



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

Σχήματα Ιεραρχικής και Χωρικής Διαμόρφωσης σε Περιβάλλοντα Γενικευμένων Διαλείψεων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Μάρτιν Ο. Ζαμκοτσιάν

Αθήνα, Οκτώβριος 2014



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

Σχήματα Ιεραρχικής και Χωρικής Διαμόρφωσης σε Περιβάλλοντα Γενικευμένων Διαλείψεων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Μάρτιν Ο. Ζαμκοτσιάν

Συμβουλευτική Επιτροπή : Παναγιώτης Γ. Κωττής

Φώτης Ι. Λαζαράκης

Χρήστος Ν. Καυάλης

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 06^η 10 2014.

.....
Παναγιώτης Γ. Κωττής
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Φώτης Ι. Λαζαράκης
Ερευνητής Α' ΕΚΕΦΕ "Δ"

.....
Χρήστος Ν. Καυάλης
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Συμεών Χ. Παπαβασιλείου
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Μιχαήλ Ε. Θεολόγου
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Γεώργιος Π. Ευθύμογλου
Αν. Καθηγητής Παν. Πειραιώς

Αθήνα, Οκτώβριος 2014

.....
Μάρτιν Ο. Ζαμκοτσιάν

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

Copyright © Μάρτιν Ο. Ζαμκοτσιάν, 2014.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Αντικείμενο της διατριβής αποτελεί η ανάπτυξη καινοτόμων τεχνικών Ιεραρχικής και Χωρικής διαμόρφωσης με σκοπό τη βελτίωση της επίδοσης των συστημάτων ασυρμάτων επικοινωνιών ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους (Average Bit Error Probability, ABEP).

Στο Κεφάλαιο 1 μελετάται η ιεραρχική διαμόρφωση (hierarchical modulation, HM) ως η πλέον διαδεδομένη μεταξύ των τεχνικών κωδικοποίησης υπέρθεσης (superposition coding). Οι τεχνικές αυτές επιτυγχάνουν άνιση προστασία έναντι λαθών (unequal error protection, UEP) κατά την ταυτόχρονη εκπομπή ροών διαφορετικής προτεραιότητας. Μετά την επισκόπηση της σχετικής βιβλιογραφίας με παράλληλη αναφορά στα διεθνή πρότυπα τα οποία ενσωματώνουν ιεραρχική διαμόρφωση, προτείνεται ένα σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης χρονικής ολίσθησης μεταξύ των διαμορφωμένων ψηφίων της ροής υψηλής προτεραιότητας (high priority, HP) ως προς τα διαμορφωμένα ψηφία της ροής χαμηλής προτεραιότητας (low priority, LP). Το σχήμα επιτυγχάνει βελτίωση της μέσης πιθανότητας λάθους της ροής HP. Στη συνέχεια μελετάται η εφαρμογή ιεραρχικής διαμόρφωσης για τη μεγιστοποίηση της μέσης φασματικής απόδοσης ενός ασυρμάτου συστήματος ευρυεκπομπής.

Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζεται η πλατφόρμα (test-bed) ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (digital signal processors, DSP) που υλοποιήθηκε στο εργαστήριο Ασυρμάτων Επικοινωνιών (WiCom) του Ινστιτούτου Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ "Δ". Με τη βοήθεια υποσυστήματος RF που λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων ISM 2.4 GHz, η πλατφόρμα χρησιμοποιήθηκε για την ασύρματη αποστολή εικόνας, η βελτίωση της ποιότητας απεικόνισης της οποίας διαπιστώθηκε κατά την ανάκτηση της μέσω της εφαρμογής ιεραρχικής διαμόρφωσης.

Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται η χωρική διαμόρφωση (spatial modulation, SM) ως τεχνική χαμηλής πολυπλοκότητας για συστήματα MIMO νέας γενιάς. Μετά την επισκόπηση της σχετικής βιβλιογραφίας, αναπτύσσεται ένα πλαίσιο για την αξιολόγηση της επίδοσης του σχήματος μεταγωγής μετατόπισης χώρου (space shift keying, SSK) - που αποτελεί υποπερίπτωση της χωρικής διαμόρφωσης σε περιβάλλοντα γενικευμένων διαλείψεων. Συγκεκριμένα, με τη χρήση ολοκληρωτικών μετασχηματισμών και ειδικών συναρτήσεων, διατυπώνεται έκφραση κλειστής μορφής βασισμένη στο μετασχηματισμό Hankel για το άνω όριο (upper bound) της μέσης πιθανότητας λάθους σε περιβάλλον επεκτεταμένων γενικευμένων διαλείψεων K (extended generalized K, EGK). Επιπλέον, διατυπώνονται εκφράσεις κλει-

στής μορφής για περιβάλλον γενικευμένων διαλείψεων K (generalized K , GK) και διαλείψεων Nakagami που αποτελούν υποπεριπτώσεις των διαλείψεων EGK. Η θεωρητική ανάλυση επεκτείνεται στη διατύπωση αναλυτικών εκφράσεων για το κέρδος κωδικοποίησης και το διαφορικό κέρδος στα ανωτέρω περιβάλλοντα διαλείψεων. Αυτές οι σχέσεις χρησιμοποιούνται για τη διατύπωση έκφρασης κλειστής μορφής για την ασυμπτωτική συμπεριφορά της μέσης πιθανότητας λάθους δεκτών SM MIMO.

Το Κεφάλαιο 4 μελετά την ανάπτυξη τεχνικών άνισης προστασίας έναντι λαθών σε σχήματα χωρικής διαμόρφωσης, όπου η σχετική βιβλιογραφία έως σήμερα είναι ιδιαίτερος περιορισμένη. Για την αντιμετώπιση της ανεπαρκούς επίδοσης του σχήματος SSK σε περιβάλλοντα διαλείψεων Rice, προτείνεται η ιεραρχική πολυσταθμική μεταγωγή μετατόπισης χώρου (hierarchical multilevel SSK, HMSSK), η οποία αντιστοιχεί τα διαμορφωμένα ψηφία της ροής υψηλής προτεραιότητας σε διαφορετικό πλήθος ενεργών κεραιών, ενώ η ροή χαμηλής προτεραιότητας διαμορφώνεται κατά SSK. Η διατριβή ολοκληρώνεται με τη μελέτη της δυνατότητας επίτευξης άνισης προστασίας έναντι λαθών μέσω συνδυαστικής διαμόρφωσης των ροών πληροφορίας των δύο επιπέδων προτεραιότητας στα πεδία του χώρου και των σημάτων. Λαμβάνοντας υπόψη κατάλληλους περιορισμούς κατά την υπέρθεση των συμβόλων που διαμορφώνονται στα δύο ανωτέρω πεδία, το σχήμα πολυσταθμικής μεταλλαγής μετατόπισης χώρου συνδυάζεται με σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης, οδηγώντας στο προτεινόμενο σχήμα πολυσταθμικής ιεραρχικής χωρικής διαμόρφωσης (multilevel spatial hierarchical modulation, MSHM).

Λέξεις κλειδιά: χωρική διαμόρφωση, μεταγωγή μετατόπισης χώρου, ιεραρχική διαμόρφωση, περιβάλλοντα διαλείψεων, ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος, μέση πιθανότητα λάθους, μέση φασματική απόδοση.

Abstract

Hierarchical Modulation and Spatial Modulation Schemes under Generalized Fading Propagation Environments

Author: Martin Zamkotsian

This thesis deals with designing novel hierarchical modulation (HM) and spatial modulation (SM) schemes to improve the average bit error probability (ABEP) performance of wireless communication systems.

In Chapter 1, the current State of the Art considering HM is presented. HM is the most popular representative of superposition coding, hence being incorporated in many IEEE standards. Note that superposition coding aims at providing unequal error protection (UEP) to streams of different priority that are jointly transmitted. Having studied the relevant bibliography, a layered offset hierarchical modulation scheme is proposed that shifts by half a symbol period the high priority (HP) modulated stream as to the low priority (LP) one. The proposed scheme is shown to enhance the HP error performance. Finally, the application of HM in a broadcast scenario is studied aiming at maximizing the average spectral efficiency.

Chapter 2 presents the digital signal processors (DSP) test-bed that has been implemented in the Wireless Communications Laboratory (WiCom) of the Institute of Informatics and Telecommunications NCSR Demokritos. By employing an RF subsystem operating in the ISM band of 2.4 GHz, the test-bed is used for the wireless transmission of a gray-scale picture. It is shown that the application of hierarchical modulation enhances the depiction quality of the received image.

Chapter 3 presents the State of the Art for spatial modulation that is a promising low-complexity candidate for next generation MIMO systems. Having studied the relevant bibliography, a new framework for the ABEP performance of space shift keying (SSK) - being a subcase of SM - is developed. Specifically, a closed-form expression for the ABEP upper bound of extended generalized K (EGK) fading channels is derived based on the Hankel transform, employing integral transforms along with special functions. Special cases of EGK include generalized K (GK) and Nakagami fading, for which closed-form expressions are derived, as well. The theoretical analysis is extended to the derivation of analytical expressions concerning the coding gain and diversity gain for the considered fading environments. These expressions are finally employed to evaluate the asymptotic ABEP of SM MIMO receivers.

In Chapter 4, the evaluation of UEP schemes for SM systems is studied, an open scientific area with little research contribution until today. To handle with the inadequate SSK performance under Rician fading, an hierarchical multilevel space shift keying (HMSSK) scheme is proposed, assigning the HP modulated bits to different numbers of active transmit antennas, whereas the LP stream is transmitted employing an SSK based scheme. The last issue studied in this PhD thesis is accomplishing UEP by jointly employing the spatial and signal domains for the modulation of the HP and LP streams. Taking into account specific constraints, multilevel space shift keying (MSSK) is combined with hierarchical modulation leading to the proposed multilevel spatial hierarchical modulation (MSHM) scheme.

Keywords: spatial modulation, space shift keying, hierarchical modulation, fading channels, digital signal processors, average bit error probability, average spectral efficiency.

Πρόλογος και Ευχαριστίες

Ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να απονεύω στον Καθηγητή ΕΜΠ Παναγιώτη Κωττή, ο οποίος με ανέλαβε υπό την επίβλεψή του για την εκπόνηση της διδακτορικής μου διατριβής. Αναγνωρίζοντας στο πρόσωπο του έναν ιδιαίτερος διορατικό άνθρωπο με σημαντική εμπειρία στο χώρο των τηλεπικοινωνιών, με καθοδήγησε να μπω στη φιλοσοφία της έρευνας και με ενέπνευσε να γεννώ ιδέες τις οποίες, στη συνέχεια, αναπτύξαμε από κοινού.

Παράλληλα με τη συνεργασία μου στο ΕΜΠ με τον κ. Κωττή, η φυσική μου παρουσία ήταν καθημερινή στο Εργαστήριο Ασυρμάτων Επικοινωνιών του Ινστιτούτου Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ "Δ", του οποίου υπήρξα υπότροφος μεταπτυχιακός υποψήφιος διδάκτωρ. Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Ερευνητή Α' Φώτη Λαζαράκη, που μερίμνησε ώστε τόσο το περιβάλλον του εργαστηρίου να είναι φιλικό όσο και ο εξοπλισμός να είναι επαρκής για να εκπονήσω με ζήλο το έργο μου. Εξάλλου, οι επιστημονικές του συμβουλές και το ενδιαφέρον που έδειξε για το θέμα της έρευνάς μου, με βοήθησαν πολύ να βελτιώσω την ποιότητα της εργασίας μου. Στο ίδιο πλαίσιο, δεν θα μπορούσα να παραλείψω να ευχαριστήσω τους Ερευνητές Α' του ίδιου εργαστηρίου Αλεξανδρίδη και Δαγκάκη, καθώς και τον τεχνικό μας συνεργάτη Ελευθέριο Αδειλίνη.

Ιδιαίτερη μνεία για τον εξαιρετικό άνθρωπο, δάσκαλο και συνεργάτη, το Λέκτορα Κωνσταντίνο Πέππα. Ήταν ο καθημερινός μου συνεργάτης και φίλος στο Δημόκριτο, ο άνθρωπος με τον οποίο από κοινού καλλιεργούσαμε τις ερευνητικές μας ιδέες, ο άνθρωπος με τον οποίο περάσαμε μαζί αμέτρητες ώρες για να προγραμματίσουμε τις πλακέτες DSP, ο άνθρωπος που με εκτίμησε αρκετά ώστε να μη διστάσει να με καθοδηγήσει στη μαθηματική επίλυση δικής του ιδέας, προκειμένου να μου διδάξει το πεδίο των ολοκληρωτικών μετασχηματισμών. Τον ευχαριστώ και τον εκτιμώ απεριόριστα.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω συνεργάτες που κατά καιρούς πέρασαν από το εργαστήριο μας και συνέβαλαν επικουρικά στην εκπόνηση του διδακτορικού μου, τόσο σε επιστημονικό όσο και σε προσωπικό επίπεδο. Ιδιαίτερα θέλω να ευχαριστήσω την πολύ καλή φίλη Αναστασία Καμπιτάκη καθώς και τους Αναστάσιο Σταθόπουλο και Γιώργο Φοβάκη, που σχεδίασαν το υποσύστημα RF.

Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω θερμά την οικογένεια μου, η οποία ανέκαθεν στέκεται στο πλευρό μου και στις επιλογές μου και μου συμπαραστέκεται, ιδιαίτερος στις δύσκολες στιγμές, ώστε να μην εγκαταλείπω την προσπάθεια. Τους ευχαριστώ που πάντα πιστεύουν σε

μένα.

Μάρτιν Ζαμκοσιάν
Αθήνα, Οκτώβριος 2014

Αφιερωμένο στην οικογένεια μου και σε όσους πιστεύουν σε μένα

Περιεχόμενα

1	Ιεραρχική Διαμόρφωση	19
1.1	Εισαγωγή	19
1.2	Περιγραφή Σχημάτων Ιεραρχικής Διαμόρφωσης	20
1.2.1	Εφαρμογές της Ιεραρχικής Διαμόρφωσης στα πρότυπα DVB	23
1.3	Σχετική Ερευνητική Δραστηριότητα	25
1.4	Γενικευμένα Σχήματα Ιεραρχικής Διαμόρφωσης	27
1.4.1	Ιεραρχική Ορθογωνική Διαμόρφωση Πλάτους	27
1.4.2	Αποδιαμόρφωση HPAM με διαδοχική ακύρωση παρεμβολής	31
1.5	Ιεραρχική Διαμόρφωση Χρονικής Ολίσθησης Επιπέδων	35
1.5.1	Αρχή Λειτουργίας Σχήματος LO-HQAM	36
1.5.2	Μέση Πιθανότητα Λάθους για το Σχήμα LO-HPAM	37
1.5.2.1	Κλειστή μορφή ολοκληρώματος \mathcal{I}_0 για διάυλο Nakagami-m	40
1.5.3	Επίδοση του Σχήματος LO-HQAM	41
1.6	Μεγιστοποίηση Μέσης Φασματικής Απόδοσης Συστήματος Ευρυεκπομπής	42
1.6.1	Περιγραφή του υπό εξέταση Συστήματος Ευρυεκπομπής	43
1.6.2	Προσδιορισμός της μέσης φασματικής απόδοσης για διάφορους διαύλους διαλείψεων	44
1.6.3	Μεγιστοποίηση της Μέσης Φασματικής Απόδοσης	48
2	Μετάδοση σε Πραγματικό Περιβάλλον με Ψηφιακούς Επεξεργαστές Σήματος	53
2.1	Εισαγωγή	53
2.2	Αρχή λειτουργίας της πλατφόρμας DSK	55
2.3	Ασύρματη μετάδοση εικόνας εφαρμόζοντας κωδικοποίηση SPIHT με άνιση προστασία έναντι λαθών	57
2.3.1	Υλοποίηση πομπού	60
2.3.1.1	Διαμόρφωση	62
2.3.1.2	Δομή Υπερπλαισίου	62
2.3.1.3	Υπερδειγματοληψία και Φίλτρο	62
2.3.1.4	Ακολουθία Εκπαίδευσης	63
2.3.1.5	Ακολουθία-Πιλότος	63

2.3.1.6	Άνω-μετατροπή της συχνότητας του σήματος βασικής ζώνης	64
2.3.2	Υλοποίηση DSP δέκτη	64
2.3.2.1	Προσδιορισμός ολίσθησης συχνότητας	64
2.3.2.2	Κάτω-Μετατροπή συχνότητας	65
2.3.2.3	Βαθυπερατό-Προσαρμοσμένο φίλτρο και Υποδειγματοληψία	65
2.3.2.4	Συγχρονισμός	65
2.3.2.5	Εκτίμηση διαύλου	66
2.3.2.6	Αποδιαμόρφωση Μεγίστης Πιθανοφάνειας	66
2.3.2.7	Αποκωδικοποίηση Πηγής	66
2.3.3	Υποσύστημα RF	67
2.3.4	Πειραματικά Αποτελέσματα	68
3	Χωρική Διαμόρφωση	71
3.1	Εισαγωγή	71
3.2	Αρχή Λειτουργίας της Χωρικής Διαμόρφωσης	73
3.2.1	Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα της διαμόρφωσης SM	75
3.3	Μεταγωγή Μετατόπισης Χώρου	76
3.4	Μέση Πιθανότητα Λάθους Μεταγωγής Μετατόπισης Χώρου για γενικευμένους διαύλους	79
3.4.1	Έκφραση κλειστής μορφής για την PEP συστημάτων MISO	80
3.4.2	Επέκταση της APEP σε σύστημα MIMO	81
3.4.3	Υπολογισμός Μετασχηματισμού Hankel υπό Διαλείψεις EGK	82
3.4.3.1	Διαλείψεις GK	83
3.4.3.2	Διαλείψεις Nakagami	84
3.4.4	Αριθμητικά αποτελέσματα και προσομοίωση	85
3.5	Σχήματα βασισμένα στη Μεταγωγή Μετατόπισης Χώρου	87
3.5.1	Γενικευμένη Μεταγωγή Μετατόπισης Χώρου	87
3.5.2	Σχήμα TOSD-SSK	89
3.6	Σχήματα Χωρικής Διαμόρφωσης	89
3.6.1	Μέση πιθανότητα λάθους σε διαύλους συσχετισμένων διαλείψεων	92
3.7	Ασυμπτωτική Ανάλυση της Μέσης Πιθανότητας Λάθους Χωρικής Διαμόρφωσης σε γενικευμένους διαύλους	94
3.7.1	Μαθηματικό πλαίσιο	94
3.7.1.1	Διαλείψεις EGK	96
3.7.1.2	Διαλείψεις GK	96
3.7.1.3	Διαλείψεις Nakagami	97
3.7.2	Μέση πιθανότητα λάθους Συστήματος SM	98

3.7.3	Αριθμητικά Αποτελέσματα	99
4	Σχήματα Χωρικής Διαμόρφωσης για την επίτευξη άνισης προστασίας έναντι λα-	
	θών	101
4.1	Εισαγωγή	101
4.2	Βιβλιογραφική Μελέτη	102
4.3	Ιεραρχική Πολυσταθμική Μεταγωγή Μετατόπισης Πλάτους	105
4.3.1	Περιγραφή συστήματος	106
4.3.2	Κεντρική ιδέα	107
4.3.3	Πολυσταθμική Μεταγωγή Μετατόπισης Πλάτους	108
4.3.4	Ιεραρχική διαμόρφωση MSSK	109
4.3.5	Μαθηματική ανάλυση	111
4.3.6	Αναλυτικά αποτελέσματα και Προσομοιώσεις	113
4.4	Πολυσταθμική Χωρική Ιεραρχική Διαμόρφωση	115
4.4.1	Περιγραφή συστήματος	117
4.4.2	Συνδυαστική Μετάδοση στα Πεδία Χώρου και Σήματος	119
4.4.2.1	Συνδυαστικός αστερισμός χώρου-χρόνου	119
4.4.2.2	Συνδυασμός του σχήματος PMSSK με διαμόρφωση HPSK	119
4.4.2.3	Συνδυασμός του σχήματος PMSSK με διαμόρφωση HQAM	122
4.4.3	Μαθηματική Ανάλυση	126
4.4.4	Αριθμητικά αποτελέσματα και προσομοιώσεις	129
	Βιβλιογραφία	135

Κατάλογος συντμήσεων

ABEP	Average Bit Error Probability
APEP	Average Pairwise Error Probability
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BEP	Bit Error Probability
BER	Bit Error Ratio
BL	Basic Layer
BS	Broadcast Station
DSK	Digital Starter Kit
DSP	Digital Signal Processor
EL	Enhancement Layer
GSSK	Generalized Space Shift Keying
HD	Hamming Distance
HM	Hierarchical Modulation
HMSSK	Hierarchical Multilevel Space Shift Keying
HP	High Priority
HPAM	Hierarchical Pulse Amplitude Modulation
HPSK	Hierarchical Phase Shift Keying
HQAM	Hierarchical Quadrature Amplitude Modulation
ILI	Inter-Layer Interference
JD	Joint Detection
JSSC	Joint Space-Signal Constellation
LOS	Line of Sight
LP	Low Priority
LSB	Least Significant bits
LO	Layered Offset
MIMO	Multiple-Input-Multiple-Output
MLD	Maximum Likelihood Detection
MSB	Most Significant Bits
MSD	Multi-Stage Detection
MSHM	Multilevel Spatial Hierarchical Modulation
MSSK	Multilevel Space Shift Keying
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PDF	Probability Density Function
PEP	Pairwise Error Probability
PSK	Phase Shift Keying
PSNR	Peak Signal to Noise Ratio
RF	Radio Frequency
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
SE	Spectral Efficiency
SIC	Successive Interference Cancellation
SM	Spatial Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio
SPIHT	Set Partitioning in Hierarchical Trees
UEP	Unequal Error Protection

Κεφάλαιο 1

Ιεραρχική Διαμόρφωση

1.1 Εισαγωγή

Τα παραδοσιακά συστήματα ευρυεκπομπής χαρακτηρίζονται από αντισταθμιστική σχέση μεταξύ της χωρητικότητας που είναι σε θέση να υποστηρίξουν και της μεγιστοποίησης της περιοχής κάλυψης. Σε κάθε περίπτωση, υπό ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης εφαρμόζονται διαμορφώσεις υψηλής τάξης σε συνδυασμό με υψηλού ρυθμού κώδικες με στόχο τη μεγιστοποίηση της φασματικής απόδοσης. Αντιθέτως, εφαρμόζονται εύρωστα σχήματα διαμόρφωσης 2-PSK (BSPK) ή 4-PSK (QPSK) σε συνδυασμό με χαμηλού ρυθμού κώδικες όταν οι συνθήκες διάδοσης δεν είναι ευνοϊκές, ώστε να εξασφαλίζεται η κάλυψη όλων των χρηστών. Η οικογένεια προτυποποίησης ψηφιακής ευρυεκπομπής βίντεο (digital video broadcasting, DVB), τόσο για επίγειες όσο και για δορυφορικές επικοινωνίες, ενσωματώνει την τεχνική προσαρμοστικής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης (adaptive coding and modulation, ACM) για τη διαχείριση της προαναφερθείσας σχέσης ανταλλαγής, μεταβάλλοντας διαμόρφωση ή/και κωδικοποίηση μεταξύ διαφορετικών χρονικών πλαισίων (time division multiplexing, TDM). Ωστόσο, η ανωτέρω θεώρηση ενός συστήματος ευρυεκπομπής αγνοεί τη διαφοροποίηση των χρηστών που λαμβάνουν τις προσφερόμενες υπηρεσίες. Συγκεκριμένα, η ίδια υπηρεσία ευρυεκπομπής προορίζεται για χρήστες που διαφέρουν ως προς την ισχύ λήψης ανάλογα με τη θέση τους εντός της περιοχής κάλυψης, την υπολογιστική ισχύ των τερματικών αλλά και το πλήθος των κεραιών λήψης. Έτσι, η επίδοση του συστήματος περιορίζεται από τους χρήστες με την ελάχιστη ικανότητα επιτυχούς λήψης, με επακόλουθο την αδυναμία επίτευξης υψηλών ρυθμών μετάδοσης από τα τερματικά υψηλότερων δυνατοτήτων. Επιπλέον, ο τύπος και η ποιότητα των υπηρεσιών που υποστηρίζει ένα σύστημα ευρυεκπομπής περιορίζεται από την ικανότητα επιτυχούς λήψης των χρηστών περιορισμένων δυνατοτήτων. Ως επακόλουθο, νέες υπηρεσίες βελτιωμένων προδιαγραφών ως προς την ποιότητα υπηρεσίας (quality of service, QoS) ενδέχεται να μην μεταδίδονται από το σύστημα ευρυεκπομπής καίτοι θα μπορούσαν να λαμβάνονται από χρήστες με υψηλότερη επεξεργαστική ισχύ.

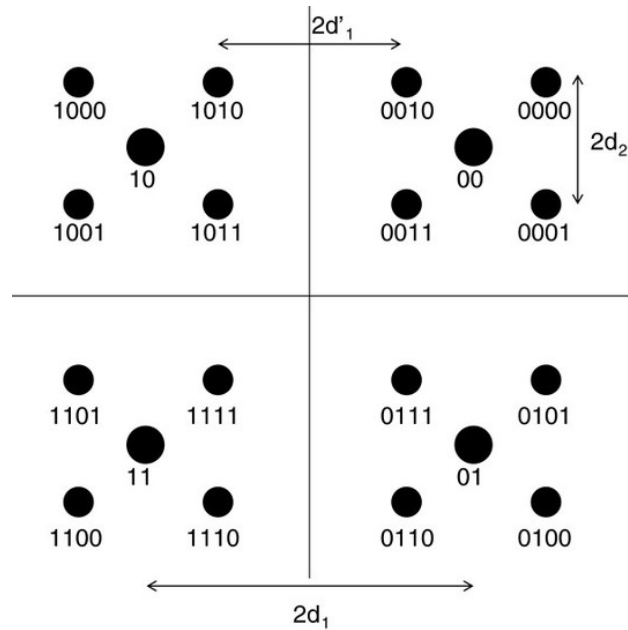
Για τη δίκαιη αντιμετώπιση των ετερογενών χρηστών από συστήματα ευρυεκπομπής

έχει προταθεί η χρήση κωδικοποίησης υπέρθεσης (superposition coding) [1]. Η τεχνική αυτή αποσκοπεί στην ταυτόχρονη μετάδοση περισσότερων ανεξάρτητων ροών πληροφορίας που υπερτίθενται στην ίδια ζώνη συχνοτήτων. Οι διαφορετικές ροές πληροφορίας ενδέχεται να αναφέρονται είτε σε διαφορετικές υπηρεσίες, έκαστη των οποίων χαρακτηρίζεται από τις δικές της προδιαγραφές QoS, ή σε τμήματα πληροφορίας διαφορετικής προτεραιότητας που ανήκουν στην ίδια υπηρεσία. Συγκεκριμένα, κατά την υπέρθεση των ροών διαφορετικής προτεραιότητας αποδίδεται σε αυτές άνιση προστασία έναντι λαθών (unequal error protection, UEP) που εισάγει ο δίαυλος κατά τη μετάδοση. Κατ' αυτό τον τρόπο εξασφαλίζεται η ανάκτηση της πληροφορίας βασικού επιπέδου (basic layer, BL) από τους χρήστες περιορισμένης ικανότητας ανίχνευσης - οι οποίοι αναφέρονται ως χρήστες με τερματικά περιορισμένων δυνατοτήτων (low-end users) - ενώ οι χρήστες με μεγαλύτερη ικανότητα ανίχνευσης - οι οποίοι αναφέρονται ως χρήστες με ισχυρά τερματικά (high-end users) - ανακτούν το σύνολο της μεταδιδόμενης πληροφορίας. Πλέον, με την ενσωμάτωση κωδικοποίησης υπέρθεσης, ένα σύστημα ευρυεκπομπής εξασφαλίζει το συγχρονισμό του συνόλου των χρηστών με το σταθμό βάσης ή σταθμό ευρυεκπομπής (broadcast station, BS), αποδίδοντας ταυτόχρονα υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης σε χρήστες με ισχυρά τερματικά. Παράλληλα, η κωδικοποίηση υπέρθεσης υποστηρίζει την οπισθοστραφή συμβατότητα (backward compatibility) του συστήματος. Στην περίπτωση αυτή, η πληροφορία BL ενσωματώνει τις παραδοσιακές υπηρεσίες που προορίζονται για το σύνολο των χρηστών, ενώ οι νέες υπηρεσίες ενσωματώνονται στην πληροφορία ενισχυτικού επιπέδου (enhancement layer, EL) που μπορεί να αξιοποιηθεί μόνο από τερματικά που διαθέτουν λογισμικό που υποστηρίζει τις συγκεκριμένες εφαρμογές.

Οι κυριότερες από τις τεχνικές κωδικοποίησης υπέρθεσης είναι η ιεραρχική διαμόρφωση (hierarchical modulation, HM) και η ενσωματωμένη πολυεπίπεδη κωδικοποίηση (embedded multilevel coding). Η παρούσα διατριβή εστιάζεται στη μελέτη και πρόταση τεχνικών ιεραρχικής διαμόρφωσης. Ιστορικά, η τεχνική HM προτάθηκε στο πλαίσιο ευρυεκπομπής ψηφιακής τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας (high definition TV, HDTV) [2] και βασίζεται στην υπέρθεση διαφόρων ροών πληροφορίας σε κοινό αστερισμό, ο οποίος προσαρμόζεται για την επίτευξη UEP. Όσον αφορά την ενσωματωμένη πολυεπίπεδη κωδικοποίηση, αυτή βασίζεται στην απόδοση διαφορετικής κωδικοποίησης, άρα και διαφορετικού επιπέδου προστασίας για την επίτευξη UEP για τις διάφορες ροές πριν την υπέρθεσή τους στον ίδιο αστερισμό [3–5].

1.2 Περιγραφή Σχημάτων Ιεραρχικής Διαμόρφωσης

Η ιεραρχική διαμόρφωση αποτελεί τεχνική του φυσικού στρώματος κατά την οποία πολλαπλές ροές πληροφορίας διαμορφώνονται ξεχωριστά στο ίδιο σχήμα διαμόρφωσης. Σε κάθε ροή αποδίδεται στη συνέχεια διαφορετικό κλάσμα της συνολικής ισχύος εκπομπής. Οι ροές υπερτίθενται προκειμένου να μεταδοθούν στην ίδια φέρουσα συχνότητα. Ο τελικός αστερισμός που προκύπτει χαρακτηρίζεται ως ανομοιογενής (non-uniform) καθώς δεν διατηρεί



Σχήμα 1.1: Αστερισμός ιεραρχικής διαμόρφωσης 4/16-HQAM σύμφωνα με το πρότυπο DVB-T

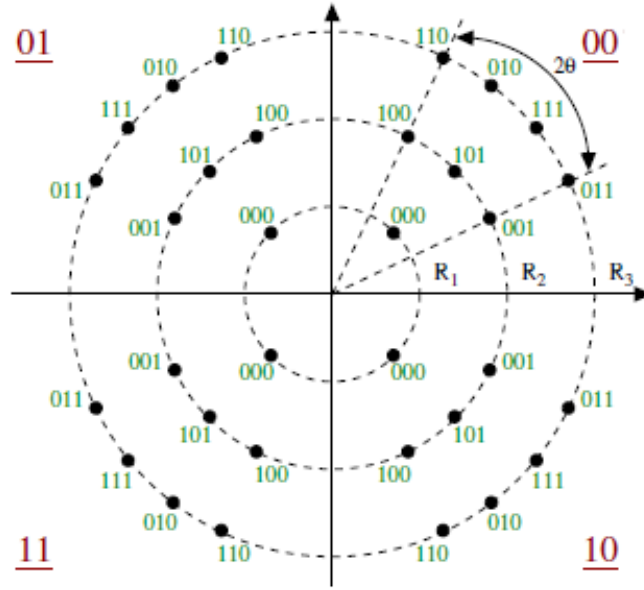
σταθερή την απόσταση μεταξύ γειτονικών σημείων. Τεχνικές ιεραρχικής διαμόρφωσης προβλέπονται ως προαιρετική επιλογή στην οικογένεια προτύπων DVB για την υπέρθεση δύο ροών πληροφορίας, της ροής υψηλής προτεραιότητας (high priority, HP) που αποτελεί την πληροφορία BL και της ροής χαμηλής προτεραιότητας (low priority, LP) που αποτελεί την πληροφορία EL. Συγκεκριμένα, η πληροφορία HP ενσωματώνεται στα περισσότερο σημαντικά ψηφία (most significant bits, MSB), δηλαδή τα ψηφία στα οποία έχει αποδοθεί μεγαλύτερο κλάσμα της συνολικής ισχύος εκπομπής. Πλέον, τα αντίστοιχα σημεία του αστερισμού απέχουν περισσότερο μεταξύ τους από τα σημεία του αστερισμού που αντιστοιχούν στα λιγότερο σημαντικά ψηφία (least significant bits, LSB) και μεταφέρουν την πληροφορία LP. Ένα παράδειγμα του αστερισμού ιεραρχικής διαμόρφωσης 4/16-HQAM που έχει ενσωματωθεί στο πρότυπο DVB για επίγειες επικοινωνίες (DVB Terrestrial, DVB-T [6]) απεικονίζεται στο Σχήμα 1.1, όπου ο συμβολισμός M_{HP}/M -HQAM σημαίνει την υπέρθεση στον ομοιόμορφο αστερισμό M_{HP} -QAM που διαμορφώνει τη ροή HP, του αντίστοιχου ομοιόμορφου αστερισμού M_{LP} -QAM για να προκύψει ο συνολικός αστερισμός τάξης M . Η σχέση που συνδέει τα μεγέθη M_{HP} , M_{LP} και M είναι

$$M_{HP}M_{LP} = M \quad (1.1)$$

Το σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης HQAM προσδιορίζεται από την παράμετρο διαμόρφωσης

$$\alpha = d'_1/d_2 \quad (1.2)$$

η οποία ορίζεται ως ο λόγος της ελάχιστης απόστασης $2d'_1$ μεταξύ γειτονικών σημείων του αστερισμού που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σύμβολα της ροής HP προς την αντίστοιχη απόσταση $2d_2$ μεταξύ γειτονικών σημείων που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σύμβολα της



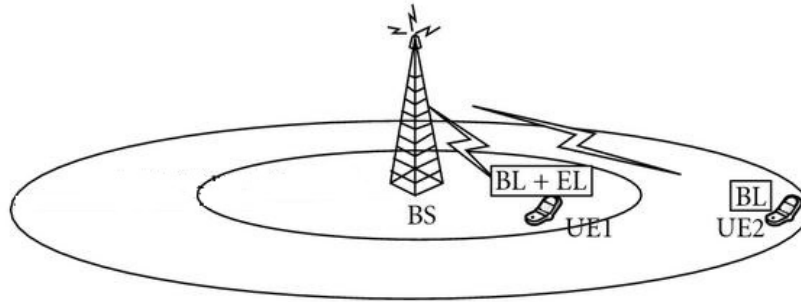
Σχήμα 1.2: Αστερισμός ιεραρχικής διαμόρφωσης 4/32-HAPSK σύμφωνα με το πρότυπο DVB-S2

ροής LP. Ο λόγος της ισχύος που αποδίδεται στον αστερισμό HP, P_{HP} , προς την ισχύ που αποδίδεται στον αστερισμό LP, P_{LP} , εξαρτάται από το α μέσω της σχέσης

$$P_{HP}/P_{LP} = (\alpha + 1)^2 \quad (1.3)$$

Αντίστοιχα με το πρότυπο DVB-T που αφορά τις επίγειες επικοινωνίες, στο πρότυπο DVB για δορυφορικές επικοινωνίες δεύτερης γενιάς (DVB Satellite 2G, DVB-S2 [7]) προβλέπεται ως προαιρετική επιλογή ιεραρχική διαμόρφωση APSK, ένα παράδειγμα της οποίας απεικονίζεται στο Σχήμα 1.2. Τα σημεία του αστερισμού της 4/32-HAPSK βρίσκονται σε 3 ομόκεντρους κύκλους ακτίνων R_1 , R_2 και R_3 από μέσα προς τα έξω. Ως σχήμα που συνδυάζει μεταγωγή φάσης με διαμόρφωση πλάτους, το 4/32-HAPSK χαρακτηρίζεται τόσο από τη γωνία απόκλισης 2θ που ορίζεται η μέγιστη γωνιακή απόσταση μεταξύ σημείων εντός του ίδιου τεταρτημορίου, όσο και από τους λόγους των ακτίνων $\gamma_1 = R_2/R_1$ και $\gamma_2 = R_3/R_1$, των οποίων το τετράγωνο δείχνει πόσες φορές μεγαλύτερη ισχύς αποδίδεται στα σημεία των εξωτερικών κύκλων έναντι του εσωτερικού. Σε σύγκριση με την ιεραρχική διαμόρφωση HQAM, όπου η απόδοση υψηλότερης ισχύος εκπομπής στην πληροφορία HP εξασφαλίζει την αυξημένη προστασία της έναντι της πληροφορίας LP, στο σχήμα HAPSK η αυξημένη προστασία της πληροφορίας HP έναντι της πληροφορίας LP επιτυγχάνεται με μείωση της γωνίας 2θ .

Ένα απλό παράδειγμα συστήματος ευρειακής επικοινωνίας απεικονίζεται στο Σχήμα 1.3, όπου ο BS μεταδίδει ταυτόχρονα ροές πληροφορίας δύο επιπέδων προτεραιότητας. Στην περίπτωση ομογενών τερματικών υπό συνθήκες οπτικής επαφής (line of sight, LOS), η ικανότητα ανάκτησης πληροφορίας εξαρτάται αποκλειστικά από την απόσταση ενός τερματικού από το BS. Συνεπώς, η προστασία των ψηφίων που διαμορφώνονται στα σημεία του αστερισμού ιεραρχικής διαμόρφωσης είναι επαρκής τόσο για την πληροφορία BL όσο και για την πλη-



Σχήμα 1.3: Σύστημα ευρυεκπομπής με πληροφορία δύο επιπέδων προτεραιότητας

ροφορία EL, εφόσον το τερματικό βρίσκεται εντός της περιοχής κάλυψης που ορίζεται από την εσωτερική ακτίνα. Για το λόγο αυτό, το τερματικό UE1 λαμβάνει επιτυχώς και τις δύο ροές της μεταδιδόμενης πληροφορίας. Ωστόσο, στην περιοχή κάλυψης μεταξύ της εσωτερικής και της εξωτερικής ακτίνας, ο SNR λήψης δεν επαρκεί για την ανάκτηση των LSBs στα οποία ενσωματώνεται η πληροφορία EL, με αποτέλεσμα το τερματικό UE2 να ανιχνεύει μόνο την πληροφορία BL. Αυξάνοντας την προστασία της πληροφορίας BL με κατάλληλη προσαρμογή των παραμέτρων α και θ στα πρότυπα DVB-T και DVB-S2, αντίστοιχα, επιτυγχάνεται αύξηση της περιοχής κάλυψης με αντίτιμο τη μείωση της εσωτερικής ακτίνας. Το αντίστροφο συμβαίνει όταν μειωθεί η προστασία της πληροφορίας BL έναντι της πληροφορίας EL. Ως εκ τούτου, η κατάλληλη επιλογή της παραμέτρου της εκάστοτε ιεραρχικής διαμόρφωσης αποτελεί καθοριστική σχεδιαστική παράμετρο του συστήματος.

1.2.1 Εφαρμογές της Ιεραρχικής Διαμόρφωσης στα πρότυπα DVB

Η επιλογή της ιεραρχικής διαμόρφωσης ως σχήματος κωδικοποίησης υπέρθεσης στα πρότυπα DVB στηρίχθηκε στα συγκριτικά πλεονεκτήματα που προσφέρει έναντι της ενσωματωμένης πολυεπίπεδης κωδικοποίησης. Συγκεκριμένα, η ιεραρχική διαμόρφωση είναι άμεσα υλοποιήσιμη από την υπάρχουσα τεχνολογία καθώς για τη μετάδοση δύο ροών διαφορετικής προτεραιότητας αρκεί η προσαρμογή του ομοιογενούς αστερισμού QAM ή APSK στον αντίστοιχο ιεραρχικό αστερισμό HQAM ή HAPSK. Η προσαρμογή αυτή πραγματοποιείται με ρύθμιση μιας παραμέτρου, α ή θ , διατηρώντας την πολυπλοκότητα συγκρίσιμη με εκείνη των ομοιογενών σχημάτων τόσο κατά τη διαδικασία διαμόρφωσης των ροών από το BS όσο και κατά τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης από τα τερματικά. Στα θετικά της ιεραρχικής διαμόρφωσης συγκαταλέγεται η χρησιμοποίηση της ίδιας ζώνης συχνοτήτων από τα δύο επίπεδα προτεραιότητας. Εξάλλου, η υπέρθεση των δύο ροών στην ίδια φέρουσα συχνότητα επιτρέπει το συνδυασμό της ιεραρχικής διαμόρφωσης με το σχήμα OFDM. Από την άλλη πλευρά, το μεγάλο μειονέκτημα της ιεραρχικής διαμόρφωσης είναι η διαστρωματική παρεμβολή (inter-layer interference, ILI) που προκαλεί η υπέρθεση των δύο ροών στον ίδιο αστερισμό. Αυτή οδηγεί σε μειωμένη επίδοση κατά την ανάκτηση της ροής HP καθώς, εκτός

από το θόρυβο που εισάγει ο διάυλος, ο σηματοθορυβικός λόγος λήψης που αντιστοιχεί στο επίπεδο HP μειώνεται επιπλέον από την παρεμβολή που προκαλείται από την υπερτιθέμενη ροή LP.

- *Ενσωμάτωση της HQAM στο πρότυπο DVB-T/H*

Η ιεραρχική διαμόρφωση HQAM με την παράμετρο α να λαμβάνει τις τιμές 1,2 ή 4 ενσωματώνεται στο πρότυπο DVB για κινητούς χρήστες (DVB handheld, DVB-H [8]) στο πλαίσιο της οπισθοστραφούς συμβατότητας με το πρότυπο DVB-T που αφορά σταθερούς χρήστες. Έτσι, η ροή HP ενδέχεται να εκπέμπει ψηφιακή τηλεόραση χαμηλής ευκρίνειας (low definition TV, LDTV) προς τους κινητούς χρήστες, ενώ οι σταθεροί χρήστες να λαμβάνουν και τη ροή LP που ενσωματώνει η HDTV με βάση το πρότυπο DVB-T. Όσον αφορά την ενσωμάτωση της HQAM στο πρότυπο DVB-T, αυτή αποσκοπεί στη λήψη ψηφιακής τηλεόρασης απλής ευκρίνειας (single definition TV, SDTV) από όλους τους χρήστες μέσω της ροής HP, ενώ οι ενισχυμένοι χρήστες που βρίσκονται κοντά στο BS απολαμβάνουν επιπλέον HDTV μέσω της ενισχυτικής πληροφορίας, η οποία μέσω της ροής LP που υφίσταται ελαφρότερη κωδικοποίηση ενσωματώνεται στα LSBs του ιεραρχικού αστερισμού. Η τεχνική πολυεπίπεδης κωδικοποίησης και διαμόρφωσης για την ευρυεκτομπή ψηφιακής τηλεόρασης στις προαναφερθείσες περιπτώσεις αναφέρεται ως σταδιακή κωδικοποίηση βίντεο (scalable video coding, SVC).

- *Ενσωμάτωση της HAPSK στο πρότυπο DVB-S2*

Ενώ για τα τερματικά DVB-S υποστηρίζεται η μετάδοση ψηφιακής τηλεόρασης με την τεχνολογία MPEG-2, το πρότυπο DVB-S2 εισάγει τις τεχνολογίες HDTV και H.264(MPEG-4 AVC), όπως και νέες τεχνικές που αναφέρονται στην ACM ή την μεταβλητή κωδικοποίηση και διαμόρφωση (variable coding and modulation, VCM). Η ιεραρχική διαμόρφωση προβλέπεται ως προαιρετική επιλογή στο πρότυπο DVB-S2 στο πλαίσιο της οπισθοστραφούς συμβατότητας με το πρότυπο DVB-S. Συγκεκριμένα, τα MSBs του ιεραρχικού αστερισμού HAPSK ενσωματώνουν την πληροφορία DVB-S, ώστε τα παλαιά τερματικά να λαμβάνουν ψηφιακή τηλεόραση τεχνολογίας MPEG-2, ενώ η πληροφορία LP που ενσωματώνει η τεχνολογία HDTV στα LSBs του αστερισμού θα αξιοποιηθεί από ισχυρά τερματικά. Σημειώνεται ότι, κατά τρόπο αντίστοιχο προς την εφαρμογή ιεραρχικής διαμόρφωσης στο πρότυπο DVB-H, η ιεραρχική διαμόρφωση HAPSK προβλέπεται στο πρότυπο DVB-SH [9] για την επίτευξη οπισθοστραφούς συμβατότητας με το DVB-S2, με στόχο να υποστηρίζονται τόσο κινητοί όσο και σταθεροί χρήστες.

1.3 Σχετική Ερευνητική Δραστηριότητα

Η ευκολία που προσφέρουν τα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης στην ενσωμάτωσή τους στις ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες έχει κινητροδοτήσει πλούσια ερευνητική δραστηριότητα τόσο σε επίπεδο συστήματος όσο και στο φυσικό στρώμα. Ενώ οι περισσότερες εργασίες μελετούν την ιεραρχική διαμόρφωση ως μέθοδο επίτευξης UEP, πρόσφατα ξεκίνησε η μελέτη της ως τρόπου μεγιστοποίησης της χωρητικότητας ενός συστήματος ευρυεκπομπής αλλά και η εφαρμογή της σε συνεργατικές επικοινωνίες. Στη συνέχεια, ταξινομούνται χαρακτηριστικές εργασίες που αφορούν τις προαναφερθείσες ερευνητικές περιοχές.

- *Ιεραρχική Διαμόρφωση για την επίτευξη UEP*

Στη [10] οι ροές διαφορετικής προτεραιότητας πολυπλέκονται πριν τη διαμόρφωση τους στον ιεραρχικό αστερισμό HQAM με στόχο την ελαχιστοποίηση του μέγιστου προς μέσο λόγο ισχύος (peak to average ratio, PAR). Η μελέτη επεκτείνεται στην εργασία [11] πολυπλέκοντας κατάλληλα τις ροές πριν την αντιστοίχισή τους στον αστερισμό με στόχο τη βελτιστοποίηση της επίδοσης του συστήματος ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους. Στη [12] προτείνεται μια τεχνική διαστρωματικού προσδιορισμού της ιεραρχικής διαμόρφωσης σε εφαρμογές πολυμέσων επιτυγχάνοντας, μέσω επίτευξης UEP, τη μείωση της διασποράς στην ανάκτηση του βίντεο σε περιβάλλον κινητών χρηστών. Αντίστοιχα, για την αύξηση της αξιοπιστίας κατά τη μετάδοση ψηφιοποιημένης εικόνας μέσω επίτευξης UEP, στη [13] προτείνεται ένα σχήμα διαστρωματικού σχεδιασμού που βασίζεται σε κωδικοποιημένη ιεραρχική διαμόρφωση HQAM. Στο πλαίσιο του προτύπου DVB-SH, στη [14] μελετάται η επίτευξη UEP σε σχέση με τη βελτίωση του ποσοστού λανθασμένων ψηφίων (bit error ratio, BER) μεταδίδοντας το τοπικό περιεχόμενο της υπερτιθέμενης πληροφορίας - δηλαδή το περιεχόμενο που αφορά κάθε χρήστη ατομικά - στο επίπεδο EL. Στο πλαίσιο του προτύπου DVB-S2, στη [15] συνδυάζεται η τεχνική ACM με ιεραρχική διαμόρφωση βελτιώνοντας την επίδοση ως προς το BER.

- *Ιεραρχική Διαμόρφωση για τη βελτίωση της επίδοσης σε επίπεδο συστήματος*

Στις [16, 17] περιγράφεται ο τρόπος ενσωμάτωσης και εφαρμογής της ιεραρχικής διαμόρφωσης στα διάφορα πρότυπα και μελετάται η επίδοσή της ως προς τη φασματική απόδοση και τη διαστρωματική παρεμβολή. Στις [18] και [19] μελετάται σε επίπεδο συστήματος η διαμόρφωση 16-HQAM ως προς τη μεγιστοποίηση της περιοχής κάλυψης και του ρυθμού μετάδοσης για εφαρμογές W-CDMA σε κυβελωτά δίκτυα κινητής τηλεφωνίας αλλά και στο πλαίσιο της τεχνολογίας LTE για συστήματα UMTS. Εστιάζοντας στο πρότυπο DVB-H, στην [20] μελετάται η αύξηση της μέσης χωρητικότητας ενός συστήματος ευρυεκπομπής με ταυτόχρονη επίτευξη οπισθοστραφούς συμβατότητας όταν εφαρμόζεται διαμόρφωση 16- ή 64-HQAM. Επεκτείνοντας τη μελέτη σε

σύστημα MIMO πολλαπλών χρηστών με βάση τις ομάδες προτυποποίησης 3GPP και 3GPP2, στην [21] μελετήθηκε η επίδοση της ιεραρχικής διαμόρφωσης 16-HQAM για τη ζεύξη καθόδου. Στην [22] μελετάται η υπέρθεση φωνής και δεδομένων δύο επιπέδων προτεραιότητας στον ίδιο αστερισμό HQAM. Με δεδομένες τις πιθανότητες διακοπής των τριών υπηρεσιών και προσαρμόζοντας τόσο την τάξη όσο και τις θέσεις των σημείων στο μη ομοιόμορφο αστερισμό ως προς τον SNR λήψης επιτυγχάνεται αύξηση της μέσης φασματικής απόδοσης του συστήματος σε σύγκριση με την περίπτωση εφαρμογής ομοιογενών αστερισμών. Η μέση φασματική επίδοση ενός συστήματος ευρυεκπομπής μεγιστοποιείται στην [23] με εφαρμογή ιεραρχικής διαμόρφωσης HQAM όταν θεωρούνται δύο χρήστες με διαφορετικό SNR λήψης. Από την άλλη πλευρά, για συστήματα στα οποία δεν υποστηρίζεται η σύμφωνη αποδιαμόρφωση, όπως είναι το επίγειο σύστημα ψηφιακής ευρυεκπομπής πολυμέσων (terrestrial digital audio broadcasting, T-DAB), από την [24] προτείνεται ιεραρχική διαμόρφωση πολυεπίπεδης διαφορικής μεταγωγής μετατόπισης φάσης (amplitude differential phase shift keying, A-DPSK) για την αύξηση της φασματικής απόδοσης του συστήματος. Πρόσφατα, στην [25] διατυπώθηκε έκφραση της χωρητικότητας συστήματος που χρησιμοποιεί διαμόρφωση HQAM, ενώ στην εργασία [26] προτάθηκε η συνδυαστική υλοποίηση ιεραρχικής διαμόρφωσης και διαμοιρασμού χρόνου (time sharing) με σκοπό την αύξηση της μέσης φασματικής απόδοσης. Στο πλαίσιο του προτύπου DVB-S2, στην [27] μελετάται η σχέση ανταλλαγής μεταξύ φασματικής απόδοσης και διαθεσιμότητας ζεύξης με εφαρμογή ιεραρχικής διαμόρφωσης.

- *Ιεραρχική Διαμόρφωση στις συνεργατικές επικοινωνίες*

Η εφαρμογή της ιεραρχικής διαμόρφωσης σε συνεργατικά δίκτυα βασίζεται στη μετάδοση των υπερτιθέμενων ροών σε δύο φάσεις [28]. Στην πρώτη φάση, ο BS εκπέμπει ταυτόχρονα την πληροφορία HP και την πληροφορία LP μέσω ιεραρχικής διαμόρφωσης τόσο προς τον αναμεταδότη όσο και προς τον παραλήπτη. Στη δεύτερη φάση, ο αναμεταδότης προωθεί την πληροφορία LP στον παραλήπτη. Το κέρδος διαφορισμού (diversity gain) που απολαμβάνει ο παραλήπτης οδηγεί σε βελτίωση της αξιοπιστίας της ζεύξης [29]. Ενώ στην [30] καταδείχθηκε η βελτίωση της επίδοσης ως προς το ποσοστό λανθασμένων πακέτων (packet error ratio, PER) με την υιοθέτηση ιεραρχικής διαμόρφωσης σε συστήματα που χρησιμοποιούν κωδικοποίηση δικτύου (network coding), στην [31] προτείνεται η χρησιμοποίηση κωδικοποίησης Turbo προς βελτίωση του BER σε συστήματα συνεργατικών επικοινωνιών. Στην [32], οι υπερτιθέμενες ροές μεταδίδονται τόσο από τον BS όσο και από τον αναμεταδότη υλοποιώντας ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM, προσαρμόζοντας κατάλληλα τις παραμέτρους της διαμόρφωσης στους δύο κόμβους προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί στο δέκτη η πιθανότητα λανθασμένων ψηφίων (bit error probability, BEP) που αφορά την πληροφορία LP. Μια

διαφορετική λογική υιοθετείται στην [33], όπου προτείνεται μια τεχνική βασισμένη σε μαρκοβιανές διαδικασίες για την ελαχιστοποίηση μέσω ιεραρχικής διαμόρφωσης του όγκου της πληροφορίας που αναμεταδίδεται από τους ενδιάμεσους κόμβους κατά τη διαδρομή από τον BS στο τερματικό. Σε αντίστοιχη λογική, στην [34] επιλέγονται κατάλληλα οι κόμβοι αναμετάδοσης κάθε διαδρομής από το BS στο δέκτη με σκοπό την εκμετάλλευση της διαθέσιμης χωρητικότητας.

1.4 Γενικευμένα Σχήματα Ιεραρχικής Διαμόρφωσης

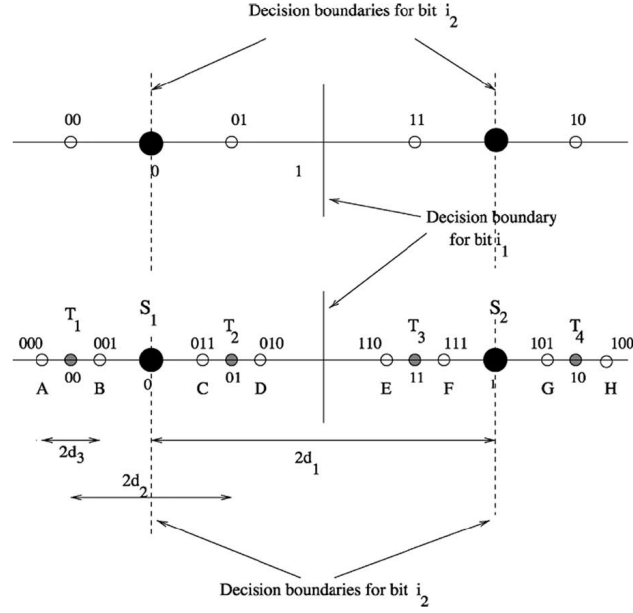
Όπως περιγράφηκε στο εδάφιο 1.2, τα σχήματα M -HQAM και M -HAPSK που έχουν ενσωματωθεί στα πρότυπα DVB με ρύθμιση μιας απλής παραμέτρου, α και θ αντίστοιχα, επιτυγχάνουν την απόδοση διαφορετικής προστασίας σε δύο ροές πληροφορίας διαφορετικών προδιαγραφών. Στο παρόν εδάφιο, η μελέτη της ιεραρχικής διαμόρφωσης επεκτείνεται σε γενικευμένους αστερισμούς, όπου σε κάθε ψηφίο αποδίδεται διαφορετικό επίπεδο προστασίας. Κατ' αυτό τον τρόπο, ο ιεραρχικός αστερισμός μπορεί να υποστηρίξει τη μετάδοση μέχρι M ανεξάρτητων μεταξύ τους ροών διαφορετικού επιπέδου προτεραιότητας. Εναλλακτικά, τα γενικευμένα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης μπορούν να υποστηρίξουν την υπέρθεση ανομοιομορφων επιμέρους αστερισμών, όταν οι τελευταίοι εγγυώνται τη βελτιωμένη επίδοση του συστήματος ευρυσεκτομής ως προς κάποια παράμετρο.

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εστιάζεται σε διαύλους διαλείψεων που αφορούν τις επίγειες επικοινωνίες. Για το λόγο αυτό, παρουσιάζεται η ανάλυση του γενικευμένου σχήματος διαμόρφωσης M -HQAM, υιοθετώντας τον συμβολισμό των εργασιών [35, 36] των P. Vitthaladevuni και M. Alouini.

1.4.1 Ιεραρχική Ορθογωνική Διαμόρφωση Πλάτους

Κάθε ιεραρχική διαμόρφωση HQAM αποτελεί υπέρθεση μιας συμφασικής και μιας ορθογωνικής συνιστώσας, έκαστη των οποίων διαμορφώνεται ανεξάρτητα από την άλλη μέσω ιεραρχικής διαμόρφωσης πλάτους παλμών (hierarchical Pulse Amplitude Modulation, HPAM). Για το λόγο αυτό, αρκεί η μελέτη της μέσης πιθανότητας λάθους για τη διαμόρφωση M -HPAM, η έκφραση της οποίας στη συνέχεια επεκτείνεται για τη διατύπωση της μέσης πιθανότητας λάθους της διαμόρφωσης HQAM. Κατά τη διαμόρφωση της ροής πληροφορίας, το σύμβολο j του αστερισμού M -HPAM αντιστοιχεί στην ακολουθία m ψηφίων

$$\mathbf{b}(j) = [\mathbf{b}(j, 1), \mathbf{b}(j, 2), \dots, \mathbf{b}(j, m)], \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (1.4)$$



Σχήμα 1.4: Αστερισμοί 4-HPAM και 8-HPAM βασισμένη σε κώδικα Gray [35]

Με εφαρμογή κωδικοποίησης Gray (βλ. Σχήμα 1.4), η ανωτέρω ακολουθία ψηφίων $\mathbf{b}(j)$ αντιστοιχείται στην ακολουθία

$$\mathbf{g}(j) = [\mathbf{g}(j, 1), \mathbf{g}(j, 2), \dots, \mathbf{g}(j, m)] \quad (1.5)$$

$$\mathbf{g}(j, 1) = \mathbf{b}(j, 1), \quad \mathbf{g}(j, k) = \mathbf{b}(j, k) \oplus \mathbf{b}(j, k - 1), \quad 1 \leq j \leq M, \quad 2 \leq k \leq m$$

Σε αντίθεση με το πρότυπο DVB-T όπου ο σχηματισμός του ιεραρχικού αστερισμού πραγματοποιείται με επιλογή της βαθμωτής παραμέτρου α , ο σχηματισμός του αστερισμού για το γενικευμένο σχήμα διαμόρφωσης M -HPAM πραγματοποιείται με βάση μια διανυσματική παράμετρο

$$\mathbf{p} = [p_1, p_2 \dots, p_m] \quad (1.6)$$

που ονομάζεται διάνυσμα προτεραιότητας.

Το στοιχείο p_k του διανύσματος προτεραιότητας είναι ίσο με την τετραγωνική ρίζα του κλάσματος της συνολικής ισχύος του αστερισμού που αποδίδεται στο ψηφίο k . Ως εκ τούτου, η συνολική ισχύς του αστερισμού δίδεται από τη σχέση

$$P = \sum_{k=1}^m p_k^2. \quad (1.7)$$

Στο Σχήμα 1.4 απεικονίζονται οι ιεραρχικοί αστερισμοί των διαμορφώσεων 4-HPAM και 8-HPAM. Η αρχή του άξονα αποτελεί το κατώφλιο ανίχνευσης για το το MSB που είναι το πρώτο ψηφίο της ακολουθίας. Τα κατώφλια ανίχνευσης εκάστου των υπολοίπων ψηφίων k , όπου $k = 2$ για τον αστερισμό 4-HPAM, ή $k = 2, 3$ για τον αστερισμό 8-HPAM, είναι ανάλογα της τετραγωνικής ρίζας της ισχύος που αποδίδεται στο προηγούμενο ψηφίο, δηλαδή

στο ψηφίο $k - 1$. Συνεπώς, συμβολίζοντας με $2d_k$ την απόσταση μεταξύ των γειτονικών σημείων του αστερισμού που αντιστοιχούν στο ίδιο ψηφίο k , για τα στοιχεία του διανύσματος προτεραιότητας ισχύει

$$p_k = d_k/d_m, \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (1.8)$$

Με βάση την (1.8) προκύπτει ότι τα στοιχεία του \mathbf{p} για ομοιόμορφο αστερισμό M -PAM είναι ίσα με

$$p_k = 2^{m-k}, \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (1.9)$$

Δεδομένου ότι το διάνυσμα προτεραιότητας καθορίζει την κατανομή της συνολικής ισχύος στα επιμέρους ψηφία, η συνεισφορά του στοιχείου p_k στο σημείο $d_s(j)$, $j = 1, 2, \dots, M$, του αστερισμού είναι $-p_k$ όταν το αντίστοιχο ψηφίο είναι $b(j, k) = 0$ και $+p_k$ όταν $b(j, k) = 1$. Παρατηρώντας ότι το πρόσημο του p_k δίδεται από την έκφραση $2b(j, k) - 1$, το σημείο $d_s(j)$ του αστερισμού προκύπτει από το σταθμισμένο άθροισμα ως προς τα m ψηφία εκάστου συμβόλου μέσω της σχέσης

$$d_s(j) = \sum_{k=1}^m [2b(j, k) - 1] p_k, \quad j = 1, \dots, M \quad (1.10)$$

Από το Σχήμα 1.4 παρατηρείται μια κανονικότητα ως προς τη συχνότητα με την οποία έκαστο των ψηφίων εναλλάσσει τιμή μεταξύ 0 και 1, όταν τα σύμβολα προκύπτουν μετά από αντιστοίχιση Gray. Συγκεκριμένα, το LSB που είναι το ψηφίο m , αλλάζει τιμή ανά 2 σημεία του αστερισμού, δηλαδή μεταξύ των $d_s(1)$ και $d_s(2)$, μεταξύ των $d_s(3)$ και $d_s(4)$ κ.ο.κ. Το ψηφίο $m - 1$ αλλάζει τιμή ανά 4 σημεία και, συγκεκριμένα, μεταξύ των $d_s(2)$ και $d_s(3)$, μεταξύ των $d_s(6)$ και $d_s(7)$ κ.ο.κ. Γενικεύοντας για το ψηφίο k , αυτό αλλάζει τιμή ανά 2^{m-k+1} ψηφία και συγκεκριμένα, μεταξύ των $d_s(2^{m-k})$ και $d_s(2^{m-k} + 1)$, μεταξύ των $d_s(3 \cdot 2^{m-k})$ και $d_s(3 \cdot 2^{m-k} + 1)$ κ.ο.κ. Τελικά, για κάθε ψηφίο $k = 1, \dots, m$, τα 2^{k-1} κατώφλια ανίχνευσης ορίζονται ως τα ημιαθροίσματα γειτονικών σημείων του αστερισμού όπου το ψηφίο k αλλάζει τιμή και, ως εκ τούτου, δίδονται από τη σχέση

$$B_k(\ell) = \frac{d_s((2\ell - 1)2^{m-k}) + d_s((2\ell - 1)2^{m-k} + 1)}{2}, \quad \ell = 1, 2, \dots, 2^{k-1} \quad (1.11)$$

Το ότι τα σύμβολα του ανομοιόμορφου αστερισμού έχουν προκύψει μετά από αντιστοίχιση Gray οδηγεί στη θεώρηση μόνο των σημείων του αριστερού ημιεπιπέδου για τη διατύπωση αναλυτικής έκφρασης για τη BEP του ψηφίου k . Θεωρώντας ότι ο δέκτης υλοποιεί αποδιαμόρφωση μεγίστης πιθανοφάνειας (maximum likelihood detection, MLD) διαθέτοντας πλήρη γνώση του διαύλου (channel state information, CSI), η προαναφερθείσα πιθανότητα

προκύπτει από τη σχέση [35]

$$P_k = \frac{2}{M} \sum_{j=1}^{\frac{M}{2}} \left\{ \mathbf{g}(j, k) + (-1)^{\mathbf{g}(j, k)} \times \left[\sum_{\ell=1}^{2^{(k-1)}} \frac{1}{2} (-1)^{\ell+1} \mathcal{I} \left[(\mathbf{B}_k(\ell) - d_{\mathbf{s}}(j)) \sqrt{\gamma_0/\mathbf{P}} \right] \right] \right\} \quad (1.12)$$

όπου \mathbf{P} είναι η συνολική ισχύς του αστερισμού που δίδεται από τη σχέση (1.7) και γ_0 η μέση τιμή του SNR λήψης. Η συνάρτηση \mathcal{I} λαμβάνει διαφορετική μορφή που εξαρτάται από το περιβάλλον διαλείψεων και δίδεται από τη σχέση

$$\mathcal{I}(A) = \mathbb{E}_{\Gamma} \{ \text{erfc}(A\sqrt{\gamma}) \} \quad (1.13)$$

όπου $\gamma = |h|^2$ είναι ο στιγμιαίος κανονικοποιημένος σηματοθορυβικός λόγος λήψης. Οι σχέσεις [36, Eq. (26-33)] παρέχουν εκφράσεις κλειστής μορφής της συνάρτησης $\mathcal{I}(A)$ για περιβάλλοντα AWGN, Rayleigh, Nakagami- m και Rice.

