ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
& ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Αρχιτεκτονικές και Αλγόριθμοι Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου για Σύγχρονα Ευρυζωνικά Ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΑΘΑΝΑΣΙΟΥ Δ. ΜΑΡΟΥΣΗ

Διπλωματούχου Ηλεκτρολόγου Μηχανικού Δ.Π.Θ.

Αθήνα, Μάρτιος 2010

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ & ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Αρχιτεκτονικές και Αλγόριθμοι Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου για Σύγχρονα Ευρυζωνικά Ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΑΘΑΝΑΣΙΟΥ Δ. ΜΑΡΟΥΣΗ

Διπλωματούχου Ηλεκτρολόγου Μηχανικού Δ.Π.Θ.

Συμβουλευτική Επιτροπή: Φίλιππος Κωνσταντίνου
Ιωάννης Κανελλόπουλος
Νικόλαος Ουζούνογλου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 29η Απριλίου 2010.

Φ. Κωνσταντίνου Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Ι. Κανελλόπουλος Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Ν. Ουζούνογλου Καθηγητής Ε.Μ.Π.
Δ.-Θ. Κακλαμάνη Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.	Μ. Θεολόγου Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Α. Παναγόπουλος Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Α. Κανάτας
Αναπλ.Καθηγητής Παν/μίου Πειραιώς

Αθήνα, Μάρτιος 2010

ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Δ. ΜΑΡΟΥΣΗΣ
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός Δ.Π.Θ.
Διδάκτωρ Μηχανικός Ε.Μ.Π.

Copyright © 2010 – Αθανάσιος Δ. Μαρούσης
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.

στους γονείς μου
και την αδερφή μου

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η εκπόνηση μιας διδακτορικής διατριβής αποτελεί στις περισσότερες περιπτώσεις το δύσκολο και μοναχικό δρόμο, τον οποίο καλείσαι να τρέξεις βιωματικά και πνευματικά. Για εμένα, η εκπόνηση της διδακτορικής διατριβής αποτέλεσε ένα εφαλτήριο τρόπου σκέψης, δημιουργικής προσέγγισης και λειτουργίας υπό συνθήκες πίεσης. Η διαδρομή αποδείχτηκε μια εξαιρετικά απαιτητική και ιδιαίτερη διαδικασία, στα πλαίσια της οποίας, πέραν της αδιάκοπης και πολυετούς προσπάθειας, αναπτύχθηκαν φιλίες ζωής και διδαχές από ανθρώπους που προτιμούσαν τις πράξεις από τα λόγια. Ίσως τελικά, αυτές να είναι το μεγαλύτερο κέρδος, μιας και κάνουν την πορεία μοναδική και ανεπανάληπτη.

Το Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών αποτέλεσε για εμένα όλα αυτά τα χρόνια όχι απλά έναν χώρο έρευνας και πηγή γνώσης, αλλά τρόπο ζωής, πραγματικής ανέλιξης και επαφής με μοναδικούς ανθρώπους. Στο σημείο αυτό θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους αυτούς που ο καθένας με τον τρόπο του με βοήθησε στις πραγματικά δύσκολες στιγμές της διαδρομής. Αρχικά, θέλω να ευχαριστήσω ολόψυχα τον καθηγητή κ. Φίλιππο Κωνσταντίνου, τόσο για τη συνεχή ενθάρρυνση και αταλάντευτη εμπιστοσύνη του σε όλη την πολυετή πορεία της διδακτορικής μου διατριβής, όσο και για τη μοναδική ευκαιρία που μου προσέφερε ανοίγοντας την πόρτα του Εργαστηρίου από την πρώτη κυριολεκτικά στιγμή, χωρίς καν να με γνωρίζει. Αποτελεί για εμένα όχι απλά ένα υπόδειγμα ακαδημαϊκού δασκάλου με πολύπλευρη γνώση, αλλά κυρίως ένα πρότυπο ανθρώπου για τα δύσκολα.

Ευχαριστώ επίσης θερμά τον αναπληρωτή καθηγητή κ. Θανάση Κανάτα, τον οποίο γνώρισα όταν ήταν ακόμη μέλος του Εργαστηρίου Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών. Στάθηκε πραγματικός αρωγός βοηθώντας με αποφασιστικά στο να είμαι αποδοτικός και μεθοδικός, ενώ ο ενθουσιασμός του και συνάμα η επιστημονική του προσέγγιση σε κάθε νέο πρόβλημα μηχανικού αποτελεί για εμένα παράδειγμα προς μίμηση.

Νιώθω επίσης την ανάγκη να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον καθηγητή κ. Ι. Κανελλόπουλο για την κομβική συμβολή του στο να ξεκινήσω διδακτορικό στο Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, καθώς διέκρινε με τρόπο μοναδικό αυτό που μου ταίριαζε καλύτερα.

Ακόμη, ευχαριστώ από καρδίας τον ξεχωριστό φίλο Νίκο Σκέντο του οποίου η απίστευτη και ποικιλότροπη βοήθεια στις πραγματικά δύσκολες στιγμές αυτής της πορείας ήταν κάτι παραπάνω από καταλυτική. Όλα αυτά τα χρόνια στο Πολυτεχνείο συνυπήρξα αρμονικά με καλούς φίλους και συναδέλφους περνώντας αμέτρητες ώρες. Ευχαριστώ όλα τα μέλη του εργαστηρίου, παλιούς και νεότερους συνοδοιπόρους, και ιδιαίτερα τους Βαγγέλη Αγγέλου,

Κώστα Κακόγιαννη, Κώστα Μαλιάτσο, Αντώνη Γκότση, Δήμο Βουγιούκα, Γιώργο Πάντο, Δημήτρη Δρέ, Άκη Μωραΐτη, Θανάση Αδάμη, Αλέξανδρο Καραγιάννη, Δημήτρη Κομνάκο, Ιλεάνα Ποπέσκου και Νίκο Μπούζη.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον εξαίρετο και αγαπητό μου συνάδελφο Νίκο Μήλα για την ουσιαστική και συνεχή βοήθειά του στην παράλληλη εργασία μου στο Εθνικό Αστεροσκοπείο Αθηνών.

Θανάσης Μαρούσης
Αθήνα, Μάρτιος 2010

Περίληψη

Η παρούσα διδακτορική διατριβή πραγματεύεται την ανάπτυξη και αξιολόγηση νέων αρχιτεκτονικών και αλγορίθμων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε σύγχρονα ευρυζωνικά ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Η αναγκαιότητα του θέματος συνδέεται άμεσα με το γεγονός ότι η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε πραγματικό χρόνο αποτελεί κομβική συνιστώσα στην αποδοτική λειτουργία μιας ασύρματης ζεύξης και κατ' επέκταση ενός ασύρματου συστήματος. Επιπλέον, η ενσωμάτωση νέων τεχνικών εκπομπής και λήψης για τη βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης τόσο των υπαρχόντων, όσο και των μελλοντικών ευρυζωνικών ασύρματων συστημάτων αυξάνει τις απαιτήσεις ενός εκτιμητή του ασύρματου διαύλου.

Στοχεύοντας σε μια ολοκληρωμένη προσέγγιση, αρχικά, αναπτύσσονται συστήματα όπου η πληροφορία μεταδίδεται χρησιμοποιώντας τα πεδία του χώρου, του χρόνου, της συχνότητας και του κώδικα. Τέτοια συστήματα είναι τα Multiple Input Multiple Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM), τα MIMO Multicarrier Code Division Multiple Access (MIMO MC-CDMA) και τα MIMO Spread Spectrum MC Multiple Access (MIMO SS-MC-MA). Στη συνέχεια, προτείνονται καινοτόμες βαθμίδες εκτίμησης διαύλου και αναπτύσσονται αλγόριθμοι που επιτρέπουν τη συνεχή εκτίμησή του σε περιβάλλοντα διάδοσης με μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά και μικρές τιμές συνοχής στα πεδία του χώρου του χρόνου και της συχνότητας. Σκοπεύοντας στην καλύτερη δυνατή αξιοποίηση των διαθέσιμων ραδιοπόρων του συστήματος, οι προτεινόμενες μέθοδοι είναι προσαρμοστικές και επιτρέπουν τη δυναμική επιλογή των παραμέτρων τους ανά περίπτωση. Ανάλογα με τα γενικά χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης είναι δυνατή η ρύθμιση των επιμέρους παραμέτρων ώστε η χρήση τους να είναι βέλτιστη. Η παραμετροποίηση των αρχιτεκτονικών και των μεθόδων που εξετάζονται επιτρέπει α) την ασφαλή και ενημερωμένη εκτίμηση του διαύλου και β) την προσαρμοστική επιλογή του κατάλληλου σχήματος εκπομπής για τη μεγιστοποίηση είτε του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, είτε της αξιοπιστίας της ζεύξης. Οι προτεινόμενες μέθοδοι είναι επαναληπτικές και παρουσιάζουν εξαιρετικά χαρακτηριστικά επίδοσης με μικρό αριθμό επαναλήψεων. Το γεγονός αυτό επιτρέπει την αποδοτική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου αλλά και τη βελτίωση της συνολικής επίδοσης του συστήματος. Επιπλέον, ιδιαίτερο βάρος δίνεται στην ελαχιστοποίηση της εκπαίδευσης που απαιτούν οι επαναληπτικές μέθοδοι. Σε κάθε επανάληψη, τα εκτιμηθέντα δεδομένα που προκύπτουν χρησιμοποιούνται ανά περίσταση με δύο πιθανούς τρόπους ως επιπλέον είσοδοι του εκτιμητή, είτε α) για την εξάλειψη της ενδογενούς παρεμβολής, είτε β) ως εικονικοί πιλότοι. Επίσης, εξετάζεται η χρήση μη-ορθογώνιων τεχνικών πλήρους ρυθμού όπου το σφάλμα ορθογωνιότητας είναι γνωστό στο δέκτη. Τέλος, υπό το πρίσμα της ρεαλιστικής αξιολόγησης των προτεινόμενων μεθόδων και αρχιτεκτονικών, πραγματοποιούνται μελέτες επίδοσης όπου μοντελοποιούνται και λαμβάνονται υπόψη οι ατέλειες των RF τμημάτων των πομποδεκτών. Αυτό γιατί, σε πρακτικά

ασύρματα συστήματα ο εκτιμητής διαύλου καλείται να εκτιμήσει συνολικά την επίδραση του ασύρματου μέσου διάδοσης και των βαθμίδων του πομπού και του δέκτη που παρεμβάλλονται μέχρι τον ανιχνευτή πληροφορίας στο δέκτη και οι οποίες συντελούν στην αλλοίωση των χαρακτηριστικών του σήματος πληροφορίας.

Abstract

This doctoral thesis deals with the development and evaluation of algorithms and architectures for channel estimation in wireless broadband communication systems. The necessity of this research topic arises from the fact that in practical conditions the assumption of perfect channel knowledge is not valid, and hence the performance of the channel estimation stage becomes of vital importance especially in high user mobility scenarios. In addition, the channel estimation architecture must be able not only to update with accuracy the channel knowledge in real time, but also to adapt its resources to training and data in a dynamic fashion. These requirements are further enhanced by the adoption of advanced transceiver schemes in the framework of throughput maximization and reliable link operation.

Aiming to a complete approach, initially, wireless transceiver systems were designed with code-space-time-frequency coding, like MIMO OFDM and MIMO MC-CDMA/SS-MC-MA. Based on these, new channel estimation algorithms and techniques were developed giving special attention in the requirement for real time estimation in propagation environments with challenging characteristics. In addition, adaptive/hybrid channel estimation schemes were designed, that are capable of using the system and radio resources in an optimized way according to the prevailing channel characteristics. The accurate and updated channel state information is used not only for equalization purposes, but also for the adaptation of the transceiver scheme in link level targeting either to throughput maximization or to a reliable wireless connection. In the direction of efficient use of the radio resources, semi blind techniques were developed based on the use of pilot symbols in embedded and spread modes. Furthermore, iterative techniques were incorporated achieving worth noticing improvements even with a small number of iterations. The soft estimated data symbols were inserted in the channel estimation stage either in interference cancellation mode or in virtual pilot one. The proposed architecture is both generic and dynamic, where the actual loading of pilot and data layers (MIMO MC-CDMA) can be determined based on the channel conditions. Embedded pilot channel estimation, compared to conventional pilot aided techniques, is more flexible and robust to the channel selectivity, at the price of a small complexity increase. Also, the proposed channel estimation techniques were evaluated in various transceiver schemes, like quasi-orthogonal SFBC of full rate, indicating good performance results. Finally, and under the light of a realistic performance evaluation of the proposed schemes, the imperfections from the RF sections were taken into account indicating very promising results.

Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή 1
1.1. Στόχοι – Ερευνητικό Αντικείμενο της Διατριβής 1
1.2. Δομή του Κειμένου της Διατριβής 2

2. Αρχιτεκτονικές Μετάδοσης Πληροφορίας και Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου Σύγχρονων Ασύρματων Συστημάτων 7
2.1. Σύγχρονα Ασύρματα Συστήματα Μετάδοσης Ποικίλων Εφαρμογών και Τεχνολογιών. 7
2.2. Σύγχρονα Συστήματα Ασύρματης Μετάδοσης Υψηλών Επιδόσεων 8
2.3. Η Βαθμίδα Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου στα Σύγχρονα Συστήματα Ασύρματης Μετάδοσης. 10
2.4. Σχεδιασμός της Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου στο 'WINNER II'. 14
2.4.1. Διάκριση της Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου με βάση τα Χαρακτηριστικά της Εφαρμογής. 15
2.4.2. Κατηγορίες Συμβόλων Αναφοράς για Συστήματα Μετάδοσης Πολλαπλών Κεραιών 16
2.4.3. Αρχιτεκτονική Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου. 18
2.5. Αρχιτεκτονικές Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου στα Σύγχρονα Πρότυπα 19
2.6. Βαθμίδα Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου: Παράμετροι Βελτιστοποίησης και Δυναμικά Προσαρμοζόμενης Λειτουργίας. 23

3. Ραδιοδίαυλος Πολλαπλών Κεραιών Εκπομπής και Λήψης 25
3.1. Περιβάλλον Ασύρματης Μετάδοσης και Μηχανισμοί Διάδοσης 25
3.2. Περιγραφή Διασκορπιστικού και Χρονικά Μεταβαλλόμενου Ραδιοδιαύλου 27
3.2.1. Πεδία Περιγραφής Ραδιοδιαύλου 27
3.2.2. Περιγραφή Σχέσεων Εισόδου – Εξόδου Ραδιοδιαύλου για Συστήματα Πολλαπλών Κεραιών 32
3.3. Μοντέλα ΜΙΜΟ Ραδιοδιαύλου 33
3.3.1. Αναλυτικά Μοντέλα ΜΙΜΟ Ραδιοδιαύλου 33
3.3.2. Αξιοπιστία Μοντέλων ΜΙΜΟ Ραδιοδιαύλου 36
3.4. Λογική Απεικόνιση Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ Συστημάτων 37
3.5. Χωρητικότητα ΜΙΜΟ Ραδιοδιαύλου 37

3.5.1. Χωρητικότητα MIMO Ραδιοδιαύλου με Μηδενική Πληροφορία της Κατάστασής του στον Πομπό 39
3.5.2. Χωρητικότητα MIMO Ραδιοδιαύλου με Πλήρη Γνώση αυτού στον Πομπό. 40
3.5.3. Χωρητικότητα Ραδιοδιαύλου σε MIMO Συστήματα Χωρικής Διαφορικότητας 41
3.5.4. Συντελεστές Διαφορικότητας και Κατάστασης MIMO Ραδιοδιαύλου 42
3.6. Μοντέλα MIMO Ραδιοδιαύλου σε Πρότυπα Αναφοράς 43
3.6.1. Κατηγοριοποίηση Περιβαλλόντων Διάδοσης SCM/SCME/WIM1&2 45
3.6.2. Μοντέλο Διάδοσης MIMO Ραδιοδιαύλου Εσωτερικού Χώρου για το Πρότυπο TGn 47
3.6.3. Μοντέλο MIMO Ραδιοδιαύλου για το Πρότυπο IEEE 802.16m 48
3.7. Παράμετροι Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε MIMO Συστήματα Πολλαπλών Υποκαναλιών 49

4. Μέθοδοι Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε Συστήματα Μετάδοσης Πολλαπλών Υποκαναλιών και Κεραιών (MIMO-OFDM) 51
4.1. Γενικά Χαρακτηριστικά Ραδιοδιαύλου για Συστήματα Πολλαπλών Υποκαναλιών 51
4.2. Σχεδίαση Συστήματος MIMO OFDM 52
4.2.1. Αρχιτεκτονική Συστήματος Πολλαπλών Κεραιών σε Πομπό και Δέκτη 52
4.2.2. Διαμόρφωση OFDM 54
4.2.3. Σύστημα MIMO OFDM 62
4.3. Ορθογώνιες Τεχνικές Εκπομπής Συμβόλων σε Συστήματα MIMO OFDM 64
4.4. Τεχνικές Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου σε Συστήματα MIMO OFDM 67
4.4.1. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με χρήση Συμβόλων Αναφοράς 69
4.4.1.1. Σχεδιασμός Μονοδιάστατου Φίλτρου Wiener 73
4.4.1.2. Σχεδιασμός Διδιάστατου Φίλτρου Wiener 75
4.4.1.3. Ταξινόμηση των Προσεγγιστικών Τεχνικών Χαμηλής Πολυπλοκότητας 75
4.4.2. Σχεδιασμός Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε Συστήματα MIMO OFDM 76
4.4.2.1. Υλοποίηση MIMO-OFDM Συστήματος 78
4.4.2.2. Βαθμίδα Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου 82
4.4.3. Αξιολόγηση Συστήματος MIMO OFDM και Βαθμίδας Εκτίμησης ραδιοδιαύλου 85
4.4.3.1. Χαρακτηριστικά Ραδιοδιαύλου Αξιολόγησης 86
4.4.3.2. Επίδοση της Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου 86
4.4.3.3. Επίδοση Συστήματος MIMO OFDM 89
4.4.4. Υβριδική Αρχιτεκτονική Επιλογής SFBC – STBC σε Συστήματα MIMO-OFDM. 93

4.4.5. Εκτίμηση-Πρόβλεψη του Ραδιοδιαύλου σε Προσαρμοζόμενα Συστήματα Υψηλής Κινητικότητας. 95

5. Αρχιτεκτονικές Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε Συστήματα Μετάδοσης Διασποράς Συμβόλου Πολλαπλών Υποκαναλιών και Κεραιών (MIMO MC-CDMA/MC-SS-MA) 99

5.1. Απαιτήσεις Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε Ασύρματα Συστήματα Επαυξημένων Χαρακτηριστικών. 99

5.2. Σύστημα MIMO MC-CDMA / MIMO MC-SS-MA 100

5.2.1. Αρχές Συστημάτων Διασποράς Φάσματος και Διαμόρφωσης Πολλαπλών Φερόντων 100

5.3. Σχεδίαση Συστήματος MC-CDMA 104

5.3.1. Σχεδίαση Διάταξης Εκπομπής και Λήψης SISO MC-CDMA Συστήματος 104

5.3.1.1. Ανίχνευση Σήματος Απλού Χρήστη 108

5.3.1.2. Ανίχνευση Σήματος Πολλαπλών Χρηστών 111

5.3.1.3. Ακολουθίες Διασποράς και Αρχιτεκτονικές Ανάθεσης Υποκαναλιών 118

5.3.2. Σχεδίαση Διάταξης Εκπομπής και Λήψης MIMO MC-CDMA Συστήματος 122

5.4. Βαθμίδα Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου 129

5.5. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με χρήση Σημάτων Αναφοράς 129

5.5.1. Αξιολόγηση Επίδοσης Ραδιοδιαύλου με χρήση Διακριτών Ορθογώνιων Σημάτων Αναφοράς 131

5.5.2. Αξιολόγηση Συστήματος MIMO MC-CDMA με χρήση Διακριτών Ορθογώνιων Σημάτων Αναφοράς 133

5.6. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με Υπέρθεση Συμβόλων Αναφοράς 137

5.7. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με Απευθείας Προσθήκη Συμβόλων Αναφοράς στα Σύμβολα Πληροφορίας 137

5.8. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με χρήση Διασπαρμένων Συμβόλων Αναφοράς 139

5.8.1. Διάταξη Εκπομπής Συστήματος MIMO MC-CDMA με χρήση Ενσωματωμένων Ακολουθιών Διασποράς Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου 143

5.8.2. Διάταξη Λήψης Συστήματος MIMO MC-CDMA με χρήση Ενσωματωμένων Ακολουθιών Διασποράς Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου 145

5.8.3. Αρχιτεκτονικές Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου με χρήση Ενσωματωμένων Ακολουθιών Διασποράς και Εκτίμηση Συμβόλων Πληροφορίας 147

5.8.3.1. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου Ορθογώνιας Πολύπλεξης Συμβόλων Αναφοράς και Ανίχνευση Συμβόλων Πληροφορίας με χρήση Επαναληπτικού Αλγορίθμου 148

5.8.3.2. Βελτίωση Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου με χρήση Διασπαρμένων Συμβόλων Αναφοράς 151

5.8.3.3. Υβριδική Αρχιτεκτονική Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου 153

5.8.4. Αξιολόγηση του Σφάλματος Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου και των Συμβόλων Πληροφορίας 155
5.8.4.1. Ανάλυση Σφάλματος Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου 155
5.8.4.2. Ανάλυση Εκτίμησης Συμβόλων Πληροφορίας 156
5.8.5. Επίδοση Συστήματος MIMO MC-CDMA 157
5.8.5.1. Παράμετροι Προσομοίωσης και Καθορισμός Σεναρίων Αξιολόγηση....157
5.8.5.2. Επίδοση Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου 162
5.8.6. Επίδοση Συστήματος με Turbo Αλγόριθμο Εκτίμησης Συμβόλων Πληροφορίας και Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με Πολύπλεξης Κώδικα 172
5.9. Διαφορική Τεχνική Εκπομπής με χρήση Τριών Κεραιών Εκπομπής....173
5.9.1. Αποτελέσματα Επίδοσης Συστήματος $3\times M_R$ MC-CDMA 176
5.10. Μη Ορθογώνιες Τεχνικές Πλήρους Ρυθμού με χρήση Τεσσάρων Κεραιών Εκπομπής 179
5.10.1. Αξιολόγηση Συστήματος $4\times M_R$ MC-CDMA 184
5.11. Προσδιορισμός του Cramer-Rao Ορίου της Βαθμίδας Εκτίμησης του MIMO Ραδιοδιαύλου....187
5.12. Αξιολόγηση Συστήματος MIMO SS-MC-MA με Χωρο-Κωδική Κωδικοποίηση....192
5.13. Υπολογιστική Πολυπλοκότητα της Βαθμίδας Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου με χρήση Ενσωματωμένων Συμβόλων Αναφοράς. 195

