 (όριο QPSK αν το σχήμα είναι ιεραρχική 16-QAM και όριο 16-QAM αν το σχήμα είναι ιεραρχική 64-QAM). Υπολογίζεται το SNR_{Cell} από τη σχέση (3.3.2.1), θέτοντας ως SNR_{user} το όριο αποκωδικοποίησης και $d = d_{\text{Cell}}$ και από τη σχέση (3.3.1.2) η ισχύς εκπομπής κάθε κυψέλης P_C . Η ευθεία που συνδέει δύο κυψέλες είναι ίση με $2d_{\text{Cell}}$. Η απόσταση μεταξύ των κυψελών πρέπει να είναι μεγαλύτερη από $1,9d_{\text{Cell}}$, ώστε να μην υπάρχουν παρεμβολές μεταξύ τους. Ορίζεται λοιπόν η γωνιακή τους απόσταση θ από τη σχέση

$$\theta = 2 \cdot \sin^{-1} \left(\frac{d_{\text{Cell}}}{d_{\text{LP}} + \frac{R_{\text{CV}} - d_{\text{LP}}}{2}} \right) \quad (3.3.5.1)$$

οπότε το πλήθος N των κυψελών δίνεται από τη σχέση

$$N = \left\lfloor \frac{2\pi}{\theta} \right\rfloor \quad (3.3.5.2)$$

Υπολογίζεται η συνολική ισχύς εκπομπής των κυψελών από τη σχέση

$$P_{\text{Cells}} = N \cdot P_C \quad (3.3.5.3)$$

Η ισχύς εκπομπής των κυψελών αθροίζεται με την ισχύ εκπομπής του σταθμού βάσης. Αν το άθροισμα τους υπερβαίνει την ισχύ εκπομπής αναφοράς P_{ref} , η διαδικασία πηγαίνει στο βήμα (2). Σε αντίθετη περίπτωση, υπολογίζονται το ποσοστό κάλυψης C_{HCell} και ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων $\overline{\text{DR}}_{\text{HCell}}$ με την τρίτη μέθοδο που ορίστηκε στην παράγραφο 3.3.2. Αν αυτά τα δύο μεγέθη ικανοποιούν τα άλλα δύο κριτήρια που ορίστηκαν στην αρχή της παραγράφου, δηλαδή $C_{\text{HCell}} \geq 75\%$ και

$\overline{DR}_{\text{HCell}} > \overline{DR}_{\text{ref}}$, η διαδικασία τερματίζεται, χαρακτηρίζοντας αποδεκτό το συνδυασμό και επιστρέφοντας τα μεγέθη SNR_{HCell} , N , SNR_{Cell} , C_{HCell} , $\overline{DR}_{\text{HP_HCell}}$, $\overline{DR}_{\text{LP_HCell}}$ (οι μέσοι ρυθμοί λήψης των δύο υπηρεσιών) και $\overline{DR}_{\text{HCell}}$.

2. Σε περίπτωση όπου το άθροισμα της ισχύος εκπομπής του σταθμού βάσης και της συνολικής ισχύος του προηγούμενου βήματος υπερβαίνει την ισχύ εκπομπής αναφοράς P_{ref} , τότε υπολογίζεται η διαφορά $\delta = P_{\text{ref}} - P_{\text{HCell}}$. Αν η διαφορά αυτή είναι μεγαλύτερη της ισχύος εκπομπής P_{HCell} , τότε τίθεται $P_{\text{Cells}} = P_{\text{HCell}}$, αλλιώς τίθεται $P_{\text{Cells}} = \delta$. Στο σημείο αυτό και αρχίζοντας από $N = 4$, η ισχύς εκπομπής P_{Cells} ισοκατανέμεται στο πλήθος των κυψελών και η ισχύς εκπομπής κάθε κυψέλης υπολογίζεται, αν επιλυθεί η σχέση (3.3.5.3) ως προς P_C . Στην συνέχεια, υπολογίζεται το μέγεθος SNR_{Cell} από τη σχέση (3.3.2.2) και επιλέγεται το κατάλληλο όριο αποκωδικοποίησης από τον πίνακα 3.2.3.1. Από τη σχέση (3.3.2.3), θέτοντας ως SNR_{user} το όριο αποκωδικοποίησης και $SNR_{\text{BS}} = SNR_{\text{Cell}}$, προσδιορίζεται η απόσταση μετάδοσης της κυψέλης d_{Cell} . Υπολογίζεται το άθροισμα $d_{\text{LP}} + 2 * d_{\text{Cell}}$ και συγκρίνεται με την ακτίνα της περιοχής κάλυψης R_{CV} . Αν το άθροισμα είναι μεγαλύτερο, το πλήθος N των κυψελών αυξάνεται κατά ένα και η διαδικασία επαναλαμβάνεται από την ισοκατανομή της ισχύος εκπομπής P_{HCell} . Αν το άθροισμα είναι μικρότερο της ακτίνας R_{CV} , υπολογίζονται το ποσοστό κάλυψης C_{HCell} και ο συνολικός ρυθμός λήψης $\overline{DR}_{\text{HCell}}$ με την τρίτη μέθοδο που ορίστηκε στην παράγραφο 3.3.2. Αν αυτά τα δύο μεγέθη ικανοποιούν τα άλλα δύο κριτήρια που ορίστηκαν στην αρχή της παραγράφου, δηλαδή $C_{\text{HCell}} \geq 75\%$ και $TR_{\text{HCell}} > TR_{\text{ref}}$, η διαδικασία τερματίζεται, χαρακτηρίζοντας αποδεκτό το συνδυασμό και επιστρέφοντας τα μεγέθη SNR_{HCell} , N , SNR_{Cell} , C_{HCell} , $\overline{DR}_{\text{HP_HCell}}$, $\overline{DR}_{\text{LP_HCell}}$ (οι μέσοι ρυθμοί λήψης των δύο υπηρεσιών) και $\overline{DR}_{\text{HCell}}$.
3. Αν το πλήθος N των κυψελών ξεπεράσει τις 20, η διαδικασία τερματίζεται, χαρακτηρίζοντας τον συνδυασμό ως μη αποδεκτό.