Θεωρώντας την ταυτόχρονη μετάδοση πληροφορίας N επιπέδων προτεραιότητας με την απόδοση m_n ψηφίων στο επίπεδο $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ υπό τον περιορισμό $m = \sum_{n=1}^N m_n$, η αντίστοιχη πιθανότητα λάθους προκύπτει λαμβάνοντας το μέσο όρο ως προς τις πιθανότητες λάθους των m_n ψηφίων. Συγκεκριμένα, η μέση πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου (average bit error probability, ABEP) του επιπέδου n δίδεται από τη σχέση

$$\text{ABEP}_n = \frac{1}{m_n} \sum_{k=\tilde{m}_{n-1}+1}^{\tilde{m}_n} P_k \quad (1.14)$$

όπου $\tilde{m}_n = \sum_{i=1}^n m_i$ είναι το πλήθος των ψηφίων που έχουν αποδοθεί αθροιστικά στα n σημαντικότερα επίπεδα. Οι εκφράσεις που περιγράφουν την πιθανότητα λάθους για διαμόρφωση HPAM γενικεύονται εύκολα για την περίπτωση διαμόρφωσης \mathcal{M} -HQAM, η οποία αποτελείται από μία συμφασική συνιστώσα \mathcal{M} -HPAM και από μία ορθογωνική συνιστώσα \mathcal{M}^Q -HPAM. Αποδίδοντας m_n^I ψηφία στη συμφασική και $m_n^Q = m_n - m_n^I$ ψηφία στην ορθογωνική συνιστώσα του επιπέδου n , η πιθανότητα ABEP_n για διαμόρφωση HQAM δίδεται από το σταθμισμένο άθροισμα ABEP των δύο HPAM που τη σχηματίζουν, μέσω της σχέσης

$$\text{ABEP}_n = \frac{1}{m_n} (m_n^I \text{ABEP}_n^I + m_n^Q \text{ABEP}_n^Q) \quad (1.15)$$

Στη σχέση (1.15), οι πιθανότητες ABEP_n^I και ABEP_n^Q δίδονται από την (1.14) με εφαρμογή της (1.12), ορίζοντας ανεξάρτητα τα διανύσματα προτεραιότητας \mathbf{p}_I και \mathbf{p}_Q της συμφασικής και της ορθογωνικής συνιστώσας.

1.4.2 Αποδιαμόρφωση HPAM με διαδοχική ακύρωση παρεμβολής

Η σχέση (1.12) εκφράζει την πιθανότητα λάθους για κάθε ψηφίο k διαμόρφωσης HPAM στην περίπτωση όπου ο δέκτης αποδιαμορφώνει συνδυαστικά τα σύμβολα των υπερτιθέμενων επιπέδων (joint detection, JD) υλοποιώντας MLD. Ωστόσο, η ιεραρχική φύση των ανομοιομόρφων αστερισμών επιβάλλει τη σταδιακή αποδιαμόρφωση των επιπέδων από το σημαντικότερο προς το λιγότερο σημαντικό με διαδοχική ακύρωση παρεμβολής (successive interference cancelation, SIC) [37], για την ικανοποιητική επίδοση της οποίας απαιτείται η άνιση κατανομή της ισχύος στα διαμορφωμένα ψηφία των δύο υπερτιθέμενων ροών [38,39]. Η τεχνική αποδιαμόρφωσης SIC απαιτεί χαμηλότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα από την τεχνική JD. Επιπλέον, σε αντίθεση με την τεχνική JD που απαιτεί την αποδιαμόρφωση του συνόλου της υπερτιθέμενης πληροφορίας, η τεχνική SIC παρέχει τη δυνατότητα στα μη ισχυρά τερματικά να τερματίσουν τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης στο επίπεδο προτεραιότητας που μπορούν να ανακτήσουν. Τα πλεονεκτήματα που προσφέρει η τεχνική SIC έναντι της τεχνικής JD καθιστούν ελκυστική τη διατύπωση αναλυτικής έκφρασης για την περίπτωση SIC, αντίστοιχη με την (1.12). Η διαδικασία εξαγωγής αυτής της σχέσης για την περίπτωση υλοποίησης MLD από το δέκτη (MLD-SIC) αναλύεται στο παρόν εδάφιο και αποτελεί την πρώτη ερευνητική συμβολή της διδακτορικής διατριβής.

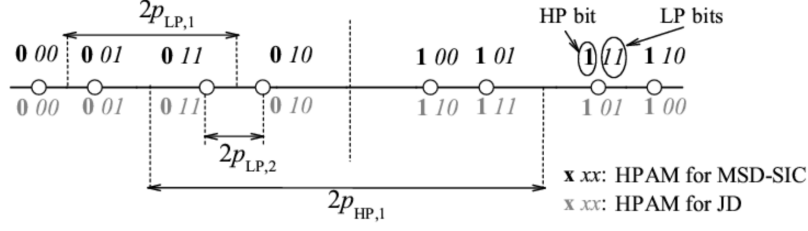
Θεωρώντας την ταυτόχρονη μετάδοση της πληροφορίας N επιπέδων προτεραιότητας, τα ψηφία εκάστου των επιπέδων $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ διαμορφώνονται κατά Gray από ιεραρχικό αστερισμό M_n -HPAM, όπου $M_n = 2^{m_n}$. Στη συνέχεια, οι ιεραρχικοί αστερισμοί υπερτιθενται στον συνολικό αστερισμό τάξης $M = 2^m$, όπου $m = \sum_{n=1}^N m_n$, κατανέμοντας τη συνολική ισχύ με τρόπο ώστε να αυξάνει με την προτεραιότητα του επιπέδου. Συγκεκριμένα, τα N επίπεδα κατατάσσονται σε φθίνουσα σειρά με κριτήριο την προτεραιότητα της πληροφορίας που περιλαμβάνουν. Το διάνυσμα προτεραιότητας του συνολικού αστερισμού εκφράζεται από την υπέρθεση των διανυσμάτων προτεραιότητας των N υπερτιθέμενων επιπέδων μέσω της σχέσης

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= [\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \dots, \mathbf{p}_N] \\ \mathbf{p}_n &= [p_{\tilde{m}_{n-1}+1}, \dots, p_{\tilde{m}_n}], \quad n = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (1.16)$$

Αντίστοιχα με τη σχέση (1.6), η συνολική ισχύς που αποδίδεται στο επίπεδο n δίδεται από τη σχέση

$$P_n = \sum_{k=\tilde{m}_{n-1}+1}^{\tilde{m}_n} p_k^2 \quad (1.17)$$

ενώ τα σημεία του αστερισμού του ίδιου επιπέδου πριν υπερτεθεί στον ολικό αστερισμό



Σχήμα 1.5: Αστερισμός ιεραρχικής διαμόρφωσης 8-HPAM δύο επιπέδων με $m_1 = 1$ και $m_2 = 2$

περιγράφονται μέσω της σχέσης

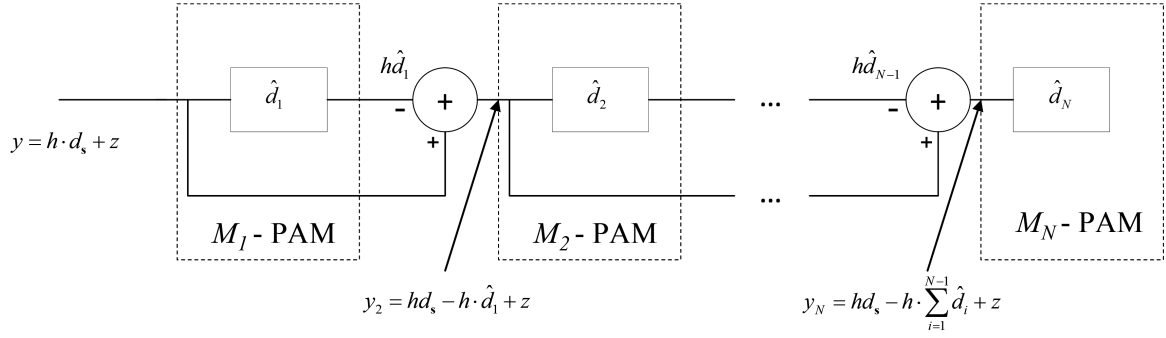
$$d_n(j) = \sum_{k=\tilde{m}_{n-1}+1}^{\tilde{m}_n} [2b(j, k) - 1] p_k, \quad j = 1, \dots, M_n \quad (1.18)$$

Σημειώνεται ότι παρά την αντιστοίχιση της πληροφορίας κάθε επιπέδου με κώδικα Gray, ο συνολικός αστερισμός που προκύπτει από την υπέρθεση των επιπέδων δεν διαθέτει αυτή την ιδιότητα. Συγκεκριμένα, ο κώδικας που αντιστοιχεί στη διαμόρφωση των πρώτων \tilde{m}_n ψηφίων παράγεται αναδρομικά με την υπέρθεση των m_n ψηφίων του επιπέδου n στα \tilde{m}_{n-1} ψηφία που προκύπτουν από την υπέρθεση των $n - 1$ περισσότερο σημαντικών επιπέδων. Συνεπώς, ο πίνακας $\mathbf{g} = \tilde{\mathbf{g}}_N$ διαστάσεων $M \times m$ που περιλαμβάνει την αντιστοιχία σε ψηφία των συμβόλων που σχηματίζουν το συνολικό αστερισμό, προκύπτει με εφαρμογή της επαναληπτικής διαδικασίας

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{g}}_0 &= \emptyset \\ \tilde{\mathbf{g}}_n &= [\tilde{\mathbf{g}}_{n-1} \otimes \mathbf{1}_{M_n \times 1}, \mathbf{1}_{\tilde{M}_{n-1} \times 1} \otimes \mathbf{g}_n] \end{aligned} \quad (1.19)$$

όπου $\tilde{M}_n = 2^{\tilde{m}_n}$, ενώ ο κώδικας Gray \mathbf{g}_n δίδεται από την (1.5). Στο Σχήμα 1.5 απεικονίζεται ιεραρχική διαμόρφωση 8-HPAM για δύο επίπεδα προτεραιότητας. Ενώ στο επίπεδο υψηλής προτεραιότητας HP αποδίδεται $m_1 = 1$ ψηφίο, το επίπεδο χαμηλής προτεραιότητας LP χρησιμοποιεί $m_2 = 2$ ψηφία για τη μετάδοση της πληροφορίας. Από το Σχήμα 1.5 επαληθεύεται ότι ενώ για την περίπτωση αποδιαμόρφωσης JD, που απεικονίζεται με μαύρο χρώμα, ο συνολικός αστερισμός βασίζεται σε κώδικα Gray, η περίπτωση αποδιαμόρφωσης SIC διαφοροποιείται από το γεγονός ότι τα δύο επίπεδα προτεραιότητας κωδικοποιούνται κατά Gray ανεξάρτητα μεταξύ τους, ώστε ο συνολικός αστερισμός να είναι κωδικοποιημένος κατά Gray. Όπως αναφέρεται στην εργασία [38], αυτή η διαφορά οδηγεί σε μειωμένη επίδοση του επιπέδου LP ως προς τη BEP στην περίπτωση υλοποίησης MLD-SIC σε σχέση με την περίπτωση υλοποίησης JD.

Η υλοποίηση MLD-SIC από το δέκτη απεικονίζεται στο Σχήμα 1.6 και περιλαμβάνει N



Σχήμα 1.6: Αποδιαμόρφωση HPAM N επιπέδων με διαδοχική ακύρωση παρεμβολής

αποδιαμορφωτές σε διαδοχή. Η είσοδος στην βαθμίδα n δίδεται από τη σχέση

$$y_n = h d_s - h \sum_{i=1}^{n-1} \hat{d}_i + z \quad (1.20)$$

όπου \hat{d}_i αποτελεί την εκτίμηση για το σύμβολο i , $i = 1, 2, \dots, n-1$, που ανιχνεύθηκε σε προηγούμενη βαθμίδα, h είναι το κέρδος του διαύλου ενώ $z \sim N(0, N_0)$ είναι θόρυβος AWGN. Αφού το σήμα μπορεί να διατυπωθεί ως υπέρθεση ψηφίων

$$d_s = \sum_{i=n}^m d_j + \sum_{i=1}^{n-1} d_i \quad (1.21)$$

από τη (1.20) προκύπτει ότι η παρεμβολή που υφίσταται η βαθμίδα i από τα προηγούμενα επίπεδα είναι ίση με $\sum_{i=1}^{n-1} (d_i - \hat{d}_i)$ και οφείλεται σε ενδεχόμενη εσφαλμένη ανίχνευση κάποιων από τα σύμβολα των σημαντικότερων $n-1$ επιπέδων. Επιπλέον, το επίπεδο n υφίσταται την παρεμβολή από τα $m-n$ λιγότερο σημαντικά επίπεδα των οποίων τα σύμβολα ανιχνεύονται σε επόμενες βαθμίδες. Καθώς η εκτίμηση \hat{d}_i ανήκει στον αστερισμό του επιπέδου i που δίδεται από τη σχέση (1.18), το άθροισμα $\sum_{i=1}^{n-1} \hat{d}_i$ που εμφανίζεται στη (1.20) ανήκει στον αστερισμό που σχηματίζεται από την υπέρθεση των $n-1$ σημαντικότερων επιπέδων, τα σημεία του οποίου προκύπτουν από τη σχέση

$$\tilde{d}_n(w) = \sum_{k=1}^{\tilde{m}_n} [2b(w, k) - 1] p_k, \quad w = 1, \dots, \tilde{M}_n \quad (1.22)$$

Τότε, το άθροισμα $\sum_{i=1}^{n-1} \hat{d}_i$ αντιστοιχεί στην ακολουθία ψηφίων $\tilde{\mathbf{g}}_n(w)$ όταν η τιμή του εντοπίζεται στο διάστημα απόφασης $(\tilde{B}_n(w-1), \tilde{B}_n(w))$, όπου

$$\tilde{B}_n(w) = \frac{\tilde{d}_n(w) + \tilde{d}_n(w+1)}{2}, \quad w = 1, 2, \dots, \tilde{M}_n - 1 \quad (1.23)$$

Εκτός από όρια ανίχνευσης για το άθροισμα των $\sum_{i=1}^{n-1} \hat{d}_i$, δύο διαδοχικά όρια $\tilde{B}_n(w)$ και

$\tilde{B}_n(w+1)$ ορίζουν τις περιοχές εντός των οποίων υπερτίθενται τα σύμβολα των υπολοίπων και λιγότερο σημαντικών $m-n$ επιπέδων. Κατ' αντιστοιχία με τη (1.11), τα κατώφλια απόφασης για το ψηφίο k του επιπέδου n που συμβολίζεται με $k_n = 1, 2, \dots, m_n$, δίδονται από τη σχέση

$$B_{k_n}(\ell) = \frac{d_n((2\ell-1)2^{m_n-k_n}) + d_n((2\ell-1)2^{m_n-k_n} + 1)}{2}, \ell = 1, 2, \dots, 2^{k_n-1} \quad (1.24)$$

Πλέον, λόγω της αντιστοίχισης Gray που υλοποιείται σε κάθε επίπεδο, τα όρια $\tilde{B}_n(w)$ επηρεάζουν μόνο την ανίχνευση του πρώτου εκ των m_n ψηφίων του επιπέδου n . Συγκεκριμένα, η πιθανότητα λάθους για το πρώτο ψηφίο του επιπέδου n προκύπτει από την προσαρμογή της (1.12) περιορίζοντας την ουρά Gauss εντός των περιοχών που ορίζουν τα όρια $\tilde{B}_{n-1}(w)$ και λαμβάνοντας τη μέση τιμή ως προς τις πιθανότητες που ορίζουν αυτές οι περιοχές, δηλαδή

$$P_{1_n} = \frac{2}{M} \sum_{j=1}^{\frac{M}{2}} [\mathbf{g}(j, \tilde{m}_{n-1} + 1) + (-1)^{\mathbf{g}(j, \tilde{m}_{n-1} + 1)} \times \left[\sum_{w=1}^{\tilde{M}_{n-1}} \frac{1}{2} \mathcal{I} \left[(\tilde{d}_{n-1}(w) - d_s(j)) \sqrt{\gamma_0/P} \right] - \sum_{w=1}^{\tilde{M}_{n-1}-1} \frac{1}{2} \mathcal{I} \left[(\tilde{B}_{n-1}(w) - d_s(j)) \sqrt{\gamma_0/P} \right] \right]] \quad (1.25)$$

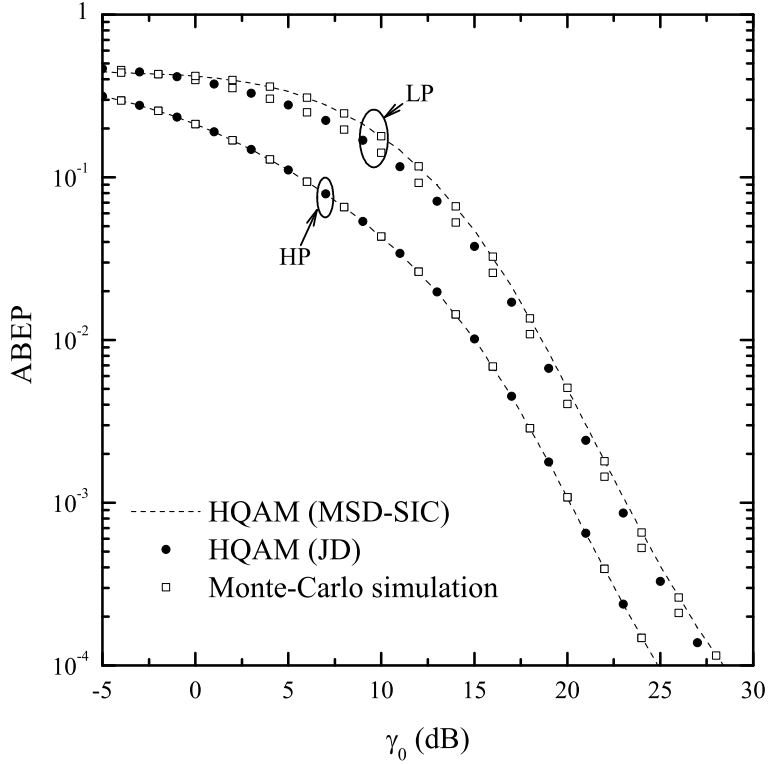
Καθώς η πιθανότητα λάθους των υπολοίπων ψηφίων του επιπέδου n δεν επηρεάζεται από τα όρια $\tilde{B}_{n-1}(w)$, η BEP προκύπτει με προσαρμογή της (1.12) αφαιρώντας από το συνολικό σήμα λήψης το άθροισμα των σημάτων που αντιστοιχούν στα σύμβολα που ανιχνεύτηκαν στις προηγούμενες βαθμίδες. Συγκεκριμένα, η BEP για το ψηφίο k_n , $2 \leq k_n \leq m_n$ προκύπτει από τη σχέση

$$P_{k_n} = \frac{2}{M} \sum_{j=1}^{\frac{M}{2}} [\mathbf{g}(j, \tilde{m}_{n-1} + k_n) + (-1)^{\mathbf{g}(j, \tilde{m}_{n-1} + k_n)} \times \left[\sum_{\ell=1}^{2^{(k_n-1)}} \sum_{w=1}^{\tilde{M}_{n-1}} \frac{1}{2} (-1)^{\ell+1} \mathcal{I} \left[(B_{k_n}(\ell) + \tilde{d}_{n-1}(w) - d_s(j)) \sqrt{\gamma_0/P} \right] \right]] \quad (1.26)$$

όπου P είναι η συνολική ισχύς του αστερισμού, γ_0 ο μέσος SNR λήψης, ενώ το ολοκλήρωμα \mathcal{I} δίδεται για διάφορους διαύλους διαλείψεων από τις ίδιες σχέσεις όπως για την (1.12). Για την εύρεση της πιθανότητας ABEP του επιπέδου n , η σχέση (1.14) λαμβάνει τη μορφή

$$\text{ABEP}_n = \frac{1}{m_n} \sum_{k_n=1}^{m_n} P_{k_n} \quad (1.27)$$

όπου οι πιθανότητες P_{k_n} δίδονται από τις σχέσεις (1.25) και (1.26). Τότε, όμοια με την πε-



Σχήμα 1.7: ABEP διαμόρφωσης 16-HQAM υπό διαλείψεις Rice με $\nu = 7$ όταν ο δέκτης υλοποιεί JD ή MLD-SIC. Τα στοιχεία του διανύσματος προτεραιότητας επιλέγονται ως $\mathbf{p}_I = [3, 1]$, $\mathbf{p}_Q = [2, 1]$. Τα αντίστοιχα ψηφία που αποδίδονται στα δύο επίπεδα είναι $m_{HP}^I = m_{LP}^I = m_{HP}^Q = m_{LP}^Q = 1$.

ρίπτωση υλοποίησης JD, η σχέση (1.27) επεκτείνεται για την περίπτωση διαμόρφωσης \mathcal{M} -HQAM στη μορφή (1.15).

Στο Σχήμα 1.7 απεικονίζεται η πιθανότητα λάθους δύο επιπέδων προτεραιότητας, HP και LP, όταν υπερτίθενται σε ιεραρχικό αστερισμό 16-HQAM. Η επίτευξη άνισης προστασίας έναντι λαθών διαπιστώνεται από την εξασφάλιση μικρότερης πιθανότητας λάθους HP, $ABEP_{HP}$, έναντι της αντίστοιχης πιθανότητας λάθους LP, $ABEP_{LP}$. Επιπλέον παρατηρείται ότι η πιθανότητα λάθους για το επίπεδο HP είναι ανεξάρτητη από το σχήμα αποδιαμόρφωσης που υλοποιείται. Αντίθετα, το γεγονός ότι ο συνολικός αστερισμός δεν αντιστοιχείται κατά Gray στην πλευρά του πομπού όταν ο δέκτης υλοποιεί MLD-SIC, οδηγεί σε χειρότερη επίδοση ως προς $ABEP_{LP}$ σε σύγκριση με την περίπτωση υλοποίησης JD. Τέλος, η ταύτιση των θεωρητικών αποτελεσμάτων με την προσομοίωση Monte-Carlo αποδεικνύει την ορθότητα της ανάλυσης για την εξεύρεση των σχέσεων (1.25) και (1.26) για το σχήμα MLD-SIC.

1.5 Ιεραρχική Διαμόρφωση Χρονικής Ολίσθησης Επιπέδων

Παρά τη γενική μορφή που έχουν οι σχέσεις (1.12) και (1.25), (1.26) που υποστηρίζουν την υπέρθεση $N \leq M$ επιπέδων προτεραιότητας όταν υλοποιείται στο δέκτη JD και MLD-

SIC, αντίστοιχα, η υπέρθεση επιπέδων προτεραιότητας περισσοτέρων των δύο δεν έχει μέχρι σήμερα αποκτήσει πρακτικό ενδιαφέρον λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας που επιφέρει στο σύστημα ευρυεκπομπής. Θεωρώντας, λοιπόν, μόνο δύο επίπεδα προτεραιότητας HP και LP, το βασικό μειονέκτημα των σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης σύμφωνα με το υποεδάφιο 1.2.1 έγκειται στη διασυμβολική παρεμβολή που υφίσταται το επίπεδο υψηλής προτεραιότητας από το υπερτιθέμενο επίπεδο χαμηλής προτεραιότητας. Προς αυτή την κατεύθυνση, στη [40] επιχειρείται η ελαχιστοποίηση της διασυμβολικής παρεμβολής ρυθμίζοντας κατάλληλα τον αστερισμό της ιεραρχικής διαμόρφωσης HQAM, ενώ στην εργασία [38] επιτεύχθηκε η βελτίωση της επίδοσης του επιπέδου HP ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους με αξιοποίηση των ιδιοτήτων της αποκωδικοποίησης ήπιας απόφασης. Για τη μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής που προκαλείται από τα υπερτιθέμενα σύμβολα του επιπέδου LP στα σύμβολα του επιπέδου HP, προτάθηκε στο πλαίσιο της διατριβής ένα σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης QAM χρονικής ολίσθησης επιπέδων (layered offset hierarchical QAM, LO-HQAM) [41], με βάση το οποίο τα σύμβολα LP ολισθαίνουν ως προς τα σύμβολα HP κατά μισή περίοδο συμβόλου πριν μεταδοθούν στο δίαυλο. Από την άλλη πλευρά, ο δέκτης πραγματοποιεί αποδιαμόρφωση MLD-SIC για την ανίχνευση των συμβόλων των δύο επιπέδων. Το προτεινόμενο σχήμα επιτυγχάνει τον υποδιπλασιασμό της διασυμβολικής παρεμβολής που προκαλείται στο επίπεδο HP από το επίπεδο LP σε σχέση με το συμβατικό σχήμα HQAM (conventional HQAM, C-HQAM) που δεν πραγματοποιεί ολίσθηση των υπερτιθέμενων επιπέδων. Ο υποδιπλασιασμός αυτός προσφέρει βελτίωση της μέσης πιθανότητας λάθους του επιπέδου HP. Ωστόσο, η εφαρμογή MLD-SIC στο δέκτη έχει ως συνέπεια την αύξηση της μέσης πιθανότητας λάθους LP σε σύγκριση με το σχήμα C-HQAM, όπου ο δέκτης υλοποιεί αποδιαμόρφωση JD.

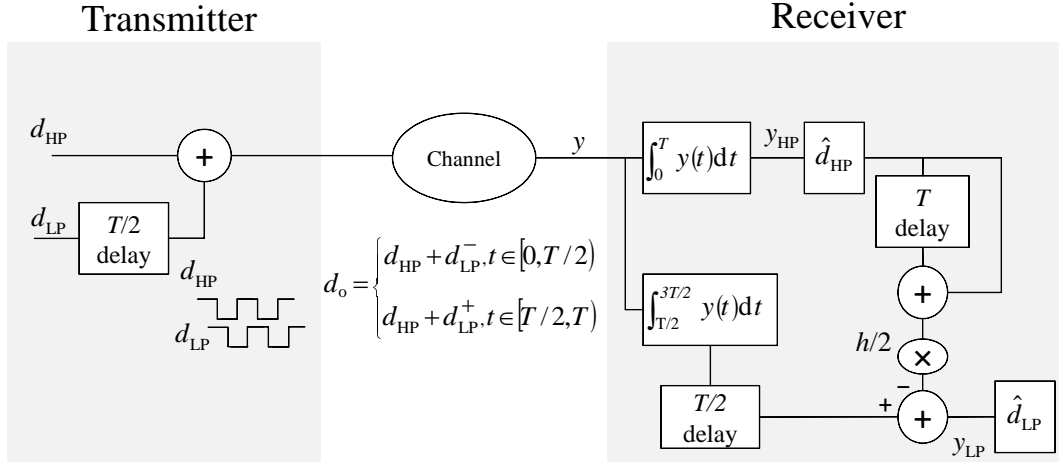
1.5.1 Αρχή Λειτουργίας Σχήματος LO-HQAM

Στο Σχήμα 1.8 απεικονίζεται το διάγραμμα των βαθμίδων του προτεινόμενου σχήματος LO-HQAM. Συμβολίζοντας τη διάρκεια συμβόλου με T , το προτεινόμενο σχήμα LO-HQAM ολισθαίνει τα σύμβολα LP κατά $T/2$ πριν υπερτεθούν στα σύμβολα HP. Συνεπώς, ένα σύμβολο του επιπέδου HP, d_{HP} , παρεμβάλλεται από δύο σύμβολα του επιπέδου LP, το $d_{LP}^-, t \in [0, T/2)$ και το $d_{LP}^+, t \in [T/2, T)$. Σύμφωνα με το Σχήμα 1.8, η έξοδος του προσαρμοσμένου φίλτρου κατά την αποδιαμόρφωση του συμβόλου HP δίδεται από τη σχέση

$$y_{HP} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) dt = h [d_{HP} + (d_{LP}^- + d_{LP}^+) / 2] + z \quad (1.28)$$

όπου h το κέρδος του διαύλου ενώ $z \sim N(0, N_0)$ είναι θόρυβος AWGN.

Όπως διαπιστώνεται από τη (1.28), η διασυμβολική παρεμβολή που αντιλαμβάνεται το σύμβολο HP από τα υπερτιθέμενα σύμβολα LP περιγράφεται από τον όρο $(d_{LP}^- + d_{LP}^+) / 2$.



Σχήμα 1.8: Βαθμίδες πομπού και δέκτη για το προτεινόμενο σχήμα LO-HPAM

Πλέον, το σήμα που δέχεται ως είσοδο το πρώτο στάδιο αποδιαμόρφωσης (first detection stage, FDS) για την ανίχνευση του συμβόλου HP φαίνεται από το FDS προερχόμενο από αστερισμό τάξης $M_o = 2^{m_o}$, όπου $m_o = m_{HP} + 2m_{LP}$. Επειδή αυτός ο ισοδύναμος αστερισμός δεν εκπέμπεται από τον πομπό αλλά γίνεται αντιληπτός μόνο στην είσοδο του FDS του δέκτη, χαρακτηρίζεται παρακάτω ως εικονικός.

1.5.2 Μέση Πιθανότητα Λάθους για το Σχήμα LO-HPAM

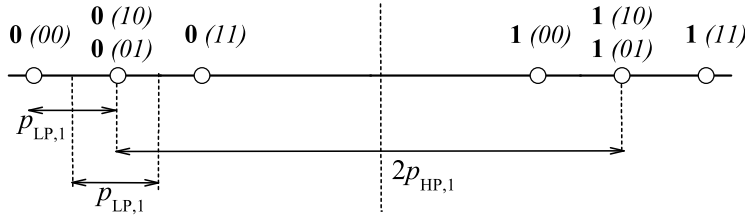
Ακολουθώντας αντίστοιχη θεώρηση με αυτήν των προηγούμενων εδαφίων, στο παρόν εδάφιο μελετάται αρχικά η επίδοση του σχήματος LO-HPAM προκειμένου να επεκταθεί στη συνέχεια στην εφαρμογή διαμόρφωσης LO-HQAM. Ο εικονικός αστερισμός διαμόρφωσης 4-LO-HPAM απεικονίζεται στο Σχήμα 1.9 υιοθετώντας το συμβολισμό $\mathbf{0}$ ($0I$), ο οποίος δείχνει ότι στο ψηφίο 0 του επιπέδου HP υπερτίθενται τα ψηφία 0 για $t \in [0, T/2)$ και 1 για $t \in [T/2, T)$ του επιπέδου LP. Από το Σχήμα 1.9 προκύπτει ότι το εικονικό διάνυσμα προτεραιότητας του εικονικού αστερισμού 4-LO-HPAM τάξης $M_o = 8$ γράφεται υπό τη μορφή $\mathbf{p}_o = [p_{HP,1}, p_{LP,1}/2, p_{LP,1}/2]$. Γενικεύοντας σε εικονικό αστερισμό M -LO-HPAM, το εικονικό διάνυσμα προτεραιότητας γράφεται στη μορφή

$$\mathbf{p}_o = [\mathbf{p}_{HP}, \mathbf{p}_{LP}/2, \mathbf{p}_{LP}/2]. \quad (1.29)$$

Οι θέσεις των αντίστοιχων εικονικών σημείων στον αστερισμό είναι οι

$$d_o(j) = \sum_{k=1}^{m_o} [2b(j, k) - 1] p_{o,k}, j = 1, \dots, M_o. \quad (1.30)$$

Λόγω της συγκεκριμένης μορφής του εικονικού διανύσματος προτεραιότητας \mathbf{p}_o , το σύμβολο HP, $d_{HP}(j_{HP})$ που υπερτίθεται στο εικονικό σύμβολο $d_o(j)$ αλλάζει κάθε M_{LP}^2 σημεία



Σχήμα 1.9: Εικονικός ολικός αστερισμός διαμόρφωσης 4-LO-HPAM που αντιλαμβάνεται το στάδιο FDS ($m_{HP} = m_{LP} = 1$)

του εικονικού αστερισμού. Αντίστοιχα, το υπερτιθέμενο σύμβολο LP, $d_{LP}^- = d_{LP}(j_{LP}^-)$, που υπερτίθεται στο εικονικό σύμβολο $d_o(j)$ στο πρώτο ήμισυ της περιόδου αλλάζει κάθε M_{LP}^2 σημεία, ενώ το υπερτιθέμενο σύμβολο LP, $d_{LP}^+ = d_{LP}(j_{LP}^+)$, που υπερτίθεται στο εικονικό σύμβολο $d_o(j)$ στο δεύτερο ήμισυ της περιόδου επαναλαμβάνεται κάθε M_{LP}^2 σημεία του εικονικού αστερισμού. Τα παραπάνω συνοψίζονται στις σχέσεις

$$\begin{aligned}
 j_{HP} &= \lfloor (j-1)/M_{LP}^2 \rfloor + 1 \\
 j_{LP}^- &= \lfloor (j-1)/M_{LP} \rfloor + 1 \\
 j_{LP}^+ &= [(j-1) \bmod M_{LP}] + 1
 \end{aligned} \tag{1.31}$$

Πλέον, η διασυμβολική παρεμβολή που υφίσταται το επίπεδο HP από το επίπεδο LP περιγράφεται μέσω της θεμελιώδους σχέσης

$$\text{ILI}_o = 2 \sum_{k=1}^{m_{LP}} \left(\frac{p_{LP,k}}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{m_{LP}} p_{LP,k}^2 = \text{ILI}_c/2 \tag{1.32}$$

όπου ILI_c είναι η αντίστοιχη παρεμβολή που προκύπτει κατά τη συμβατική διαμόρφωση C-HPAM. Ο υποδιπλασιασμός της διασυμβολικής παρεμβολής αναδεικνύει το σκεπτικό της χρονικής ολίσθησης κατά $T/2$ των ροών των δύο επιπέδων, που αποσκοπεί στη βελτίωση της μέσης πιθανότητας λάθους του επιπέδου HP. Η μέση πιθανότητα λάθους για το επίπεδο HP, ABEP_{HP} , προκύπτει άμεσα αντικαθιστώντας τα σημεία d_s με d_o στη σχέση (1.12) και λαμβάνοντας τη μέση τιμή ως προς τις πιθανότητες λάθους των ψηφίων $k = 1, \dots, m_{HP}$, σύμφωνα με τη σχέση (1.27).

Η ανάλυση της επίδοσης του επιπέδου LP ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους βασίζεται στην ακόλουθη παρατήρηση. Σύμφωνα με το Σχήμα 1.9 υπάρχουν διαφορετικοί συνδυασμοί συμβόλων LP (βλ. $\mathbf{0}(01), \mathbf{0}(10)$ και $\mathbf{1}(01), \mathbf{1}(10)$) που αντιστοιχούνται στο ίδιο εικονικό σημείο, γεγονός που οδηγεί στο συμπέρασμα ότι το προτεινόμενο σχήμα δεν υποστηρίζει αποδιαμόρφωση JD. Πριν υπερτεθούν και προς εφαρμογή της αποδιαμόρφωσης MLD-SIC, τα σύμβολα των ροών HP και LP υπόκεινται σε ανεξάρτητες αντιστοιχήσεις Gray οδηγώντας το επίπεδο LP σε μειωμένη επίδοση ως προς την πιθανότητα λάθους σε σύγκριση με το συμβατικό σχήμα διαμόρφωσης όπου όταν εφαρμόζεται αποδιαμόρφωση JD, ο συνολικός

αστερισμός είναι κωδικοποιημένος κατά Gray. Πλέον, κατά τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης MLD-SIC, ο δέκτης αρχικά αποφασίζει για τα σύμβολα του επιπέδου HP, d_{HP}^- και d_{HP}^+ που εκπέμφθηκαν κατά τα διαστήματα $t \in [0, T)$ και $t \in [T, 2T)$, αντίστοιχα. Θεωρώντας σταθερό το δίαυλο μετάδοσης κατά τη διάρκεια δύο περιόδων συμβόλου, με στόχο την ακύρωση της παρεμβολής αφαιρείται η ποσότητα $h \left[\left(\hat{d}_{\text{HP}}^- + \hat{d}_{\text{HP}}^+ \right) / 2 \right]$ από την καθυστερημένη κατά $T/2$ έξοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου του επιπέδου LP. Στην ανωτέρω ποσότητα, \hat{d}_{HP}^- και \hat{d}_{HP}^+ είναι οι αντίστοιχες εκτιμήσεις του MLD-SIC για τα σύμβολα d_{HP}^- και d_{HP}^+ του επιπέδου HP. Συνεπώς, κατά την ανίχνευση του συμβόλου LP, d_{LP} , που μεταδίδεται στο διάστημα $t \in [T/2, 3T/2)$, η είσοδος στο δεύτερο στάδιο αποδιαμόρφωσης (second detection stage, SDS) δίδεται από την έκφραση

$$y_{\text{LP}} = h \left[d_{\text{LP}} + \left(d_{\text{HP}}^- - \hat{d}_{\text{HP}}^- + d_{\text{HP}}^+ - \hat{d}_{\text{HP}}^+ \right) / 2 \right] + z \quad (1.33)$$

Επειδή οι ποσότητες $d_{\text{LP}}(i_{\text{LP}}^+)$ και $d_{\text{LP}}(j_{\text{LP}}^-)$ αναφέρονται στο διάστημα $t \in [T/2, 3T/2)$, αντιστοιχούν στο ίδιο σύμβολο d_{LP} . Ως εκ τούτου, η πιθανότητα λάθους του επιπέδου LP προκύπτει από τη μέση τιμή ως προς τα διαδοχικά ζεύγη σημάτων εκπομπής $d_o^- = d_o(i)$ και $d_o^+ = d_o(j)$, όπου $d_{\text{LP}}(i_{\text{LP}}^+) = d_{\text{LP}}(j_{\text{LP}}^-)$. Για την εύρεση έκφρασης της μέσης πιθανότητας λάθους του επιπέδου LP δημιουργείται πλέον η ανάγκη εισαγωγής ενός πίνακα μετάβασης

$$\mathbf{T}_o = \mathbf{1}_{M_{\text{HP}} \times M_{\text{HP}}} \otimes \left[\mathbf{1}_{M_{\text{LP}} \times 1} \otimes (\mathbf{I}_{M_{\text{LP}}} \otimes \mathbf{1}_{1 \times M_{\text{LP}}}) \right] \quad (1.34)$$

διαστάσεων $M_o \times M_o$.

Το στοιχείο $T_o(i, j)$ του πίνακα είναι μοναδιαίο αν τα σήματα $d_o^- = d_o(i)$ και $d_o^+ = d_o(j)$ αντιστοιχούν σε επιτρεπτό συνδυασμό που να αντιστοιχεί στο ίδιο σύμβολο LP στο διάστημα $[T/2, 3T/2)$. Όπως προκύπτει από τη (1.33), η μέση πιθανότητα λάθους του επιπέδου LP για το προτεινόμενο σχήμα εξαρτάται από τις εκτιμήσεις των σημάτων d_o^- και d_o^+ που μεταδόθηκαν στις διαδοχικές περιόδους $[0, T)$ και $[T, 2T)$. Αν οι εκτιμήσεις των συμβόλων HP που μεταδόθηκαν στις ανωτέρω περιόδους είναι $\hat{d}_{\text{HP}}^- = d_{\text{HP}}(w_1)$ και $\hat{d}_{\text{HP}}^+ = d_{\text{HP}}(w_2)$, η πιθανότητα εσφαλμένης ανίχνευσης του συμβόλου LP που υπερτίθεται στα \hat{d}_{HP}^- και \hat{d}_{HP}^+ κατά τη διάρκεια $[T/2, 3T/2)$ παρέχεται από τη δεσμευμένη πιθανότητα

$$\Pr(\hat{d}_{\text{LP}} \neq d_{\text{LP}} | \hat{d}_{\text{HP}}^- = d_{\text{HP}}(w_1), \hat{d}_{\text{HP}}^+ = d_{\text{HP}}(w_2), d_o^- = d_o(i), d_o^+ = d_o(j)) \quad (1.35)$$

Ορίζοντας

$$\mathcal{I}_o(A_1, A_2, B_1, B_2, C) = \mathbb{E}_\Gamma \left(\Pr \left[A_1 \leq z_{\text{HP}}^- \leq A_2, \right. \right. \\ \left. \left. B_1 \leq z_{\text{HP}}^+ \leq B_2, z_{\text{LP}} \geq C \right] \right) \quad (1.36)$$

και με τη βοήθεια του πίνακα \mathbf{T}_o , η πιθανότητα λάθους του ψηφίου k του επιπέδου LP εκ-

φράζεται μέσω της σχέσης

$$P_{\text{LP},k} = \frac{2}{M_0 M} \sum_{i=1}^{M_0/2} \sum_{j=1}^{M_0} \sum_{w_1=1}^{M_{\text{HP}}} \sum_{w_2=1}^{M_{\text{HP}}} \mathcal{T}_0(i, j) \left[\mathbf{g}_{\text{LP}}(i_{\text{LP}}^+, k) (\mathcal{I}_0(u_1, u_2, u_3, u_4, -\infty) - \mathcal{I}_0(u_1, u_2, u_3, u_4, \infty)) + (-1)^{\mathbf{g}_{\text{LP}}(i_{\text{LP}}^+, k)} \sum_{\ell=1}^{2^{k-1}} (-1)^{\ell+1} \mathcal{I}_0(u_1, u_2, u_3, u_4, u_5) \right] \quad (1.37)$$

$$u_1 = (\tilde{B}_{\text{HP}}(w_1) - d_0(i)) \sqrt{\gamma_0/\mathbf{P}}, \quad u_2 = (\tilde{B}_{\text{HP}}(w_1 + 1) - d_0(i)) \sqrt{\gamma_0/\mathbf{P}}, \quad (1.38\alpha)$$

$$u_3 = (\tilde{B}_{\text{HP}}(w_2) - d_0(j)) \sqrt{\gamma_0/\mathbf{P}}, \quad u_4 = (\tilde{B}_{\text{HP}}(w_2 + 1) - d_0(j)) \sqrt{\gamma_0/\mathbf{P}}, \quad (1.38\beta)$$

$$u_5 = (B_{\text{LP},k}(\ell) - d_{\text{LP}}(i_{\text{LP}}^+)) \sqrt{\gamma_0/\mathbf{P}} - \frac{d_{\text{HP}}(i_{\text{HP}}) - d_{\text{HP}}(w_1) + d_{\text{HP}}(j_{\text{HP}}) - d_{\text{HP}}(w_2)}{2} \sqrt{\gamma_0/\mathbf{P}} \quad (1.38\gamma)$$

Η μέση πιθανότητα λάθους του επιπέδου LP, ABEP_{LP} , προκύπτει λαμβάνοντας τη μέση τιμή ως προς τις πιθανότητες λάθους των ψηφίων $k = 1, \dots, m_{\text{LP}}$ σύμφωνα με τη (1.27). όπου τα διανύσματα προτεραιότητας είναι \mathbf{p}_I και \mathbf{p}_Q , αντίστοιχα.

Για τη γενίκευση της πιθανότητας λάθους των δύο επιπέδων στην περίπτωση διαμόρφωσης \mathcal{M} -LO-HQAM, εξακολουθεί να ισχύει η έκφραση (1.15). Προσαρμόζοντας τη σχέση όταν υπερτίθενται τα επίπεδα HP και LP προκύπτει

$$\text{ABEP}_{\text{HP(LP)}} = \frac{\sum_{k=1}^{m_{\text{HP(LP)}}^I} P_{\text{HP(LP),k}}^I + \sum_{k=1}^{m_{\text{HP(LP)}}^Q} P_{\text{HP(LP),k}}^Q}{m_{\text{HP(LP)}}} \quad (1.39)$$

όπου οι πιθανότητες $P_{\text{HP(LP),k}}^I$ και $P_{\text{HP(LP),k}}^Q$ δίδονται από τη (1.37) και αντιστοιχούν στα διανύσματα προτεραιότητας \mathbf{p}_I και \mathbf{p}_Q της συμφασικής και της ορθογωνικής συνιστώσας, αντίστοιχα.

1.5.2.1 Κλειστή μορφή ολοκληρώματος \mathcal{I}_0 για διάλυο Nakagami-m

Στη (1.36), οι μεταβλητές θορύβου $z_{\text{HP}}^-, z_{\text{HP}}^+$ και z_{LP} αντιστοιχούν στα διαστήματα λήψης των συμβόλων $d_{\text{HP}}^-, d_{\text{HP}}^+$ και d_{LP} , τα οποία υπερτίθενται κατά τη μετάδοση των σημάτων $d_0^- = d_0(i)$ και $d_0^+ = d_0(j)$. Επισημαίνεται ότι, λόγω της χρονικής επικάλυψης του συμβόλου d_{LP} με τα σύμβολα d_{HP}^- και d_{HP}^+ , η μεταβλητή θορύβου z_{LP} είναι συσχετισμένη με τις z_{HP}^- και z_{HP}^+ . Ωστόσο, μέσω σύγκρισης με προσομοιώσεις Monte-Carlo, διαπιστώθηκε ότι υπάρχει ένα άνω φράγμα για το ολοκλήρωμα $\mathcal{I}_0(A_1, A_2, B_1, B_2, C)$ αν θεωρηθούν οι τρεις μεταβλητές θορύβου ανεξάρτητες μεταξύ τους. Τότε, το ολοκλήρωμα $\mathcal{I}_0(A_1, A_2, B_1, B_2, C)$ εκφράζεται

υπό συνθήκες διαλείψεων μέσω της σχέσης

$$\begin{aligned} \mathcal{I}_0(A_1, A_2, B_1, B_2, C) &= \frac{1}{8} \int_0^\infty [\operatorname{erfc}(A_1\sqrt{\gamma}) - \operatorname{erfc}(A_2\sqrt{\gamma})] \\ &\times [\operatorname{erfc}(B_1\sqrt{\gamma}) - \operatorname{erfc}(B_2\sqrt{\gamma})] \operatorname{erfc}(C\sqrt{\gamma}) f_\Gamma(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (1.40)$$

Η τιμή του $\mathcal{I}_0(A_1, A_2, B_1, B_2, C)$ μπορεί να υπολογισθεί με ικανοποιητική προσέγγιση εφαρμόζοντας αριθμητική ολοκλήρωση Gauss. Για την ειδική περίπτωση διαλείψεων Nakagami- m , όπου m ακέραιος, το ολοκλήρωμα $\mathcal{I}_0(A_1, A_2, B_1, B_2, C)$ προκύπτει σε κλειστή μορφή

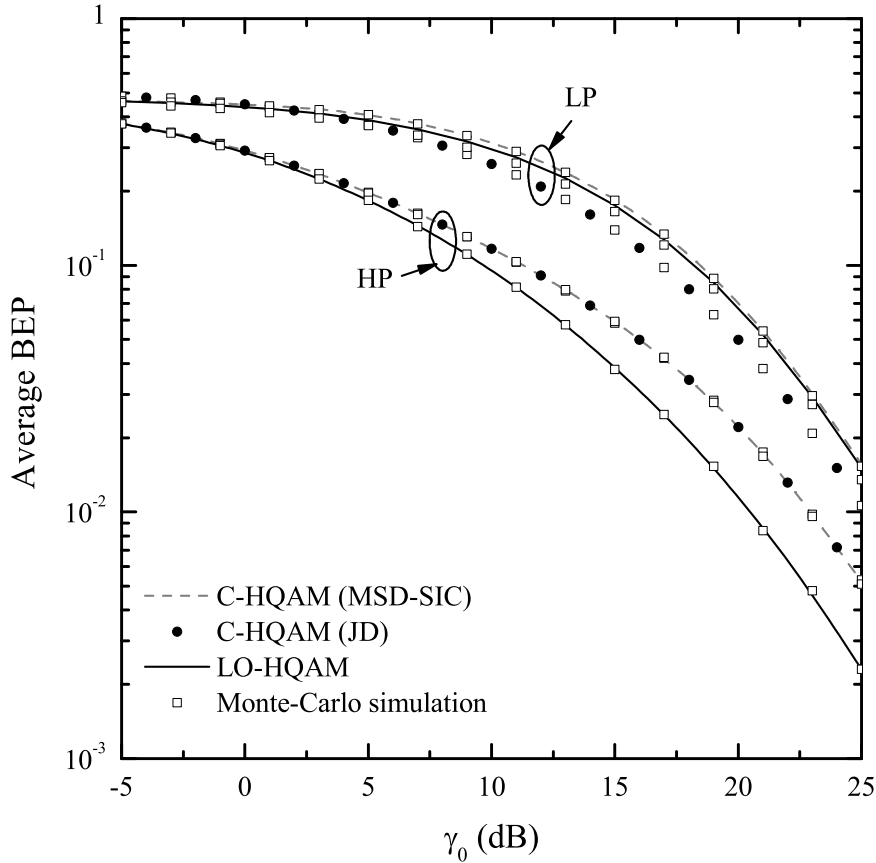
$$\mathcal{I}_0(A_1, A_2, B_1, B_2, C) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 (-1)^{i+j} \mathcal{J}(A_i, B_j, C, m) \quad (1.41)$$

όπου, χρησιμοποιώντας την εξίσωση [42, Eq. (2.8.19.11)]

$$\begin{aligned} \mathcal{J}(a_1, a_2, a_3, m) &= (-1)^{m-1} \frac{2m^m}{\Gamma(m)} \frac{\partial^{m-1}}{\partial p^{m-1}} \frac{a_1}{p\pi\sqrt{a_1^2+p}} \\ &\arctan \left[\frac{a_2 a_3}{\sqrt{(\sum_{i=1}^3 a_i^2 + p)(a_1^2 + p)}} \right] \Bigg|_{p=m} \end{aligned} \quad (1.42)$$

1.5.3 Επίδοση του Σχήματος LO-HQAM

Θεωρώντας διάυλο διαλείψεων Nakagami- m με παράμετρο $m = 2$, η μέση πιθανότητα λάθους μιας διαμόρφωσης 64-HQAM με διανύσματα προτεραιότητας $\mathbf{p}_I = [5, 2, 1]$ και $\mathbf{p}_Q = [4.5, 2.7, 1]$ απεικονίζεται στο Σχήμα 1.10. Το προτεινόμενο σχήμα LO-HQAM συγκρίνεται με τα σχήματα διαμόρφωσης HQAM που δεν χρησιμοποιούν χρονική ολίσθηση - αναφέρονται ως συμβατικά σχήματα διαμόρφωσης HQAM (C-HQAM) - όταν ο δέκτης υλοποιεί JD ή MLD-SIC. Όπως αναμένεται από την (1.32), το προτεινόμενο σχήμα παρουσιάζει καλύτερη επίδοση πιθανότητας λάθους για το επίπεδο HP σε σύγκριση με τα συμβατικά σχήματα. Αυτό συμβαίνει λόγω της μικρότερης διασυμβολικής παρεμβολής που υφίσταται το επίπεδο HP από τα υπερτιθέμενα σύμβολα του επιπέδου LP. Επιπλέον, η επίδοση του επιπέδου HP για το συμβατικό σχήμα είναι ανεξάρτητη από τη μέθοδο ανίχνευσης που υλοποιείται. Όσον αφορά το επίπεδο LP, η καλύτερη επίδοση του προτεινόμενου σχήματος ως προς το επίπεδο HP οδηγεί σε μικρότερη διασυμβολική παρεμβολή που αντιλαμβάνεται το σχήμα LO-HQAM στην είσοδο του SDS. Για το λόγο αυτό, το προτεινόμενο σχήμα έχει ελαφρώς καλύτερη επίδοση από το συμβατικό σχήμα που υλοποιεί MLD-SIC ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους του επιπέδου LP. Το συμβατικό σχήμα που υλοποιεί JD εμφανίζει καλύτερη επίδοση ως προς το επίπεδο LP λόγω της συνδυαστικής κωδικοποίησης Gray των δύο επιπέδων. Επιπλέον, η συμφωνία των αριθμητικών αποτελεσμάτων με τις προσομοιώσεις Monte-Carlo επιβεβαιώνει την ορθότητα των σχέσεων που προέκυψαν από την προηγηθείσα



Σχήμα 1.10: ABEP διαμόρφωσης 64-HQAM τόσο για το συμβατικό σχήμα όσο και για το προτεινόμενο σχήμα με χρονική ολίσθηση επιπέδων υπό διαλείψεις Nakagami-m ($m=2$). Τα στοιχεία του διανύσματος προτεραιότητας επιλέγονται ως $\mathbf{p}_I = [5, 2, 1]$, $\mathbf{p}_Q = [4.5, 2.7, 1]$. Τα αντίστοιχα ψηφία που αποδίδονται στα δύο επίπεδα είναι $m_{HP}^I = 2$, $m_{HP}^Q = 1$, $m_{LP}^I = 1$, $m_{LP}^Q = 2$, οπότε $m_{HP} = m_{LP} = 3$.

θεωρητική ανάλυση. Συμπερασματικά, η χρονική ολίσθηση των ροών πληροφορίας των δύο επιπέδων προτεραιότητας προσφέρει αποτελεσματική επιλογή όταν απαιτείται βελτίωση της επίδοσης του επιπέδου HP λόγω αυστηρών προδιαγραφών ποιότητας υπηρεσίας QoS.

1.6 Μεγιστοποίηση Μέσης Φασματικής Απόδοσης Συστήματος Ευρυεκπομπής

Όπως αναφέρθηκε στο εδάφιο 1.3, τα τελευταία χρόνια έχει διαμορφωθεί εκτενής βιβλιογραφία στο αντικείμενο της επίδοσης των συστημάτων ευρυεκπομπής ως προς τη χωρητικότητα ή το ρυθμό μετάδοσης που επιτυγχάνεται κατά την εφαρμογή ιεραρχικής διαμόρφωσης από το BS. Στη διδακτορική διατριβή μελετάται η διαμόρφωση HQAM στο πλαίσιο της μεγιστοποίησης της συνολικής φασματικής απόδοσης (aggregate Spectral Efficiency, \overline{SE}) σε συστήματα ευρυεκπομπής, όταν τα δύο υπερτιθέμενα επίπεδα προτεραιότητας, HP και LP, χαρακτηρίζονται από διαφορετικές προδιαγραφές QoS ως προς την πιθανότητα διακοπής και το ρυθμό μετάδοσης [43]. Η συνολική φασματική απόδοση εκφράζεται μέσω κλειστών μορφών ή αριθμητικών παραστάσεων καθιστώντας εφικτό τον υπολογισμό της, για περιβάλλ-

λονται διαλείψεων Rayleigh, Nakagami και Rice. Στο υπό εξέταση σύστημα ευρυεκπομπής θεωρείται ότι τα τερματικά είναι ομοιόμορφα κατανεμημένα ως προς την απόστασή τους από το σταθμό βάσης και διαθέτουν αποδιαμορφωτή μεγίστης πιθανοφάνειας MLD που χρησιμοποιεί είτε συνδυαστική αποδιαμόρφωση JD είτε διαδοχική ακύρωση παρεμβολής SIC.

1.6.1 Περιγραφή του υπό εξέταση Συστήματος Ευρυεκπομπής

Θεωρείται ένα σύστημα ευρυεκπομπής, εντός της περιοχής κάλυψης του οποίου οι χρήστες είναι κατανεμημένοι ομοιόμορφα ως προς την απόστασή τους $r \leq R$ από το BS, όπου R η ακτίνα κάλυψης (εξωτερική ακτίνα στο Σχήμα 1.3). Θεωρώντας ότι το σήμα ευρυεκπομπής υφίσταται αργές διαλείψεις μικρής κλίμακας που ακολουθούν τις κατανομές Nakagami- m ή Rice, ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος λήψης εξαρτάται αποκλειστικά από την απόσταση r από το BS, με αποτέλεσμα να δίδεται από τη σχέση

$$\gamma_0(r) = \gamma_R (R/r)^n, \quad r \leq R \quad (1.43)$$

όπου n ο εκθέτης απωλειών και $\gamma_R = \gamma_0(R)$ ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος στο όριο της περιοχής κάλυψης. Σημειώνεται ότι ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος λήψης δεν αντιστοιχεί στη στιγμιαία αλλά στη μέση ισχύ λήψης του τερματικού, με αποτέλεσμα να μην επηρεάζεται από τις αυξομειώσεις του σήματος λόγω διαλείψεων.

Ας θεωρηθεί ότι ο BS υποστηρίζει δύο υπηρεσίες, μια υψηλής προτεραιότητας S_{HP} και μία χαμηλής προτεραιότητας S_{LP} . Χαρακτηριστικό παράδειγμα ταυτόχρονης μετάδοσης δύο υπηρεσιών αποτελεί η μετάδοση της φωνής ενός video (υπηρεσία HP) και των αντίστοιχων δεδομένων της εικόνας του video (υπηρεσία LP) [22]. Οι χρήστες που χαρακτηρίζονται από υψηλό μέσο σηματοθορυβικό λόγο λήψης είναι σε θέση να λάβουν επιτυχώς και τις δύο υπηρεσίες, ενώ οι υπόλοιποι μόνο την υπηρεσία S_{HP} . Προκειμένου να επιτευχθεί UEP για τις δύο υπηρεσίες, εφαρμόζεται ιεραρχική διαμόρφωση \mathcal{M} -HQAM, όπου, για κάθε σύμβολο που εκπέμπεται υπερτίθενται m_{HP} ψηφία από την υπηρεσία S_{HP} και m_{LP} από την υπηρεσία S_{LP} . Συνεπώς, κάθε σύμβολο αποτελείται από $m = m_{HP} + m_{LP}$ ψηφία και η τάξη της διαμόρφωσης προκύπτει $\mathcal{M} = 2^m$. Επιπλέον, συμβολίζεται με $R_{LP} \leq R$ η μέγιστη απόσταση στην οποία οι χρήστες λαμβάνουν επιτυχώς το σύνολο της μεταδιδόμενης πληροφορίας, που περιλαμβάνει και τα δύο υπερτιθέμενα επίπεδα προτεραιότητας (εσωτερική ακτίνα στο Σχήμα 1.3). Η μέγιστη απόσταση όπου η χρήστες λαμβάνουν επιτυχώς την υπηρεσία S_{HP} ισούται με την ακτίνα κάλυψης $R_{HP} = R$. Δεδομένου ότι οι χρήστες θεωρούνται ομοιόμορφα κατανεμημένοι ως προς την απόστασή τους r από το BS, η PDF της r δίδεται μέσω της σχέσης

$$f_R(r) = \frac{1}{R} H(1 - r/R) \quad (1.44)$$

ενώ η αντίστοιχη CDF εκφράζεται ως

$$F_R(r) = \frac{r}{R}, \quad r \leq R. \quad (1.45)$$

Επομένως, λαμβάνοντας υπόψη και τη (1.43), η PDF της γ_0 προκύπτει εφαρμόζοντας αλλαγή μεταβλητών υπό τη μορφή

$$f_{\Gamma_0}(\gamma_0) = \frac{\gamma_R^{1/n}}{n} \gamma_0^{-(n+1)/n}, \quad \gamma_0 \geq \gamma_R \quad (1.46)$$

Σημειώνεται ότι για ένα χρήστη που βρίσκεται εντός της περιοχής επιτυχούς λήψης της υπηρεσίας S_{LP} με απόσταση από το BS ίση με $r \leq R_{LP}$, ισχύει ότι $\gamma(r) \geq \gamma(R_{LP})$.

1.6.2 Προσδιορισμός της μέσης φασματικής απόδοσης για διάφορους διαύλους διαλείψεων

Η φασματική απόδοση κάθε επιπέδου, HP ή LP, προκύπτει από τη μέση τιμή ως προς τη φασματική απόδοση των χρηστών που εντοπίζονται στην περιοχή επιτυχούς λήψης της αντίστοιχης υπηρεσίας. Επομένως, η συνολική φασματική απόδοση \overline{SE} σε ψηφία/Hz/χρήστη προκύπτει από τη σχέση

$$\begin{aligned} \overline{SE} &= \sum_{\mathfrak{J} \in \{HP, LP\}} F_R(R_{\mathfrak{J}}) \int_{\gamma(R_{\mathfrak{J}})}^{\gamma_{BS}} m_{\mathfrak{J}} (1 - ABEP_{\mathfrak{J}}(x)) f_{\Gamma_0}(x) dx \\ &= \frac{1}{R} \sum_{\mathfrak{J} \in \{HP, LP\}} m_{\mathfrak{J}} R_{\mathfrak{J}} (1 - \overline{P}_{\mathfrak{J}}(\gamma_0(R_{\mathfrak{J}}))) \end{aligned} \quad (1.47)$$

όπου γ_{BS} είναι ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος στο BS και

$$\overline{P}_{\mathfrak{J}}(\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})) = \int_{\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})}^{\gamma_{BS}} ABEP_{\mathfrak{J}}(x) f_{\Gamma_0}(x) dx \quad (1.48)$$

και η $ABEP_{\mathfrak{J}}$ δίδεται από τη (1.39).

Είναι φανερό ότι για τον προσδιορισμό της \overline{SE} υπό κλειστή μορφή αρκεί να προσδιορισθεί έκφραση κλειστής μορφής για το ολοκλήρωμα $\overline{P}_{\mathfrak{J}}(\gamma_0(R_{\mathfrak{J}}))$. Προς απλοποίηση της ανάλυσης και δεδομένου ότι ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος στο BS είναι πολύ υψηλός, το άνω όριο στη (1.47) μπορεί να τεθεί στο ∞ χωρίς να επηρεάζει την τιμή του ολοκληρώματος $\overline{P}_{\mathfrak{J}}$. Εκφράσεις κλειστής μορφής για το ολοκλήρωμα $P_{\mathfrak{J}}(\gamma_0(r_{\mathfrak{J}}))$ έχουν προσδιοριστεί για διάφορα περιβάλλοντα διαλείψεων εφαρμόζοντας συνδυαστικά τις σχέσεις (1.39) και (1.12) για τις δύο υπηρεσίες όταν ο δέκτης υλοποιεί JD, ενώ όταν ο δέκτης υλοποιεί MLD-SIC, η σχέση (1.39) συνδυάζεται με τη (1.12) για την υπηρεσία S_{HP} και τις (1.25), (1.26) για την υπηρεσία S_{LP} . Αντικαθιστώντας τη (1.13) στην (1.48), οι προαναφερθείσες εξισώσεις παρα-

τηρείται ότι ισχύουν για τον υπολογισμό του ολοκληρώματος $\bar{P}_3(\gamma_0(r_3))$ αντικαθιστώντας το \mathcal{I} με

$$\bar{\mathcal{I}} = \int_{\gamma_0(r_3)}^{\infty} \int_0^{\infty} f_{\Gamma_0}(\mathbf{x}) f_{\Gamma}(\gamma) \operatorname{erfc} \left(A \sqrt{\gamma \mathbf{x} / \mathbf{P}} \right) d\gamma d\mathbf{x} \quad (1.49)$$

Στη σχέση (1.49), η παράμετρος A εξαρτάται από τον αστερισμό της διαμόρφωσης και συναρτάται με τα διανύσματα προτεραιότητας της συμφασικής και της ορθογωνικής συνιστώσας που συμβολίζονται αντίστοιχα ως

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_I &= [p_I(1), p_I(2) \dots, p_I(\mathbf{m}^I)] \\ \mathbf{p}_Q &= [p_Q(1), p_Q(2) \dots, p_Q(\mathbf{m}^Q)] \end{aligned} \quad (1.50)$$

Η συνολική ισχύς των σημείων του αστερισμού είναι ίση με $\mathbf{P} = \sum_{k=1}^{\mathbf{m}^I} p_I^2(k) + \sum_{k=1}^{\mathbf{m}^Q} p_Q^2(k)$. Αναφορικά με τα δύο διανύσματα προτεραιότητας, τα πρώτα \mathbf{m}_{HP}^I και \mathbf{m}_{HP}^Q στοιχεία αντιστοιχούν στα ψηφία της υπηρεσίας S_{HP} , ενώ τα υπόλοιπα \mathbf{m}_{LP}^I και \mathbf{m}_{LP}^Q στοιχεία στα ψηφία της υπηρεσίας S_{LP} .

Για την έκφραση του ολοκληρώματος $\bar{\mathcal{I}}$ σε κλειστή μορφή ή υπό μορφή σειράς που συγκλίνει ταχέως, το διπλό ολοκλήρωμα (1.49) γράφεται υπό τη μορφή

$$\begin{aligned} \bar{\mathcal{I}} &= \frac{\gamma_0(\mathbf{R}_n)^{\frac{1}{n}}}{n} \int_0^{\infty} \left[d\mathbf{x} \mathbf{x}^{-\frac{n+1}{n}} H \left(\frac{\mathbf{x}}{\gamma_0(\mathbf{R}_n)} - 1 \right) \right. \\ &\quad \left. \int_0^{\infty} f_{\Gamma}(\gamma) \operatorname{erfc} \left(A \sqrt{\frac{\gamma \mathbf{x}}{\mathbf{P}}} \right) d\gamma \right] \end{aligned} \quad (1.51)$$

έχοντας χρησιμοποιήσει τη (1.46). Λαμβάνοντας υπόψη το εσωτερικό ολοκλήρωμα του $\bar{\mathcal{I}}$ της (1.51) ολοκλήρωμα $\bar{\mathcal{J}} \triangleq \int_0^{\infty} f_{\Gamma}(\gamma) \operatorname{erfc} \left(A \sqrt{\gamma \mathbf{x} / \mathbf{P}} \right) d\gamma$ με μεταβλητή ολοκλήρωσης τη γ , και εκφράζοντας τη συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος σε όρους συναρτήσεων Meijer-G ως [44, Eq. 8.4.15.2]

$$\operatorname{erfc} \left(A \sqrt{\frac{\gamma \mathbf{x}}{\mathbf{P}}} \right) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{A^2 \mathbf{x}}{\mathbf{P}} \gamma \mid_{0,1/2} \right] \quad (1.52)$$

το ολοκλήρωμα $\bar{\mathcal{I}}$ εκφράζεται κατά περίπτωση περιβάλλοντος διαλείψεων όπως αναλύεται ακολούθως και συνοψίζεται στον Πίνακα 1.1.