6. Επίδραση Ατελειών Συστήματος και Προσαρμοστικές Τεχνικές Πολλαπλών Κεραιών....197
6.1. Επίδραση RF Βαθμίδων σε MIMO Συστήματα Πολλαπλών Υποκαναλιών 197
6.1.1. Μοντέλο Σφάλματος για Συστήματα Πολλαπλών Ορθογώνιων Υποκαναλιών....199
6.1.2. Εκτίμηση MIMO Διαύλων και Μελέτη Επίδοσης Συστημάτων με RF Ατέλειες....201
6.1.3. Εκτίμηση IQ Ανισοσταθμίας και Διαύλου με κοινή χρήση των Συμβόλων Αναφοράς σε Συστήματα MIMO MC-CDMA 202
6.1.4. Επίδοση Συστήματος MIMO-OFDM με Ενσωματωμένη την Τεχνική Εκτίμησης του IQ Σφάλματος. 205
6.2. Προσαρμοζόμενη χρήση MIMO Τεχνικών....210
6.2.1. Επίδοση Συστήματος MIMO-OFDM με χρήση ποικίλων Αρχιτεκτονικών MIMO....213

7. Συμπεράσματα – Προοπτικές 217
7.1. Σύνοψη Διδακτορικής Διατριβής....217
7.2. Καινοτομίες της Διατριβής....220
7.3. Προτάσεις – Προοπτικές για Μελλοντική Έρευνα....221

Παραρτήματα

Α. Διάγραμμα Ροής Αρχιτεκτονικής Εκτίμησης Συμβόλων Πληροφορίας και Αναφοράς σε Σύστημα MIMO MC-CDMA 223
Β. Υπολογισμός Πλαισίων Μετάδοσης 225
Γ. Γενικά Διαγράμματα Πομπού και Δέκτη Συστημάτων MIMO OFDM/MC-CDMA 229
Δ. Ομαδοποίηση Περιβαλλόντων και Μοντέλων Ασύρματης Διάδοσης 235

Βιβλιογραφία 241

Κατάλογος Δημοσιεύσεων του Συγγραφέα 251

Βιογραφικό Σημείωμα 255

Κατάλογος Σχημάτων

2.1: Συγκριτική περιγραφή των προτύπων. 8
2.2: Ερευνητικές δράσεις στο πλαίσιο της αξιοποίησης των αρχιτεκτονικών πολλαπλών κεραιών, καθώς και τα πεδία συνεισφοράς της παρούσας ερευνητικής δραστηριότητας. 11
2.3: Σχηματική απεικόνιση των λαμβανόμενων συμβόλων ενός OFDM συμβόλου με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα και χρήση συμβόλων αναφοράς. 12
2.4: Απεικόνιση της μεταβλητότητας σφάλματος εκτίμησης του διαύλου σε σχέση με τη χρονική απόκλιση μεταξύ αρχικής εκτίμησης και χρήσης της εν λόγω εκτίμησης. 13
2.5: Ομαδοποίηση τεχνικών μετάδοσης με βάση τη γνώση του ραδιοδιαύλου (CSI) στον πομπό. 14
2.6: Γενική διάταξη επαναληπτικής αρχιτεκτονικής ενός MIMO συστήματος. 19
2.7: Κατανομή υπολογιστικής πολυπλοκότητας στις διάφορες βαθμίδες ενός δέκτη LTE-A. 21

3.1: Μέθοδοι περιγραφής και σχέσεις δυαδικότητας συναρτήσεων WSSUS SISO ραδιοδιαύλου. 29
3.2: Σύγκριση εργοδικής χωρητικότητας MIMO ραδιοδιαύλου μεταξύ των προτεινόμενων στην βιβλιογραφία μοντέλων και των μετρημένων σύμφωνα με το COST-273. 36
3.3: Η ανάκτηση των πολλαπλών σημάτων σε ένα MIMO σύστημα εξαρτάται από το πόσο διαφορετικοί είναι οι ρυθμοί μετάδοσης, την ορθογωνιότητά τους και πόσο 'θορυβώδης' είναι ο ραδιοδίαυλος. 37
3.4: Σενάριο πολυδιαδρομικής διάδοσης σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCM και διαδικασία παραγωγής των παραμέτρων του μοντέλου του MIMO ραδιοδιαύλου. 45

4.1: Διάταξη MIMO συστήματος απλού φέροντος. 53
4.2: Συνολική διάταξη συστήματος OFDM 56
4.3: Βασικό σύστημα OFDM σε επίπεδο μοντελοποίησης ADS 58
4.4: Γενικό διάγραμμα συστήματος MIMO OFDM 62

4.5: Απεικόνιση ορθογώνιων πλαισίων εκπομπής βασικής ζώνης συστήματος MIMO OFDM. Η κωδικοποίηση υλοποιείται είτε ως STBC, είτε ως SFBC, είτε ως SFTBC....65
4.6: Σχηματική απεικόνιση των διαφόρων μεθόδων εκτίμησης του διαύλου με βάση συγκεκριμένους πιλότους σε ένα πλαίσιο μετάδοσης.. 68
4.7: Τεχνικές τοποθέτησης συμβόλων αναφοράς (πιλότων) σε ένα πλαίσιο μετάδοσης 69
4.8: Απεικόνιση φίλτρου Wiener μιας διάστασης....74
4.9: Ομαδοποίηση των τεχνικών μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του φίλτρου Wiener 2D....76
4.10: Δομικό διάγραμμα πομπού συστήματος MIMO OFDM. 78
4.11: Χρονική και συχνοτική απεικόνιση των RF σημάτων εκπομπής και λήψης 80
4.12: Συσχέτιση preamble συγχρονισμού....80
4.13: Διάταξη λήψης συστήματος MIMO OFDM με $M_R = 2$ κεραίες. 81
4.14: Τεχνική εκτίμησης διαύλου για MIMO OFDM συστήματα. 85
4.15: Διαγράμματα σηματαστερισμού των ισοσταθμισμένων συμβόλων πριν από την είσοδό τους στον εκτιμητή ML....87
4.16: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε σύστημα SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας και για ποικίλα επίπεδα ισχύος....88
4.17: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε σύστημα SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας για διάφορες τιμές ανισοσταθμίας πλάτους και για τους δυο κλάδους. i) Gain Imbalance=3dB, ii) Gain Imbalance=6dB. 89
4.18: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε σύστημα SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας για διάφορες τιμές ανισοσταθμίας και για τους δυο κλάδους. i) Phase Imbalance=30deg, ii) Gain Imbalance=3dB και Phase Imbalance=30deg. 89
4.19: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου συστήματος SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας για διάφορες τιμές ανισοσταθμίας πλάτος. i) Χωρίς ανισοσταθμίες, ii) Gain Imbalance (και για τους δυο κλάδους) =3dB. 90
4.20: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου συστήματος SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας για διάφορες τιμές ανισοσταθμίας πλάτος. i) Χωρίς ανισοσταθμίες, ii) Gain Imbalance (και για τους δυο κλάδους) =3dB. 90

4.21: Ρυθμός σφαλμάτων συστήματος SFBC 2×1 MIMO OFDM, σε αστικό περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας (3Km/h). 91
4.22: Ρυθμός σφαλμάτων συστήματος SFBC 2×1 MIMO OFDM, σε αστικό περιβάλλον χαμηλής και μέτριας κινητικότητας (3-30Km/h). 91
4.23: Ρυθμός σφαλμάτων συστήματος SFBC 2×3 (διακεκομμένες καμπύλες) και 2×4 OFDM, σε αστικό περιβάλλον μέτριας (Ch.G: 20Km/h) κινητικότητας. 92
4.24: Σύγκριση επίδοσης συστήματος SFBC MISO (2×1) OFDM με το αντίστοιχο STBC, σε αστικό περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας (3Km/h). 92
4.25: Σύγκριση επίδοσης συστήματος SFBC MISO (2×1) OFDM με το αντίστοιχο STBC, σε αστικό περιβάλλον χαμηλής και μέτριας κινητικότητας (3-20-30Km/h). 93
4.26: Διάταξη εκπομπής και λήψης MIMO OFDM με υβριδικό σχήμα ορθογώνιας κωδικοποίησης SFBC/STBC για το preamble OFDM σύμβολο και το κυρίως τμήμα του πλαισίου μετάδοσης. 94
4.27: Σύγκριση επίδοσης συστήματος (SFBC+STBC) MISO OFDM με το αντίστοιχο σε (STBC+STBC) σε αστικό περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας (3Km/h). 95
4.28: Μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης-πρόβλεψης του ραδιοδιαύλου με βάση το φίλτρο Kalman. 97

5.1: Η αρχή λειτουργίας διασποράς φάσματος. 100
5.2: Η αρχή λειτουργίας του συστήματος OFDM. 101
5.3: Η αρχή λειτουργίας του συστήματος MC-CDMA. 102
5.4: Γενικό διάγραμμα πομπού και δέκτη SISO MC-CDMA συστήματος $N_C = SF$ 105
5.5: Γενικό διάγραμμα (a) πομπού και (b) δέκτη ενός SISO MC-CDMA συστήματος με $N_C > SF$ και έναν χρήστη. 107
5.6: Γενικό διάγραμμα πομπού σταθμού βάσης ενός SISO MC-CDMA συστήματος με πολλούς (εικονικούς) χρήστες. Για την συγκεκριμένη περίπτωση είναι $SF = N_c$. 108
5.7: Γενικό διάγραμμα πομπού σταθμού βάσης SISO MC-CDMA συστήματος με $N_C = Q \cdot SF$ και πολλούς (εικονικούς) χρήστες. 109
5.8: Γενική διάταξη συστήματος δέκτη ακύρωσης παρεμβολής. 114
5.9: Εναλλακτικά σχήματα τοποθέτησης των chips στα υποκανάλια ενός OFDM πλαισίου μετάδοσης. (a) Διασπορά στο χρόνο, (b) Διασπορά στη συχνότητα, (c) Διασπορά δυο διαστάσεων, (d) Διασπορά και διεμπλοκή δυο διαστάσεων. 121
5.10: Γενικό διάγραμμα πομπού MIMO MC-CDMA συστήματος. 124
5.11: Αναλυτικό διάγραμμα πομπού MIMO MC-CDMA συστήματος. 127
5.12: Αναλυτικό διάγραμμα δέκτη MIMO MC-CDMA συστήματος. 127

5.13: Φασματική απεικόνιση ισχύος (dBm) σήματος λήψης στην κεραία λήψης Nº1 του συστήματος 2×2 MC-CDMA για συνθήκες χαμηλής κινητικότητας σύμφωνα με το πρότυπο 3GPP/SCM. 128
5.14: Σύνοψη γενικών μεθόδων και προτεινόμενων τεχνικών εκτίμησης ραδιοδιαύλου (καναλιού) σε συστήματα MIMO MC-CDMA. 130
5.15: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (NMSE) της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου συστήματος MIMO MC-CDMA με I/Q ατέλειες (α) $3dB$ και (β) $4dB$. 132
5.16: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (NMSE) της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ενός συστήματος MIMO MC-CDMA με ισχύ πιλότων ίση με αυτή των συμβόλων πληροφορίας, καθώς και με διπλάσια ισχύ. 133
5.17: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (NMSE) της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ενός συστήματος MIMO MC-CDMA για ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης και κινητικότητας του δέκτη. 134
5.18: Επίδοση συστήματος 2×1 MC-CDMA με χρήση συμβόλων-πιλότων, οι οποίοι χαρακτηρίζονται από ισχύ (α) ίση με αυτή των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας, και (β) διπλάσια ισχύ σε σχέση με αυτή των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας. 135
5.19: Επίδοση συστήματος 2×2 MC-CDMA με κωδικοποίηση SFBC και σύγκριση με την περίπτωση της τέλειας γνώσης του ραδιοδιαύλου στην πλευρά του δέκτη. 135
5.20: Επίδοση συστήματος 2×4 MC-CDMA για ποικίλα σενάρια ισχύος πιλότων....135
5.21: Επίδοση συστήματος 2×1 και 2×2 SFBC MIMO MC-CDMA σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης και κινητικότητας. 136
5.22: Κατηγοριοποίηση των τεχνικών εκτίμησης ραδιοδιαύλου με υπέρθεση των συμβόλων αναφοράς....137
5.23: Γενικό διάγραμμα αρχιτεκτονικής πομποδέκτη με εκτίμηση ραδιοδιαύλου βασιζόμενη σε τεχνικές (α) διασποράς πιλότων και (β) ενσωμάτωσης πιλότων. 141
5.24: Δομή δυναμικά προσαρμοζόμενου πλαισίου συστήματος MIMO MC-CDMA με πολύπλεξη συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς. 142
5.25: Διάταξη εκπομπής MIMO MC-CDMA συστήματος με πολύπλεξη συμβόλων αναφοράς και πληροφορίας, καθώς και δυναμική προσαρμογή πόρων μέσω των VLI και VPI 144
5.26: Αρχιτεκτονική λήψης MIMO MC-CDMA συστήματος με πολύπλεξη συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς. Η επαναληπτική διαδικασία του σχήματος εκτίμησης του ραδιοδιαύλου λειτουργεί σε επίπεδο είτε ακύρωσης της παρεμβολής, είτε εικονικών πιλότων. 146
5.27: Δείκτης VLI των εναλλακτικών ρυθμών λειτουργίας του συστήματος υποδηλώνοντας τόσο το συνολικό ποσοστό των ενεργών κωδικών W-H, όσο και της επιμέρους ανάθεσης μεταξύ των συμβόλων πληροφορίας ($M = VLI - VPI$) και των πιλότων (VPI) για $SF = 16$. 160

5.28: Επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε μοντέλο ραδιοδιαύλου B1 (WIM2), για διάφορους ρυθμούς λειτουργίας (VLI =2, 8, 10, 11, 13, 17) και σχήματα διαμόρφωση-κωδικοποίησης. Η επαναληπτική διαδικασία λειτουργεί σε λογική εικονικών πιλότων με μέγιστο πλήθος επαναλήψεων οκτώ. 163
5.29: Επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε μοντέλο ραδιοδιαύλου C2 (WIM2), για διάφορους ρυθμούς λειτουργίας (VLI =2, 8, 10, 11, 13, 17) και σχήματα διαμόρφωσης-κωδικοποίησης. Η επαναληπτική διαδικασία λειτουργεί σε λογική εικονικών πιλότων με μέγιστο πλήθος επαναλήψεων οκτώ. 164
5.30: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (NMSE) της βαθμίδας εκτίμησης ως συνάρτηση του VLI για διάφορους τύπους ραδιοδιαύλων (Παράτημα Δ). 165
5.31: Αποτελέσματα επίδοσης συστήματος SFBC MIMO MC-CDMA με επαναληπτικό αλγόριθμο εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για διάφορες τιμές VLI και υπό λειτουργία σε ποικίλα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης. Ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως τυπικό αστικό μικρο-κυψελωτό περιβάλλον διάδοσης. 167
5.32: Αποτελέσματα επίδοσης συστήματος MIMO SFBC MC-CDMA με επαναληπτικό αλγόριθμο εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για ποικίλα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης και διάφορες τιμές VLI. Ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως τυπικό αστικό μακρο-κυψελωτό περιβάλλον διάδοσης με NLoS και κινητικότητα δέκτη 50Km/h. 168
5.33: Αποτελέσματα επίδοσης συστήματος 64QAM-2/3 MIMO MC-CDMA για ποικίλο αριθμό κεραιών λήψης με VLI =11. 169
5.34: Πραγματικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (Mbps) για 2×2 SFBC MC-CDMA για σταθερό πλήθος κωδικών που έχει ανατεθεί στα σύμβολα πληροφορίας/αναφοράς και για μεταβλητό MCS σε περιβάλλον διάδοσης σύμφωνα με το μοντέλο B1. 170
5.35: Αποτελέσματα επίδοσης πραγματικού ρυθμού δεδομένων (Mbps) του συστήματος MIMO SFBC MC-CDMA ως συνάρτηση του δείκτη VLI για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης και κωδικοποίησης. 171
5.36: Αποτελέσματα επίδοσης συστήματος SFBC 2×2 MC-CDMA με turbo αλγόριθμο εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας. 173
5.37: Επίδοση συστήματος SFBC 2×2 MC-CDMA ως συνάρτηση της turbo διαδικασίας εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας. 173
5.38: Γενική δομή διάταξης MIMO MC-CDMA με τρεις κεραίες εκπομπής 174
5.39: Εναλλακτικές λογικές (modes) ανάθεσης συμβόλων στην τεχνική ενίσχυσης της χωρικής διαφορικότητας εκπομπής 175
5.40: Αναλυτικό γενικό διάγραμμα διάταξης εκπομπής αύξησης του χωρικού διαφορικού κέρδους. 177
5.41: Επίδοση συστήματος 3×2 MIMO MC-CDMA με χρήση δυναμικής επιλογής κεραιών εκπομπής 178

5.42: Επίδοση συστήματος 3×3 MIMO MC-CDMA με δυναμική επιλογή κεραιών εκπομπής σε αστικό περιβάλλον διάδοσης με οπτική επαφή και μικρή κινητικότητα δέκτη. 178
5.43: Σύγκριση συστήματος 3×2 MIMO MC-CDMA με δυναμική επιλογή κεραιών εκπομπής (mode 2) και του αντίστοιχου κλασικού 2×2 συστήματος σε αστικό περιβάλλον διάδοσης χωρίς οπτική επαφή και με μέτρια κινητικότητα δέκτη. 178
5.44: Πραγματικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων για τα συστήματα 3×2 και 3×3 MIMO MC-CDMA με δυναμική επιλογή κεραιών εκπομπής (mode 2) σε περιβάλλοντα διάδοσης μικρής (3Km/h) και μέσης (30Km/h) κινητικότητας αντίστοιχα. 179
5.45: Επίδοση συστήματος 3×3 MIMO MC-CDMA με δυναμική επιλογή κεραιών εκπομπής (mode 2) σε περιβάλλον διάδοσης μέσης κινητικότητας με IQ ατέλειες.. 179
5.46: Γενικό διάγραμμα πομπού του $4 \times M_R$ MIMO MC-CDMA συστήματος. 181
5.47: Γενικό διάγραμμα δέκτη του MIMO MC-CDMA συστήματος με $M_R = 2$. 181
5.48: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου για διάφορους ρυθμούς λειτουργίας και σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης. 184
5.49: Ρυθμός σφαλμάτων για σύστημα 4×2 MC-CDMA με επαναληπτικό αλγόριθμο σε μικροκυψελωτο αστικό περιβάλλον διάδοσης χαμηλής κινητικότητας δέκτη. 185
5.50: Ρυθμός σφαλμάτων για σύστημα 4×3 MC-CDMA με επαναληπτικό αλγόριθμο σε μικροκυψελωτο αστικό περιβάλλον διάδοσης χαμηλής κινητικότητας δέκτη. 185
5.51: Σύγκριση συστήματος 4×2 MC-CDMA με οιονεί ορθογώνιο σχήμα εκπομπής και ενισχυμένα σύμβολα πιλότων με 2×4 MC-CDMA με Alamouti τεχνική. 186
5.52: Επίδοση συστήματος 4×2 MC-CDMA με οιονεί ορθογώνιο σχήμα εκπομπής και ενισχυμένα σύμβολα πιλότων σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης. 186
5.53: Πραγματικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (Mbps) συστήματος 4×2 MC-CDMA για διάφορα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης και σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης. 186
5.54: Σύγκριση των ορίων CRB για διάφορες τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε MIMO συστήματα. 191
5.55: Γενικό διάγραμμα πομπού και δέκτη MIMO SS-MC-MA συστήματος για τον u-οστό χρήστη με δυο κεραίες ανά άκρο. 193
5.56: Επίδοση συστήματος MIMO SS-MC-MA πλήρως φορτωμένου με χρήση Turbo κωδικοποίησης, QPSK ψηφιακή διαμόρφωση και ZF εκτίμηση στο δέκτη. 195

6.1: Μοντέλο συστήματος MIMO Multi Carrier όπου λαμβάνονται υπόψη οι ατέλειες των RF βαθμίδων σε επίπεδο βασικής ζώνης 200
6.2: Σχηματική απεικόνιση σφάλματος του συμβόλου λήψης. 201

6.3: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση μόνο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου. Ο ραδιοδίαυλος έχει υλοποιηθεί σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCME για αστικό περιβάλλον μέτριας κινητικότητας. 206
6.4: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση μόνο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου. Ο ραδιοδίαυλος έχει υλοποιηθεί σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCME για αστικό περιβάλλον μέτριας κινητικότητας. 207
6.5: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου και μόνο, όσο και με ενσωματωμένο τον αλγόριθμο εκτίμησης των IQ ατελειών. 208
6.6: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου και μόνο, όσο και με ενσωματωμένο τον αλγόριθμο εκτίμησης των IQ ατελειών. 208
6.7: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και του αλγορίθμου εκτίμησης των IQ ατελειών. 209
6.8: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και του αλγορίθμου εκτίμησης των IQ ατελειών. 209
6.9: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και του αλγορίθμου εκτίμησης των IQ ατελειών. 210
6.10: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και του αλγορίθμου εκτίμησης των IQ ατελειών. 210
6.11: Λογικό διάγραμμα διάταξης εκπομπής υβριδικού συστήματος MIMO. 212
6.12: Επίδοση συστήματος 64QAM-2/3 MIMO (2×2) OFDM με λειτουργία σε ποικίλες τεχνικές χωρικής διαφορικότητας και πολυπλεξίας. Ο ραδιοδίαυλος έχει υλοποιηθεί σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCME για αστικό περιβάλλον μέτριας κινητικότητας. 214
6.13: Διαμετακομιστική ικανότητα συστήματος 64QAM-2/3 MIMO (2×2) OFDM με εφαρμογή ποικίλων MIMO τεχνικών 215