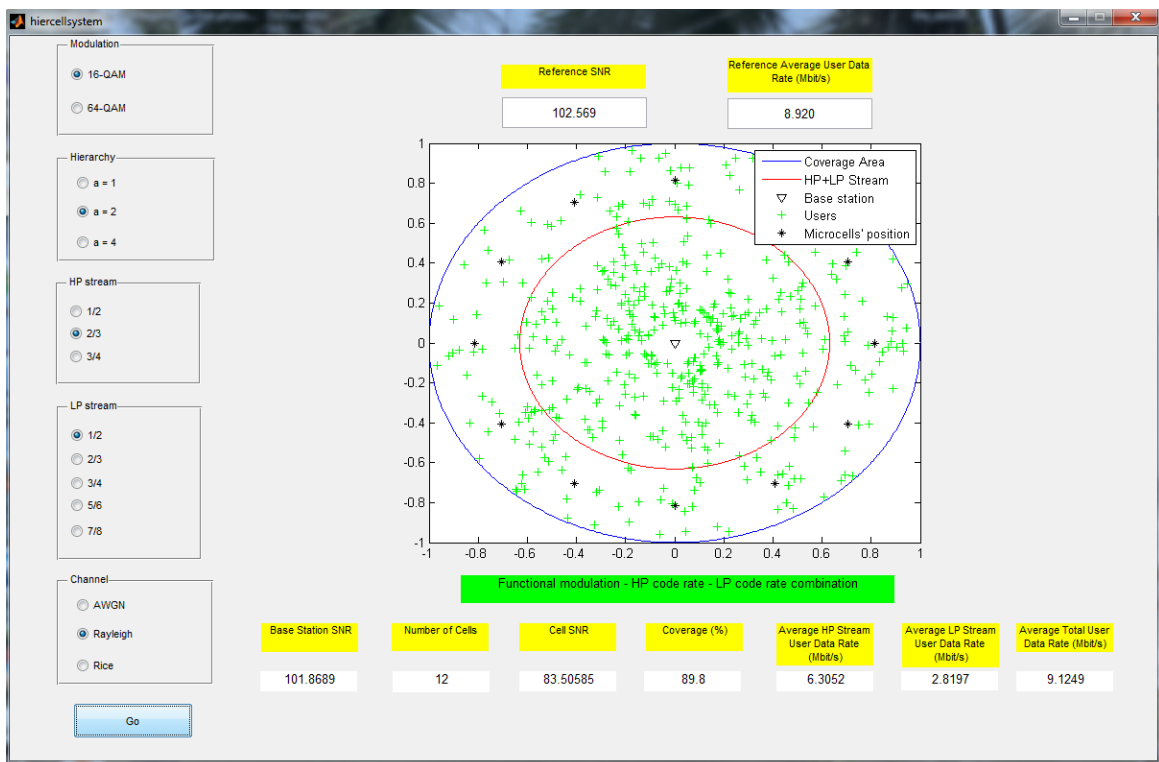
Υπενθυμίζεται ότι

- για δίαυλο AWGN, $P_{\text{ref}} = 10.219 \text{ W}$ και $\overline{DR}_{\text{ref}} = 8.204 \text{ Mbit/s}$.
- για δίαυλο Rayleigh, $P_{\text{ref}} = 18.067 \text{ W}$ και $\overline{DR}_{\text{ref}} = 8.864 \text{ Mbit/s}$.
- για δίαυλο Rice, $P_{\text{ref}} = 16.861 \text{ W}$ και $\overline{DR}_{\text{ref}} = 9.682 \text{ Mbit/s}$.

Οι προσομοιώσεις που έγιναν αφορούν όλους τους επιλεγμένους συνδυασμούς των πινάκων 3.3.4.4-6.

Παράδειγμα εκτέλεσης διαδικασίας

Από το παράδειγμα της παραγράφου 3.3.4, προκύπτει ότι για το συνδυασμό ιεραρχικής 16-QAM $\alpha = 2$, ρυθμό κώδικα HP 2/3 και ρυθμό κώδικα LP 1/2, ισχύει $SNR_{BS} = 101.869$ dB, $P_{hier} = 15.377$ W, $d_{LP} = 94,644$ m, $TR_{HP} = 6.64$ Mbit/s, $TR_{LP} = 4.98$ Mbit/s, $\bar{C}_{HP_BS} = 1.893$ bits/symbol και $\bar{C}_{LP_BS} = 1.041$ bits/symbol για διάλυο Rayleigh ($R_{CV} = 150$ m). Υπολογίζεται η διαφορά $R_{CV} - d_{LP} = 55.356$ m. Από τον πίνακα 3.2.3.1, λαμβάνεται όριο αποκωδικοποίησης QPSK 12.2 dB. Προκύπτει $SNR_{Cell} = 83.506$ dB και $P_C = 0.224$ W. Η γωνιακή απόσταση θ των κυψελών είναι $\theta = 30^\circ$ και το πλήθος N είναι 12. Η συνολική εκπομπή των κυψελών P_{HCell} είναι 2.688 W και το άθροισμα της με την ισχύς εκπομπής του σταθμού βάσης ισούται με 18.067 W. Το άθροισμα αυτό είναι ίσο με την ισχύ εκπομπής αναφοράς P_{ref} . Από τις προσομοιώσεις, προκύπτει το ποσοστό κάλυψης C_{HCell} είναι 89.8%. Από το πίνακα 3.2.2.2, ο ρυθμός μετάδοσης των κυψελών TR_{LP_Cell} για QPSK 1/2 είναι 8 Mbit/s. Από τις προσομοιώσεις, όπου χρησιμοποιείται η μέθοδος υπολογισμού που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.3.2 για εκπομπή με σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης με χρήση κυψελών, προκύπτει ότι η χωρητικότητα \bar{C}_{LP_Cell} είναι 0.132 bits/symbol. Τελικά, με χρήση της σχέσης (3.3.2.7), ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων \bar{DR}_{HCell} είναι 9.125 Mbit/s. Το ποσοστό κάλυψης C_{HCell} είναι μεγαλύτερο του 75% και ο μέσος συνολικός ρυθμός λήψης δεδομένων \bar{DR}_{HCell} μεγαλύτερος του μέσου ρυθμού λήψης αναφοράς \bar{DR}_{ref} (8.864 Mbit/s). Ο συνδυασμός χαρακτηρίζεται ως αποδεκτός.