- *Δίαυλος AWGN*

Το διπλό ολοκλήρωμα της (1.49) εκφυλίζεται σε απλό ολοκλήρωμα ως προς τη μεταβλητή \mathbf{x} . Με τη βοήθεια της σχέσης [42, Eq. (1.5.1. 2)], το ολοκλήρωμα $\bar{\mathcal{I}}$ υπολογίζεται σε κλειστή μορφή ως

$$\bar{\mathcal{I}} = \operatorname{erfc} \left(A \sqrt{\frac{\gamma_0(\mathbf{R}_3)}{\mathbf{P}}} \right) - A \sqrt{\frac{\gamma_0(\mathbf{R}_3)}{\pi \mathbf{P}}} \operatorname{Ei} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{n}, A^2 \frac{\gamma_0(\mathbf{R}_3)}{\mathbf{P}} \right) \quad (1.53)$$

AWGN	$\bar{\mathcal{I}} = \operatorname{erfc} \left(A \sqrt{\frac{\gamma_0(\mathbf{R}_j)}{\mathbf{P}}} \right) - A \sqrt{\frac{\gamma_0(\mathbf{R}_j)}{\pi \mathbf{P}}} \operatorname{Ei} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\mathbf{n}}, A^2 \frac{\gamma_0(\mathbf{R}_j)}{\mathbf{P}} \right)$
Rayleigh	$\bar{\mathcal{I}} = 1 - \operatorname{sgn}(A) {}_2F_1 \left(\frac{1}{2}, \frac{1}{\mathbf{n}}; 1 + \frac{1}{\mathbf{n}}; -\frac{\mathbf{P}}{A^2 \gamma_0(\mathbf{R}_j)} \right)$
Nakagami	$\begin{aligned} \bar{\mathcal{I}} = 1 - \operatorname{sgn}(A) & \left\{ 1 - \left(\frac{\mathbf{mP}}{A^2 \gamma_0(\mathbf{R}_j)} \right)^{\mathbf{m}} \frac{\Gamma(\mathbf{m} + \frac{1}{2})}{\sqrt{\pi \mathbf{m}} (1 + \mathbf{m} \mathbf{n})^{\square(\mathbf{m})}} \right. \\ & \times \left[(1 + \mathbf{m} \mathbf{n}) {}_2F_1 \left(\mathbf{m}, \mathbf{m} + \frac{1}{2}; \mathbf{m} + 1; -\frac{\mathbf{mP}}{A^2 \gamma_0(\mathbf{R}_j)} \right) \right. \\ & \left. \left. + \mathbf{m} \mathbf{n} {}_2F_1 \left(\mathbf{m} + \frac{1}{2}, \mathbf{m} + \frac{1}{\mathbf{n}}; \mathbf{m} + \frac{1}{\mathbf{n}} + 1; -\frac{\mathbf{mP}}{A^2 \gamma_0(\mathbf{R}_j)} \right) \right] \right\} \end{aligned}$
Rice	$\begin{aligned} \bar{\mathcal{I}} = 1 - \operatorname{sgn}(A) & \left\{ 1 - \frac{e^{-K}}{\sqrt{\pi}} \sum_{l=0}^{\infty} \left(\frac{(1+K)\mathbf{P}}{A^2 \gamma_0(\mathbf{R}_j)} \right)^{1+l} \Gamma \left(l + \frac{3}{2} \right) \frac{K^l}{(l!)^2} \right. \\ & \left[\frac{1}{1+l} {}_2F_1 \left(l, l + \frac{3}{2}; l + 2; -\frac{(1+K)\mathbf{P}}{A^2 \gamma_0(\mathbf{R}_j)} \right) \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{1+l+\frac{1}{\mathbf{n}}} \mathbf{n} {}_2F_1 \left(l + \frac{3}{2}, 1 + l + \frac{1}{\mathbf{n}}; 2 + l + \frac{1}{\mathbf{n}}; -\frac{(1+K)\mathbf{P}}{A^2 \gamma_0(\mathbf{R}_j)} \right) \right] \right\} \end{aligned}$

Πίνακας 1.1: Αναλυτικές Εκφράσεις για το ολοκλήρωμα $\bar{\mathcal{I}}$ θεωρώντας διάφορα περιβάλλοντα διαλείψεων

- *Διάσλος Nakagami-m*

Η PDF της μεταβητής γ δίδεται από τη σχέση

$$f_{\Gamma}(\gamma) = \frac{\mathbf{m}^{\mathbf{m}}}{\Gamma(\mathbf{m})} \gamma^{\mathbf{m}-1} \exp(-\mathbf{m}\gamma) \quad (1.54)$$

Εκφράζοντας τον εκθετικό όρο $\exp(-\mathbf{m}\gamma)$ σε όρους συναρτήσεων Meijer-G [44, Eq. 8.4.3.1] ως $\exp(-\mathbf{m}\gamma) = G_{0,1}^{1,0}[\mathbf{m}\gamma | \bar{0}]$ και αξιοποιώντας την ιδιότητα ότι από το μετασχηματισμό Mellin του γινομένου δύο συναρτήσεων Meijer-G προκύπτει μια νέα συνάρτηση Meijer-G [44, Eq. 2.24.1.1], το ολοκλήρωμα $\bar{\mathcal{I}}$ γράφεται σε κλειστή μορφή ως

$$\bar{\mathcal{I}} = \frac{1}{\sqrt{\pi} \Gamma(\mathbf{m})} G_{2,2}^{2,1} \left[\frac{A^2 \mathbf{x}}{\mathbf{mP}} \middle| \begin{matrix} 1-\mathbf{m}, 1 \\ 0, 1/2 \end{matrix} \right] \quad (1.55)$$

Στη συνέχεια, εκφράζοντας τη μοναδιαία βηματική συνάρτηση σε όρους συναρτήσεων

Meijer-G μέσω της σχέσης $H\left(\frac{x}{\gamma_0(R_n)} - 1\right) = G_{1,1}^{0,1}\left[\frac{x}{\gamma_0(R_n)} \mid 1\right]$, και με τη βοήθεια των σχέσεων [44, Eq. 2.24.1.1], [44, Eq. 8.2.2.3] and [44, Eq. 8.2.2.4], το ολοκλήρωμα $\bar{\mathcal{I}}$ εκφράζεται σε κλειστή μορφή ως

$$\begin{aligned} \bar{\mathcal{I}} = & 1 - \operatorname{sgn}(A) \left\{ 1 - \left(\frac{mP}{A^2\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})} \right)^m \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{\sqrt{\pi}m(1+mn)\square(m)} \right. \\ & \times \left[(1+mn)_2F_1\left(m, m + \frac{1}{2}; m+1; -\frac{mP}{A^2\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})}\right) \right. \\ & \left. \left. + m n_2F_1\left(m + \frac{1}{2}, m + \frac{1}{n}; m + \frac{1}{n} + 1; -\frac{mP}{A^2\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})}\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (1.56)$$

- *Δίαυλος Rayleigh*

Ο διάυλος Rayleigh θεωρείται υποπερίπτωση του διαύλου Nakagami θέτοντας $m = 1$. Πλέον, θεωρώντας την ταυτότητα [44, Eq. (7.3.2.104)], η σχέση (1.56) εκφράζεται σε κλειστή μορφή ως

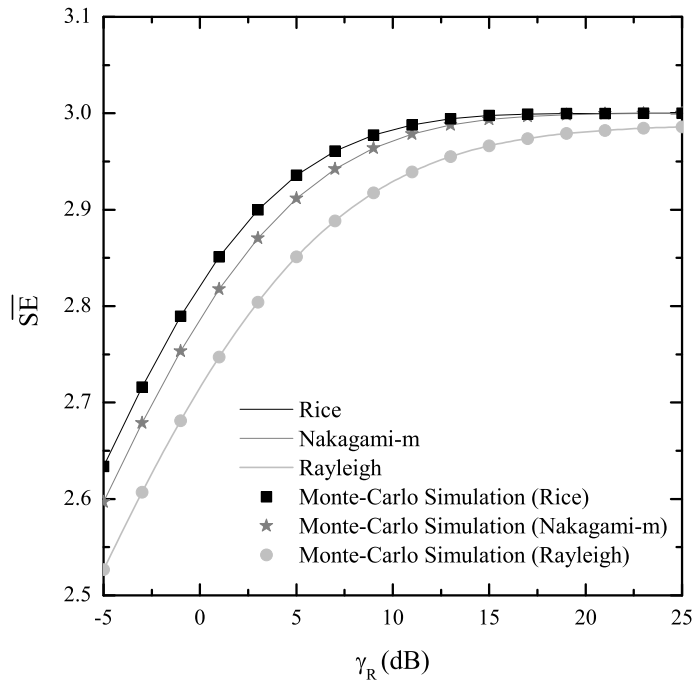
$$\bar{\mathcal{I}} = 1 - \operatorname{sgn}(A) {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{n}; 1 + \frac{1}{n}; -\frac{P}{A^2\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})}\right) \quad (1.57)$$

- *Δίαυλος Rice* Το ολοκλήρωμα $\bar{\mathcal{I}}$ στην περίπτωση διαύλου Rice εκφράζεται με τη βοήθεια της παράστασης της τροποποιημένης συνάρτησης Bessel μέσω απειροσειράς [45, Eq. (9.6.10)]. Μέσω προσέγγισης παρόμοιας με εκείνη που θεωρήθηκε για τις διαλείψεις Nakagami- m , εκφράζονται τα ολοκληρώματα που εμφανίζονται εντός της απειροσειράς ώστε να προκύψει η έκφραση του ολοκληρώματος $\bar{\mathcal{I}}$ μέσω της σχέσης

$$\begin{aligned} \bar{\mathcal{I}} = & 1 - \operatorname{sgn}(A) \left\{ 1 - \frac{e^{-K}}{\sqrt{\pi}} \sum_{l=0}^{\infty} \left(\frac{(1+K)P}{A^2\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})} \right)^{1+l} \Gamma\left(l + \frac{3}{2}\right) \frac{K^l}{(l!)^2} \right. \\ & \left[\frac{1}{1+l} {}_2F_1\left(l, l + \frac{3}{2}; l+2; -\frac{(1+K)P}{A^2\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})}\right) \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{1+l+\frac{1}{n}} n_2F_1\left(l + \frac{3}{2}, 1+l+\frac{1}{n}; 2+l+\frac{1}{n}; -\frac{(1+K)P}{A^2\gamma_0(R_{\mathfrak{J}})}\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (1.58)$$

Σημειώνεται ότι η ανωτέρω απειροσειρά επιτυγχάνει σύγκλιση λαμβάνοντας υπόψη μόνο λίγους όρους (το πολύ 50). Επομένως, ο υπολογισμός της ποσότητας $\bar{\mathcal{I}}$ είναι υπολογιστικά ταχύς.

Στο Σχήμα 1.11 απεικονίζεται η μέση φασματική απόδοση ενός συστήματος που υλοποιεί διαμόρφωση 16-HQAM υπό διαλείψεις (i) Rayleigh, (ii) Nakagami- m με παράμετρο $m = 2$ και (iii) Rice με $K = 10$, ενώ στο Σχήμα 1.12 απεικονίζεται η μέση φασματική απόδοση ενός συστήματος που υλοποιεί διαμόρφωση 64-HQAM υπό διαλείψεις (i) Nakagami με παράμετρο $m = 2$ και (ii) Rice με $K = 7$. Η συμφωνία μεταξύ των αναλυτικών αποτελε-

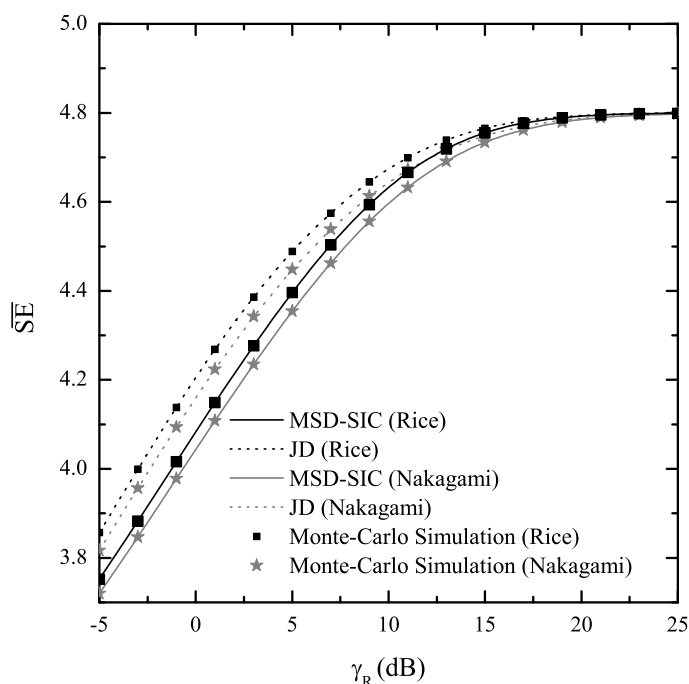


Σχήμα 1.11: \overline{SE} ως συνάρτηση του μέσου σηματοθορυβικού λόγου λήψης για αποδιαμόρφωση JD όταν εφαρμόζεται ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM με $\mathbf{p}_I = [2, 1]$, $\mathbf{p}_Q = [3, 1]$, ενώ αποδίδονται στις δύο υπηρεσίες $m_{HP} = m_{LP} = 2$ ψηφία. Το σύστημα λειτουργεί υπό διαλείψεις Rayleigh, Nakagami-m ($m = 2$) και υπό διαλείψεις Rice με παράμετρο $K = 10$. Η ακτίνα της περιοχής κάλυψης τίθεται στα $R = 1000m$, ενώ η εσωτερική ακτίνα στα $R_{LP} = 500m$.

σμάτων και των αντίστοιχων προσομοιώσεων Monte-Carlo αναδεικνύει την ορθότητα των εκφράσεων του Πίνακα 1.1. Επιπλέον, από το Σχήμα 1.12 είναι φανερό ότι η \overline{SE} προκύπτει υψηλότερη όταν ο δέκτης χρησιμοποιεί αποδιαμόρφωση JD σε σχέση με αποδιαμόρφωση SIC. Αυτό οφείλεται στην καλύτερη επίδοση ως προς την πιθανότητα λάθους της υπηρεσίας S_{LP} κατά την αποδιαμόρφωση JD καθώς, σε αυτή την περίπτωση τα ψηφία των δύο υπηρεσιών κωδικοποιούνται συνδυαστικά κατά Gray. Αντίθετα, προκειμένου να πραγματοποιηθεί η διαδικασία SIC πριν υπερτεθούν, τα ψηφία των δύο υπηρεσιών υφίστανται ανεξάρτητες αντιστοιχίσεις Gray.

1.6.3 Μεγιστοποίηση της Μέσης Φασματικής Απόδοσης

Οι λόγοι για τους οποίους προτιμάται η χρήση ιεραρχικής διαμόρφωσης είναι, αφενός, η επίτευξη διαφορετικής προστασίας έναντι λαθών κατά την ταυτόχρονη μετάδοση ροών πληροφορίας διαφορετικής προτεραιότητας και, αφετέρου, η αύξηση της χωρητικότητας ενός συστήματος ευρυεκπομπής. Η συνολική φασματική απόδοση \overline{SE} , όπως εκφράζεται από τη (1.47), αποτελεί μέγεθος το οποίο συνδυάζει τους δύο προαναφερθέντες λόγους, καθώς η αποδοτική χρησιμοποίηση του εύρους ζώνης που καταλαμβάνεται κατά τη μετάδοση μέσω του διαύλου συναρτάται με τις προδιαγραφές QoS που χαρακτηρίζουν τις δύο υπηρεσίες ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους. Συγκεκριμένα, η \overline{SE} ορίζεται ως η μέση χρησιμοποίηση



Σχήμα 1.12: \overline{SE} ως συνάρτηση του μέσου σηματοθορυβικού λόγου λήψης για αποδιαμόρφωση JD και MLD-SIC όταν εφαρμόζεται ιεραρχική διαμόρφωση 64-HQAM με $\mathbf{p}_I = [5, 2, 1]$, $\mathbf{p}_Q = [4.5, 2.7, 1]$, ενώ αποδίδονται στις δύο υπηρεσίες $m_{HP} = 2$ και $m_{LP} = 4$ ψηφία. Το σύστημα λειτουργεί υπό διαλείψεις Nakagami με παράμετρο $m = 2$ και υπό διαλείψεις Rice με παράμετρο $K = 7$. Η ακτίνα της περιοχής κάλυψης τίθεται στα $R = 1000m$, ενώ η εσωτερική ακτίνα στα $R_{LP} = 700m$.

από τα τερματικά του διαθέσιμου ρυθμού μετάδοσης που μεταδίδει ο BS, η οποία μπορεί να μεγιστοποιηθεί με κατάλληλη προσαρμογή του αστερισμού βασισμένη στην επιλογή των στοιχείων του διανύσματος προτεραιότητας. Η μεγιστοποίηση της \overline{SE} επιτυγχάνεται όταν η προσαρμογή του αστερισμού προσβλέπει στη διευκόλυνση του συνόλου των χρηστών να λάβουν επιτυχώς την υπηρεσία S_{HP} με παράλληλη αύξηση του αριθμού των χρηστών που λαμβάνουν επιτυχώς την υπηρεσία S_{LP} .

Το υπό μελέτη σενάριο στο παρόν εδάφιο σχετίζεται με τη μεγιστοποίηση της συνολικής φασματικής απόδοσης \overline{SE} θεωρώντας συγκεκριμένες προδιαγραφές QoS για την πιθανότητα διακοπής των δύο επιπέδων. Θεωρείται ότι $P_{HP}^{th} > P_{LP}^{th}$ που αντιστοιχεί σε χαλαρότερη προδιαγραφή ως προς την πιθανότητα διακοπής για το επίπεδο HP σε σύγκριση με εκείνη του επιπέδου LP. Μια τέτοια εφαρμογή θα μπορούσε να αναφέρεται στην υπέθεση της φωνής - επίπεδο HP - και της εικόνας - επίπεδο LP - ενός video. Για παράδειγμα, κατά τη διάρκεια μιας συναυλίας, τα μη ισχυρά τερματικά λαμβάνουν επιτυχώς μόνο το audio ενώ τα ισχυρά τερματικά απολαμβάνουν επιπλέον την εικόνα. Δεδομένων ότι : (i) $P_{HP}^{th} > P_{LP}^{th}$ και (ii) αποδίδεται υψηλότερη ισχύς εκπομπής στη ροή HP, η προσαρμογή του αστερισμού αποσκοπεί στη μεταφορά κλάσματος της ισχύος από τα ψηφία HP στα ψηφία LP με στόχο την αύξηση του αριθμού των χρηστών που λαμβάνουν επιτυχώς και τις δύο υπηρεσίες. Το σενάριο που υιοθετείται θεωρεί επιπλέον ότι οι δύο υπηρεσίες χαρακτηρίζονται από παρόμοιες απαιτήσεις

ως προς το ρυθμό μετάδοσης. Ως εκ τούτου, τα ψηφία που αποδίδονται σε αυτές είναι παραπλήσιου πλήθους. Συγκεκριμένα, τα ψηφία που αποδίδουν οι δύο υπηρεσίες στη συμμασική και την ορθογωνική συνιστώσα του ιεραρχικού αστερισμού \mathcal{M} -HQAM είναι $m_{\text{HP}}^I = \lceil \frac{m^I}{2} \rceil$, $m_{\text{HP}}^Q = \lceil \frac{m}{2} \rceil - m_{\text{HP}}^I$ και $m_{\text{LP}}^x = m^x - m_{\text{HP}}^x$, $x \in \{I, Q\}$. Η επίδοση του συστήματος μεγιστοποιείται ως προς $\overline{\text{SE}}$ για διάφορες τιμές του μέσου σηματοθορυβικού λόγου γ_R . Θεωρώντας την ακτίνα της περιοχής κάλυψης R σταθερή, η προς μελέτη βελτιστοποίηση εξαρτάται (i) από την τάξη της διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται και (ii) από την εσωτερική ακτίνα R_{LP} , που ορίζει την περιοχή όπου οι χρήστες λαμβάνουν και τις δύο υπηρεσίες. Καθώς η τάξη της διαμόρφωσης $M \geq 4$ είναι ακέραιος, συγκεκριμένα δύναμη του 2, η συμμετοχή του M στο πρόβλημα βελτιστοποίησης θα απαιτούσε υλοποίηση μεθόδων ακέραιου προγραμματισμού (integer programming). Για την αποφυγή της εμπλοκής της τάξης διαμόρφωσης στο πρόβλημα βελτιστοποίησης, αυτή θεωρείται εκ των προτέρων καθορισμένη ως η τάξη M ομοιόμορφης διαμόρφωσης QAM που μεγιστοποιεί τη συνολική φασματική απόδοση $\overline{\text{SE}}$, όταν οι χρήστες πραγματοποιούν αποδιαμόρφωση MLD-SIC. Το πρόβλημα βελτιστοποίησης που προσδιορίζει την εσωτερική ακτίνα και τα στοιχεία του διανύσματος προτεραιότητας είτε για αποδιαμόρφωση JD είτε για αποδιαμόρφωση MLD-SIC έχει πάντοτε λύση. Αυτό συμβαίνει λόγω της χειρότερης επίδοσης του επιπέδου LP όταν στο δέκτη εφαρμόζεται διαμόρφωση MLD-SIC σε σύγκριση με την αποδιαμόρφωση JD. Επιπλέον, το παρόν σενάριο θεωρεί ότι ένα ικανοποιητικό ποσοστό χρηστών που λαμβάνει και τις δύο υπηρεσίες ανέρχεται στο 50%. Συνεπώς, τίθεται $F_R(R_{\text{LP}}) \geq 0.5$ που αντιστοιχεί σε $R_{\text{LP}} \geq R/2$.

Συμπερασματικά, το πρόβλημα μεγιστοποίησης της συνολικής φασματικής απόδοσης $\overline{\text{SE}}$ του συστήματος διατυπώνεται ως εξής:

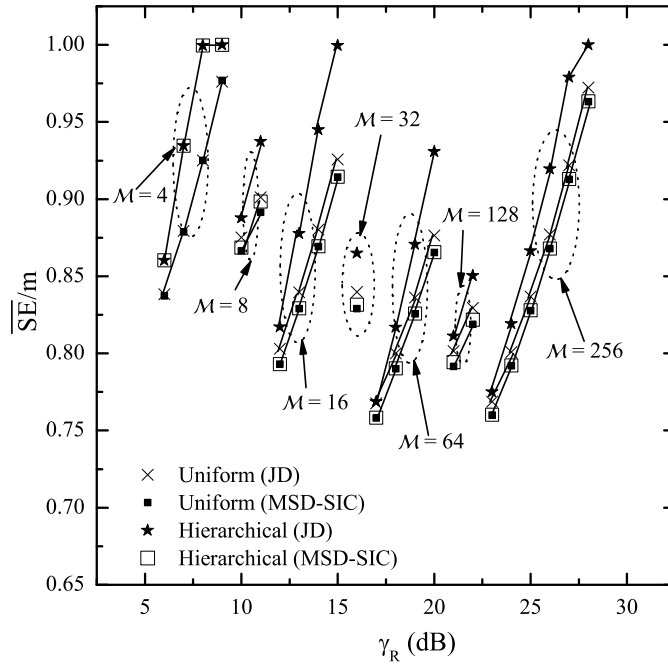
Πρόβλημα Μεγιστοποίησης

$$\overline{\text{SE}}^* = \underset{R_{\text{LP}}, p_I, p_Q}{\operatorname{argmax}} \overline{\text{SE}} \quad (1.59)$$

υπό τους Περιορισμούς

$$\begin{aligned} R/2 &\leq R_{\text{LP}} \leq R \\ p_x(m^x) &> 0, \quad x \in \{I, Q\} \\ p_x(k) &\geq \sum_{i=k+1}^{m^x} p_x(i), \quad 1 \leq k \leq m^x - 1, \quad x \in \{I, Q\} \\ P_{\text{HP}} &\leq P_{\text{HP}}^{\text{th}}, \quad P_{\text{LP}} \leq P_{\text{LP}}^{\text{th}} \end{aligned} \quad (1.60)$$

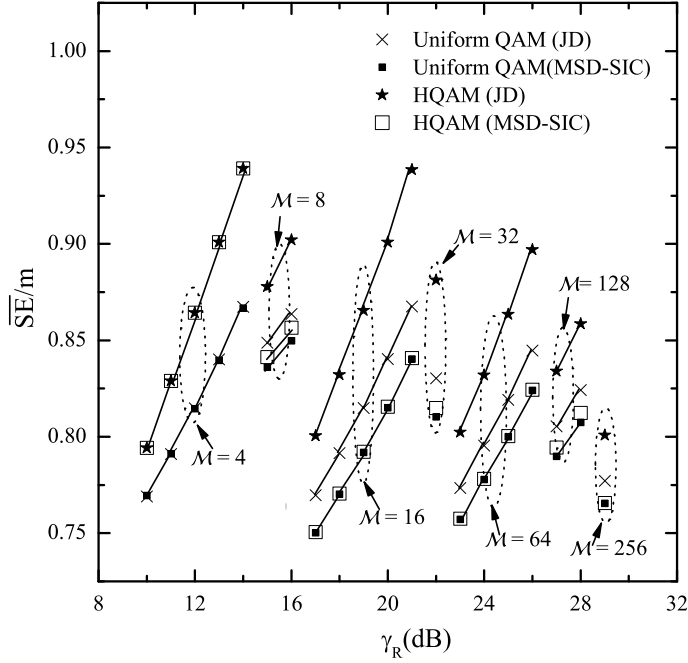
Ο περιορισμός $p_{I,Q}(k) \geq \sum_{i=k+1}^{m^{I,Q}} p_{I,Q}(i)$ αντιστοιχεί στην απόδοση περισσότερης ισχύος στο ψηφίο k τόσο της συμμασικής όσο και της ορθογωνικής συνιστώσας από την ισχύ που αποδίδεται αθροιστικά στα $k - 1$ λιγότερο σημαντικά ψηφία. Αυτός ο περιορισμός είναι



Σχήμα 1.13: Μέγιστη \overline{SE} κανονικοποιημένη ως προς m ως συνάρτηση του γ_R όταν οι χρήστες εφαρμόζουν αποδιαμόρφωση JD ή MLD-SIC. Το σύστημα λειτουργεί σε περιβάλλον AWGN. Τα όρια ανίχνευσης τίθενται σε $P_{HP}^{th} = 10^{-2}$ και $P_{LP}^{th} = 10^{-4}$ and $R = 1000m$.

απαραίτητος για τη διασφάλιση της ορθής τοποθέτησης των σημείων στον αστερισμό προκειμένου να αποκομισθούν τα οφέλη που προκύπτουν από την κωδικοποίηση Gray. Όπως προκύπτει από τη σχέση (1.39) και τη μορφή του ολοκληρώματος $\mathcal{I}(A)$ της (1.13) για διάφορους τύπους διαύλων, οι πιθανότητες P_{HP} και P_{LP} που εμφανίζονται στους περιορισμούς (1.60) εκφράζονται ως σταθμισμένοι γραμμικοί συνδυασμοί στατιστικών μέσων συμπληρωματικών συναρτήσεων σφάλματος. Στη γενική περίπτωση, δεν είναι δυνατό να διασφαλισθεί η κυρτότητα (convexity) τέτοιων γραμμικών συνδυασμών [46]. Για το λόγο αυτό, εφαρμόζεται αλγόριθμος ολικής βελτιστοποίησης (global optimization) [47], ο οποίος υλοποιεί μέθοδο διασκορπισμένης αναζήτησης (scatter search) μετά από τον προσδιορισμό ενός συνόλου σημείων δοκιμής (trial points) σύμφωνα με τον αλγόριθμο που προτάθηκε στο [48]. Ο ανωτέρω αλγόριθμος είναι ενσωματωμένος στην εργαλειοθήκη ολικής βελτιστοποίησης (global optimization toolbox) του προγράμματος Matlab.

Η μέγιστη συνολική φασματική απόδοση \overline{SE} απεικονίζεται ως συνάρτηση του μέσου σηματοθορυβικού λόγου λήψης γ_R στα Σχήματα 1.13 και 1.14 σε περιβάλλον AWGN και υπό συνθήκες διαλείψεων Nakagami με παράμετρο $m = 2$, αντίστοιχα. Τα όρια επιτυχούς λήψης των αντιστοιχών υπηρεσιών τίθενται στις τιμές $P_{HP}^{th} = 10^{-2}$ και $P_{LP}^{th} = 10^{-4}$, ενώ η ακτίνα της περιοχής κάλυψης θεωρείται σταθερή και ίση με $R = 1000m$. Ο εκθέτης απωλειών για το δίαυλο AWGN είναι $n = 2$, ενώ στην περίπτωση διαύλου διαλείψεων τίθεται $n = 3$, η οποία αποτελεί αντιπροσωπευτική τιμή του εκθέτη απωλειών τόσο για εσωτερικούς όσο



Σχήμα 1.14: Μέγιστη \overline{SE}/m κανονικοποιημένη ως προς m ως συνάρτηση του γ_R όταν οι χρήστες εφαρμόζουν αποδιαμόρφωση JD ή MLD-SIC. Το σύστημα λειτουργεί υπό διαλείψεις Nakagami με παράμετρο $m = 2$. Τα όρια ανίχνευσης είναι $P_{HP}^{th} = 10^{-2}$ και $P_{LP}^{th} = 10^{-4}$ and $R = 1000m$.

και εξωτερικούς χώρους [49]. Δεδομένου ότι τα συμπεράσματα για διάυλο Rice είναι παρόμοια με εκείνα που προκύπτουν για διάυλο Nakagami, δεν παρουσιάζονται στο σχήμα τα αποτελέσματα του προβλήματος βελτιστοποίησης για διάυλο Rice. Τέλος, στην προσπάθεια να δοθεί ευκρινέστερη απεικόνιση των αποτελεσμάτων, η συνολική φασματική απόδοση \overline{SE} κανονικοποιείται ως προς m , ενώ οι χρήστες θεωρείται ότι πραγματοποιούν αποδιαμόρφωση JD ή MLD-SIC. Το Σχήμα 1.13 φανερώνει σε περιβάλλον AWGN τη βελτίωση της επίδοσης του συστήματος ως προς \overline{SE} λόγω εφαρμογής ιεραρχικής διαμόρφωσης όταν οι χρήστες εφαρμόζουν JD. Όπως γίνεται φανερό από το Σχήμα 1.14, αυτή η βελτίωση είναι μεγαλύτερη υπό συνθήκες διαλείψεων. Αυτή η διαπίστωση οδηγεί στο θεμελιώδες συμπέρασμα της παρούσας εργασίας, ότι στην περίπτωση λειτουργίας συστήματος ευρυεκπομπής υπό συνθήκες διαλείψεων και με δεδομένη την αποδιαμόρφωση JD από τους χρήστες, η συνολική φασματική απόδοση \overline{SE} μπορεί να βελτιωθεί αισθητά με κατάλληλη επιλογή των στοιχείων του διανύσματος προτεραιότητας που χαρακτηρίζει την ιεραρχική διαμόρφωση. Από την άλλη πλευρά, όταν εφαρμόζεται αποδιαμόρφωση MLD-SIC η κατάλληλη ρύθμιση των παραμέτρων της ιεραρχικής διαμόρφωσης δεν εξασφαλίζει βελτίωση της \overline{SE} . Στην περίπτωση αυτή προτείνεται η εφαρμογή ομοιόμορφης διαμόρφωσης, η οποία αποτελεί την απλούστερη λύση.

Κεφάλαιο 2

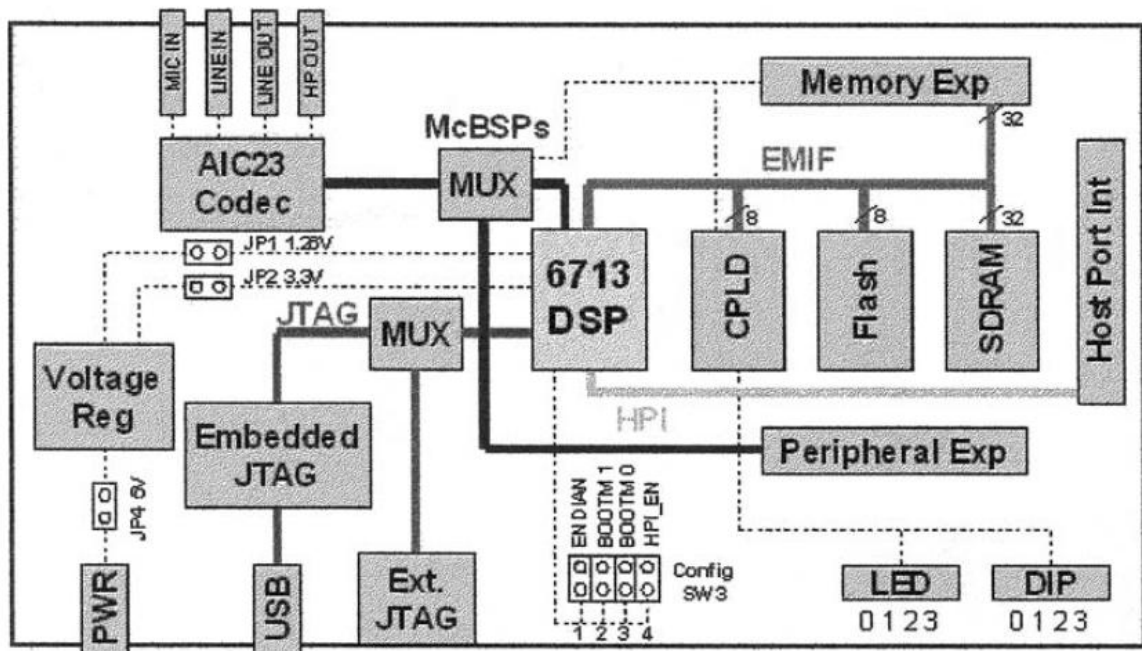
Μετάδοση σε Πραγματικό Περιβάλλον με Ψηφιακούς Επεξεργαστές Σήματος

2.1 Εισαγωγή

Η θεωρητική μελέτη της επίδοσης των ασυρμάτων συστημάτων μετάδοσης πραγματοποιείται με την υιοθέτηση του κατάλληλου μοντέλου διαλείψεων για τον αντίστοιχο τύπο διαύλου προκειμένου να διατυπωθούν εκφράσεις κλειστής μορφής, για μεγέθη όπως η μέση πιθανότητα λάθους ή η φασματική απόδοση, ή να αξιολογηθεί το σύστημα μετάδοσης μέσω προσομοιώσεων Monte Carlo. Τέτοιου είδους θεωρητικές αναλύσεις, όπως εκείνη που πραγματοποιήθηκε στο Κεφάλαιο 1 για τη μελέτη της επίδοσης της ιεραρχικής διαμόρφωσης, είναι ιδιαίτερες χρήσιμες καθώς εκτιμούν τη συμπεριφορά του αντίστοιχου συστήματος μετάδοσης πριν αναπτυχθεί και δοκιμασθεί σε πραγματικό περιβάλλον. Ωστόσο, η προαναφερθείσα πρόβλεψη ανταποκρίνεται στην ιδανική περίπτωση, όπου τόσο ο εξοπλισμός δεν εισάγει περιορισμούς στην επίδοση του συστήματος όσο και το μοντέλο διαλείψεων που υιοθετείται αντιστοιχεί πλήρως στη συμπεριφορά του πραγματικού διαύλου. Για την αξιολόγηση σε πραγματικές συνθήκες μετάδοσης των προβλεπόμενων σύμφωνα με τη θεωρητική τους ανάλυση συστημάτων, αναπτύσσονται πειραματικές πλατφόρμες (testbeds) που αναφέρονται ως εξομοιωτές (emulators). Για την υλοποίηση των εξομοιωτών χρησιμοποιούνται συνήθως ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (digital signal processors, DSP) ή συστοιχίες επιτοπίως προγραμματιζόμενων πυλών (field programmable gate arrays, FPGA), καθώς παρέχουν υψηλή ταχύτητα επεξεργασίας δεδομένων και δυνατότητα επαναπρογραμματισμού για διαφορετικές εφαρμογές. Επιπλέον, οι DSPs χαρακτηρίζονται από μικρότερο κόστος σε σύγκριση με τις FPGAs με αποτέλεσμα να ενσωματώνονται σε πληθώρα εμπορικών εφαρμογών, όπως τα κινητά τηλέφωνα, οι ψηφιακές κάμερες, τα MP3s, η HDTV και τα ραδιόφωνα. Από την άλλη πλευρά, οι FPGAs είναι καταλληλότερες για εφαρμογές πραγματικού χρόνου (real-time) λόγω της υψηλότερης συχνότητας δειγματοληψίας που υποστηρίζουν. Για να αξιολογηθεί σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας η ενδεχόμενη βελτίωση στην ποιότητα

υπηρεσίας που επιτυγχάνουν τα σχήματα ιεραρχικής διαμόρφωσης, η πλατφόρμα αξιοποιήθηκε για τη μετάδοση ψηφιακής εικόνας με εφαρμογή διαμόρφωσης 16-HQAM, με στόχο τη βελτίωση της ευκρίνειας της ανακτηθείσας από το δέκτη εικόνας.

Για την αξιολόγηση της επίδοσης συστημάτων MIMO σε πραγματικό περιβάλλον έχουν αναπτυχθεί στην πρόσφατη βιβλιογραφία πειραματικές πλατφόρμες που κατηγοριοποιούνται με βάση τον τρόπο που πραγματοποιείται η μετάδοση της πληροφορίας. Η πρώτη κατηγορία αναφέρεται στην ασύρματη σύνδεση μεταξύ των δύο άκρων που εγκαθίσταται με τη βοήθεια υποσυστήματος RF τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη για μετάδοση στη ζώνη των GHz. Ενώ η ασύρματη σύνδεση μεταξύ των δύο άκρων πραγματοποιείται με σκοπό το χαρακτηρισμό του περιβάλλοντος διάδοσης και την επαλήθευση της λειτουργικότητας της πλατφόρμας, μια δεύτερη κατηγορία εργασιών εξομοιώνει συγκεκριμένο δίαυλο παρεμβάλλοντας μια ενδιάμεση πλατφόρμα μεταξύ πομπού και δέκτη. Ο σκοπός της σχεδίασης αυτής είναι η σύγκριση της επίδοσης του συστήματος με τα αντίστοιχα θεωρητικά αποτελέσματα ως προς μεγέθη, όπως η πιθανότητα λάθους ή ο ρυθμός μετάδοσης. Συγκεκριμένα, η απόκλιση των πειραματικών από τα θεωρητικά αποτελέσματα καταδεικνύει τους περιορισμούς που θέτει ως προς την επίδοση τόσο το λογισμικό (software) όσο και το λειτουργικό (hardware) της πλατφόρμας. Αναφορικά με την κατηγορία εργασιών που εγκαθιστά ασύρματη σύνδεση μεταξύ του πομπού και του δέκτη, στην [50] αναπτύσσεται ένα σύστημα MIMO διαστάσεων 2×2 χρησιμοποιώντας FPGAs στο πλαίσιο χαρακτηρισμού διαύλων εσωτερικού χώρου σε φέρουσες συχνότητες 2.4GHz και 5.8GHz. Η πλατφόρμα MIMO διαστάσεων 4×4 της [51] λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων ISM (2.4 GHz) και χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό της χωρητικότητας κατά τη μετάδοση σε διάφορα περιβάλλοντα. Μια εκτενής μελέτη του τρόπου με τον οποίο η πόλωση, η κατευθυντικότητα και το πλήθος των κεραιών εκπομπής και λήψης επηρεάζουν τη χωρητικότητα διαύλου Rayleigh παρουσιάζεται στην [52] στη ζώνη συχνοτήτων ISM για συστήματα MIMO διαστάσεων 4×4 , 10×10 και 16×16 . Στην ίδια ζώνη συχνοτήτων και χρησιμοποιώντας FPGAs, η [53] αναπτύσσει πλατφόρμα MIMO διαστάσεων 4×4 για εφαρμογές LTE χρησιμοποιώντας το σχήμα Alamouti με διαμόρφωση 64QAM, ενώ υλοποιώντας σύστημα MIMO διαστάσεων 4×4 η [54] μελετά τη σχέση ανταλλαγής μεταξύ του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας και του κόστους εξοπλισμού. Στην [55] αναπτύσσεται πλατφόρμα DSP που υλοποιεί κώδικες STC σε σύστημα MIMO με σκοπό τη σύγκριση των πειραματικών με τα θεωρητικά αποτελέσματα ως προς το ρυθμό μετάδοσης και την πιθανότητα λάθους σε διάφορα περιβάλλοντα διαλείψεων. Επιπλέον, στην [56] μελετάται η επίδοση συστήματος MIMO διαστάσεων 2×2 χρησιμοποιώντας συνδυαστικά DSPs και FPGAs. Αναφορικά με τις πλατφόρμες που πραγματοποιούν εξομοίωση του διαύλου μεταξύ πομπού και δέκτη, η [57] χρησιμοποιεί FPGAs για την εξομοίωση διαύλου συστήματος MIMO διαστάσεων 2×2 μέσω ενδιάμεσης πλακέτας στην οποία βρίσκονται αποθηκευμένα στιγμιότυπα απόκρισης καναλιού όπως προκύπτουν από προσομοιώσεις εκάστου περιβάλλοντος διαλείψεων. Σε αντίθεση με την [57], η [58] χρησιμοποιεί DSP ως ενδιάμεση πλακέτα



Σχήμα 2.1: Διάγραμμα βαθμίδων πλακέτας DSK.

που εξομοιώνει το δίαυλο με τη βοήθεια στιγμιότυπων που προκύπτουν από στατιστική ανάλυση τυχαίων μεταβλητών Gauss και εφαρμογή του μοντέλου Kronecker. Επιπλέον, η πολυδιαδρομική μετάδοση σήματος βασικής ζώνης εξομοιώνεται στην [59] με χρησιμοποίηση FPGAs για ρυθμό μετάδοσης 30Mbps. Τέλος, η [60] προτείνει μια σταδιακή σχεδίαση εξομοιωτή FPGA στο πλαίσιο της ελαχιστοποίησης της υπολογιστικής του πολυπλοκότητας και της καταναλισκόμενης από αυτόν ενέργειας, ενώ στο πλαίσιο της υποστήριξης εφαρμογών πραγματικού χρόνου που εξομοιώνονται μέσω DSPs, οι [61] και [62] προτείνουν βελτιώσεις στο χρόνο απόκρισης σε πλατφόρμες που υλοποιούν συστήματα MIMO.

2.2 Αρχή λειτουργίας της πλατφόρμας DSK

Η πλακέτα DSK της Texas Instruments διαθέτει μικροεπεξεργαστή κινητής υποδιαστολής TMS320C6713, που ανήκει στην οικογένεια ενδεδειγμένων για αριθμητικές πράξεις μικροεπεξεργαστών TMS230C6000. Το διάγραμμα βαθμίδων μιας τέτοιας πλακέτας απεικονίζεται στο Σχήμα 2.1, όπου εκτός του μικροεπεξεργαστή και των διαφόρων τύπων μνήμης που προσπελαύνει, οι βαθμίδες JTAG με USB και το stereo codec AIC23 παρέχουν την απαραίτητη λειτουργικότητα για την επικοινωνία της πλακέτας με περιφερειακές συσκευές. Τέλος, για την τροφοδοσία της πλακέτας εφαρμόζεται εξωτερικά πηγή τάσης 5V, η τιμή της οποίας περιορίζει περίπου στα 3V τη μέγιστη τάση σήματος που μπορεί να δεχθεί ως σήμα η πλακέτα.

- *Μικροεπεξεργαστής TMS320C6713 και Μνήμες:* Ο μικροεπεξεραστής υλοποιεί την αρχιτεκτονική εντολών πολύ μεγάλου μήκους (very long instruction word, VLIW) για

την πραγματοποίηση αριθμητικών πράξεων κινητής υποδιαστολής υψηλής ακρίβειας και λειτουργεί με συχνότητα 225MHz. Για τη μετάδοση δεδομένων από και προς το πρόγραμμα, ο μικροεπεξεργαστής προσπελαύνει εσωτερική μνήμη 264KB που καταμερίζεται σε 8KB κρυφής μνήμης (cache memory) και 256KB μνήμης ταχείας προσπέλασης (flash memory). Για την αποθήκευση δεδομένων, ως εξωτερική μνήμη χρησιμοποιείται σύγχρονη δυναμική μνήμη τυχαίας προσπέλασης (synchronous dynamic random access memory, SDRAM) μεγέθους 16MB.

- *Θύρα μεταξύ DSK και υπολογιστή:* Η επικοινωνία μεταξύ του υπολογιστή και της πλακέτας πραγματοποιείται μέσω του συστήματος BIOS που διαθέτει μια βαθμίδα ελέγχου και παρακολούθησης της ροής του προγράμματος με ονομασία JTAG. Η πλακέτα διαθέτει ενσωματωμένη βαθμίδα JTAG που επικοινωνεί με τον υπολογιστή μέσω καλωδίου USB. Ωστόσο, για την υποστήριξη εφαρμογών πραγματικού χρόνου (real time data exchange, RTDX) απαιτείται σύνδεση εξωτερικής συσκευής JTAG στην αντίστοιχη βαθμίδα της πλακέτας.
- *Θύρες εισόδου-εξόδου:* Η πλακέτα DSK περιλαμβάνει 32-bit stereo codec (AIC23) που λειτουργεί στα 12MHz και οδηγεί τις θύρες εισόδου-εξόδου (line in – line out). Συγκεκριμένα, υποστηρίζει μετατροπή του σήματος τόσο από αναλογικό σε ψηφιακό (analog to digital codec, ADC) σε λειτουργία εκπομπής όσο και από ψηφιακό σε αναλογικό (digital to analog codec, DAC) σε λειτουργία λήψης με συχνότητες δειγματοληψίας 8, 16, 24, 32, 44.1, 48 ή 96KHz. Όταν χρησιμοποιείται καθαρά για ακουστικές εφαρμογές, η συχνότητα δειγματοληψίας για τις αντίστοιχες θύρες εισόδου-εξόδου (microphone - headphone) επιλέγεται υποχρεωτικά στα 44.1KHz. Η ροή δεδομένων μεταξύ του AIC23 και της διάταξης μικροεπεξεργαστής-μνήμης πραγματοποιείται μέσω του πολυπλέκτη McBSP.

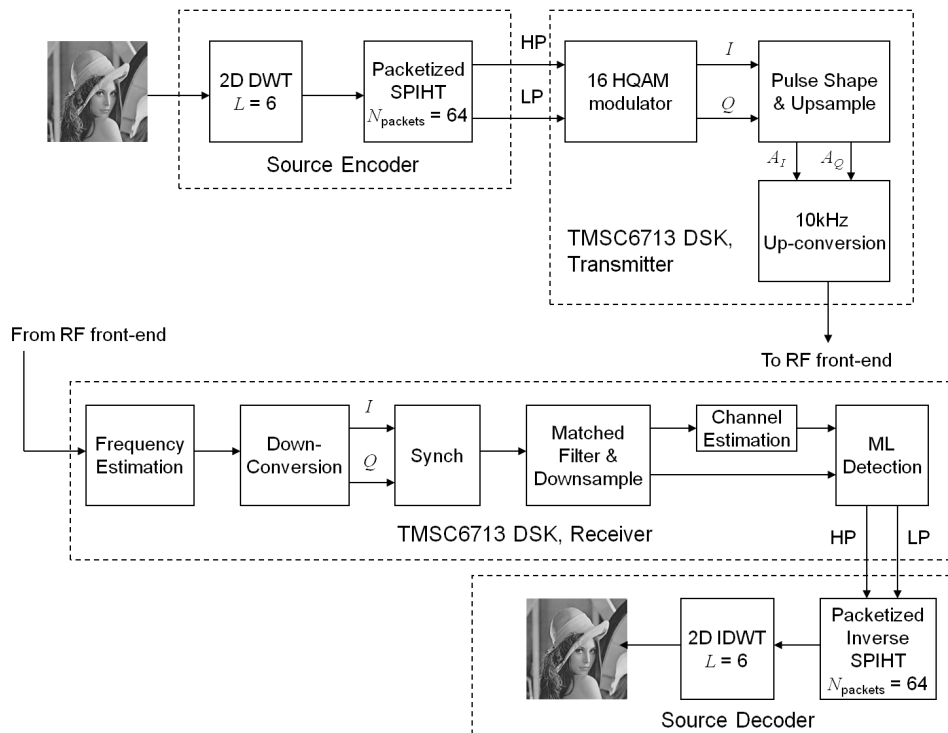
Για τον προγραμματισμό της πλακέτας DSK, η Texas Instruments παρέχει ένα ολοκληρωμένο αναπτυξιακό περιβάλλον (integrated development environment, IDE) που ονομάζεται code composer studio (CCS) και περιλαμβάνει όλα τα απαραίτητα εργαλεία υποστήριξης, όπως είναι ο μεταγλωττιστής (compiler), ο συμβολομεταφραστής (assembler), ο συνδέτης (linker) και ο αποσφαλματωτής (debugger). Συγκεκριμένα, ο πηγαίος κώδικας γράφεται είτε σε C δημιουργώντας αρχεία της κλάσης *.c, ή σε γραμμικό κώδικα assembly κλάσης *.sa. Στη συνέχεια, ένας γραμμικός βελτιστοποιητής που διαθέτει το CCS μεταγλωττίζει τον κώδικα των αρχείων μαζί με τα αρχεία κεφαλίδας (header file) κλάσης *.h σε αρχεία assembly κλάσης *.asm, πριν από έκαστο των προαναφερθέντων αρχείων προκύψει ένα αντίστοιχο αντικείμενο (object file) κλάσης *.obj σε γλώσσα μηχανής. Ο συνδέτης χρησιμοποιεί τις συναρτήσεις που περιλαμβάνονται στις βιβλιοθήκες κλάσης *.lib για την επικοινωνία του CCS με την πλακέτα, προκειμένου να πραγματοποιήσει τη σύνδεση των object files για να προκύψει το εκτελέσιμο αρχείο κλάσης *.out. Τέλος, σημειώνεται ότι για την αντιστοίχιση

των διαφόρων τμημάτων του προγράμματος (εντολών ή δεδομένων) στη μνήμη του DSK, ο linker χρησιμοποιεί ένα αρχείο εντολών (command file) κλάσης *.cmd ενώ, επιπλέον, αποφασίζει αν θα συμπεριληφθεί επιπλέονσα πληροφορία για αποσφαλμάτωση. Η πληροφορία αυτή αναφέρεται στην εισαγωγή σημείων διακοπής (breakpoints), την παρακολούθηση της μνήμης και των καταχωρητών και τη γραφική αναπαράσταση μεταβλητών.

2.3 Ασύρματη μετάδοση εικόνας εφαρμόζοντας κωδικοποίηση SPIHT με άνιση προστασία έναντι λαθών

Στο παρόν εδάφιο παρουσιάζεται η υλοποίηση κατάλληλου προγραμματισμού της πλατφόρμας DSP που διαθέτει το εργαστήριο Ασυρμάτων Επικοινωνιών ΕΚΕΦΕ “Δ”, με στόχο την ασύρματη αποστολή εικόνας στη ζώνη συχνοτήτων ISM με φέρουσα συχνότητα στα 2.4GHz. Η εικόνα που χρησιμοποιήθηκε για τη μετάδοση είναι η Lena.bmp, που αποτελεί κοινή αναφορά σε εφαρμογές επεξεργασίας σήματος ως εικόνα γκρι-κλίμακας (gray-scaled). Για την κωδικοποίηση της εικόνας υλοποιήθηκε ο αλγόριθμος SPIHT (Set Partitioning in Hierarchical Trees) προκειμένου να διαχωρισθεί η ροή ψηφίων πληροφορίας σε δύο επίπεδα προτεραιότητας. Στη συνέχεια, οι ροές πληροφορίας των δύο επιπέδων διαμορφώθηκαν κατά 16-HQAM προκειμένου να αποδοθεί περισσότερη ισχύς εκπομπής στο επίπεδο HP. Τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη χρησιμοποιήθηκαν πλακέτες DSK (Digital Starter Kits) της εταιρείας Texas Instruments, έκαστη των οποίων διαθέτει μικροεπεξεργαστή TMS320C6713 κινητής υποδιαστολής (floating point). Η επίδοση του συστήματος μελετάται για διάφορες τιμές φέροντος προς θόρυβο (carrier to noise, C/N) τόσο ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους των δύο επιπέδων όσο και ως προς το μέγιστο σηματοθορυβικό λόγο (peak signal to noise ratio, PSNR) που αφορά την απόκλιση των τιμών των εικονοστοιχείων κατά την απεικόνιση στο δέκτη σε σύγκριση με την πρότυπη, ασυμπίεστη εικόνα. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν υπό διάφορες συνθήκες διάδοσης και για διάφορες τιμές της παραμέτρου διαμόρφωσης που καθορίζει την αντιστοιχία ισχύος εκπομπής στα ψηφία των δύο επιπέδων. Η ασύρματη μετάδοση συμπιεσμένων εικόνων αποτελεί ένα πολύ ενδιαφέρον εγχείρημα λόγω της αλληλοεξάρτησης των ψηφίων της ροής πληροφορίας. Συνεπώς, ακόμη και ελάχιστο πλήθος σφαλμάτων ενδέχεται να επιφέρει απώλεια συγχρονισμού της ροής, καθώς η εσφαλμένη ανίχνευση ενός ψηφίου είναι ενδεχόμενο να προκαλέσει την αφαίρεση της δυνατότητας ανάκτησης των υπολοίπων ψηφίων της ροής που ακολουθούν. Ως κατάλληλοι για την αντιμετώπιση των διαλείψεων του διαύλου και του περιορισμένου εύρους ζώνης μετάδοσης προτείνονται κωδικοποιητές εικόνας που ενσωματώνουν μετασχηματισμό Wavelet. Διάφοροι αλγόριθμοι βασισμένοι στο μετασχηματισμό Wavelet έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία με στόχο τη συμπίεση εικόνας, επιτυγχάνοντας τόσο υψηλή συμπίεση χωρίς απώλεια σημαντικής πληροφορίας με επιτυχή ανάκτηση της εικόνας υπό χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης

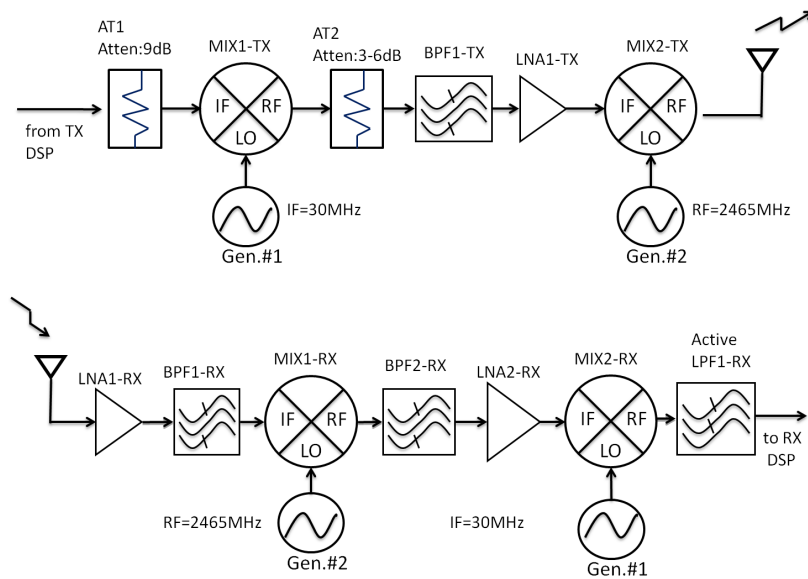
όσο και συμπίεση με διατήρηση συνεχούς τόνου (continuous-tone) της εικόνας. Αντιπροσωπευτικά παραδείγματα τέτοιων αλγορίθμων περιλαμβάνονται στις εργασίες [63–67]. Μία από τις πλέον διαδεδομένες τεχνικές συμπίεσης εικόνας που βασίζεται στο μετασχηματισμό Wavelet είναι ο αλγόριθμος SPIHT [63], λόγω της υψηλής αποδοτικότητας που τον χαρακτηρίζει ως προς το PSNR λήψης για μεγάλο εύρος από διαφορετικά είδη εικόνας. Από την άλλη πλευρά, το γενικότερο πρόβλημα των τεχνικών συμπίεσης που αφορά τη χαμηλή ανεκτικότητα σε λάθη χαρακτηρίζει και την ανάκτηση της εικόνας με εφαρμογή του αλγορίθμου SPIHT. Έτσι, η εσφαλμένη ανίχνευση ακόμη και ενός ψηφίου ενδέχεται να οδηγήσει σε απώλεια συγχρονισμού μεταξύ πομπού και δέκτη με αποτέλεσμα την παραμόρφωση της εικόνας. Για την αντιμετώπιση του προαναφερθέντος φαινομένου κατά την ασύρματη μετάδοση εικόνας, έχει προταθεί μια τροποποιημένη εκδοχή του αλγορίθμου SPIHT, Packetized SPIHT, όπου τα εικονοστοιχεία της εικόνας, αφού υποστούν μετασχηματισμό Wavelet, ομαδοποιούνται σε πακέτα πληροφορίας και συμπιέζονται ανεξάρτητα μεταξύ τους. Πλέον, η εσφαλμένη ανίχνευση ενός ψηφίου επηρεάζει την ανάκτηση μόνο του πακέτου στο οποίο ανήκει. Στην παρούσα υλοποίηση υιοθετείται η τεχνική Packetized SPIHT όπου, επιπλέον, η πληροφορία που προκύπτει από τη συμπίεση κάθε πακέτου διαχωρίζεται σε δύο ροές προτεραιότητας. Υλοποιώντας άνιση προστασία έναντι λαθών μέσω της διαφοροποίησης των ροών των δύο επιπέδων σε ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM, παρέχεται μεγαλύτερη προστασία στα ψηφία υψηλής προτεραιότητας που εξασφαλίζουν το συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη. Η ιεραρχική διαμόρφωση HQAM [11, 35, 36, 41, 68] αποτελεί την πλέον διαδεδομένη τεχνική κωδικοποίησης υπέρθεσης όπου λαμβάνεται υπόψη ανομοιόμορφος αστερισμός κατά τη διαμόρφωση προκειμένου να αποδοθούν διαφορετικά επίπεδα προστασίας στα διάφορα ψηφία. Η διαμόρφωση HQAM έχει ήδη υιοθετηθεί από διάφορα πρότυπα, όπως είναι τα DVB-H, DVB-SH και το WiMAX (IEEE 802.16) και έχει αναδειχθεί ως τεχνική διαμόρφωσης που επιτυγχάνει ικανοποιητική απόδοση ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους και τη χωρητικότητα του συστήματος. Η μετάδοση της κωδικοποιημένης κατά SPIHT εικόνας Lena.bmp πραγματοποιείται σε ασύρματο περιβάλλον υλοποιώντας ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM. Η πλατφόρμα DSP περιλαμβάνει από ένα DSK σε πομπό και δέκτη που ενσωματώνει μικροεπεξεργαστή κινητής υποδιαστολής TMS320C6713 της Texas Instruments προκειμένου για την επεξεργασία του σήματος στη βασική ζώνη. Οι αλυσίδες εκπομπής και λήψης που υλοποιήθηκαν περιγράφονται τόσο ως προς την πλατφόρμα DSP για την επεξεργασία του σήματος στη βασική ζώνη όσο και ως προς το υποσύστημα RF. Το υποσύστημα RF του εργαστηρίου αξιοποιήθηκε για την άνω-μετατροπή της συχνότητας του σήματος στη ζώνη ISM με φέρουσα συχνότητα 2.4 GHz. Τα αποτελέσματα της παρούσας υλοποίησης αποδεικνύουν τη λειτουργικότητα του συστήματος που υλοποιήθηκε [69]. Ως προς τον πομπό, οι δυαδικές ροές HP και LP που εφαρμόζονται στην είσοδο της πλακέτας DSK του πομπού, προκύπτουν κατόπιν κωδικοποίησης της πηγής πληροφορίας (source coding), δηλαδή της εικόνας. Η κωδικοποίηση πηγής απεικονίζεται στο ομώνυμο πλαίσιο *Source Encoder*



Σχήμα 2.2: Διάγραμμα βαθμίδων επεξεργασίας στη βασική ζώνη.

που αποτελείται από την υλοποίηση του αλγορίθμου SPIHT κατόπιν εφαρμογής του μετασχηματισμού Wavelet. Οι δύο βαθμίδες της κωδικοποίησης πηγής υλοποιήθηκαν μέσω προγράμματος Visual C++. Οι ροές υψηλής προτεραιότητας HP και χαμηλής προτεραιότητας LP τροφοδοτούν την πλακέτα DSK του πομπού, όπου πραγματοποιείται επεξεργασία στη βασική ζώνη. Τα στάδια που υλοποιήθηκαν κατά τον προγραμματισμό της πλακέτας DSK απεικονίζονται στο Σχήμα 2.2 στο πλαίσιο *TMS320C6713 DSK, Transmitter*. Αρχικά αντιστοιχίζονται οι ροές των δύο επιπέδων προτεραιότητας από κοινού σε ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM. Το σήμα που προκύπτει υπερδειγματοληπτείται (upsample) με παράγοντα $\times 4$ και, στη συνέχεια, διέρχεται από φίλτρο ρίζας ανυψωμένου συνημιτόνου (root raised cosine, RRC). Η έξοδος του φίλτρου αποτελείται από μια συμφασική συνιστώσα I και μια ορθογωνική συνιστώσα Q , για τις οποίες πραγματοποιείται άνω-μετατροπή συχνότητας σε μια μικρή φέρουσα ίση με 10kHz, η οποία, λόγω της μικρής τιμής της, μπορεί να θεωρηθεί ως σήμα βασικής ζώνης. Το σήμα των 10kHz χρησιμοποιείται για να τροφοδοτήσει το υποσύστημα RF του πομπού. Στην πλευρά του δέκτη, η είσοδος στην πλακέτα DSK είναι το σήμα βασικής ζώνης 10kHz που παρέχεται από το υποσύστημα λήψης RF. Όπως φαίνεται στο πλαίσιο *TMS320C6713 DSK, Receiver*, για να ανιχνεύσει τις ροές HP και LP και να τροφοδοτήσει τον αποκωδικοποιητή πηγής που απεικονίζεται στο πλαίσιο *Source Decoder*, ο δέκτης ακολουθεί την αντίστροφη διαδικασία από τον πομπό. Ο αποκωδικοποιητής πηγής ανακτά την αρχική εικόνα.

Στο Σχήμα 2.3 παρουσιάζονται τα υποσυστήματα RF που χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό και στο δέκτη. Μέσω των υποσυστημάτων αυτών παρέχεται η απαραίτητη λειτουργικότητα



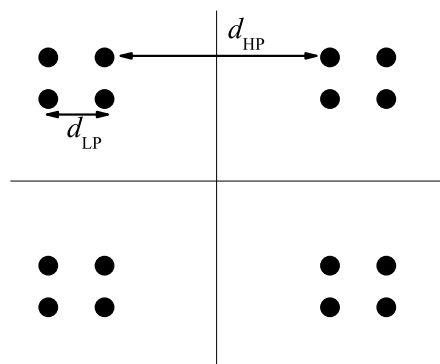
Σχήμα 2.3: Διάγραμμα βαθμίδων του υποσυστήματος RF.

για την επιτυχή μετάδοση και λήψη της εικόνας στη ζώνη ISM, συγκεκριμένα σε φέρουσα συχνότητα 2.465GHz.