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1: Κέρδος συστημάτων λόγω πολλαπλών κεραιών και γνώσης του ραδιοδιαύλου σε πομπό ή/και δέκτη. 10
Πίνακας 2.2: Απαιτήσεις εκτίμησης ραδιοδιαύλου ποικίλων τεχνικών χωρο-χρονικής επεξεργασίας σήματος 20
Πίνακας 2.3: Σύγχρονα συστήματα ασύρματης μετάδοσης 22

Πίνακας 3.1: Συγκριτική απεικόνιση των γενικών χαρακτηριστικών που υποστηρίζουν τα μοντέλα MIMO ραδιοδιαύλων 46
Πίνακας 3.2: Σύγκριση τιμών παραμέτρων των μοντέλων για MIMO ραδιοδιαύλους 47

Πίνακας 4.1: Σύγκριση των γενικών κατηγοριών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε συστήματα OFDM 67

Πίνακας 5.1: Κύρια χαρακτηριστικά των εναλλακτικών τεχνικών MC-SS 103
Πίνακας 5.2: Αλγοριθμική περιγραφή διάταξης λήψης συστήματος MIMO MC-CDMA 154
Πίνακας 5.3: Παράμετροι συστήματος αξιολόγησης 159

Κατάλογος Συντμήσεων

3GPP	:	3rd Generation Partnership Project
A/D	:	Analog to Digital Converter
AGC	:	Automatic Gain Control
AMS	:	Adaptive MIMO Switching
AoA	:	Angle of Arrival
AoD	:	Angle of Departure
APS	:	Azimuth Power Spectrum
ASICs	:	Application Specific Integrated Circuits
AWGN	:	Additive White Gaussian Noise
BAN	:	Body Area Network
BER	:	Bit error rate
bps	:	bit per second
BS	:	Base Station
cdf	:	Cumulative Density Function
CE	:	Channel Estimation
CIR	:	Channel Impulse Response
CPA	:	Common Pilot per Antenna
CPB	:	Common Pilot per Beam
CQI	:	Channel Quality Information
CRLB	:	Cramer Rao Lower Bound
CSI	:	Channel State Information
CSIR	:	Channel State Information at the Receiver
CSIT	:	Channel State Information at the Transmitter
CTF	:	Channel Transfer Function
DFT	:	Discrete Fourier Transform
DPA	:	Dedicated Pilot per Antenna
DPB	:	Dedicated Pilot per Beam
DSP	:	Digital Signal Processing
ECE	:	Effective Channel Estimation
EGC	:	Equal Gain Combining
EPE	:	Effective Prediction – Estimation
EVD	:	Eigenvalue Decomposition

FFT	:	Fast Fourier Transform
FIR	:	Finite Impulse Response
FPGA	:	Field Programmable Gate Array
ICE	:	Iterative Channel Estimation
ICI	:	Inter-Carrier Interference
IFFT	:	Inverse Fast Fourier Transform
iid	:	Independently and Identically Distributed
ISI	:	Inter-Symbol Interference
LDC	:	Linear Dispersion Code
LNA	:	Low Noise Amplifier
LO	:	Local Oscillator
LoS	:	Line of Sight
LS	:	Least Squares
LTE-A	:	Long Term Evolution – Advanced
MC-CDMA	:	Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MCS	:	Modulation and Coding Scheme
MEA	:	Multi Element Array
MIMO	:	Multi Input Multi Output
MISO	:	Multi Input Single Output
ML	:	Maximum Likelihood
MMIC	:	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MMSE	:	Minimum Mean Square Error
MPC	:	Multipath Component
MRC	:	Maximum Ratio Combining
MS	:	Mobile Station
MU-MIMO	:	Multi User MIMO
NLoS	:	No Line of Sight
NMSE	:	Normalized Mean Square Error
OFDM	:	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ORC	:	Orthogonal Restore Combining
OTA	:	Over the Air
PARC	:	Per Antenna Rate Control
PAS	:	Power Azimuth Spectrum
PDP	:	Power Delay Profile
PIC	:	Parallel Interference Cancellation
PLL	:	Phase Locked Loop
pLoS	:	Partial Line of Sight
PSAM	:	Pilot Symbol Assisted Modulation
PSRC	:	Per Stream Rate Control
RF	:	Radio Frequency
Rx	:	Receiver

SCME	:	Spatial Channel Model – Extended
SD	:	Spatial Diversity
SDMA	:	Space Division Multiple Access
SFBC	:	Space-Frequency Block Coding
SFTBC	:	Space-Frequency-Time Block Coding
SIC	:	Successive Interference Cancellation
SIMO	:	Single Input Multi Output
SISO	:	Single Input Single Output
SM	:	Spatial Multiplexing
SM-EB	:	Spatial Multiplexing Eigen Beamforming
SM-DE	:	Spatial Multiplexing Dominant Eigen-mode
SNIR	:	Signal to Noise plus Interference Ratio
SNR	:	Signal to Noise Ratio
SNIR	:	Signal to Noise plus Interference Ratio
SS-MC-MA	:	Spread Spectrum – Multi Carrier – Multiple Access
STBC	:	Space-Time Block Coding
SVD	:	Singular Value Decomposition
TDD	:	Time Division Duplex
TDL	:	Tapped Delay Line
Tx	:	Transmitter
UCA	:	Uniform Circular Array
ULA	:	Uniform Linear Array
UMTS	:	Universal Mobile Telecommunication Systems
UPA	:	Uniform Power Allocation
URA	:	Uniform Rectangular Array
VCO	:	Voltage Controlled Oscillator
VLI	:	Variable Loading Index
VPI	:	Variable Pilot loading Index
W-H	:	Walsh Hadamard coding
WLAN	:	Wireless Local Area Network
WMAN	:	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	:	Wireless Personal Area Network
ZF	:	Zero Forcing
σκπ	:	συνάρτηση κατανομής πιθανότητας
σππ	:	συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας

Κατάλογος Συμβόλων

$(\hat{\cdot})$	:	Εκτίμηση παραμέτρου
$(\tilde{\cdot})$	:	Πιθανοκρατική (Soft) εκτίμηση παραμέτρου
$(\cdot)^*$	:	Συζυγής
$(\cdot)^T$	:	Ανάστροφος πίνακας/διάνυσμα
$(\cdot)^{-1}$	:	Αντίστροφος
$(\cdot)^H$	:	Αναστροφοσυζυγής ή Ερμιτιανός
$(\cdot)^+$	:	ψευδοαντίστροφος
$\lVert\cdot\rVert$	:	Ευκλείδεια νόρμα (μέτρο διανύσματος)
$\lVert\cdot\rVert_F$	:	Frobenius νόρμα
$Cov\{\cdot\}$	:	Συμμεταβλητότητα
$\otimes$	:	Γινόμενο Kronecker
$\mathrm{Re}\{\cdot\}$	:	Πραγματικό μέρος
$\mathrm{Re}\{\cdot\}$	:	Φανταστικό μέρος
$\arg\{\cdot\}$	:	Φάση μιγαδικού αριθμού
$\det\{\cdot\}$	:	Ορίζουσα
$Tr\{\cdot\}$	:	Ίχνος πίνακα
$E\{\cdot\}$	:	Τελεστής μέσης τιμής
$vec\{\cdot\}$	:	Τελεστής στοίβας
$rank\{\cdot\}$	:	Βαθμός του πίνακα
$p(\cdot)$	:	Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας
$R(\cdot)$	:	Συνάρτηση αυτοσυσχέτισης
M_R	:	Πλήθος κεραιοστοιχείων δέκτη
M_T	:	Πλήθος κεραιοστοιχείων πομπού
m_R	:	Δείκτης κεραιοστοιχείου δέκτη

m_T	:	Δείκτης κεραιοστοιχείου πομπού
SF	:	Συντελεστής διασποράς (spreading factor)
B	:	Συνολικό εύρος ζώνης
Δf_c	:	Φασματική απόσταση υποκαναλιών
f_c	:	Φέρουσα συχνότητα
$\mathbf{0}_N \in \mathbb{R}^{N\times N}$	:	Μηδενικός πίνακας
$\mathbf{I}_N \in \mathbb{R}^{N\times N}$	:	Μοναδιαίος πίνακας
$\mathbf{F}$	:	Πίνακας DFT
$\mathbf{F}^{-1}$	:	Πίνακας IDFT
T_{CP}	:	Χρόνος κυκλικού προθέματος – διαστήματος φύλαξης
T_u	:	Χρήσιμη διάρκεια OFDM συμβόλου
τ_i	:	Καθυστέρηση πολυδιαδρομικής συνιστώσας
f_D	:	Μέγιστη ολίσθηση Doppler
B_{coh}	:	Εύρος ζώνης συνοχής ραδιοδιαύλου
T_{coh}	:	Χρόνος συνοχής ραδιοδιαύλου
N_c	:	Πλήθος υποκαναλιών συστήματος OFDM
N_a	:	Πλήθος ενεργών υποκαναλιών συστήματος OFDM
$j_{\max}$	:	Μέγιστο πλήθος επαναλήψεων
j	:	Δείκτης επανάληψης
$H_i^{(m_R,m_T)}$	:	Συνάρτηση μεταφοράς ραδιοδιαύλου στο i-υποκανάλι από την m_T-οστή κεραία εκπομπής, στην m_R-οστή κεραία λήψης
$\mathbf{H}^{(m_R,m_T)} \in \mathbb{C}^{N_c\times N_c}$	:	Πίνακας συνάρτησης μεταφοράς του ραδιοδιαύλου από την m_T-οστή κεραία εκπομπής, στην m_R-οστή κεραία λήψης για όλα τα υποκανάλια του OFDM συστήματος N_c
$\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{M_R\times M_T}$	:	Πίνακας συνάρτησης μεταφοράς του ραδιοδιαύλου μεταξύ των κεραιών εκπομπής M_T και λήψης M_R, για το i-οστό υποκανάλι.
$diag\{a_1 \quad \cdots \quad a_N\} \in \mathbb{C}^{N\times N}$	:	Διαγώνιος πίνακας
y_{IQ}	:	IQ ανισοσταθμία πλάτους
ϕ_{IQ}	:	IQ ανισοσταθμία φάσης
$(\cdot)_p$	:	Σύμβολο/Διάνυσμα πιλότου
$(\cdot)_d$	:	Σύμβολο/Διάνυσμα πληροφορίας
$\mathbf{v}_{Tx} \in \mathbb{C}^{1\times M_T}$	:	Διάνυσμα μορφοποίησης εκπομπής

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1. Στόχοι – Ερευνητικό Αντικείμενο της Διατριβής

Η παρούσα διατριβή έχει ως αντικείμενο τη σχεδίαση εξελιγμένων τεχνικών και προσαρμοστικών μεθόδων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου που επιφέρουν βελτίωση της επίδοσης των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων υψηλής διαμετακομιστικής ικανότητας. Ιδιαίτερα, ασχολείται με την ανάπτυξη αλγορίθμων και αρχιτεκτονικών εκτίμησης διαύλου σε πραγματικό χρόνο που μπορούν να αξιοποιηθούν σε ευρυζωνικά ασύρματα συστήματα ορθογώνιας πολύπλεξης υποκαναλιών, με πολλαπλές κεραίες σε πομπό και δέκτη, και εφαρμόζουν κωδικο-χωρο-χρονο-συχνοτική πολυπλεξία. Καθώς τα σύγχρονα ασύρματα συστήματα καλούνται να λειτουργήσουν αποδοτικά σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης και με μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά, η βαθμίδα της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου αποτελεί θεμελιώδη συνιστώσα τόσο για την αντιστάθμιση των επιδράσεων αυτού, όσο και για την πλήρη αξιοποίηση των διαφόρων τεχνικών επαύξησης της χωρητικότητας και του διαφορικού κέρδους του συστήματος.

Αρχικά πραγματοποιείται ανάπτυξη συστημάτων κωδικο-χωρο-χρονο-συχνοτικής εκπομπής (space-time-frequency-code block coding), όπως είναι τα συστήματα MIMO OFDM, MIMO MC-CDMA και MIMO SS-MC-MA. Στη συνέχεια σχεδιάζονται κατάλληλες βαθμίδες εκτίμησης και αναπτύσσονται αλγόριθμοι που επιτυγχάνουν τη συνεχή εκτίμηση του ραδιοδιαύλου σε περιβάλλοντα διάδοσης με μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά και μικρές τιμές χρονικής, συχνοτικής και χωρικής συνοχής. Με δεδομένη την ανάγκη βέλτιστης χρήσης των διαθέσιμων πόρων του συστήματος αναπτύσσονται τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με προσαρμοστικά χαρακτηριστικά. Επιπλέον, σχεδιάζονται υβριδικές τεχνικές εκτίμησης διαύλων και ορίζονται κατάλληλα κριτήρια για τη βέλτιστη χρήση αυτών. Η παραμετροποίηση των μεθόδων επιτρέπει α) την ασφαλή εκτίμηση και ενημερωμένη γνώση του ραδιοδιαύλου σε μεταβαλλόμενα περιβάλλοντα διάδοσης και β) την επιλογή του κατάλληλου σχήματος εκπομπής (spatial filtering-multiplexing-diversity) ώστε να επιτυγχάνεται αποδοτική χρήση

των ραδιοπόρων, υψηλός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, καθώς και υψηλά επίπεδα αξιοπιστίας της ζεύξης.

Η ελαχιστοποίηση των χρησιμοποιούμενων ραδιοπόρων για την εκτίμηση του διαύλου οδηγεί στην ανάπτυξη επαναληπτικών τεχνικών οι οποίες εμφανίζουν εξαιρετικά χαρακτηριστικά επίδοσης με μικρή όμως επιβάρυνση της πολυπλοκότητας όπως αυτή περιγράφεται από τις απαιτήσεις υπολογιστικής επεξεργασίας και μνήμης. Στο πλαίσιο αυτό, οι επαναληπτικές τεχνικές βελτιστοποιούνται ώστε να απαιτούν ελάχιστη εκπαίδευση (semi-blind techniques) και αξιοποιούν βασικές δομές υδατογραφημάτων (watermarking properties). Στις μελέτες που πραγματοποιούνται χρησιμοποιείται ως σημείο αναφοράς η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου του δέκτη σε απαιτητικά περιβάλλοντα διάδοσης. Στις μεθόδους που αναπτύσσονται, στο πλαίσιο των παραπάνω μελετών, τα εκτιμηθέντα δεδομένα κάθε επανάληψης που παρουσιάζουν υψηλό βαθμό πιθανοφάνειας (likelihood) χρησιμοποιούνται ως επιπλέον είσοδοι του εκτιμητή, είτε για την εξάλειψη της ενδογενούς παρεμβολής (inherent interference cancellation mode), είτε ως εικονικοί πιλότοι (virtual pilot mode). Επίσης, μελετάται η χρήση μη-ορθογώνιων τεχνικών πλήρους ρυθμού όπου το σφάλμα ορθογωνιότητας είναι γνωστό στο δέκτη.

Επιπλέον, σκοπεύοντας στην ρεαλιστική αξιολόγηση των προτεινόμενων μεθόδων και αρχιτεκτονικών μοντελοποιήθηκαν και ενσωματώθηκαν στις μελέτες οι ατέλειες των RF τμημάτων σε πομπό και δέκτη. Για την ολοκληρωμένη προσέγγιση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, αυτή εξετάστηκε υπό το πρίσμα της ενσωμάτωσής της σε συγκεκριμένα συστήματα μετάδοσης, τα οποία αποτελούν τη βάση των τεχνολογικών προτάσεων 4ης γενιάς.

Αυτοτελή τμήματα των ερευνητικών αποτελεσμάτων της διατριβής έχουν δημοσιευθεί σε έγκριτα διεθνή επιστημονικά περιοδικά και έχουν παρουσιασθεί σε διεθνή συνέδρια με κριτές. Συγκεντρωτικός κατάλογος των δημοσιεύσεων παρατίθεται στο τέλος του κειμένου. Επιπλέον, αποτελέσματα της παρούσας ερευνητικής δραστηριότητας έχουν παρουσιασθεί και συμπεριληφθεί ως τελικά παραδοτέα σε ευρωπαϊκές ερευνητικές δράσεις όπως το Antenna Centre of Excellence – ACE, το COST273 και το COST2100, καθώς και σε εθνικές ερευνητικές δράσεις.

1.2. Δομή του Κειμένου της Διατριβής

Τα δυο πρώτα κεφάλαια περιγράφουν τις γενικές αρχιτεκτονικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στα σύγχρονα πρότυπα και τα χαρακτηριστικά των περιβαλλόντων διάδοσης τα οποία η εν λόγω βαθμίδα καλείται να εκτιμήσει. Σε καθένα από τα υπόλοιπα κεφάλαια κορμού περιγράφεται αρχικά η δομή των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και στη συνέχεια οι συγκεκριμένες αρχιτεκτονικές και μέθοδοι εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για την επίτευξη βελτιωμένων χαρακτηριστικών λειτουργίας.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αρχικά παρουσιάζονται συνοπτικά οι διάφορες τεχνικές αύξησης είτε της αξιοπιστίας της ζεύξης, είτε της ταχύτητας μετάδοσης των δεδομένων περιγράφοντας παράλληλα τις απαιτήσεις αυτών ως προς την γνώση του ραδιοδιαύλου. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στα διάφορα πρότυπα ασύρματης μετάδοσης, καθώς και οι σχετικές προτάσεις στα υπό οριστικοποίηση πρότυπα. Με βάση τις συγκεκριμένες λύσεις, καθώς και τις απαιτήσεις αυτών τόσο για αποδοτική λειτουργία σε πραγματικό χρόνο, όσο και ως προς την επιβάρυνση των ραδιοπόρων, αναγνωρίζονται οι σχετικές αδυναμίες και πιθανοί περιορισμοί που τίθενται από την βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στη συνολική επίδοση του συστήματος.

Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφεται ο ραδιοδίαυλος ως διασκορπιστικό και μεταβαλλόμενο μέσο διάδοσης, καθώς και τα οφέλη που προκύπτουν από τη χρήση πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη. Δίνονται οι βασικές σχέσεις εισόδου – εξόδου πολλαπλών κεραιών και περιγράφεται η τυχαία φύση του ραδιοδιαύλου με τον ορισμό των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης και φασματικής πυκνότητας ισχύος. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται συνοπτικά οι διάφορες προσεγγίσεις μοντελοποίησης του MIMO ραδιοδιαύλου έτσι όπως αυτές έχουν προταθεί στη διεθνή βιβλιογραφία. Επίσης, παρουσιάζονται μοντέλα ραδιοδιαύλων που χρησιμοποιούνται στα πλαίσια των διαφόρων οργανισμών προτυποποίησης ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών υπό το πρίσμα της αξιολόγησης των επιδόσεών τους. Με βάση τα συστήματα πολλαπλών ορθογώνιων υποκαναλιών (OFDM), δίνονται οι απαραίτητες παράμετροι του ραδιοδιαύλου που θα πρέπει να προσδιορίζονται προκειμένου στη συνέχεια να είναι δυνατή η αντιστάθμιση (είτε στο χρόνο, είτε στη συχνότητα) της επίδρασης αυτού στο σήμα εκπομπής.

Στο τέταρτο κεφάλαιο περιγράφονται αναλυτικά οι προτεινόμενες μέθοδοι εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για συστήματα μετάδοσης πολλαπλών υποκαναλιών και κεραιών (MIMO-OFDM). Αρχικά, περιγράφονται οι βαθμίδες και η λογική λειτουργίας του συστήματος MIMO-OFDM, καθώς και οι διάφορες τεχνικές ορθογώνιας, ή μη, εκπομπής των συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς. Κατόπιν, περιγράφονται αναλυτικά οι προτεινόμενες αρχιτεκτονικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, οι οποίες έχουν μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα και επιτυγχάνουν την ακριβή εκτίμηση χρονικά μεταβαλλόμενων ραδιοδιαύλων. Η αξιολόγηση των προτεινόμενων μεθόδων τόσο σε επίπεδο ποιότητας εκτίμησης, όσο και στο πλαίσιο της αποδοτικής λειτουργίας του συνολικού συστήματος γίνεται σε μοντέλα διάδοσης σύμφωνα με το πρότυπο IEEE802.16e, και εκφράζεται με τα μεγέθη α) του μέσου τετραγωνικού σφάλματος εκτίμησης (Mean Square Error, MSE) και β) του ρυθμού σφαλμάτων (Bit Error Rate, BER) αντίστοιχα. Η μελέτη της επίδοσης της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στο πλαίσιο λειτουργίας του συνολικού συστήματος προσφέρει επίσης σημαντικά συμπεράσματα ως προς το μέγεθος του σφάλματος εκτίμησης που είναι ανεκτό από το συγκεκριμένο σύστημα προκειμένου αυτό να διατηρήσει αποδοτική την ζεύξη. Επιπλέον, με βάση τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου, έτσι όπως αυτά προκύπτουν από τη βαθμίδα εκτίμησης, προτείνεται η λειτουργία του συστήματος MIMO OFDM με δυναμικό τρόπο, όπου η επιλογή του σχήματος ορθογώνιας κωδικοποίησης (είτε χωρο-χρονική, είτε χωρο-συχνοτική, είτε ως συνδυασμός αυτών) θα καθορίζεται σε επίπεδο πλαισίου μετάδοσης ανάλογα με τα τρέχοντα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης.