Σχήμα 3.3.5.1: Προσομοιωτής κυψελωτού συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης

Σχήμα Διαμόρφωσης	SNR _{BS}	Ισχύς Εκπομπής P _{hier} (W)	Ποσοστό Κάλυψης	Ρυθμός Κώδικα HP stream	Ρυθμός Κώδικα LP stream	Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)	Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR _{hier} (Mbit/s)
16-QAM $\alpha = 1$	98.6939	7.403	49.24	1/2	3/4	4.156	3.416	7.572
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	95.7939	3.797	36.31	1/2	1/2	4.04	1.333	5.373
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	95.7939	3.797	26.79	1/2	2/3	4.04	1.461	5.501
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	97.0939	5.121	44.06	2/3	1/2	5.701	1.643	7.343
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	97.0939	5.121	33.07	2/3	2/3	5.701	1.744	7.445
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	98.5939	7.234	41.38	3/4	2/3	6.763	2.291	9.053
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 4$	93.9939	2.508	13.19	1/2	1/2	3.86	0.393	4.253
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 4$	95.1939	3.307	16.81	2/3	1/2	5.498	0.499	5.997
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 4$	95.1939	3.307	11.44	2/3	2/3	5.498	0.567	6.065
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 4$	97.1939	5.241	23.97	3/4	1/2	6.735	0.786	7.521
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 4$	97.1939	5.241	17.49	3/4	2/3	6.735	0.882	7.617
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 2$	98.6939	7.403	21.99	1/2	2/3	4.25	1.138	5.338
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 2$	98.6939	7.403	19.49	1/2	3/4	4.25	1.211	5.461
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 4$	97.5939	5.746	14.04	1/2	1/2	4.369	0.449	4.819
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 4$	97.5939	5.746	10.36	1/2	2/3	4.369	0.485	4.854
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						

64-QAM $\alpha = 4$	99.1939	8.306	19.07	2/3	1/2	6.137	0.669	6.807
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 4$	99.1939	8.306	14.64	2/3	2/3	6.137	0.714	6.851
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						

Πίνακας 3.3.5.1: Προσομοιώσεις κυβελωτού συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης για δίαυλο AWGN

Σχήμα Διαμόρφωσης	SNR _{BS}	Ισχύς Εκπομπής P _{hier} (W)	Ποσοστό Κάλυψης	Ρυθμός Κώδικα HP stream	Ρυθμός Κώδικα LP stream	Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)	Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης DR _{hier} (Mbit/s)
16-QAM $\alpha = 1$	100.369	10.886	39.600	1/2	2/3	4.467	2.431	6.898
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	98.369	6.869	38.600	1/2	1/2	4.503	1.627	6.130
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	101.869	15.377	61.400	2/3	1/2	6.285	2.593	8.878
Αποτέλεσμα		$SNR_{Cell} = 83.506, N = 12, C_{HCell} = 89.8\%, \overline{DR}_{HP} = 6.285 \text{ Mbit/s}, \overline{DR}_{LP} = 2.840 \text{ Mbit/s}, \overline{DR}_{HCell} = 9.125 \text{ Mbit/s}, P_{tot} = 18.067 \text{ W}$						
16-QAM $\alpha = 4$	96.369	4.334	16.200	1/2	1/2	4.446	0.574	5.020
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 4$	101.069	12.790	35.000	2/3	1/2	6.325	1.240	7.565
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 2$	100.669	11.665	35.000	1/2	1/2	4.500	2.522	7.022
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 4$	98.769	7.532	17.600	1/2	1/2	4.532	1.057	5.589
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 4$	102.369	17.254	36.400	2/3	1/2	6.319	2.186	8.505
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						

Πίνακας 3.3.5.2: Προσομοιώσεις κυβελωτού συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης για δίαυλο Rayleigh

Σχήμα Διαμόρφωσης	SNR_{BS}	Ισχύς Εκπομπής P_{hier} (W)	Ποσοστό Κάλυψης	Ρυθμός Κώδικα HP stream	Ρυθμός Κώδικα LP stream	Μέσος ρυθμός λήψης HP stream (Mbit/s)	Μέσος ρυθμός λήψης LP stream (Mbit/s)	Μέσος συνολικός ρυθμός λήψης \overline{DR}_{hier} (Mbit/s)
16-QAM $\alpha = 1$	99.469	8.849	35.000	1/2	2/3	4.755	2.317	7.072
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 1$	99.469	8.849	32.200	1/2	3/4	4.755	2.396	7.151
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	97.069	8.849	28.200	1/2	2/3	4.788	1.835	6.623
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 2$	101.269	13.393	61.000	2/3	1/2	6.596	2.927	9.523
Αποτέλεσμα		$SNR_{Cell} = 78.147, N = 14, C_{HCell} = 93.2\%, \overline{DR}_{HP} = 6.596 \text{ Mbit/s}, \overline{DR}_{LP} = 3.355 \text{ Mbit/s}, \overline{DR}_{HCell} = 9.951 \text{ Mbit/s}, P_{tot} = 14.307 \text{ W}$						
16-QAM $\alpha = 4$	96.369	4.334	19.200	1/2	1/2	4.840	0.828	5.668
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
16-QAM $\alpha = 4$	100.669	11.665	32.400	2/3	1/2	6.617	1.397	8.014
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 2$	100.469	11.140	33.000	1/2	1/2	4.818	2.839	7.756
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 2$	100.469	11.140	25.600	1/2	2/3	4.818	2.938	7.657
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 4$	98.669	7.360	21.400	1/2	1/2	4.880	1.540	6.420
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						
64-QAM $\alpha = 4$	101.469	14.024	30.200	2/3	1/2	6.597	2.174	8.771
Αποτέλεσμα		Μη αποδεκτός συνδυασμός						