2.3.1 Υλοποίηση πομπού

Στο πλαίσιο της παρούσας υλοποίησης στάλθηκε εικόνα γκρι-κλίμακας διαστάσεων 512×512 κωδικοποιημένη με εφαρμογή του αλγορίθμου Packetized SPIHT [70]. Σε σύγκριση με τον κλασικό αλγόριθμο SPIHT, ο Packetized SPIHT είναι περισσότερο ανθεκτικός σε σφάλματα που προέρχονται από το δίαυλο, λόγω του διαχωρισμού της ροής πληροφορίας σε πακέτα που κωδικοποιούνται ανεξάρτητα. Πλέον, η εσφαλμένη ανίχνευση ενός ψηφίου επηρεάζει την ανάκτηση μόνο του πακέτου στο οποίο αυτό ανήκει. Στο πλαίσιο της δημιουργίας ανεξαρτήτων πακέτων δεδομένων από τη ροή πληροφορίας, εφαρμόζεται αρχικά ένας διακριτός μετασχηματισμός Wavelet δύο διαστάσεων (2-D discrete Wavelet transform, DWT). Οι συντελεστές που προκύπτουν ως έξοδος του 2-D DWT τροφοδοτούν τον αλγόριθμο Packetized SPIHT. Συμβολίζοντας με L το επίπεδο αποσύνθεσης (decomposition level) των συντελεστών της εικόνας κατά την εφαρμογή του μετασχηματισμού Wavelet, ο αριθμός των ανεξαρτήτων πακέτων προκύπτει ίσος με $N_{\text{packets}} = 2^{2(L_{\text{max}} - L)}$. Το μέγιστο επίπεδο L με δεδομένες τις διαστάσεις της εικόνας είναι $L_{\text{max}} = \log_2(512) = 9$. Στην παρούσα υλοποίηση υιοθετείται η τιμή $L = 6$ που οδηγεί στο σχηματισμό $N_{\text{packets}} = 64$ ανεξαρτήτων μεταξύ τους πακέτων SPIHT ίδιου μεγέθους. Οι ροές HP και LP κάθε πακέτου δημιουργούνται από την εφαρμογή του κλασικού αλγορίθμου SPIHT διπλής προσπέλασης (two pass) κατόπιν επεξεργασίας των $2^{2L} = 4096$ συντελεστών Wavelet του πακέτου. Στο στάδιο της πρώτης προσπέλασης (προσπέλαση ταξινόμησης, sorting pass) καθορίζεται ο αποκαλούμενος ως *χάρτης σημαντικότητας (significance map)*, ο οποίος αποτελείται από δύο ειδών ψη-

φία, τα ψηφία σημαντικότητας (significance bits) και τα ψηφία προσήμου (sign bits). Τα ψηφία σημαντικότητας κωδικοποιούν τους συντελεστές Wavelet, των οποίων η τιμή υπερβαίνει συγκεκριμένο κατώφλιο που είναι δύναμη του 2. Τα ψηφία προσήμου κωδικοποιούν τα πρόσημα των συντελεστών Wavelet που χαρακτηρίζονται ως σημαντικοί, σύμφωνα με τα ψηφία σημαντικότητας. Στο στάδιο της δεύτερης προσπέλασης (προσπέλαση ευκρίνειας, refinement pass), τα ψηφία ευκρίνειας παρέχουν επιπλέον πληροφορία για το πλάτος των συντελεστών που καθορίστηκαν ως σημαντικοί και η τιμή των οποίων έχει στο προηγούμενο στάδιο προσπέλασης προσδιορισθεί ως δύναμη του 2. Στο πλαίσιο του διαχωρισμού της πληροφορίας κάθε πακέτου σε δύο επίπεδα προτεραιότητας, μετά την εφαρμογή του αλγορίθμου SPIHT τα κωδικοποιημένα ψηφία ταξινομούνται αρχικά σε φθίνουσα σειρά, ως εξής; Τα ψηφία σημαντικότητας διατάσσονται πρώτα, καθώς εσφαλμένη ανίχνευση έστω και ενός από αυτά ενδέχεται να επιφέρει την απώλεια του πακέτου. Στη συνέχεια διατάσσονται τα ψηφία προσήμου, καθώς η εσφαλμένη ανίχνευση κάποιου από αυτά επηρεάζει οδηγεί σε απώλεια μόνο του συγκεκριμένου συντελεστή. Στο τέλος, διατάσσονται τα ψηφία ευκρίνειας, ενδεχόμενη απώλεια των οποίων απλώς επηρεάζει την ευκρίνεια της απεικόνισης των εικονοστοιχείων στο σχηματισμό των οποίων συμμετέχουν. Ο ρυθμός συμπίεσης που υιοθετήθηκε είναι ίσος με 1, που δηλώνει ότι το μέγεθος της ροής πληροφορίας είναι ίσο με το μέγεθος της εικόνας, δηλαδή $512 \cdot 512 = 262144$. Τα ψηφία που αντιστοιχούν σε κάθε πακέτο είναι 4096, έχοντας ταξινομηθεί σε φθίνουσα σειρά σημαντικότητας, όπως περιγράφηκε προηγουμένως. Η ροή των 4096 ψηφίων διαχωρίζεται σε δύο ίσου μήκους ροές των 2048 ψηφίων, όπου τα περισσότερο σημαντικά ψηφία (most significant bits, MSB) αποδίδονται στη ροή HP ενώ τα λιγότερο σημαντικά ψηφία (least significant bits, LSB) αποδίδονται στο επίπεδο LP. Στο τέλος του αλγορίθμου Packetized SPIHT, τόσο η ροή HP όσο και η ροή LP αποτελούνται από 131072 ψηφία, τα οποία αντιστοιχούν σε 64 ανεξάρτητα κωδικοποιημένα πακέτα. Οι δύο ροές τροφοδοτούν την πλακέτα DSK εκπομπής. Επισημαίνεται ότι στο δέκτη θεωρείται γνωστή η επικεφαλίδα κάθε πακέτου, που περιλαμβάνει το πλήθος των τριών κατηγοριών ψηφίων που σχηματίζονται κατά την εφαρμογή του αλγορίθμου. Για το λόγο αυτό, η επικεφαλίδα δεν ενσωματώνεται στις ροές πληροφορίας.



Σχήμα 2.4: Αστερισμός ιεραρχικής διαμόρφωσης 16-HQAM με παράμετρο $\alpha = d_{HP}/d_{LP}$.

2.3.1.1 Διαμόρφωση

Τα ψηφία των ροών HP και LP διαμορφώνονται συνδυαστικά από ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM. Επειδή οι δύο ροές προτεραιότητας έχουν το ίδιο μήκος, από τα 4 ψηφία που διαμορφώνονται σε κάθε σύμβολο του αστερισμού, τα 2 μεγαλύτερης ισχύος αποδίδονται στο επίπεδο HP και τα υπόλοιπα 2 στο επίπεδο LP. Ο λόγος των ισχύων που αποδίδονται στα δύο επίπεδα αποδίδεται από την παράμετρο διαμόρφωσης $\alpha = d_{HP}/d_{LP}$, όπως φαίνεται από το Σχήμα 2.4, όπου d_{HP} είναι η ελάχιστη απόσταση μεταξύ σημείων που διαμορφώνουν διαφορετική ακολουθία ψηφίων HP, ενώ η αντίστοιχη απόσταση για τα ψηφία του επιπέδου LP είναι ίση με d_{LP} . Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του α τόσο βελτιώνεται η επίδοση ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους του επιπέδου HP, με αντίτιμο την επιδείνωση της επίδοσης του επιπέδου LP.

2.3.1.2 Δομή Υπερπλαίσιου

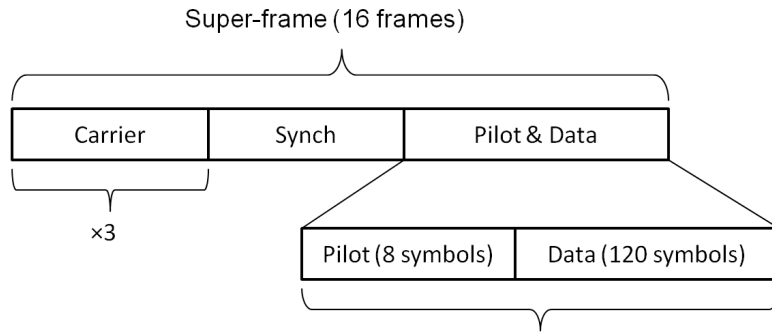
Κατά τη μετάδοση διακρίνονται τρία είδη πλαισίων, έκαστο των οποίων αποτελείται από 512 δείγματα.

- Πλαίσια φέροντος (carrier frames), που αποτελούνται από δείγματα ημιτόνου με συχνότητα 10kHz, δηλαδή ίση με τη φέρουσα συχνότητα του σήματος βασικής ζώνης. Στην πλευρά του δέκτη, το φέρον αυτό χρησιμεύει, αφενός, για την ανίχνευση την έναρξης μετάδοσης και, αφετέρου, για την εκτίμηση της συχνότητας του φέροντος.
- Πλαίσια συγχρονισμού (Synch frames), που μεταδίδουν μια γνωστή στο δέκτη ακολουθία εκπαίδευσης (training sequence) μήκους 128 ψηφίων, με στόχο το συγχρονισμό των μεταξύ πομπού και δέκτη.
- Πλαίσια δεδομένων, που περιλαμβάνουν (i) μια γνωστή στο δέκτη ακολουθία-πιλότο (pilot sequence) μήκους 8 ψηφίων για την εκτίμηση του διαύλου και (ii) τα σύμβολα δεδομένων, τα οποία ακολουθούν την ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM και αντιστοιχούν σε 120 ψηφία εκάστου των δύο επιπέδων HP και LP.

Στο Σχήμα 2.5 παρουσιάζεται η δομή των ανωτέρω πλαισίων. Κάθε υπερπλαίσιο (superframe) αποτελείται από 3 πλαίσια φέροντος, 1 πλαίσιο συγχρονισμού και 12 πλαίσια δεδομένων. Η οργάνωση των πλαισίων σε υπερπλαίσια βελτιώνει την επίδοση του συστήματος, καθώς η εκτίμηση συχνότητας και ο συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη επαναλαμβάνονται περιοδικά.

2.3.1.3 Υπερδειγματοληψία και Φίλτρο

Το σήμα τόσο των πλαισίων συγχρονισμού όσο και των πλαισίων δεδομένων υπερδειγματοληπτείται με ένα παράγοντα $\times 4$ προσθέτοντας 3 μηδενικά ανάμεσα σε κάθε δείγμα.



Σχήμα 2.5: Δομή υπερπλασίου.

Στη συνέχεια, το σήμα διέρχεται από φίλτρο RRC απόκρισης πεπερασμένου παλμού (finite impulse response, FIR) μήκους 64 δειγμάτων με συντελεστή αποκοπής (roll-off factor) ίσο με 0.22. Τόσο η διαδικασία της υπερδειγματοληψίας όσο και η εφαρμογή του φίλτρου RRC αποσκοπούν στη μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference, ISI) κατά τη μετάδοση [71]. Στην παρούσα υλοποίηση πραγματοποιείται συνδυαστική υλοποίηση των δύο διαδικασιών μέσω τετραφασικού φίλτρου. Στο πλαίσιο επεξεργασίας των δεδομένων ανά πλαίσιο, το τετραφασικό φίλτρο υλοποιεί μια μέθοδο αλληλεπικάλυψης (overlap-add) [72] της ουράς του φίλτρου του ενός πλαισίου στην αρχή της εξόδου του φίλτρου του επόμενου.

2.3.1.4 Ακολουθία Εκπαίδευσης

Ο συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη πραγματοποιείται με βάση γνωστή στο δέκτη ακολουθία εκπαίδευσης μήκους 128 ψηφίων. Ο δέκτης λαμβάνει την ετεροσυσχέτιση μεταξύ της γνωστής ακολουθίας εκπαίδευσης $t(n)$ και της ακολουθίας λήψης $t_r(n)$ καθορίζοντας τη σχετική χρονική ολίσθηση k_0 μέσω της σχέσης

$$k_0 = \underset{k}{\operatorname{argmax}} \mathbb{E}[t(n)t_r(n+k)] \quad (2.1)$$

Σημειώνεται ότι η ακολουθία εκπαίδευσης είναι λευκή, δηλαδή $\mathbb{E}[t(n)t_r(n+k)] = \delta(k)$, όπου $\delta(\cdot)$ είναι η συνάρτηση δέλτα. Αυτή η ιδιότητα συμβάλλει στην καλύτερη εκτίμηση από το δέκτη της στιγμής έναρξης της μετάδοσης. Τέλος, τα ψηφία της ακολουθίας εκπαίδευσης διαμορφώνονται κατά BPSK που είναι το πλέον εύρωστο σχήμα διαμόρφωσης.

2.3.1.5 Ακολουθία-Πιλότος

Η εκτίμηση του διαύλου αποτελεί απαραίτητη διαδικασία για την ορθή ανίχνευση των διαμορφωμένων ψηφίων. Στην παρούσα υλοποίηση εφαρμόζεται ο αλγόριθμος εκτίμησης διαύλου με τη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων (least squares, LS) για ορθογωνική ακολουθία - πιλότο που προτάθηκε στο [73]. Για το σκοπό αυτό, στην αρχή κάθε πλαισίου δεδομένων προστίθενται 8 ψηφία που διαμορφώνονται κατά BPSK.

2.3.1.6 Άνω-μετατροπή της συχνότητας του σήματος βασικής ζώνης

Επισημαίνεται ότι η έξοδος του σήματος από το φίλτρο είναι μιγαδικό σήμα μονόπλευρου εύρους ζώνης 7kHz. Ως εκ τούτου, πριν εφαρμοσθεί ως είσοδος στο υποσύστημα RF είναι απαραίτητη η μετατροπή του σε πραγματικό σήμα. Για το λόγο αυτό πραγματοποιείται άνω-μετατροπή του σήματος σε μια πολύ μικρή φέρουσα συχνότητα των 10kHz, όπως φαίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$s_{\text{TX}}(n) = \Re \left\{ s_{\text{BB}}(n) \exp \left(j2\pi \frac{f_c}{f_s} n \right) \right\} \quad (2.2)$$

όπου $s_{\text{BB}}(n) = A_I(n) + jA_Q(n)$ είναι το μιγαδικό σήμα στην έξοδο του φίλτρου με συμφασική συνιστώσα $A_I(n)$ και ορθογωνική συνιστώσα $A_Q(n)$, f_c είναι η φέρουσα συχνότητα των 10kHz και f_s είναι η συχνότητα δειγματοληψίας της πλακέτας DSK που είναι ίση με 44.1kHz. Το σήμα $s_{\text{TX}}(n)$ αποτελεί την έξοδο της πλακέτας που τροφοδοτεί το υποσύστημα RF για εκπομπή στη ζώνη συχνοτήτων ISM.

2.3.2 Υλοποίηση DSP δέκτη

Μετά την κάτω-μετατροπή συχνότητας του σήματος λήψης στη φέρουσα των 10kHz, η έξοδος του υποσυστήματος RF του δέκτη τροφοδοτεί την πλακέτα DSK του δέκτη. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2, η πρώτη βαθμίδα του DSK υλοποιεί ψηφιακό βρόχο κλειδώματος φάσης (digital phase locked loop, DPLL) λαμβάνοντας ως είσοδο τα πλαίσια φέροντος. Κατά τον τρόπο αυτό, εκτιμάται ενδεχόμενη ολίσθηση συχνότητας που έχει προκαλέσει ο διάυλος. Η εκτίμηση της φέρουσας συχνότητας χρησιμοποιείται για την κάτω-μετατροπή (down-conversion) του σήματος στη μηδενική συχνότητα. Οι συνιστώσες I και Q προκύπτουν με εφαρμογή φίλτρου RRC. Στη συνέχεια, ο δέκτης συγχρονίζεται με τον πομπό λαμβάνοντας την ετεροσυσχέτιση της ακολουθίας εκπαίδευσης λήψης με την αποθηκευμένη στη μνήμη του. Σε κάθε πλαίσιο δεδομένων, ο δέκτης εκτιμά το διάυλο χρησιμοποιώντας την ακολουθία-πιλότο ώστε στη συνέχεια να ανιχνεύσει τα σύμβολα του αστερισμού 16-HQAM υλοποιώντας αποδιαμορφωτή MLD-SIC. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται αναλυτικά οι διαδικασίες που πραγματοποιούνται στο δέκτη.

2.3.2.1 Προσδιορισμός ολίσθησης συχνότητας

Ο προσδιορισμός της ολίσθησης συχνότητας (frequency offset) που προκαλεί ο διάυλος στο σήμα εκπομπής αποτελεί σημαντική προϋπόθεση για τη λειτουργία οποιουδήποτε τηλεπικοινωνιακού συστήματος, καθώς, σε διαφορετική περίπτωση, παρατηρείται χρονικά μεταβαλλόμενη ολίσθηση φάσης του σήματος λήψης και στροφή του αστερισμού στη βασική ζώνη. Η υλοποίηση DPLL στο δέκτη αποτελεί την πλέον αποτελεσματική λύση προς αυτή την κατεύθυνση. Ο προσδιορισμός της ολίσθησης συχνότητας πραγματοποιείται λαμ-

βάνοντας ως είσοδο του DPLL τα 3 πλαίσια φέροντος, των οποίων η φέρουσα συχνότητα έχει ολισθήσει κατά τη διάδοση. Το DPLL υπολογίζει σταδιακά τη διαφορά μεταξύ της ολισθημένης φέρουσας και εκείνης των 10kHz του τοπικού ταλαντωτή του δέκτη. Στην περίπτωση όπου το μήκος δειγμάτων των πλαισίων φέροντος επαρκούν για τη σύγκλιση της διαδικασίας προσδιορισμού, η ολίσθηση συχνότητας υπολογίζεται επιτυχώς.

2.3.2.2 Κάτω-Μετατροπή συχνότητας

Κατά τη λήψη των πλαισίων συγχρονισμού και δεδομένων, η εκτίμηση της φέρουσας συχνότητας \hat{f}_c από το DPLL εφαρμόζεται στο σήμα εισόδου της πλακέτας $r_{RX}(n)$ για την κάτω-μετατροπή στη βασική ζώνη μέσω των σχέσεων

$$\begin{aligned} r_{bb}^I(n) &= r_{RX}(n) \cdot \cos(2\pi \hat{f}_c n) \\ r_{bb}^Q(n) &= r_{RX}(n) \cdot \sin(2\pi \hat{f}_c n) \end{aligned} \quad (2.3)$$

όπου $r_{bb}^I(n)$ και $r_{bb}^Q(n)$ είναι οι είσοδοι στο φίλτρο RCC για την εξαγωγή των συνιστωσών I και Q , αντίστοιχα.

2.3.2.3 Βαθυπερατό-Προσαρμοσμένο φίλτρο και Υποδειματοληψία

Μετά την κάτω-μετατροπή συχνότητας, εφαρμόζεται φίλτρο RRC-FIR το οποίο πραγματοποιεί ταυτόχρονα τριπλή διεργασία. Από τη στιγμή που επιλέγεται η απόκριση του να είναι ίδια με εκείνη του μονοφασικού φίλτρου RRC του πομπού, το φίλτρο του δέκτη λειτουργεί ταυτόχρονα τόσο ως προσαρμοσμένο φίλτρο όσο και ως βαθυπερατό φίλτρο. Η δεύτερη λειτουργία έχει ως αποτέλεσμα την αποκοπή των συνιστωσών διπλής φέρουσας συχνότητας από τα σήματα $r_{bb}^I(n)$ και $r_{bb}^Q(n)$ ώστε να εξαχθούν η συμφασική I και η ορθογωνική Q συνιστώσα του σήματος βασικής ζώνης. Μάλιστα, η απουσία μηδενικών δειγμάτων στο δέκτη δεν απαιτεί την εφαρμογή πολυφασικού φίλτρου, όπως στον πομπό. Συγκεκριμένα, από την έξοδο του φίλτρου RRC επιλέγεται κάθε τέταρτη τιμή λόγω του ίσου με 4 παράγοντα υπερδειματοληψίας που εφαρμόστηκε στον πομπό.

2.3.2.4 Συγχρονισμός

Ο συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη αποτελεί απαραίτητη προϋπόθεση για τη λειτουργία του συστήματος. Στην παρούσα πλατφόρμα ο συγχρονισμός πραγματοποιείται σε δύο φάσεις. Η πρώτη φάση υλοποιείται κατά την ενεργοποίηση του δέκτη, ο οποίος λαμβάνει την ετεροσυσχέτιση του σήματος λήψης με ένα αποθηκευμένο στη μνήμη του φέροντων 10kHz. Όταν η τιμή της ετεροσυσχέτισης υπερβεί ένα προκαθορισμένο όριο, ο δέκτης αποφαινεται για την έναρξη της μετάδοσης στο συγκεκριμένο δείγμα n_{offset} του πλαισίου λήψης. Αυτό συμβαίνει όταν ο δέκτης λάβει το πρώτο πλαίσιο φέροντος. Η δεύτερη φάση

του συγχρονισμού συμβαίνει κατά τη λήψη του ομώνυμου πλαισίου. Ο δέκτης θεωρεί την εκτίμηση n_{offset} της πρώτης φάσης ως το σημείο αφετηρίας του πλαισίου συγχρονισμού και προσδιορίζει την ετεροσυσχέτιση κάθε δείγματος n του σήματος $r_t(k)$ με την αποθηκευμένη ακολουθία εκπαίδευσης $t(k)$, σύμφωνα με τη σχέση

$$c(n) = \sum_k r_t(n+k)t(k) \quad (2.4)$$

Τελικά, ο δέκτης αποφαινεται για το δείγμα στο οποίο εκκινεί το πλαίσιο εκπομπής προσθέτοντας το δείγμα n_{offset} με το δείγμα κατά το οποίο το πλάτος της ετεροσυσχέτισης $c(n)$ μεγιστοποιείται, δηλαδή

$$n_{\text{optim}} = n_{\text{offset}} + \underset{n}{\text{argmax}} |c(n)| \quad (2.5)$$

2.3.2.5 Εκτίμηση διαύλου

Θεωρώντας διάυλο αργών μεταβολών, η μιγαδική απόκριση h του διαύλου μπορεί να ληφθεί σταθερή κατά τη διάρκεια λήψης ενός πλαισίου. Ως εκ τούτου, η εκτίμηση διαύλου πραγματοποιείται μία φορά ανά πλαίσιο και βασίζεται στην εφαρμογή του αλγορίθμου ελαχίστων τετραγώνων. Συγκεκριμένα, αν $p(n)$ η αποθηκευμένη ακολουθία-πilotος στη μνήμη του DSK του δέκτη και

$$r(n) = h \cdot p(n) + w(n), n = 1, \dots, 8 \quad (2.6)$$

η ληφθείσα ακολουθία με $w(n)$ την ακολουθία θορύβου AWGN, η κανονικοποιημένη ως προς τη μονάδα απόκριση του διαύλου προκύπτει ως το εσωτερικό γινόμενο των $r(n)$ και $p(n)$, δηλαδή

$$h \approx \frac{\sum_{n=1}^8 r(n) \cdot p(n)}{\sum_{n=1}^8 |p(n)|^2} \quad (2.7)$$

2.3.2.6 Αποδιαμόρφωση Μεγίστης Πιθανοφάνειας

Το σύμβολο λήψης s_r ανιχνεύεται μέσω αποδιαμορφωτή MLD, ο οποίος αποφασίζει με βάση τη σχέση

$$\hat{s} = \underset{s \in \mathbb{S}}{\text{argmin}} \|s - s_r\| \quad (2.8)$$

όπου \hat{s} είναι η εκτίμηση του συμβόλου και \mathbb{S} είναι το σύνολο των σημείων του αστερισμού 16-HQAM.

2.3.2.7 Αποκωδικοποίηση Πηγής

Αφού αντιστοιχισθούν τα σύμβολα λήψης στα σημεία του αστερισμού 16-HQAM, απομονώνονται οι δύο ροές HP και LP προκειμένου να χρησιμοποιηθούν ως είσοδοι στο πρό-

γραμμα Visual C++ που πραγματοποιεί τον αντίστροφο αλγόριθμο SPIHT, Packetized Inverse SPIHT (ISPIHT) για την ανάκτηση των συντελεστών Wavelet. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Wavelet (Inverse DWT, IDWT) ανακτά τα εικονοστοιχεία της αρχικής εικόνας. Εκτός της ληφθείσας εικόνας, το πρόγραμμα υπολογίζει τη μέση πιθανότητα λάθους των ροών HP και LP καθώς και το PSNR της εικόνας σε σύγκριση με την αυθεντική εικόνα *Lena.bmp*.

2.3.3 Υποσύστημα RF

Η σχεδίαση του υποσυστήματος RF είναι κατάλληλη ώστε να εγγυάται την ορθή μετάδοση και λήψη στη ζώνη συχνοτήτων ISM με φέρουσα συχνότητα τα 2.465GHz. Οι μείκτες που χρησιμοποιήθηκαν τόσο στο υποσύστημα RF του πομπού όσο και σε εκείνο του δέκτη, είναι διπλής ισοστάθμισης (double balanced) με χαμηλή απώλεια μετατροπής (low conversion loss). Ως τοπικοί ταλαντωτές, τόσο στη βαθμίδα IF όσο και στη βαθμίδα RF, χρησιμοποιούνται γεννήτριες σήματος Rodhe & Schwarz, ενώ οι τροφοδοσίες στο ενεργό φίλτρο και τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου (low noise amplifier, LNA) είναι 5V και 15V, αντίστοιχα. Στην πλευρά του πομπού, το σήμα $s_{TX}(n)$ που προκύπτει από την πλακέτα DSK εισέρχεται σε εξασθενητή με σταθερή απόσβεση 9dB. Ο εξασθενητής διασφαλίζει την προστασία του υλικού της αλυσίδας εκπομπής Tx. Επιπλέον, χρησιμεύει για την επίτευξη προσαρμογής (η χαρακτηριστική αντίσταση των γραμμών μεταφοράς είναι $Z_0 = 50\Omega$). Το εξασθενημένο σήμα χρησιμοποιείται ως είσοδος σε μείκτη για την άνω-μετατροπή της συχνότητας του στα 30MHz. Στη συνέχεια, διέρχεται από κρυσταλλικό φίλτρο στενής ζώνης 20kHz. Η διαδικασία φιλτραρίσματος αποκόπτει τις αρμονικές μεγαλύτερες τάξης και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που δημιουργούνται από το μείκτη. Μεταξύ του μείκτη και του κρυσταλλικού φίλτρου τοποθετείται εξασθενητής προκειμένου να εξαλείψει τις πιθανές ανακλάσεις που προκαλούνται από τις επόμενες βαθμίδες της αλυσίδας. Μετά από το φίλτρο, το σήμα ενισχύεται με τη βοήθεια LNA κέρδους 20dB. Τελικά, το ενισχυμένο σήμα υφίσταται άνω-μετατροπή στα 2.465GHz και εκπέμπεται από κεραία patch κάθετης πόλωσης κέρδους 6dBi. Στην πλευρά του δέκτη, το σήμα λήψης αρχικά ενισχύεται με τη βοήθεια LNA κέρδους 15dB και συντελεστή θορύβου 0.76dB. Στη συνέχεια εφαρμόζεται ζωνοπερατό φίλτρο για την εξάλειψη παρεμβολής γειτονικού διαύλου από άλλες υπηρεσίες που εκπέμπουν στην ίδια ζώνη, όπως μεταδόσεις WiFi. Επιπλέον, εξαλείφονται αρμονικές ανώτερης τάξης που προκαλούνται από το LNA. Μετά το φίλτρο, το σήμα υφίσταται κάτω-μετατροπή συχνότητας στα 30MHz μέσω κρυσταλλικού φίλτρου. Στη συνέχεια, το σήμα ενισχύεται με τη βοήθεια LNA κέρδους 18dB και υφίσταται κάτω-μετατροπή στα 10kHz. Τέλος, ένα τριπολικό ενεργό βαθυπερατό φίλτρο Butterworth εξαλείφει τις μη επιθυμητές συχνότητες του σήματος εισόδου στην πλακέτα DSK του δέκτη.

		$\alpha = 1$	$\alpha = 1$	$\alpha = 4$
Εξασθενητής	$C/N_0(\text{dB})$	25.6	13.6	13.6
	BER_{HP}	0	2.77×10^{-4}	7.69×10^{-6}
	BER_{LP}	7.69×10^{-6}	2.2×10^{-2}	2.8×10^{-2}
	$\text{PSNR}(\text{dB})$	35.19	18.2	22.58
		$\alpha = 1$	$\alpha = 1$	$\alpha = 1.75$
Κεραίες Patch	$C/N_0(\text{dB})$	32.1	19.8	19.8
	BER_{HP}	0	5.18×10^{-3}	2.85×10^{-4}
	BER_{LP}	2.31×10^{-5}	4.49×10^{-2}	5.24×10^{-2}
	$\text{PSNR}(\text{dB})$	34.54	7.76	9.67

Πίνακας 2.1: BER των ροών HP και LP και οι αντίστοιχες τιμές PSNR που προκύπτουν για τα δύο πειραματικά σενάρια

2.3.4 Πειραματικά Αποτελέσματα

Στο πλαίσιο επαλήθευσης της λειτουργίας της πειραματικής διάταξης μεταδόθηκε μία εικόνα bitmap γκρι-κλίμακας διαστάσεων 512×512 , *Lena.bmp*. Τα 131072 ψηφία πληροφορίας των ροών HP και LP ισοκατανέμονται σε $\lceil \frac{2 \times 131072}{4 \times 120} \rceil = 547$ πλαίσια δεδομένων. Όπως φαίνεται από το Σχήμα 2.5, κάθε πλαίσιο δεδομένων περιλαμβάνει 120 σύμβολα διαμορφωμένα κατά 16-HQAM. Με δεδομένη τη δομή του υπερπλαισίου, μεταδίδονται $\lceil \frac{547}{12} \rceil = 46$ υπερπλαίσια, εκ των οποίων τα πρώτα 45 είναι πλήρη ενώ το τελευταίο περιλαμβάνει μόλις 7 πλαίσια δεδομένων. Στο πλαίσιο της αξιολόγησης της πειραματικής διάταξης μελετώνται



Σχήμα 2.6: Φωτογραφία του εξοπλισμού του εργαστηρίου για το υλοποιηθέν σύστημα. Απεικονίζονται τόσο οι πλακέτες DSK όσο και τα υποσυστήματα RF πομπού και δέκτη.

δύο σενάρια: Στο πρώτο εφαρμόζεται εξασθενητής σταθερής απόσβεσης 53dB μεταξύ των υποσυστημάτων RF του πομπού και του δέκτη. Κατά τον τρόπο αυτό εξομοιώνεται περιβάλλον διάδοσης ελευθέρου χώρου (free space). Στο δεύτερο σενάριο, το σήμα των 2.465GHz εκπέμπεται από την κεραία patch του πομπού και εντός του χώρου του εργαστηρίου Ασυρμάτων Επικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ "Δ". Αντίστοιχα, λαμβάνεται από την κεραία patch του δέκτη προκειμένου να τροφοδοτήσει το υποσύστημα RF. Οι υπολογιστές (PC), οι πλακέτες DSK καθώς και τα υποσυστήματα RF του πομπού και του δέκτη που χρησιμοποιήθηκαν κατά τη διαδικασία του πειράματος απεικονίζονται στο Σχήμα 2.6. Τα πειραματικά αποτελέ-



(α) $\alpha = 1$, $PSNR = 18.2\text{dB}$, $C/N_0 = 13.6\text{dB}$ (β) $\alpha = 4$, $PSNR = 22.58\text{dB}$, $C/N_0 = 13.6\text{dB}$ (γ) $\alpha = 1$, $PSNR = 35.19\text{dB}$, $C/N_0 = 25.6\text{dB}$

Σχήμα 2.7: Ανακτηθείσα εικόνα "Lena.bmp" για διάφορες τιμές της παραμέτρου α και του λόγου C/N_0 , όταν χρησιμοποιείται εξασθενητής με σταθερή απόσβεση (53dB)



(α) $\alpha = 1$, $PSNR = 7.76\text{dB}$, $C/N_0 = 19.8\text{dB}$ (β) $\alpha = 1.75$, $PSNR = 9.67\text{dB}$, $C/N_0 = 19.8\text{dB}$ (γ) $\alpha = 1$, $PSNR = 34.54\text{dB}$, $C/N_0 = 32.1\text{dB}$

Σχήμα 2.8: Ανακτηθείσα εικόνα "Lena.bmp" για διάφορες τιμές της παραμέτρου α και του λόγου C/N_0 για ασύρματη μετάδοση σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου

σματα των δύο σεναρίων αποτυπώνονται στον Πίνακα Ι ως προς το μέσο ρυθμό σφαλμάτων (bit error rate, BER) των δύο επιπέδων προτεραιότητας, BER_{HP} και BER_{LP} , καθώς και ως προς την τιμή του PSNR της ανακτηθείσας εικόνας. Επιπλέον δίδονται οι αντίστοιχοι λόγοι φέροντος προς θόρυβο (carrier to noise ratio, C/N_0) και η παράμετρος της ιεραρχικής διαμόρφωσης α . Όπως προκύπτει από τις μετρήσεις, η ομοιόμορφη διαμόρφωση QAM ($\alpha = 1$) αδυνατεί να επιτύχει υψηλές τιμές PSNR για χαμηλούς λόγους C/N_0 , λόγω της ανεπαρκούς προστασίας της ροής HP. Από την άλλη πλευρά, σημαντική βελτίωση του BER_{HP} παρατηρείται όταν εφαρμόζεται ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM με παραμέτρους $a = 4$ και $a = 1.75$

στο πρώτο και δεύτερο σενάριο, αντίστοιχα. Η βελτίωση του BER_{HP} οδηγεί σε αύξηση της τιμής του PSNR, δηλαδή βελτιωμένη ποιότητα της ανακτηθείσας εικόνας, όπως διαπιστώνεται από τη σύγκριση του Σχήματος 2.7(α) με το Σχήμα 2.7(β) και του Σχήματος 2.8(α) με το Σχήμα 2.8(γ) για τα δύο σενάρια. Τέλος, διαπιστώνεται ότι και τα δύο σενάρια επιτυγχάνουν υψηλές τιμές PSNR για υψηλούς λόγους C/N_0 . Η σχεδόν τέλεια ανάκτηση της εικόνας και για τα δύο σενάρια, όπως διαπιστώνεται αντίστοιχα από τα Σχήματα 2.7(γ) και 2.8(γ), επαληθεύει την ορθότητα σχεδιασμού και υλοποίησης της πειραματικής διάταξης.

Κεφάλαιο 3

Χωρική Διαμόρφωση

3.1 Εισαγωγή

Τα σύγχρονα ασύρματα δίκτυα καλούνται να υποστηρίξουν υπηρεσίες με διαρκώς αυξανόμενες απαιτήσεις QoS ως προς το ρυθμό μετάδοσης και τη διαθεσιμότητα. Προς αυτή την κατεύθυνση, η ανάπτυξη συστημάτων πολλαπλών κεραιών εισόδου-εξόδου (multiple-input multiple-output, MIMO) [74] οδήγησε σε βελτιωμένη επίδοση των ασυρμάτων δικτύων τόσο ως προς τη χωρητικότητα που μπορούν να υποστηρίξουν όσο και ως προς την αξιοπιστία μιας ζεύξης. Συγκεκριμένα, τα συστήματα MIMO επιτυγχάνουν κέρδος χωρικής πολύπλευξης όταν οι πολλαπλές κεραιές εκπομπής αξιοποιούνται για ταυτόχρονη μετάδοση περισσότερων συμβόλων, με εφαρμογή τεχνικών μετάδοσης όπως η V-BLAST [75]. Μάλιστα, όταν το ασύρματο σύστημα λειτουργεί σε διάυλο πλούσιο σε σκεδαστές - διάυλος Rayleigh - η χωρητικότητα C εκφράζεται ως

$$C = \min\{N_t, N_r\} \log_2(1 + SNR) \quad (3.1)$$

όπου N_t και N_r οι κεραιές εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Εναλλακτικά, οι πολλαπλές κεραιές εκπομπής αξιοποιούνται για την επίτευξη διαφορικού κέρδους (diversity gain, DG) και κέρδους κωδικοποίησης (coding gain, CG), με εφαρμογή σχημάτων χωρικής και χρονικής γραμμικής κωδικοποίησης (space-time block coding, STBC) [76] ή χωρικής και χρονικής συνελκτικής κωδικοποίησης (space-time trellis coding, STTC) [77]. Όταν οι κώδικες είναι ορθογώνιοι, το διαφορικό κέρδος DG μεγιστοποιείται και γίνεται ίσο με το γινόμενο του αριθμού των κεραιών εκπομπής και λήψης $DG = N_t \cdot N_r$.

Επεκτείνοντας την λογική των ευφύων κεραιών, όπου η συστοιχία κεραιών εκπομπής αξιοποιείται για την προσαρμογή της κατεύθυνσης του λοβού ακτινοβολίας, τα συστήματα MIMO μπορούν να επιτύχουν κέρδος διάταξης (array gain) [78] διαμορφώνοντας τη δέσμη των λοβών ακτινοβολίας (beamforming) μέσω της απόδοσης διαφορετικών επιπέδων ισχύος εκπομπής στις N_t κεραιές. Τα οφέλη που προκύπτουν από την ενσωμάτωση πολλαπλών κε-

ραιών στα σύγχρονα ασύρματα δίκτυα οδήγησαν στην υιοθέτηση των συστημάτων MIMO από πρότυπα δικτύων επικοινωνιών 3G και 4G, όπως τα πρότυπα IEEE 802.11n (WiFi), 3GPP LTE, WiMax και HSPA+.

Η αυξητική τάση που παρατηρείται στον αριθμό των κεραιών που ενσωματώνονται στα τερματικά οδηγεί στη μελέτη συστημάτων πολυπληθών κεραιών (massive MIMO) [79], έστω και προσωρινά σε θεωρητικό επίπεδο. Η ανωτέρω εργασία επισημαίνει ότι η ενσωμάτωση πολυπληθών κεραιών από τα τερματικά επιτυγχάνει τη μείωση της ενεργειακής κατανάλωσης μέχρι και 16 φορές και την ανεξαρτητοποίηση της φασματικής απόδοσης από το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Ωστόσο, καθώς τα προαναφερθέντα συστήματα χαρακτηρίζονται από μεγάλο πλήθος κεραιών ανά τερματικό, η εφαρμογή των παραδοσιακών τεχνικών STBC ή STTC θα αύξανε απαγορευτικά την πολυπλοκότητα του συστήματος. Επιπλέον, η αυξημένη διακαναλική παρεμβολή (inter-channel interference, ICI) λόγω της ταυτόχρονης μετάδοσης μεγάλου πλήθους ροών από τις N_t κεραιές εκπομπής με εφαρμογή του σχήματος V-BLAST θα μείωνε δραστικά το κέρδος πολύπλεξης με συνακόλουθη μείωση της χωρητικότητας του συστήματος. Ένας πρόσθετος λόγος που καθιστά αναποτελεσματική την ενσωμάτωση των παραδοσιακών τεχνικών MIMO σε συστήματα πολυπληθών κεραιών αποτελεί η γραμμική αύξηση του κόστους του συστήματος RF έκαστου τερματικού με το πλήθος των κεραιών που διαθέτει, ενώ το μεγάλο πλήθος των κεραιών εκπομπής αυξάνει επιπλέον τη δυσκολία συγχρονισμού μεταξύ τους (inter-antenna synchronization, IAS).

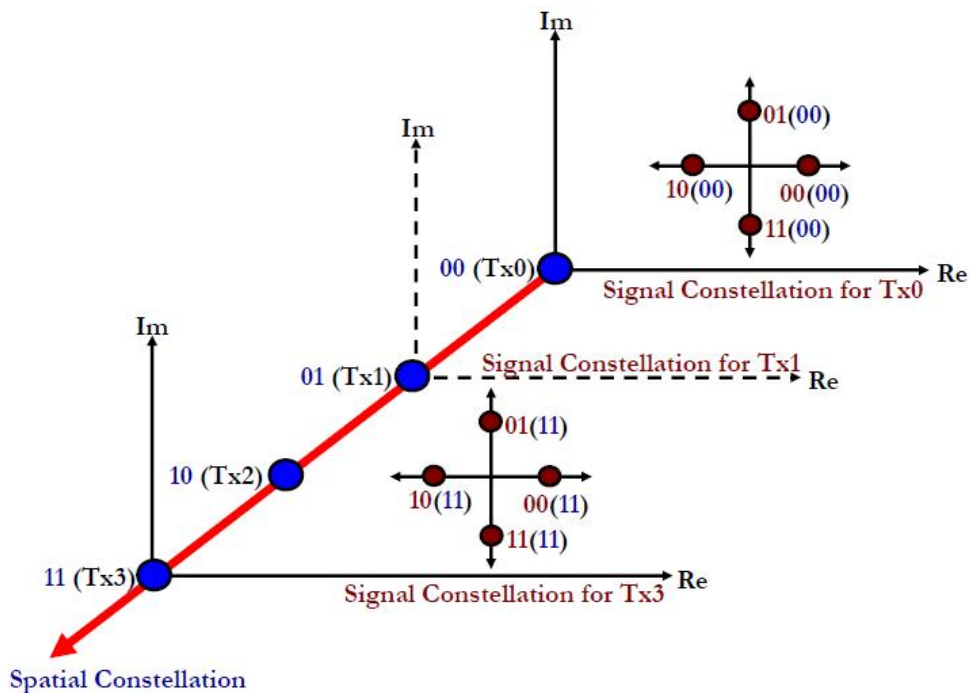
Στο πλαίσιο του περιορισμού (i) της υπολογιστικής πολυπλοκότητας των πομποδεκτών και (ii) του αριθμού των απαιτούμενων αλυσίδων RF των τερματικών σε συστήματα πολυπληθών κεραιών, έχουν προταθεί σχήματα βασισμένα σε MIMO, των οποίων η σχεδίαση βασίζεται στην ταυτόχρονη ενεργοποίηση μιάς ή, έστω, μικρού υποσυνόλου των κεραιών εκπομπής. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τεχνικής που απαιτεί μία μόνο αλυσίδα RF αποτελεί το σχήμα MIMO παρασιτικών στοιχείων [80], όπου η μοναδική ενεργή κεραία του πομπού περιστοιχίζεται από παρασιτικά στοιχεία μέσω των οποίων διαμορφώνονται κατάλληλα οι λοβοί ακτινοβολίας ώστε να υποστηρίξουν την ταυτόχρονη μετάδοση πολλαπλών ροών. Αντίστοιχα, το σχήμα MIMO με αίτημα αυτόματης επανεκπομπής (automatic repeat request, ARQ) [81] υιοθετεί ανάδραση από το δέκτη ώστε σε περίπτωση ανεπιτυχούς λήψης, ο πομπός να επαναλάβει τη μετάδοση της πληροφορίας ενεργοποιώντας διαφορετική κεραία με τυχαίο τρόπο. Το σχήμα διαμόρφωσης υποσυνόλου κεραιών (antenna subset modulation, ASM) [82] βασίζεται στη διαμόρφωση δέσμης υποσυνόλου κεραιών εκπομπής για την επίτευξη του επιθυμητού ρυθμού μετάδοσης. Προς την ίδια κατεύθυνση, προτάθηκε το σχήμα Χωρικής Διαμόρφωσης (Spatial Modulation, SM) [83, 84]. Η τεχνική SM αποτελεί σχήμα χαμηλής πολυπλοκότητας βασισμένο σε MIMO που εκμεταλλεύεται τη χωρική ανεξαρτησία των ζεύξων μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης σε περιβάλλον πλούσιο σε σκεδαστές για τη διαμόρφωση τμήματος της ροής πληροφορίας στους δείκτες (ταυτότητες) των κεραιών εκπομπής. Πλέον, τμήμα των προς μετάδοση ψηφίων ενός συμβόλου διαμορφώνεται χωρικά,

ενεργοποιώντας την αντίστοιχη κεραία εκπομπής, ενώ το υπόλοιπο τμήμα διαμορφώνεται σύμφωνα με κάποιο εκ των παραδοσιακών σχημάτων διαμόρφωσης, όπως οι διαμορφώσεις PSK ή QAM.

3.2 Αρχή Λειτουργίας της Χωρικής Διαμόρφωσης

Η ενσωμάτωση πολλαπλών κεραιών στον πομπό και στο δέκτη σε ένα σύστημα MIMO εισάγει μια νέα διάσταση στη μεταξύ τους επικοινωνία, τη χωρική διάσταση. Σε ένα σύστημα MIMO, η έννοια του *χώρου* αναφέρεται στην αξιοποίηση των $N_t \cdot N_r$ ζεύξεων μεταξύ των κεραιών των δύο άκρων προς επίτευξη διαφορεικού κέδους ή κέρδους χωρικής πολυπλεξής. Από την άλλη πλευρά, η διαμόρφωση SM χρησιμοποιεί τη χωρική διαφοροποίηση μεταξύ της ζεύξης από κάθε κεραία εκπομπής προς τις N_r κεραιές λήψης για την αντιστοίχιση διαφορετικής ακολουθίας ψηφίων σε κάθε ζεύξη. Συγκεκριμένα, η ροή πληροφορίας διαχωρίζεται σε δύο τμήματα τα οποία διαμορφώνονται ανεξάρτητα σε δύο πεδία:

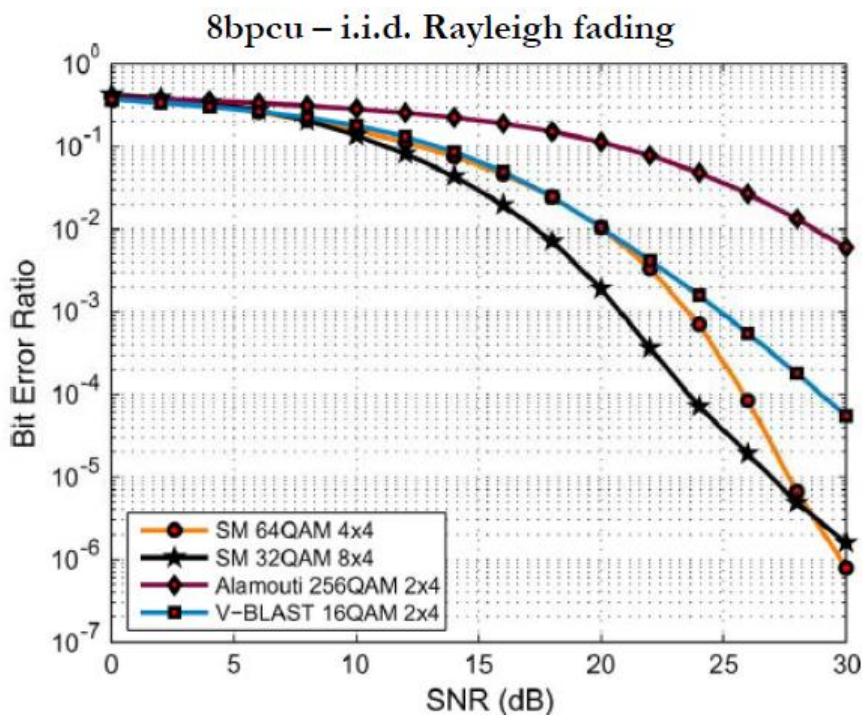
- ένα σύμβολο που επιλέγεται από τον αστερισμό παραδοσιακής διαμόρφωσης τάξης M , για παράδειγμα M -PSK ή M -QAM. Εφεξής, το σύμβολο αυτό θα αναφέρεται ότι ανήκει στο *πεδίο των σημάτων*.
- ένα σύμβολο που επιλέγεται ως στοιχείο του συνόλου που περιλαμβάνει τις N_t κεραιές εκπομπής και ονομάζεται *χωρικός αστερισμός τάξης N_t* . Στη διεθνή βιβλιογραφία η επιλογή του συμβόλου από το χωρικό αστερισμό αναφέρεται ως διαμόρφωση στους



Σχήμα 3.1: Τρισδιάστατος συνολικός αστερισμός SM για $N_t = 4$ και διαμόρφωση QPSK. Με μπλε χρώμα συμβολίζονται τα σύμβολα στο πεδίο του χώρου ενώ με καφέ τα σύμβολα στο πεδίο των σημάτων [84].

δείκτες (*indices*) των κεραιών εκπομπής. Εφεξής, το αντίστοιχο σύμβολο θα αναφέρεται ότι ανήκει στο πεδίο του χώρου.

Πλέον, ο συνολικός αστερισμός προκύπτει τρισδιάστατος, με τις δύο διαστάσεις να προέρχονται από το μιγαδικό επίπεδο του πεδίου των σημάτων και την τρίτη διάσταση να προέρχεται από το πεδίο του χώρου. Επομένως, η τάξη του συνολικού αστερισμού είναι ίση με $M \cdot N_t$ διαμορφώνοντας $\log_2(M) + \log_2(N_t)$ ψηφία ανά σύμβολο. Επειδή κατά τη διάρκεια της μετάδοσης κάθε συμβόλου του τρισδιάστατου αστερισμού ενεργοποιείται μία μόνο κεραία εκπομπής, το σύστημα χαρακτηρίζεται ως απλής-εισόδου πολλαπλών-εξόδων (single-input multiple-output, SIMO) με τις N_r κεραιές λήψης να αξιοποιούνται για την επίτευξη διαφορετικού κέρδους. Στο Σχήμα 3.1 απεικονίζεται ο τρισδιάστατος αστερισμός όταν ο πομπός διαθέτει $N_t = 4$ κεραιές εκπομπής και υλοποιεί στο πεδίο των σημάτων διαμόρφωση QPSK. Έτσι, κάθε σύμβολο του τρισδιάστατου αστερισμού αποτελείται από $\log_2(N_t) = 2$ ψηφία διαμορφωμένα στους δείκτες των κεραιών εκπομπής και 2 ψηφία διαμορφωμένα στο πεδίο των σημάτων. Όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.1, ανάλογα με το ζεύγος ψηφίων που διαμορφώνεται στο πεδίο του χώρου ενεργοποιείται διαφορετική κεραία εκπομπής. Αντίστοιχα, το σύμβολο στο πεδίο των σημάτων αντιστοιχείται στον αστερισμό QPSK. Η αποτελεσματικό-



Σχήμα 3.2: Πιθανότητα λάθους σχήματος SM σε σύγκριση με σχήματα MIMO Alamouti και V-BLAST, όταν η φασματική απόδοση επιλέγεται στα 8bpcu. [83].

τητα της διαμόρφωσης SM εξαρτάται από την ικανότητα του δέκτη να διακρίνει τα σήματα που προέρχονται από τις διαφορετικές ζεύξεις μεταξύ κάθε κεραιάς εκπομπής και των N_r κεραιών λήψης. Η ικανοποιητική επίδοση του σχήματος SM εξασφαλίζεται, όπως και στο σχήμα V-BLAST, όταν ο διάυλος είναι πλούσιος σε σκεδαστές. Σε αυτή την περίπτωση, η

διαμόρφωση SM επιτυγχάνει καλύτερη επίδοση ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους από τα ίδια φασματικής απόδοσης σχήματα MIMO V-BLAST και STBC, όπως προκύπτει από το Σχήμα 3.2 για διάυλο διαλείψεων Rayleigh.

3.2.1 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα της διαμόρφωσης SM

Η SM αποτελεί τεχνική μετάδοσης προοριζόμενη για συστήματα πολυπληθών κεραιών που υπόσχεται πλεονεκτήματα σε σύγκριση με τις παραδοσιακές τεχνικές MIMO. Η ενεργοποίηση μίας μόνο κεραιάς εκπομπής κατά τη μετάδοση κάθε συμβόλου μειώνει αισθητά την πολυπλοκότητα τόσο στην πλευρά εκπομπής όσο και στην πλευρά λήψης. Συγκεκριμένα, ενώ στα σχήματα MIMO-STBC απαιτείται χωρική και χρονική κωδικοποίηση της ροής πληροφορίας πριν από την αντιστοίχιση των συμβόλων στις κεραιές εκπομπής, στην τεχνική SM η μοναδική επεξεργασία της ροής πληροφορίας στο πεδίο του χώρου αφορά την αντιστοίχιση της ακολουθίας ψηφίων στην κατάλληλη κεραιά εκπομπής. Στην πλευρά του δέκτη, η λήψη της πληροφορίας μέσω μίας μόνο ζεύξης μεταξύ πομπού και δέκτη η ανεξάρτητη διαμόρφωση των ψηφίων στο πεδίο του χώρου και στο πεδίο των σημάτων επιτρέπει τη σχεδίαση αποδιαμορφωτών χαμηλότερης πολυπλοκότητας σε σχέση με τους αντίστοιχους των συστημάτων MIMO όπου η πληροφορία διαμορφώνεται συνδυαστικά στο χώρο και στο χρόνο. Υπενθυμίζεται, εξάλλου, ότι σύμφωνα με το Σχήμα 3.2, η SM επιτυγχάνει καλύτερη επίδοση ως προς την πιθανότητα λάθους σε σύγκριση με τα σχήματα MIMO-STBC σε περιβάλλον διαλείψεων Rayleigh, ενώ, ταυτόχρονα, προσφέρει λογαριθμητική αύξηση της φασματικής απόδοσης με τον αριθμό των κεραιών εκπομπής. Επιπλέον, η ενεργοποίηση μίας μόνο κεραιάς εκπομπής κατά τη διαμόρφωση SM εξαλείφει τις επιπτώσεις της ταυτόχρονης μετάδοσης περισσότερων ροών από τις κεραιές εκπομπής που πραγματοποιεί το σχήμα V-BLAST. Οι επιπτώσεις αυτές στο σχήμα V-BLAST αφορούν (i) την ανάγκη συγχρονισμού των ροών που μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις κεραιές εκπομπής και (ii) την ενδοκαναλική παρεμβολή μεταξύ των ταυτόχρονα μεταδιδόμενων ροών. Εξάλλου, σε ένα σύστημα πολυπληθών κεραιών, η ενεργοποίηση μίας μόνο κεραιάς εκπομπής μειώνει την ενδοσυστημική παρεμβολή λόγω του περιορισμένου αριθμού ενεργών ζεύξεων μεταξύ των κεραιών των χρηστών. Τέλος, από οικονομικής πλευράς επισημαίνεται ότι οι κεραιές είναι αισθητά φθηνότερες από τα συστήματα RF που τις τροφοδοτούν. Για το λόγο αυτό, η διαμόρφωση SM μειώνει σημαντικά το κόστος των πομπών σε σύγκριση με τα παραδοσιακά σχήματα MIMO, καθώς ανεξαρτήτως του αριθμού των κεραιών εκπομπής, απαιτείται μία μόνο αλυσίδα RF στον πομπό αφού για κάθε σύμβολο εκπομπής ενεργοποιείται μία μόνο κεραιά.

Από την άλλη πλευρά, η ύπαρξη μίας μόνο αλυσίδας RF στον πομπό καθιστά αναγκαία τη ταχεία μεταγωγή της μεταξύ των κεραιών εκπομπής καθώς η διαμόρφωση διαφορετικών συμβόλων στο πεδίο του χώρου πραγματοποιείται μέσω της ενεργοποίησης αντίστοιχα δια-

φορετικών κεραιών μεταξύ διαδοχικών εκπομπών. Επιπλέον, επειδή η επιτυχής λήψη των συμβόλων που διαμορφώνονται στο πεδίο του χώρου βασίζεται στην ικανότητα του δέκτη να διακρίνει τις N_t διαφορετικές ζεύξεις μεταξύ κάθε κεραιάς εκπομπής με τις N_r κεραιές λήψης, για την ικανοποιητική επίδοση της διαμόρφωσης SM απαιτούνται (i) η χωρητική ανεξαρτησία των ζεύξεων μεταξύ του πομπού και του δέκτη και (ii) η πλήρης γνώση του διαύλου στο δέκτη. Ως προς το κέρδος χωρικής πολύπλεξης, αυτό είναι μικρότερο στη διαμόρφωση SM σε σύγκριση με εκείνο του σχήματος V-BLAST. Συγκεκριμένα σε διαύλους Rayleigh, ενώ το σχήμα V-BLAST επιτυγχάνει γραμμική αύξηση της χωρητικότητας με το πλήθος των κεραιών, η SM περιορίζεται σε λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας με τον αριθμό των κεραιών εκπομπής. Τέλος, καθώς οι κεραιές εκπομπής χρησιμοποιούνται αποκλειστικά για τη διαμόρφωση του συμβόλου στο πεδίο του χώρου, η διαμόρφωση SM επιτυγχάνει διαφορετικό κέρδος N_r σε αντίθεση με τα σχήματα STBC και STTC που μπορούν να επιτύχουν διαφορετικό κέρδος ίσο με το γινόμενο των κεραιών εκπομπής και λήψης, $N_t \cdot N_r$.

3.3 Μεταγωγή Μετατόπισης Χώρου

Όπως αναφέρθηκε στο εδάφιο 3.2, η διαμόρφωση SM διαμορφώνει τη ροή πληροφορίας ανεξάρτητα στα πεδία του χώρου και των σημάτων. Υποπερίπτωση της διαμόρφωσης SM αποτελεί η Μεταγωγή Μετατόπισης Χώρου (space shift keying, SSK) [85] που αναφέρεται στη διαμόρφωση της ροής πληροφορίας αποκλειστικά στο πεδίο του χώρου. Θεωρώντας ένα σύστημα MIMO με N_t κεραιές εκπομπής και N_r κεραιές λήψης, το σήμα λήψης εκφράζεται μέσω της σχέσης

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{s}_n + \mathbf{z} \quad (3.2)$$

όπου E_s είναι η ισχύς εκπομπής έκαστης των εκάστοτε ενεργών κεραιών, \mathbf{H} ο πίνακας του διαύλου διαστάσεων $N_r \times N_t$ με μιγαδικά στοιχεία

$$h_{\ell,i} = h_{\ell,i}^R + j h_{\ell,i}^I \quad (3.3)$$

και \mathbf{z} το διάνυσμα θορύβου AWGN διαστάσεων $N_r \times 1$ με μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος N_0 τόσο για τη συμφασική όσο και για την ορθογώνια συνιστώσα. Το διάνυσμα εκπομπής \mathbf{s}_n , $n = 1, 2, \dots, N_t$, είναι διαστάσεων $N_t \times 1$ και αντιστοιχείται στο n -στό σύμβολο του χωρικού αστερισμού τάξης N_t . Καθώς το \mathbf{s}_n αναφέρεται στην ενεργοποίηση μόνο της n -οστής κεραιάς εκπομπής, η μορφή του διανύσματος εκπομπής δίδεται ως

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_n &= [s_{n,1}, \dots, s_{n,N_t}]^T, \quad n = 1, 2, \dots, N_t \\ \text{όπου} & \\ s_{n,i} &= 1, \text{ για } i = n \\ s_{n,i} &= 0, \text{ άλλως} \end{aligned} \quad (3.4)$$

$\mathbf{b} = [b_1 \ b_2]$	χωρικό σύμβολο	δείκτης κεραίας n	$\mathbf{s} = [s_1, s_2, s_3, s_4]^T$
00	0	1	$[1, 0, 0, 0]^T$
01	1	2	$[0, 1, 0, 0]^T$
10	2	3	$[0, 0, 1, 0]^T$
11	3	4	$[0, 0, 0, 1]^T$

Πίνακας 3.1: Παράδειγμα Διαμόρφωσης SSK με $N_t = 4$

Ένα παράδειγμα υλοποίησης της διαμόρφωσης SSK για $N_t = 4$ απεικονίζεται στον Πίνακα 3.1. Οι 4 κεραίες εκπομπής διαμορφώνουν $\log_2(N_t) = 2$ ψηφία ανά σύμβολο. Έτσι, όταν για παράδειγμα μεταδίδεται η ακολουθία 10 ενεργοποιείται η τρίτη κεραία, δηλαδή η κεραία με δείκτη $n = 3$. Το διάνυσμα λήψης της (3.4) γράφεται υπό την ισοδύναμη μορφή

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{h}_n + \mathbf{z} \quad (3.5)$$

όπου το διάνυσμα \mathbf{h}_n διαστάσεων $N_r \times 1$ αποτελεί τη n -οστή στήλη του πίνακα \mathbf{H} . Μέσω της (3.5) αιτιολογείται ο χαρακτηρισμός του σχήματος SSK ως χαμηλής πολυπλοκότητας, καθώς, καίτοι υπάρχουν πολλαπλές κεραίες εκπομπής και λήψης, το σχήμα μπορεί να αναχθεί σε σύστημα SIMO.

Με την υλοποίηση MLD στο δέκτη, η κατά ζεύγη πιθανότητα λάθους (pairwise error probability, PEP) που αναφέρεται στο ενδεχόμενο αποστολής του συμβόλου \mathbf{s}_n και ανίχνευσης του συμβόλου $\mathbf{s}_{\hat{n}}$ προκύπτει από τη σχέση

$$\begin{aligned} P(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}} | \mathbf{H}) &= P(\|\mathbf{z}\|_F^2 > \|(\mathbf{h}_n - \mathbf{h}_{\hat{n}}) + \mathbf{z}\|_F^2 | \mathbf{H}) \\ &= P\left(\Re\{\mathbf{z}^H(\mathbf{h}_n - \mathbf{h}_{\hat{n}})\} > \frac{\sqrt{E_s}}{2} \|\mathbf{h}_n - \mathbf{h}_{\hat{n}}\|_F^2 | \mathbf{H}\right) = Q(\sqrt{\kappa}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

όπου $\kappa = \frac{\sqrt{E_s}}{2} \|\mathbf{h}_n - \mathbf{h}_{\hat{n}}\|_F^2$. Από τη (3.6) προκύπτει ότι η πιθανότητα $P(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}} | \mathbf{H})$ αυξάνει με μείωση του μέτρου της διαφοράς $\mathbf{h}_n - \mathbf{h}_{\hat{n}}$. Καθίσταται πλέον εμφανές ότι η επίδοση του σχήματος SSK βελτιώνεται όσο λιγότερο συσχετισμένες είναι οι στήλες του πίνακα \mathbf{H} . Η καλύτερη επίδοση προκύπτει για μετάδοση σε διάλυο Rayleigh όπου τόσο το πραγματικό όσο και το φανταστικό μέρος των κερδών του διαύλου που δίδονται από τη (3.3) ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση. Τότε, η ποσότητα κ ακολουθεί την κατανομή χ^2 με PDF

$$f_{\kappa}(u) = \frac{u^{N_r-1} e^{-u/E_s}}{E_s^{N_r} \Gamma(N_r)} \quad (3.7)$$

Η μέση πιθανότητα PEP (average PEP, APEP) δίδεται από τη σχέση [85]

$$\begin{aligned}\bar{P}(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}}) &= \int_0^\infty Q(\sqrt{\kappa}) p_\kappa(u) du \\ &= \gamma_\alpha^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1+k}{k} (1-\gamma_\alpha)^k\end{aligned}\quad (3.8)$$

όπου $\gamma_\alpha = \left(1 - \sqrt{\frac{E_s}{E_s+2}}\right) / 2$.

Επεκτείνοντας τη μελέτη της επίδοσης του σχήματος SSK σε διαύλους διαφορετικών τύπων διαλείψεων, η [86] επισημαίνει ότι, καθώς η PEP της SSK συναρτάται τόσο με την περιβάλλουσα όσο και με τη φάση του σήματος λήψης, είναι απαραίτητη η διατύπωση ενός νέου πλαισίου για την ανάπτυξη εκφράσεων κλειστής μορφής. Προς αυτή την κατεύθυνση, η [86] μελετά την επίδοση του σχήματος σε δίαυλο συσχετισμένων διαλείψεων Nakagami, ενώ η [87] σε δίαυλο συσχετισμένων διαλείψεων Rice, διατυπώνοντας εκφράσεις κλειστής μορφής για τη ροπογεννήτρια συνάρτηση (moment generating function, MGF), \mathcal{M}_γ , της ποσότητας

$$\gamma = 2\kappa = \sqrt{E_s} \sum_{\ell=1}^{N_r} |a_{n,\ell} \exp(j\phi_{n,\ell}) - a_{\hat{n},\ell} \exp(j\phi_{\hat{n},\ell})|^2 \quad (3.9)$$

όπου $a_{n,\ell}$ and $\phi_{n,\ell}$ είναι η περιβάλλουσα και η αντίστοιχη φάση της ζεύξης μεταξύ της κεραιάς εκπομπής n , $n = 1, \dots, N_t$ και της κεραιάς λήψης ℓ , $\ell = 1, \dots, N_r$. Στη συνέχεια, αντί του ολοκληρώματος της APEP

$$\bar{P}(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}}) = \int_0^\infty Q(\sqrt{\gamma}u) f_U(u) du \quad (3.10)$$

όπου η τυχαία μεταβλητή U είναι ίση προς

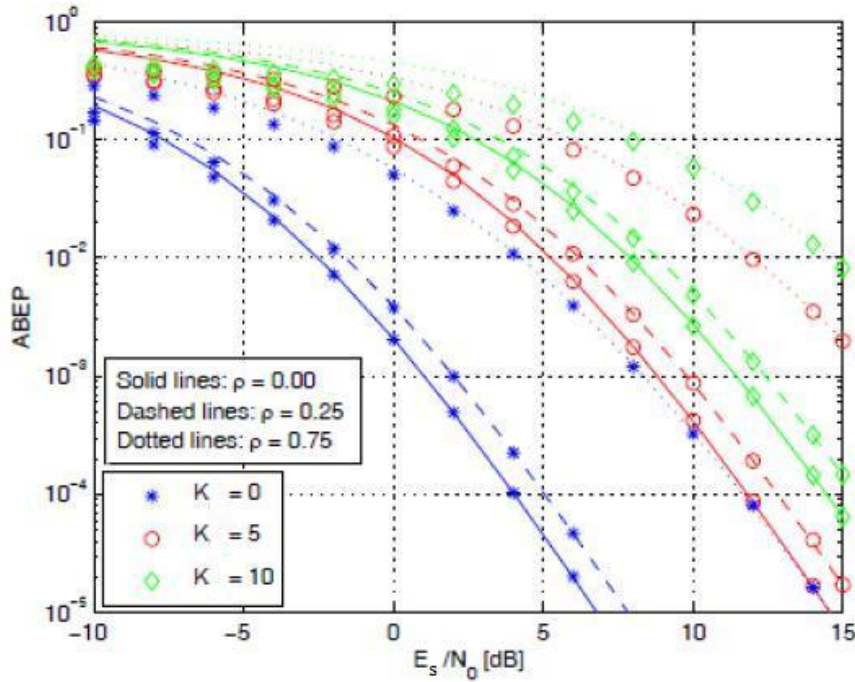
$$U = \sqrt{\sum_{\ell=1}^{N_r} |a_{\hat{n},\ell} \exp(j\phi_{\hat{n},\ell}) - a_{n,\ell} \exp(j\phi_{n,\ell})|^2} \quad (3.11)$$

η πιθανότητα \bar{P} υπολογίζεται ολοκληρώνοντας την MGF ως [86]

$$\bar{P}(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}}) = \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{\bar{\gamma}}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (3.12)$$

όπου $\bar{\gamma} = E_s/4N_0$ ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος λήψης. Το άνω φράγμα της ABEP του σχήματος SSK προκύπτει από τη σχέση

$$\text{ABEP} \leq \frac{2}{N_t \log_2(N_t)} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{\hat{n}=n+1}^{N_t} N_b(\mathbf{s}_n, \mathbf{s}_{\hat{n}}) \bar{P}(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}}) \quad (3.13)$$



Σχήμα 3.3: ABEP ως συνάρτηση του E_s/N_0 όταν το σχήμα SSK υλοποιείται σε σύστημα MIMO με $N_t = N_r = 4$ που λειτουργεί σε διάλυτο Rice. Η επίδοση του σχήματος SSK μελετάται για διάφορες τιμές του παράγοντα K και της συσχέτισης ρ [87].

όπου $N_b(\mathbf{s}_n, \mathbf{s}_{\hat{n}})$ είναι ο αριθμός των ψηφίων κατά τα οποία διαφέρουν οι ακολουθίες που διαμορφώνουν τα σύμβολα \mathbf{s}_n και $\mathbf{s}_{\hat{n}}$. Στο Σχήμα 3.3 απεικονίζεται η μέση πιθανότητα λάθους για διάλυτο Rice. Από το σχήμα παρατηρείται ότι η ABEP χειροτερεύει τόσο όταν ενισχύεται η απευθείας συνιστώσα - αύξηση K - όσο και όταν αυξάνεται η συσχέτιση ρ . Επαληθεύεται, επομένως, ότι το σχήμα SSK είναι αποτελεσματικό και προτιμητέο σε διαύλους πλούσιους σε σκεδαστές με τη βέλτιστη επίδοση να επιτυγχάνεται για διάλυτο Rayleigh, για τον οποίο $K = 0$.