Στο πέμπτο κεφάλαιο προτείνονται αρχιτεκτονικές και μέθοδοι εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για συστήματα μετάδοσης διασποράς συμβόλου, πολλαπλών υποκαναλιών και κεραιών (MIMO MC-CDMA / SS-MC-MA). Στο πρώτο τμήμα του κεφαλαίου περιγράφονται ποιοτικά οι ανωτέρω τεχνικές μετάδοσης καθώς και τα σχετικά οφέλη και αδυναμίες σε σχέση με το απλό σύστημα OFDM. Στη συνέχεια γίνεται αναλυτική σχεδίαση του συστήματος MIMO MC-CDMA όπου εξετάζονται διάφορα σχήματα λειτουργίας. Στο δεύτερο τμήμα του κεφαλαίου παρουσιάζονται οι προτεινόμενες τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου τόσο με χρήση διακριτών, όσο και με εφαρμογή διεσπαρμένων συμβόλων αναφοράς. Ιδιαίτερα, ως προς τη δεύτερη περίπτωση γίνεται χρήση περιορισμένου πλήθους αυτών (semi-blind) και αξιοποιούνται τόσο πριν, όσο και μετά την βαθμίδα απο-διασποράς του δέκτη. Η εν λόγω προσέγγιση προσδίδει στο σύστημα χαρακτηριστικά εκτίμησης με χρήση ενσωματωμένων πιλότων και επιτυγχάνει ιχνηλάτηση του (ταχέως) μεταβαλλόμενου ραδιοδιαύλου σε επίπεδο ρυθμού OFDM συμβόλου. Η επίδοση της τεχνικής αυτής βελτιώνεται με τη χρήση επαναληπτικών αλγορίθμων, οι οποίοι χειρίζονται τα εκτιμηθέντα σύμβολα πληροφορίας είτε ως παρεμβολή και συνεπώς τα αφαιρούν κατά το στάδιο της εκτίμησης, είτε ως επιπλέον πιλότους προσθέτοντάς τα στην όλη διαδικασία. Επιπλέον, προτείνονται υβριδικά σχήματα εκτίμησης, τα οποία ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου και στο πλαίσιο της βέλτιστης αξιοποίησης του φάσματος ενεργοποιούν συγκεκριμένες τεχνικές εκτίμησης. Επίσης, οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι εκτίμησης του ραδιοδιαύλου εφαρμόζονται και αξιολογούνται τόσο σε ορθογώνια σχήματα μετάδοσης πλήρους ρυθμού, όσο και σε μη-ορθογώνιες αρχιτεκτονικές επίσης πλήρους ρυθμού. Ακόμη, γίνεται αξιολόγηση του συστήματος MIMO SS-MC-MA με χωρο-κωδική κωδικοποίηση (space-code block coding). Τέλος, προσδιορίζεται η υπολογιστική πολυπλοκότητα της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για τα ανωτέρω συστήματα.

Στο έκτο κεφάλαιο μελετάται η επίδραση των RF ατελειών του συστήματος στην βαθμίδα εκτίμησης δεδομένου ότι υπό την ευρεία έννοια οι προκαλούμενες δυσλειτουργίες αποτελούν παράγοντα παραμόρφωσης του σήματος πληροφορίας και συνεπώς ανήκουν στον δίαυλο μετάδοσης του σήματος τον οποίο το σύστημα θα πρέπει να αντισταθμίσει. Σε πρακτικό επίπεδο, η βαθμίδα εκτίμησης καλείται να προσδιορίσει την επίδραση του διαύλου, ο οποίος εκτός του ασύρματου μέσου μετάδοσης (ραδιοδίαυλος) περιλαμβάνει και όλες τις βαθμίδες μεταξύ του μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό (D/A) στον πομπό και αναλογικού σε ψηφιακό (A/D) στο δέκτη. Επίσης, και με δεδομένο τις σχετικές προϋποθέσεις αποδοτικής λειτουργίας των σχημάτων MIMO σε αρχιτεκτονική είτε διαφορικής εκπομπής, είτε χωρικής πολυπλεξίας, εξετάζεται η δυνατότητα μεταπήδησης μεταξύ αυτών με βάση την πληροφορία που παρέχεται από την βαθμίδα εκτίμησης του διαύλου. Τα εν λόγω κριτήρια μεταπήδησης σχετίζονται με τα μεσοπρόθεσμα χαρακτηριστικά του διαύλου και όχι με τα στιγμιαία, ενώ η απόφαση μεταπήδησης λαμβάνεται σε επίπεδο ομάδας πλαισίων μετάδοσης (session).

Το τελευταίο κεφάλαιο ολοκληρώνει τη διδακτορική διατριβή συνοψίζοντας τα βασικά συμπεράσματα και τις τεχνολογικές καινοτομίες που προέκυψαν στο πλαίσιο της παρούσας ερευνητικής δραστηριότητας ανάπτυξης αποδοτικών σχημάτων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα επαυξημένων χαρακτηριστικών. Ακόμη, αναγνωρίζονται και

προτείνονται θέματα για μελλοντική έρευνα τόσο ως άμεση προέκταση της συγκεκριμένης ερευνητικής δραστηριότητας, όσο και στο γενικότερο πεδίο της λειτουργίας των ασύρματων συστημάτων με εξαιρετικά υψηλές επιδόσεις.

Επίσης, στο παράρτημα δίνονται ενδεικτικά συνολικές διατάξεις πομπού και δέκτη των συστημάτων MIMO OFDM και MIMO MC-CDMA έτσι όπως αυτές υλοποιήθηκαν και προσομοιώθηκαν λαμβάνοντας υπόψη το σύνολο των βαθμίδων τόσο στο ψηφιακό, όσο και στο αναλογικό πεδίο.

□

Κεφάλαιο 2

Αρχιτεκτονικές Μετάδοσης Πληροφορίας και Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου Σύγχρονων Ασύρματων Συστημάτων

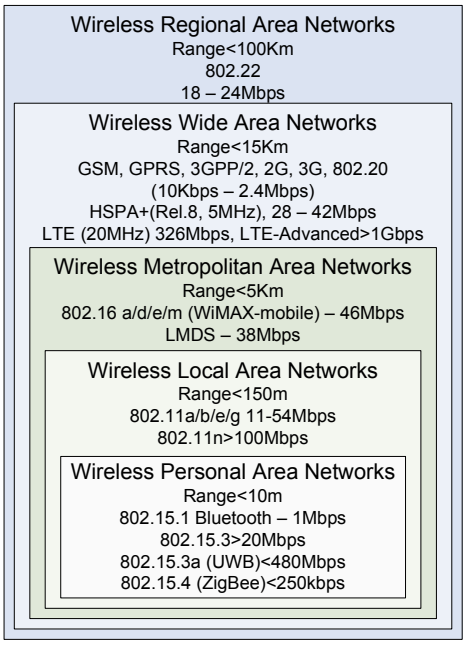
Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για πομποδέκτες σύγχρονων και μελλοντικών ασύρματων συστημάτων, καθώς και των υπό υλοποίηση βαθμίδων σε πρότυπα όπως το LTE-Advanced, ή τα IEEE 802.16-2009 και IEEE802.16m. Αρχικά περιγράφονται τα βασικά σύγχρονα ασύρματα συστήματα μετάδοσης, και προβάλλεται η ανάγκη εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με τέτοιο τρόπο ώστε η σχετική γνώση να είναι ακριβής και κατάλληλη για την εξάλειψη των παραμορφώσεων που προκαλούνται από τον ραδιοδίαυλο. Η ενσωμάτωση της εν λόγω βαθμίδας στα ποικίλα συστήματα επικοινωνιών παρουσιάζεται σε συνδυασμό με προχωρημένες τεχνικές αύξησης του ρυθμού μετάδοσης της πληροφορίας και των μεθόδων εκτίμησης του λαμβανόμενου σήματος πληροφορίας καθώς η λειτουργία αυτών είναι άμεσα εξαρτώμενη από τη γνώση του ραδιοδιαύλου. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται συνοπτικά οι προτεινόμενες τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου (ή γενικότερα του διαύλου) στα διάφορα προς υλοποίηση ασύρματα συστήματα αναδεικνύοντας παράλληλα τις σχετικές αδυναμίες και αποκλίσεις από τις αντίστοιχες θεωρητικές προσεγγίσεις.

2.1. Σύγχρονα Ασύρματα Συστήματα Μετάδοσης Ποικίλων Εφαρμογών και Τεχνολογιών.

Στόχος των σύγχρονων ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων αποτελεί σε επίπεδο εφαρμογών η ανάπτυξη και ενσωμάτωση προχωρημένων λειτουργιών, όπως αυτή της επαυξημένης πραγματικότητας (Augmented Reality), και σε επίπεδο τεχνολογιών η επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων σε κινητά τερματικά που λειτουργούν σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης. Οι απαιτήσεις αυτές έχουν οδηγήσει την έρευνα και τα εμπορικά πρότυπα στη διακριτοποίηση των εφαρμογών και στην ανάπτυξη κατάλληλων τεχνολογιών

ώστε κάθε φορά να αξιοποιούνται οι επιμέρους δυνατότητες και σχεδιαστικές επιλογές με αντικειμενικό στόχο την βέλτιστη αξιοποίηση των διαθέσιμων πόρων.

Με βάση τον απαιτούμενο όγκο πληροφορίας μετάδοσης καθώς και την απόσταση της ζεύξης, οι διάφορες τεχνολογικές λύσεις μπορούν να ομαδοποιηθούν σύμφωνα με το σχήμα 2.1. Η επικοινωνία συσκευών που βρίσκονται πολύ κοντά μεταξύ τους ($<10m$) ανήκει στην κατηγορία των δικτύων προσωπικών επικοινωνιών (Wireless Personal Area Networks, W-PANs, ή Wireless Body Area Networks, W-BANs) με άνω όριο διαμετακομιστικής ικανότητας $\sim 500Mbps$. Για την κάλυψη αποστάσεων της τάξης των $150m$ τα συστήματα στηρίζονται στα πρότυπα των τοπικών ασύρματων δικτύων (W-LANs) με μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων τα $150Mbps$. Προχωρώντας σε πρότυπα ικανά να πετύχουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης με πολύ μεγαλύτερες ακτίνες ραδιοκάλυψης, το αντικειμενικό πρόβλημα του ταχέως μεταβαλλόμενου ραδιοδιαύλου (στο χρόνο και στη συχνότητα) γίνεται εξαιρετικά δύσκολο. Για τα ασύρματα μητροπολιτικά δίκτυα (W-MANs) και για τα δίκτυα ευρείας κάλυψης (Wireless Wide Area Networks, W-WANs), η ανάγκη βελτιστοποίησης των συστημάτων ικανοποιείται α) με την αξιοποίηση στο έπακρο των ποικίλων τεχνολογιών αύξησης χωρητικότητας και αξιοπιστίας των ζεύξεων και β) μέσω νέων τεχνικών αποδοτικής αντιστάθμισης των παραμορφώσεων που εισάγει ο ραδιοδίαυλος με ελάχιστη επιβάρυνση των ραδιοπόρων.



Σχήμα 2.1: Συγκριτική περιγραφή των προτύπων.

2.2. Σύγχρονα Συστήματα Ασύρματης Μετάδοσης Υψηλών Επιδόσεων

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα συστήματα εκείνα που ενσωματώνουν τεχνικές ικανές να πετύχουν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων σε ποικίλα και απαιτητικά

περιβάλλοντα διάδοσης και καλούνται γνωστικά συστήματα ραδιοεπικοινωνιών (Cognitive Radio, CR). Η προσέγγιση των γνωστικών συστημάτων συνίσταται στην ευελιξία που προσφέρει ο δυναμικός προσδιορισμός της αρχιτεκτονικής των πομποδεκτών στο φυσικό επίπεδο με σκοπό την δυναμική επιλογή της συχνότητας/υποκαναλιών προς χρήση, τον δυναμικό έλεγχο της ισχύος εκπομπής, καθώς και τη συνεχή επισκόπηση του φάσματος για την βελτιστοποίηση της χρήσης του. Θεμελιώδη συνιστώσα των γνωστικών συστημάτων αποτελεί η τεχνική OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Χαρακτηριστικά παραδείγματα εφαρμογής αυτής αποτελούν τα συστήματα LTE-Advanced (Long Term Evolution – Advanced) [1] και IEEE802.16e [2], [3] (IEEE802.16-2009, mobile WiMAX [4]), τα οποία αν και ανταγωνιστικά μεταξύ τους έχουν υιοθετήσει στο φυσικό στρώμα μεγάλο πλήθος κοινών τεχνικών επαύξησης των επιδόσεών τους. Τα συστήματα που ακολουθούν τα πρότυπα αυτά καλούνται με το γενικό όρο "συστήματα 4ης γενιάς".

Συγκεκριμένα, πέντε τεχνικές πολλαπλών κεραιών εφαρμόζονται εν δυνάμει προκειμένου να βελτιωθεί η επίδοση της κάτω ζεύξης (downlink). Αυτές είναι:

i. η διαφορική λήψη στον κινητό σταθμό,
ii. η διαφορική εκπομπή χρησιμοποιώντας είτε χωρο-χρονική (Space-Time Block Coding, STBC), είτε χωρο-συχνοτική (Space-Frequency Block Coding, SFBC) κωδικοποίηση στον σταθμό βάσης (evolved Node B, eNB),
iii. η χωρική πολυπλεξία (Spatial Multiplexing, SM),
iv. η διαφορική κυκλική ολίσθηση (Cyclic Delay Diversity, CDD),
v. η μορφοποίηση των λοβών ακτινοβολίας του κεραιο-συστήματος εκπομπής (Transmit Beamforming).

Οι πρώτες δυο τεχνικές αποτελούν σχετικά κλασικές τεχνικές διαφορικής μετάδοσης σήματος και ο σκοπός τους είναι η βελτίωση της αξιοπιστίας ζεύξης (Bit Error Rate, BER) ιδιαίτερα σε περιπτώσεις μικρού σηματοθορυβικού λόγου όπως παρατηρείται π.χ. στα όρια κάλυψης. Η τρίτη και η τέταρτη τεχνική κάνουν χρήση των χωρο-συχνοτικών μηχανισμών για την διασπορά της πληροφορίας σε όλες τις κεραίες εκπομπής. Η CDD μέθοδος εισάγει ελεγχόμενη καθυστέρηση μεταξύ των κεραιών προκειμένου να δημιουργήσει τεχνητή πολυδιαδρομική επίδραση στο μεταδιδόμενο σήμα. Στο άκρο του κινητού σταθμού η διαφορική λήψη, πλέον των άλλων τεχνικών, αποτελεί θεμελιώδη παράγοντα στην αποδοτική λειτουργία της ζεύξης με τυπική υλοποίηση αυτή του συνδυασμού μέγιστου λόγου (Maximum Ratio Combining, MRC).

Τα συστήματα που χρησιμοποιούν τις παραπάνω τεχνικές για την επίτευξη είτε διαφορικού κέρδους, είτε κέρδους πολυπλεξίας, είτε κέρδους συστοιχίας εξαρτώνται άμεσα από την αξιόπιστη γνώση του ραδιοδιαύλου (Channel State Information, CSI) στο ένα ή και στα δυο άκρα της ασύρματης ζεύξης. Στον πίνακα 2.1 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα σχετικά κέρδη ανάλογα με το πλήθος των κεραιών εκπομπής και λήψης, καθώς και την αντίστοιχη γνώση του ραδιοδιαύλου. Είναι φανερό ότι σε κάθε περίπτωση απαιτείται η γνώση του ραδιοδιαύλου προκειμένου το σύστημα να αξιοποιήσει στο έπακρο τις σχεδιαστικές του παραμέτρους με στόχο την βέλτιστη χρήση των διαθέσιμων πόρων του.

2.3. Η Βαθμίδα Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου στα Σύγχρονα Συστήματα Ασύρματης Μετάδοσης.

Στις ασύρματες ζεύξεις ο πομπός και ο δέκτης είναι απαραίτητο να είναι συγχρονισμένοι μεταξύ τους ώστε να επιτευχθεί αυξημένη χωρητικότητα, αξιοπιστία, καθώς και αξιοποίηση όλων των χαρακτηριστικών και των μηχανισμών που προσφέρει ο ραδιοδίαυλος. Για το λόγο αυτό έχουν προδιαγραφεί αποδοτικά σήματα αναφοράς που χρησιμοποιούνται για υποστήριξη λειτουργιών όπως η αρχικοποίηση της ζεύξης, ο συγχρονισμός, ο έλεγχος ισχύος, το επίπεδο κινητικότητας, καθώς και η περιοδική δειγματοληψία του ραδιοδιαύλου για την εκτίμησή του (Channel Estimation, CE). Ειδικότερα για την ακριβή και αξιόπιστη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου είναι απαραίτητη η κατάλληλη σχεδίαση των σημάτων αναφοράς ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις γνώσης του ραδιοδιαύλου (Channel State Information, CSI), ενώ ταυτόχρονα να ελαχιστοποιούνται οι σχετικές απώλειες των ραδιοπόρων.

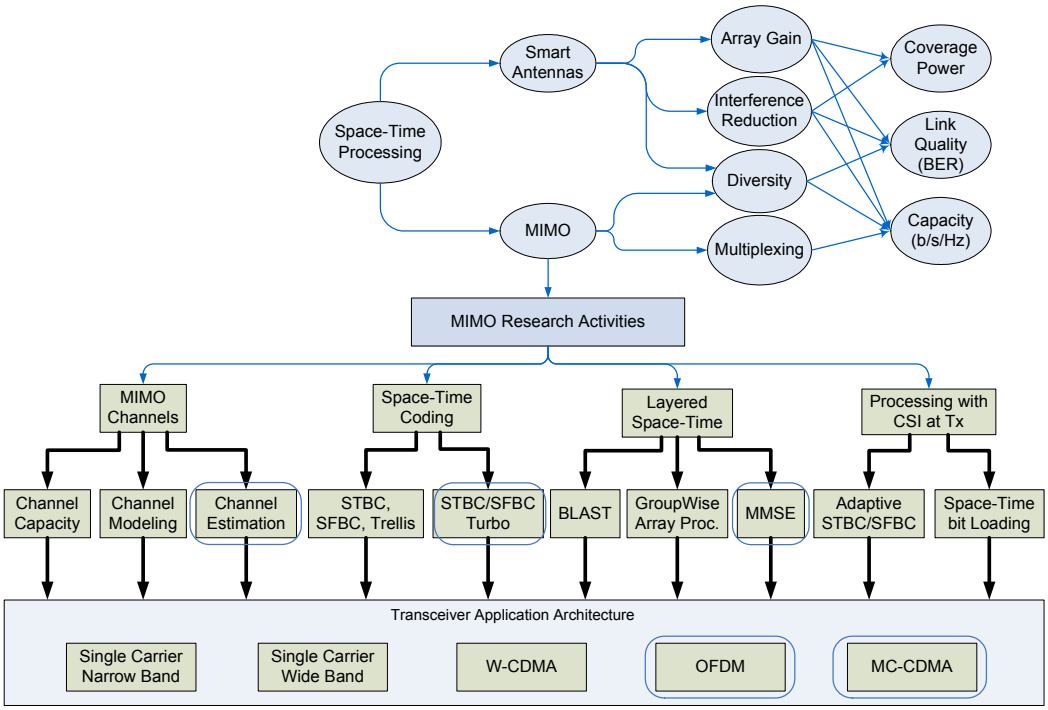
Πίνακας 2.1: Κέρδος συστημάτων λόγω πολλαπλών κεραιών και γνώσης του ραδιοδιαύλου σε πομπό ή/και δέκτη.

Σύστημα/Γνώση Ραδιοδιαύλου (CSI)	*Κέρδος Συστοιχίας*	*Διαφορικό Κέρδος*	*Κέρδος Πολυπλεξίας*
SISO	1	1	1
SIMO με CSI γνωστό στον δέκτη (MRC, $M_R \times 1$*)*	M_R	M_R	1
MISO με CSI γνωστό στον δέκτη και Alamouti κωδικοποίηση ($1 \times M_T$*)*	1	M_T	1
MISO με CSI γνωστό σε δέκτη και πομπό. Μορφοποίηση διαγράμματος ακτινοβολίας εκπομπής. ($1 \times M_T$*)*	M_T	M_T	1
MIMO με CSI γνωστό στον δέκτη και Alamouti κωδικοποίηση ($M_R \times M_T$*)*	M_R	$M_R \cdot M_T$	1
MIMO με CSI γνωστό σε δέκτη και πομπό. Μορφοποίηση διαγράμματος ακτινοβολίας εκπομπής. ($M_R \times M_T$*)*	$\leq M_T \cdot M_R$	$M_T \cdot M_R$	1
MIMO με CSI γνωστό σε δέκτη και πομπό. Χωρική πολυπλεξία. ($M_R \times M_T$*)*	1	1	$\min(M_R, M_T)$

Με δεδομένο τις ιδιαιτερότητες του ασύρματου μέσου τόσο ως προς την ύπαρξη μεγάλου αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών, όσο και ως προς την υψηλή κινητικότητα, καθώς και με βάση τις εκθετικά αυξανόμενες απαιτήσεις για μεγάλες ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων, η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου αποτελεί μια από τις πιο κρίσιμες συνιστώσες στο συγκερασμό όλων των ανωτέρω. Η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου υλοποιείται στο δέκτη και το αποτέλεσμα της χρησιμοποιείται τοπικά για την εξάλειψη της παραμόρφωσης του σήματος λήψης (λογική ανοικτού βρόχου). Επίσης, είναι δυνατό η εκτίμηση να μεταβιβαστεί στον πομπό με σκοπό την προ-κωδικοποίηση του σήματος (λογική κλειστού βρόχου) για την καλύτερη δυνατή αξιοποίηση του ραδιοδιαύλου.

Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βασίζεται στη χρήση συγκεκριμένων σημάτων αναφοράς, ή στη χρήση της στατιστικής περιγραφής των σημάτων εκπομπής η οποία είναι εκ των προτέρων γνωστή στο δέκτη. Η επιλογή χρήσης μιας συγκεκριμένης τεχνικής ή ενός συνδυασμού πολλαπλών εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης στο οποίο αναμένεται να λειτουργήσει η ζεύξη, την διαθεσιμότητα των ραδιοπόρων, καθώς και από την διαθέσιμη ισχύ επεξεργασίας του συστήματος.