Πίνακας 3.3.5.3: Προσομοιώσεις κυβελωτού συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης για δίαυλο Rice ($K = 10$)

3.4 Συμπεράσματα

Το κυψελωτό σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης μπορεί να αντικαταστήσει το σύστημα αναφοράς το οποίο εκπέμπει τις δύο υπηρεσίες χωρίς χρήση κάποιου σχήματος ιεραρχικής διαμόρφωσης, οδηγώντας σε υψηλά ποσοστά κάλυψης, αύξηση του μέσου ρυθμού λήψης δεδομένων από τους χρήστες και μείωση της απαιτούμενης ισχύος εκπομπής του συστήματος, προκειμένου για μετάδοση σε διαύλους, που χαρακτηρίζονται από διαλείψεις και σκίαση.

Συγκεκριμένα, μετά τις προσομοιώσεις και την ανάλυση των παραγράφων που προηγήθηκαν για το σύστημα αναφοράς, το σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης και το κυψελωτό σύστημα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης, προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Η μετάβαση από σχήμα χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση (σύστημα αναφοράς) σε σχήμα με ιεραρχική διαμόρφωση αυξάνει σε αρκετούς από τους συνδυασμούς σχήματος διαμόρφωσης - ρυθμού κώδικα HP - ρυθμού κώδικα LP το μέσο συνολικό ρυθμό λήψης δεδομένων και μειώνει την απαιτούμενη ισχύ εκπομπής του σταθμού βάσης. Αυτές οι βελτιώσεις αντισταθμίζονται από τη μείωση της απόστασης μετάδοσης της υπηρεσίας χαμηλής προτεραιότητας και, συνακόλουθα, τη μείωση του ποσοστού κάλυψης των χρηστών.
- Η χρησιμοποίηση κυψελών συμβάλλει ουσιαστικά στην αντιμετώπιση του προβλήματος μείωσης του ποσοστού κάλυψης, οδηγώντας σε σημαντική αύξησή του καθώς και σε περαιτέρω αύξηση του μέσου συνολικού ρυθμού λήψης, διατηρώντας, παράλληλα, τη συνολική ισχύ εκπομπής σε χαμηλότερα ή ίσα επίπεδα με αυτά του συστήματος αναφοράς.

1. Για μετάδοση σε διάυλο AWGN:

Δεν συνιστάται η χρήση του κυψελωτού συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης.

Από τις σχετικές προσομοιώσεις δεν προκύπτει κανένας αποδεκτός συνδυασμός. Ένας διάυλος AWGN είναι ένας διάυλος με απώλειες μόνο αυτές του ελευθέρου χώρου. Οι χρήστες λαμβάνουν τις υπηρεσίες μόνο μέσω απευθείας συνιστώσας (LOS Line-Of-Sight). Μεταβαίνοντας από το σύστημα αναφοράς στο ιεραρχικό σύστημα, μειώνεται η ισχύς λήψης της απευθείας συνιστώσας, η οποία μεταφέρει πλέον και τις δύο υπηρεσίες. Αυτή η μείωση έχει ως αποτέλεσμα τη λήψη της υπηρεσίας χαμηλής προτεραιότητας από σημαντικά μικρότερο αριθμό χρηστών. Η χρήση κυψελών για τη μετάδοση της υπηρεσίας χαμηλής προτεραιότητας στους υπόλοιπους χρήστες δεν προσφέρει ιδιαίτερη βελτίωση. Μόνο σε περίπτωση υπέρβασης της ισχύος εκπομπής αναφοράς μπορεί να υπάρξει βελτίωση του ποσοστού κάλυψης των χρηστών, κάτι το οποίο έρχεται σε αντίθεση με το κίνητρο μείωσης της συνολικής ισχύος εκπομπής.

2. Για μετάδοση σε διαύλους Rayleigh και Rice:

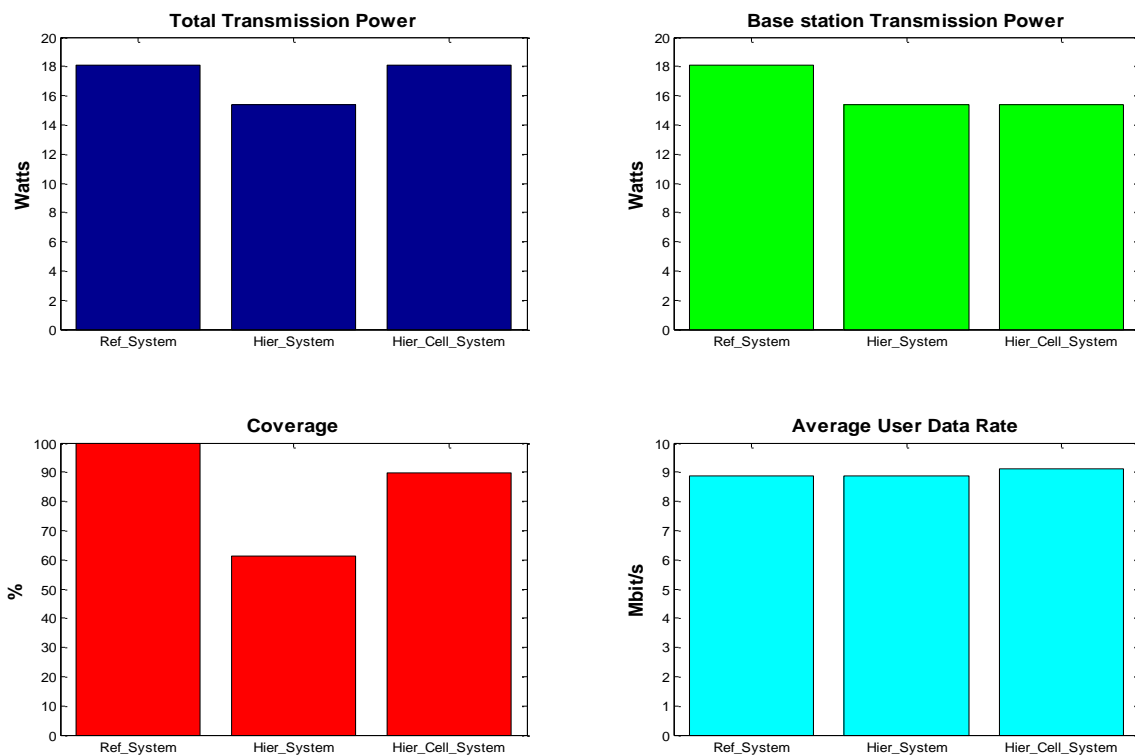
Συνιστάται η χρήση του κυψελωτού συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης.

Από τις προσομοιώσεις γίνεται φανερή η αισθητή βελτίωση του μέσου συνολικού ρυθμού λήψης δεδομένων, η μείωση της συνολικής εκπομπής ισχύος και η διατήρηση του ποσοστού κάλυψης σε υψηλά επίπεδα. Στους διαύλους Rayleigh και Rice, η ύπαρξη εμποδίων και βλάστησης οδηγεί στη λήψη του μεταδιδόμενου σήματος μέσω πολλαπλών διαδρομών. Μάλιστα, σε δίαυλο Rayleigh η λήψη γίνεται αποκλειστικά μέσω των διαδρομών αυτών. Όπως και σε δίαυλο AWGN, η μετάβαση στο ιεραρχικό σύστημα μειώνει το ποσοστό κάλυψης των χρηστών. Με την προσθήκη κυψελών, ωστόσο, δημιουργούνται περισσότερες και ισχυρότερες διαδρομές, με αποτέλεσμα την ικανοποιητική λήψη και από τους υπόλοιπους χρήστες. Παράλληλα, επιτυγχάνεται καλύτερη αναχρησιμοποίηση του εύρους ζώνης, η οποία οδηγεί σε υψηλότερο μέσο συνολικό ρυθμό λήψης δεδομένων από τους χρήστες. Υπενθυμίζονται οι αποδεκτοί συνδυασμοί:

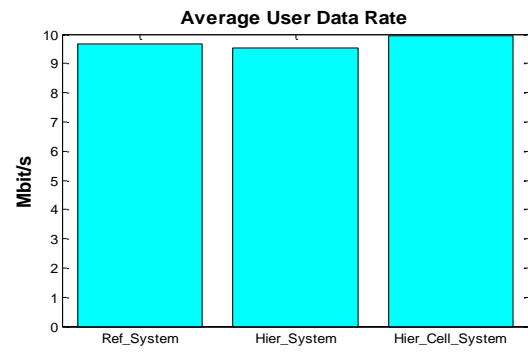
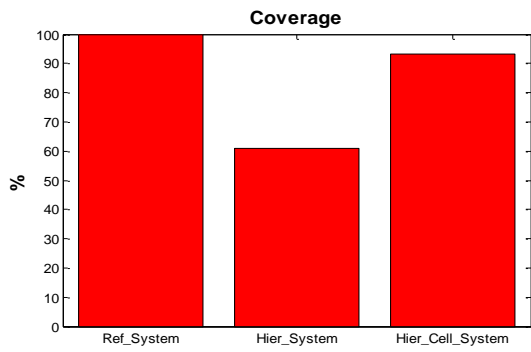
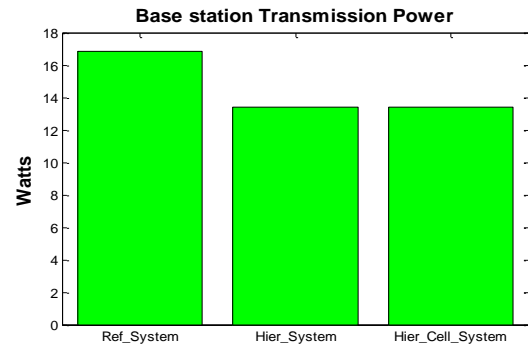
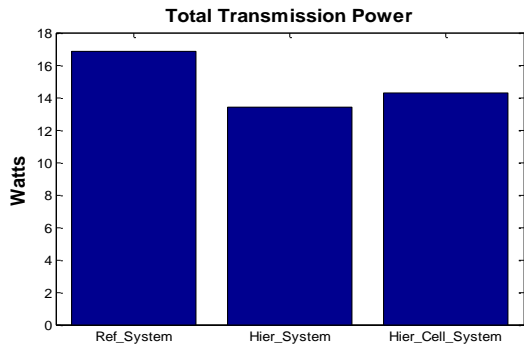
Rayleigh: Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 2$, ρυθμός κώδικα HP 2/3, ρυθμός κώδικα 1/2

Rice: Ιεραρχική 16-QAM $\alpha = 2$, ρυθμός κώδικα HP 2/3, ρυθμός κώδικα 1/2

Ακολουθεί διαγραμματική απεικόνιση της σύγκρισης των αποδεκτών συνδυασμών για δίαυλο Rayleigh και για δίαυλο Rice ($K = 10$). Η πρώτη στήλη σε κάθε διάγραμμα απεικονίζει τις τιμές του συστήματος αναφοράς, η δεύτερη τις τιμές του συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης και η τρίτη τις τιμές του κυψελωτού συστήματος DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης.