3.4 Μέση Πιθανότητα Λάθους Μεταγωγής Μετατόπισης Χώρου για γενικευμένους διαύλους

Όπως επισημάνθηκε στη [86], η επίδοση της διαμόρφωσης SSK ως προς την ABEP επηρεάζεται αισθητά από τις μεταβολές που προκαλεί ο διάλυτος τόσο στην περιβάλλουσα του σήματος όσο και στη φάση. Προς αυτή την κατεύθυνση, οι [86, 87] βασίζουν την ανάπτυξη εκφράσεων κλειστής μορφής για τη (3.12) που βασίζονται στον υπολογισμό της ροπογεννήτριας συνάρτησης. Καίτοι η μέθοδος αυτή αποτέλεσε σημείο αναφοράς για τη διατύπωση εκφράσεων ABEP σε γνωστούς τύπους διαύλους, όπως οι διάλυτοι Nakagami και Rice, συναντά δυσκολίες υλοποίησης σε γενικευμένους διαύλους, όπως ο διάλυτος εκτεταμένων γενικευμένων διαλείψεων \mathcal{K} (extended generalized \mathcal{K} , EGK) [88], που περιγράφουν ένα ευρύτατο σύνολο περιβαλλόντων διαλείψεων. Ως εκ τούτου, η ανάπτυξη ενός περισσότερο γενικού

πλαίσιου ανάπτυξης εκφράσεων κλειστής μορφής κρίνεται απαραίτητη.

Στη διδακτορική διατριβή προτείνεται ένα ενιαίο πλαίσιο ανάπτυξης εκφράσεων κλειστής μορφής ABEP σε συστήματα πολλαπλών-εισόδων απλής-εξόδου (multiple-input single-output, MISO) και MIMO, τα οποία λειτουργούν σε περιβάλλοντα γενικευμένων διαλείψεων, μετασχηματίζοντας τη (3.10) στο πεδίο Hankel στις περιπτώσεις όπου ο δέκτης διαθέτει πλήρη γνώση του διαύλου και υλοποιεί αποδιαμόρφωση MLD. Για την ανάπτυξη του πλαισίου θεωρείται ότι οι αποκρίσεις του διαύλου που αφορούν τις διαδρομές μεταξύ των διαφόρων κεραιών εκπομπής και λήψης χαρακτηρίζονται από ανεξάρτητα κατανεμημένες περιβάλλουσες και από ανεξάρτητες μεταξύ τους και ομοιόμορφα κατανεμημένες φάσεις. Συγκεκριμένα, ο μετασχηματισμός του ολοκληρώματος υπολογισμού της PEP στο πεδίο Hankel πραγματοποιείται με την εφαρμογή του θεωρήματος του Parseval για συστήματα MISO. Η ανάλυση επεκτείνεται σε συστήματα MIMO με την εφαρμογή του ακριβούς άνω φράγματος εκθετικής μορφής της συμπληρωματικής πιθανότητας σφάλματος που προτάθηκε στο [89] σε συνδυασμό με τις ιδιότητες του μετασχηματισμού Hankel. Με αυτή τη μέθοδο διατυπώνεται ακριβής προσεγγιστική έκφραση για τη APEP του σχήματος SSK που βασίζεται στην έκφραση του αντίστοιχου ολοκληρώματος υπολογισμού της APEP μέσω της ροπογεννήτριας συνάρτησης. Ως εκ τούτου, το προτεινόμενο ενιαίο πλαίσιο μπορεί να εφαρμοσθεί σε κάθε διάυλο του οποίου η PDF της περιβάλλουσας περιγράφεται αναλυτικά στο πεδίο Hankel. Στην περίπτωση γενικευμένων διαλείψεων EGK η APEP υπολογίζεται αναλυτικά. Επιπλέον, παρουσιάζονται οι απλοποιήσεις της έκφρασης στις υποπεριπτώσεις διαύλων GK και Nakagami. Το άνω φράγμα της ABEP προκύπτει τελικά με εφαρμογή της (3.13).

3.4.1 Έκφραση κλειστής μορφής για την PEP συστημάτων MISO

Θεωρώντας ότι οι περιβάλλουσες $a_{n,\ell}$ της (3.10) αποτελούν ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές και οι φάσεις $\phi_{n,\ell}$ είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους και ομοιόμορφα κατανεμημένες στο διάστημα $[0, 2\pi)$, η τυχαία μεταβλητή U απλοποιείται σε $U = |r|$, όπου $r = a_{\hat{n}} \exp(j\phi_{\hat{n}}) - a_n \exp(j\phi_n)$, αγνοώντας το δείκτη ℓ καθώς $N_r = 1$. Παρατηρώντας ότι η μεταβλητή r αποτελεί άθροισμα δύο τυχαίων μεταβλητών $X_n = a_n \exp(j\Phi_n)$ και $X_{\hat{n}} = a_{\hat{n}} \exp(j\Phi_{\hat{n}})$, με ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανεμημένες φάσεις $\Phi_n = \phi_n + \pi$ και $\Phi_{\hat{n}} = \phi_{\hat{n}}$ στο διάστημα $[0, 2\pi)$, η PDF του πλάτους $|r|$ δίδεται από την έκφραση [90, Eq. (10)]

$$f_{|r|}(r) = r \int_0^\infty RJ_0(Rr) \prod_{i=n,\hat{n}} \mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{a_i}(r)}{r} \right\} dR \quad (3.14)$$

Στη γενική περίπτωση, η PDF του $|r|$ δεν εκφράζεται σε κλειστή μορφή. Για το λόγο αυτό, ο υπολογισμός της \bar{P} με βάση την PDF όπως δίδεται στη (3.10), καθίσταται ιδιαίτερα δύσκολος. Η βασική ιδέα της προτεινόμενης λύσης είναι ο μετασχηματισμός του ολοκληρώματος στο πεδίο Hankel ώστε να παρακαμφθεί η διαδικασία ολοκλήρωσης με βάση την PDF. Έτσι,

εφαρμόζοντας το θεώρημα του Parseval [91], σύμφωνα με το οποίο δύο συναρτήσεις $k(r)$ και $g(r)$ συνδέονται με τους αντίστοιχους μετασχηματισμούς Hankel μέσω της σχέσης

$$\int_0^{\infty} rk(r)g(r)dr = \int_0^{\infty} R\mathcal{H}_{0,R}\{k(r)\}\mathcal{H}_{0,R}\{g(r)\}dR \quad (3.15)$$

η (3.10) έρχεται στη μορφή

$$\bar{P} = \int_0^{\infty} R\mathcal{H}_{0,R}\{Q(r\sqrt{\gamma})\}\mathcal{H}_{0,R}\left\{\frac{f_{|r|}(r)}{r}\right\}dR \quad (3.16)$$

Εκφράζοντας τη συνάρτηση Gauss κάνοντας χρήση της συμπληρωματικής συνάρτησης σφάλματος ως $Q(x) = 0.5\text{erfc}(x/\sqrt{2})$ και χρησιμοποιώντας τη σχέση [42, Eq. (2.12.49.2)] σε συνδυασμό με την ταυτότητα ${}_2F_2(a, b; a, c; z) = {}_1F_1(b; c; z)$, ο μετασχηματισμός Hankel της συνάρτησης Gauss δίδεται από τη σχέση

$$\mathcal{H}_{0,R}\left\{Q(r\sqrt{\gamma})\right\} = \frac{1}{4\bar{\gamma}}{}_1F_1\left(\frac{3}{2}, 2, -\frac{R^2}{4\bar{\gamma}}\right) \quad (3.17)$$

Η (3.17) μπορεί να απλοποιηθεί αν εκφρασθεί σε όρους εκθετικών συναρτήσεων και συναρτήσεων Bessel χρησιμοποιώντας την ταυτότητα ${}_1F_1(1.5, 2, x) = \exp(0.5x)(I_0(0.5x) + I_1(0.5x))$ [44]. Παρατηρώντας προσεκτικά τη (3.14) προκύπτει ότι ο όρος $f_{|r|}(r)/r$ εκφράζει τον αντίστροφο μετασχηματισμό Hankel του γινομένου εντός του ολοκληρώματος. Συνεπώς, ο μετασχηματισμός Hankel του όρου $f_{|r|}(r)/r$ που συμμετέχει στο ολοκλήρωμα της (3.16) γράφεται

$$\mathcal{H}_{0,R}\left\{\frac{f_{|r|}(r)}{r}\right\} = \prod_{i=n, \bar{n}} \mathcal{H}_{0,R}\left\{\frac{f_{a_i}(r)}{r}\right\} \quad (3.18)$$

Καθώς ο μετασχηματισμός Hankel του όρου $f_{a_i}(r)/r$ υπάρχει στις περισσότερες περιπτώσεις υπαρκτών διαύλων διαλείψεων, ο υπολογισμός του ολοκληρώματος \bar{P} καθίσταται ταχύς πραγματοποιώντας αριθμητική ολοκλήρωση κατόπιν αντικατάστασης των σχέσεων (3.18) και (3.17) στην (3.16).

3.4.2 Επέκταση της APEP σε σύστημα MIMO

Θεωρώντας την προσέγγιση της συνάρτησης Gauss [89]

$$Q(x) \approx \frac{1}{12}e^{-x^2} + \frac{1}{4}e^{-\frac{2x^2}{3}} \quad (3.19)$$

μία σχέση που προσεγγίζει με ακρίβεια την (3.10) είναι η

$$\bar{P} \approx \frac{1}{12}\mathcal{M}_{U^2}(\bar{\gamma}) + \frac{1}{4}\mathcal{M}_{U^2}\left(\frac{2\bar{\gamma}}{3}\right) \quad (3.20)$$

Ορίζοντας τις μεταβλητές $Y_\ell = |r_\ell|^2$, $\ell = 1, 2, \dots, N_r$ όπου $r_\ell = a_{\hat{n},\ell} \exp(j\phi_{\hat{n},\ell}) - a_{n,\ell} \exp(j\phi_{n,\ell})$ και θεωρώντας αυτές ανεξάρτητες μεταξύ τους, η MGF της U^2 γράφεται

$$\mathcal{M}_{U^2}(s) = \prod_{\ell=1}^{N_r} \mathcal{M}_{Y_\ell}(s) \quad (3.21)$$

Η PDF του πλάτους $|r_\ell|$ προκύπτει από τη (3.14). Τότε, εφαρμόζοντας αλλαγή μεταβλητών, μια αναλυτική έκφραση για την PDF της Y_ℓ προκύπτει μέσω της σχέσης

$$f_{Y_\ell}(y) = \frac{1}{2} \int_0^\infty R J_0(R\sqrt{y}) \Phi_\ell(R) dR \quad (3.22)$$

όπου $\Phi_\ell(R) \triangleq \prod_{i=n,\hat{n}} \mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{a_{i,\ell}}(r)}{r} \right\}$. Η MGF της Y_ℓ υπολογίζεται μέσω της σχέσης

$$\mathcal{M}_{Y_\ell}(s) = \frac{1}{2} \int_0^\infty e^{-sy} \left[\int_0^\infty R J_0(R\sqrt{y}) \Phi_\ell(R) dR \right] dy \quad (3.23)$$

Αλλάζοντας τη σειρά ολοκλήρωσης και χρησιμοποιώντας τη σχέση [42, Eq. (2.12.9.3)], η MGF $\mathcal{M}_{Y_\ell}(s)$ προκύπτει

$$\mathcal{M}_{Y_\ell}(s) = \frac{1}{2s} \int_0^\infty R \exp\left(-\frac{R^2}{4s}\right) \Phi_\ell(R) dR \quad (3.24)$$

Πλέον, όταν υπάρχει ο μετασχηματισμός Hankel, $\mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{a_{i,\ell}}(r)}{r} \right\}$, η πιθανότητα \bar{P} προκύπτει προσεγγιστικά από την (3.20) κατόπιν υπολογισμού της $\mathcal{M}_{U^2}(s) = \prod_{\ell=1}^{N_r} \mathcal{M}_{Y_\ell}(s)$ μέσω της (3.24).

3.4.3 Υπολογισμός Μετασχηματισμού Hankel υπό Διαλείψεις EGK

Στο παρόν εδάφιο εφαρμόζεται το προτεινόμενο πλαίσιο για τη διατύπωση αναλυτικών εκφράσεων APEP για το σχήμα SSK σε συστήματα MISO και MIMO γενικευμένων διαλείψεων. Συγκεκριμένα, μελετάται η διάδοση σε περιβάλλοντα διαλείψεων EGK, GK και Nakagami και υπολογίζεται ο μετασχηματισμός Hankel της (3.18) σε κλειστή μορφή. Τότε, η μέση πιθανότητα λάθους υπολογίζεται εύκολα από τη σχέση (3.16) για σύστημα MISO ή από συνδυασμό των σχέσεων (3.20) και (3.24) για σύστημα MIMO.

Η κατανομή EGK προτάθηκε πρόσφατα ως μοντέλο διαλείψεων στη χιλιοστομετρική ζώνη συχνοτήτων των 60GHz και άνω και σε οπτικούς διαύλους ελευθέρου χώρου [88]. Θεωρεί ότι τόσο η συνιστώσα σκίασης (διαλείψεις μεγάλης κλίμακας) όσο και η πολυδιαδρομική συνιστώσα (διαλείψεις μικρής κλίμακας) ακολουθούν την κατανομή της γενικευμένης συνάρτησης Γάμμα. Τότε, η PDF των περιβαλλουσών $a_{i,\ell}$, $i = n, \hat{n}$ εκφράζεται μέσω της

σχέσης [88]

$$f_{a_{i,\ell}}(r) = \frac{\beta_{i,\ell}}{\Gamma(m_{i,\ell})\Gamma(m_{s,i,\ell})} \left(\frac{b_{i,\ell}b_{s,i,\ell}}{\Omega_{i,\ell}} \right)^{\frac{m_{i,\ell}\beta_{i,\ell}}{2}} r^{m_{i,\ell}\beta_{i,\ell}-1} \times \Gamma \left(m_{s,i,\ell} - \frac{m_{i,\ell}\beta_{i,\ell}}{\beta_{s,i,\ell}}, 0, r^{\beta_{i,\ell}} \left(\frac{b_{i,\ell}b_{s,i,\ell}}{\Omega_{i,\ell}} \right)^{\frac{m_{i,\ell}\beta_{i,\ell}}{2}}, \frac{\beta_{i,\ell}}{\beta_{s,i,\ell}} \right) \quad (3.25)$$

όπου $m_{i,\ell}$ ($0.5 < m_{i,\ell} < \infty$) και $\beta_{i,\ell}$ ($0 < \beta_{i,\ell} < \infty$) αποτελούν τους παράγοντες σφοδρότητας και μορφοποίησης μικρής κλίμακας ενώ $m_{s,i,\ell}$ ($0.5 < m_{s,i,\ell} < \infty$) και $\beta_{s,i,\ell}$ ($0 < \beta_{s,i,\ell} < \infty$) αποτελούν τους παράγοντες σφοδρότητας και μορφοποίησης μεγάλης κλίμακας. Επιπλέον συμβολίζονται με $\Omega_{i,\ell} = \mathbb{E}\langle a_{i,\ell}^2 \rangle$ τα κέρδη ισχύος των διαδρομών του διαύλου. Τέλος, οι παράμετροι $b_{i,\ell}$ και $b_{s,i,\ell}$ έχουν τεθεί ίσες με $b_{i,\ell} = \frac{\Gamma(m_{i,\ell} + \frac{2}{\beta_{i,\ell}})}{\Gamma(m_{i,\ell})}$ και $b_{s,i,\ell} = \frac{\Gamma(m_{s,i,\ell} + \frac{2}{\beta_{s,i,\ell}})}{\Gamma(m_{s,i,\ell})}$. Με χρήση της [92, Eq. (1.53)], η PDF $f_{a_{i,\ell}}(r)$ μπορεί να εκφρασθεί σε όρους της συνάρτησης Fox-H στη μορφή

$$f_{a_{i,\ell}}(r) = \frac{2r^{-1}}{\Gamma(m_{i,\ell})\Gamma(m_{s,i,\ell})} H_{0,2}^{2,0} \left[\frac{b_{s,i,\ell} b_{i,\ell} r^2}{\Omega_{i,\ell}} \middle| \begin{matrix} - \\ \Xi_\ell \end{matrix} \right] \quad (3.26)$$

όπου $\Xi_\ell = \left\{ \left(m_{i,\ell}, \frac{2}{\beta_{i,\ell}} \right), \left(m_{s,i,\ell}, \frac{2}{\beta_{s,i,\ell}} \right) \right\}$. Ο μετασχηματισμός Hankel μηδενικής τάξης του όρου $f_{a_{i,\ell}}(r)/r$ εκφράζεται σε κλειστή μορφή χρησιμοποιώντας την [44, Eq. (2.25.3.2)] ως

$$\mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{a_{i,\ell}}(r)}{r} \right\} = \frac{H_{2,2}^{2,1} \left[\frac{4b_{s,i,\ell} b_{i,\ell}}{R^2 \Omega_{i,\ell}} \middle| \begin{matrix} (1,1), (1,1) \\ \Xi_\ell \end{matrix} \right]}{\Gamma(m_{i,\ell})\Gamma(m_{s,i,\ell})} \quad (3.27)$$

Σημειώνεται ότι αριθμητικά αποτελεσματικές μέθοδοι βασισμένες στην [44, eq. (8.3.2.22)] για τον υπολογισμό της συνάρτησης Fox-H προτάθηκαν σε πρόσφατες εργασίες Αυτές οι μέθοδοι υλοποιούνται σε Matlab [93, Table 2] και σε Mathematica [94, Appendix A].

3.4.3.1 Διαλείψεις GK

Οι γενικευμένες διαλείψεις \mathcal{K} αποτελούν υποπερίπτωση των διαλείψεων EGK. Συγκεκριμένα, η PDF των διαλείψεων GK προκύπτει από τη (3.26) θέτοντας τους παράγοντας μορφοποίησης ίσους με $\beta_{i,\ell} = 2$ και $\beta_{s,i,\ell} = 2$. Εφαρμόζοντας την [44, Eq. (8.4.1.21)] στην (3.27) προκύπτει ότι ο μετασχηματισμός Hankel του όρου $f_{a_{i,\ell}}(r)/r$ υπό διαλείψεις GK είναι

$$\mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{a_{i,\ell}}(r)}{r} \right\} = \frac{G_{2,2}^{2,1} \left[\frac{4m_{s,i,\ell} m_{i,\ell}}{R^2 \Omega_{i,\ell}} \middle| \begin{matrix} 1, 1 \\ m_{i,\ell}, m_{s,i,\ell} \end{matrix} \right]}{\Gamma(m_{i,\ell})\Gamma(m_{s,i,\ell})} \quad (3.28)$$

Τέλος, με εφαρμογή της ταυτότητας [44, Eq. (8.4.49.13)] ${}_2F_1(a_1, a_2; b; -x) = \frac{\Gamma(b)}{\Gamma(a_1)\Gamma(a_2)} G_{2,2}^{1,2} \left[x \left| \begin{matrix} 1-a_1, 1-a_2 \\ 0, 1-b \end{matrix} \right. \right]$ σε συνδυασμό με τη σχέση [44, Eq. (8.2.2.14)], η (3.28) εκφράζεται στην επόμενη σχέση σε όρους της υπεργεωμετρικής συνάρτησης, η οποία υπολογίζεται ευκολότερα από την Fox-H.

$$\mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{a_{i,\ell}}(r)}{r} \right\} = {}_2F_1 \left(m_{i,\ell}, m_{s,i,\ell}; 1; -\frac{\Omega_{i,\ell} R^2}{4m_{i,\ell}, m_{s,i,\ell}} \right) \quad (3.29)$$

3.4.3.2 Διαλείψεις Nakagami

Ο διάυλος Nakagami με ακέραιο παράγοντα διαλείψεων m - Nakagami- m - αποτελεί μια άλλη υποπερίπτωση του μοντέλου διαλείψεων EGK. Η PDF για διαλείψεις Nakagami- m προκύπτει από την (3.26) θέτοντας τους παράγοντες μορφοποίησης ίσους με $\beta_{i,\ell} \rightarrow 2$, $\beta_{s,i,\ell} \rightarrow 2$, ενώ ο παράγοντας σφοδρότητας μεγάλης κλίμακας τείνει στο ($m_{s,i,\ell} \rightarrow \infty$). Σε αυτή την περίπτωση, εφαρμόζοντας την ταυτότητα ${}_1F_1(a, b, z) = \lim_{x \rightarrow \infty} {}_2F_1(a, x; b, \frac{z}{x})$ [44], ο μετασχηματισμός Hankel $\mathcal{H}_{0,R}\{f_{a_{i,\ell}}(r)/r\}$ της (3.29) απλοποιείται περαιτέρω στη μορφή

$$\mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{a_{i,\ell}}(r)}{r} \right\} = {}_1F_1 \left(m_{i,\ell}; 1; -\frac{\Omega_{i,\ell} R^2}{4m_{i,\ell}} \right) \quad (3.30)$$

Μάλιστα, στην περίπτωση διαλείψεων Nakagami, η APEP του σχήματος SSK για σύστημα MISO υπολογίζεται σε κλειστή μορφή. Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (3.30) και (3.17) στην (3.16), η APEP προκύπτει στη μορφή

$$\begin{aligned} \bar{P} &= \frac{1}{4\bar{\gamma}} \int_0^\infty {}_1F_1 \left(\frac{3}{2}, 2, -\frac{R^2}{4\bar{\gamma}} \right) \\ &\times \prod_{i=1}^2 \left[{}_1F_1 \left(m_i; 1; -\frac{\Omega_i}{4m_i} R^2 \right) \right] R dR \end{aligned} \quad (3.31)$$

Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό Kummer της συγκλίνουσας υπεργεωμετρικής συνάρτησης (confluent hypergeometric function) ${}_1F_1(a; b; -x) = \exp(-x) {}_1F_1(b-a; b; x)$ [44] σε συνδυασμό με τις σχέσεις [95, Eq. (9.220/2)] και [95, Eq. (7.622/3)], η πιθανότητα \bar{P} εκφράζεται σε κλειστή μορφή ως

$$\bar{P} = \frac{m_1 m_2}{2\sigma} F_A^{(3)} \left(1, \frac{1}{2}, 1 - m_1, 1 - m_2; 2, 1, 1; \frac{2m_1 m_2}{\sigma}, \frac{\Omega_1 m_2 \bar{\gamma}}{\sigma}, \frac{\Omega_2 m_1 \bar{\gamma}}{\sigma} \right) \quad (3.32)$$

όπου $\sigma = \Omega_1 m_2 \bar{\gamma} + \Omega_2 m_1 \bar{\gamma} + 2m_1 m_2$. Ένα πρόγραμμα αποτελεσματικού υπολογισμού της υπεργεωμετρικής συνάρτησης Lauricella F_A παρέχεται στο [96, Appendix B, p. 295].

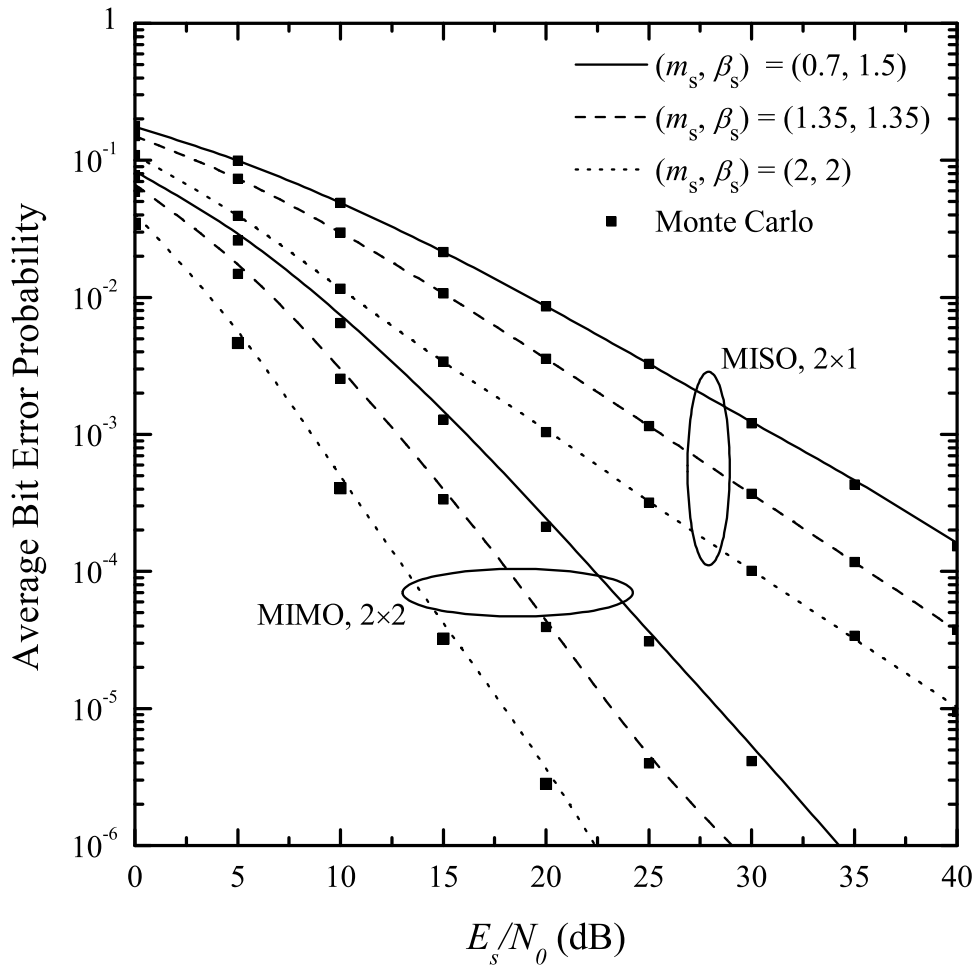
Επιπλέον, μια ακριβής προσέγγιση κλειστής μορφής για τη APEP του σχήματος SSK για σύστημα MIMO που λειτουργεί σε διάυλο Nakagami- m προκύπτει από τη (3.20) κατό-

πιν υπολογισμού σε κλειστή μορφή της $\mathcal{M}_{Y_\ell}(s)$ από την (3.24). Συγκεκριμένα, η αντικατάσταση της (3.30) στην (3.24) και η εφαρμογή της [95, Eq. (7.622/1)] οδηγούν στην έκφραση κλειστής μορφής

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{Y_\ell}(s) &= \left(\frac{m_{1,\ell}}{m_{1,\ell} + \Omega_{1,\ell}s} \right)^{m_{1,\ell}} \left(\frac{m_{2,\ell}}{m_{2,\ell} + \Omega_{2,\ell}s} \right)^{m_{2,\ell}} \\ &\times {}_2F_1 \left(m_{1,\ell}, m_{2,\ell}; 1; \frac{\Omega_{1,\ell}\Omega_{2,\ell}s^2}{(m_{1,\ell} + \Omega_{1,\ell}s)(m_{2,\ell} + \Omega_{2,\ell}s)} \right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

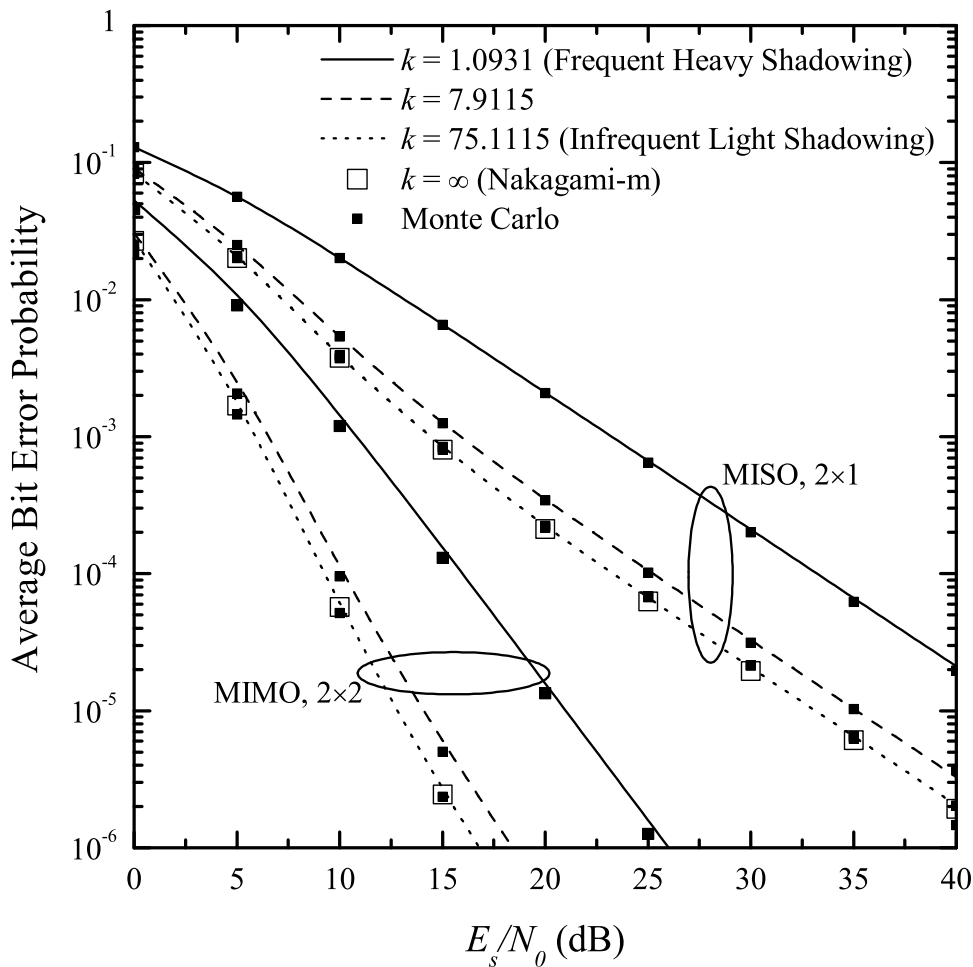
3.4.4 Αριθμητικά αποτελέσματα και προσομίωση

Στο παρόν εδάφιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προηγηθείσας θεωρητικής ανάλυσης σε συνδυασμό με τις αντίστοιχες προσομοιώσεις Monte-Carlo. Το Σχήμα 3.4 απεικονίζει το άνω φράγμα της ABEP από την (3.13) για σχήμα SSK που υλοποιείται σε συστήματα MISO διαστάσεων 2×1 και MIMO διαστάσεων 2×2 που λειτουργούν σε περιβάλλον διαλεί-



Σχήμα 3.4: ABEP του σχήματος SSK ως προς E_s/N_0 για συστήματα MISO διαστάσεων 2×1 και MIMO διαστάσεων 2×2 υπό διαλείψεις EGK, θεωρώντας $m_{s,i,\ell} = m_s, \beta_{s,i,\ell} = \beta_s$ για διάφορες τιμές m_s και β_s . Παράμετροι προσομίωσης: $m_{1,\ell} = 3.3, \beta_{1,\ell} = 2.1, m_{2,\ell} = 1.3, \beta_{2,\ell} = 3.1, \Omega_{1,\ell} = 10, \Omega_{2,\ell} = 1$.

ψεων EGK θεωρώντας $m_{s,i,\ell} = m_s, \beta_{s,i,\ell} = \beta_s$. Οι υπόλοιπες παράμετροι τίθενται στις τιμές $m_{1,\ell} = 3.3, \beta_{1,\ell} = 2.1, m_{2,\ell} = 1.3, \beta_{2,\ell} = 3.1, \Omega_{1,\ell} = 10$ και $\Omega_{2,\ell} = 1$. Όπως αναμένονταν, η επίδοση του συστήματος ως προς το ABEP βελτιώνεται αυξάνοντας την τιμή των παραμέτρων m_s ή β_s . Επιπλέον, η επίδοση του συστήματος MIMO είναι πάντοτε καλύτερη από εκείνη του συστήματος MISO, καθώς το κέρδος διαφορισμού του σχήματος SSK ισούται με το πλήθος των κεραιών λήψης [97]. Τέλος, η ορθότητα της θεωρητικής ανάλυσης επαληθεύεται από τη συμφωνία των θεωρητικών αποτελεσμάτων με τις προσομοιώσεις Monte-Carlo. Για τις ίδιες τιμές των παραμέτρων $m_{i,\ell}$, and $\Omega_{i,\ell}$ και θεωρώντας $m_{s,1,\ell} = m_{s,2,\ell} = k$, το Σχήμα 3.5 απεικονίζει την ABEP των συστημάτων MISO και MIMO που λειτουργούν σε διάυλο διαλείψεων GK. Οι διάφορες τιμές του k αντιπροσωπεύουν διαφορετικές συνθήκες σκίασης με βάση το μοντέλο του Loo [98]. Η οριακή περίπτωση διαλείψεων Nakagami όταν απουσιάζει η σκίαση, συμβαίνει όταν $k \rightarrow \infty$. Όπως και στο Σχήμα 3.4, έτσι και από το Σχήμα 3.5 διαπιστώνεται η ορθότητα του προτεινόμενου πλαισίου ανάπτυξης κλειστών εκφράσεων για τον υπολογισμό της ABEP λόγω της συμφωνίας με τις προσομοιώσεις Monte-Carlo.



Σχήμα 3.5: ABEP του σχήματος SSK ως προς E_s/N_0 για συστήματα MISO διαστάσεων 2×1 και MIMO διαστάσεων 2×2 υπό διαλείψεις GK για διάφορες τιμές του k . Παράμετροι προσομοίωσης: $m_{1,\ell} = 3.3, m_{2,\ell} = 1.3, \Omega_{1,\ell} = 10, \Omega_{2,\ell} = 1$.

$\mathbf{b} = [b_1 \ b_2]$	χωρικό σύμβολο n	υποσύνολο ενεργών κεραιών \mathcal{A}_n	$\mathbf{s} = [s_1, s_2, s_3, s_4, s_5]^T$
000	0	$\{1, 2\}$	$[1, 1, 0, 0, 0]^T$
001	1	$\{1, 3\}$	$[1, 0, 1, 0, 0]^T$
010	2	$\{1, 4\}$	$[1, 0, 0, 1, 0]^T$
011	3	$\{1, 5\}$	$[1, 0, 0, 0, 1]^T$
100	4	$\{2, 3\}$	$[0, 1, 1, 0, 0]^T$
101	5	$\{2, 4\}$	$[0, 1, 0, 1, 0]^T$
110	6	$\{3, 4\}$	$[0, 0, 1, 1, 0]^T$
111	7	$\{4, 5\}$	$[0, 0, 0, 1, 1]^T$

Πίνακας 3.2: Παράδειγμα Διαμόρφωσης GSSK με $N_t = 4$

3.5 Σχήματα βασισμένα στη Μεταγωγή Μετατόπισης Χώρου

Παρά τη χαμηλή πολυπλοκότητα του σχήματος SSK και την καλή επίδοση ως προς την ABEP που επιτυγχάνει για διαύλους πλούσιους σε σκεδαστές, η αδυναμία ικανοποιητικής λειτουργίας του σε συσχετισμένους διαύλους καθώς και η περιορισμένη φασματική απόδοση που προσφέρει δημιουργεί κίνητρα για την ανάπτυξη σχημάτων βασισμένων σε SSK που αντιμετωπίζουν τους ανωτέρω περιορισμούς. Τα πλέον χαρακτηριστικά παραδείγματα αποτελούν η γενικευμένη μεταγωγή μετατόπισης χώρου (generalized space shift keying, GSSK) [99] καθώς και το σχήμα SSK με σχεδίαση χρονικά ορθογωνίων σημάτων (time-orthogonal signal design, TOSD-SSK) [87].

3.5.1 Γενικευμένη Μεταγωγή Μετατόπισης Χώρου

Η λογαριθμική αύξηση της φασματικής απόδοσης με το πλήθος των κεραιών εκπομπής αποτελεί το βασικό μειονέκτημα του σχήματος SSK σε σύγκριση με το σχήμα V-BLAST, όπου η φασματική απόδοση αυξάνει γραμμικά με το πλήθος των κεραιών. Για την αύξηση της τάξης του χωρικού αστερισμού, στη [99] προτείνεται το σχήμα γενικευμένης μεταγωγής μετατόπισης φάσης (generalized space shift keying, GSSK), όπου ενεργοποιούνται ταυτόχρονα $n_t < N_t$ κεραιές εκπομπής για τη διαμόρφωση του συμβόλου. Πλέον, ο χωρικός αστερισμός είναι το σύνολο με στοιχεία τις διαφορετικές ομάδες n_t κεραιών εκπομπής, των οποίων η ταυτόχρονη ενεργοποίηση αντιστοιχείται σε συγκεκριμένο σύμβολο. Ένα παράδειγμα διαμόρφωσης GSSK με $N_t = 5$ κεραιές εκπομπής που ενεργοποιούνται ταυτόχρονα ανά $n_t = 2$ για να διαμορφώσουν τα σημεία χωρικού αστερισμού τάξης $M = 8$ δίδεται στον Πίνακα 3.2. Για παράδειγμα, για τη διαμόρφωση της ακολουθίας 101 ενεργοποιούνται ταυτόχρονα η δεύτερη και η τέταρτη κεραία, όπως φαίνεται από το υποσύνολο $\mathcal{A}_6 = \{2, 4\}$, ενώ για τη διαμόρφωση της ακολουθίας 111 ενεργοποιούνται ταυτόχρονα η τέταρτη και η πέμπτη, όπως φαίνεται από το υποσύνολο $\mathcal{A}_8 = \{4, 5\}$. Από την περιγραφή του σχήματος προκύπτει ότι ενώ η μέγιστη τάξη διαμόρφωσης SSK προκύπτει από τη σχέση $M = \lfloor \log_2(N_t) \rfloor$, η μέγιστη

τάξη της διαμόρφωσης GSSK προκύπτει $M = \lfloor \log_2 \binom{N_t}{n_t} \rfloor$. Ως εκ τούτου, για $N_t > 2$, το σχήμα GSSK μπορεί να επιτύχει μεγαλύτερη φασματική απόδοση από το σχήμα SSK που χρησιμοποιεί το ίδιο πλήθος κεραιών εκπομπής. Αξίζει να επισημανθεί τόσο για το σχήμα SSK όσο και για το σχήμα GSSK ότι, όταν η τάξη του χωρικού αστερισμού είναι μικρότερη από το πλήθος των συμβόλων που μπορεί να διαμορφώσει το σύστημα, πρέπει να τεθεί κριτήριο για την επιλογή των M συμβόλων που βελτιστοποιούν την επίδοση του συστήματος ως προς κάποιο μέγεθος. Τέτοιο κριτήριο μπορεί να είναι η ελαχιστοποίηση της ABEP ή η μεγιστοποίηση της χωρητικότητας. Προς αυτή την κατεύθυνση, στις [99] και [100] ελαχιστοποιείται η ABEP των σχημάτων SSK και GSSK, αντίστοιχα, με κατάλληλη επιλογή του συνόλου των ενεργών κεραιών κατά τη μετάδοση των συμβόλων του χωρικού αστερισμού. Με βάση τον Πίνακα 3.2, το n -οστό σύμβολο εκπομπής της διαμόρφωσης GSSK δίδεται από τη σχέση

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_n &= [s_{n,1}, \dots, s_{n,N_t}]^T, \quad n = 1, 2, \dots, N_t \\ \text{όπου} & \\ s_{n,i} &= 1, \text{ για } i \in \mathcal{A}_n \\ s_{n,i} &= 0, \text{ άλλως} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Ακολουθώντας παρόμοια λογική με εκείνη του σχήματος SSK, το διάνυσμα λήψης της (3.34) γράφεται υπό την ισοδύναμη μορφή

$$\mathbf{y} = \sqrt{E'_s} \mathbf{h}'_n + \mathbf{z} \quad (3.35)$$

όπου $E'_s = E_s/n_t$ είναι η ισχύς εκπομπής ανά ενεργή κεραία, ενώ το διάνυσμα \mathbf{h}'_n διαστάσεων $N_r \times 1$ δίδεται από τη σχέση

$$\mathbf{h}'_n = \sum_{i \in \mathcal{A}_n} \mathbf{h}_i \quad (3.36)$$

Η μέση PEP, $\bar{P}(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}})$, για διάυλο Rayleigh δίδεται από την (3.8), όπως και για το σχήμα SSK, αντικαθιστώντας

$$\gamma_\alpha = \left(1 - \sqrt{\frac{E_s d(n, \hat{n})}{E_s d(n, \hat{n}) + 4n_t}} \right) / 2 \quad (3.37)$$

όπου $d(n, \hat{n})$ ο αριθμός μη κοινών ενεργών κεραιών των υποσυνόλων \mathcal{A}_n και $\mathcal{A}_{\hat{n}}$.

Συγκρίνοντας τις ποσότητες γ_α για το σχήμα SSK και την GSSK ίδιας τάξης χωρικής διαμόρφωσης, όπου ο ελάχιστος αριθμός μη κοινών ενεργών κεραιών δύο υποσυνόλων είναι δύο, η ABEP της (3.13) για την GSSK περιορίζεται από $E'_s = E_s/n_t$ ισχύος εκπομπής ανά

ενεργή κεραία. Πλέον προκύπτει η σχέση ανταλλαγής ανάμεσα στις δύο διαμορφώσεις. Ενώ η GSSK προσφέρει μεγαλύτερη φασματική απόδοση από την SSK για τον ίδιο αριθμό των κεραιών εκπομπής, η απόδοση της συνολικής ισχύος εκπομπής σε μία ενεργή κεραία για το σχήμα SSK οδηγεί σε καλύτερη επίδοση αυτού ως προς την ABEP.

3.5.2 Σχήμα TOSD-SSK

Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενα εδάφια, η διαμόρφωση SSK επιτυγχάνει ικανοποιητική επίδοση ως προς την ABEP μόνο σε διαύλους πλούσιους σε σκεδαστές. Η [87] προτείνει την απόδοση σε κάθε κεραία εκπομπής $n = 1, 2, \dots, N_t$ μοναδικής κυματομορφής $w_n(t)$. Οι κυματομορφές $w_n(t)$ επιλέγονται ώστε να είναι ορθογώνιες μεταξύ τους, δηλαδή

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w_n(t-u)w_{\hat{n}}^*(t-v)dt = \begin{cases} 1, & \text{εάν } u = v \\ 0, & \text{άλλως} \end{cases} \quad (3.38)$$

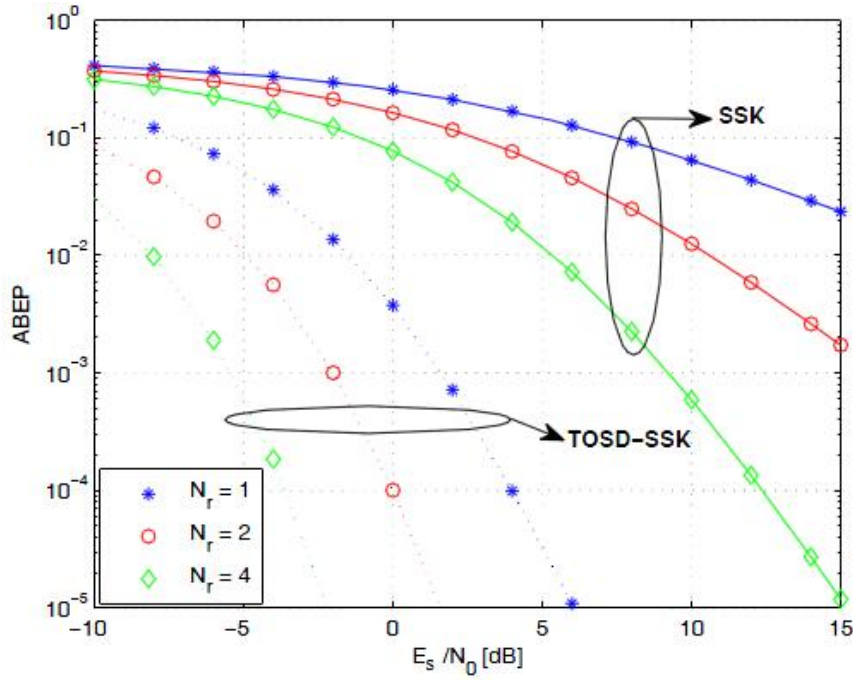
Ως εκ τούτου, ακόμη και στην περίπτωση συσχετισμένων διαλείψεων ή ισχυρής απευθείας συνιστώσας, ο δέκτης είναι σε θέση να διαχωρίσει μεταξύ τους τα σήματα που εκπέμπονται από διαφορετικές κεραιές, καθιστώντας το σχήμα TOSD-SSK υποσχόμενη επιλογή σε διαύλους, όπως ο διάυλος Rice. Συγκεκριμένα, η APEP του σχήματος TOSD-SSK δίδεται αντικαθιστώντας στην (3.10)

$$\gamma = \sqrt{E_s} \sum_{\ell=1}^{N_r} (|a_{n,\ell}|^2 + |a_{\hat{n},\ell}|^2) \quad (3.39)$$

αντί του γ της (3.9). Συγκρίνοντας τις ποσότητες γ της (3.9) για το σχήμα SSK και της (3.39) για το σχήμα TOSD-SSK προκύπτει το πλεονέκτημα του δεύτερου που οφείλεται στην ανεξαρτητοποίηση της επίδοσης της TOSD-SSK από τη διαφορά των $h_{n,\ell}$ και $h_{\hat{n},\ell}$, η οποία προκαλεί τη μη ικανοποιητική επίδοση της SSK στην περίπτωση συσχετισμένων διαλείψεων. Αυτή η διαπίστωση επαληθεύεται από το Σχήμα 3.6, από όπου είναι φανερή η αισθητή βελτίωση της επίδοσης του σχήματος TOSD-SSK έναντι της SSK σε περιβάλλον συσχετισμένων διαλείψεων Rice.

3.6 Σχήματα Χωρικής Διαμόρφωσης

Η διαμόρφωση SM αποτελεί υπέρθεση της διαμόρφωσης SSK στο πεδίο του χώρου και ενός από τα γνωστά σχήματα διαμόρφωσης στο πεδίο των σημάτων, όπως είναι η PSK ή η QAM. Δεδομένου ότι τα δύο πεδία διαμορφώνουν την πληροφορία ανεξάρτητα μεταξύ τους, το σχήμα SM δύναται να υιοθετήσει τις τεχνικές SSK που αναφέρθηκαν στα προηγούμενα εδάφια. Για παράδειγμα, στην [101] η SM υιοθετεί τη λογική της GSSK στο πεδίο



Σχήμα 3.6: Σύγκριση της επίδοσης των σχημάτων SSK και TOSD-SSK ως προς την ABEP σε διάλοο Rice συσχέτισης $\rho = 0.25$ με παράγοντα $K = 5dB$ όταν ο πομπός διαθέτει $N_t = 2$ κεραιές εκπομπής [87].

του χώρου για ταυτόχρονη ενεργοποίηση περισσότερων κεραιών εκπομπής. Έτσι το προτεινόμενο σχήμα γενικευμένης χωρικής διαμόρφωσης (generalized spatial modulation, GSM) υλοποιεί GSSK στο πεδίο του χώρου, ενώ στο πεδίο των σημάτων υλοποιεί διαμόρφωση PSK ή QAM. Αντίστοιχα, στο πλαίσιο της επίτευξης διαφορικού κέρδους εκπομπής από το σχήμα SM, η [102] υιοθετεί την απόδοση ορθογωνίων μεταξύ τους κυματομορφών στις κεραιές εκπομπής, η οποία είχε προταθεί από την τεχνική TOSD-SSK.

Θεωρώντας ότι το σχήμα SM συνδυάζει τη διαμόρφωση SSK με αστερισμό τάξης M στο πεδίο των σημάτων και συμβολίζοντας το w -οστό σύμβολο του αστερισμού με χ_w , $w = 1, 2, \dots, M$, το σήμα λήψης γράφεται κατά αντιστοιχία με την (3.2) στη μορφή

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{s}_n \chi_w + \mathbf{z} \quad (3.40)$$

Ο συνολικός αστερισμός τάξης $N_t \cdot M$ (βλ. Σχήμα 3.1) διαμορφώνει $\log_2(N_t)$ ψηφία στο πεδίο του χώρου και $\log_2(M)$ ψηφία στο πεδίο των σημάτων. Ως εκ τούτου, ένα μειονέκτημα της διαμόρφωσης SM είναι ότι απαιτεί ο αριθμός των κεραιών εκπομπής να είναι δύναμη του δύο. Για την εκμετάλλευση του συνόλου των κεραιών εκπομπής προτάθηκε στην [103] η διαμόρφωση της ροής πληροφορίας σε σύμβολα με βάση διάφορη του δύο, μια τεχνική που ονομάστηκε κλασματική κωδικοποίηση ψηφίων χωρικής διαμόρφωσης (fractional bit encoded, FBE-SM). Παρά την απλότητα της FBE-SM, η κλασματική κωδικοποίηση των ψηφίων επιφέρει την απώλεια της πληροφορίας σε περίπτωση λάθους, με αποτέλεσμα σχήματα όπως το GSM να προτιμώνται στην περίπτωση που ο $\log_2(N_t)$ δεν είναι ακέραιος.

Λόγω της απλότητας του σχήματος SM, η [83] πρότεινε την ανάκτηση του συμβόλου του

πεδίου χώρου, $s_{\hat{n}}$, μέσω αποδιαμορφωτή χαμηλής πολυπλοκότητας που επιλέγει τη στήλη του πίνακα \mathbf{H} με τη μέγιστη χωρική συσχέτιση με το διάνυσμα λήψης. Συγκεκριμένα, ο δείκτης της εκτίμησης $s_{\hat{n}}$ προκύπτει από την

$$\hat{n} = \underset{n}{\operatorname{argmax}} \mathbf{h}_n^H \mathbf{y} \quad (3.41)$$

Στη συνέχεια, ο δέκτης ανιχνεύει το σύμβολο στο πεδίο των σημάτων έχοντας θεωρήσει ενεργή τη ζεύξη $\mathbf{h}_{\hat{n}}$ μεταξύ των δύο άκρων. Παρά την απλότητα του ανωτέρω αποδιαμορφωτή, η [104] επισημαίνει ότι αυτή η μέθοδος είναι αποδοτική μόνο υπό τον περιορισμό $\mathbf{h}_n^H \mathbf{y} \leq \|\mathbf{h}_n\|_F^2$. Στη συνέχεια αποδεικνύει ότι για το σχήμα SM, ο βέλτιστος αποδιαμορφωτής είναι ο MLD που ανιχνεύει συνδυαστικά τα σύμβολα των δύο πεδίων μέσω της σχέσης

$$\{s_{\hat{n}}, \chi_{\hat{w}}\} = \underset{n,w}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_n \chi_w\|_F^2 \quad (3.42)$$

Αντίστοιχα με το σχήμα SSK, το σχήμα SM προτείνεται για διαύλους πλούσιους σε σκεδαστές. Συγκεκριμένα, για διάυλο Rayleigh η APEP, $\bar{P}(\mathbf{s}_n \chi_w \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}} \chi_{\hat{w}})$, δίδεται από την (3.8), όπως και για το σχήμα SSK, αντικαθιστώντας

$$\gamma_\alpha = \left(1 - \sqrt{\frac{E_s (|\chi_w|^2 + |\chi_{\hat{w}}|^2)}{E_s (|\chi_w|^2 + |\chi_{\hat{w}}|^2) + 4}} \right) / 2 \quad (3.43)$$

Στο πλαίσιο της μείωσης της πολυπλοκότητας που εισάγει η MLD, η [105] προτείνει μια τεχνική σειριακής αποδιαμόρφωσης SM όπου αρχικά ανιχνεύονται περισσότερες της μίας στήλες του πίνακα \mathbf{H} με τη μεγαλύτερη χωρική συσχέτιση με το διάνυσμα λήψης και, στη συνέχεια, εφαρμόζεται σε αυτές MLD για τη συνδυαστική ανάκτηση των συμβόλων των δύο πεδίων. Άλλες τεχνικές με στόχο την απλοποίηση της MLD αναφέρονται στον σφαιρικό αποκωδικοποιητή της [106] και τον αποδιαμορφωτή συμπιεσμένης ανίχνευσης της [107].

Η απλότητα της SM παρέχει τη δυνατότητα συνδυασμού του σχήματος με άλλες τεχνικές διατηρώντας χαμηλό το επίπεδο της πολυπλοκότητας. Σε αυτό το πλαίσιο διακρίνονται κατηγορίες εργασιών, οι σημαντικότερες των οποίων παρατίθενται παρακάτω.

- *SM σε συνδυασμό με STBC ή κωδικοποίηση Trellis:*

Η [108] προτείνει το συνδυασμό του σχήματος SM με κωδικοποίηση STBC σε διάυλο Rayleigh με σκοπό την επίτευξη διαφορικού κέρδους εκπομπής στο πεδίο των σημάτων που υλοποιεί διαμόρφωση QAM. Στην [109] προτείνεται ένα σχήμα χωρικής διαμόρφωσης με κωδικοποίηση trellis (trellis coded spatial modulation, TCSM) για διαύλους συσχετισμένων διαλείψεων, όπου η ροή που διαμορφώνεται στο πεδίο του χώρου κωδικοποιείται αρχικά κατά trellis. Οι κεραιές εκπομπής ομαδοποιούνται με τέτοιο τρόπο ώστε η ενεργοποίηση της αντίστοιχης κεραιάς για τη μετάδοση εκάστου κωδικοποιημένου ψηφίου να ελαχιστοποιεί τη χωρική συσχέτιση σημάτων λήψης που

κωδικοποιούν την ίδια πληροφορία. Η [110] γενικεύει το σχήμα TCSM προτείνοντας την από κοινού κωδικοποίηση κατά trellis της συνολικής πληροφορίας, δηλαδή της ροής που διαμορφώνεται τόσο στο πεδίο του χώρου όσο και στο πεδίο των σημάτων. Επιπλέον, η [111] βελτιώνει την επίδοση των ανωτέρω σχημάτων ως προς την πιθανότητα λάθους μέσω κατάλληλης τεχνικής ανάδευσης.

- *Προσαρμοστική Διαμόρφωση SM:*

Με σκοπό τη μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης υπό σταθερή APEP, στην [112] αξιοποιούνται οι στατιστικές πρώτης τάξης για το SNR σε δίαυλο Rayleigh επιλέγοντας τα αντίστοιχα κατώφλια αλλαγής της τάξης του αστερισμού QAM. Αντίστοιχα, ο πομπός στην [113] προσαρμόζει την τάξη της διαμόρφωσης QAM για διαφορετικά στιγμιότυπα του πίνακα \mathbf{H} με σκοπό την ελαχιστοποίηση της ABEP διατηρώντας τη μέση φασματική απόδοση σταθερή.

- *Σχήμα STSK:*

Το προτεινόμενο σχήμα στην [114] ονομάζεται μεταγωγή μετατόπισης χώρου και χρόνου (space time shift keying, STSK). Η λογική της SM για ανεξάρτητη διαμόρφωση των ψηφίων στο πεδίο του χώρου και στο πεδίο των σημάτων επεκτείνεται σε ένα τρίτο πεδίο που είναι το πεδίο χρόνου. Αντίστοιχα με το πεδίο του χώρου όπου διαφορετικά σύμβολα αντιστοιχίζονται στην ενεργοποίηση διαφορετικών κεραιών εκπομπής, στο πεδίο χρόνου επιλέγεται ένα μπλοκ L διαδοχικών περιόδων συμβόλου με τα διαφορετικά σύμβολα στο πεδίο χρόνου να αντιστοιχίζονται σε διαφορετικές περιόδους εντός του μπλοκ.

3.6.1 Μέση πιθανότητα λάθους σε διαύλους συσχετισμένων διαλείψεων

Για τη μελέτη της επίδοσης του σχήματος SM σε διαύλους συσχετισμένων διαλείψεων Nakagami και Rice, η [115] γενικεύει τις εκφράσεις κλειστής μορφής των [86] και [87] που αφορούσαν το σχήμα SSK, όταν στο πεδίο των σημάτων υλοποιείται διαμόρφωση PSK ή QAM. Η APEP δίδεται γενικεύοντας την (3.10) στην

$$\bar{P}(\mathbf{s}_n \chi_w \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}} \chi_{\hat{w}}) = \int_0^\infty Q(\sqrt{\gamma}u) f_U(u) du \quad (3.44)$$

με την τυχαία μεταβλητή U να δίδεται από την

$$U = \sqrt{\sum_{\ell=1}^{N_r} |a_{\hat{n},\ell} \delta_{\hat{w}} \exp(j\phi_{\hat{n},\ell} + j\psi_{\hat{w}}) - a_{n,\ell} \delta_w \exp(j\phi_{n,\ell} + j\psi_w)|^2} \quad (3.45)$$

όπου δ_w και ψ_w το πλάτος και η φάση του συμβόλου χ_w , έτσι ώστε $\chi_w = \delta_w \exp(j\psi_w)$.

Για τον υπολογισμό της ABEP σε κλειστή μορφή ολοκληρώνεται η MGF στην \bar{P} της (3.12) γενικεύοντας την (3.9) στην

$$\gamma = \sqrt{E_s} \sum_{\ell=1}^{N_r} |a_{n,\ell} \delta_w \exp(j\phi_{n,\ell} + j\psi_w) - a_{\hat{n},\ell} \delta_{\hat{w}} \exp(j\phi_{\hat{n},\ell} + j\psi_{\hat{w}})|^2 \quad (3.46)$$

Το άνω φράγμα της ABEP του σχήματος SM προκύπτει από το τετραπλό ολοκλήρωμα

$$\text{ABEP} \leq \frac{1}{N_t M} \frac{1}{\log_2(N_t M)} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{w=1}^M \sum_{\hat{n}=1}^{N_t} \sum_{\hat{w}=1}^M N_b(\mathbf{s}_n, \mathbf{s}_{\hat{n}}) N_b(\chi_w, \chi_{\hat{w}}) \bar{P}(\mathbf{s}_n \chi_w \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}} \chi_{\hat{w}}) \quad (3.47)$$

όπου $N_b(\mathbf{s}_n, \mathbf{s}_{\hat{n}})$ και $N_b(\chi_w, \chi_{\hat{w}})$ είναι ο αριθμός των ψηφίων που διαφέρουν οι ακολουθίες που διαμορφώνουν τα σύμβολα $\mathbf{s}_n, \mathbf{s}_{\hat{n}}$ και $\chi_w, \chi_{\hat{w}}$, αντίστοιχα. Όπως επισημαίνει η [115], το άνω φράγμα της (3.47) δεν είναι ικανοποιητικό όταν υλοποιείται αστερισμός μεγάλης τάξης στο πεδίο των σημάτων. Ως λύση προτείνει την ανάλυση της ABEP στα τρία συνιστώσα αθροίσματα

$$\text{ABEP} \leq \text{ABEP}_{sig} + \text{ABEP}_{sp} + \text{ABEP}_{joint} \quad (3.48)$$

με σκοπό τον ακριβή υπολογισμό του όρου ABEP_{sig} . Οι εκφράσεις της (3.48) δίδονται από τις σχέσεις

$$\text{ABEP}_{sig} = \frac{1}{N_t} \frac{\log_2(M)}{\log_2(N_t M)} \sum_{n=1}^{N_t} \text{ABEP}_{MOD}(\mathbf{h}_n) \quad (3.49)$$

$$\text{ABEP}_{sp} = \frac{1}{N_t M} \frac{1}{\log_2(N_t M)} \sum_{w=1}^M \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{\hat{n}=1}^{N_t} N_b(\mathbf{s}_n, \mathbf{s}_{\hat{n}}) \bar{P}(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}} | \delta_w) \quad (3.50)$$

$$\text{ABEP}_{joint} = \frac{1}{N_t M} \frac{1}{\log_2(N_t M)} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{w=1}^M \sum_{\hat{n} \neq n}^{N_t} \sum_{\hat{w} \neq w}^M N_b(\mathbf{s}_n, \mathbf{s}_{\hat{n}}) N_b(\chi_w, \chi_{\hat{w}}) \bar{P}(\mathbf{s}_n \chi_w \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}} \chi_{\hat{w}}) \quad (3.51)$$

Η ABEP_{sig} αναφέρεται στην επιτυχή ανάκτηση του συμβόλου στο πεδίο του χώρου και τη μη επιτυχή ανάκτηση στο πεδίο των σημάτων. Η ποσότητα $\text{ABEP}_{MOD}(\mathbf{h}_n)$ αποτελεί την ακριβή έκφραση, όταν υπάρχει, για την πιθανότητα λάθους της διαμόρφωσης που υλοποιείται στο πεδίο των σημάτων σε δίαυλο διαλείψεων που περιγράφεται από την στατιστική του διανύσματος \mathbf{h}_n . Αντίστοιχα, η ABEP_{sp} αναφέρεται στην επιτυχή ανάκτηση του συμβόλου στο πεδίο των σημάτων και τη μη επιτυχή ανάκτηση στο πεδίο του χώρου. Η ποσότητα $\bar{P}(\mathbf{s}_n \rightarrow \mathbf{s}_{\hat{n}} | \chi_w)$ δίδεται από την (3.12) θέτοντας $\bar{\gamma} = \delta_w E_s / 4N_0$. Τέλος, η ABEP_{joint} αναφέρεται στη μη επιτυχή ανάκτηση των συμβόλων τόσο στο πεδίο του χώρου όσο και στο πεδίο των σημάτων.

3.7 Ασυμπτωτική Ανάλυση της Μέσης Πιθανότητας Λάθους Χωρικής Διαμόρφωσης σε γενικευμένους διαύλους

Παρά την ακρίβεια του άνω φράγματος της (3.47), ο υπολογισμός της (3.12) ενέχει την πολυπλοκότητα της συμβολικής ή αριθμητικής ολοκλήρωσης με πεπερασμένα άκρα. Στο πλαίσιο της παράκαμψης του προαναφερθέντος ολοκληρώματος, οι [97] και [115] πραγματοποιούν ασυμπτωτική ανάλυση επιτυγχάνοντας την αποτύπωση εκφράσεων κλειστής μορφής του άνω φράγματος ABEP για το σχήμα SM σε διαύλους Nakagami και Rice, αντίστοιχα. Οι εκφράσεις αυτές αποτελούν εξαιρετική προσέγγιση της ABEP για υψηλές τιμές του SNR. Ακολουθώντας το σκεπτικό των προαναφερθέντων εργασιών, η διδακτορική διατριβή επεκτείνει το γενικευμένο πλαίσιο που παρουσιάστηκε στο εδάφιο 3.4 επιτυγχάνοντας τη διατύπωση ασυμπτωτικών εκφράσεων κλειστής μορφής με ιδιαίτερα ικανοποιητική σύγκλιση για μεγάλες τιμές SNR για την ABEP του σχήματος SM όταν υλοποιείται σε σύστημα MIMO που λειτουργεί σε γενικευμένους διαύλους μη συσχετισμένων διαλείψεων. Οι εκφράσεις αυτές χρησιμοποιούνται για τη διατύπωση ασυμπτωτικών εκφράσεων κλειστής μορφής για την ABEP σε περιβάλλοντα διαλείψεων EGK, GK και Nakagami- m . Στη συνέχεια αναπτύσσεται το απαραίτητο μαθηματικό πλαίσιο, το οποίο μπορεί να εφαρμοστεί για τον υπολογισμό της ABEP τόσο του σχήματος SSK όσο και του σχήματος SM [116].

3.7.1 Μαθηματικό πλαίσιο

Σύμφωνα με την έκφραση της APEP που παρέχεται μέσω της (3.12) σε συνδυασμό με τη (3.46), ο υπολογισμός της πιθανότητας λάθους του σχήματος SM απαιτεί την επίλυση ολοκληρωμάτων της μορφής

$$\mathcal{I}(A, L) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{\ell=1}^L \left[\mathcal{M}_{Z_\ell} \left(\frac{A}{2 \sin^2 \theta} \right) \right] d\theta, \quad A > 0 \quad (3.52)$$

όπου $\mathcal{M}_{Z_\ell}(\cdot)$ είναι η MGF των τυχαίων μεταβλητών Z_ℓ που ορίζονται μέσω της

$$\begin{aligned} Z_\ell &= |z_{2,\ell} - z_{1,\ell}|^2 \\ z_{i,\ell} &= \alpha_{i,\ell} \exp(j\Phi_{2,\ell}) \end{aligned} \quad (3.53)$$

ως διανύσματα με τυχαία κατανεμημένα πλάτη $\alpha_{i,\ell}$ και φάσεις $\Phi_{i,\ell}$, $\forall i \in \{1, 2\}$. Στη γενική περίπτωση η διατύπωση εκφράσεων κλειστής μορφής της $\mathcal{I}(A, L)$ καθίσταται ιδιαίτερος δύσκολη. Ακολουθώντας ασυμπτωτική ανάλυση, η [97] υπολόγισε το ανωτέρω ολοκλήρωμα θεωρώντας ότι τα πλάτη $\alpha_{i,\ell}$ ακολουθούν την κατανομή Nakagami- m , ενώ οι φάσεις $\Phi_{i,\ell}$ είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες στο διάστημα $[0, 2\pi]$.