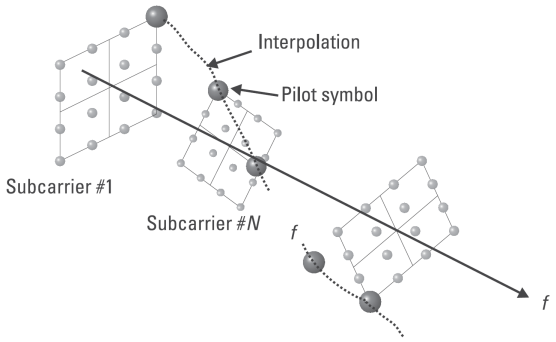
Η ενσωμάτωση πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη μπορεί να αξιοποιηθεί εφαρμόζοντας α) χωρική πολυπλεξία, β) διαφορική εκπομπή/λήψη, και γ) έλεγχο της κατεύθυνσης εκπομπής/λήψης. Σε κάθε περίπτωση όμως, οι απαιτήσεις εκτίμησης των χαρακτηριστικών του ασύρματου μέσου έχουν αυξηθεί αφού απαιτείται ο προσδιορισμός πολλαπλών επιμέρους ραδιοδιαύλων σε πραγματικό χρόνο και σε πολλαπλά πεδία περιγραφής (π.χ. χώρος, χρόνος συχνότητα). Η βέλτιστη αξιοποίηση πολλαπλών υποκαναλιών και κεραιών θεωρείται ότι θα οδηγήσει στην επίτευξη διαμετακομιστικής ικανότητας της τάξης του 1*Gbps* 'στον αέρα' (Over The Air throughput, OTA) υπό οποιεσδήποτε συνθήκες παραμόρφωσης που προκαλεί το ασύρματο μέσο. Για το λόγο αυτό, η ερευνητική δραστηριότητα για περισσότερο από μια δεκαετία έχει εντοπιστεί στον προσδιορισμό των απαραίτητων μεθόδων φυσικού στρώματος και στρώματος ζεύξης που θα αυξήσουν χωρητικότητα και αξιοπιστία. Μια γενική κατηγοριοποίηση / ομαδοποίηση των περιοχών που αποτελούν αντικείμενο σύγχρονης και μελλοντικής έρευνας αποτυπώνεται στο σχήμα 2.2.



Σχήμα 2.2: Ερευνητικές δράσεις για την αξιοποίηση των αρχιτεκτονικών πολλαπλών κεραιών, καθώς και τα πεδία συνεισφοράς της παρούσας ερευνητικής δραστηριότητας.

Αν και η χρήση των σημάτων αναφοράς – πιλότων προκαλεί σχετική απώλεια ραδιοπόρων, εντούτοις αποτελεί την πιο διαδεδομένη τεχνική. Ο καθορισμός της μεθόδου τοποθέτησης των σημάτων αναφοράς στο σήμα εκπομπής, καθώς και η μέθοδος εξαγωγής των παραμέτρων του ραδιοδιαύλου με βάση αυτά, διαφοροποιούν τις αρχιτεκτονικές μεταξύ τους.

Τα εκπεμπόμενα σύμβολα κατά τη μετάδοση τους στο ραδιοδίαυλο υφίστανται παραμόρφωση και ολίσθηση, την οποία η βαθμίδα εκτίμησης, καθώς και ο ισοσταθμιστής θα πρέπει να εξαλείψουν προκειμένου στην αλυσίδα επεξεργασίας του δέκτη να εκτιμηθούν τα σύμβολα πληροφορίας με υψηλή πιθανότητα ορθής απόφασης. Ενδεικτικά, στο σχήμα 2.3 απεικονίζεται η ολίσθηση των συμβόλων ενός OFDM συμβόλου του συστήματος (MIMO) OFDM όπου επίσης συγκεκριμένα σύμβολα πιλότοι (γνωστά στο δέκτη) είναι τοποθετημένα έτσι ώστε να ικανοποιείται το κριτήριο Nyquist στο αντίστοιχο πεδίο. Αυτά χρησιμοποιούνται για την δειγματοληψία του ραδιοδιαύλου, η οποία σε συνδυασμό με την διαδικασία παρεμβολής οδηγεί στο προσδιορισμό της εκτίμησής του σε κάθε σημείο μετάδοσης των συμβόλων πληροφορίας.

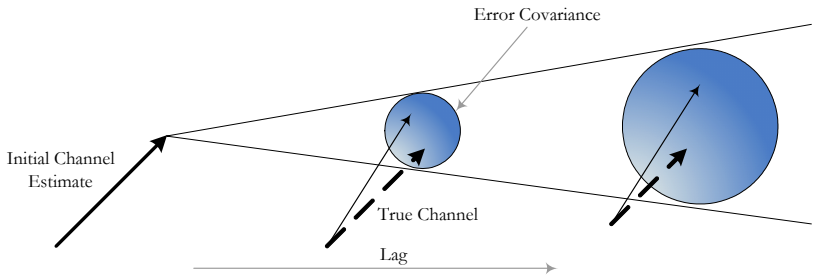


Σχήμα 2.3: Σχηματική απεικόνιση των λαμβανόμενων συμβόλων ενός OFDM συμβόλου με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα και χρήση συμβόλων αναφοράς – πιλότων.

Η αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου μπορεί να είναι εξαιρετικά ακριβής, αλλά λόγω της χρονικής μετατόπισης (time lag) στη χρήση της εν λόγω πληροφορίας, καθώς και της διασποράς Doppler, η μεταβλητότητα (variance) του σφάλματος εκτίμησης αυξάνει. Ο συγκεκριμένος μηχανισμός απεικονίζεται στο σχήμα 2.4. Γενικά, η αύξηση του σφάλματος εκτίμησης αντιμετωπίζεται με την επανεκτίμηση του ραδιοδιαύλου με χρήση συμβόλων αναφοράς.

Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου ή γενικότερα του διαύλου (συμπεριλαμβάνοντας, εκτός του ασύρματου μέσου, και όλες τις RF βαθμίδες σε πομπό και δέκτη, μετά και πριν τις βαθμίδες D/A και A/D αντίστοιχα) με χρήση συμβόλων αναφοράς – πιλότων, αν και αποτελεί μη βέλτιστη τεχνική από πλευράς φασματικής απόδοσης, είναι ευρέως διαδεδομένη και χρησιμοποιείται με διάφορες παραλλαγές στην πλειοψηφία των ασύρματων συστημάτων, τα οποία καλούνται να λειτουργήσουν αποδοτικά σε περιβάλλοντα διάδοσης με χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά. Η εν λόγω αρχιτεκτονική έχει υιοθετηθεί στο πλαίσιο της ανάγκης λειτουργίας της βαθμίδας εκτίμησης του διαύλου με αξιόπιστο τρόπο σε πραγματικό χρόνο και με τις μικρότερες δυνατές απαιτήσεις υπολογιστικής επεξεργασίας. Εναλλακτικές

αρχιτεκτονικές εκτίμησης του διαύλου αποτελούν οι περιπτώσεις όπου εκτός της αποδοτικής λειτουργίας τους σε συγκεκριμένα περιβάλλοντα διάδοσης, αξιοποιούνται τα στατιστικά των σημάτων εκπομπής με σκοπό την ελαχιστοποίηση της απώλειας των ραδιοπόρων. Στην κατεύθυνση αυτή, οι μέθοδοι εκτίμησης του ραδιοδιαύλου διακρίνονται σε αυτές με περιορισμένη χρήση (ημι-τυφλές, semi-blind), καθώς και σε εκείνες με μηδενική χρήση (τυφλές, blind) πιλότων. Στη δεύτερη περίπτωση, η εκτίμηση στηρίζεται αποκλειστικά στα στατιστικά χαρακτηριστικά 2ης ή ανωτέρων τάξεων και στις ιδιότητες των σημάτων εκπομπής, τα οποία είναι εκ των προτέρων γνωστά στον δέκτη.

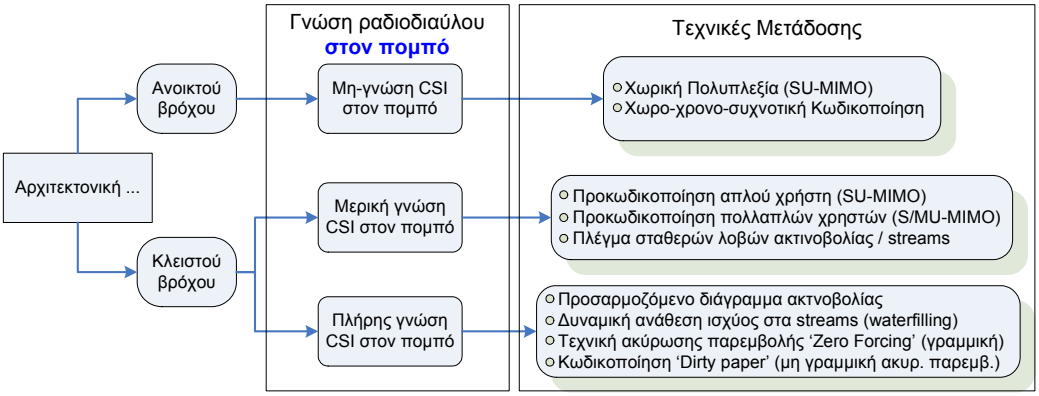


Σχήμα 2.4: Απεικόνιση της μεταβλητότητας σφάλματος εκτίμησης του διαύλου σε σχέση με τη χρονική απόκλιση μεταξύ αρχικής εκτίμησης και χρήσης της εν λόγω εκτίμησης.

Στο πλαίσιο της μεγιστοποίησης της επίδοσης των προτεινόμενων τεχνικών μετάδοσης πληροφορίας, καθώς και της μεγιστοποίησης της απόδοσης του φάσματος, αποτελεί θεμελιώδη παράγοντα στον όλο σχεδιασμό η γνώση (μερική ή ολική) της κατάστασης του ραδιοδιαύλου (Channel State Information, CSI) στο άκρο εκπομπής [5]. Οι αλγόριθμοι ανοικτού βρόχου (open loop) δεν απαιτούν γνώση του ραδιοδιαύλου στον πομπό, ενώ για την περίπτωση των τεχνικών κλειστού βρόχου (closed loop) αυτό είναι απαραίτητο. Η πρώτη περίπτωση είναι κατάλληλη για ζεύξεις με κινητά τερματικά υψηλής κινητικότητας, ενώ η δεύτερη για σενάρια χαμηλών ταχυτήτων.

Με βάση το συγκεκριμένο κριτήριο οι διάφορες προχωρημένες τεχνικές μετάδοσης πληροφορίας μπορούν να διαχωριστούν σύμφωνα με το διάγραμμα του σχήματος 2.5. Επίσης, είναι αξιοσημείωτο ότι στα σχήματα ανοικτού βρόχου ο έλεγχος του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων υλοποιείται σε επίπεδο κεραίας (Per Antenna Rate Control, PARC), ενώ στις περιπτώσεις κλειστού βρόχου ο έλεγχος ταχύτητας δεδομένων μπορεί να γίνεται σε επίπεδο ιδιορυθμών – προκωδικοποίησης (Per Stream Rate Control, PSRC).

Σημειώνεται τέλος, ότι με την προσθήκη πολλών κεραιών σε πομπό και δέκτη οι απαιτήσεις χρήσης ραδιοπόρων, καθώς και οι ανάγκες επεξεργαστικής ισχύος, για την εκτίμηση όλων των επιμέρους ραδιοδιαύλων, αυξάνονται αξιοσημείωτα. Συνεπώς, οι τεχνικές περιορισμένης χρήσης πιλότων (semi-blind techniques) καθίστανται εξαιρετικά ελκυστικές, ενώ από πλευράς υπολογιστικών απαιτήσεων οι πρόσφατες εξελίξεις στο χώρο των ASICs, των FPGAs και των DSPs τις καθιστούν πιθανές επιλογές σε πρακτικά συστήματα επόμενων γενιών.



Σχήμα 2.5: Ομαδοποίηση τεχνικών μετάδοσης με βάση τη γνώση του ραδιοδιαύλου (CSI) στον πομπό.

2.4. Σχεδιασμός της Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου στο 'WINNER II'.

Στο πλαίσιο της συγκεκριμένης ευρωπαϊκής ερευνητικής δραστηριότητας [6] με την συμμετοχή ερευνητικών κέντρων, ακαδημαϊκών ιδρυμάτων, της βιομηχανίας, καθώς και των παρόχων, για την επίτευξη εξαιρετικά υψηλών ταχυτήτων μετάδοσης σε όλα τα πιθανά περιβάλλοντα λειτουργίας, έχει υιοθετηθεί η αρχιτεκτονική μετάδοσης MIMO OFDM και έχει δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στην εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, η οποία επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας σύμβολα αναφοράς – πιλότους. Ο σχεδιασμός των πιλότων αποτελεί μια σημαντική και κρίσιμη παράμετρο της αρχιτεκτονικής του εν λόγω ασύρματου συστήματος, καθώς μέσω των CQI (Channel Quality Indication) και CSI (Channel State Information) επιτρέπει την προσαρμοζόμενη μετάδοση και την ενεργοποίηση ποικίλων σχημάτων πολυπλεξίας και διαφορικού κέρδους με χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης. Συγκεκριμένα, η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου γίνεται α) με την αποκλειστική χρήση OFDM συμβόλων, και β) με την χρήση μεμονωμένων συμβόλων πιλότων, τα οποία έχουν πολυπλεχθεί με τα σύμβολα πληροφορίας στο χρόνο και στη συχνότητα ενός πλαισίου μετάδοσης. Όλα τα σχήματα εκτίμησης του διαύλου εξετάστηκαν υπό την απαίτηση της αποδοτικής λειτουργίας τους σε πραγματικό χρόνο και με στόχο την ελαχιστοποίηση των απωλειών των ραδιοπόρων. Επίσης, με την αύξηση των κεραιών του συστήματος η συγκεκριμένη βαθμίδα γίνεται όλο και πιο απαιτητική. Ιδιαίτερα, όλη η αρχιτεκτονική εκτίμησης του ραδιοδιαύλου υλοποιείται με βάση την λογική των διακριτών δομικών στοιχείων (modular concept), με χαρακτηριστικότερα αυτών την επιλογή της κατανομής των πιλότων σε ένα πλαίσιο μετάδοσης (pilot pattern), την διαμόρφωση των συμβόλων – πιλότων, καθώς και την μεταξύ τους ορθογωνιότητα στο πλαίσιο της αξιοποίησης της αρχιτεκτονικής MIMO.

Βασική συνιστώσα στην όλη διαδικασία εκτίμησης του ραδιοδιαύλου αποτελεί η δειγματοληψία αυτού και υλοποιείται με την ομοιόμορφη κατανομή των συμβόλων – πιλότων μέσα σε κάθε πλαίσιο μετάδοσης και με τέτοιο τρόπο ώστε αυτά να είναι ορθογώνια κατά την εκπομπή τους από τις M_T κεραίες εκπομπής. Στη συνέχεια, γίνεται η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις συγκεκριμένες θέσεις με εφαρμογή του κριτηρίου των ελαχίστων τετραγώνων και κατόπιν υλοποιείται η διαδικασία της παρεμβολής με 2 φίλτρα Wiener μιας

διάστασης ($2\times 1D$ FIR filters), ένα στη συχνότητα και ένα στο χρόνο, για την εξαγωγή της κατάστασης αυτού στις θέσεις μετάδοσης των συμβόλων πληροφορίας.

Η βαθμίδα της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για την επίτευξη βελτιωμένης επίδοσης σε περιβάλλοντα διάδοσης με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά έχει την δυνατότητα λειτουργίας με επαναληπτικό τρόπο (Iterative Channel Estimation, ICE), καθώς και με την προσθήκη τεχνικών που βασίζονται σε εξελικτικούς αλγορίθμους (Evolutionary Algorithms). Επιπλέον, για περιπτώσεις με μικρές μετακινήσεις των κινητών σταθμών υπάρχει η επιλογή της χρήσης φίλτρου Kalman για την πρόβλεψη της κατάστασης του ραδιοδιαύλου με σκοπό την βελτιστοποίηση της μετάδοσης.

Το FIR Wiener φίλτρο παρεμβολής, καθώς και το σφάλμα του μοντέλου, προκύπτουν με βάση την εκ των προτέρων γνώση των γενικών χαρακτηριστικών του ραδιοδιαύλου όπως η μέγιστη αναμενόμενη καθυστέρηση $\tau_{\max}$, η μέγιστη ολίσθηση Doppler f_D και ο μέγιστος σηματοθορυβικός λόγος. Τα στατιστικά 2ης τάξης (πίνακες συμμεταβλητότητας του ραδιοδιαύλου στο χρόνο και την συχνότητα) θεωρούνται ότι δεν είναι γνωστά στο δέκτη. Για την περίπτωση όπου οι ανωτέρω παράμετροι δεν είναι γνωστοί στο δέκτη, τότε το φίλτρο λειτουργεί με βάση το χειρότερο αναμενόμενο σενάριο (worst case) θέτοντας το $\tau_{\max}$ ίσο με το μήκους του κυκλικού προθέματος του OFDM συμβόλου, τη μέγιστη αναμενόμενη ταχύτητα ίση με 3, 70, και 250Km/h για τοπικές, αστικές και αγροτικές περιοχές αντίστοιχα, ενώ το μέγιστο αναμενόμενο SNR τίθεται στην τιμή των $30dB$.

2.4.1. Διάκριση της Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου με βάση τα Χαρακτηριστικά της Εφαρμογής.

Μια πιθανή διάκριση στην προσέγγιση που ακολουθείται για την εκτίμηση του ραδιοδιάυλου στα υπό ανάπτυξη συστήματα είναι η ακόλουθη: α) η ενεργός εκτίμηση του ραδιοδιαύλου (Effective Channel Estimation, ECE), και β) η πρόβλεψη της κατάστασης αυτού (Channel Prediction – Estimation, EPE) [7]. Στην πρώτη περίπτωση, η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου απαιτείται αποκλειστικά για την εκτίμηση των λαμβανόμενων συμβόλων πληροφορίας στο δέκτη και περιλαμβάνει τόσο την επίδραση του καθεαυτό ραδιοδιαύλου, όσο και την χωρική κωδικοποίηση/επεξεργασία (spatial processing) στον πομπό. Στη δεύτερη περίπτωση εκτίμησης ουσιαστικά πραγματοποιείται πρόβλεψη της κατάστασης του ραδιοδιαύλου στον πομπό με σκοπό την δυναμική προσαρμογή της μετάδοσης των δεδομένων. Η λειτουργία αυτή επιτυγχάνεται α) με την χρήση διαύλου ανάδρασης από τον δέκτη στον πομπό, ή β) βάσει της αρχής της αμοιβαιότητας που ισχύει σε TDD (Time Division Duplex) συστήματα και με εφαρμογή τεχνικών παρεκβολής (extrapolation) στο χρόνο.

Η επίδοση των διαφόρων τεχνικών προ-κωδικοποίησης του σήματος εκπομπής εξαρτάται από την ακρίβεια εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και τον λόγο ισχύος σήματος προς ισχύ θορύβου και παρεμβολής ($SNIR$). Συγκεκριμένα, ανάλογα με την διαθεσιμότητα και την αξιοπιστία του CSI/CQI, διακρίνονται οι περιπτώσεις: α) της βραχυπρόθεσμης γνώσης του ραδιοδιαύλου στον πομπό (Short-Term CSIT), β) της μεσοπρόθεσμης γνώσης της κατάστασης του ραδιοδιαύλου στον πομπό (Long-Term CSIT) με βραχυπρόθεσμη ένδειξη της ποιότητας του ραδιοδιαύλου (Short-Term CQI), γ) της βραχυπρόθεσμης ένδειξης CQI (Short-Term CQI)

χωρίς όμως ενημέρωση για την κατάσταση του ραδιοδιαύλου στον πομπό (No CSIT), καθώς επίσης και δ) της μεσοπρόθεσμης ένδειξης CQI (Long-Term CQI) χωρίς την γνώση της κατάστασης του ραδιοδιαύλου στον πομπό (No CSIT).

Στην περίπτωση ST-CSIT, η ακριβής εκτίμηση ολόκληρου του πίνακα της στιγμιαίας κατάστασης του ραδιοδιαύλου θεωρείται ότι είναι γνωστή τόσο στο δέκτη όσο και στον πομπό, δηλαδή είναι γνωστές όλες οι επιμέρους συναρτήσεις μεταφοράς / κρουστικές αποκρίσεις από όλες τις κεραίες εκπομπής σε όλες τις κεραίες λήψης. Η ακριβής γνώση του ραδιοδιαύλου επιτρέπει την λειτουργία εξελιγμένων σχημάτων MIMO πολλαπλών χρηστών (MU-MIMO) δίνοντας την δυνατότητα μετάδοσης της πληροφορίας σε πολλαπλούς χρήστες χρησιμοποιώντας κοινούς ραδιοπόρους και διαχωρίζοντάς τους στο χώρο (SDMA). Η πρακτική εφαρμογή τέτοιων μεθόδων απαιτεί ραδιοδίαυλο αργών διαλείψεων και είναι υλοποιήσιμη για στατικά περιβάλλοντα ή για πεζούς χρήστες. Η περίπτωση LT-CSIT/ST-CQI αναφέρεται στην ανάκτηση της χωρικής δομής του ραδιοδιαύλου, η οποία εκφράζεται από την μέση τιμή του πίνακα συσχέτισης εκπομπής, ενώ το ST-CQI μετράει το στιγμιαίο κέρδος του διαύλου, δηλαδή το λαμβανόμενο $SNIR$. Η συγκεκριμένη γνώση της κατάστασης του διαύλου επιτρέπει την συχνοτικά προσαρμοζόμενη εκπομπή με δυνατότητα μορφοποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας εκπομπής. Για την περίπτωση No-CSIT/ST-CQI μόνο η στιγμιαία τιμή του CQI είναι διαθέσιμη στον πομπό επιτρέποντας έτσι μόνο συχνοτικά προσαρμοζόμενη εκπομπή με χρήση γραμμικών κωδικών διασποράς (Linear Dispersion Codes, LDC). Στην τελευταία περίπτωση (No-CSIT/LT-CQI) μόνο η μέση τιμή του CQI είναι διαθέσιμη στο άκρο εκπομπής περιγράφοντας ουσιαστικά τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου που σχετίζονται με την απώλεια διάδοσης και τον μηχανισμό σκίασης. Στη εν λόγω περίπτωση, ο πομπός δεν εφαρμόζει κανένα είδος προσαρμοζόμενης μετάδοσης.