Σχήμα 3.4.1: Σύγκριση για αποδεκτό συνδυασμό σε δίαυλο Rayleigh



Σχήμα 3.4.2: Σύγκριση για αποδεκτό συνδυασμό σε διάυλο Rice ($K = 10$)

3.5 Βιβλιογραφία

- [1] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, “Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008
- [2] Μ. Ε. Θεολόγου, “Δίκτυα Κινητών & Προσωπικών Επικοινωνιών”, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010
- [3] Gerard Faria, “DVB-T Hierarchical Modulation: An Opportunity for New Services?”, SMPTE Conf. Proc., pp. 39-46, July 1999
- [4] <http://en.wikipedia.org/wiki/Microcell>
- [5] <http://en.wikipedia.org/wiki/Picocell>
- [6] http://en.wikipedia.org/wiki/Gauss-Hermite_quadrature
- [7] http://en.wikipedia.org/wiki/Chebyshev%E2%80%93Gauss_quadrature

Παράρτημα Α Μαθηματικοί Συμβολισμοί

1) $\lfloor x \rfloor$: το ακέραιο μέρος του πραγματικού αριθμού x , στρογγυλοποιημένο προς τα κάτω

2) $A \oplus B = \begin{cases} 0, & \text{αν } A=B=0 \text{ ή } 1 \\ 1, & \text{αν } A=0 \text{ ή } 1 \text{ και } B=1 \text{ ή } 0 \end{cases}$: το άθροισμα modulo 2 των δυαδικών αριθμών A και B

3) $P(X < A)$: η πιθανότητα να είναι η τιμή της τυχαίας μεταβλητής X μικρότερη από το κατώφλι A

4) $P(A|B) = \frac{P(A \cap B)}{P(B)}$, με $P(B) > 0$: η υπό συνθήκη ή δεσμευμένη πιθανότητα της μεταβλητής A δεδομένης της μεταβλητής B

5) Έστω x ένας μιγαδικός αριθμός

- $\text{Re}\{x\}$ το πραγματικό μέρος του x
- $\text{Im}\{x\}$ το φανταστικό μέρος του x
- $|x|$ το μέτρο του x

6) $\mathbf{I}_M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix}$ ο μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $M \times M$

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

\mathbf{A}^T τον ανάστροφό του.

8) Έστω το διάνυσμα $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_N]_{1 \times N}$ διαστάσεων $1 \times N$.

• $\|\mathbf{a}\| = \left(\sum_{i=1}^N a_i^2 \right)^{1/2}$ το μέτρο του \mathbf{a}

• $\|\mathbf{a} - \mathbf{b}\| = \left(\sum_{i=1}^N (a_i - b_i)^2 \right)^{1/2}$ η Ευκλείδεια απόσταση του \mathbf{a} από το διάνυσμα \mathbf{b} ίδιου μήκους.

$$9) \quad \text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{αν } x > 0 \\ 0, & \text{αν } x = 0 \\ -1, & \text{αν } x < 0 \end{cases} \quad \text{η συνάρτηση προσήμου, όπου } x \text{ πραγματικός αριθμός}$$

$$10) \quad p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases} \quad \text{ο παλμός NRZ (Non Return to Zero)}$$

$$11) \quad \text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad \text{η συμπληρωματική συνάρτηση λάθους}$$

$$12) \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad \text{η συνάρτηση σφάλματος } Q. \text{ Ισχύει } Q(x) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right).$$

$$13) \quad I_a(x) = i^{-a} J_a(ix) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m! \Gamma(m+a+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2m+a} \quad \text{η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel τάξης } a.$$

$$14) \quad Q_M(a, b) = \int_b^{\infty} x \left(\frac{x}{a}\right)^{M-1} \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_{M-1}(ax) dx \quad \text{η συνάρτηση Marcum } Q$$

Παράρτημα Β Δίαυλοι AWGN, Rayleigh και Rice

- Δίαυλος AWGN

Ο διάυλος AWGN μοντελοποιεί την περίπτωση, όπου η μόνη αλλοίωση του σήματος είναι η γραμμική προσθήκη λευκού θορύβου, οπότε το λαμβανόμενο σήμα είναι της μορφής:

$$r(t) = s(t) + \hat{n}(t) \quad (\text{B.1})$$

όπου $s(t)$ είναι το εκπεμπόμενο σήμα και $\hat{n}(t)$ ο θόρυβος. Η συνάρτηση θορύβου $\hat{n}(t)$ ακολουθεί την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή, διακύμανση n και φασματική πυκνότητα ισχύος $N_0/2$, όπου N_0 σταθερά, η οποία αναφέρεται συνήθως στη βαθμίδα εισόδου του δέκτη ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος και έχει διαστάσεις watt ανά hertz.