Στην ανάλυση που ακολουθεί, επιτυγχάνεται η διατύπωση έκφρασης κλειστής μορφής

της (3.52) για υψηλές τιμές του A . Λόγω της τυχαίας κατανομής των πλατών $\alpha_{i,\ell}$, η ακόλουθη ανάλυση είναι γενική καθώς μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε διάλυο διαλείψεων υπό τον περιορισμό ότι οι φάσεις $\Phi_{i,\ell}$ είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες στο διάστημα $[0, 2\pi]$. Προς αυτή την κατεύθυνση χρησιμοποιείται η [117, Proposition 3] για την προσέγγιση της MGF $\mathcal{M}_{Z_\ell}(s)$ για $s \rightarrow \infty$ ως

$$|\mathcal{M}_{Z_\ell}(s)| = c_\ell |s|^{-d_\ell} + o(|s|^{-d_\ell}), \quad s \rightarrow \infty \quad (3.54)$$

με το συμβολισμό $f(x) = o[g(x)]$ για $x \rightarrow x_0$ να ισοδυναμεί με $\lim_{x \rightarrow x_0} \frac{f(x)}{g(x)} = 0$. Τότε, η MGF της Z_ℓ δίδεται από την [118, Eq. (9)]

$$\mathcal{M}_{Z_\ell}(s) = \frac{1}{2s} \int_0^\infty R e^{-\frac{R^2}{4s}} \left[\prod_{i=1}^2 \mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{\alpha_{i,\ell}}(r)}{r} \right\} \right] dR \quad (3.55)$$

υπενθυμίζοντας ότι $f_{\alpha_{i,\ell}}(r)$ είναι η PDF του πλάτους $\alpha_{i,\ell}$ και $\mathcal{H}_{0,R}\{\cdot\}$ ο μετασχηματισμός Hankel μηδενικής τάξης [91, Eq. (9.11)]. Από τη στιγμή που $e^{-\frac{R^2}{4s}} = o(\frac{1}{s})$ για $s \rightarrow \infty$, η προσέγγιση $e^{-\frac{R^2}{4s}}/2s \stackrel{s \rightarrow \infty}{\approx} 1/2s$ υιοθετείται στην (3.55) για να προκύψει

$$\mathcal{M}_{Z_\ell}(s) \stackrel{s \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{2s} \int_0^\infty R \left[\prod_{i=1}^2 \mathcal{H}_{0,R} \left\{ \frac{f_{\alpha_{i,\ell}}(r)}{r} \right\} \right] dR \quad (3.56)$$

Θέτοντας την τυχαία μεταβλητή R^2 ίση με y και συνδυάζοντας τις (3.54) και (3.56), το διαφορικό κέρδος προκύπτει ίσο με $d_\ell = 1$ ενώ το κέρδος κωδικοποίησης είναι

$$c_\ell = \frac{1}{4} \int_0^\infty \prod_{i=1}^2 \mathcal{H}_{0,\sqrt{y}} \left\{ \frac{f_{\alpha_{i,\ell}}(r)}{r} \right\} dy \quad (3.57)$$

Αντικαθιστώντας τις (3.54) και (3.57) στην (3.52) προκύπτει τελικά ότι για υψηλές τιμές της παραμέτρου A , το ολοκλήρωμα $\mathcal{I}(A, L)$ προσεγγίζεται από την

$$\mathcal{I}(A, L) \stackrel{A \gg 1}{\approx} \frac{2^{L-1} \Gamma(L + \frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} \Gamma(L + 1)} \left[\prod_{\ell=1}^L c_\ell \right] A^{-L} \quad (3.58)$$

Επισημαίνεται ότι η (3.58) υπολογίζεται για οποιαδήποτε κατανομή των πλατών $\alpha_{i,\ell}$ υπό την προϋπόθεση ύπαρξης του αντίστοιχου μετασχηματισμού Hankel. Πλέον το κέρδος κωδικοποίησης c_ℓ και, συνακόλουθα, το ολοκλήρωμα $\mathcal{I}(A, L)$ υπολογίζεται εύκολα χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό Mellin.

3.7.1.1 Διαλείψεις EGK

Η ανωτέρω ανάλυση εφαρμόζεται για τη διατύπωση έκφρασης κλειστής μορφής του κέρδους κωδικοποίησης, θεωρώντας ότι τα πλάτη $\alpha_{i,\ell}$ ακολουθούν την κατανομή EGK. Υπενθυμίζεται ότι η κατανομή EGK περιλαμβάνει είτε ως ειδικές είτε ως οριακές υποπεριπτώσεις κατανομές που ακολουθούν οι περισσότεροι γνωστοί δίαυλοι διαλείψεων (βλ. Πίνακα I [88]). Στη συνέχεια, η έκφραση c_ℓ απλοποιείται για τις υποπεριπτώσεις κατανομών GK και Nakagami- m .

Στην περίπτωση διαλείψεων EGK, ο μετασχηματισμός Hankel μηδενικής τάξης του όρου $f_{a_{i,\ell}}(r)/r$ έχει δοθεί από τη (3.27). Αντικαθιστώντας τη (3.27) στην (3.57) και χρησιμοποιώντας την [44, Eq. (2.25.1.1)] σε συνδυασμό με τη [44, Eq. (8.3.2.7)], το c_ℓ λαμβάνει τη μορφή

$$c_\ell = A_\ell H_{4,4}^{3,3} \left[x_\ell \left| \begin{matrix} (\Lambda_1, \lambda_1), (\Lambda_2, \lambda_2), (0,1), (0,1) \\ (0,1), (M_1, \mu_1), (M_2, \mu_2), (0,1) \end{matrix} \right. \right] \quad (3.59)$$

όπου $A_\ell = \frac{b_{s,1,\ell} b_{1,\ell}}{\Gamma(m_{1,\ell})\Gamma(m_{2,\ell})\Gamma(m_{s,1,\ell})\Gamma(m_{s,2,\ell})\Omega_{1,\ell}}$, $x_\ell = \frac{\Omega_{2,\ell} b_{1,\ell} b_{s,1,\ell}}{\Omega_{1,\ell} b_{2,\ell} b_{s,2,\ell}}$, $\Lambda_1 = 1 - m_{2,\ell}$, $\lambda_1 = 2/\beta_{2,\ell}$, $\Lambda_2 = 1 - m_{s,2,\ell}$, $\lambda_2 = 2/\beta_{s,2,\ell}$, $M_1 = m_{1,\ell} - 2/\beta_{1,\ell}$, $\mu_1 = 2/\beta_{1,\ell}$, $M_2 = m_{s,1,\ell} - 2/\beta_{s,1,\ell}$ και $\mu_2 = 2/\beta_{s,1,\ell}$. Η (3.59) απλοποιείται με χρήση της [44, Eq. (8.3.2.6)] για να προκύψει

$$c_\ell = \frac{b_{s,t_1,\ell} b_{t_1,\ell}}{\Gamma(m_{t_1,\ell})\Gamma(m_{t_2,\ell})\Gamma(m_{s,t_1,\ell})\Gamma(m_{s,t_2,\ell})\Omega_{t_1,\ell}} H_{2,2}^{2,2} \left[\frac{\Omega_{t_2,\ell} b_{t_1,\ell} b_{s,t_1,\ell}}{\Omega_{t_1,\ell} b_{t_2,\ell} b_{s,t_2,\ell}} \left| \begin{matrix} \left(1 - m_{t_2,\ell}, \frac{2}{\beta_{t_2,\ell}}\right), \left(1 - m_{s,t_2,\ell}, \frac{2}{\beta_{s,t_2,\ell}}\right) \\ \left(m_{t_1,\ell} - \frac{2}{\beta_{t_1,\ell}}, \frac{2}{\beta_{t_1,\ell}}\right), \left(m_{s,t_1,\ell} - \frac{2}{\beta_{s,t_1,\ell}}, \frac{2}{\beta_{s,t_1,\ell}}\right) \end{matrix} \right. \right] \quad (3.60)$$

3.7.1.2 Διαλείψεις GK

Στην υποπερίπτωση διαλείψεων GK, το κέρδος κωδικοποίησης c_ℓ προκύπτει από την (3.60) θέτοντας τις παραμέτρους μορφοποίησης μικρής και μεγάλης κλίμακας ίσες με $\beta_{i,\ell} = 2$ και $\beta_{s,i,\ell} = 2$. Χρησιμοποιώντας την [44, Eq. (8.3.2.21)], η (3.60) γράφεται στη μορφή

$$c_\ell = \mathcal{B}_\ell G_{2,2}^{2,2} \left[\frac{\Omega_{2,\ell} m_{1,\ell} m_{s,1,\ell}}{\Omega_{1,\ell} m_{2,\ell} m_{s,2,\ell}} \left| \begin{matrix} 1 - m_{2,\ell}, 1 - m_{s,2,\ell} \\ m_{1,\ell} - 1, m_{s,1,\ell} - 1 \end{matrix} \right. \right] \quad (3.61)$$

όπου $\mathcal{B}_\ell = \frac{m_{s,1,\ell} m_{1,\ell}}{\Gamma(m_{1,\ell})\Gamma(m_{2,\ell})\Gamma(m_{s,1,\ell})\Gamma(m_{s,2,\ell})\Omega_{1,\ell}}$. Η (3.61) μπορεί να εκφραστεί σε όρους υπεργεωμετρικής συνάρτησης Gauss χρησιμοποιώντας την ταυτότητα [119, Eq. (07.34.03.0871.01)],

μέσω της σχέσης

$$\begin{aligned}
c_\ell &= \frac{\Gamma(-1 + m_{s,t_2,\ell} + m_{s,t_1,\ell})\Gamma(-1 + m_{t_2,\ell} + m_{t_1,\ell})\Gamma(-1 + m_{s,t_2,\ell} + m_{t_1,\ell})}{\left[\prod_{i=1}^2 \Gamma(m_{t_i,\ell})\Gamma(m_{s,t_i,\ell})\right] \left(\frac{m_{s,t_1,\ell}m_{t_1,\ell}}{\Omega_{t_1,\ell}}\right)^{m_{t_2,\ell}-1}} \\
&\times \frac{\Gamma(-1 + m_{t_2,\ell} + m_{s,t_1,\ell})}{\Gamma(-2 + \sum_{i=1}^2 [m_{t_i,\ell} + m_{s,t_i,\ell}])} \left(\frac{m_{t_2,\ell}m_{s,t_2,\ell}}{\Omega_{t_2,\ell}}\right)^{m_{t_2,\ell}} \\
&\times {}_2F_1\left(-1 + \sum_{i=1}^2 m_{t_i,\ell}, -1 + m_{t_2,\ell} + m_{s,t_1,\ell}; -2 + \sum_{i=1}^2 [m_{t_i,\ell} + m_{s,t_i,\ell}], \right. \\
&\left. 1 - \frac{\Omega_{t_1,\ell}m_{t_2,\ell}m_{s,t_2,\ell}}{\Omega_{t_2,\ell}m_{t_1,\ell}m_{s,t_1,\ell}}\right)
\end{aligned} \tag{3.62}$$

3.7.1.3 Διαλείψεις Nakagami

Στην ειδική περίπτωση των διαλείψεων Nakagami- m , το κέρδος κωδικοποίησης c_ℓ δίδεται από την (3.61) θέτοντας $m_{s,t_i,\ell} \rightarrow \infty$. Συγκεκριμένα, αποδεικνύεται ότι η έκφραση του c_ℓ εκφυλίζεται στο γνωστό αποτέλεσμα [97, Eq. (4)]. Χρησιμοποιώντας τον ορισμό της συνάρτησης Meijer-G [44, Eq. (8.2.1.1)], το όριο της (3.61) καθώς $m_{s,t_i,\ell} \rightarrow \infty$ τείνει στο

$$\begin{aligned}
c_\ell &= \frac{m_{t_1,\ell}(2\pi j\Omega_{t_1,\ell})^{-1}}{\Gamma(m_{t_1,\ell})\Gamma(m_{t_2,\ell})} \int_{\mathcal{C}} \left(\frac{\Omega_{t_2,\ell}m_{t_1,\ell}}{\Omega_{t_1,\ell}m_{t_2,\ell}}\right)^{-u} \Gamma(m_{t_2,\ell} - u) \\
&\times \Gamma(m_{t_1,\ell} - 1 + u) \left[\lim_{m_{s,t_1,\ell} \rightarrow \infty} \frac{m_{s,t_1,\ell}^{-u} \Gamma(m_{s,t_1,\ell} - 1 + u)}{\Gamma(m_{s,t_1,\ell})} \right] \\
&\times \left[\lim_{m_{s,t_2,\ell} \rightarrow \infty} \frac{m_{s,t_2,\ell}^u \Gamma(m_{s,t_2,\ell} - u)}{\Gamma(m_{s,t_2,\ell})} \right] du
\end{aligned} \tag{3.63}$$

όπου ο συμβολισμός \mathcal{C} αναφέρεται σε επικαμπύλιο ολοκλήρωμα. Εφαρμόζοντας την ταυτότητα $\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{x^{-u}\Gamma(x+u)}{\Gamma(x)} = 1$ [95, Eq. (8.328)] σε συνδυασμό με την [44, Eq. (8.2.1.1)], το κέρδος κωδικοποίησης της (3.63) γράφεται ως

$$c_\ell = \frac{m_{t_1,\ell}}{\Gamma(m_{t_1,\ell})\Gamma(m_{t_2,\ell})\Omega_{t_1,\ell}} G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{\Omega_{t_2,\ell}m_{t_1,\ell}}{\Omega_{t_1,\ell}m_{t_2,\ell}} \middle| \begin{matrix} 1-m_{t_2,\ell} \\ m_{t_1,\ell}-1 \end{matrix} \right] \tag{3.64}$$

Εφαρμόζοντας την ταυτότητα $G_{1,1}^{1,1} \left[x \middle| \begin{matrix} a \\ b \end{matrix} \right] = \Gamma(1-a+b)x^b(x+1)^{a-b-1}$ [119, 07.34.03.0271.01], το κέρδος κωδικοποίησης c_ℓ γράφεται στη μορφή

$$\begin{aligned}
c_\ell &= \left[\prod_{i=1}^2 \frac{1}{\Gamma(m_{i,\ell})} \left(\frac{m_{i,\ell}}{\Omega_{i,\ell}}\right)^{m_{i,\ell}} \right] \Gamma\left(-1 + \sum_{i=1}^2 m_{i,\ell}\right) \\
&\times \left(\sum_{i=1}^2 \frac{m_{i,\ell}}{\Omega_{i,\ell}}\right)^{1-\sum_{i=1}^2 m_{i,\ell}}
\end{aligned} \tag{3.65}$$

3.7.2 Μέση πιθανότητα λάθους Συστήματος SM

Θεωρείται σύστημα MIMO διαστάσεων $N_t \times N_r$ που υλοποιεί είτε διαμόρφωση SSK ή διαμόρφωση SM με εφαρμογή αστεριμού τάξης M στο πεδίο των σημάτων. Η ABEP για διαμόρφωση SSK προσεγγίζεται από την (3.13), όπου συνδυάζοντας τις (3.12) και (3.52) προκύπτει για μεγάλες τιμές SNR

$$\bar{P}(\mathbf{s}_n \rightarrow \hat{\mathbf{s}}_n) \stackrel{\bar{\gamma} \gg 1}{\approx} \mathcal{I}(\bar{\gamma}, N_r) \quad (3.66)$$

με το ολοκλήρωμα $\mathcal{I}(\bar{\gamma}, N_r)$ να δίδεται από την (3.58). Επιπλέον, η τυχαία μεταβλητή Z_ℓ της (3.53) ορίζεται για τη διαμόρφωση SSK ως

$$\begin{aligned} Z_\ell &= |z_{2,\ell} - z_{1,\ell}|^2 \\ z_{2,\ell} &= a_{\hat{n},\ell} \exp(j\phi_{\hat{n},\ell}), \quad z_{1,\ell} = a_{n,\ell} \exp(j\phi_{n,\ell}) \end{aligned} \quad (3.67)$$

όπου $a_{n,\ell}$ και $\phi_{n,\ell}$ είναι το πλάτος και η φάση της ζεύξης μεταξύ της n -οστής κεραίας εκπομπής και της ℓ -οστής κεραίας λήψης. Στην ειδική περίπτωση διαύλου ανεξάρτητα και πανομοιότυπα κατανομημένων διαλείψεων, η ABEP της (3.13) απλοποιείται στην

$$\text{ABEP}_{\text{SSK}} \leq (N_t/2) \mathcal{I}(\bar{\gamma}, N_r) \quad (3.68)$$

Για διαμόρφωση SM, η ABEP προσεγγίζεται από την (3.48) μέσω των (3.49), (3.50) και (3.51). Όταν στο πεδίο των σημάτων εφαρμόζεται διαμόρφωση M -PSK ή M -QAM, ο όρος ABEP_{sig} της (3.49) υπολογίζεται σε διαύλους γενικευμένων διαλείψεων από τον Πίνακα I της [115], ενώ για τη διατύπωση ασυμπτωτικών εκφράσεων της ABEP_{sig} μπορεί κανείς να ανατρέξει στη μεθολογία που προτείνεται στην [117]. Αναφορικά με τους όρους ABEP_{sp} και $\text{ABEP}_{\text{joint}}$, η APEP υπολογίζεται, όπως και στην περίπτωση SSK, συνδυάζοντας τις (3.12) και (3.52) με τη διαφορά ότι αντί της (3.67), η τυχαία μεταβλητή Z_ℓ της (3.53) γράφεται

$$\begin{aligned} Z_\ell &= |z_{2,\ell} - z_{1,\ell}|^2 \\ z_{2,\ell} &= \delta_{\hat{n}} a_{\hat{n},\ell} \exp(j\phi_{\hat{n},\ell}), \quad z_{1,\ell} = \delta_n a_{n,\ell} \exp(j\phi_{n,\ell}) \end{aligned} \quad (3.69)$$

όπου δ_n το πλάτος του συμβόλου χ_n στο πεδίο των σημάτων. Στην ειδική περίπτωση διαύλου ανεξάρτητα και πανομοιότυπα κατανομημένων διαλείψεων και εφαρμόζοντας διαμόρφωση σταθερής περιβάλλουσας στο πεδίο των σημάτων, ώστε $\delta_j = \kappa_0$ για $j = 1, 2, \dots, M$, οι όροι ABEP_{sp} και $\text{ABEP}_{\text{joint}}$ απλοποιούνται στους [115]

$$\text{ABEP}_{\text{sp}} = \frac{N_t \log_2(N_t)}{2 \log_2(N_t M)} \bar{P}_{SM}(t_1 \rightarrow t_2) \quad (3.70a)$$

$$\text{ABEP}_{\text{joint}} = \left[\frac{M(N_t - 1) \log_2(M) + N_t(M - 1) \log_2(N_t)}{2 \log_2(N_t M)} \right] \times \bar{P}_{SM}(t_1 \rightarrow t_2) \quad (3.70\beta)$$

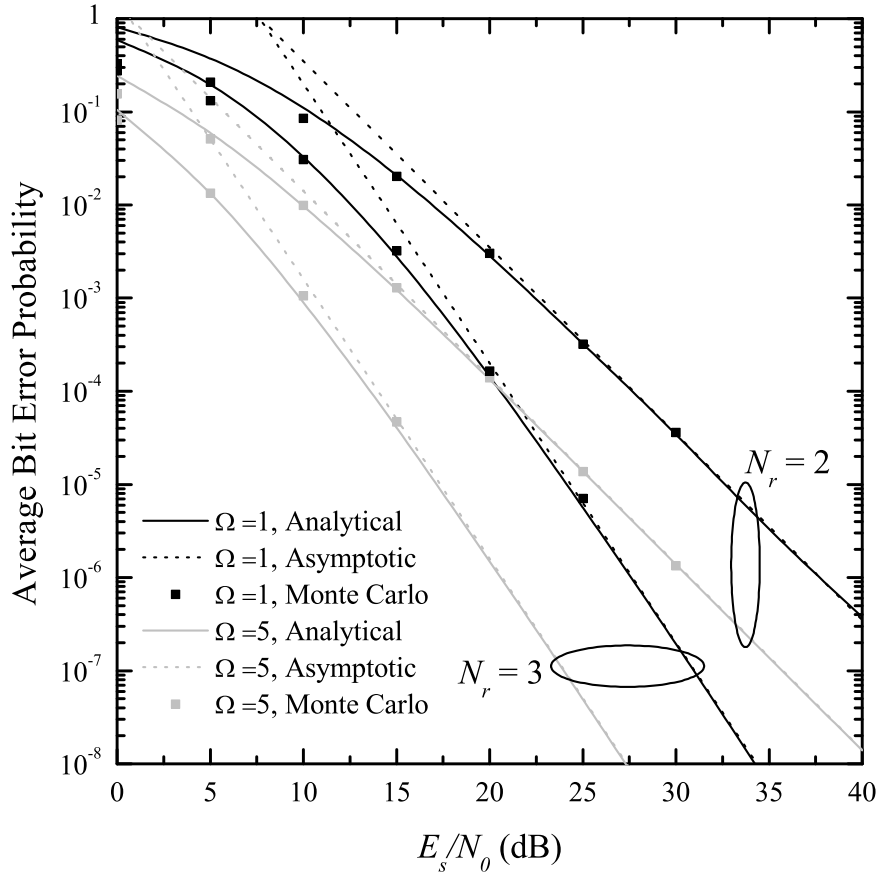
όπου η $\bar{P}_{SM}(t_1 \rightarrow t_2)$ προσεγγίζεται για υψηλές τιμές SNR αντικαθιστώντας $\bar{\gamma}$ με $\kappa_0 \bar{\gamma}$ στην (3.66) ως

$$\bar{P}_{SM}(t_1 \rightarrow t_2) \stackrel{\bar{\gamma} \gg 1}{\approx} \mathcal{I}(\kappa_0 \bar{\gamma}, N_r) \quad (3.71)$$

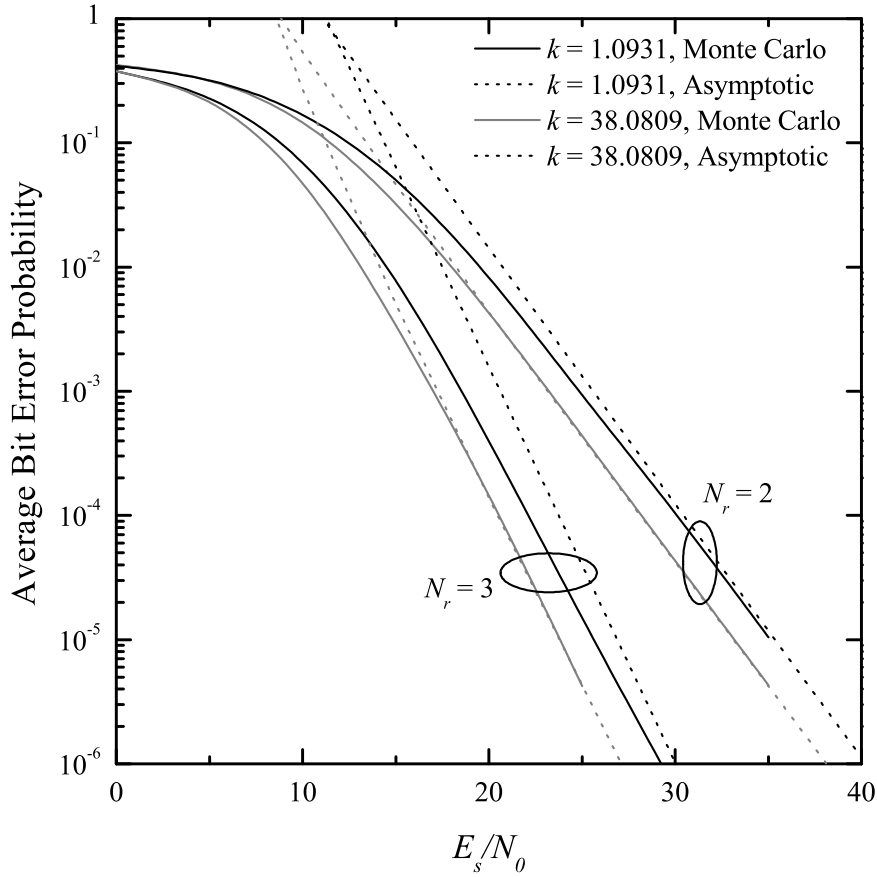
Τελικά, το διαφορικό κέρδος του σχήματος SM είναι ίσο με $\min\{N_r, \text{DG}_{\text{sig}}\}$, όπου DG_{sig} είναι το διαφορικό κέρδος που προκύπτει από τον όρο ABEP_{sig} [115].

3.7.3 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Αριθμητικά αποτελέσματα συγκρίνονται με προσομοιώσεις Monte-Carlo σε διάφορα περιβάλλοντα διαλείψεων αποτυπώνοντας την πολύ ικανοποιητική σύγκλιση της ABEP με εφαρμογή της ασυμπτωτικής σχέσης (3.58) για υψηλές τιμές E_s/N_0 . Στο Σχήμα 3.7 απεικονίζεται η ABEP σχήματος SSK για σύστημα MIMO 8×2 και 8×3 που λειτουργεί σε περιβάλλον πανομοιότυπα και ανεξάρτητα κατανεμημένων διαλείψεων EGK. Η ακριβής σύγκλιση



Σχήμα 3.7: ABEP σχήματος SSK ως συνάρτηση του E_s/N_0 για σύστημα MIMO 8×2 και 8×3 MIMO που λειτουργεί σε διάλογο EGK. Οι παράμετροι της προσομοίωσης λαμβάνουν τις τιμές $m_{s,i,\ell} = 2$, $\beta_{s,i,\ell} = 4$, $m_{i,\ell} = 1.5$, $\beta_{i,\ell} = 4$ και $\Omega_{i,\ell} \in \{1, 5\}$.



Σχήμα 3.8: ABEP σχήματος SM (SSK σε συνδυασμό με QPSK) ως συνάρτηση του E_s/N_0 για σύστημα MIMO 8×2 και 8×3 που λειτουργεί σε δίαυλο GK για διάφορες τιμές της παραμέτρου k . Οι παράμετροι της προσομοίωσης λαμβάνουν τις τιμές $m_{i,\ell} = 2.5$, $\Omega_{i,\ell} = 1$.

της καμπύλης ABEP, όπως προκύπτει από την ασυμπτωτική ανάλυση μέσω των (3.58) και (3.60), με τις αντίστοιχες καμπύλες που προκύπτουν από τον αριθμητικό υπολογισμό της (3.13) και από προσομοιώσεις Monte-Carlo αποτυπώνει τη χρησιμότητα της ανωτέρω ανάλυσης για υψηλές τιμές του SNR. Η χρησιμότητα του πλαισίου που αναπτύχθηκε στο υποεδάφιο 3.7.1 διαπιστώνεται επίσης από το Σχήμα 3.8 που απεικονίζει την ABEP σχήματος SM με διαμόρφωση QPSK στο πεδίο των σημάτων και λειτουργεί σε σύστημα MIMO 8×2 και 8×3 σε περιβάλλον πανομοιότυπα και ανεξάρτητα κατανεμημένων διαλείψεων KG. Οι διαφορετικές τιμές του k αντιπροσωπεύουν διαφορετικές συνθήκες σκίασης με βάση το μοντέλο του Loo, αντίστοιχα με το Σχήμα 3.5. Παρατηρείται ότι, όπως και στο Σχήμα 3.7, η ασυμπτωτική καμπύλη ABEP του υπό μελέτη σχήματος SM συγκλίνει με ακρίβεια στην αντίστοιχη καμπύλη που προκύπτει από προσομοίωση Monte-Carlo για υψηλές τιμές SNR.

Κεφάλαιο 4

Σχήματα Χωρικής Διαμόρφωσης για την επίτευξη άνισης προστασίας έναντι λαθών

4.1 Εισαγωγή

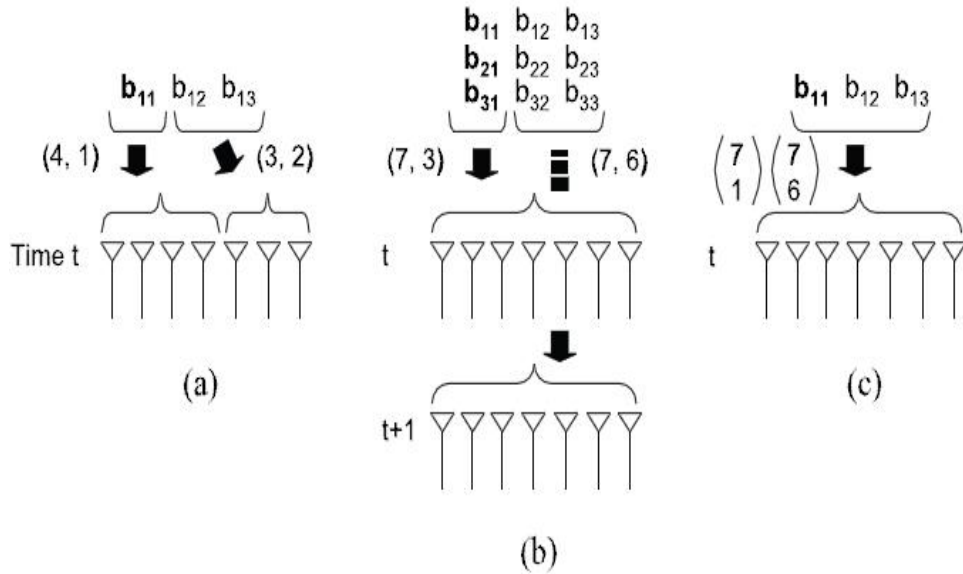
Τα δίκτυα νέας γενιάς θα κληθούν να υποστηρίξουν συστήματα πολυπληθών κεραιών με σκοπό τη βέλτιστη αξιοποίηση των διαθέσιμων πόρων του δικτύου προς υποστήριξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης και αξιόπιστη παροχή υπηρεσιών. Η χωρική διαμόρφωση έχει προταθεί ως σχήμα χαμηλής πολυπλοκότητας, που αξιοποιεί τις πολλαπλές κεραίες εκπομπής για να διαμορφώσει τη ροή πληροφορίας στο φυσικό στρώμα. Κατά τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται γραμμική αύξηση της χωρητικότητας σε διαύλους πολλαπλών διαδρομών, όπως είναι το αστικό περιβάλλον. Εξάλλου, στο πλαίσιο της δίκαιης αντιμετώπισης ετερογενών χρηστών που εξυπηρετούνται από το ίδιο δίκτυο, οι σύγχρονες ευρυζωνικές υπηρεσίες κατανέμουν την πληροφορία σε ροές προτεραιότητας παρέχοντας διαφορετική ποιότητα υπηρεσίας σε κάθε χρήστη ανάλογα με το προφίλ της συνδρομής του και τη δυνατότητα ανάκτησης της πληροφορίας που διαθέτει. Η άνιση προστασία έναντι λαθών στις ροές προτεραιότητας είτε της ίδιας είτε προστιθέμενων υπηρεσιών έχει επιτευχθεί μέσω της ενσωμάτωσης ιεραρχικών διαμορφώσεων σε διεθνή πρότυπα, όπως στο πρότυπο DVB. Η υλοποίηση σχημάτων χωρικής διαμόρφωσης με σκοπό την επίτευξη UEP εξυπηρετεί το αίτημα επίτευξης διαφορετικών επιπέδων προστασίας σε ροές διαφορετικής προτεραιότητας που διαμορφώνονται από κοινού τόσο στο πεδίο των σημάτων όσο και στη χωρική συνιστώσα του τρισδιάστατου αστερισμού SM. Προς αυτή την κατεύθυνση, είναι ιδιαίτερα χρήσιμος ο υπολογισμός της πιθανότητας λάθους ξεχωριστά για τα διαφορετικά ψηφία που διαμορφώνονται τόσο στο πεδίο των σημάτων όσο και στο πεδίο του χώρου προκειμένου να επιλεγεί για τη διαμόρφωση των ροών υψηλής προτεραιότητας ο συνδυασμός των ψηφίων που αποτελούν τα πλέον ανθεκτικά στις αλλοιώσεις που προκαλεί ο διάυλος. Ωστόσο, η διεθνής βιβλιογραφία στη συγκεκριμένη θε-

ματική περιοχή είναι περιορισμένη, καθώς το σύνολο των εργασιών μελετά την επίδοση της χωρικής διαμόρφωσης σε διάφορα περιβάλλοντα διαλείψεων χωρίς να λαμβάνεται υπόψη η συνεισφορά εκάστου των πεδίων διαμόρφωσης στη μέση πιθανότητα λάθους. Πλέον, έχει καταστεί εμφανές ότι η σχεδίαση νέων σχημάτων χωρικής διαμόρφωσης, που επιτυγχάνουν UEP σε διαφορετικά περιβάλλοντα διαλείψεων, αποτελεί ανοικτό πεδίο έρευνας με ιδιαίτερο ενδιαφέρον για τα δίκτυα νέας γενιάς.

4.2 Βιβλιογραφική Μελέτη

Η ικανοποιητική επίδοση του σχήματος SM σε διαύλους πολλαπλών σκεδάσεων λόγω της δυνατότητας του δέκτη να εντοπίζει την κεραία εκπομπής που μεταδίδει το εκάστοτε χωρικό σύμβολο οδήγησε τους συγγραφείς της [120] να προτείνουν τρία διαφορετικά σχήματα αυτό SSK που επιτυγχάνουν άνιση προστασία έναντι λαθών σε δύο ροές πληροφορίας διαφορετικής προτεραιότητας υπό διαλείψεις Rayleigh. Συγκεκριμένα, η [120] υιοθετεί τη λογική του σχήματος Hamming code-aided SSK (HSSK) [121] τάξης M , όπου από το σύνολο των κωδικών λέξεων μήκους N_t , όπου N_t το πλήθος των κεραιών εκπομπής, επιλέγονται οι M με τη μέγιστη απόσταση Hamming (Hamming distance, HD). Ενδεικτικά, αν ο πομπός διαθέτει 4 κεραίες εκπομπής και το υπό μετάδοση χωρικό σύμβολο αντιστοιχεί στην κωδική λέξη $[1, 0, 1, 0]^T$ ενεργοποιούνται η πρώτη και η τρίτη κεραία εκπομπής, ενώ η δεύτερη και η τέταρτη μένουν ανενεργές. Σημειώνεται ότι, σε αντίθεση με το σχήμα GSSK [99], το σχήμα HSSK δεν προϋποθέτει σταθερό αριθμό ενεργών κεραιών εκπομπής για τις διάφορες κωδικές λέξεις της διαμόρφωσης.

Επεκτείνοντας αυτή τη σχεδίαση, στην [120] προτείνεται η επιλογή υποσυνόλων M_{HP} και M_{LP} κωδικών λέξεων για τη διαμόρφωση των χωρικών συμβόλων υψηλής και χαμηλής προτεραιότητας, αντίστοιχα, όπου η απόσταση Hamming των λέξεων του πρώτου υποσυνόλου υπερβαίνει την απόσταση Hamming των λέξεων του δεύτερου. Κατά αυτό τον τρόπο εξασφαλίζεται η μεγαλύτερη προστασία της ροής HP σε δίαυλο Rayleigh. Στο Σχήμα 4.1 απεικονίζονται τα τρία προτεινόμενα σχήματα, τα οποία η [120] ονομάζει (a) Hierarchical HSSK σύνδεσης (H-HSSK, Concatenation), (b) H-HSSK διαμοιρασμού χρόνου (time sharing) και (c) Hierarchical GSSK (H-GSSK). Για την H-HSSK σύνδεσης, στο Σχήμα 4.1(a) επιλέγονται οι 4 από τις 7 κεραίες εκπομπής για τη διαμόρφωση των ψηφίων HP και οι υπόλοιπες 3 κεραίες εκπομπής για τη διαμόρφωση εκάστοτε ζεύγους ψηφίων LP. Όπως διαπιστώνεται από το Σχήμα 4.2 αναφορικά με την επιλογή των υποσυνόλων των δύο επιπέδων προτεραιότητας, ενώ η απόσταση Hamming των λέξεων του υποσυνόλου LP που προκύπτει από τα 3 τελευταία ψηφία είναι ίση με 2, η απόσταση Hamming των λέξεων του υποσυνόλου HP που προκύπτει από τα 4 πρώτα ψηφία είναι ίση με 4 εξασφαλίζοντας την καλύτερη επίδοση της ροής υψηλής προτεραιότητας. Αντίστοιχα, στην H-HSSK διαμοιρασμού χρόνου του Σχήματος 4.1(b), τα χωρικά σύμβολα HP και LP μεταδίδονται σε διαδοχικές χρονικές στιγμές ενώ

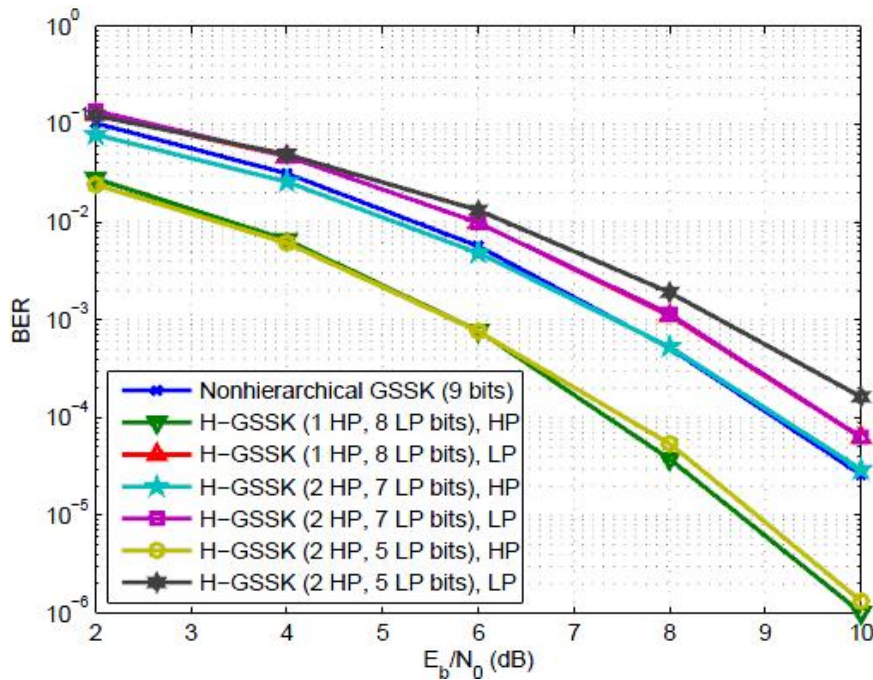


Σχήμα 4.1: Σχήματα Ιεραρχικής διαμόρφωσης βασισμένα στη λογική του HSSK [120]

τα υποσύνολα κωδικών λέξεων μήκους $N_t = 7$ που κωδικοποιούν τις ροές HP και LP χαρακτηρίζονται από αποστάσεις Hamming ίσες με 4 και 2, αντίστοιχα. Τέλος, στο Σχήμα 4.1(c) απεικονίζεται η διαμόρφωση H-GSSK όπου για τη μεγιστοποίηση της απόστασης Hamming μεταξύ των κωδικών λέξεων HP επιλέγεται τα ψηφία HP 0 και 1 να κωδικοποιούνται από υποσύνολα λέξεων όπου αντίστοιχα μία μόνο κεραία είναι ενεργή ή όλες πλην μίας κεραίες είναι ενεργές (βλ. Σχήμα 4.2). Στην ίδια κατεύθυνση με την [120], η [122] μελετά τη δυνατότητα επίτευξης UEP σε δίαυλο Rayleigh με κατάλληλη επιλογή των κωδικών λέξεων σχήματος GSSK που διαμορφώνει διαφορετικά χωρικά σύμβολα διατηρώντας σταθερό το πλήθος των ενεργών κεραιών. Διατηρώντας το ίδιο όνομα με το τρίτο σχήμα της [120], το προτεινόμενο στην [122] σχήμα ονομάζεται H-GSSK και επιτυγχάνει τη μεγιστοποίηση της απόστασης Hamming για το υποσύνολο λέξεων που κωδικοποιούν τα ψηφία HP αυξάνο-

Source bits	(4, 1)(3, 2) H-HSSK symbols	$\binom{7}{1} \binom{7}{6}$ H-GSSK symbols
000	$[0, 0, 1, 1, 0, 0, 0]^T$	$[1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$
001	$[0, 0, 1, 1, 0, 1, 1]^T$	$[0, 1, 0, 0, 0, 0, 0]^T$
010	$[0, 0, 1, 1, 1, 0, 1]^T$	$[0, 0, 1, 0, 0, 0, 0]^T$
011	$[0, 0, 1, 1, 1, 1, 0]^T$	$[0, 0, 0, 1, 0, 0, 0]^T$
100	$[1, 1, 0, 0, 0, 0, 0]^T$	$[0, 1, 1, 1, 1, 1, 1]^T$
101	$[1, 1, 0, 0, 0, 1, 1]^T$	$[1, 0, 1, 1, 1, 1, 1]^T$
110	$[1, 1, 0, 0, 1, 0, 1]^T$	$[1, 1, 0, 1, 1, 1, 1]^T$
111	$[1, 1, 0, 0, 1, 1, 0]^T$	$[1, 1, 1, 0, 1, 1, 1]^T$

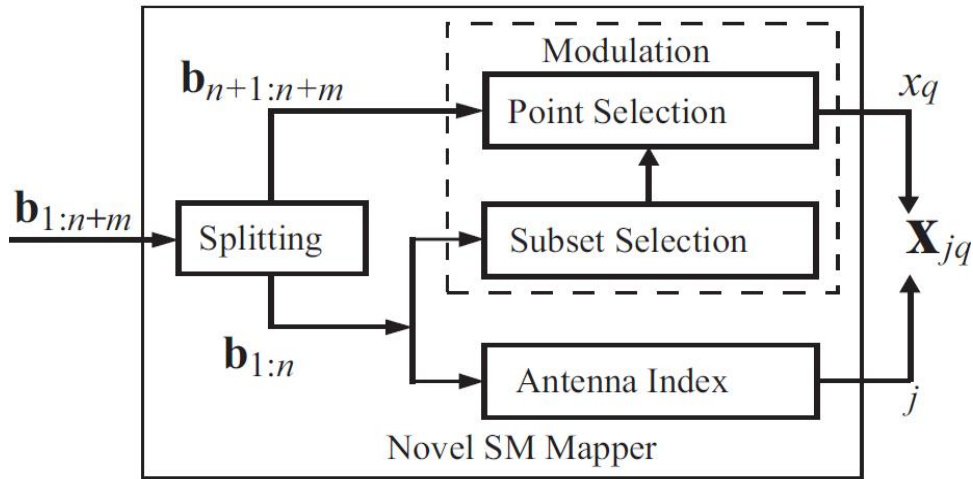
Σχήμα 4.2: Παράδειγμα κωδικοποίησης των σχημάτων H-HSSK, Concatenation, και H-GSSK [120]



Σχήμα 4.3: Πιθανότητα λάθους HP και LP του σχήματος H-GSSK σε σύγκριση με το συμβατικό σχήμα διαμόρφωσης GSSK θεωρώντας μετάδοση υπό διαλείψεις Rayleigh [122]

ντας παράλληλα τη φασματική απόδοση της ροής LP. Η αισθητά βελτιωμένη επίδοση ως προς την πιθανότητα λάθους HP του σχήματος H-GSSK σε σύγκριση με την πιθανότητα λάθους της ομοιόμορφης διαμόρφωσης GSSK απεικονίζεται στο Σχήμα 4.3 για μετάδοση σε διάυλο Rayleigh και αποτελεί συνέπεια της διαμέρισης συνόλου (set partitioning) κωδικών λέξεων GSSK με στόχο τη μεγιστοποίηση της προστασίας της πληροφορίας HP.

Σε αντίθεση με τα σχήματα βασισμένα σε SSK που προτείνονται στις [120] και [122] για μετάδοση σε διάυλο Rayleigh, η [123] προτείνει ένα σχήμα βασισμένο σε SM που υλοποιεί διαμέριση συνόλου κατά Ungerboeck (Ungerboeck set partitioning) για την επίτευξη UEP σε διάυλο συσχετισμένων διαλείψεων Rice. Όπως επισημαίνεται στην [123], η πιθανότητα λάθους στο πεδίο των σημάτων βελτιώνεται όταν η απευθείας συνιστώσα είναι ισχυρή, σε αντίθεση με την πιθανότητα λάθους των χωρικά διαμορφωμένων ψηφίων που αυξάνει, καθώς η ύπαρξη ισχυρής συνιστώσας LOS εμποδίζει το δέκτη να εντοπίσει την ενεργή κεραία εκπομπής. Το ίδιο συμπέρασμα προκύπτει όταν αυξάνει η συσχέτιση μεταξύ των ζεύξεων πομπού-δέκτη. Λαμβάνοντας υπόψη την ανωτέρω διαπίστωση, η επίτευξη UEP σε διάυλο Rice όταν η πληροφορία HP και LP διαμορφώνεται τόσο στο πεδίο των σημάτων όσο και στο πεδίο του χώρου μελετάται για πρώτη φορά στην [123], με το προτεινόμενο σχήμα Ungerboeck SM (USM) να απεικονίζεται στο Σχήμα 4.4. Η πληροφορία αρχικά διαχωρίζεται σε δύο ροές. Η πληροφορία HP διαμορφώνεται στα ψηφία διαμόρφωσης QAM στα οποία έχει αποδοθεί η μεγαλύτερη ισχύς εκπομπής, ενώ η πληροφορία LP στους δείκτες των κεραιών εκπομπής ακολουθώντας διαμόρφωση SSK. Λόγω της δυσκολίας εντοπισμού από το δέκτη της ενεργής κεραίας εκπομπής, προκειμένου να ανιχνεύεται υπό ισχυρή απευ-



Σχήμα 4.4: Διάγραμμα πομπού για το σχήμα USM [123]

θείας συνιστώσα, η πληροφορία LP διαμορφώνεται επιπλέον στα υπόλοιπα ψηφία της ίδιας με την πρώτη ροή διαμόρφωσης QAM, δηλαδή στα ψηφία QAM στα οποία έχει αποδοθεί μικρότερη ισχύς εκπομπής. Λόγω της μεγαλύτερης προστασίας που προσδίδεται υπό συνθήκες οπτικής επαφής στα ψηφία HP που διαμορφώνονται στο πεδίο των σημάτων έναντι των ψηφίων LP που διαμορφώνονται στο πεδίο του χώρου, το σχήμα USM επιτυγχάνει UEP. Η μεγάλη διαφορά ως προς την επίδοση των δύο ροών προτεραιότητας μειώνεται λόγω της διαφορετικής προστασίας που παρέχεται στην πληροφορία LP με τη διαμόρφωσή της επιπλέον στα ψηφία QAM μικρής ισχύος εκπομπής.

Λόγω της εξαιρετικά περιορισμένης βιβλιογραφίας στην ερευνητική περιοχή επίτευξης άνισης προστασίας έναντι λαθών χρησιμοποιώντας σχήματα χωρικής διαμόρφωσης, η παρούσα διδακτορική διατριβή προτείνει ένα σχήμα βασισμένο σε SSK και ένα σχήμα βασισμένο σε SM που επιτυγχάνουν UEP σε διάυλο ισχυρής απευθείας συνιστώσας. Το πρώτο σχήμα αναφέρεται ως πολυσταθμική μεταγωγή μετατόπισης πλάτους (hierarchical multilevel SSK, HMSSK) [124], ενώ το δεύτερο αναφέρεται ως πολυσταθμική χωρική ιεραρχική διαμόρφωση (multilevel spatial hierarchical modulation, MSHM) [125].

4.3 Ιεραρχική Πολυσταθμική Μεταγωγή Μετατόπισης Πλάτους

Η ιεραρχική πολυσταθμική μεταγωγή μετατόπισης πλάτους προτείνεται για την επίτευξη άνισης προστασίας έναντι λαθών όταν ένα σύστημα MIMO λειτουργεί υπό συνθήκες ισχυρής οπτικής επαφής. Το σχήμα HMSSK διαμορφώνει τα ψηφία HP στο πλήθος των ενεργών κεραιών αντί για τους δείκτες τους όπως συμβαίνει στο σχήμα SSK. Ως εκ τούτου, ο δέκτης ανιχνεύει τα σύμβολα HP από το πλάτος του σήματος λήψης, του οποίου η απευθείας συνιστώσα αυξάνει γραμμικά με το πλήθος των ενεργών κεραιών. Ο συρμός LP με-

ταδίδεται εφαρμόζοντας διαμόρφωση GSSK σε κάθε υποσύνολο κωδικών λέξεων σταθερού πλήθους ενεργών κεραιών, δηλαδή κωδικών λέξεων που διαμορφώνουν το ίδιο σύμβολο HP. Επιπλέον, αποδίδονται διαφορετικές ταυτότητες φάσης (phase signatures) στις κεραιές εκπομπής καθιστώντας το δέκτη ικανό να διακρίνει τις ενεργές κεραιές εκπομπής όταν η απευθείας συνιστώσα είναι ισχυρή μη επιτρέποντας επαρκή διαφοροποίηση ανάμεσα στις διαφορετικές ζεύξεις μεταξύ πομπού και δέκτη. Τέλος, επειδή με κατάλληλη επιλογή των ταυτοτήτων φάσης επιτυγχάνονται διαφορετικά επίπεδα UEP, το προτεινόμενο σχήμα χαρακτηρίζεται ως ιεραρχικό.

4.3.1 Περιγραφή συστήματος

Θεωρείται σύστημα MIMO διαστάσεων $N_t \times N_r$ που λειτουργεί σε δίαυλο Rice ανεξαρτήτων και ταυτόσημα κατανεμημένων διαδρομών μεταξύ των N_t κεραιών εκπομπής και των N_r κεραιών λήψης. Όμοια με την (3.2), το σήμα λήψης εκφράζεται ως

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{s}_n + \mathbf{z} \quad (4.1)$$

όπου E_s είναι η ισχύς εκπομπής εκάστης των εκάστοτε ενεργών κεραιών και \mathbf{s}_n το σήμα εκπομπής διαστάσεων $N_t \times 1$ που αντιστοιχεί στην κωδική λέξη \mathbf{c}_n του κώδικα \mathbf{C} που χρησιμοποιείται. Ο κώδικας είναι μεγέθους $\tilde{\mathbf{C}} = 2^\nu$, όπου ν το πλήθος των ψηφίων που διαμορφώνονται στην εκάστοτε κωδική λέξη. Η n -οστή κωδική λέξη συμβολίζεται ως

$$\mathbf{c}_n = [\mathbf{c}_{n,1}, \dots, \mathbf{c}_{n,N_t}]^T, \quad n = 1, 2, \dots, \tilde{\mathbf{C}} \quad (4.2)$$

όπου

$$\mathbf{c}_{n,i} = 1 \text{ εφόσον η κεραία } i \text{ είναι ενεργή}$$

$$\mathbf{c}_{n,i} = 0, \text{ σε διαφορετική περίπτωση}$$

Επιπλέον, \mathbf{H} είναι ο πίνακας του διαύλου, διαστάσεων $N_r \times N_t$, με μιγαδικά στοιχεία $h_{\ell,i} = h_{\ell,i}^R + j h_{\ell,i}^I$. Λόγω της λειτουργίας του συστήματος σε δίαυλο Rice, τόσο η συμφασική συνιστώσα $h_{\ell,i}^R$ όσο και η ορθογωνική συνιστώσα $h_{\ell,i}^I$ των ταυτόσημα κατανεμημένων στοιχείων του πίνακα \mathbf{H} ακολουθούν την κανονική κατανομή με μέση τιμή

$$\mu = \sqrt{K/(K+1)} \quad (4.3)$$

και τυπική απόκλιση

$$\sigma = \sqrt{1/[2(K+1)]} \quad (4.4)$$

όπου K είναι ο παράγοντας Rice. Άρα $h_{\ell,i}^R \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ και $h_{\ell,i}^I \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$. Στη σχέση (4.1), τέλος, \mathbf{z} είναι το διάνυσμα θορύβου AWGN διαστάσεων $N_r \times 1$ με μονόπλευρη φασματική

πυκνότητα ισχύος N_0 , τόσο για τη συμφασική όσο και για την ορθογωνική συνιστώσα.

Ακολουθώντας τη λογική της διατύπωσης της (3.35) για σύστημα GSSK προκειμένου για την καλύτερη κατανόηση του συστήματος, αυτό εκφράζεται μέσω του ισοδύναμου συστήματος διαστάσεων $\tilde{\mathbf{C}} \times N_r$ που υλοποιεί διαμόρφωση SSK. Το σήμα λήψης του ισοδύναμου συστήματος εκφράζεται γράφοντας την (4.1) στην ισοδύναμη μορφή

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{h}'_n + \mathbf{z} \quad (4.5)$$

όπου τα στοιχεία του διανύσματος \mathbf{h}'_n διαστάσεων $N_r \times 1$ δίδονται από τη σχέση

$$\mathbf{h}'_{\ell,n} = \sum_{i=1}^{N_t} h_{\ell,i} s_{n,i}, \ell = 1, \dots, N_r. \quad (4.6)$$

Στη πλευρά της λήψης εφαρμόζεται αποδιαμόρφωση MLD θεωρώντας ότι ο δέκτης διαθέτει τέλεια γνώση του διαύλου. Τότε, η εκτίμηση της κωδικής λέξης $\hat{\mathbf{c}}_n$ προκύπτει με εφαρμογή της διαδικασίας

$$\hat{\mathbf{c}}_n = \underset{n}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \sqrt{E_s} \mathbf{h}'_n\|^2. \quad (4.7)$$

Λόγω της λειτουργίας του συστήματος σε δίαυλο Rice και θεωρώντας ότι το σήμα εκπομπής ταυτίζεται με την κωδική λέξη, δηλαδή ότι $\mathbf{s}_n = \mathbf{c}_n$, η απόκριση πλάτους $\mathbf{h}'_{\ell,n}$ της σχέσης (4.6) μπορεί να αναλυθεί στην απευθείας και την πολυδιαδρομική συνιστώσα υπό τη μορφή

$$\mathbf{h}'_{\ell,n} = (1 + j) \sqrt{\frac{K}{K+1}} \tilde{\mathcal{A}}_n + \sqrt{\frac{1}{2(K+1)}} \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{h}}_{\ell,i} \mathbf{c}_{n,i} \quad (4.8)$$

όπου ως \mathcal{A}_n ορίζεται το σύνολο που περιλαμβάνει τους δείκτες των ενεργών κεραιών κατά τη μετάδοση της κωδικής λέξης \mathbf{c}_n . Ως εκ τούτου, το πλήθος των ενεργών κεραιών προκύπτει ως ο πληθικός αριθμός του συνόλου \mathcal{A}_n , οπότε

$$\tilde{\mathcal{A}}_n = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{c}_{n,i} \quad (4.9)$$

Επιλέον, στην (4.8) ισχύει $\tilde{\mathbf{h}}_{\ell,i}^R, \tilde{\mathbf{h}}_{\ell,i}^I \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$.

4.3.2 Κεντρική ιδέα

Η διαμόρφωση SSK αποτελεί λογική επιλογή όταν ένα σύστημα λειτουργεί υπό συνθήκες μη οπτικής επαφής (Non LOS, NLOS) καθώς ο δέκτης διαθέτει την ικανότητα διαχωρισμού του σήματος που προέρχεται από διαφορετικές κεραιές εκπομπής μέσω του όρου $\tilde{\mathbf{h}}_{\ell,i} \mathbf{c}_{n,i}$ στο δεξί σκέλος της (4.8). Ωστόσο, όταν η απευθείας συνιστώσα είναι ισχυρή, ο όρος που περιλαμβάνει το $\tilde{\mathcal{A}}_n$ γίνεται κυρίαρχος στην (4.8), επιτρέποντας την αποδιαμόρφωση

των συμβόλων μέσω του πλήθους των ενεργών κεραιών. Στην περίπτωση αυτή ο δέκτης επεξεργάζεται το πολυσταθμικό πλάτος του σήματος λήψης και όχι τους δείκτες των συγκεκριμένων κεραιών που μεταδίδουν την κωδική λέξη. Στη συνέχεια, η λογική της πολυσταθμικής διαμόρφωσης συνδυάζεται με τη διαμόρφωση SSK με στόχο την επίτευξη UEP όταν υποστηρίζονται δύο επίπεδα προτεραιότητας.

4.3.3 Πολυσταθμική Μεταγωγή Μετατόπισης Πλάτους

Όταν υπάρχει μετάδοση υπό ισχυρή απευθείας συνιστώσα, η επίτευξη UEP πραγματοποιείται με την εφαρμογή του σχήματος πολυσταθμικής μεταγωγής μετατόπισης πλάτους (multilevel SSK, MSSK), όπου τα ψηφία HP διαμορφώνονται στο πλήθος των ενεργών κεραιών ενώ τα ψηφία LP διαμορφώνονται κατά GSSK. Θεωρώντας ότι στα δύο επίπεδα αποδίδονται αντίστοιχα ν_{HP} και ν_{LP} ψηφία ώστε $\nu_{HP} + \nu_{LP} = \nu$, οι κωδικές λέξεις του \mathbf{C} ομαδοποιούνται σε $2^{\nu_{HP}} \leq N_t - 1$ υποσύνολα HP, έκαστο των οποίων χαρακτηρίζεται από σταθερό πλήθος ενεργών κεραιών. Σε κάθε υποσύνολο HP επιλέγονται $2^{\nu_{LP}} \leq N_t$ συνδυασμοί ενεργών κεραιών για τη διαμόρφωση των ψηφίων LP. Πλέον, η ανάκτηση των ψηφίων HP και LP εξαρτάται από την ικανότητα ορθής εκτίμησης από το δέκτη του όρου $\tilde{\mathcal{A}}_n$ και των στοιχείων του συνόλου \mathcal{A}_n , αντίστοιχα. Οι συνδυασμοί που σχηματίζουν τα σύμβολα LP είναι τέτοιοι ώστε να μεγιστοποιούν την απόσταση Hamming των κωδικών λέξεων που ανήκουν σε διαφορετικά υποσύνολα HP και συμβολίζεται με HD_{HP} , διατηρώντας την υψηλότερη ή τουλάχιστον ίση προς την αντίστοιχη απόσταση HD_{LP} των κωδικών λέξεων που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σύμβολα LP. Συνεπώς, ακόμη και στην περίπτωση διαύλου Rayleigh, η προστασία του επιπέδου HP είναι μεγαλύτερη από εκείνη του LP, όταν $HD_{HP} > HD_{LP}$. Ένα

n	Κωδικές λέξεις	HP		LP	
		Symbols	$\tilde{\mathcal{A}}_n$	Symbols	\mathcal{A}_n
1	$[1, 0, 0, 0, 0]^T$	00	1	00	$\{1\}$
2	$[0, 1, 0, 0, 0]^T$			01	$\{2\}$
3	$[0, 0, 1, 0, 0]^T$			10	$\{3\}$
4	$[0, 0, 0, 1, 0]^T$			11	$\{4\}$
5	$[1, 0, 0, 0, 1]^T$	01	2	00	$\{1, 5\}$
6	$[0, 1, 0, 0, 1]^T$			01	$\{2, 5\}$
7	$[0, 0, 1, 0, 1]^T$			10	$\{3, 5\}$
8	$[0, 0, 0, 1, 1]^T$			11	$\{4, 5\}$
9	$[0, 1, 1, 1, 0]^T$	10	3	00	$\{2, 3, 4\}$
10	$[1, 0, 1, 1, 0]^T$			01	$\{1, 3, 4\}$
11	$[1, 1, 0, 1, 0]^T$			10	$\{1, 2, 4\}$
12	$[1, 1, 1, 0, 0]^T$			11	$\{1, 2, 3\}$
13	$[0, 1, 1, 1, 1]^T$	11	4	00	$\{2, 3, 4, 5\}$
14	$[1, 0, 1, 1, 1]^T$			01	$\{1, 3, 4, 5\}$
15	$[1, 1, 0, 1, 1]^T$			10	$\{1, 2, 4, 5\}$
16	$[1, 1, 1, 0, 1]^T$			11	$\{1, 2, 3, 5\}$

Πίνακας 4.1: Σχήμα MSSK 16 κωδικών λέξεων

χαρακτηριστικό παράδειγμα εφαρμογής του σχήματος MSSK για $N_t = 5$ και $\nu_{\text{HP}} = \nu_{\text{LP}} = 2$ παρέχεται στον Πίνακα 4.1. Ο συνδυασμός του συμβόλου HP 11 με το σύμβολο LP 10 αντιστοιχεί στην κωδική λέξη $\mathbf{c}_{15} = [1, 1, 0, 1, 1]^T$. Τα ψηφία HP 11 δείχνουν ότι $\tilde{\mathcal{A}}_{15} = 4$ κεραιές είναι ενεργές, ενώ η απαραίτητη πληροφορία για την ανάκτηση των ψηφίων του συμβόλου LP παρέχεται από τη θέση των τεσσάρων μονάδων στην κωδική λέξη, δηλαδή το σύνολο $\mathcal{A}_{15} = \{1, 2, 4, 5\}$.

4.3.4 Ιεραρχική διαμόρφωση MSSK

Ο σκοπός των συμβατικών ιεραρχικών διαμορφώσεων είναι ο διαχωρισμός των σημείων του αστερισμού που διαμορφώνουν διαφορετικές ακολουθίες ψηφίων HP με μεγαλύτερη ευκλείδεια απόσταση (euclidean distance, ED) από τα αντίστοιχα σημεία που διαμορφώνουν διαφορετικές ακολουθίες ψηφίων LP. Κατά τον τρόπο αυτό, η προστασία που παρέχεται στο επίπεδο HP είναι μεγαλύτερη από εκείνη που παρέχεται στο επίπεδο LP. Επιστρέφοντας στο προτεινόμενο σχήμα, η ιεραρχική διαμόρφωση HMMSK επιτυγχάνει UEP υπό συνθήκες ισχυρής απευθείας συνιστώσας ρυθμίζοντας το λόγο ED

$$\alpha = d_{\min}^{\text{HP}} / d_{\min}^{\text{LP}} \geq 1 \quad (4.10)$$

όπου d_{\min}^{HP} είναι η ελάχιστη ED των σημείων που αποτελούν τις δυνατές τιμές της συνιστώσας LOS που αντιστοιχούν στη λήψη κωδικών λέξεων που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σύμβολα HP. Η αντίστοιχη ελάχιστη απόσταση d_{\min}^{LP} αναφέρεται σε διαφορετικά σύμβολα LP των οποίων τα σημεία του αστερισμού ανήκουν στο ίδιο υποσύνολο HP. Για τη ρύθμιση του λόγου ED, αποδίδεται ταυτότητα φάσης σε κάθε κεραία εκπομπής

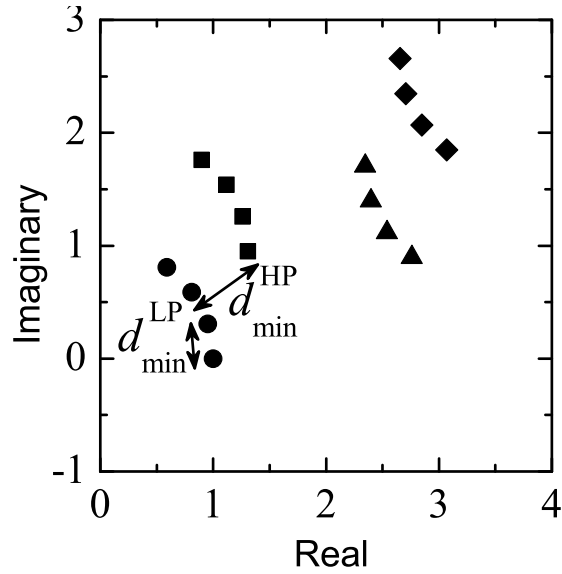
$$\phi_i = (i - 1)(2\pi/L), \quad i = 1 \dots N_t \quad (4.11)$$

όπου L είναι ο παράγοντας περιστροφής του σχήματος HMSSK που επηρεάζει την τιμή της παραμέτρου α . Συνδυάζοντας την (4.11) με την (4.2), το σήμα εκπομπής \mathbf{s}_n γράφεται υπό τη μορφή

$$\mathbf{s}_n = [c_{n,1}e^{j\phi_1}, \dots, c_{n,N_t}e^{j\phi_{N_t}}]^T \quad (4.12)$$

ενώ, κατ' αντιστοιχία της (4.6), η απευθείας και η πολυδιαδρομική συνιστώσα της (4.6) γράφονται

$$\mathbf{h}'_{\ell,n} = (1 + j) \sqrt{\frac{K}{K+1}} h_n^{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{2(K+1)}} h_n^{\text{NLOS}} \quad (4.13)$$



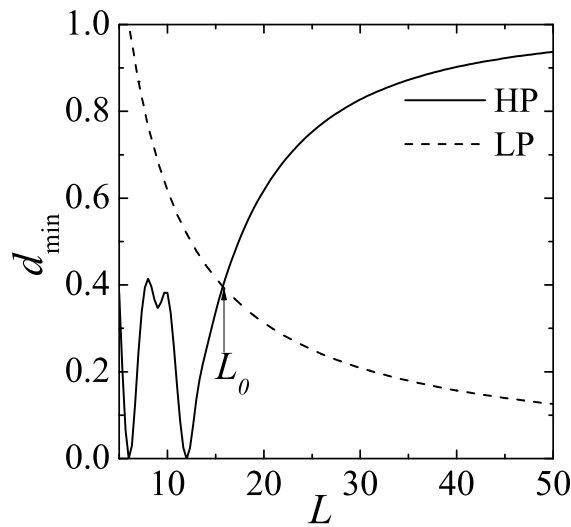
Σχήμα 4.5: Απευθείας συνιστώσα h_n^{LOS} για τον κώδικα του Πίνακα 4.1 με $\alpha(L = 20.1) = 2$

όπου

$$h_n^{LOS} = \sum_{i=1}^{N_t} c_{n,i} e^{j\phi_i} \quad (4.14)$$

$$h_n^{NLOS} = \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{h}_{\ell,i} c_{n,i} e^{j\phi_i}$$

Το Σχήμα 4.5 απεικονίζει την απευθείας συνιστώσα h_n^{LOS} για τον κώδικα του Πίνακα 4.1 θέτοντας $\alpha(L = 20.1) = 2$. Τα τέσσερα υποσύνολα HP απεικονίζονται με διαφορετικά σήματα, ενώ τα σημεία που απεικονίζονται με το ίδιο σήμα αντιστοιχούν σε συνιστώσες



Σχήμα 4.6: d_{\min}^{HP} και d_{\min}^{LP} ως συνάρτηση του L

h_n^{LOS} διαφορετικών συμβόλων LP εντός του ίδιου υποσυνόλου HP. Για να προσδιοριστεί πώς ο παράγοντας L επηρεάζει την επίδοση του προτεινόμενου σχήματος, το Σχήμα 4.6 απεικονίζει την εξάρτηση των αποστάσεων d_{\min}^{HP} και d_{\min}^{LP} από το L για τον ίδιο κώδικα. Είναι εμφανές ότι για $L \geq L_0$, όπου το κατώφλιο L_0 ικανοποιεί τη σχέση $\alpha(L_0) = 1$, η επίδοση του επιπέδου HP βελτιώνεται με το L σε αντίθεση με την επίδοση του επιπέδου LP, λόγω της αύξησης και μείωσης, αντίστοιχα, των αποστάσεων d_{\min}^{HP} και d_{\min}^{LP} . Συνεπώς, όταν υπάρχει ισχυρή απευθείας συνιστώσα, το σχήμα HMSSK αποτελεί ιεραρχικό σχήμα διαμόρφωσης, όπου τα διαφορετικά επίπεδα UEP επιτυγχάνονται με απλή ρύθμιση του παράγοντα L .