Η σχεδίαση ενός αποδοτικού σχήματος εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με χρήση συμβόλων αναφοράς, στο πλαίσιο των ανωτέρω απαιτήσεων και σε υλοποιήσιμο επίπεδο, αποτελεί από μόνο του ένα εξαιρετικά δύσκολο πεδίο και τα βέλτιστα σχήματα MU-MIMO διαφέρουν αξιοσημείωτα ανάλογα με την κάθε διαφορετική υλοποίηση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου.

2.4.2. Κατηγορίες Συμβόλων Αναφοράς για Συστήματα Μετάδοσης Πολλαπλών Κεραιών.

Χρησιμοποιώντας ως κριτήριο διαχωρισμού την κατεύθυνση της μετάδοσης (άνω- ή κάτω-ζεύξη, up/down-link) και τον τύπο της χωρικής επεξεργασίας (spatial processing) οι πιλότοι μπορούν να διακριθούν σε διάφορους τύπους. Συγκεκριμένα, υπάρχουν οι πιλότοι κοινής χρήσης (Common Pilots) και οι πιλότοι αποκλειστικής χρήσης (Dedicated Pilots). Στην πρώτη περίπτωση, οι πιλότοι δεν περιλαμβάνουν πληροφορία που σχετίζεται με προ-κωδικοποίηση συγκεκριμένης ζεύξης (χρήστη) και συνεπώς η εφαρμογή της μεθόδου παρεμβολής στη συχνότητα για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας είναι εφικτή από όλα τα τερματικά. Ιδιαίτερες περιπτώσεις των πιλότων κοινής χρήσης αποτελούν οι πιλότοι ανά κεραία (Common Pilots per Antenna, CPA), και οι πιλότοι ανά δέσμη (Common Pilot per Beam, CPB). Οι πιλότοι CPA χρησιμεύουν στον προσδιορισμό του πίνακα του ραδιοδιαύλου $\mathbf{H}_i^{(m_R,m_T)} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$, ο οποίος περιγράφει το

περιβάλλον διάδοσης μεταξύ όλων των πιθανών ζευγών κεραιών εκπομπής και λήψης (m_R, m_T). Οι πιλότοι CPB χρησιμεύουν για την από κοινού εκτίμηση του ραδιοδιαύλου και του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας εκπομπής (ECE). Το γεγονός αυτό επιτρέπει τη μέτρηση του CQI για συγκεκριμένη δέσμη εκπομπής και εφαρμόζεται σε περιπτώσεις σταθερού λοβού ακτινοβολίας (fixed beamforming). Σημειώνεται ότι οι πιλότοι CPB σε γειτονικούς λοβούς ακτινοβολίας χρησιμοποιούνται συνδυαστικά για τη μεταπομπή μεταξύ των συγκεκριμένων λοβών. Επίσης, οι πιλότοι τύπου CPB αξιοποιούν το κέρδος μορφοποίησης του λοβού ακτινοβολίας, επιτρέποντας την μείωση της απαιτούμενης ισχύος εκπομπής για μια προκαθορισμένη τιμή του μέγιστου επιτρεπτού σφάλματος εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και δεδομένη ακτίνα ραδιοκάλυψης.

Οι πιλότοι αποκλειστικής χρήσης απαιτούνται στις περιπτώσεις όπου εφαρμόζεται προ-επεξεργασία στα σύμβολα πληροφορίας για κάθε τερματικό σταθμό. Τα συγκεκριμένα σύμβολα αναφοράς υφίστανται την ίδια προ-κωδικοποίηση με τα σύμβολα πληροφορίας και συνεπώς η εκτίμηση χαρακτηρίζεται ως ενεργή εκτίμηση ραδιοδιαύλου για τον συγκεκριμένο χρήστη. Οι πιλότοι αποκλειστικής χρήσης διακρίνονται σε δυο επιμέρους κατηγορίες ανάλογα με το εάν εφαρμόζονται ανά κεραία (Dedicated Pilots per Antenna, DPA), ή ανά λοβό ακτινοβολίας εκπομπής (Dedicated Pilots per Beam, DPB). Στην περίπτωση DPA οι πιλότοι είναι συγκεκριμένοι ανά ζεύξη, αλλά έχουν τους ίδιους συντελεστές προ-κωδικοποίησης σε όλη τη συχνοτική διάσταση του πλαισίου μετάδοσης καθιστώντας έτσι δυνατή την εφαρμογή τεχνικών παρεμβολής στη διάσταση της συχνότητας για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας. Οι πιλότοι τύπου DPB είναι χρήσιμοι για την εκτίμηση του ενεργού ραδιοδιαύλου (συμπεριλαμβάνονται τα βάρη μορφοποίησης του λοβού ακτινοβολίας) και τη μέτρηση του CQI για τον συγκεκριμένο λοβό επιτρέποντας στο σύστημα να λειτουργεί με δυναμικά προσαρμοζόμενες τεχνικές μορφοποίησης των λοβών.

Συμπερασματικά, οι πιλότοι κοινής χρήσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν από πολλά κινητά τερματικά, και για το λόγο αυτό αποτελούν πολύ καλές επιλογές για τις κάτω ζεύξεις, αφού η συνολική ενέργεια για την υλοποίηση της συγκεκριμένης λειτουργίας ξοδεύεται μια φορά και τα σύμβολα αναφοράς μπορούν να καταλάβουν όλους τους διαθέσιμους σχετικούς ραδιοπόρους. Επίσης, οι πιλότοι κοινής χρήσης παρέχουν τη βάση για αμερόληπτες (un-biased) CQI μετρήσεις. Ωστόσο, οι τεχνικές χωρικής επεξεργασίας σήματος ανά τερματικό απαιτούν την ενεργή εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, η οποία παρέχεται μέσω πιλότων αποκλειστικής χρήσης τύπου DPA ή DPB. Σημειώνεται όμως ότι, δεδομένου του πλήθους των χρηστών σε συστήματα MU MIMO-OFDM, το πλήθος πιλότων αποκλειστικής χρήσης που απαιτούνται αυξάνει κατ' αναλογία καθιστώντας έτσι απαγορευτική την παραγόμενη πολυπλοκότητα από ένα σημείο και πάνω.

Στη σχεδίαση συστημάτων MIMO-OFDM με εφαρμογή σε πολλές κυψέλες (multi-cell) είναι απαραίτητη η διάκριση των πιλότων που προέρχονται από διαφορετικές κυψέλες ή κεραίες/λοβούς. Συγκεκριμένα, οι παρεμβολές μεταξύ των πιλότων μπορούν να διακριθούν: α) σε παρεμβολές ιδίου-λοβού (inter-beam), β) σε παρεμβολές μεταξύ διαφορετικών λοβών μέσα στην ίδια κυψέλη (inter-cell), καθώς και γ) σε παρεμβολές μεταξύ πιλότων διαφορετικών κυψελών (out-of-cell pilots). Ιδιαίτερα ως προς την πρώτη περίπτωση, σημειώνεται ότι η

παρεμβολή υφίσταται κατά τη χωρική πολυπλεξία μεταξύ των διαφορετικών ρυθμών-λοβών εκπομπής. Η διάκριση των πιλότων των παραπάνω περιπτώσεων παρεμβολής μπορεί να υλοποιηθεί είτε με τον ορθογώνιο σχεδιασμό των πιλότων στο χρόνο και/ή στη συχνότητα, είτε με περίπλεξη (scrambling) των ακολουθιών που χρησιμοποιούνται ως σύμβολα αναφοράς – πιλότοι.

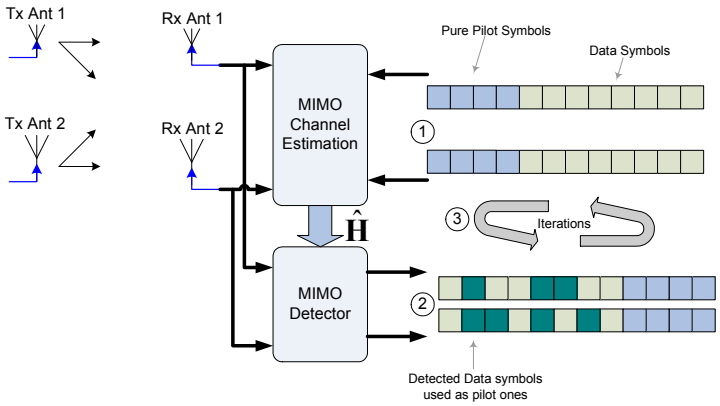
Επίσης, είναι αξιοσημείωτο ότι σε πολλές παρεμφερείς ερευνητικές δράσεις υιοθετείται η λογική των ενισχυμένων συμβόλων αναφοράς (pilot boost) σε σχέση με την ισχύ των συμβόλων πληροφορίας. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, ενώ η βέλτιστη τιμή ενίσχυσης των πιλότων μειώνεται με το πλήθος των κεραιών εκπομπής, για πρακτικούς λόγους το ποσοστό ενίσχυσης των πιλότων τίθεται σε μια σταθερή τιμή επιπέδου $2,5-3dB$.

2.4.3. Αρχιτεκτονική Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου.

Για τα συστήματα MIMO-OFDM και τα παραπάνω σχήματα των συμβόλων αναφοράς, η τεχνική της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου αποτελεί θεμελιώδη παράγοντα στην αποδοτική λειτουργία του ισοσταθμιστή, των αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος στον πομπό, στην εκτίμηση των λαμβανόμενων συμβόλων, καθώς και στους αλγόριθμους δρομολόγησης των πακέτων. Για τον περιορισμό των υπολογιστικών απαιτήσεων σε αποδεκτά επίπεδα, η διαδικασία της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης (τουλάχιστον κατά την πρώτη φάση υλοποίησης των συστημάτων 4ης γενιάς) υλοποιείται στο πεδίο της συχνότητας (δηλ. εκτιμάται η συνάρτηση μεταφοράς του ραδιοδιαύλου). Πρακτικά, εφαρμόζεται η μέθοδος των ελαχίστων τετραγώνων στις θέσεις μετάδοσης των πιλότων και στη συνέχεια χρησιμοποιείται η μέθοδος παρεμβολής για να εκτιμηθεί ο ραδιοδίαυλος στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας [8].

Για την υλοποίηση των βαθμίδων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου έχουν προταθεί δυο πρόσθετες τεχνικές ως προαιρετικές. Η πρώτη κάνει χρήση των πιλότων πολλών διαδοχικών πλαισίων μετάδοσης, και η δεύτερη αξιοποιεί τα εκτιμηθέντα σύμβολα πληροφορίας σε μια επαναληπτική διαδικασία βελτίωσης της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου. Συγκεκριμένα, στην πρώτη περίπτωση χρησιμοποιούνται οι πιλότοι πολλών διαδοχικών πλαισίων με σκοπό την εξαγωγή των παραμέτρων συσχέτισης στο χρόνο (time correlation). Η χρονική συσχέτιση αξιοποιείται με χρήση φίλτρου Kalman μιας και αποτελεί την βέλτιστη επιλογή για χρονικά μεταβαλλόμενα (time-variant) συστήματα. Στη δεύτερη περίπτωση, όπου η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου μαζί με την πιθανοκρατική εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας ανήκουν σε μια επαναληπτική διαδικασία (iterative channel and data estimation), η ανταλλαγή πληροφορίας, η οποία χαρακτηρίζεται από υψηλή αξιοπιστία, συντελεί τόσο στη σημαντική βελτίωση του CSI, όσο και στην ορθότερη εκτίμηση όλο και περισσοτέρων συμβόλων πληροφορίας [9]. Η συγκεκριμένη αρχή λειτουργίας απεικονίζεται γραφικά στο σχήμα 2.6. Μια εναλλακτική προσέγγιση της επαναληπτικής διαδικασίας αποτελεί η χρήση των γενετικών/εξελικτικών αλγορίθμων. Όμως, το μειονέκτημα των συγκεκριμένων προσεγγίσεων είναι η αξιοσημείωτη αύξηση των υπολογιστικών απαιτήσεων ως προς την απαιτούμενη επεξεργαστική ισχύ και μνήμη.

Οι παραπάνω μέθοδοι εκτίμησης του ραδιοδιαύλου αποτελούν υλοποιήσεις αναφοράς, οι οποίες συνιστούν τις ελάχιστες προδιαγραφές για κάθε πραγματικό σύστημα ανεξάρτητα από την λειτουργία των όποιων προχωρημένων αλγορίθμων επίτευξης βελτιωμένων χαρακτηριστικών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου. Αξίζει να σημειωθεί ότι το σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου οφείλεται κατά κύριο λόγο στον προσθετικό λευκό θόρυβο για μικρές τιμές του σηματοθορυβικού λόγου (SNR), ενώ για μεγάλες τιμές αυτού ο κυρίαρχος παράγοντας σφάλματος προέρχεται από την μη καλή προσαρμογή του μοντέλου (model mismatch error).



Σχήμα 2.6: Γενική διάταξη επαναληπτικής αρχιτεκτονικής ενός MIMO συστήματος.

Επίσης, στα πλαίσια της αξιολόγησης της επίδοσης των διαφόρων μεθόδων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, το σφάλμα εκτίμησης επηρεάζει διαφορετικά ένα σύστημα που λειτουργεί σε λογική χωρικής πολυπλεξίας, απ' ότι ένα σε λογική διαφορικής εκπομπής και συνεπώς πλέον του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Mean Square Error, MSE) του ραδιοδιαύλου θα πρέπει να αποτυπώνεται και η επίδοση του εκάστοτε συστήματος είτε μέσω του ρυθμού σφαλμάτων BER, είτε μέσω του πραγματικού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων (Mbps) που μπορεί να επιτευχθεί σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης.

Στον πίνακα 2.2 συνοψίζονται οι προτεινόμενες μέθοδοι και αρχιτεκτονικές μέτρησης και εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στο πλαίσιο της χρήσης αυτών στις διάφορες τεχνικές χωρο-χρονικής επεξεργασίας σήματος που έχουν προταθεί για τα συστήματα 4ης γενιάς.

2.5. Αρχιτεκτονικές Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου στα Σύγχρονα Πρότυπα.

Ένα από τα πλέον ελπιδοφόρα, υπό ανάπτυξη, πρότυπα και προοίμιο των εμπορικών συστημάτων 4ης γενιάς αποτελεί το LTE-A (Long Term Evolution – Advanced, 3GPP family), το οποίο βασίζεται σε ανάλογη τεχνολογία (MIMO-OFDM), καθώς και σε τεχνικές επίτευξης υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων με την αξιοποίηση των πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη. Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στο δέκτη ή/και στον πομπό βασίζεται στη χρήση συμβόλων αναφοράς, τα οποία είναι τοποθετημένα σε απόσταση τριών υποκαναλιών ($45kHz$) γεγονός που εγγυάται ορθή αποσυσχέτιση των πιλότων για μέγιστη χρονική διασπορά $5\mu\sec$. Επίσης, το σχήμα διαμόρφωσης των πιλότων έχει επιλεγεί να είναι QPSK με ακολουθίες εκπομπής που ανήκουν σε 'Gold Sequences' μήκους $L = 31$. Οριακά, στην

ακραία περίπτωση του ενός συμβόλου – πιλότου για κάθε υποκανάλι ($0,5m\sec$) αυτό εγγυάται την ορθή δειγματοληψία του με βάση το θεώρημα Nyquist για μέγιστη ταχύτητα $500km/h$ (σε φέρουσα συχνότητα $2GHz$). Για τον διαχωρισμό των πιλότων μεταξύ των κεραιών εκπομπής χρησιμοποιούνται μέθοδοι τοποθέτησης με διαφορετικές ολισθήσεις μέσα στο κάθε πλαίσιο μετάδοσης [1].

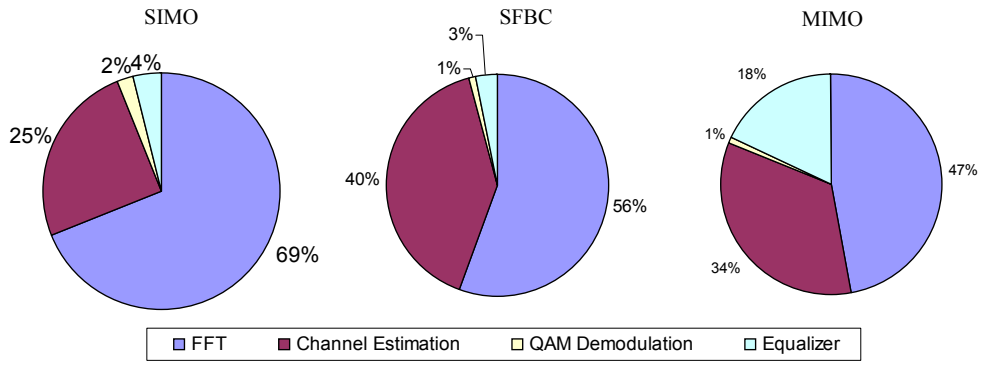
Πίνακας 2.2: Απαιτήσεις εκτίμησης ραδιοδιαύλου ποικίλων τεχνικών χωρο-χρονικής επεξεργασίας σήματος.

Τεχνική	*Απαιτήσεις εκτίμησης στον πομπό (σκοπός)*		*Απαιτήσεις εκτίμησης στον δέκτη (σκοπός)*	
	CSI	CQI	CSI	CQI
Προσαρμοζόμενη γραμμική προκωδικοποίηση MU-MIMO	Βραχυπρόθεσμη, μακροπρόθεσμη, κοινή χρήση	• Βραχυπρόθεσμη, μακροπρόθεσμη, ισχύς θορύβου και παρεμβολής (προκωδικοποίηση, προσαρμοζόμενη διαμόρφωση, δρομολόγηση). • Για τις υπόλοιπες περιπτώσεις το CQI λαμβάνεται μέσω του CSI. • Για αποφυγή παρεμβολής εξαρτώμενης από τη συχνότητα λαμβάνεται το CSI.	ECSI (χωρικός ισοσταθμιστής)	Βραχυπρόθεσμη, μακροπρόθεσμη, ισχύς θορύβου και παρεμβολής (χωρικός ισοσταθμιστής)
Γραμμικοί κώδικες διασποράς LDC (STBC)	---	• Βραχυπρόθεσμη, μακροπρόθεσμη, ισχύς θορύβου και παρεμβολής (προσαρμοζόμενη διαμόρφωση και κωδικοποίηση, επιλογή LDC). • Συντελεστής κατάστασης (επιλογή LDC, εξάρτηση από την τεχνική λήψης).	---	---
Σταθεροί λοβοί ακτινοβολίας, λειτουργία πολλαπλών χρηστών	---	• Βραχυπρόθεσμη SNIR ανά χρήστη και λοβό ακτινοβολίας (επιλογή προσαρμοζόμενου λοβού και δρομολόγησης) • Μακροπρόθεσμη, βραχυπρόθεσμη, ισχύς θορύβου και παρεμβολής (προσαρμοζόμενη διαμόρφωση και κωδικοποίηση, επιλογή προσαρμοζόμενου λοβού). • Για αποφυγή παρεμβολής εξαρτώμενης από τη συχνότητα λαμβάνεται το CSI.	ECSI (χωρικός ισοσταθμιστής) με βάση το CSI λόγω των σταθερών συντελεστών προσαρμογής	Βραχυπρόθεσμη, μακροπρόθεσμη, ισχύς θορύβου και παρεμβολής (χωρικός ισοσταθμιστής)
Προσαρμοζόμενοι λοβοί ακτινοβολίας, γραμμική προκωδικοποίηση	Βραχυπρόθεσμη, μακροπρόθεσμη, κοινή χρήση (προσαρμοζόμενοι λοβοί ακτινοβολίας)	• Βραχυπρόθεσμη SNIR ανά χρήστη και λοβό ακτινοβολίας (επιλογή λοβού και δρομολόγησης) • Μακροπρόθεσμη, βραχυπρόθεσμη, ισχύς θορύβου και παρεμβολής (προσαρμοζόμενη διαμόρφωση και κωδικοποίηση, επιλογή λοβού). • Για αποφυγή παρεμβολής εξαρτώμενης από τη συχνότητα λαμβάνεται το CSI.	Βραχυπρόθεσμη, μακροπρόθεσμη, ισχύς θορύβου και παρεμβολής (χωρικός ισοσταθμιστής)	Βραχυπρόθεσμη, μακροπρόθεσμη, ισχύς θορύβου και παρεμβολής (χωρικός ισοσταθμιστής)

Οι διάφοροι τύποι των συμβόλων αναφοράς χρησιμοποιούνται α) σε επίπεδο κοινής λειτουργίας για όλα τα τερματικά μια κυψέλης και β) ως ειδικά σύμβολα αναφοράς που αντιστοιχούν σε συγκεκριμένα τερματικά. Αυτοί οι δύο τύποι πιλότων είναι αντίστοιχοι με εκείνους που περιγράφτηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Η εφαρμογή σχημάτων διαφορικής εκπομπής (Transmit Diversity mode), αναγκάζει τους πιλότους να ακολουθούν χωρο-χρονική ή χωρο-συχνοτική κωδικοποίηση ανάλογη με αυτή των συμβόλων πληροφορίας. Για την περίπτωση $M_T = 2$ κεραιών εκπομπής ακολουθείται η κωδικοποίηση Alamouti σε επίπεδο OFDM συμβόλου.

Στο σύστημα LTE-R8 προβλέπεται η χρήση διάταξης 4×4 επιτυγχάνοντας $2,7 b/s/Hz$ και $0,75 b/s/Hz$ για την κάτω και την άνω ζεύξη αντίστοιχα [10]. Το υπό οριστικοποίηση πρότυπο LTE-R10 προβλέπει χωρητικότητες της τάξης των $3,7 b/s/Hz$ και $2 b/s/Hz$ για αντίστοιχο πλήθος κεραιών, ενώ προβλέπει ως προαιρετική την λειτουργία μέχρι και οκτώ κεραιών ανά άκρο επιτυγχάνοντας στην κάτω ζεύξη χωρητικότητες της τάξεως των $30 b/s/Hz$. Για την επίτευξη του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων (peak data rate) της τάξης του $1 Gbps$ στην κάτω ζεύξη και $500 Mbps$ στην άνω ζεύξη, απαιτείται επίσης η αύξηση του φάσματος λειτουργίας από $20 MHz$ σε $100 MHz$. Η συγκεκριμένη αύξηση του φάσματος υλοποιείται σε ακέραια πολλαπλάσια του $20 MHz$, κάτι που δίνει τη δυνατότητα της προς τα πίσω συμβατότητας με τα συστήματα που υλοποιούν το πρότυπο LTE – R8.