- Δίαυλος Rayleigh (P_1)

Ο διάυλος Rayleigh μοντελοποιεί την περίπτωση, όπου το σήμα φθάνει στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών (πολυδιαδρομική διάδοση), χωρίς την ύπαρξη απευθείας συνιστώσας (LOS Line-Of-Sight). Κάθε μία από τις διαδρομές έχει ένα μιγαδικό κέρδος της μορφής $h_i(t) = h_I(t) + jh_Q(t)$, όπου $h_I(t)$ και $h_Q(t)$ η συμφασική και η ορθογώνια συνιστώσα αντίστοιχα. Συμβολίζουμε με ρ_i , θ_i και τ_i τη σχετική εξασθένιση, φάση και καθυστέρηση, με το δείκτη i να είναι ο αριθμός διαδρομής. Επειδή τα ρ_i και θ_i είναι τυχαία μεταβαλλόμενα με το χρόνο, οι δύο συνιστώσες κι αυτές τυχαίες μεταβλητές, οι οποίες ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ . Έτσι, η εξασθένιση της διαδρομής i προκύπτει από τη σχέση

$$|h_i(t)| = \sqrt{h_I(t)^2 + h_Q(t)^2} \quad (\text{B.2})$$

και η περιβάλλουσά της ακολουθεί την κατανομή Rayleigh, με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας

$$p_{\text{ray}}(hn) = \begin{cases} \frac{hn}{\sigma^2} \exp[-hn^2 / 2\sigma^2], & hn \geq 0 \\ 0, & hn < 0 \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Η μέση ισχύς του σήματος που φθάνει στο δέκτη μέσω πολυδιαδρομικής διάδοσης για τη διαδρομή i δίνεται μέσω της σχέσης

$$P_{i,\text{NLOS}} = E[|h_i(t)|^2] = E[h_I(t)^2 + h_Q(t)^2] = 2\sigma^2 \quad (\text{B.4})$$

Τέλος, το λαμβανόμενο σήμα $r(t)$ δίνεται από τη σχέση:

$$r(t) = k \sum_{i=1}^N \rho_i \exp(-j\theta_i) s(t - \tau_i) \quad (\text{B.5})$$

όπου

- N το πλήθος των διαδρομών. Οι προσομοιώσεις που περιλαμβάνονται στις προδιαγραφές ETSI 300 744 και οι προσομοιώσεις του πρώτου κεφαλαίου από το γράφοντα έλαβαν το N ίσο με 20.
- $s(t - \tau_i)$ η καθυστερημένη κατά τ_i εκδοχή του εκπεμπόμενου σήματος $s(t)$

$$k = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}} \quad (\text{B.7})$$

• Διάυλος Rice (F_1)

Ο διάυλος Rice μοντελοποιεί την περίπτωση, όπου το σήμα φθάνει στο δέκτη μέσω απευθείας συνιστώσας και πολυδιαδρομικής διάδοσης. Η απευθείας συνιστώσα θεωρείται πολύ ισχυρότερη από οποιαδήποτε συνιστώσα NLOS (Non Line-Of-Sight). Οι συνιστώσες $h_1(t)$ και $h_Q(t)$ δεν έχουν πλέον μηδενική μέση τιμή και έτσι, το λαμβανόμενο σήμα είναι η υπέρθεση μιας μιγαδικής συνιστώσας που ακολουθεί την κανονική κατανομή και της συνιστώσας LOS. Η περιβάλλουσα του σήματος ακολουθεί την κατανομή Rice με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας

$$p_{\text{rice}}(hn) = \begin{cases} \frac{hn}{\sigma^2} \exp[-(hn^2 + P_{\text{LOS}}) / 2\sigma^2] \cdot I_0\left(\frac{hn \cdot \sqrt{P_{\text{LOS}}}}{\sigma^2}\right), & hn \geq 0 \\ 0, & hn < 0 \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

όπου $I_0(\cdot)$ η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης και $2\sigma^2 = \sum_{n,n \neq 0} E[hn_n^2]$ η μέση τιμή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

Το λαμβανόμενο σήμα $r(t)$ δίνεται από τη σχέση:

$$r(t) = k[\rho_0 s(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i \exp(-j\theta_i) s(t - \tau_i)] \quad (\text{B.9})$$

όπου ο πρώτος όρος στις αγκύλες αναφέρεται στην συνιστώσα LOS.

Ο παράγοντας Rice K ορίζεται ως ο λόγος ισχύος μεταξύ της συνιστώσας LOS προς την ισχύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και ορίζεται από τη σχέση:

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (\text{B.10})$$

Σε όλες τις προσομοιώσεις, ο παράγοντας K έλαβε τιμή 10dB, επομένως

$$\rho_0 = \sqrt{10 \sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (\text{B.11})$$

Ακολουθεί πίνακας με τις τιμές ρ_i , θ_i και τ_i για τις λήψεις P_1 και F_1 .

i	ρ_i	τ_i (μs)	θ_i (rad)
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.518650	5.684470
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.150340	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.775198
10	0.400967	1.935570	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628578
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.240140	0.924450	3.664773
18	0.116587	1.381320	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.334290
20	0.259730	1.368671	0.393889

Πίνακας Β.1: Τιμές ρ_i , θ_i και τ_i για τις λήψεις P_1 και F_1

Παράρτημα Γ Παράμετροι διαμόρφωσης OFDM για διαύλους 7 MHz και 6 MHz (DVB-T)

Παράμετρος	Λειτουργία 8k	Λειτουργία 2k
Πλήθος φέροντων K	6817	1705
Τιμή K_{\min}	0	0
Τιμή K_{\max}	6816	1704
Διάρκεια T_U	1024 μ s	256 μ s
Απόσταση διαδοχικών φέροντων $1/T_U$ *	0.976563 KHz	3.90625 KHz
Απόσταση μεταξύ του K_{\min} και του K_{\max} φέροντος $(K-1)/T_U$ *	6.66 MHz	6.66 MHz
* Οι τιμές με πλάγιους χαρακτήρες είναι προσεγγιστικές.		