4.3.5 Μαθηματική ανάλυση

Σύμφωνα με τις σχέσεις (4.5) και (4.13), το σχήμα HMSSK μπορεί να θεωρηθεί ως ισοδύναμο σύστημα διαστάσεων $\tilde{C} \times N_r$ που υλοποιεί διαμόρφωση SSK με διάνυσμα διαύλου \mathbf{h}'_n όταν η κωδική λέξη που εκπέμπεται είναι η \mathbf{c}_n . Το διάνυσμα \mathbf{h}'_n αντιστοιχεί στην εκπομπή σήματος μοναδιαίου πλάτους από την κεραία εκπομπής n , το οποίο λαμβάνεται από τις N_r κεραίες του δέκτη. Από τη στιγμή όπου ο δέκτης υλοποιεί αποδιαμόρφωση MLD σύμφωνα με την (4.7), η πιθανότητα PEP που αναφέρεται στην αποστολή της κωδικής λέξης \mathbf{c}_n και την εκτίμηση $\hat{\mathbf{c}}_n$ δίδεται από τη σχέση [87, Eq. (10)]

$$P_E(\mathbf{h}'_n, \mathbf{h}'_{\hat{n}}) = \Pr \{E_s \gamma_{n,\hat{n}} < \tilde{z}\} \quad (4.15)$$

όπου

$$\gamma_{n,\hat{n}} = \sum_{\ell=1}^{N_r} \left[|\mathbf{h}'_{\ell,n}{}^R - \mathbf{h}'_{\ell,\hat{n}}{}^R|^2 + |\mathbf{h}'_{\ell,n}{}^I - \mathbf{h}'_{\ell,\hat{n}}{}^I|^2 \right]. \quad (4.16)$$

Στην (4.15), \tilde{z} είναι κανονική τυχαία μεταβλητή μηδενικής μέσης τιμής και διασποράς $\mathbb{E}\langle \tilde{z}^2 \rangle = 4N_0 E_s \gamma_{n,\hat{n}}$. Οι ποσότητες $\mathbf{h}'_{\ell,n}{}^R - \mathbf{h}'_{\ell,\hat{n}}{}^R$ και $\mathbf{h}'_{\ell,n}{}^I - \mathbf{h}'_{\ell,\hat{n}}{}^I$ αποτελούν διαφορές αθροισμάτων ομοιόμορφα και ταυτόσημα κατανομημένων τυχαίων μεταβλητών που ακολουθούν την κανονική κατανομή $\mathcal{N}(u_{R,n,\hat{n}}\mu, v_{n,\hat{n}}\sigma^2)$ και $\mathcal{N}(u_{I,n,\hat{n}}\mu, v_{n,\hat{n}}\sigma^2)$, αντίστοιχα, με παραμέτρους

$$\begin{aligned} u_{R,n,\hat{n}} &\triangleq \sum_{i=1}^{N_t} (\cos \phi_i - \sin \phi_i)(\mathbf{c}_{n,i} - \hat{\mathbf{c}}_{n,i}) \\ u_{I,n,\hat{n}} &\triangleq \sum_{i=1}^{N_t} (\cos \phi_i + \sin \phi_i)(\mathbf{c}_{n,i} - \hat{\mathbf{c}}_{n,i}) \\ v_{n,\hat{n}} &\triangleq \tilde{\mathcal{A}}_n + \tilde{\mathcal{A}}_{\hat{n}} - 2\tilde{\mathcal{A}}_{n,\hat{n}} \end{aligned} \quad (4.17)$$

όπου $\tilde{\mathcal{A}}_{n,\hat{n}} = |\mathcal{A}_n \cap \mathcal{A}_{\hat{n}}|$ είναι το πλήθος των κοινών ενεργών κεραιών για τις κωδικές λέξεις \mathbf{c}_n και $\hat{\mathbf{c}}_n$.

Η MGF της $\gamma_{n,\hat{n}}$ εκφράζεται τότε μέσω της σχέσης [87]

$$\mathcal{M}_{\gamma_{n,\hat{n}}}(s) = (1 + 2v_{n,\hat{n}}\sigma^2 s)^{-N_r} e^{-\frac{sN_r\mu^2 u_{n,\hat{n}}}{1+2v_{n,\hat{n}}\sigma^2 s}} \quad (4.18)$$

όπου $u_{n,\hat{n}} \triangleq u_{R,n,\hat{n}}^2 + u_{I,n,\hat{n}}^2$, καταλήγοντας στην

$$u_{n,\hat{n}} = 2v_{n,\hat{n}} + 4 \cos\left(\frac{2\pi(i-j)}{L}\right) \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j=i+1}^{N_t} (\mathbf{c}_{n,i} - \hat{\mathbf{c}}_{n,i})(\mathbf{c}_{n,j} - \hat{\mathbf{c}}_{n,j}) \quad (4.19)$$

Ακολουθώντας την διατύπωση της πιθανότητας λάθους μέσω της MGF, η πιθανότητα PEP $\bar{P}_E(\mathbf{h}'_n, \mathbf{h}'_{\hat{n}})$ εκφράζεται μέσω της σχέσης

$$\bar{P}_E(\mathbf{h}'_n, \mathbf{h}'_{\hat{n}}) = \mathcal{I}(u_{n,\hat{n}}\mu^2 N_r, v_{n,\hat{n}}\sigma^2, \bar{\gamma}, N_r)/\pi \quad (4.20)$$

όπου $\bar{\gamma} = E_s/(4N_0)$ και

$$\mathcal{I}(a, b, g, d) = \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{ga}{2(\sin^2\theta+bg)}} \left(1 + \frac{bg}{\sin^2\theta}\right)^{-d} d\theta. \quad (4.21)$$

Για την έκφραση του ολοκληρώματος $\mathcal{I}(a, b, g, d)$ σε κλειστή μορφή, τίθεται $\sin^2\theta = \frac{2b^2gt}{a-2bt}$ και $d\theta = b\sqrt{\frac{g}{2a}}t^{-0.5} \frac{[1-\frac{2b}{a}(1+bg)t]^{-0.5}}{1-\frac{2b}{a}t} dt$. Πραγματοποιώντας την ανωτέρω αλλαγή μεταβλητών, το ολοκλήρωμα $\mathcal{I}(a, b, g, d)$ εκφράζεται υπό τη μορφή

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(a, b, g, d) &= 2^{d-0.5} e^{-\frac{a}{2b}} a^{-d-0.5} b^{d+1} \sqrt{g} \\ &\times \int_0^{\frac{a}{2b(1+bg)}} t^{d-1/2} e^{t} \frac{[1 - \frac{2b}{a}(1+bg)t]^{-0.5}}{1 - \frac{2b}{a}t} dt. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Θέτοντας $t = \frac{a}{2b(1+bg)}u$ και χρησιμοποιώντας τη σχέση [44, Eq. (7.2.4.48)], το ολοκλήρωμα $\mathcal{I}(a, b, g, d)$ εκφράζεται τελικά σε κλειστή μορφή μέσω της σχέσης

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(a, b, g, d) &= \frac{\Gamma(d+1/2)}{2\Gamma(d+1)(1+bg)^{d+0.5}} \sqrt{\pi\beta g} e^{-\frac{a}{2b}} \\ &\Phi_1\left(d + \frac{1}{2}, 1, d+1, \frac{1}{1+bg}, \frac{a}{2b(1+bg)}\right). \end{aligned} \quad (4.23)$$

Μέσω της [86, Eq. (35)] προσδιορίζονται τα ακόλουθα άνω-φράγματα για την ABEP των δύο επιπέδων ως

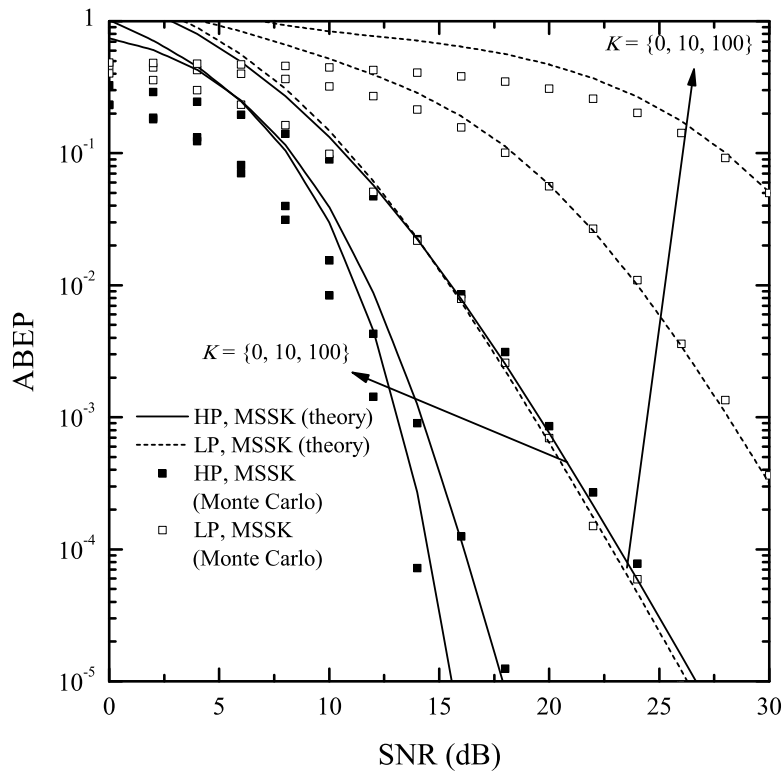
$$\bar{P}_{HP} \leq \frac{2|\mathbf{C}|^{-1}}{m_{HP}} \sum_{n=1}^{|\mathbf{C}|} \sum_{\hat{n}=n+1}^{|\mathbf{C}|} N_{b,HP}(n, \hat{n}) \bar{P}_E(\mathbf{h}'_n, \mathbf{h}'_{\hat{n}}) \quad (4.24)$$

$$\bar{P}_{LP} \leq \frac{2|\mathbf{C}|^{-1}}{m_{LP}} \sum_{n=1}^{|\mathbf{C}|} \sum_{\hat{n}=n+1}^{|\mathbf{C}|} N_{b,LP}(n, \hat{n}) \bar{P}_E(\mathbf{h}'_n, \mathbf{h}'_{\hat{n}}) \quad (4.25)$$

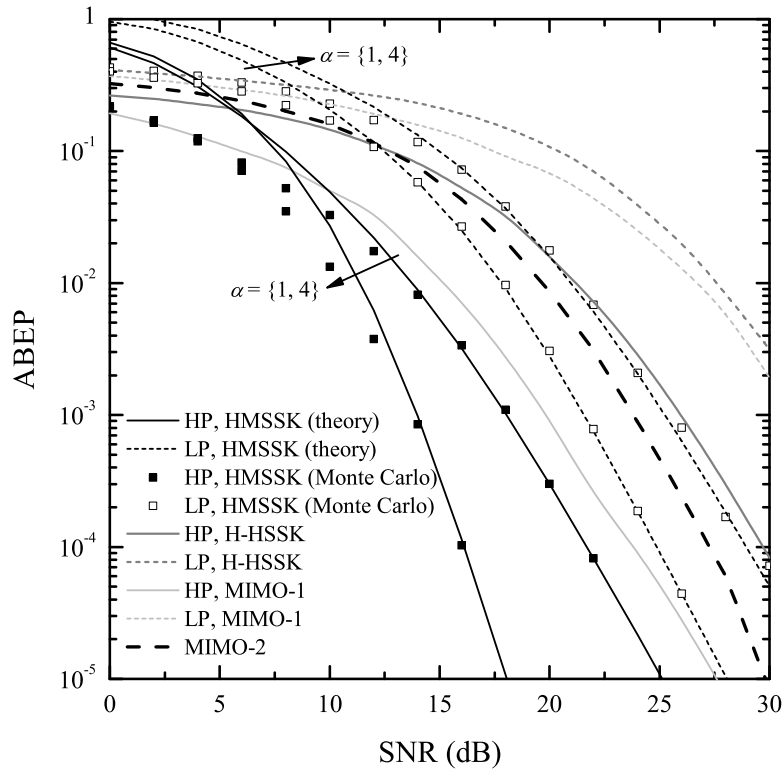
όπου $N_{b,HP}(n, \hat{n}) \leq \nu_{HP}$ και $N_{b,LP}(n, \hat{n}) \leq \nu_{LP}$ το πλήθος των ψηφίων που ανιχνεύονται εσφαλμένα για τα δύο επίπεδα όταν αποστέλλεται η κωδική λέξη \mathbf{c}_n και ανιχνεύεται η $\hat{\mathbf{c}}_n$.

4.3.6 Αναλυτικά αποτελέσματα και Προσομοιώσεις

Στο παρόν εδάφιο παρατίθενται αναλυτικά αποτελέσματα και προσομοιώσεις Monte-Carlo για την αξιολόγηση του προτεινόμενου σχήματος HMSSK. Στο πλαίσιο της μελέτης, θεωρείται η υλοποίηση του κώδικα του Πίνακα 4.1, ενώ σε όλα τα σενάρια προσομοίωσης ο δέκτης διαθέτει $N_r = 3$ κεραιές λήψης. Το Σχήμα 4.7 απεικονίζει την εξάρτηση των ABEP των δύο επιπέδων από τον παράγοντα Rice K , όταν υλοποιείται διαμόρφωση MSSK, δηλαδή το προτεινόμενο σχήμα χωρίς την απόδοση ταυτότητας φάσης στις κεραιές εκπομπής. Από το Σχήμα 4.7 προκύπτει ότι η επίδοση του επιπέδου HP βελτιώνεται με το K , καθώς, όσο ισχυρότερη είναι η απευθείας συνιστώσα, διακρίνονται ευκολότερα από το δέκτη οι διαφορετικές στάθμες του σήματος που αντιστοιχούν στη διαμόρφωση διαφορετικών συμβόλων HP. Από την άλλη πλευρά, όπως έχει ήδη αναφερθεί στην εργασία [87], η επίδοση του επιπέδου LP χειροτερεύει με το K καθώς τα σχήματα που είναι βασισμένα σε διαμόρφωση SSK δεν έχουν ικανοποιητική επίδοση υπό συνθήκες ισχυρής απευθείας συνιστώσας. Επι-



Σχήμα 4.7: ABEP των επιπέδων HP και LP για διαμόρφωση MSSK συστήματος MIMO διαστάσεων 5×3 που λειτουργεί σε περιβάλλοντα διαλείψεων Rice με διάφορες τιμές του K



Σχήμα 4.8: ABEP του σχήματος HMSSK και άλλων, προς σύγκριση, συστημάτων MIMO με $N_r = 3$ θεωρώντας $K = 10$

πλέον, δεν επιτυγχάνεται UEP για διάυλο Rayleigh, λόγω της ίδιας απόστασης Hamming των δύο επιπέδων, $HD_{HP} = HD_{LP} = 1$, για τον συγκεκριμένο κώδικα. Το Σχήμα 4.8 απεικονίζει την πιθανότητα ABEP των δύο επιπέδων όταν υλοποιείται το σχήμα διαμόρφωσης HMSSK, για $\alpha(L = 15.7) = 1$ και $\alpha(L = 30.5) = 4$. Επιπλέον θεωρείται $K = 10$ και $N_r = 3$. Είναι φανερό ότι η επίδοση του επιπέδου HP βελτιώνεται με την αύξηση του α σε αντίθεση με την επίδοση του επιπέδου LP. Συνεπώς, το σχήμα HMSSK αποτελεί σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης, με τα διάφορα επίπεδα UEP να επιτυγχάνονται με απλή ρύθμιση του παράγοντα στροφής L . Στο ίδιο σχήμα συγκρίνεται η επίδοση του σχήματος HMSSK με τρία σενάρια αναφοράς που λειτουργούν στον ίδιο διάυλο. Αυτά τα σενάρια αντιστοιχούν σε: (i) Συμβατικό σύστημα MIMO που υλοποιεί ιεραρχική διαμόρφωση HQPSK ($\alpha = 4$) με $N_t = 2$ κεραιές εκπομπής, το οποίο στο εξής ονομάζεται ως MIMO-1 (ii) Συμβατικό σύστημα MIMO που υλοποιεί διαμόρφωση BPSK με $N_t = 4$ κεραιές εκπομπής, το οποίο στο εξής ονομάζεται MIMO-2, και (iii) H-HSSK (Concatenation) [120] με $N_t = 15$ κεραιές εκπομπής, $d_{\min}^{HP} = 8$ και $d_{\min}^{LP} = 2$ ώστε η παράμετρος διαμόρφωσης να προκύπτει $\alpha = 4$. Σημειώνεται ότι το σενάριο MIMO-1 επιτυγχάνει UEP υλοποιώντας ιεραρχική διαμόρφωση σε συνδυασμό με χωρική πολυπλεξία και αποδιαμόρφωση MLD με παρόμοιο τρόπο όπως το αντίστοιχο σενάριο στην εργασία [126]. Τα σχήματα MIMO-1 και H-HSSK αποδίδουν, όπως και το σχήμα HMSSK, δύο ψηφία σε κάθε επίπεδο, ενώ το σχήμα MIMO-2 αποδίδει τέσσερα ψηφία στο ένα και μοναδικό επίπεδο που διαθέτει. Εξάλλου, το σχήμα MIMO-2 δεν μπορεί να επιτύχει UEP καθώς η διαμόρφωση BPSK χρησιμοποιεί μόνο ένα ψηφίο ανά

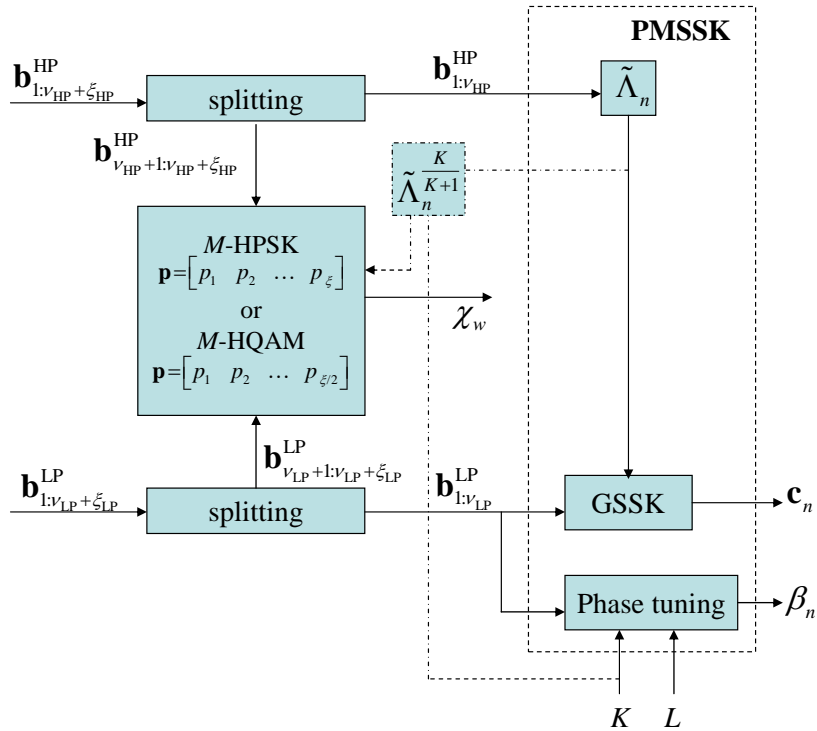
σύμβολο. Ωστόσο, παρουσιάζεται για λόγους δίκαιης σύγκρισης του σχήματος HMSSK με σχήμα συμβατικού MIMO καθώς και τα δύο σχήματα απαιτούν 4 αλυσίδες RF εκπομπής. Όπως προκύπτει από το Σχήμα 4.8, υπό συνθήκες ισχυρής απευθείας συνιστώσας και θεωρώντας $\alpha = 4$, το προτεινόμενο σχήμα HMSSK εμφανίζει καλύτερη επίδοση από τα σχήματα MIMO-1 και H-HSSK απαιτώντας, όμως, περισσότερες αλυσίδες RF από το σχήμα MIMO-1. Αυτή η συμπεριφορά αναμένεται καθώς το σχήμα MIMO χωρικής πολυπλεξίας και τα σχήματα διαμόρφωσης που βασίζονται σε SSK αδυνατούν να λειτουργήσουν ικανοποιητικά υπό συνθήκες ισχυρής απευθείας συνιστώσας. Συγκρίνοντας το HMSSK με σχήμα ίσου πλήθους αλυσίδων RF εκπομπής, δηλαδή με το MIMO-2, παρατηρείται ότι η διαμόρφωση HMSSK εξακολουθεί να παρουσιάζει καλύτερη επίδοση, ως προς το επίπεδο HP.

Συμπερασματικά, το προτεινόμενο σχήμα HMSSK είναι το πρώτο στη διεθνή βιβλιογραφία που επιτυγχάνει άριστη προστασία έναντι λαθών στις δύο ροές πληροφορίας διαφορετικής προτεραιότητας σε δίαυλο διαλείψεων Rice. Η ικανοποιητική του επίδοση ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους σε σύγκριση με το συμβατικό σύστημα MIMO καθιστά το σχήμα HMSSK υποψήφιο για τα ασύρματα δίκτυα πολυπληθών κεραιών νέας γενιάς.

4.4 Πολυσταθμική Χωρική Ιεραρχική Διαμόρφωση

Για την επίτευξη UEP σε δίαυλο Rice, προτείνεται η πολυσταθμική χωρική ιεραρχική διαμόρφωση (multilevel spatial hierarchical modulation, MSHM) [125]. Όπως φαίνεται από το διάγραμμα της βαθμίδας εκπομπής που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.9, τόσο η πληροφορία υψηλής προτεραιότητας όσο και η πληροφορία χαμηλής προτεραιότητας διαχωρίζονται εκάστη σε δύο υποακολουθίες. Εφαρμόζοντας τη λογική της χωρικής διαμόρφωσης, η πρώτη υποακολουθία HP διαμορφώνεται στο πεδίο του χώρου και η δεύτερη στο πεδίο των σημμάτων. Η ίδια λογική ακολουθείται και για τη ροή πληροφορίας LP, της οποίας οι υποακολουθίες διαμορφώνονται από κοινού με τις υποακολουθίες HP στα δύο πεδία. Κατά τον τρόπο αυτό, η επίδοση των δύο επιπέδων προτεραιότητας ως προς την πιθανότητα λάθους ρυθμίζεται συνδυάζοντας την εφαρμογή σχήματος ιεραρχικής διαμόρφωσης SSK στο πεδίο του χώρου και μίας εκ των δημοφιλών ιεραρχικών διαμορφώσεων HPSK ή HQAM στο πεδίο των σημμάτων, καθιστώντας το σχήμα MSHM σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης.

Ένα σημαντικό πρόβλημα, το οποίο προκύπτει όταν υιοθετείται η λογική SM για τη διαμόρφωση των δύο ροών προτεραιότητας προς επίτευξη UEP σε δίαυλο ισχυρής απευθείας συνιστώσας, οφείλεται στην αισθητά καλύτερη επίδοση του πεδίου των σημμάτων ως προς την πιθανότητα λάθους συγκριτικά με την αντίστοιχη επίδοση των σχημάτων SSK που εφαρμόζονται στο πεδίο του χώρου. Η διαφορετική αυτή συμπεριφορά, που επισημάνθηκε και στην [123], οφείλεται στον εκφυλισμό, από πρακτική άποψη, της χωρικής συνιστώσας υπό ισχυρή συνιστώσα LOS από το τρισδιάστατο διάγραμμα SM του Σχήματος 3.1. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να καθίσταται ιδιαίτερος ο εντοπισμός από το δέκτη της ενε-



Σχήμα 4.9: Διάγραμμα βαθμίδας εκπομπής του σχήματος MSHM.

γής κεραίας εκπομπής. Συνεπώς, αν κάποιο σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης SSK, όπως τα προτεινόμενα στις [120, 126], συνδυασθεί με διαμόρφωση HPSK ή HQAM, η πιθανότητα λάθους τόσο της υποακολουθίας HP όσο και της υποακολουθίας LP που διαμορφώνονται στο πεδίο των σημάτων είναι ενδεχόμενο να βελτιωθεί σε σχέση με τις αντίστοιχες πιθανότητες λάθους HP και LP των χωρικά διαμορφωμένων υποακολουθιών. Όμως, δεν μπορεί να εξασφαλισθεί ότι η πιθανότητα λάθους της ροής πληροφορίας HP, η οποία διαμορφώνεται τμηματικά σε έκαστο των δύο πεδίων, είναι καλύτερη από την αντίστοιχα πιθανότητα λάθους της ροής LP. Αυτό οδηγεί στο συμπέρασμα ότι σε μια τέτοια περίπτωση μπορεί να μην είναι εφικτή η επίτευξη UEP.

Για την αντιμετώπιση του προαναφερθέντος προβλήματος, το σχήμα MSHM υιοθετεί μια παραλλαγή του σχήματος HMSSK που περιγράφηκε στο εδάφιο 4.3.3 με σκοπό την αξιοποίηση της βελτίωσης της επίδοσης του επιπέδου HP για τη διαμόρφωση MSSK σε δί-αυλο ισχυρής οπτικής επαφής, όπως διαπιστώθηκε από το Σχήμα 4.7. Αυτή η παραλλαγή του σχήματος HMSSK, η οποία αναφέρεται ως διαμόρφωση MSSK υποστηριζόμενη από φασικό διαχωρισμό (phase-aided MSSK, PMSSK), αποδίδει διαφορετικές ταυτότητες φάσης σε διαφορετικές κωδικές λέξεις LP εντός εκάστου υποσυνόλου HP, σε αντιδιαστολή

με το σχήμα HMSSK που αποδίδει διαφορετικές ταυτότητες φάσης στις κεραίες εκπομπής σύμφωνα με την (4.11). Το σχήμα MSHM επιτυγχάνει άνιση προστασία έναντι λαθών σε δί-αυλο ισχυρής οπτικής επαφής, λαμβάνοντας υπόψη συγκεκριμένους περιορισμούς κατά το συνδυασμό της διαμόρφωσης PMSSK με την ιεραρχική διαμόρφωση HPSK ή HQAM, όπως αναλύεται στα υποεδάφια που ακολουθούν. Για την υλοποίηση αυτής της τεχνικής, εισάγεται η έννοια του συνδυαστικού αστερισμού χώρου-χρόνου (joint space-signal constellation, JSSC) που αφορά τη συνιστώσα LOS του σήματος λήψης. Ως εκ τούτου, ο συνδυαστικός αστερισμός χώρου-χρόνου αναφέρεται στο εξής ως LOS-JSSC. Παράλληλα με την εξαγωγή των απαραίτητων συνθηκών προς εξασφάλιση της επίτευξης UEP, το σχήμα MSHM σχεδιάζεται κατάλληλα ώστε να επιτυγχάνονται διαφορετικά επίπεδα UEP με απλή ρύθμιση των παραμέτρων διαμόρφωσης των σχημάτων PMSSK και HPSK ή HQAM, αντίστοιχα. Κατά τον τρόπο αυτό, το σχήμα MSHM καθίσταται σχήμα ιεραρχικής διαμόρφωσης. Τέλος, ρυθμίζοντας τον παράγοντα Rice στο διάγραμμα της βαθμίδας εκπομπής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.9, ο αστερισμός LOS-JSSC προσαρμόζεται στις συνθήκες μετάδοσης.

4.4.1 Περιγραφή συστήματος

Θεωρείται σύστημα MIMO διαστάσεων $N_t \times N_r$ που λειτουργεί σε περιβάλλον διαλείψεων Rice ανεξαρτήτων και ταυτόσημα κατανομημένων πολυδιαδρομικών ζεύξεων μεταξύ πομπού και δέκτη. Όπως φαίνεται από το διάγραμμα της βαθμίδας εκπομπής του Σχήματος 4.9, η πληροφορία HP διαχωρίζεται σε δύο υποακολουθίες, εκ των οποίων η πρώτη, μήκους ν_{HP} ψηφίων, διαμορφώνεται στο πεδίο του χώρου, ενώ η δεύτερη, μήκους ξ_{HP} ψηφίων, διαμορφώνεται στο πεδίο των σημάτων. Στο εξής οι δύο υποακολουθίες αναφέρονται ως χωρικά διαμορφωμένη υποακολουθία HP (spatially modulated HP subsequence, SpHP) και υποακολουθία HP διαμορφωμένη στο πεδίο των σημάτων (signally modulated HP subsequence, SiHP). Αντίστοιχα με την πληροφορία HP, και η πληροφορία LP διαχωρίζεται σε δύο υποακολουθίες, η πρώτη εκ των οποίων, μήκους ν_{LP} ψηφίων, διαμορφώνεται στο πεδίο του χώρου συνδυαστικά με την αντίστοιχη υποακολουθία HP, ενώ η δεύτερη υποακολουθία, μήκους ξ_{LP} ψηφίων, διαμορφώνεται στο πεδίο των σημάτων συνδυαστικά με την αντίστοιχη υποακολουθία HP. Ακολουθώντας την ονοματολογία του επιπέδου HP, οι υποακολουθίες LP στο εξής αναφέρονται ως χωρικά διαμορφωμένη υποακολουθία LP (spatially modulated LP subsequence, SpLP) και υποακολουθία HP διαμορφωμένη στο πεδίο των σημάτων (signally modulated LP subsequence, SiLP). Πλέον, το σήμα εκπομπής γράφεται υπό τη μορφή

$$\mathbf{s}_{n,w} = \mathbf{c}_n e^{j\beta_n} \chi_w, \quad n = 1, 2, \dots, \tilde{C} = 2^\nu, \quad w = 1, 2, \dots, M = 2^\xi \quad (4.26)$$

όπου, αναφορικά με το πεδίο των σημάτων, $\xi = \xi_{HP} + \xi_{LP}$ είναι το πλήθος ψηφίων SiHP και SiLP ανά σύμβολο της ιεραρχικής διαμόρφωσης HPSK ή HQAM τάξης $M = 2^\xi$, το οποίο

γράφεται ως

$$\chi_w = |\chi_w| e^{j\theta_w}. \quad (4.27)$$

Αναφορικά με το πεδίο του χώρου, $\nu = \nu_{\text{HP}} + \nu_{\text{LP}}$ είναι το πλήθος των ψηφίων SpHP και SpLP ανά κωδική λέξη \mathbf{c}_n , όπως δίδεται από την (4.2), όταν οι αντίστοιχες υποακολουθίες διαμορφώνονται από κοινού από το σχήμα PMSSK, το οποίο επιπλέον αποδίδει ταυτότητες φάσης β_n στις διαφορετικές υποακολουθίες SpLP του ίδιου υποσυνόλου SpHP. Με την απόδοση των φάσεων β_n στις υποακολουθίες SpLP είναι δυνατή η ανάκτηση τους υπό συνθήκες μετάδοσης ισχυρής απευθείας συνιστώσας, περίπτωση όπου το σχήμα GSSK καθίσταται μη λειτουργικό. Για τον προσδιορισμό των β_n εισάγεται η παράμετρος L' ώστε να προσδιορίζει την απόκλιση ανάμεσα στις ταυτότητες φάσης που αποδίδονται σε διαφορετικές υποακολουθίες SpLP, καθώς όσο μεγαλύτερη είναι η απόκλιση αυτή τόσο διευκολύνεται ο δέκτης στην ανάκτηση των αντίστοιχων ψηφίων SpLP. Επιπλέον, παρατηρώντας τον Πίνακα 4.1 που απεικονίζει διαμόρφωση MSSK 16 κωδικών λέξεων, προκύπτει ότι οι ίδιες υποακολουθίες SpLP επαναλαμβάνονται στα διάφορα υποσύνολα SpHP κάθε $2^{\nu_{\text{LP}}}$ κωδικές λέξεις. Για το λόγο αυτό το σχήμα PMSSK αποδίδει την ίδια ταυτότητα φάσης στις κωδικές λέξεις αυτές. Συνοψίζοντας, μια έκφραση για το β_n που ικανοποιεί τις δύο προαναφερθείσες απαιτήσεις δίδεται ως

$$\beta_n = \{[(n-1) \bmod 2^{\nu_{\text{LP}}}] + 1 - (2^{\nu_{\text{LP}}} + 1)/2\} (2\pi/L'), \quad n = 1 \dots \tilde{C}. \quad (4.28)$$

Στην πλευρά του δέκτη, το σήμα λήψης εκφράζεται υπό τη μορφή

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}_{n,w} + \mathbf{z} \quad (4.29)$$

όπου τα στοιχεία του πίνακα του διαύλου δίδονται από την (4.1). Ακολουθώντας λογική αντίστοιχη εκείνης που υιοθετήθηκε στην (4.5) για το σχήμα HMSSK, το σήμα λήψης του σχήματος MSHM γράφεται υπό την ισοδύναμη μορφή

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{h}'_n e^{j\beta_n} \chi_w + \mathbf{z} \quad (4.30)$$

όπου το διάνυσμα \mathbf{h}'_n είναι διαστάσεων $N_r \times 1$, τα στοιχεία του οποίου προκύπτουν από την (4.8) έχοντας αναλυθεί στην απευθείας και την πολυδιαδρομική συνιστώσα.

Τέλος, θεωρώντας αποδιαμόρφωση MLD όπου ο δέκτης διαθέτει τέλεια γνώση του διαύλου, η εκτίμηση του συμβόλου που έχει διαμορφωθεί συνδυαστικά στο πεδίο του χώρου και των σημάτων δίδεται από τη σχέση

$$\hat{\mathbf{s}}_{n,w} = \underset{n,w}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \sqrt{E_s} \mathbf{h}'_n e^{j\beta_n} \chi_w\|^2. \quad (4.31)$$

4.4.2 Συνδυαστική Μετάδοση στα Πεδία Χώρου και Σήματος

4.4.2.1 Συνδυαστικός αστερισμός χώρου-χρόνου

Υπό συνθήκες ισχυρής πολυδιαδρομικότητας, δηλαδή όταν $K < 1$, ο όρος $\sum_{i=1}^{N_t} \tilde{h}_{\ell,i} c_{n,i}$ που περιλαμβάνει τους δείκτες i των ενεργών κεραιών εκπομπής γίνεται κυρίαρχος στο δεξί σκέλος της (4.8). Πλέον, χρησιμοποιώντας την (4.31), τα χωρικά διαμορφωμένα ψηφία ανακτώνται αξιοποιώντας τη χωρική συνιστώσα του τρισδιάστατου αστερισμού SM. Ωστόσο, υπό συνθήκες ισχυρής απευθείας συνιστώσας, ο όρος $\tilde{\zeta}_n$ γίνεται κυρίαρχος στο δεξί σκέλος της (4.8). Στην περίπτωση αυτή, το σχήμα MSSK που μελετήθηκε στο προηγούμενο εδάφιο ανακτά τη χωρικά διαμορφωμένη πληροφορία HP διακρίνοντας τα πολλαπλά επίπεδα του πλάτους του σήματος λήψης. Υιοθετώντας την ίδια λογική, όταν η μετάδοση πραγματοποιείται συνδυαστικά τόσο στο πεδίο του χώρου όσο και στο πεδίο των σημάτων, η συνιστώσα LOS που συμμετέχει στην (4.30) εκφράζεται με τη βοήθεια της (4.8) υπό τη μορφή

$$y_{n,w}^{LOS} = \tilde{\zeta}_n e^{j\beta_n} \chi_w. \quad (4.32)$$

Με βάση το προηγούμενο σκεπτικό, η ανάλυση που ακολουθεί αναφέρεται στην κατάλληλη προσαρμογή του διαγράμματος LOS-JSSC που απεικονίζει τη δισδιάστατη συνιστώσα $y_{n,w}^{LOS}$ στο μιγαδικό επίπεδο. Από την (4.32) είναι εμφανής η αμοιβαία παρεμβολή που υφίσταται μεταξύ των σημείων του αστερισμού LOS-JSSC που αντιστοιχούν στις χωρικά διαμορφωμένες υποακολουθίες με εκείνα τα σημεία που αντιστοιχούν σε διαφορετικές υποακολουθίες διαμορφωμένες στο πεδίο των σημάτων. Λόγω της παρεμβολής αυτής, ο αστερισμός LOS-JSSC πρέπει να λαμβάνει μορφή που εξασφαλίζει ότι το σχήμα MSHM διατηρεί την ιδιότητα του σχήματος MSSK να ανιχνεύει το πλήθος των ενεργών κεραιών εκπομπής $\tilde{\zeta}_n$ μέσω της απευθείας συνιστώσας $y_{n,w}^{LOS}$. Από την άλλη πλευρά, υπό συνθήκες NLOS, δεν έχει νόημα ο ορισμός του αστερισμού LOS-JSSC μέσω της (4.32), καθώς τα χωρικά διαμορφωμένα ψηφία είναι δυνατόν να ανακτώνται μέσω των δεικτών των ενεργών κεραιών εκπομπής, δηλαδή της χωρικής συνιστώσας του τρισδιάστατου αστερισμού SM. Ως εκ τούτου, στην ανάλυση που ακολουθεί, η (4.32) μορφοποιείται κατάλληλα ώστε να λαμβάνει υπόψη τον παράγοντα Rice, θεωρώντας ότι ο πομπός διαθέτει τέλεια γνώση του διαύλου.

4.4.2.2 Συνδυασμός του σχήματος PMSSK με διαμόρφωση HPSK

Όπως κάθε ιεραρχικό σχήμα, έτσι και η ιεραρχική διαμόρφωση HPSK χαρακτηρίζεται από ένα διάνυσμα προτεραιότητας το οποίο εκφράζεται υπό τη μορφή

$$\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_{\xi-1}], \text{ όπου } p_{i+1} \geq p_i/2 \text{ και } p_{\xi-1} \leq 1 \quad (4.33)$$

Τα στοιχεία του \mathbf{p} ποσοτικοποιούν τη διαφορά φάσης ανάμεσα στα σύμβολα HPSK που διαμορφώνουν τα ψηφία 2 έως ξ της ακολουθίας $\mathbf{b}(w) = [\mathbf{b}(w, 1), \dots, \mathbf{b}(w, \xi)]$, $w =$

$1, \dots, M$. Το σύνολο συμβόλων που σχηματίζονται από αυτή την ανάθεση αντιστοιχούν στα σημεία του αστερισμού όταν το πρώτο ψηφίο της ακολουθίας $\mathbf{b}(w)$ είναι ίσο με 0. Όταν το πρώτο ψηφίο είναι 1, στο σημείο υπερτίθεται μια πρόσθετη στροφή φάσης π . Το σύμβολο HPSK που αντιστοιχεί στη διαμόρφωση της ακολουθίας $\mathbf{b}(w)$ γράφεται τελικά υπό τη μορφή

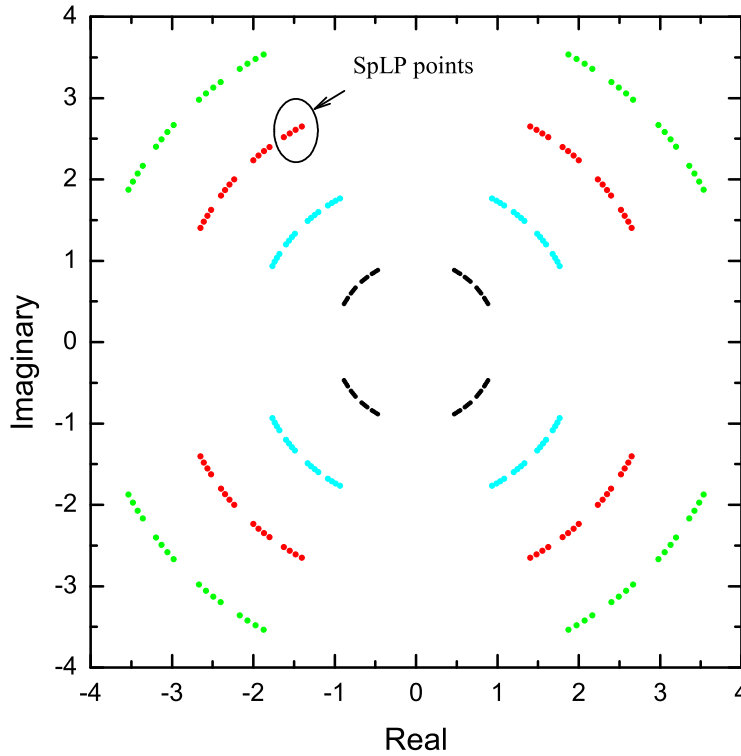
$$\chi_w = e^{j\theta_w} \quad (4.34)$$

όπου

$$\theta_w = \pi/M \sum_{k=1}^{\xi-1} [2b(w, k) - 1] p_k, \quad w = 1, \dots, M/2 \quad (4.35)$$

$$\theta_w = \theta_{w-M/2} + \pi, \quad w = M/2 + 1, \dots, M.$$

Τα πρώτα ξ_{HP} ψηφία της ακολουθίας αποδίδονται στο τμήμα του συρμού HP που διαμορφώνεται στο πεδίο των σημάτων, δηλαδή το SiHP, ενώ τα υπόλοιπα ξ_{LP} ψηφία στο τμήμα του συρμού LP που διαμορφώνεται στο πεδίο των σημάτων, δηλαδή το SiLP. Η HPSK αποτελεί ιεραρχική διαμόρφωση σταθερής περιβάλλουσας, καθώς, όπως προκύπτει από την (4.34), το



Σχήμα 4.10: Αστερισμός LOS-JSSC ($y_{n,w}^{LOS} = \tilde{\zeta}_n e^{j(\beta_n + \theta_w)}$) του κώδικα 16MSSK που δίδεται στον Πίνακα 4.1 σε συνδυασμό με διαμόρφωση 16HPSK όταν $\mathbf{p} = [4, 1, 0.5]$, $L' = 200$ και $K = 10$. Διαφορετικά χρώματα αντιστοιχούν σε διαφορετικά υποσύνολα SpHP.

πλάτος του συμβόλου χ_w είναι ίσο με 1. Στην περίπτωση αυτή, η (4.32) απλοποιείται στην

$$y_{n,w}^{LOS} = \tilde{\zeta}_n e^{j(\beta_n + \theta_w)} \quad (4.36)$$

με αποτέλεσμα το πλάτος της συνιστώσας $y_{n,w}^{LOS}$ να είναι ίσο με τον αριθμό των ενεργών κεραιών εκπομπής

$$|y_{n,w}^{LOS}| = \tilde{\zeta}_n. \quad (4.37)$$

Το Σχήμα 4.10 απεικονίζει τον αστερισμό LOS-JSSC όταν το σχήμα 16-PMSSK που χρησιμοποιεί τις κωδικές λέξεις του Πίνακα 4.1 συνδυάζεται με διαμόρφωση 16-HPSK, θεωρώντας $\mathbf{p} = [4, 1, 0.5]$, $L' = 200$ και ισχυρή απευθείας συνιστώσα ($K = 10$). Επισημαίνεται ότι τα διαφορετικά χρώματα στο Σχήμα 4.10 αντιστοιχούν στη διαμόρφωση διαφορετικών υποακολουθιών SpHP, ενώ, εντός του ίδιου υποσυνόλου SpHP, τα σημεία που προκύπτουν από τη διαμόρφωση διαφορετικών υποακολουθιών SpLP, SiHP και SiLP απεικονίζονται με το ίδιο χρώμα. Δεδομένου ότι τα πλάτη των σημείων του αστερισμού LOS-JSSC εξαρτώνται αποκλειστικά από το πλήθος των ενεργών κεραιών εκπομπής $\tilde{\zeta}_n$, η ανάκτηση διαφορετικών υποακολουθιών SpHP δεν επηρεάζεται από τα υπερτιθέμενα σύμβολα HPSK. Από την άλλη πλευρά, η υπέρθεση των ταυτοτήτων φάσης β_n στις φάσεις των συμβόλων HPSK μειώνει την ικανότητα ανάκτησης από τον δέκτη των υποακολουθιών που διαμορφώνονται στο πεδίο των σημάτων. Συνεπώς, δεδομένου ότι η υποακολουθία SpLP μπορεί να ανακτηθεί υπό συνθήκες NLOS με επεξεργασία της χωρικής συνιστώσας του τρισδιάστατου αστερισμού SM λόγω της διαμόρφωσης GSSK που ακολουθεί, προτείνεται η μείωση της τιμής των β_n με τον παράγοντα Rice K , ώστε να ελαχιστοποιείται η παρεμβολή των ταυτοτήτων φάσης στα σύμβολα HPSK όταν η ύπαρξη των πρώτων δεν κρίνεται απαραίτητη. Λαμβάνοντας υπόψη την προηγούμενη ανάλυση, οι ταυτότητες φάσεις β_n^{HPSK} προσδιορίζονται μέσω της έκφρασης

$$\beta_n^{\text{HPSK}} = K/(K + 1)\beta_n. \quad (4.38)$$

Όπως αποδεικνύεται αμέσως μετά, προκειμένου να καταστεί εφικτή η επίτευξη UEP, πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη (4.39) που αναφέρεται στην επιλογή της παραμέτρου L' . Συγκεκριμένα,

Πρόταση 4.1. *Η επίτευξη UEP εξασφαλίζεται για $M \geq 8$ όταν το σχήμα PMSSK συνδυάζεται με ιεραρχική διαμόρφωση HPSK και η παράμετρος L' ικανοποιεί τη συνθήκη*

$$L' \geq 2^{\nu_{\text{LP}}} (M/p_{\xi-1}) K/(K + 1). \quad (4.39)$$

Απόδειξη. Για το χαρακτηρισμό του σχήματος MSHM ως ιεραρχικού επισημαίνεται ότι η υπέρθεση των ταυτοτήτων φάσης β_n^{HPSK} της υποακολουθίας SpLP στις φάσεις θ_w των συμβόλων HPSK προϋποθέτει ότι η ελάχιστη διαφορά ανάμεσα στις φάσεις γειτονικών σημείων του LOS-JSSC που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σύμβολα HPSK δεν υπερβαίνει τη διαφορά

ανάμεσα στις φάσεις γειτονικών σημείων που διαμορφώνουν διαφορετικές υποακολουθίες SpLP. Η συνθήκη αυτή εκφράζεται ως

$$(\theta_2 - \tau/2) - (\theta_1 + \tau/2) > \beta_2^{\text{HPSK}} - \beta_1^{\text{HPSK}} \quad (4.40)$$

όπου $\tau = \beta_2^{\text{HPSK}} - \beta_1^{\text{HPSK}}$. Συνδυάζοντας τις (4.28), (4.35) και (4.38), η (4.40) οδηγεί στην (4.39).

Πλέον, για την επίτευξη UEP, η ελάχιστη απόσταση d_{\min}^{HP} ανάμεσα σε γειτονικά σημεία LOS-JSSC που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σύμβολα HP, πρέπει να υπερβαίνει την αντίστοιχη απόσταση d_{\min}^{LP} ανάμεσα στα διαφορετικά σύμβολα LP. Δεδομένου ότι οι ταυτότητες φάσης SpLP υπερτίθενται στις φάσεις HPSK, η ελάχιστη απόσταση d_{\min}^{SiLP} γειτονικών σημείων LOS-JSSC που διαμορφώνουν διαφορετικές υποακολουθίες SiLP υπερβαίνει την ελάχιστη απόσταση d_{\min}^{SpLP} γειτονικών σημείων LOS-JSSC που διαμορφώνουν διαφορετικές υποακολουθίες SpLP. Συνεπώς $d_{\min}^{\text{LP}} = d_{\min}^{\text{SpLP}}$, με αποτέλεσμα να ισχύει η σχέση

$$d_{\min}^{\text{LP}} = |\exp(j(\theta_1 + \beta_2^{\text{HPSK}})) - \exp(j(\theta_1 + \beta_1^{\text{HPSK}}))|. \quad (4.41)$$

Αντίστοιχα με τις ανωτέρω ορισμένες αποστάσεις, συμβολίζεται ως d_{\min}^{SiHP} η ελάχιστη απόσταση ανάμεσα σε γειτονικά σημεία LOS-JSSC που διαμορφώνουν διαφορετικές υποακολουθίες SiHP. Η απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών υποσυνόλων SpHP είναι ίση με $d_{\min}^{\text{SpHP}} = \tilde{\zeta}_2 - \tilde{\zeta}_1 = 1$. Αν $d_{\min}^{\text{SpHP}} \geq d_{\min}^{\text{SiHP}}$, τότε $d_{\min}^{\text{HP}} = d_{\min}^{\text{SiHP}}$. Στην περίπτωση αυτή, από τον ορισμό των ιεραρχικών διαμορφώσεων ισχύει ότι $d_{\min}^{\text{SiHP}}/d_{\min}^{\text{SiLP}} > 1$. Επιπλέον, μέσω της συνθήκης $d_{\min}^{\text{SiLP}} > d_{\min}^{\text{SpLP}} = d_{\min}^{\text{LP}}$ ισχύει η ανισότητα $d_{\min}^{\text{HP}} > d_{\min}^{\text{LP}}$, με αποτέλεσμα να εξασφαλίζεται η επίτευξη UEP. Από την άλλη πλευρά, αν $d_{\min}^{\text{SiHP}} > d_{\min}^{\text{SpHP}}$, λόγω της $d_{\min}^{\text{HP}} = 1$ αρκεί η ικανοποίηση της $d_{\min}^{\text{SpLP}} < 1$. Σύμφωνα με τις (4.28) και (4.38), η μέγιστη τιμή της απόστασης d_{\min}^{LP} προκύπτει όταν ισχύει η ισότητα για την (4.39). Σε αυτή την περίπτωση, η συνθήκη $d_{\min}^{\text{LP}} < 1$ δίδει

$$p_{\xi-1} < M/6 + \tau M/2\pi \quad (4.42)$$

Από τη στιγμή που $p_{\xi-1} < 1$, η (4.42) αληθεύει για $M \geq 8$, εξασφαλίζοντας την επίτευξη UEP όταν η PMSSK συνδυάζεται με HPSK οποιασδήποτε τάξης, εκτός από την HQPSK. Στην τελευταία περίπτωση, πρέπει να ικανοποιείται ο περιορισμός $p_{\xi-1} < 2/3 + 2\tau/\pi$. \square

4.4.2.3 Συνδυασμός του σχήματος PMSSK με διαμόρφωση HQAM

Μια διαμόρφωση HQAM σχηματίζεται από την υπέρθεση δύο HPAM, εκ των οποίων η μία διαμορφώνει ξ^I ψηφία στη συμμασική συνιστώσα και η άλλη ξ^Q ψηφία στην ορθογωνική συνιστώσα με διανύσματα προτεραιότητας \mathbf{p}_I και \mathbf{p}_Q , αντίστοιχα. Για να απλοποιηθεί η ανάλυση, στην παρούσα εργασία μελετώνται τετραγωνικές διαμορφώσεις HQAM όπου

$\xi^I = \xi^Q = \xi/2$ και $\mathbf{p}_I = \mathbf{p}_Q \triangleq \mathbf{p}$. Το σύμβολο w περιγράφεται από την ψηφιακή ακολουθία

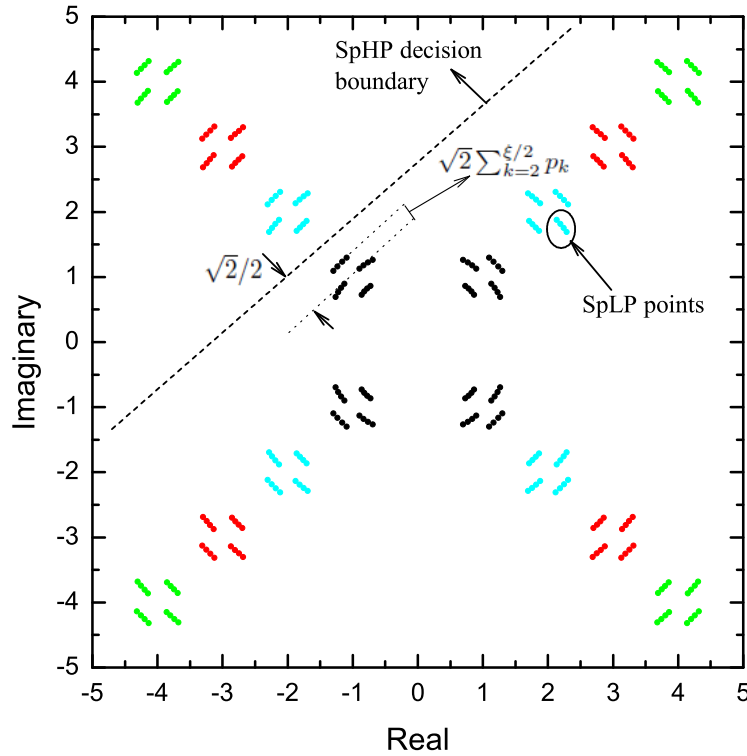
$$\mathbf{b}(w) = [\mathbf{b}(w_I, 1), \dots, \mathbf{b}(w_I, \xi/2), \mathbf{b}(w_Q, 1), \dots, \mathbf{b}(w_Q, \xi/2)] \quad (4.43)$$

όπου $w_I, w_Q = 1, 2, \dots, \sqrt{M}$ με $w = \sqrt{M}(w_I - 1) + w_Q$. Τόσο στη συμμασική όσο και στην ορθογωνική συνιστώσα, τα πρώτα $\xi_{\text{HP}}/2$ ψηφία της ακολουθίας προέρχονται από το τμήμα του συρμού HP που διαμορφώνεται στο πεδίο των σημάτων, δηλαδή το SiHP, ενώ τα υπόλοιπα $\xi_{\text{LP}}/2$ ψηφία από το τμήμα του συρμού LP που διαμορφώνεται στο πεδίο των σημάτων, δηλαδή το SiLP. Τελικά, το σύμβολο w της τετραγωνικής διαμόρφωσης HQAM περιγράφεται μέσω της σχέσης

$$\chi_w = \sum_{k=1}^{\xi/2} [2b(w_I, k) - 1]p_k + j \sum_{k=1}^{\xi/2} [2b(w_Q, k) - 1]p_k. \quad (4.44)$$

Δεδομένου ότι η HQAM είναι διαμόρφωση μεταβλητής περιβάλλουσας, το πλάτος της συνιστώσας LOS

$$|y_{n,w}^{\text{LOS}}| = \tilde{\zeta}_n |\chi_w| \quad (4.45)$$



Σχήμα 4.11: Αστερισμός LOS-JSSC ($y_{n,w}^{\text{LOS}} = \tilde{\zeta}_n e^{j\beta_n} \chi_w$) για τον κώδικα 16MSSK Codebook που δίδεται στον Πίνακα 4.1 σε συνδυασμό με διαμόρφωση 16HQAM όταν $\mathbf{p} = [1, 0.2]$, $L' = 100$ και $K = 10$. Διαφορετικά χρώματα αντιστοιχούν σε διαφορετικά υποσύνολα SpHP.

εξαρτάται τόσο από το πλήθος των ενεργών κεραιών εκπομπής όσο και από το πλάτος των συμβόλων HQAM. Το Σχήμα 4.11 απεικονίζει τον αστερισμό LOS-JSSC όταν το σχήμα 16-PMSSK με κωδικές λέξεις που δίδονται από τον Πίνακα 4.1 συνδυάζεται με διαμόρφωση 16-HQAM, θεωρώντας $\mathbf{p} = [1, 0.2]$, $L' = 100$ και $K = 10$.

Προκειμένου να καταστεί ο δέκτης ικανός να ανακτήσει την υποακολουθία SpLP υπό συνθήκες ισχυρής απευθείας συνιστώσας, ο αστερισμός LOS-JSSC ρυθμίζεται ώστε να ικανοποιεί τη συνθήκη

$$|y_{n,w}^{LOS}| > |y_{m,w}^{LOS}| \text{ if } \tilde{\zeta}_n > \tilde{\zeta}_m, \forall w = 1, 2, \dots, M \quad (4.46)$$

Αυτό σημαίνει ότι τα πλάτη των σημείων ενός υποσυνόλου SpHP πρέπει να είναι μεγαλύτερα από τα αντίστοιχα πλάτη των σημείων άλλου υποσυνόλου SpHP που αντιστοιχεί σε μικρότερο πλήθος ενεργών κεραιών εκπομπής. Για τον περιορισμό των M συμβόλων HQAM εντός της περιοχής του ίδιου υποσυνόλου SpHP, το διάνυσμα προτεραιότητας που τοποθετεί τις διαμορφωμένες υποακολουθίες SpHP, SiHP και SiLP στον αστερισμό LOS-JSSC επιλέγεται μέσω της σχέσης

$$\mathbf{p} = [\tilde{\zeta}_n, p_2, p_3, \dots, p_{\xi/2}]. \quad (4.47)$$

Επειδή $\chi_w = y_{n,w}^{LOS} / \tilde{\zeta}_n e^{j\beta_n}$, το μορφοποιημένο διάνυσμα προτεραιότητας, \mathbf{p}' , ορίζεται κανονικοποιώντας τα στοιχεία του \mathbf{p} με τον όρο $\tilde{\zeta}_n$, οπότε προκύπτει η μορφή

$$\mathbf{p}' = [1, p_2/\tilde{\zeta}_n, \dots, p_{\xi/2}/\tilde{\zeta}_n] \quad (4.48)$$

Από την άλλη πλευρά, υπό συνθήκες NLOS η χωρική συνιστώσα του σήματος λήψης είναι ανεξάρτητη από τη συνιστώσα του πεδίου των σημάτων, με συνέπεια να μην έχει νόημα η συμμετοχή του $\tilde{\zeta}_n$ στην (4.48) στο πλαίσιο ανάκτησης της υποακολουθίας SpHP. Μάλιστα, η παρουσία του όρου $\tilde{\zeta}_n$ στο διάνυσμα \mathbf{p}' μειώνει την απόσταση μεταξύ των σημείων που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σύμβολα HQAM, οδηγώντας σε αύξηση της πιθανότητας εσφαλμένης ανάκτησης των υποακολουθιών στο πεδίο των σημάτων. Λαμβάνοντας υπόψη την προηγηθείσα ανάλυση, ο όρος κανονικοποίησης $\tilde{\zeta}_n$ αντικαθίσταται από τον $\tilde{\zeta}_n^{\frac{K}{K+1}}$, ώστε η επίδρασή του στο μορφοποιημένο διάνυσμα προτεραιότητας \mathbf{p}' να μεγιστοποιείται υπό συνθήκες ισχυρής απευθείας συνιστώσας ($K \gg 1$) και να ελαχιστοποιείται υπό διαλείψεις Rayleigh ($K = 0$). Τελικά, το μορφοποιημένο διάνυσμα προτεραιότητας ορίζεται ως

$$\mathbf{p}' = \left[1, p_2/\tilde{\zeta}_n^{\frac{K}{K+1}}, \dots, p_{\xi/2}/\tilde{\zeta}_n^{\frac{K}{K+1}} \right], \quad p_{i+1} \geq p_i/2, \quad p_2 \leq 1/2. \quad (4.49)$$

Επιπλέον, αφού οι φάσεις SpLP υπερτίθενται στις φάσεις των συμβόλων HQAM στον αστερισμό LOS-JSSC, αντίστοιχα με τα στοιχεία του διανύσματος \mathbf{p} χρησιμοποιείται το πλήθος των ενεργών κεραιών εκπομπής $\tilde{\zeta}_n$ για την κανονικοποίηση των β_n . Ο παράγοντας $K/(K+1)$

λαμβάνεται υπόψη ακολουθώντας σκεπτικό παρόμοιο με εκείνο που ακολουθήθηκε για να συμπεριληφθεί ο ίδιος παράγοντας στην (4.38). Τελικά, οι κανονικοποιημένες ταυτότητες φάσεις προκύπτουν από την έκφραση

$$\beta_n^{\text{HQAM}} = \frac{K\beta_n}{(K+1)\tilde{\zeta}_n}. \quad (4.50)$$

Τέλος, το ακόλουθο συμπέρασμα παρέχει τους απαραίτητους περιορισμούς που αναφέρονται στο διάνυσμα προτεραιότητας \mathbf{p}' προκειμένου να εξασφαλίζεται η επίτευξη UEP:

Πρόταση 4.2. Όταν το σχήμα PMSSK συνδυάζεται με ιεραρχική διαμόρφωση HQAM, η επίτευξη UEP εξασφαλίζεται όταν ικανοποιείται η συνθήκη

$$\left[(2^{\nu_{HP}} - 1)^{\frac{1}{K+1}} + 2^{\frac{\nu_{HP}}{K+1}} \right] \sum_{k=2}^{\xi/2} p_k + \sqrt{2}p_{\xi/2} < 1 \quad (4.51)$$

Απόδειξη. Πριν την διατύπωση των περιορισμών που απαιτούνται για να είναι εφικτή η επίτευξη άνισης προστασίας έναντι λαθών, η παράμετρος μορφοποίησης L' επιλέγεται κατάλληλα ώστε να πραγματοποιείται η συνθήκη $d_{\min}^{\text{SpLP}} < d_{\min}^{\text{SiLP}}$. Συνεπώς ισχύει ότι $d_{\min}^{\text{LP}} = d_{\min}^{\text{SpLP}}$, το οποίο οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η απόσταση d_{\min}^{LP} είναι άνω-φραγμένη από την ελάχιστη απόσταση μεταξύ γειτονικών σημείων του αστερισμού HQAM

$$d_{\min}^{\text{LP}} < d_{\min}^{\text{SiLP}} = 2p_{\xi/2} \quad (4.52)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι $d_{\min}^{\text{HP}} = \min\{d_{\min}^{\text{SpHP}}, d_{\min}^{\text{SiHP}}\}$, στην περίπτωση όπου $d_{\min}^{\text{SpHP}} > d_{\min}^{\text{SiHP}}$, ή ισοδύναμα, $d_{\min}^{\text{HP}} = d_{\min}^{\text{SiHP}}$, η επίτευξη UEP διασφαλίζεται από την ενδογενή ιδιότητα των ιεραρχικών διαμορφώσεων που αναφέρεται στην ανισότητα $d_{\min}^{\text{SiHP}}/d_{\min}^{\text{SiLP}} > 1$. Από την άλλη, όταν $d_{\min}^{\text{SpHP}} < d_{\min}^{\text{SiHP}}$, η απόσταση d_{\min}^{HP} είναι ίση με d_{\min}^{SpHP} . Σε αυτή την περίπτωση, η απόσταση d_{\min}^{SpHP} πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την d_{\min}^{LP} . Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.11, η ελάχιστη απόσταση μεταξύ των σημείων του υποσυνόλου SpHP που αντιστοιχεί σε $\tilde{\zeta}_n$ ενεργές κεραιές εκομπής, από το κατώφλι απόφασης μεταξύ γειτονικών υποσυνόλων SpHP είναι ίσο με $\sqrt{2}/2 - \sqrt{2}\tilde{\zeta}_n \sum_{k=2}^{\xi/2} p_k / \tilde{\zeta}_n^{K/K+1}$. Λαμβάνοντας υπόψη τη μείωση αυτής της απόστασης όσο ο αριθμός των ενεργών κεραιών $\tilde{\zeta}_n$ αυξάνει, συμπεραίνεται ότι η ελάχιστη απόσταση μεταξύ σημείων γειτονικών υποσυνόλων SpHP προκύπτει προσθέτοντας τις αντίστοιχες αποστάσεις για τις δύο μεγαλύτερες τιμές $\tilde{\zeta}_n$, που είναι $2^{\nu_{HP}} - 1$ και $2^{\nu_{HP}}$. Τελικά, η απόσταση d_{\min}^{SpHP}

δίδεται από την

$$d_{\min}^{\text{SpHP}} = \left[\sqrt{2}/2 - \sqrt{2}(2^{\nu_{\text{HP}}} - 1) \sum_{k=2}^{\xi/2} p_k / (2^{\nu_{\text{HP}}} - 1)^{K/K+1} \right] + \left[\sqrt{2}/2 - \sqrt{2}(2^{\nu_{\text{HP}}}) \sum_{k=2}^{\xi/2} p_k / (2^{\nu_{\text{HP}}})^{K/K+1} \right] \quad (4.53)$$

από την οποία προκύπτει η

$$d_{\min}^{\text{SpHP}} = \sqrt{2} \left\{ 1 - \left[(2^{\nu_{\text{HP}}} - 1)^{\frac{1}{K+1}} + 2^{\frac{\nu_{\text{HP}}}{K+1}} \right] \sum_{k=2}^{\xi/2} p_k \right\} \quad (4.54)$$

Πλέον, η επίτευξη UEP εξασφαλίζεται αντικαθιστώντας τις (4.52) και (4.54) στην $d_{\min}^{\text{HP}} > d_{\min}^{\text{LP}}$, με αποτέλεσμα να προκύψει η (4.51). \square

4.4.3 Μαθηματική Ανάλυση

Ακριβή άνω-φράγματα για την πιθανότητα λάθους ABEP των επιπέδων HP και LP διατυπώνονται για το σχήμα MSHM αξιοποιώντας την [115, Eq. (6)] ως

$$\text{ABEP}_{\text{HP(LP)}} \leq \frac{\nu_{\text{HP(LP)}} \text{ABEP}_{\text{SpHP(SpLP)}}^{\text{bound}} + \xi_{\text{HP(LP)}} \text{ABEP}_{\text{SiHP(SiLP)}}^{\text{bound}}}{\nu_{\text{HP(LP)}} + \xi_{\text{HP(LP)}}} \quad (4.55)$$

και θέτοντας $\text{ABEP}_{\mathcal{L}_{\text{sp}}}^{\text{bound}} \triangleq \text{ABEP}_{\text{sp}, \mathcal{L}_{\text{sp}}}^{\text{bound}} + \text{ABEP}_{\text{joint}, \mathcal{L}_{\text{sp}}}^{\text{bound}}$ και $\text{ABEP}_{\mathcal{L}_{\text{sig}}}^{\text{bound}} \triangleq \text{ABEP}_{\text{sig}, \mathcal{L}_{\text{sig}}}^{\text{bound}} + \text{ABEP}_{\text{joint}, \mathcal{L}_{\text{sig}}}^{\text{bound}}$ όπου $\mathcal{L}_{\text{sp}} \in \{\text{SpHP}, \text{SpLP}\}$ και $\mathcal{L}_{\text{sig}} \in \{\text{SiHP}, \text{SiLP}\}$, αντίστοιχα. Στις προηγούμενες εκφράσεις ορίζονται

- $\text{ABEP}_{\text{sp}}^{\text{bound}}$ σχετίζεται με την πιθανότητα λάθους των υποακολουθιών SpHP και SpLP, θεωρώντας ότι οι υποακολουθίες SiHP και SiLP έχουν ανακτηθεί ορθά.
- $\text{ABEP}_{\text{sig}}^{\text{bound}}$ σχετίζεται με την πιθανότητα λάθους των υποακολουθιών SiHP και SiLP,, θεωρώντας ότι οι υποακολουθίες SpHP και SpLP έχουν ανακτηθεί ορθά..
- $\text{ABEP}_{\text{joint}}^{\text{bound}}$ θεωρεί την εσφαλμένη ανάκτηση ψηφίων τόσο στο πεδίο του χώρου όσο και στο πεδίο των σημάτων.