Η συγκριτική επιβάρυνση ή οι σχετικές απαιτήσεις υπολογιστικής επεξεργασίας στο δέκτη ενός συστήματος LTE-A, το οποίο λειτουργεί με σχήματα χωρικής πολυπλεξίας ή διαφορικής εκπομπής, παρουσιάζεται στο σχήμα 2.7. Από τη συγκεκριμένη απεικόνιση γίνεται εμφανής η σπουδαιότητα του κατάλληλου σχεδιασμού της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, για την οποία τίθεται ως προαπαιτούμενο η λειτουργία της σε πραγματικό χρόνο.



Σχήμα 2.7: Κατανομή υπολογιστικής πολυπλοκότητας στις διάφορες βαθμίδες ενός δέκτη LTE-A.

Επιπλέον, για MIMO συστήματα που λειτουργούν με σχήματα χωρικής πολυπλεξίας, η ισοστάθμιση (στο πεδίο της συχνότητας) γίνεται συγκριτικά υπολογίσιμο μέγεθος και συνεπώς υπό την γενική έννοια της εκτίμησης και αντιστάθμισης των επιδράσεων του ραδιοδιαύλου, τα σχετικά μεγέθη αθροίζονται απαιτώντας το 52% της συνολικής αιτούμενης επεξεργαστικής ισχύος. Οι απαιτήσεις αυτές αυξάνονται κατ' αναλογία με το πλήθος των κεραιών και το

μέγεθος του εύρους ζώνης λειτουργίας. Σημειώνεται ότι η διακριτή ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας ισοδυναμεί με κυκλική συνέλιξη στο πεδίο του διακριτού χρόνου.

Πίνακας 2.3: Σύγχρονα συστήματα ασύρματης μετάδοσης

Τεχνολογία-Σύστημα Ασύρματης Μετάδοσης	*Αρχιτεκτονική-Μέθοδος Εκτίμησης Διαύλου*
IEEE 802.11a/g	Χρήση preamble OFDM συμβόλου. 4 υποκανάλια σε κάθε OFDM σύμβολο χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση συμβόλων πιλότων και την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου.
IEEE 802.11n	Χρήση preamble OFDM συμβόλου. Τα ίδια υποκανάλια χρησιμοποιούνται για όλους τους πομπούς. Τα σήματα λήψης διαχωρίζονται με βάση την διαίρεση κώδικα. 4 ή 6 (για 40MHz) ορθογώνιοι πιλότοι χρησιμοποιούνται με διαμόρφωση QPSK μοιραζόμενοι τα ίδια υποκανάλια.
WiMAX	Σύμβολα πιλότοι με διαμόρφωση BPSK χρησιμοποιούνται σε διάφορα υποκανάλια. Η θέση τους διαφέρει μεταξύ των OFDM συμβόλων, αλλά είναι σταθερή μεταξύ των πλαισίων μετάδοσης. Η εκτίμηση του διαύλου μεταξύ των υποκαναλιών των πιλότων υλοποιείται με παρεμβολή.
IEEE 802.16e-2009 (Mobile WiMAX–R1)	Χρήση συμβόλων πιλότων για τη μέτρηση των CQI, CSI, και SNIR.
IEEE 802.16m (Mobile WiMAX–R2)	Χρήση συμβόλων πιλότων για τη μέτρηση των CQI, CSI, και SNIR. Κοινή διάταξη πιλότων μέσα στο πλαίσιο μετάδοσης είτε είναι κοινού τύπου, είτε αφιερωμένου τύπου πιλότοι. Ίδια πυκνότητα πιλότων ανά ιδιορυθμό μετάδοσης (stream). Για 1&2 streams η επιβάρυνση λόγω συμβόλων πιλότων ανέρχεται στο (5,6%)/stream.
3GPP-LTE	Σύμβολα πιλότοι με διαμόρφωση QPSK χρησιμοποιούνται σε διαφορετικά υποκανάλια για καθεμία από τις κεραίες μετάδοσης. Οι πιλότοι μεταδίδονται κάθε 3° ή 4° σύμβολο.
LTE-Advanced	Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βασίζεται στην χρήση συμβόλων αναφοράς σε απόσταση τριών υποκαναλιών. Επίσης, η διαμόρφωση των πιλότων σταθερή τύπου QPSK με ακολουθίες 'Gold Sequences'.
HSPA+	Χρησιμοποιούνται κανάλια κώδικα στη δομή CPICH (Common Pilot Channels) με μοναδική χρήση κώδικα ανά πομπό. Ο χρησιμοποιούμενος κώδικας εξαρτάται από την ενεργό παραμετροποίηση του OVSF.

Παράλληλα με το πρότυπο LTE-A R10 και λόγω της ανάπτυξης του συστήματος mobile-WiMAX (IEEE802.16e ή IEEE802.16-2009, WiMAX family) βρίσκεται υπό οριστικοποίηση επίσης και το πρότυπο IEEE-802.16m (mobile-WiMAX-R2) [11], το οποίο στοχεύει σε ταχύτητες μετάδοσης στον αέρα (Over The Air, OTA) της τάξεως των $100Mbps$ για κινούμενα τερματικά, ενώ για την περίπτωση των ακίνητων τερματικών αυτή ανέρχεται στο $1Gbps$. Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στο συγκεκριμένο πρότυπο γίνεται επίσης με τη χρήση συμβόλων αναφοράς – πιλότων και εφαρμογή τεχνικών παρεμβολής. Ομοίως, οι πιλότοι διακρίνονται σε κοινής και αποκλειστικής χρήσης. Η αντίστοιχη προκαλούμενη επιβάρυνση στο IEEE-802.16m ανέρχεται σε $14,29\%$. Επίσης, προαιρετική σχεδιαστική επιλογή αποτελεί η ύπαρξη ενός preamble OFDM συμβόλου εκτίμησης με σκοπό την πλήρη αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου. Οι πιλότοι εκπέμπονται από τις διαφορετικές κεραίες εκπομπής με ορθογώνιο τρόπο είτε στη συχνότητα, είτε στο χρόνο και σε επίπεδο συμβόλων, ώστε να

είναι πλήρως διαχωρίσιμοι στα άκρα λήψης. Επίσης, για την περίπτωση με $M_T = 2$ κεραίες εκπομπής υιοθετείται η κωδικοποίηση Alamouti.

Τα χαρακτηριστικά της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για τα παραπάνω πρότυπα, (που θα αποτελέσουν το δομικό στοιχείο των συστημάτων 4ης γενιάς), αλλά και τα συστήματα ασύρματης μετάδοσης που είναι ενεργά σήμερα, συνοψίζονται στον πίνακα 2.3. Σε αυτόν είναι φανερή η γενική υιοθέτηση των συμβόλων αναφοράς ως αποδοτικής μεθόδου, παρόλη την προκαλούμενη απώλεια ραδιοπόρων.

2.6. Βαθμίδα Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου: Παράμετροι Βελτιστοποίησης και Δυναμικά Προσαρμοζόμενης Λειτουργίας.

Ο σχεδιασμός της αρχιτεκτονικής εκτίμησης με βάση την χρήση πιλότων στοχεύει στην ορθή δειγματοληψία του ραδιοδιαύλου και συνεπώς στην αντιστάθμιση των επιδράσεών του ή την εν δυνάμει ανακατασκευή αυτού [12]. Η χρήση των πιλότων γίνεται με στατικό τρόπο όπου οι ακριβείς θέσεις μετάδοσής τους αλλά και ο τύπος των συμβόλων είναι σταθερός και σκοπεύει στην κάλυψη των δυσμενέστερων συνθηκών διάδοσης στις οποίες αναμένεται να λειτουργήσει το σύστημα. Οι πιλότοι χρησιμοποιούνται για την ενεργή εκτίμηση του ραδιοδιαύλου μέσω της εμπλοκής τους στην προ-κωδικοποίηση των συμβόλων πληροφορίας, ή απλά για την εκτίμηση αυτού. Παράλληλα, οι συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις δειγματοληψίας του ραδιοδιαύλου θέτουν ένα άνω όριο στη χρηστικότητα της στατικής εφαρμογής των συμβόλων αναφοράς. Συνεπώς, η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου οφείλει να προσεγγιστεί δυναμικά ανάλογα με τις απαιτήσεις λειτουργίας του συστήματος και την ποικιλία των πιθανών περιβαλλόντων διάδοσης. Επίσης, για τη μείωση της απαιτούμενης υπολογιστικής ισχύος, εξετάζεται η δυνατότητα συνεχούς εκτίμησης μόνο των μεταβαλλόμενων παραμέτρων του ραδιοδιαύλου κάτι που απαιτεί την προσαρμογή των αλγορίθμων εκτίμησης στα χαρακτηριστικά του εκάστοτε περιβάλλοντος διάδοσης. Ακόμη, και με βάση την ανάγκη εκτίμησης με ρυθμό συμβόλου στα συστήματα MIMO-OFDM, οφείλουν να αξιοποιηθούν οι τεχνικές μερικής ή καθόλου χρήσης συμβόλων αναφοράς.

Στα προτεινόμενα συστήματα επίτευξης υψηλών ταχυτήτων μεταφοράς δεδομένων και βελτιστοποιημένης δυναμικής διαχείρισης των ραδιοπόρων ανήκουν επίσης και τα συστήματα MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA) / MC-SS-MA (Multi-Carrier Spread-Spectrum Multiple-Access) για τις κάτω και άνω ζεύξεις αντίστοιχα. Σε σύγκριση με τα υπόλοιπα συστήματα, αυτά χαρακτηρίζονται από πρόσθετο διαφορικό κέρδος. Στα συστήματα διασποράς φάσματος μπορούν να εφαρμοστούν ανάλογοι αλγόριθμοι και τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με την επιπλέον σχεδιαστική ελευθερία της ενσωμάτωσης των πιλότων και στο πεδίο του κώδικα. Η αξιοποίηση της δυνατότητας αυτής προσφέρει βελτιωμένη επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ακόμη και σε απαιτητικά περιβάλλοντα διάδοσης.

Τέλος, σημειώνεται ότι στην εκτίμηση του (ενεργού) ραδιοδιαύλου σε ρεαλιστικές συνθήκες λειτουργίας, οφείλουν να αντιμετωπίζονται και τα διάφορα συστηματικά, ή μη, σφάλματα που εισάγουν οι RF βαθμίδες εκπομπής και λήψης. Συνεπώς, η υπό μελέτη βαθμίδα εκτίμησης θα πρέπει να προσδιορίζει από κοινού τις επιδράσεις των υποσυστημάτων εκπομπής και λήψης μαζί με τις επιδράσεις του ραδιοδιαύλου ώστε να επιτυγχάνεται ολική αντιστάθμιση αυτών.

□

Κεφάλαιο 3

Ραδιοδίαυλος Πολλαπλών Κεραιών Εκπομπής και Λήψης

3.1. Περιβάλλον Ασύρματης Μετάδοσης και Μηχανισμοί Διάδοσης

Η ασύρματη μετάδοση ενός σήματος από ένα σημείο σε ένα άλλο υλοποιείται με τη διάδοση του εκπεμπόμενου ηλεκτρομαγνητικού κύματος στο χώρο. Ο ασύρματος χώρος διάδοσης καλείται ραδιοδίαυλος, ενώ στη γενική του προσέγγιση όπου περιλαμβάνονται και τα IF/RF τμήματα πομπού και δέκτη καλείται δίαυλος ή κανάλι. Η ζεύξη πομπού και δέκτη μέσω του ραδιοδιαύλου συγκροτείται από ένα πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών (Multipath Componenets, MPCs) λόγω των ποικίλων σημείων ανάκλασης στο περιβάλλον διάδοσης, οι οποίες χαρακτηρίζονται από το μήκος όδευσης (καθυστέρηση άφιξης), την εξασθένιση, την ολίσθηση συχνότητας, καθώς και τις κατευθύνσεις άφιξης και αναχώρησης. Γενικά, η αλληλεπίδραση ενός ηλεκτρομαγνητικού (Η/Μ) κύματος με το περιβάλλον διάδοσης γίνεται μέσω των μηχανισμών της ανάκλασης, της σκέδασης, της περίθλασης, της διάχυσης, καθώς και της εξασθένισης. Στην κεραία του δέκτη τα προσπίπτοντα Η/Μ κύματα των πολυδιαδρομικών συνιστωσών αθροίζονται διανυσματικά συνθέτοντας το σήμα λήψης. Η μεταβολή της ισχύος του σήματος λήψης σε σχέση με την απόσταση από τον πομπό εξαρτάται από τις απώλειες διάδοσης (path loss), τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading) και τις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading).

Οι απώλειες διάδοσης ενός σήματος που διαδίδεται στον μακρινό ελεύθερο χώρο είναι αντιστρόφως ανάλογες του τετραγώνου της απόστασης από τον πομπό και περιγράφονται με βάση την εξίσωση του Friis [13]. Σε έναν πραγματικό τυπικό ραδιοδίαυλο όπου συνήθως δεν υπάρχει οπτική επαφή (No Line of Sight, NLoS) μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης, η ισχύς του σήματος μειώνεται με βάση το $1/d^n$ όπου το n (path loss exponent) λαμβάνει τιμές μεγαλύτερες του δυο. Σε περιβάλλοντα όπου ευνοείται η διάδοση με χαρακτηριστικά κυματοδήγησης (δρόμοι με μεγάλα κτίρια εκατέρωθεν, κλπ) ο συντελεστής απωλειών ισχύος λαμβάνει τιμές $n < 2$.

Ως διάλειψη μεγάλης κλίμακας χαρακτηρίζεται η τυχαία τιμή της ισχύος λήψης γύρω από μια μέση τιμή και οφείλεται στα φαινόμενα σκίασης (shadowing effects) που προκαλούνται από μεγάλα εμπόδια (όπως κτίρια, τοίχοι, λόφοι, κλπ). Η στατιστική περιγραφή σε λογαριθμική κλίμακα του τρόπου μεταβολής της ισχύος λόγω του φαινομένου αυτού γίνεται από την κανονική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (log-normal distribution) και με δεδομένο ότι έχει μηδενική μέση τιμή, αυτή χαρακτηρίζεται πλήρως από την τιμή της τυπικής απόκλισης. Η εν λόγω μορφή διαλείψεων απαιτεί μεγάλες αποστάσεις (μήκη κύματος) να καλυφθούν προκειμένου να παρουσιάσουν σημαντική μεταβολή και συνεπώς χαρακτηρίζονται επίσης και ως αργές διαλείψεις (slow fading).

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας αναφέρονται στις γρήγορες διακυμάνσεις της ισχύος του σήματος λήψης με την αλλαγή της θέσης του δέκτη για υποπολλαπλάσια ή μερικά μήκη κύματος. Το λαμβανόμενο σήμα στην κεραία του δέκτη προκύπτει από τη διανυσματική άθροιση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, οι οποίες χαρακτηρίζονται από διαφορετικά πλάτη και ολισθήσεις φάσης. Τα εν λόγω τυχαία μιγαδικά πλάτη του ηλεκτρικού πεδίου αποτελούν συνέπεια των πολλαπλών ανακλάσεων, σκεδάσεων και περιθλάσεων του διαδιδόμενου Η/Μ κύματος. Λόγω της υπέρθεσης μεγάλου αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών και με βάση το κεντρικό οριακό θεώρημα, ανεξάρτητα της κατανομής που ακολουθούν τα επιμέρους μιγαδικά πλάτη των κυμάτων, το πραγματικό και φανταστικό μέρος του λαμβανόμενου σήματος ακολουθούν κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπικές αποκλίσεις σ_I και σ_Q αντίστοιχα. Η μιγαδική περιβάλλουσα ακολουθεί επίσης μιγαδική (κυκλικά συμμετρική) κανονική κατανομή με $\sigma^2 = \sigma_I^2 + \sigma_Q^2$. Για την περίπτωση όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη, το πλάτος της μιγαδικής περιβάλλουσας ακολουθεί Rayleigh κατανομή [14]. Στην περίπτωση ύπαρξης ισχυρής απευθείας συνιστώσας μεταξύ πομπού και δέκτη (LoS) το συνολικό τελικό σήμα που προκύπτει έχει μη μηδενική μέση τιμή και η στατιστική περιγραφή της τυχαίας μεταβλητής του μέτρου της μιγαδικής του περιβάλλουσας δίνεται από την κατανομή Rice [14]. Ο παράγοντας Rice περιγράφει την επίδραση της απευθείας συνιστώσας και εκφράζεται ως ο λόγος ισχύος της σταθερής συνιστώσας προς την ισχύ της μεταβαλλόμενης συνιστώσας από τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες μη οπτικής επαφής του σήματος λήψης.

Λόγω της κινητικότητας του σταθμού βάσης καθώς και των κινούμενων αντικειμένων του περιβάλλοντος διάδοσης, οι αλλαγές στις φάσεις και τα πλάτη των κυμάτων πρόσπτωσης προκαλούν μια χρονικά μεταβαλλόμενη έκδοση του σήματος λήψης. Ακόμη και μια μικρή αλλαγή/μετακίνηση της τάξης του μήκους κύματος, προκαλεί εντελώς διαφορετική υπέρθεση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που φτάνουν στο δέκτη, κάτι που χαρακτηρίζεται επίσης και ως γρήγορες διαλείψεις (fast fading) και το περιβάλλον ως χρονικά μεταβαλλόμενο (time-variant propagation channel).

Οι μεταβολές της ισχύος του σήματος λήψης λόγω των απωλειών διάδοσης και του φαινομένου της σκίασης μπορούν να αντισταθμιστούν από το ασύρματο σύστημα με έλεγχο και προσαρμογή της ισχύος εκπομπής (adaptive power control). Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής τα ζωνοπερατά σήματα, καθώς και ο ραδιοδίαυλος περιγράφονται από τις αντίστοιχες χαμηλοπερατές μιγαδικές εκφράσεις.

3.2. Περιγραφή Διασκορπιστικού και Χρονικά Μεταβαλλόμενου Ραδιοδιαύλου

Στις σύγχρονες κινητές επικοινωνίες ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως ένα διασκορπιστικό και γραμμικό (χρονικά) μεταβαλλόμενο σύστημα. Η γραμμικότητα έγκειται στο ότι το σήμα στην κεραία λήψης αποτελεί την υπέρθεση όλων των Η/Μ κυμάτων που αναχωρούν από την κεραία εκπομπής. Η χρονική μεταβλητότητα του ραδιοδιαύλου οφείλεται στην κίνηση είτε των άκρων της ζεύξης, είτε στη μεταβολή των σκεδαστών του περιβάλλοντος, είτε και στα δυο. Γενικά, η επίδραση που υφίσταται το σήμα κατά τη διάδοσή του μέσα από τον ραδιοδίαυλο χαρακτηρίζεται από τη διασπορά (dispersion) και τη μεταβλητότητα (variance). Η έννοια της διασποράς περιλαμβάνει τη διαφορετική καθυστέρηση διάδοσης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών (τ_i), την ολίσθηση Doppler $\left(f_{D,i}\right)$, καθώς και τη διασπορά των γωνιών άφιξης $\left(DoA_i\right)$ και αναχώρησης $\left(DoD_i\right)$, στο δέκτη και τον πομπό του συστήματος αντίστοιχα. Επίσης, η μεταβλητότητα του σήματος αφορά την επιλεκτική επίδραση του ραδιοδιαύλου στο χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης μετάδοσης του σήματος, καθώς και την χωρο-χρονική μεταβολή του αυτού. Η διασπορά στην καθυστέρηση, στη συχνότητα και στην κατεύθυνση σχετίζεται μέσω του μετασχηματισμού Fourier με τη μεταβλητότητα στη συχνότητα, το χρόνο και το χώρο αντίστοιχα.

3.2.1. Πεδία Περιγραφής Ραδιοδιαύλου

Στον ραδιοδίαυλο, ως ένα γραμμικά χρονομεταβλητό σύστημα, ο χρόνος διαχωρίζεται στον απόλυτο χρόνο μεταβολής του ραδιοδιαύλου t και στο χρόνο καθυστέρησης διάδοσης τ και κατ' επέκταση περιγράφεται από την κρουστική απόκριση αυτού $H(\tau,t)$ ή την συνάρτηση μεταφοράς του $H(f,t)$. Ο ραδιοδίαυλος στις κινητές επικοινωνίες θεωρείται μια στατική τυχαία διαδικασία υπό την ευρεία έννοια (Wide-Sense Stationary, WSS), δηλ. ο ραδιοδίαυλος έχει στατιστικά διαλείψεων, τα οποία παραμένουν σταθερά για μικρές χρονικές περιόδους ή χωρικές μετατοπίσεις. Η χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση (time-variant Channel Impulse Response, CIR) του πολυδιαδρομικού περιβάλλοντος διάδοσης με N_{MPC} πολυδιαδρομικές συνιστώσες, περιγράφεται από τη σχέση:

$$H(\tau,t)=\sum_{i=1}^{N_{MPC}}\alpha_i\cdot e^{\sqrt{-1}\cdot\left(2\cdot\pi\cdot f_{D,i}\cdot t+\varphi_i\right)}\cdot\delta\left(\tau-\tau_{MPC}\right) \tag{3.1}$$

και

$$PDP:\ \rho(\tau)=E_t\left[\left|H(\tau,t)\right|^2\right]\ \text{ή}\ \rho(\tau)=\sum_{i=1}^{N_{MPC}}\alpha_i^2\cdot\delta\left(\tau-\tau_{MPC}\right) \tag{3.2}$$

όπου $\alpha_i, f_{D,i}, \varphi_i, \tau_{MPC}$ είναι το πλάτος, η μετατόπιση Doppler, η φάση, και η καθυστέρηση διάδοσης αντίστοιχα της i-οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας. Επίσης, στη σχέση (3.2) εκφράζεται το μέσο προφίλ καθυστέρησης ισχύος (Power Delay Profile, PDP).