Πίνακας Γ.1: Αριθμητικές τιμές των παραμέτρων της διαμόρφωσης OFDM για διαύλους 7 MHz

Λειτουργία	8k				2k			
Διάστημα προφύλαξης Δ/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Διάρκεια ωφέλιμου μέρους T_U	8192 x T 896 μ s				2048 x T 224 μ s			
Διάρκεια διάστηματος προφύλαξης Δ	2048 x T 256 μ s	1024 x T 128 μ s	512 x T 64 μ s	256 x T 32 μ s	512 x T 64 μ s	256 x T 32 μ s	128 x T 16 μ s	64 x T 8 μ s
Διάρκεια συμβόλου $T_s = T_U + \Delta$	10240 x T 11280 μ s	9216 x T 11152 μ s	8704 x T 1088 μ s	8448 x T 1056 μ s	2560 x T 320 μ s	2304 x T 288 μ s	2176 x T 272 μ s	2112 x T 264 μ s

Πίνακας Γ.2: Διάρκεια συμβόλου για τα επιτρεπόμενα διαστήματα προφύλαξης για διαύλους 7 MHz

Παράμετρος	Λειτουργία 8k	Λειτουργία 2k
Πλήθος φέροντων K	6817	1705
Τιμή K_{\min}	0	0
Τιμή K_{\max}	6816	1704
Διάρκεια T_U	1194.667 μ s	298.6667 μ s
Απόσταση διαδοχικών φέροντων $1/T_U$ *	0.837054 KHz	3.348214 KHz
Απόσταση μεταξύ του K_{\min} και του K_{\max} φέροντος $(K-1)/T_U$ *	5.71 MHz	5.71 MHz
* Οι τιμές με πλάγιους χαρακτήρες είναι προσεγγιστικές.		

Πίνακας Γ.3: Αριθμητικές τιμές των παραμέτρων της διαμόρφωσης OFDM για διαύλους 6 MHz

Λειτουργία	8k				2k			
Διάστημα προφύλαξης Δ/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Διάρκεια ωφέλιμου μέρους T_U	8192 x T 896 μ s				2048 x T 224 μ s			
Διάρκεια διάστηματος προφύλαξης Δ	2048 x T 298.667 μ s	1024 x T 149.333 μ s	512 x T 74.667 μ s	256 x T 37.333 μ s	512 x T 74.667 μ s	256 x T 37.333 μ s	128 x T 18.667 μ s	64 x T 9.333 μ s
Διάρκεια συμβόλου $T_s = T_U + \Delta$	10240 x T 1493.3 μ s	9216 x T 1344 μ s	8704 x T 1269.3 μ s	8448 x T 1232 μ s	2560 x T 373.3 μ s	2304 x T 336 μ s	2176 x T 317.3 μ s	2112 x T 308 μ s
Οι τιμές με πλάγιους χαρακτήρες είναι προσεγγιστικές.								

Πίνακας Γ.4: Διάρκεια συμβόλου για τα επιτρεπόμενα διαστήματα προφύλαξης για διαύλους 6 MHz

Παράρτημα Δ Μέθοδοι Ολοκλήρωσης Gauss – Hermite και Chebyshev – Gauss

Μια μέθοδος τετραγωνισμού Gauss n-βαθμού είναι ένας κανόνας τετραγωνισμού για τον υπολογισμό μιας προσεγγιστικής τιμής του ορισμένου ολοκληρώματος μιας συνάρτησης. Ο κανόνας αυτός κατασκευάζεται, ώστε η προσεγγιστική τιμή να ισούται με το σταθμισμένο άθροισμα τιμών της συνάρτησης ολοκλήρωσης σε επιλεγμένα σημεία x_i με βάρη w_i , $i=1,2,\dots,n$. Τα σημεία αυτά υπολογίζονται με τη χρήση ενός βοηθητικού πολυωνύμου το πολύ $2n-1$ βαθμού.

• Μέθοδος Gauss – Hermite

Η μέθοδος αυτή είναι μια επέκταση μιας μεθόδου τετραγωνισμού Gauss για τον προσεγγιστικό υπολογισμό ολοκληρωμάτων της μορφής $\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-x^2} f(x) dx$. Τα επιλεγμένα σημεία x_i είναι οι ρίζες του ερμιτιανού πολυωνύμου $H_n(x)$ ($i=1,2,\dots,n$), το οποίο ορίζεται

ως $H_n(x) = (-1)^n e^{x^2} \frac{d^n}{dx^n} e^{-x^2} = e^{x^2/2} \left(x - \frac{d}{dx} \right)^n e^{-x^2/2}$. Τα βάρη w_i υπολογίζονται από τον

$$\text{τύπο } w_i = \frac{2^{n-1} n! \sqrt{\pi}}{n^2 [H_{n-1}(x_i)]^2}.$$

• Μέθοδος Chebyshev – Gauss

Η μέθοδος αυτή είναι μια επέκταση μιας μεθόδου τετραγωνισμού Gauss για τον προσεγγιστικό υπολογισμό ολοκληρωμάτων της μορφής $\int_{-1}^1 \frac{f(x)}{\sqrt{1-x^2}} dx$ και $\int_{-1}^1 g(x) \sqrt{1-x^2} dx$

. Τα επιλεγμένα σημεία x_i είναι οι ρίζες του πολυωνύμου Chebyshev $T_n(x)$ πρώτης τάξεως, το οποίο ορίζεται αναδρομικά μέσω των σχέσεων $T_0(x) = 1, T_1(x) = x$ και $T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x)$. Για ολοκληρώματα της πρώτης

μορφής, έχουμε $x_i = \cos\left(\frac{2i-1}{2n} \pi\right)$ και $w_i = \frac{\pi}{n}$, ενώ για ολοκληρώματα της δεύτερης

μορφής $x_i = \cos\left(\frac{i}{n+1} \pi\right)$ και $w_i = \frac{\pi}{n+1} \sin^2\left(\frac{i}{n+1} \pi\right)$.

Σε κάθε μια από τις προαναφερθείσες μεθόδους, έχει μεγάλη σημασία η επιλογή του βαθμού n , προκειμένου το ολοκλήρωμα να συγκλίνει και να δίνει πραγματικές τιμές.