Τα προαναφερθέντα άνω-φράγματα υπολογίζονται λαμβάνοντας τη μέση τιμή ως προς τις διαφορετικές τετράδες που περιλαμβάνουν τα σύμβολα εκπομπής και τα ανακτηθέντα σύμβολα τόσο στο πεδίο του χώρου όσο και στο πεδίο των σημάτων. Συγκεκριμένα,

$$\text{ABEP}_{\text{sp}, \mathcal{L}_{\text{sp}}}^{\text{bound}} = \frac{2}{\mathbf{m}_{\text{sp}} M \tilde{C}} \sum_{w=1}^M \sum_{n=1}^{\tilde{C}} \sum_{\hat{n}=n+1}^{\tilde{C}} N_{b, \mathcal{L}_{\text{sp}}}(n, \hat{n}) \bar{P}_{E, \text{spatial}} \quad (4.56)$$

$$\text{ABEP}_{\text{sig}, \mathfrak{L}_{\text{sig}}}^{\text{bound}} = \frac{2}{\mathbf{m}_{\text{sig}} M \tilde{C}} \sum_{n=1}^{\tilde{C}} \sum_{w=1}^M \sum_{\hat{w}=w+1}^M N_{b, \mathfrak{L}_{\text{sig}}}(w, \hat{w}) \bar{P}_{E, \text{sig}} \quad (4.57)$$

$$\text{ABEP}_{\text{joint}, \mathfrak{L}}^{\text{bound}} = \frac{4}{\mathbf{m} M \tilde{C}} \sum_{w=1}^M \sum_{n=1}^{\tilde{C}} \sum_{\hat{w}=w+1}^M \sum_{\hat{n}=n+1}^{\tilde{C}} N_{b, \mathfrak{L}}(n, w, \hat{n}, \hat{w}) \bar{P}_{E, \text{joint}} \quad (4.58)$$

όπου

- $\mathbf{m}_{\text{sp}} \in \{\nu_{\text{HP}}, \nu_{\text{LP}}\}$, $\mathbf{m}_{\text{sig}} \in \{\xi_{\text{HP}}, \xi_{\text{LP}}\}$ and $\mathbf{m} \in \{\xi_{\text{HP}}, \xi_{\text{LP}}, \nu_{\text{HP}}, \nu_{\text{LP}}\}$
- $\mathfrak{L}_{\text{sp}} \in \{\text{SpHP}, \text{SpLP}\}$, $\mathfrak{L}_{\text{sig}} \in \{\text{SiHP}, \text{SiLP}\}$, ενώ $\mathfrak{L} \in \{\text{SiHP}, \text{SiLP}, \text{SpHP}, \text{SpLP}\}$
- $N_{b, \mathfrak{L}_{\text{sp}}}(n, \hat{n})$ και $N_{b, \mathfrak{L}_{\text{sig}}}(w, \hat{w})$ αποτελούν τα διαφορετικά ψηφία \mathfrak{L}_{sp} και $\mathfrak{L}_{\text{sig}}$, όταν τα αντίστοιχα σύμβολα των δύο πεδίων ανακτώνται ορθά.
- $N_{b, \mathfrak{L}}(n, w, \hat{n}, \hat{w}) \triangleq N_{b, \mathfrak{L}_{\text{sp}}}(n, \hat{n})$ για $\mathfrak{L} \in \{\text{SpHP}, \text{SpLP}\}$, ενώ για $\mathfrak{L} \in \{\text{SiHP}, \text{SiLP}\}$, ισχύει $N_{b, \mathfrak{L}}(n, w, \hat{n}, \hat{w}) \triangleq N_{b, \mathfrak{L}_{\text{sig}}}(w, \hat{w})$
- $\bar{P}_{E, \text{spatial}}$ είναι η πιθανότητα PEP εκπομπής της κωδικής λέξης \mathbf{c}_n και εκτίμησης της κωδικής λέξης $\mathbf{c}_{\hat{n}}$.
- $\bar{P}_{E, \text{signal}}$ είναι η πιθανότητα PEP εκπομπής του συμβόλου χ_w στο πεδίο των σημάτων και εκτίμησης του συμβόλου $\chi_{\hat{w}}$.
- $\bar{P}_{E, \text{joint}}$ είναι η πιθανότητα PEP να μεταδοθούν ταυτόχρονα η κωδική λέξη \mathbf{c}_n με το σύμβολο χ_w και να εκτιμηθούν η κωδική λέξη $\mathbf{c}_{\hat{n}}$ και το σύμβολο $\chi_{\hat{w}}$, εντίστοιχα.

Θεωρώντας ότι ο δέκτης υλοποιεί αποδιαμόρφωση MLD, όπως δίδεται στην (4.31), η πιθανότητα $\bar{P}_{E, \text{joint}}$ υπολογίζεται ως

$$\bar{P}_{E, \text{joint}}(\mathbf{h}'_n e^{j\beta n} \chi_w, \mathbf{h}'_{\hat{n}} e^{j\beta \hat{n}} \chi_{\hat{w}}) = \Pr \{E_s \gamma_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}} < \tilde{z}\} \quad (4.59)$$

όπου

$$\gamma_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}} = \sum_{\ell=1}^{N_r} |\mathbf{h}'_{\ell, n} e^{j\beta n} \chi_w - \mathbf{h}'_{\ell, \hat{n}} e^{j\beta \hat{n}} \chi_{\hat{w}}|^2 \quad (4.60)$$

και

$$\tilde{z} = -2\sqrt{E_s} \sum_{\ell=1}^{N_r} \Re\{(\mathbf{h}'_{\ell, n} e^{j\beta n} \chi_w - \mathbf{h}'_{\ell, \hat{n}} e^{j\beta \hat{n}} \chi_{\hat{w}}) z_{\ell}^*\}. \quad (4.61)$$

Για δεδομένο στιγμιότυπο του διαύλου $\gamma_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}}$, ο θόρυβος \tilde{z} in (4.61) είναι τυχαία μεταβλητή μηδενικής μέσης τιμής και τυπικής απόκλισης $\mathbb{E}\{\tilde{z}^2\} = 4N_0 E_s \gamma_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}}$. Ακολουθώντας παρόμοια λογική με εκείνη της, η MGF της $\gamma_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}}$ εκφράζεται ως

$$\mathcal{M}_{\gamma_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}}}(s) = (1 + 2v_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}} \sigma^2 s)^{-N_r} e^{-\frac{s N_r \mu_{n, w}^2 \gamma_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}}}{1 + 2v_{n, w}^{\hat{n}, \hat{w}} \sigma^2 s}} \quad (4.62)$$

	Πεδίο	$u_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}}$
HPSK	Χώρου Σημάτων Συνδυαστικό	$2 \left[\tilde{\zeta}_n^2 + \tilde{\zeta}_{\hat{n}}^2 - 2\tilde{\zeta}_n\tilde{\zeta}_{\hat{n}} \cos(\beta_n - \beta_{\hat{n}}) \right]$ $4\tilde{\zeta}_n^2 [1 - \cos(\theta_w - \theta_{\hat{w}})]$ $2 \left[\tilde{\zeta}_n^2 + \tilde{\zeta}_{\hat{n}}^2 - 2\tilde{\zeta}_n\tilde{\zeta}_{\hat{n}} \cos(\beta_n - \beta_{\hat{n}} + \theta_w - \theta_{\hat{w}}) \right]$
HQAM	Χώρου Σημάτων Συνδυαστικό	$2 \left[\tilde{\zeta}_n^2 \chi_w(\tilde{\zeta}_n) ^2 + \tilde{\zeta}_{\hat{n}}^2 \chi_w(\tilde{\zeta}_{\hat{n}}) ^2 - 2\tilde{\zeta}_n\tilde{\zeta}_{\hat{n}} \Re\{e^{j(\beta_n - \beta_{\hat{n}})} \chi_w(\tilde{\zeta}_n) \overline{\chi_w(\tilde{\zeta}_{\hat{n}})}\} \right]$ $2\tilde{\zeta}_n^2 \left[\chi_w(\tilde{\zeta}_n) ^2 + \chi_{\hat{w}}(\tilde{\zeta}_n) ^2 - 2\Re\{\chi_w(\tilde{\zeta}_n) \overline{\chi_{\hat{w}}(\tilde{\zeta}_n)}\} \right]$ $2 \left[\tilde{\zeta}_n^2 \chi_w(\tilde{\zeta}_n) ^2 + \tilde{\zeta}_{\hat{n}}^2 \chi_{\hat{w}}(\tilde{\zeta}_{\hat{n}}) ^2 - 2\tilde{\zeta}_n\tilde{\zeta}_{\hat{n}} \Re\{e^{j(\beta_n - \beta_{\hat{n}})} \chi_w(\tilde{\zeta}_n) \overline{\chi_{\hat{w}}(\tilde{\zeta}_{\hat{n}})}\} \right]$
	Πεδίο	$v_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}}$
HPSK	Χώρου Σημάτων Συνδυαστικό	$\tilde{\zeta}_n + \tilde{\zeta}_{\hat{n}} - 2\tilde{\zeta}_{n,\hat{n}}$ 0 $\tilde{\zeta}_n + \tilde{\zeta}_{\hat{n}} - 2\tilde{\zeta}_{n,\hat{n}}$
HQAM	Χώρου Σημάτων Συνδυαστικό	$\tilde{\zeta}_n \chi_w(\tilde{\zeta}_n) ^2 + \tilde{\zeta}_{\hat{n}} \chi_w(\tilde{\zeta}_{\hat{n}}) ^2 - 2\tilde{\zeta}_{n,\hat{n}} \chi_w(\tilde{\zeta}_n) \chi_w(\tilde{\zeta}_{\hat{n}}) $ $\tilde{\zeta}_n \left(\chi_w(\tilde{\zeta}_n) - \chi_{\hat{w}}(\tilde{\zeta}_n) \right)^2$ $\tilde{\zeta}_n \chi_w(\tilde{\zeta}_n) ^2 + \tilde{\zeta}_{\hat{n}} \chi_{\hat{w}}(\tilde{\zeta}_{\hat{n}}) ^2 - 2\tilde{\zeta}_{n,\hat{n}} \chi_w(\tilde{\zeta}_n) \chi_{\hat{w}}(\tilde{\zeta}_{\hat{n}}) $

Πίνακας 4.2: Παράμετροι $u_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}}$ και $v_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}}$ για τον υπολογισμό της MGF της σχέσης (4.62)

όπου

$$u_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}} = 2 \left| \tilde{\zeta}_n e^{j\beta_n} \chi_w - \tilde{\zeta}_{\hat{n}} e^{j\beta_{\hat{n}}} \chi_{\hat{w}} \right|^2$$

$$v_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}} = \mathbb{E} \left\{ \left| \left(\sum_{i=1}^{N_t} \tilde{h}_{\ell,i} c_{n,i} \right) \chi_w - \left(\sum_{i=1}^{N_t} \tilde{h}_{\ell,i} c_{\hat{n},i} \right) \chi_{\hat{w}} \right|^2 \right\} \quad (4.63)$$

Έχοντας υπολογίσει τις παραμέτρους $u_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}}$ και $v_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}}$ για τον όρο $\bar{P}_{E,\text{joint}}$, καθίσταται εύκολη η διατύπωση αναλυτικών εκφράσεων των προαναφερθέντων παραμέτρων για τους όρους $\bar{P}_{E,\text{spatial}}$ και $\bar{P}_{E,\text{signal}}$. Αναφερόμενοι στον όρο $\bar{P}_{E,\text{spatial}}$, όταν το σχήμα PMSSK συνδυάζεται με διαμόρφωση HPSK, προκύπτει ότι $\theta_w = \theta_{\hat{w}}$. Από την άλλη, όταν το σχήμα PMSSK συνδυάζεται με διαμόρφωση HQAM, το σύμβολο χ_w διαφέρει μεταξύ των απεικονίσεών του σε διαφορετικά υποσύνολα SpHP καθώς $\chi_w = \chi_w(\tilde{\zeta}_n)$. Συνεπώς, παρά την ορθή ανάκτηση του συμβόλου χ_w , οι τιμές των $\chi_{\hat{w}}(\tilde{\zeta}_{\hat{n}})$ και $\chi_w(\tilde{\zeta}_n)$ διαφέρουν όταν $\hat{n} \neq n$. Αναφερόμενοι στον όρο $\bar{P}_{E,\text{signal}}$, η ορθή ανάκτηση της κωδικής λέξης οδηγεί στις ισότητες $\mathbf{c}_n = \mathbf{c}_{\hat{n}}$, $\tilde{\zeta}_n = \tilde{\zeta}_{\hat{n}}$ και $\beta_n = \beta_{\hat{n}}$. Αναλυτικές εκφράσεις για τις παραμέτρους $u_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}}$ και $v_{n,w}^{\hat{n},\hat{w}}$ ως προς τους τρεις παραπάνω όρους που συμμετέχουν στη διατύπωση του άνω-φράγματος ABEP δίδονται στον Πίνακα 4.2 όταν το σχήμα PMSSK συνδυάζεται με κάθε μία από τις διαμορφώσεις HPSK ή HQAM. Αυτές οι εκφράσεις προκύπτουν χρησιμοποιώντας την (4.63) και ορίζοντας $\tilde{\zeta}_{n,\hat{n}} = \sum_{i=1}^{N_t} c_{n,i} c_{\hat{n},i}$.

Τέλος, χρησιμοποιώντας τη διατύπωση της πιθανότητας λάθους μέσω ολοκληρώματος ως προς την MGF, ο όρος $\bar{P}_{E,\text{joint}}$ και, συνακόλουθα, οι όροι $\bar{P}_{E,\text{spatial}}$ και $\bar{P}_{E,\text{signal}}$, υπολογίζονται

μέσω της έκφρασης

$$\bar{P}_{E,\text{joint}} = \pi^{-1} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_{\gamma_{\hat{n},\hat{w}}}(\bar{\gamma}/(2 \sin^2 \theta)) d\theta = \mathcal{I}(u_{\hat{n},\hat{w}}^{\hat{n},\hat{w}} \mu^2 N_r, v_{\hat{n},\hat{w}}^{\hat{n},\hat{w}} \sigma^2, \bar{\gamma}, N_r) / \pi \quad (4.64)$$

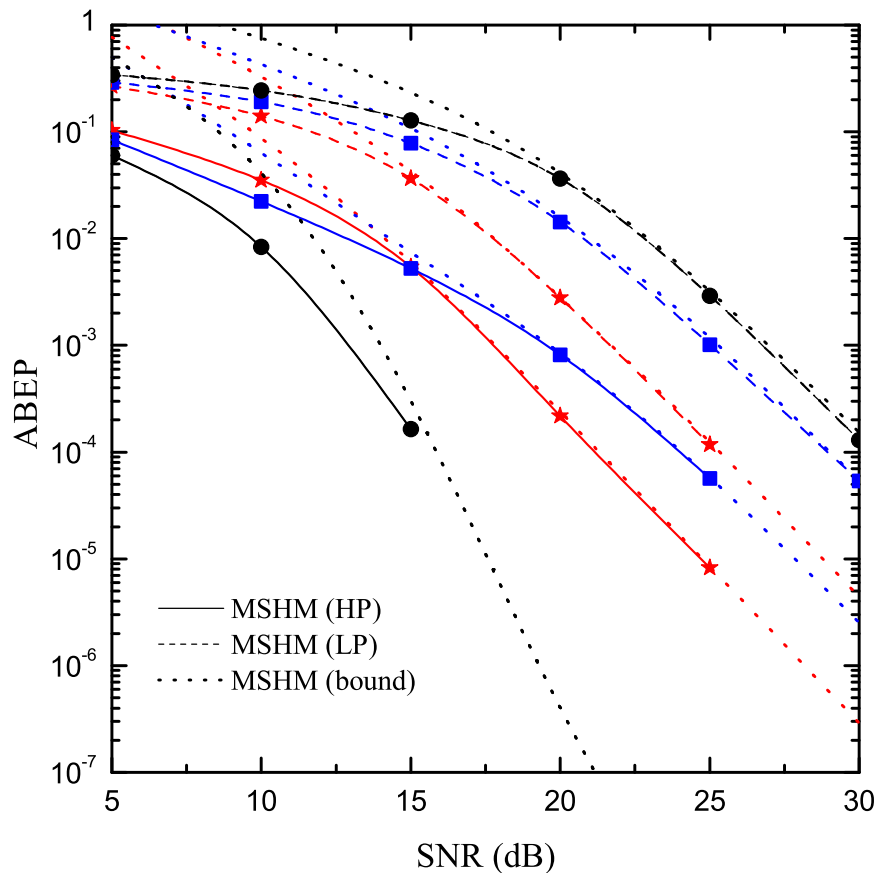
όπου $\bar{\gamma} = E_s/(4N_0)$ και

$$\mathcal{I}(a, b, g, d) = \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{ga}{2(\sin^2 \theta + bg)}} \left(1 + \frac{bg}{\sin^2 \theta}\right)^{-d} d\theta. \quad (4.65)$$

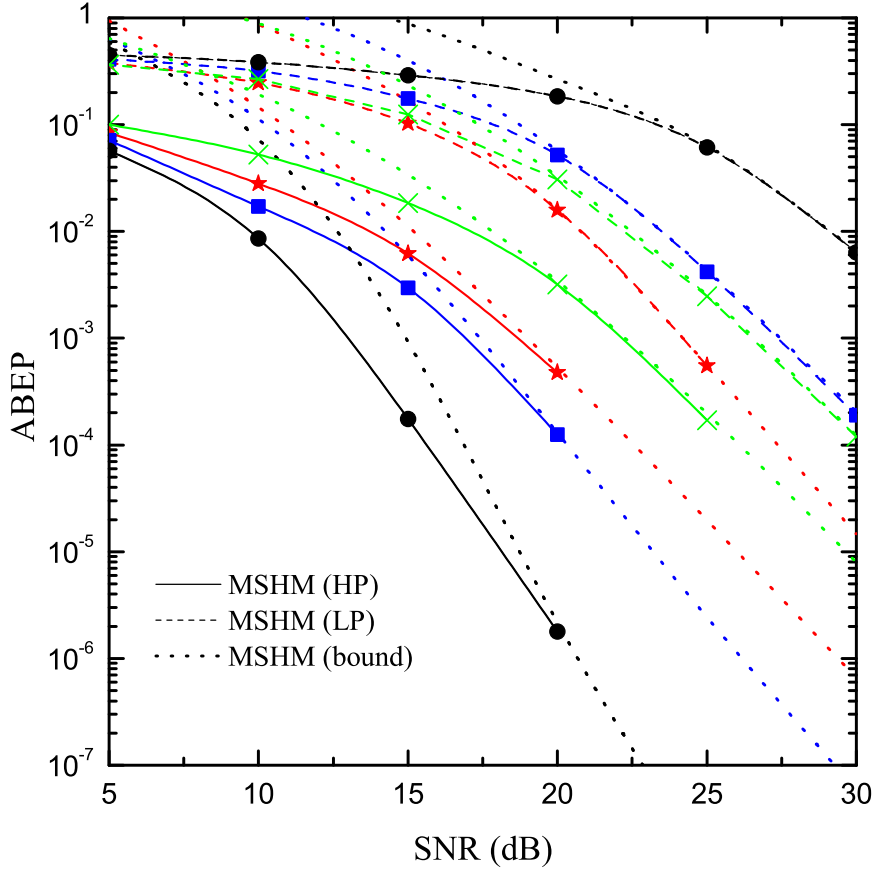
Υπενθυμίζεται, τέλος, ότι έκφραση κλειστής μορφής του ολοκληρώματος \mathcal{I} έχει δοθεί από την (4.23).

4.4.4 Αριθμητικά αποτελέσματα και προσομοιώσεις

Η επίδοση των δύο επιπέδων προτεραιότητας για το σχήμα MSHM ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους μελετάται στα Σχήματα 4.12 και 4.13 μέσω προσομοιώσεων Monte-Carlo που απεικονίζονται μαζί με τα αντίστοιχα άνω-φράγματα ABEP και θεωρώντας ότι διαμόρφωση



Σχήμα 4.12: Άνω-φράγματα μέσης πιθανότητας λάθους και προσομοιώσεις Monte-Carlo όταν η διαμόρφωση 16-PMSSK με τις κωδικές λέξεις του Πίνακα 4.1 συνδυάζεται με διαμόρφωση 16-HPSK. Οι τρεις υπό μελέτη περιπτώσεις θεωρούν (i) $K = 2$ (σύμβολο \star) με παραμέτρους $\mathbf{p} = [4, 2, 1]$ και $L' = 60$, (ii) $K = 10$ (σύμβολο \blacksquare) με παραμέτρους $\mathbf{p} = [4, 2, 1]$ και $L' = 60$ και (iii) $K = 10$ (σύμβολο \bullet) με παραμέτρους $\mathbf{p} = [4, 1, 0.5]$ και $L' = 200$.



Σχήμα 4.13: Άνω-φράγματα μέσης πιθανότητας λάθους και προσομοιώσεις Monte-Carlo όταν η διαμόρφωση 16-PMSSK με τις κωδικές λέξεις του Πίνακα 4.1 συνδυάζεται με διαμόρφωση 16-HQAM. Οι τρεις υπό μελέτη περιπτώσεις θεωρούν (i) $K = 2$ (σύμβολο \star) με παραμέτρους $\mathbf{p} = [1, 0.2]$ και $L' = 100$, (ii) $K = 10$ (σύμβολο \blacksquare) με παραμέτρους $\mathbf{p} = [1, 0.2]$ και $L' = 100$ και (iii) $K = 10$ (σύμβολο \bullet) με παραμέτρους $\mathbf{p} = [1, 0.05]$ και $L' = 200$. Οι καμπύλες που συμβολίζονται με \times αντιστοιχούν σε $K = 10$ με παραμέτρους $\mathbf{p} = [1, 0.2]$ και $L' = 100$, χωρίς να συμπεριλαμβάνονται οι παράμετροι $\tilde{\zeta}_n^{\frac{K}{K+1}}$ και K στο \mathbf{p} και στο β_n , αντίστοιχα.

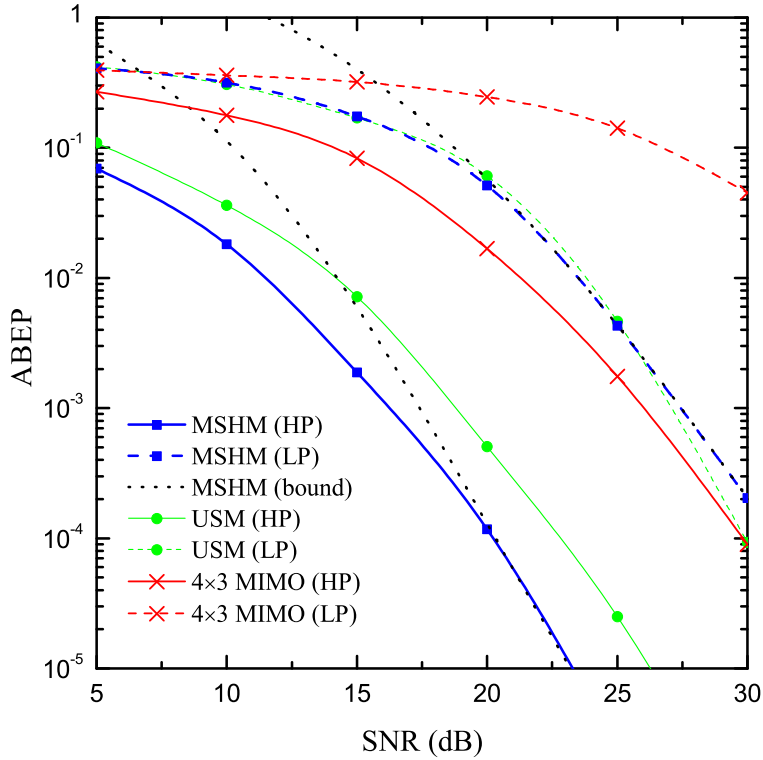
16-PMSSK με τις κωδικές λέξεις του Πίνακα 4.1 συνδυάζεται με ιεραρχική διαμόρφωση 16-HPSK και 16-HQAM, αντίστοιχα. Επιπλέον αποδίδονται 4 ψηφία ανά σύμβολο MSHM για τη διαμόρφωση τόσο της ακολουθίας HP όσο και της ακολουθίας LP; συγκεκριμένα, $\xi_{HP} = \nu_{HP} = 2$ και $\xi_{LP} = \nu_{LP} = 2$. Στην πλευρά λήψης, ο δέκτης διαθέτει $N_r = 3$ κεραιές. Η συμφωνία μεταξύ των προσομοιώσεων και των θεωρητικών αποτελεσμάτων για μέσες και υψηλές τιμές λόγους σήματος προς θόρυβο, $SNR = E_s/N_0$, αποδεικνύει την ορθότητα της ανάλυσης που πραγματοποιήθηκε στο εδάφιο 4.4.3.

Τα Σχήματα 4.12 και 4.13 αποδεικνύουν ότι το σχήμα MSHM επιτυγχάνει UEP υπό συνθήκες σημαντικής ($K = 2$) και ισχυρής ($K = 10$) απευθείας συνιστώσας, καθώς και για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου L' και των στοιχείων του διανύσματος προτεραιότητας \mathbf{p} , εφόσον πραγματοποιούνται οι συνθήκες (4.39) και (4.51), αντίστοιχα. Ένα ενδιαφέρον συμπέρασμα που προκύπτει από το Σχήμα 4.12 αιτιολογεί την επιλογή να μειώνονται οι ταυτότητες φάσης β_n , όπως εκφράζονται μέσω της (4.38), όταν η πολυδιαδρομική συνιστώσα NLOS είναι σημαντική, με σκοπό τη μείωση της παρεμβολής που προκαλούν στις φάσεις των συμβόλων της ιεραρχικής διαμόρφωσης στο πεδίο των σημάτων. Αυτή η μείωση της

παρεμβολής απεικονίζεται στη χαμηλότερη τιμή της $ABEP_{HP}$ όταν $\mathbf{p} = [4, 2, 1]$ και $L' = 100$ για $K = 2$ σε σύγκριση με την αντίστοιχη περίπτωση όπου $K = 10$, παρά την αναμενόμενη βελτίωση της επίδοσης HP των σχημάτων PMSSK και HPSK για ισχυρή απευθείας συνιστώσα, όπως αναφέρεται στις [124] και [123], αντίστοιχα. Επιπλέον, μέσω του Σχήματος 4.13 αιτιολογείται η μορφή του διαγράμματος της βαθμίδας εκπομπής του Σχήματος 4.9 όταν το σχήμα PMSSK συνδυάζεται με διαμόρφωση HQAM για να λάβει ο αστερισμός LOS-JSSC την επιθυμητή μορφή. Συγκεκριμένα παρατηρείται ότι για $K = 10$ στην περίπτωση όπου $\mathbf{p} = [1, 0.2]$ και $L' = 100$, η επίδοση HP βελτιώνεται αισθητά όταν τα στοιχεία του διανύσματος προτεραιότητας κανονικοποιούνται με την παράμετρο $\tilde{\zeta}_n^{\frac{K}{K+1}}$.

Η δυνατότητα επίτευξης περισσότερων επιπέδων UEP από το σχήμα MSHM εξετάζεται στα Σχήματα 4.12 και 4.13 επιλέγοντας συνδυαστικά την τιμή της παραμέτρου L' και τα στοιχεία του διανύσματος \mathbf{p} θεωρώντας ότι $K = 10$. Συγκεκριμένα, από τη στιγμή που τα στοιχεία p_2 και p_3 του διανύσματος προτεραιότητας διαμόρφωσης HPSK στο Σχήμα 4.12 ορίζουν τη διαφορά ανάμεσα στις φάσεις των σημείων του αστερισμού που διαμορφώνουν διαφορετικά ψηφία SiLP, όταν αντί της ομοιόμορφης διαμόρφωσης PSK ($\mathbf{p} = [4, 2, 1]$) επιλέγεται η ιεραρχική διαμόρφωση HPSK με $\mathbf{p} = [4, 1, 0.5]$ μειώνεται η ικανότητα του δέκτη να ανακτήσει τα ψηφία SiLP. Η ίδια επίπτωση για την ανάκτηση των ψηφίων SpLP παρατηρείται όταν η παράμετρος L' αυξάνεται από 60 σε 200. Από την άλλη μεριά, οι προαναφερθείσες μεταβολές των \mathbf{p} και L' αυξάνουν την ικανότητα του δέκτη να ανακτά τα ψηφία SiHP. Συμπερασματικά, όταν το διάνυσμα προτεραιότητας αλλάζει από $\mathbf{p} = [4, 2, 1]$ σε $\mathbf{p} = [4, 1, 0.5]$ και η παράμετρος από $L' = 60$ σε $L' = 200$, ενώ η πιθανότητα $ABEP_{HP}$ βελτιώνεται, η πιθανότητα $ABEP_{LP}$, εν αντιθέσει, χειροτερεύει. Αυτή η αντίστροφη συμπεριφορά των πιθανοτήτων λάθους των δύο επιπέδων προτεραιότητας χαρακτηρίζει το σχήμα MSHM ως ιεραρχικό. Το ίδιο συμπέρασμα προκύπτει και από το Σχήμα 4.13 στην περίπτωση όπου η PMSSK συνδυάζεται με HQAM για $K = 10$. Σε αυτή την περίπτωση, το στοιχείο p_2 ορίζει το κλάσμα της συνολικής ισχύος εκπομπής που αποδίδεται στα ψηφία SiLP; συνεπώς, η μείωση του p_2 από 0.2 σε 0.05, με συνακόλουθη μεταβολή του διανύσματος προτεραιότητας από $\mathbf{p} = [1, 0.2]$ σε $\mathbf{p} = [1, 0.05]$, και η αύξηση της παραμέτρου L' από 100 σε 200 οδηγούν στη βελτίωση της επίδοσης HP, ενώ παράλληλα η πιθανότητα λάθους LP αυξάνει. Συμπερασματικά, το σχήμα MSHM επιτυγχάνει άνιση προστασία έναντι λαθών και συμπεριφέρεται ως ιεραρχικό σχήμα διαμόρφωσης ανεξάρτητα από την ιεραρχική διαμόρφωση στο πεδίο των σημάτων με την οποία συνδυάζεται το σχήμα PMSSK.

Τέλος, η επίδοση της διαμόρφωσης MSHM, όταν η 16-MSSK του Πίνακα 4.1 συνδυάζεται με 16-HQAM ($\mathbf{p} = [1, 0.2]$), συγκρίνεται στο Σχήμα 4.14 με δύο συστήματα αναφοράς υπό συνθήκες διάδοσης $K = 10$ μέσω προσομοιώσεων Monte-Carlo. Επιπλέον, παρατίθενται τα άνω-φράγματα $ABEP$ (4.55) του σχήματος MSHM ώστε να φανεί η ικανοποιητική σύγκλιση με τις πραγματικές τιμές $ABEP$ για μεγάλες τιμές SNR. Σε όλα τα υπό σύγκριση συστήματα, το διάνυσμα προτεραιότητας επιλέγεται κατάλληλα ώστε τα 25/26 της ισχύος



Σχήμα 4.14: Επίδοση ABEP διαφόρων συστημάτων υπό συνθήκες διάδοσης $K = 10$ όταν ο δέκτης διαθέτει $N_r = 3$ κεραιές λήψης.

εκπομπής να αποδίδονται στο επίπεδο HP και το $1/26$ στο επίπεδο LP. Επιπλέον, και τα τρία συστήματα αποδίδουν 4 ψηφία ανά μετάδοση για κάθε επίπεδο. Τα συστήματα αναφοράς αντιστοιχούν σε (i) συμβατικό σύστημα MIMO διαστάσεων 4×3 που υλοποιεί 4HQAM με $\mathbf{p}_I = 5, \mathbf{p}_Q = 1$ και (ii) σχήμα SM [123] βασιζόμενο σε διαμέριση συνόλου κατά Ungerboeck που εφαρμόζεται σε αστερισμό 256-HQAM ($\mathbf{p}_{I,Q} = [10, 5, 2, 1]$) - στο εξής θα ονομάζεται Ungerboeck SM (USM). Ο αστερισμός 256-HQAM, εκτός του συρμού που διαμορφώνεται στο πεδίο των σημάτων, παρέχει διαφορική προστασία και στο συρμό που διαμορφώνεται στο πεδίο του χώρου. Σημειώνεται ότι τα δύο σχήματα SM διαθέτουν παραπλήσια υπολογιστική πολυπλοκότητα. Συγκεκριμένα, το MSHM επιλέγει ένα εκ των $2^{n_{HP}}$ υποψήφιων διανυσμάτων προτεραιότητας της σχέσης (4.49) για τη διαμόρφωση των ψηφίων στο πεδίο των σημάτων ενώ, για τον ίδιο σκοπό, το USM επιλέγει ένα εκ των 2^v συνόλων σημείων του αστερισμού που έχουν ομαδοποιηθεί με βάση τη διαμέριση κατά Ungerboeck. Επιπλέον, το σχήμα MSHM και το σύστημα αναφοράς MIMO απαιτούν τον ίδιο αριθμό αλυσιδών RF στον πομπό. Από την άλλη μεριά, το σχήμα USM, όντας βασισμένο σε διαμόρφωση SSK αναφορικά με το πεδίο του χώρου, απαιτεί μόλις 1 αλυσίδα RF στον πομπό, αλλά 16 κεραιές εκπομπής έναντι 5 που χρησιμοποιεί το σχήμα MSHM. Το Σχήμα 4.14 δείχνει ότι το σχήμα MSHM παρουσιάζει καλύτερη επίδοση από τα δύο συστήματα αναφοράς ως προς το επίπεδο HP. Ως προς το επίπεδο LP, το MSHM παρουσιάζει παρόμοια επίδοση με το USM,

ενώ και τα δύο σχήματα SM έχουν καλύτερη επίδοση από το συμβατικό σύστημα MIMO. Η καλύτερη επίδοση HP του προτεινόμενου σχήματος οφείλεται τόσο στην εφαρμογή του MSSK στο πεδίο του χώρου όσο και στην αποτελεσματικότητα της σχεδίασης του αστερισμού LOS-JSSC.

Βιβλιογραφία

- [1] T. M. Cover, “Broadcast channels,” *IEEE Transactions on Information Technology*, vol. 18, pp. 2–14, Jan. 1972.
- [2] K. Ramchandran, A. Ortega, K. Uz, and M. Vetterli, “Multiresolution broadcast for digital HDTV using joint source/channel coding,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 1, pp. 6–23, Jan. 1993.
- [3] S. Dusad, S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, and A. R. Calderbank, “Diversity embedded codes: Theory and practice,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 2, pp. 202–219, Apr. 2008.
- [4] C. H. Kuo and C.-C. Kuo, “An Embedded Space-Time Coding (STC) Scheme for Broadcasting,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 53, no. 1, pp. 48–58, Mar. 2007.
- [5] C. Bilen, E. Erkip, and Y. Wang, “Layered video multicast using diversity embedded space time codes,” in *IEEE Sarnoff Symposium*, Apr. 2009, pp. 1–5.
- [6] “ETSI EN300 744 V1.6.1, digital video broadcasting (dvb) (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television,” 2009.
- [7] “ETSI TS102 441 V1.1.1, digital video broadcasting (DVB); DVB-S2 adaptive coding and modulation for broadband hybrid satellite dialup applications,” 2005.
- [8] “ETSI EN302 304 V1.1.1, digital video broadcasting (dvb) (DVB); transmission system for handheld terminals (DVB-H),” 2004.
- [9] “ETSI TS102 584 V1.2.1, technical specification digital video broadcasting (DVB); DVB-SH implementation guidelines,” 2011.
- [10] S.-H. Chang, M. Rim, P. Cosman, and L. Milstein, “Optimal multiplexed hierarchical modulation for unequal error protection of progressive bit streams,” in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Dec. 2009.

- [11] S.-H. Chang, M. Rim, P. C. Cosman, and L. B. Milstein, "Optimized unequal error protection using multiplexed hierarchical modulation," *IEEE Transactions on Information Technology*, vol. 58, no. 9, pp. 5816–5840, Sep. 2012.
- [12] D. Pradas, A. Bouabdallah, J. Lacan, M. V. Castro, and M. Bousquet, "Cross-layer optimization of unequal protected layered video over hierarchical modulation," in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Dec. 2009.
- [13] S. Arslan, P. Cosman, and L. Milstein, "Coded Hierarchical Modulation for Wireless Progressive Image Transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp. 4299–4313, Nov. 2011.
- [14] H. Jiang, P. Wilford, and S. Wilkus, "Providing Local Content in a Hybrid Single Frequency Network Using Hierarchical Modulation," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 56, no. 4, pp. 532–540, Dec. 2010.
- [15] H. Meric, J. Lacan, F. Arnal, and G. L. M.-L. Boucheret, "Combining Adaptive Coding and Modulation With Hierarchical Modulation in Satcom Systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 59, no. 4, pp. 627–637, Dec. 2013.
- [16] S. Wang, S. Kwon, and B. Yi, "On enhancing hierarchical modulation," in *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, 2008.
- [17] H. J. P. Wilford, "A hierarchical modulation for upgrading digital broadcast systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 2, pp. 223–229, Jun. 2005.
- [18] A. M. C. Correia, J. C. M. Silva, N. M. B. Souto, L. A. C. Silva, A. B. Boal, and A. B. Soares, "Multi-resolution broadcast/multicast systems for MBMS," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 53, no. 1, pp. 224–234, Mar. 2007.
- [19] A. Correia, N. Souto, A. Soares, R. Dinis, and J. Silva, "Multiresolution with hierarchical modulations for Long Term Evolution of UMTS," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2009.
- [20] C. Hellge, S. Mirta, T. Schierl, and T. Wiegand, "Mobile tv with svc and hierarchical modulation for dvb-h broadcast services," in *IEEE International Symposium on BMSB*, May 2009, pp. 1–5.
- [21] P. Luo, "Hierarchical modulation for the downlink of MIMO multi-user channels," in *IEEE 1st International Conference on Computers, Communications, and Signal Processing with Special Track on Biomedical Engineering, CCSP*, Singapore, 2005, pp. 77–80.

- [22] M. J. Hossain, P. K. Vitthaladevuni, M.-S. Alouini, V. K. Bhargava, and A. J. Goldsmith, "Adaptive hierarchical modulation for simultaneous voice and multiclass data transmission over fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, pp. 1181–1194, Jul. 2006.
- [23] J. Hossain, M.-S. Alouini, and V. Bhargava, "Rate Adaptive Hierarchical Modulation-Assisted Two-User Opportunistic Scheduling," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 6, pp. 2076–2085, Jun. 2007.
- [24] D. Kwon, W. Kim, K. Suh, H. Lim, and H. Kim, "A Higher Data-Rate T-DMB System Based on a Hierarchical A-DPSK Modulation," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 55, no. 1, pp. 42–50, Mar. 2009.
- [25] H. Meric, J. Lacan, C. Amiot-Bazile, F. Arnal, and M.-L. Boucheret, "Generic approach for hierarchical modulation performance analysis: Application to DVB-SH," in *Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*, 2011.
- [26] H. Meric, J. Lacan, F. Arnal, G. Lesthievant, and M.-L. Boucheret, "Improving broadcast channel rate using hierarchical modulation," in *EW. 18th European Wireless Conference*, 2012.
- [27] H. Meric, J. Lacan, C. Amiot-Bazile, and F. A. M.-L. Boucheret, "Trade-off between spectrum efficiency and link unavailability for hierarchical modulation in DVB-S2 systems," in *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Jun. 2013.
- [28] C. Hausl and J. Hagenauer, "Relay communication with hierarchical modulation," *IEEE Communications Letters*, vol. 11, no. 1, pp. 64–66, Jan. 2007.
- [29] A. Yalcin and M. Yuksel, "Diversity Analysis of Hierarchical Modulation in Wireless Relay Networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 6, pp. 2989–2994, Jul. 2014.
- [30] R. Kim and Y. Kim, "Symbol-level random network coded cooperation with hierarchical modulation in relay communication," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1280–1285, Aug. 2009.
- [31] S. H. Y. S. S. N. L. Hanzo, "Turbo Trellis Coded hierarchical modulation for cooperative communications," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2013.
- [32] M.-K. C. S.-Y. Lee, "Performance analysis of cooperative communication system with hierarchical modulation over rayleigh fading channel," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 6, pp. 2848–2852, Jun. 2009.

- [33] T. Park, J. Lee, D. Kim, and C. Kim, "Multi-hop Transmission and Routing with Hierarchical Modulation," *EURASIP Journal of Wireless Communications and Networking*, 2012. [Online]. Available: <http://dblp.uni-trier.de/db/journals/ejwcn/ejwcn2012.html#ParkLKK12>
- [34] H. Son, J. Park, and S. Lee, "Hierarchical modulation-based cooperation utilizing relay-assistant full-duplex diversity," *Wireless Networks*, vol. 17, no. 3, pp. 583–595, Nov. 2010.
- [35] P. K. 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.
- [36] —, "A recursive algorithm for the exact BER computation of generalized hierarchical QAM constellations," *IEEE Transactions on Information Technology*, vol. 49, no. 1, pp. 297–307, Jan. 2003.
- [37] J. Kim, S. Lee, and J. Seo, "Successive MAP detection with soft interference cancellation for iterative receivers in hierarchical M-ary QAM systems," in *IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall (VTC Fall)*, Sep. 2009, pp. 1–5.
- [38] Z. Hu and H. Liu, "A Low-Complexity LDPC Decoding Algorithm for Hierarchical Broadcasting: Design and Implementation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 4, pp. 1843–1849, May 2013.
- [39] —, "Structure-based decoding for hierarchically modulated, LDPC coded signals," in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, 2012.
- [40] S. Wang and B. Yi, "Optimizing enhanced hierarchical modulations," in *Proceedings on Global Telecommunications Conference (IEEE GLOBECOM)*, 2008.
- [41] M. Zamkotsian, K. Peppas, F. Lazarakis, and P. G. Cottis, "Layered Offset Hierarchical QAM Modulation for Intersymbol Interference Reduction," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 2176–2179, Nov. 2013.
- [42] A. P. Prudnikov, Y. A. Brychkov, and O. I. Marichev, *Integrals and Series Volume 2: Special Functions*, 1st ed. Taylor And Francis Ltd, 1998.
- [43] M. Zamkotsian, K. Peppas, F. Lazarakis, and P. Cottis, "Improving Spectral Efficiency in Broadcasting employing Hierarchical QAM," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2014.
- [44] A. P. Prudnikov, Y. A. Brychkov, and O. I. Marichev, *Integrals and Series Volume 3: More Special Functions*, 1st ed. Gordon and Breach Science Publishers, 1986.

- [45] M. Abramovitz and I. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. New York, ISBN 0-486-61272-4: Dover, 1964.
- [46] S. Loyka, V. Kostina, and F. Gagnon, “Error rates of the maximum-likelihood detector for arbitrary constellations: Convex/concave behavior and applications,” *IEEE Transactions on Information Technology*, vol. 56, no. 4, pp. 1948–1960, Apr. 2010.
- [47] Z. Ugray, L. Lasdon, J. C. Plummer, F. Glover, J. Kelly, and R. Marti, “Scatter search and local NLP solvers: A multistart framework for global optimization,” *INFORMS Journal on Computing*, vol. 19, no. 3, pp. 328–340, 2007.
- [48] F. Glover, “A template for scatter search and path relinking,” in *Lecture Notes in Computer Science, 1363*, J.-K. Hao, E. Lutton, E. Ronald, M. Schoenauer, and D. Snyers, Eds. Berlin/Heidelberg: Springer, 1998, pp. 13–54.
- [49] T. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice (2nd Edition)*. ISBN 978-0130422323: Prentice-Hall, 2002.
- [50] H. Yu, R. Zhang, X. Chen, W. Song, , and H. Wang, “Design of an indoor channel measurement system,” in *Proceedings of the 6th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, 2010.
- [51] P. Goud, R. Hang, D. Truhachev, and C. Schlegel, “A Portable MIMO Testbed and Selected Channel Measurements,” *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Jan. 2006, article ID 51490, DOI=10.1155/ASP/2006/51490.
- [52] J. Wallace and M. Jensen, “Characteristics of measured 4×4 and 10×10 MIMO wireless channel data at 2.4-GHz,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, Jul. 2001, pp. 96–99.
- [53] D. Bates, S. Henriksen, B. Ninness, and S. Weller, “A 4×4 FPGA-based wireless testbed for LTE applications,” in *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sep. 2008.
- [54] M. Cui, H. Murata, and K. Araki, “FPGA implementation of 4×4 MIMO test-bed for spatial multiplexing systems,” in *IEEE 15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sep. 2004.
- [55] R. Mostafa, R. Gozali, R. Palat, M. Robert, W. Newhall, B. Woerner, and J. Reed, “Design and Implementation of a DSP-Based MIMO System Prototype for Real-Time Demonstration and Indoor Channel Measurements,” *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Jan. 2005, dOI=10.1155/ASP/2005/2673.

- [56] J. Sun, N. Cen, and D. Yuan, "Implementation of a 2x2 MIMO-OFDM Real-Time System on DSP/FPGA Platform," in *International Conference on Communications and Mobile Computing (CMC)*, Apr. 2011.
- [57] P. U. K. Bialkowski, M. Bialkowski, and A. Postula, "Assessing an FPGA Implemented MIMO Testbed with the Use of Channel Emulator," in *International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, May 2006.
- [58] J. An and V. Jung, "Implementation of MIMO Channel Simulator for SUI Channel Model Applications," in *IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sep. 2007.
- [59] J. Hwang, K. Lin, J. Li, and J. Deng, "Fast FPGA prototyping of a multipath fading channel emulator via high-level design," in *International Symposium on Communications and Information Technologies*, Oct. 2007.
- [60] H. Eslami, S. Tran, and A. Eltawil, "Design and Implementation of a Scalable Channel Emulator for Wideband MIMO Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 9, pp. 4698–4709, Nov. 2009.
- [61] N. Horner, A. Kwasinski, and A. Mondragon, "Improving the performance of DSP systems for MIMO processing," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, May 2011.
- [62] N. Cvijetic, N. Prasad, D. Qian, J. Howard, and T. Wang, "Computationally-efficient DSP-based MIMO equalization for OSNR gains in 40Gb/s OFDMA-PON," in *Optical Fiber Communication Conference*, Mar. 2011.
- [63] A. Said and W. Pearlman, "A new, fast, and efficient image codec based on set partitioning in hierarchical trees," *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. 6, no. 3, pp. 243–250, 1996.
- [64] J. Shapiro, "Embedded image coding using zero-trees of wavelet coefficients," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 41, no. 12, pp. 3445–3462, 1993.
- [65] D. Taubman, "High performance scalable image compression with EBCOT," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 9, no. 7, pp. 1158–1170, 2000.
- [66] I. Hontsch and L. Karan, "Locally adaptive perceptual image coding," *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 9, no. 9, pp. 1472–1483, 2000.
- [67] Y. Sriraja and T. Karp, "A packetized SPIHT algorithm with overcomplete wavelet coefficients for increased robustness," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2006, article ID 19156, DOI 10.1155/ASP/2006/19156.

- [68] S. Mirabbasi and K. Martin, "Hierarchical QAM: a spectrally efficient dc-free modulation scheme," *IEEE Communications Magazine*, vol. 38, no. 11, pp. 140–146, 2000.
- [69] M. Zamkotsian, K. Peppas, G. Fovakis, F. Lazarakis, A. Alexandridis, K. Dangakis, and P. Cottis, "Wireless SPIHT-encoded image transmission employing hierarchical modulation: A DSP implementation," in *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT)*, Dec. 2013.
- [70] S.-H. Yang and P.-F. Cheng, "Robust transmission of spiht-coded images over packet networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 557–567, May 2007.
- [71] L. L. Presti and M. Mondin, "Design of optimal fir raised-cosine filters," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 7, pp. 467–468, Mar. 1989.
- [72] L. R. Rabiner and B. Gold, *Theory and application of digital signal processing*, 4th ed. Englewood Cliffs, N.J: Prentice-Hall, 1975.
- [73] S. Tiirio, J. Ylioinas, M. Myllyla, and M. Juntti, "Implementation of the least squares channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," in *Proc. of the International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA 2009)*, 2009, pp. 16–18.
- [74] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281–302, Apr. 2003.
- [75] S. Loyka and F. Gagnon, "Performance analysis of the V-BLAST algorithm: an analytical approach," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, pp. 1326–1337, Jul. 2004.
- [76] S. Aissa and G. Aniba, "BER Analysis of M-QAM with Packet Combining Over Space-Time Block Coded MIMO Fading Channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 3, pp. 799–805, Mar. 2008.
- [77] F. Lehmann, "Blind estimation and detection of space-time trellis coded transmissions over the Rayleigh fading MIMO channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, no. 3, pp. 334–338, Mar. 2008.
- [78] A. Sulyman and M. Hefnawi, "Performance evaluation of capacity-aware MIMO beamforming schemes in OFDM-SDMA systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 1, pp. 79–83, Jan. 2010.

- [79] T. Marzetta, “Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
- [80] A. Kalis, A. Kanatas, and C. Papadias, “A Novel Approach to MIMO Transmission Using a Single RF Front End,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 6, pp. 972–980, Aug. 2008.
- [81] P. Hesami and J. Laneman, “Incremental Use of Multiple Transmitters for Low-Complexity Diversity Transmission in Wireless Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 9, pp. 2522–2533, Sep. 2012.
- [82] N. Valliappan, A. Lozano, and R. Heath, “Antenna Subset Modulation for Secure Millimeter-Wave Wireless Communication,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 8, pp. 3231–3245, Aug. 2013.
- [83] R. Y. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. Ahn, and S. Yun, “Spatial modulation,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, pp. 2228–2241, Jul. 2008.
- [84] M. D. Renzo, H. Haas, and P. Grant, “Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 12, pp. 182–191, Dec. 2011.
- [85] J. Jeganathan, A. Ghayeb, L. Szczecinski, and A. Ceron, “Space shift keying modulation for MIMO channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 3692–3703, Jul. 2009.
- [86] M. D. Renzo and H. Haas, “A general framework for performance analysis of Space Shift Keying (SSK) modulation for MISO correlated Nakagami- m fading channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 9, pp. 2590–2603, Sep. 2010.
- [87] ———, “Space Shift Keying (SSK-) MIMO over correlated Rician fading channels: Performance analysis and a new method for transmit-diversity,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 1, pp. 116–129, Jan. 2011.
- [88] F. Yilmaz and M.-S. Alouini, “A new simple model for composite fading channels: Second order statistics and channel capacity,” in *Proceedings of the 7th IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, York, Sep. 2010, pp. 676 – 680.
- [89] M. Chiani, D. Dardari, and M. K. Simon, “New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, pp. 840–845, Jul. 2003.

- [90] A. Abdi, H. Hashemi, and S. Nader-Esfahani, "On the PDF of the sum of random vectors," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 1, pp. 7–12, Jan. 2000.
- [91] A. D. Poularikas, *The Transforms and Applications Handbook*, 2nd ed. CRC and IEEE Press, 2000.
- [92] A. Mathai, R. K. Saxena, and H. J. Haubold, *The H-Function: Theory and Applications*. Springer, 2010.
- [93] K. Peppas, F. Lazarakis, A. Alexandridis, and K. Dangakis, "Simple, accurate formula for the average bit error probability of multiple-input multiple-output free-space optical links over negative exponential turbulence channels," *Optics Letters*, vol. 37, pp. 3243–3245, Aug. 2012.
- [94] F. Yilmaz and M.-S. Alouini, "Product of the powers of generalized Nakagami- m variates and performance of cascaded fading channels," in *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2009, pp. 1 – 8.
- [95] I. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Tables of Integrals, Series, and Products*, 6th ed. New York: Academic Press, 2000.
- [96] H. Exton, *Multiple Hypergeometric Functions and Applications*. Sussex, U.K.: Ellis Horwood: Bell, Ed., 1976.
- [97] M. D. Renzo and H. Haas, "Bit Error Probability of Space Modulation over Nakagami- m Fading: Asymptotic Analysis," *IEEE Communications Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 1026–1028, Oct. 2011.
- [98] K. Peppas, "Performance evaluation of triple-branch GSC diversity receivers over generalized-K fading channels," *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 11, pp. 829–831, Nov. 2009.
- [99] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, and L. Szczecinski, "Generalized space shift keying modulation for MIMO channels," in *Proceedings of the 19th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2008, pp. 1–5.
- [100] M. D. Renzo and H. Haas, "Improving the performance of space shift keying (SSK) modulation via opportunistic power allocation," *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 500–502, Mar. 2010.
- [101] J. Wang, S. Jia, and J. Song, "Generalised Spatial Modulation System with Multiple Active Transmit Antennas and Low Complexity Detection Scheme," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 4, pp. 1605–1615, Apr. 2012.

- [102] M. D. Renzo and H. Haas, "On Transmit Diversity for Spatial Modulation MIMO: Impact of Spatial Constellation Diagram and Shaping Filters at the Transmitter," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 6, pp. 2507–2531, Jul. 2013.
- [103] . Serafimovski, . Renzo, S. Sinanovic, R. Mesleh, and H. Haas, "Fractional bit encoded spatial modulation (FBE-SM)," *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 429–431, May 2010.
- [104] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, and L. Szczecinski, "Spatial modulation: optimal detection and performance analysis," *IEEE Communications Letters*, vol. 8, no. 12, pp. 545–547, Aug. 2008.
- [105] N. Naidoo, H. Xu, and T. Quazi, "Spatial modulation: optimal detector asymptotic performance and multiple-stage detection," *IET Communications*, vol. 5, no. 10, pp. 1368–1376, Jul. 2011.
- [106] A. Younis, S. Sinanovic, M. Renzo, R. Mesleh, and H. Haas, "Generalised Sphere Decoding for Spatial Modulation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 7, pp. 2805–2815, Jul. 2013.
- [107] C. Yu, S. Hsieh, H. Liang, C. Lu, W. Chung, S. Kuo, and P. Soo-chang, "Compressed Sensing Detector Design for Space Shift Keying in MIMO Systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 10, pp. 1556–1559, Oct. 2012.
- [108] E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. Poor, "Space-Time Block Coded Spatial Modulation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 3, pp. 823–832, Mar. 2011.
- [109] R. Mesleh, M. Renzo, H. Haas, and P. Grant, "Trellis Coded Spatial Modulation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 7, pp. 2349–2361, Jul. 2010.
- [110] E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. Poor, "New Trellis Code Design for Spatial Modulation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 8, pp. 2670–2680, Aug. 2011.
- [111] M. Koca and H. Sari, "Bit-interleaved coded spatial modulation," in *IEEE 23rd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sep. 2012.
- [112] B. Mthethwa and H. Xu, "Adaptive M-ary quadrature amplitude spatial modulation," *IET Communications*, vol. 6, no. 18, pp. 3098–3108, Dec. 2012.

- [113] P. Yang, Y. Xiao, Y. Yu, and S. Li, "Adaptive Spatial Modulation for Wireless MIMO Transmission Systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 15, no. 6, pp. 602–604, Jun. 2011.
- [114] S. Sugiura, S. Chen, and L. Hanzo, "Coherent and Differential Space-Time Shift Keying: A Dispersion Matrix Approach," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 11, pp. 3219–3230, Nov. 2010.
- [115] M. D. Renzo, H. Haas, and P. Grant, "Bit error probability of SM-MIMO over generalized fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 3, pp. 1124–1144, Mar. 2012.
- [116] K. Peppas, M. Zamkotsian, F. Lazarakis, and P. Cottis, "Asymptotic error performance analysis of spatial modulation under generalized fading," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 3, no. 4, pp. 421–424, Aug. 2014.
- [117] Z. Wang and G. Giannakis, "A simple and general parametrization quantifying performance in fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 8, pp. 1389–1398, Aug. 2003.
- [118] K. Peppas, M. Zamkotsian, F. Lazarakis, and P. Cottis, "Unified error performance analysis of space shift keying modulation for MISO and MIMO systems under generalized fading," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 2, no. 6, pp. 663–666, Dec. 2013.
- [119] T. Wolfram function site, "[Online]," available at <http://functions.wolfram.com>.
- [120] R. Y. Chang, S.-J. Lin, and W.-H. Chung, "Hierarchical space shift keying for unequal error protection," *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 9, pp. 1341–1344, Sep. 2012.
- [121] —, "New space shift keying modulation with Hamming code-aided constellation design," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 1, no. 1, pp. 2–5, Feb. 2012.
- [122] —, "A Method for the Construction of Hierarchical Generalized Space Shift Keying (GSSK) Modulation for Unequal Error Protection," *Physical Communication*, vol. 9, pp. 88–96, 2013.
- [123] P. Zhang, D. Yuan, and H. Zhang, "A Novel Spatial Modulation Scheme over Correlated Fading Channels," *Journal Of Communications*, vol. 7, no. 11, Nov. 2012.

- [124] M. Zamkotsian, K. Peppas, F. Lazarakis, and P. G. Cottis, "Hierarchical Multilevel Space-Shift Keying for Unequal Error Protection under Rician Fading," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 2217–2220, Dec. 2013.
- [125] —, "Multilevel Spatial Hierarchical Modulation: An Efficient Scheme for Unequal Error Protection under Rician Fading," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, accepted with minor revisions.
- [126] S.-H. Chang, M. Rim, P. Cosman, and L. Milstein, "Superposition MIMO Coding for the Broadcast of Layered Sources," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 12, pp. 3240–3248, Dec. 2011.

Κατάλογος δημοσιεύσεων

- [1] **M. Zamkotsian**, K. Peppas, F. Lazarakis, and P. Cottis, “Layered Offset Hierarchical QAM Modulation for Intersymbol Interference Reduction”, *IEEE Communications Letters*, vol.17, no.11, pp.2176-2179, Nov.2013.
- [2] **M. Zamkotsian**, K. Peppas, F. Lazarakis, and P. Cottis, “Hierarchical Multilevel Space-Shift Keying for Unequal Error Protection under Rician Fading”, *IEEE Communications Letters*, vol.17, no.12, pp.2217-2220, Dec.2013.
- [3] **M. Zamkotsian**, K. Peppas, F. Lazarakis, and P. Cottis, “Multilevel Spatial Hierarchical Modulation: An Efficient Scheme for Unequal Error Protection under Rician Fading”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, accepted with minor revisions.
- [4] K. Peppas, **M. Zamkotsian**, F. Lazarakis, and P. Cottis, “Unified error performance analysis of space shift keying modulation for MISO and MIMO systems under generalized fading”, *IEEE Wireless Communications Letters*, vol.2, no.6, pp.663-666, Dec.2013.
- [5] K. Peppas, **M. Zamkotsian**, F. Lazarakis, and P. Cottis, “Asymptotic Error Performance Analysis of Spatial Modulation under generalized fading”, *IEEE Wireless Communications Letters*, vol.3, no.4, pp.421-424, Aug.2014.
- [6] **M. Zamkotsian**, K. Peppas, G. Fovakis, F. Lazarakis, A. Alexandridis, K. Dangakis, and P. Cottis, “Wireless SPIHT-encoded image transmission employing hierarchical modulation: A DSP implementation”, *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT)*, Dec.2013.
- [7] **M. Zamkotsian**, K. Peppas, F. Lazarakis, and P. Cottis, “Improving Spectral Efficiency in Broadcasting employing Hierarchical QAM”, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr.2014.

Βιογραφικό Σημείωμα

Ο Μάρτιν Ζαμκοτσιάν γεννήθηκε στις 22 Μαΐου 1986 στην Αθήνα. Αποφοίτησε το 2004 από το Ενιαίο Λύκειο Νέας Μάκρης με βαθμό απολυτηρίου «Άριστα» (19,7/20), ενώ για τον υψηλό βαθμό που επέτυχε στις πανελλήνιες εξετάσεις πρόσβασης στην τριτοβάθμια εκπαίδευση βραβεύτηκε από τη Eurobank με το βραβείο «Η Μεγάλη Στιγμή για την Παιδεία». Τον Ιούλιο του 2009 ολοκλήρωσε τις σπουδές του στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου με βαθμό διπλώματος «Άριστα» (9,50/10) και εξειδίκευση «Μηχανικός Επικοινωνιών». Μάλιστα τιμήθηκε με Υποτροφία από το Ίδρυμα Κρατικών Υποτροφιών για τις άριστες επιδόσεις του κατά την διάρκεια τόσο του δεύτερου όσο και του τέταρτου έτους των προπτυχιακών του σπουδών. Η διπλωματική του εργασία με τίτλο «Συστήματα MIMO διπλής πόλωσης για Κινητές Δορυφορικές Επικοινωνίες» οδήγησε τον Ιούλιο του 2011 στη δημοσίευση της εργασίας “Dual polarization MIMO in LMS broadcasting systems: Possible benefits and challenges” στο διεθνές επιστημονικό περιοδικό “International Journal of Satellite Communications and Networking”.

Τον Οκτώβρη του 2010, ο Μάρτιν Ζαμκοτσιάν έγινε δεκτός ως Υποψήφιος Διδάκτορας από την Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, στον Τομέα Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών, υπό την επίβλεψη του Καθηγητή Παναγιώτη Κωττή. Τον Δεκέμβριο του 2010 έγινε δεκτός ως Υπότροφος Μεταπτυχιακός Υποψήφιος Διδάκτορας από το Εθνικό Κέντρο Ερευνών και Φυσικών Επιστημών «Δημόκριτος», όπου και πραγματοποίησε το σύνολο της διδακτορικής του διατριβής στο «Εργαστήριο Ασυρμάτων Επικοινωνιών» του Ινστιτούτου Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών υπό την καθοδήγηση του Ερευνητή Α' Φώτη Λαζαράκη. Στο πλαίσιο της διδακτορικής διατριβής, ο Μάρτιν Ζαμκοτσιάν πέτυχε τη δημοσίευση 4 εργασιών στα διεθνή επιστημονικά περιοδικά με κριτές της *IEEE*, ενώ παρουσίασε 2 εργασίες σε διεθνή επιστημονικά συνέδρια της *IEEE* με κριτές. Παράλληλα με την ερευνητική του δραστηριότητα, ο Μάρτιν Ζαμκοτσιάν έλαβε υποτροφίες από το Ερευνητικό Επιστημονικό Ινστιτούτο Συστημάτων Επικοινωνιών και Υπολογιστών (ΕΠΙΣΕΥ) του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου για την υποστήριξη του στα έτη 2012 και 2013 ως βοηθός στο Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών στο πλαίσιο του μαθήματος του τετάρτου εξαμήνου «Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες», αλλά και το έτος 2014 στα μαθήματα «Ασύρματες Ζεύξεις» και «Δορυφορικές Επικοινωνίες» του ογδού και του ενάτου

εξαμήνου, αντίστοιχα. Τέλος ο Μάρτιν Ζαμκοτσιάν αποκόμισε σημαντική εμπειρία βοηθώντας στην επίβλεψη τριών διπλωματικών εργασιών.

Τα ερευνητικά ενδιαφέροντα του Μάρτιν Ζαμκοτσιάν αποτελούν η μελέτη προχωρημένων τεχνικών διαμόρφωσης σε επίπεδο φυσικού στρώματος, όπως η ανάπτυξη σχημάτων ιεραρχικής διαμόρφωσης και χωρικής διαμόρφωσης, καθώς και η συνδυαστική τους εφαρμογή σε περιβάλλοντα διαλείψεων. Επιπλέον, στα ερευνητικά του ενδιαφέροντα συγκαταλέγονται οι δορυφορικές επικοινωνίες, τα συστήματα MIMO καθώς και η ψηφιακή επεξεργασία σήματος.