Η χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς (time-variant Channel Transfer Function, CTF) θα δίνεται από την σχέση:

$$H(f,t)=\int H(\tau,t)\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot\tau}d\tau \tag{3.3}$$

η Doppler-διακριτή κρουστική απόκριση από τη σχέση

$$H(\tau,f_D)=\int H(\tau,t)\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot f_D\cdot t}dt \tag{3.4}$$

και η Doppler-διακριτή συνάρτηση μεταφοράς ως ακολούθως

$$H(f,f_D)=\iint H(\tau,t)\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot f_D\cdot t}\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot\tau}dtd\tau \tag{3.5}$$

Η μετάβαση από την μια έκφραση στην άλλη μέσω των ευθέων και αντίστροφων μετασχηματισμών Fourier απεικονίζεται στο πρώτο διάγραμμα του σχήματος 3.1. Οι συναρτήσεις αυτές επιτυγχάνουν την πλήρη περιγραφή του ραδιοδιαύλου ως χρονομεταβλητό ντετερμινιστικό σύστημα.

Για την περίπτωση του τυχαίου ραδιοδιαύλου χρησιμοποιούνται οι συναρτήσεις συσχέτισης, οι οποίες μπορούν επίσης να χαρακτηρίσουν μοναδικά τον ραδιοδίαυλο ως προς τις γρήγορες διαλείψεις αυτού. Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της κρουστικής απόκρισης δίνεται από τη σχέση:

$$R(\tau_1,\tau_2,\Delta t)=\frac{1}{2}\cdot E\left\{H(\tau_1,t)\cdot H^*(\tau_2,t+\Delta t)\right\} \tag{3.6}$$

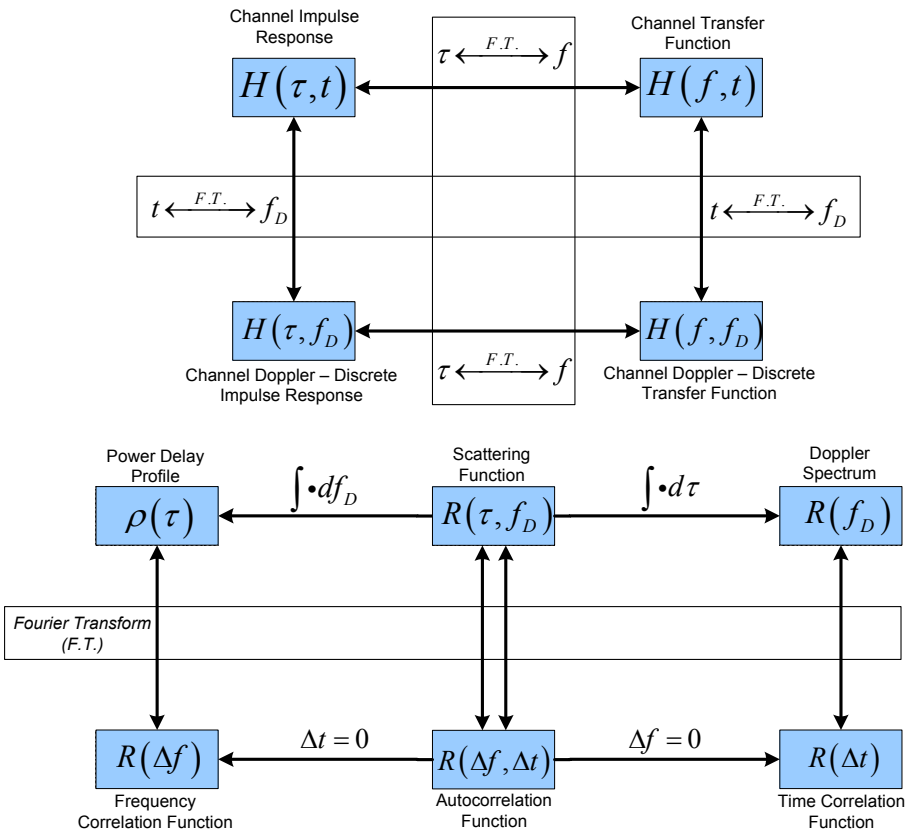
Με βάση την θεώρηση του WSS για τις $H(\tau_1,t)$ και $H(\tau_2,t)$ καθώς επίσης και ότι αυτές είναι ασυσχέτιστες για $\tau_1\neq\tau_2$ (Uncorrelated Scattering, US), η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης απλοποιείται ως ακολούθως:

$$R(\tau_1,\tau_2,\Delta t)=\rho(\tau_1,\Delta t)\cdot\delta(\tau_1-\tau_2) \tag{3.7}$$

όπου η συνάρτηση $\rho(\tau,\Delta t)$ καλείται ετερο-φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης (Delay Cross-Power Spectral Density) ή συνάρτηση χρονικής συσχέτισης ευρείας ζώνης (wideband time correlation function). Ο ραδιοδίαυλος για τον οποίο ισχύει η ανωτέρω σχέση, χαρακτηρίζεται ως WSSUS [14] και η αντίστοιχη συνάρτηση σκέδασης (scattering function) θα δίνεται από την σχέση:

$$H(\tau,f_D)=\int_{-\infty}^{\infty}\rho(\tau_1,\Delta t)\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot f_D\cdot\Delta t}d(\Delta t) \tag{3.8}$$

Η συνάρτηση σκέδασης αποτελεί ένα μέτρο της μέσης ισχύος εξόδου από τον ραδιοδίαυλο ως συνάρτηση της καθυστέρησης τ και της συχνότητας Doppler f_D.



Σχήμα 3.1: Μέθοδοι περιγραφής και σχέσεις δυαδικότητας συναρτήσεων WSSUS SISO ραδιοδιαύλου.

Ολοκληρώνοντας την συνάρτηση σκέδασης $S(\tau,f_D)$ ως προς την συχνότητα Doppler f_D, προκύπτει η φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης (delay power density spectrum), δηλ.:

$$\rho(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau,f_D)\,df_D \tag{3.9}$$

η οποία είναι ταυτόσημη με την $\rho(\tau,\Delta t)$ για $\Delta t=0$, δηλαδή το PDP. Η μέση επιπλέον καθυστέρηση μ_τ (mean excess delay ή average delay), η ενεργός διασπορά στην καθυστέρηση σ_τ (rms dealy spread) και η μέγιστη επιπλέον καθυστέρηση $\tau_{\max}$ αποτελούν χαρακτηριστικές παραμέτρους περιγραφής του ραδιοδιαύλου και καθορίζονται από την φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης. Εάν η διάρκεια T του συμβόλου πληροφορίας προς μετάδοση είναι σημαντικά μεγαλύτερη από την μέγιστη καθυστέρηση $\tau_{\max}$, η προκαλούμενη διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference, ISI) είναι αμελητέα. Τα χαρακτηριστικά χρονικής διασποράς του ραδιοδιαύλου περιγράφονται συνήθως μέσω των μ_τ και σ_τ ως ακολούθως

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^\infty \tau \cdot \rho(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \rho(\tau) d\tau} \tag{3.10}$$

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\int_0^\infty (\tau - \mu_\tau)^2 \cdot \rho(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \rho(\tau) d\tau} \quad ή \quad \sigma_\tau^2 = \overline{\tau^2} - \mu_\tau^2 \tag{3.11}$$

Η συνάρτηση χωρο-χρονικής συσχέτισης $R(\Delta f, \Delta t)$ (time-frequency correlation function) συνδέεται με την $\rho(\tau, \Delta t)$ μέσω του μετασχηματισμού Fourier, δηλ.:

$$\rho(\tau, \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta f, \Delta t) \cdot e^{\sqrt{-1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \tau \cdot \Delta f} d(\Delta f) \tag{3.12}$$

Για $\Delta t = 0$ προκύπτει η συνάρτηση συσχέτισης στη συχνότητα (Frequency Correlation Function) $R(\Delta f)$, η οποία περιγράφει την επιλεκτική συμπεριφορά του ραδιοδιαύλου ως προς τη συχνότητα και συνδέεται με το προφίλ καθυστέρησης ισχύος (PDP) μέσω του μετασχηματισμού Fourier ως ακολούθως:

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta f) \cdot e^{\sqrt{-1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \tau \cdot \Delta f} d(\Delta f) \tag{3.13}$$

Η συνάρτηση $R(\Delta f, f_D)$ καλείται ετερο-φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler (Doppler Cross-Power Spectral Density), ενώ για $\Delta f = 0$ προκύπτει η συνάρτηση φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler (Doppler Power Density Spectrum ή Doppler Scattering Function) $R(f_D)$. Η μετάβαση μεταξύ των διαφορετικών εκφράσεων συσχέτισης των παραμέτρων του ραδιοδιαύλου παρουσιάζεται στο δεύτερο διάγραμμα του σχήματος 3.1.

Ως εύρος ζώνης συνοχής (Coherence Bandwidth, B_{coh}) του ραδιοδιαύλου χαρακτηρίζεται εκείνο το εύρος ζώνης για το οποίο τα χαρακτηριστικά διάδοσης είναι συσχετιζόμενα σε ένα δεδομένο επίπεδο συσχέτισης $c \in [0,1)$, και πρακτικά είναι αντιστρόφως ανάλογο του σ_τ [13].

Συγκεκριμένα, το εύρος ζώνης συνοχής, σύμφωνα με τον Rappaport, για ένα επίπεδο συσχέτισης 50% ή 90% δίνεται αντίστοιχα ως

$$B_{coh}\big|_{50\%} = \frac{1}{5\cdot\sigma_\tau} \quad ή \quad B_{coh}\big|_{90\%} = \frac{1}{50\cdot\sigma_\tau} \tag{3.14}$$

Ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται επιλεκτικός ως προς το σήμα μετάδοσης, εάν το εύρος ζώνης του σήματος B είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής του ραδιοδιαύλου B_{coh}. Ιδιαίτερα, αναφέρεται ότι το εύρος ζώνης συνοχής του ραδιοδιαύλου αποτελεί θεμελιώδη παράγοντα στο σχεδιασμό αξιόπιστων συστημάτων μιας και οι λειτουργίες της διασποράς (spreading) του σήματος και της διεμπλοκής (interleaving) στηρίζονται στην αξιοποίηση της συγκεκριμένης ενδογενούς διαφορικότητας του ραδιοδιαύλου. Στην περίπτωση της μετάδοσης με βάση την τεχνική πολλαπλών υποκαναλιών (Multi-Carrier, MC), η συχνοτική διαφορικότητα επιτυγχάνεται με την τοποθέτηση των υποκαναλιών (φερόντων) που μεταφέρουν την ίδια πληροφορία σε φασματική απόσταση μεγαλύτερη του εύρους ζώνης συνοχής του ραδιοδιαύλου B_{coh}.

Η διασπορά στη συχνότητα του πολυδιαδρομικού ραδιοδιαύλου ποσοτικοποιείται από την μέγιστη εμφανιζόμενη συχνότητα Doppler f_D. Για την περίπτωση των συστημάτων πολλαπλών φερόντων, εάν η απόσταση μεταξύ των υποκαναλιών είναι πολύ μεγαλύτερη από την μέγιστη αναμενόμενη ολίσθηση συχνότητα Doppler f_D, τότε ο ραδιοδίαυλος προκαλεί αμελητέα ενδοσυμβολική παρεμβολή (Inter-(sub)-Carrier Interference, ICI). Ο χρόνος συνοχής του ραδιοδιαύλου T_{coh} χαρακτηρίζεται ως εκείνη η χρονική διάρκεια για την οποία τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου θεωρούνται αμετάβλητα και για συσχέτιση μεγαλύτερη του 50% θα δίνεται από τη σχέση [13]:

$$T_{coh}\big|_{50\%} \simeq \frac{9}{16\cdot\pi\cdot f_D} \tag{3.15}$$

Η χρονική συνάρτηση συσχέτισης $R(\Delta t)$ σχετίζεται με την συνάρτηση φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler μέσω του μετασχηματισμού Fourier ως ακολούθως

$$R(\Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} R(f_D)\cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot f_D\cdot\Delta t} df_D \tag{3.16}$$

Εάν η διάρκεια T_s των μεταδιδόμενων συμβόλων πληροφορίας είναι μεγαλύτερη από το χρόνο συνοχής T_{coh} του ραδιοδιαύλου, αυτός χαρακτηρίζεται ως χρονικά επιλεκτικός. Ο χρόνος συνοχής του ραδιοδιαύλου αποτελεί θεμελιώδους σημασίας παράμετρο στην αξιολόγηση της επίδοσης των τεχνικών κωδικοποίησης και διεμπλοκής που έχουν εφαρμοστεί στο σύστημα μετάδοσης μιας και στοχεύουν στην αξιοποίηση της ενδογενούς χρονικής διαφορικοτήτας. Η εν λόγω χρονική διαφορικότητα που προσφέρει ο ραδιοδίαυλος αξιοποιείται από το σύστημα εάν οι χρονοθυρίδες που μεταφέρουν την ίδια πληροφορία

τοποθετηθούν (π.χ. μέσω της διεμπλοκής) σε αποστάσεις μεγαλύτερες του χρόνου συνοχής. Το συνολικό μέγιστο διαφορικό κέρδος που μπορεί να προσφέρει ο ραδιοδίαυλος είναι το γινόμενο των ενδογενών κερδών διαφορικότητας στο χρόνο και στη συχνότητα.
Επίσης, στα πλαίσια του πολυδιάστατου χαρακτηρισμού των ραδιοδιαύλων ευρείας ζώνης και της αξιοποίησης όλων των διαστάσεών τους, λαμβάνεται υπόψη και η διακριτικότητα στο χώρο, καθώς επίσης και η δυαδικότητα κατεύθυνσης-χώρου. Ιδιαίτερα σημειώνεται ότι το διάνυσμα γωνιών της κατεύθυνσης άφιξης, καθώς και της κατεύθυνσης αναχώρησης ενός οδεύοντος κύματος συνδέονται με τα αντίστοιχα διανύσματα θέσης-χώρου των κεραιών λήψης και αναχώρησης μέσω του μετασχηματισμού Fourier.

3.2.2. Περιγραφή Σχέσεων Εισόδου – Εξόδου Ραδιοδιαύλου για Συστήματα Πολλαπλών Κεραιών

Μια ασύρματη ζεύξη κατηγοριοποιείται με βάση το πλήθος των κεραιών στο άκρο εκπομπής (M_T) και λήψης (M_R) του συστήματος σε SISO (1×1), SIMO $(M_R \times 1)$, MISO $(1\times M_T)$, και MIMO $(M_R \times M_T)$. Ανάλογα με την εν λόγω δομή λειτουργίας του συστήματος, παράγονται και οι αντίστοιχες σχέσεις περιγραφής εισόδου – εξόδου. Συγκεκριμένα, σε ένα SISO σύστημα το σήμα εισόδου στον ραδιοδίαυλο από την κεραία θα είναι $s(t)$, με αντίστοιχο φασματικό περιεχόμενο $S(f)$, ενώ το σήμα εξόδου $r(t)$, με αντίστοιχη φασματική περιγραφή $R(f)$. Εάν το σύστημα περιγράφεται με ντετερμινιστικό τρόπο από την έκφραση $H(\tau,t)$, η σχέση εισόδου – εξόδου θα δίνεται ως ακολούθως

$$r(t)=\int S(f)\cdot H(f,t)\cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot t}df \quad \text{ή} \quad r(t)=\iint s(t-\tau)\cdot H(\tau,f_D)\cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot f_D\cdot t}df_D d\tau \tag{3.17}$$

$$R(f)=\int H(f-f_D,f_D)\cdot S(f-f_D)df_D \tag{3.18}$$

Στην περίπτωση του SIMO συστήματος, το σήμα πληροφορίας $s(t)$ εκπέμπεται από την μοναδική κεραία και λαμβάνεται από τις M_R κεραίες λήψης, οι θέσεις των οποίων περιγράφονται από τα αντίστοιχα διανύσματα θέσης $\mathbf{x}_R^{(m_R)}=\begin{bmatrix} x_R^{(m_R)} & y_R^{(m_R)} & z_R^{(m_R)}\end{bmatrix}^T$ με $m_R=1,\cdots,M_R$. Συγκεντρωτικά, το σήμα λήψης από τις M_R κεραίες θα είναι:

$$\mathbf{r}(t)=\begin{bmatrix} r\left(t,\mathbf{x}_R^{(1)}\right) \\ \vdots \\ r\left(t,\mathbf{x}_R^{(M_R)}\right)\end{bmatrix}=\int \mathbf{H}(\tau,t)\cdot s(t-\tau)d\tau \tag{3.19}$$

όπου $\mathbf{H}(\tau,t)=\begin{bmatrix} H\left(\tau,t,\mathbf{x}_R^{(1)}\right) & \cdots & H\left(\tau,t,\mathbf{x}_R^{(M_R)}\right)\end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{M_R\times 1}$.

Προχωρώντας στην ανάλυση και περιγραφή του MIMO συστήματος, το λαμβανόμενο σήμα σε κάθε μια από τις κεραίες λήψης θα συντίθεται από τις συνεισφορές όλων των σημάτων εκπομπής από τις M_T κεραίες. Συνεπώς, το διάνυσμα λήψης θα δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{r}(t) = \int \mathbf{H}(\tau, t) \cdot \mathbf{s}(t-\tau)\, d\tau \tag{3.20}$$

όπου πλέον ο πίνακας $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ περιγράφει την MIMO χρονομεταβλητή κρουστική απόκριση και εκφράζεται ως ακολούθως

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} H\left(\tau, t, \mathbf{x}_R^{(1,1)}\right) & \cdots & H\left(\tau, t, \mathbf{x}_R^{(1,M_T)}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H\left(\tau, t, \mathbf{x}_R^{(M_R,1)}\right) & \cdots & H\left(\tau, t, \mathbf{x}_R^{(M_R,M_T)}\right) \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

Με βάση τον συγκεκριμένο πίνακα και χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Fourier, κατά αναλογία με τις αντίστοιχες SISO εκφράσεις, προκύπτουν οι πίνακες $\mathbf{H}(f, t)$, $\mathbf{H}(\tau, f_D)$ και $\mathbf{H}(f, f_D)$.

3.3. Μοντέλα MIMO Ραδιοδιαύλου

Τα μοντέλα περιγραφής του ραδιοδιαύλου, σε σχέση με τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά του συστήματος, διακρίνονται σε στενής ή ευρείας ζώνης, σε εσωτερικού ή εξωτερικού χώρου, καθώς και για σταθερές ή κινητές επικοινωνίες. Για την περίπτωση των μοντέλων εξωτερικού χώρου αυτά διακρίνονται επιπλέον σε αστικά, ημιαστικά ή αγροτικά περιβάλλοντα, ενώ για τα κυψελωτά συστήματα, αυτά χαρακτηρίζονται ανάλογα με την ακτίνα ραδιοκάλυψης σε πικο-, μίκρο-, μακρο- κυψελωτά. Επίσης, με βάση τη γενική λογική δημιουργίας των μοντέλων ραδιοδιαύλου, αυτά χαρακτηρίζονται είτε ως αναλυτικά, είτε ως φυσικά μοντέλα. Στην πρώτη περίπτωση, ο ραδιοδίαυλος περιγράφεται χρησιμοποιώντας στατιστικά 1ης και 2ης τάξης και στοχεύει στην ενσωμάτωση του μοντέλου του ραδιοδιαύλου στη μελέτη των ασύρματων συστημάτων με σκοπό τη διερεύνηση της επίδρασής του στην αξιόπιστη λειτουργία αυτών. Τα φυσικά μοντέλα περιγραφής του ραδιοδιαύλου βασίζονται στη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και προφέρουν πληροφορίες για τους φυσικούς μηχανισμούς που διέπουν τη διάδοση στο ασύρματο μέσο.

3.3.1. Αναλυτικά Μοντέλα MIMO Ραδιοδιαύλου

Απλούστερη περίπτωση των αναλυτικών προσεγγίσεων αποτελεί αυτή όπου τα στοιχεία του MIMO πίνακα είναι ανεξάρτητα και ομοιόμορφα κατανεμημένα (Independent Identically Distributed, iid) με κανονική κατανομή μηδενικής μέσης τιμής και μεταβλητότητας σ_H^2. Συνεπώς, ο πίνακας συμμεταβλητότητας θα είναι $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{iid}} = \sigma_H^2 \cdot \mathbf{I}$. Η συγκεκριμένη περιγραφή του ραδιοδιαύλου περιγράφει πραγματικές περιπτώσεις μόνο για συστήματα με πολύ χαμηλή

συσχέτιση σε πομπό και δέκτη (απόσταση μεταξύ των στοιχείων $d_L \gg \lambda/2$), τα οποία λειτουργούν σε περιβάλλοντα με σημαντικά χαρακτηριστικά πολυδιαδρομικής διάδοσης. Η υιοθέτηση της περιγραφής αυτής οδηγεί στη σημαντική υπερεκτίμηση των χαρακτηριστικών χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου ή στην καλύτερη περίπτωση αποτελεί ένα άνω όριο.

Για την περιγραφή του ραδιοδιαύλου με έναν τρόπο πιο κοντά στην πραγματικότητα, θα πρέπει ο πίνακας $\mathbf{R}$ να συμπεριλαμβάνει και τις συσχετίσεις των στοιχείων του. Τα μοντέλα που βασίζονται στις συσχετίσεις μεταξύ όλων των ομάδων (m_R, m_T) εξαρτώνται από την πραγματική διάταξη των κεραιών κάτι που κάνει δύσκολη την γενική χρήση τους.

Εάν θεωρηθεί ότι ο ραδιοδίαυλος είναι μιγαδικά κυκλικά συμμετρικός Gauss με μηδενική μέση τιμή, τότε η συμμεταβλητότητα του πίνακα (ο οποίος σε αυτή την περίπτωση είναι ισοδύναμος με τον πίνακα συσχέτισης) είναι ικανός να περιγράψει πλήρως την στατιστική συμπεριφορά του MIMO ραδιοδιαύλου ως

$$\mathbf{R}_{full} = E\left[vec(\mathbf{H}) \cdot vec(\mathbf{H})^H \right] \tag{3.22}$$

όπου ο τελεστής $vec(\cdot)$ στοιβάζει όλες τις στήλες του $\mathbf{H}$ σε ένα και μόνο διάνυσμα. Συνεπώς, οποιαδήποτε υλοποίηση του MIMO ραδιοδιαύλου μπορεί να γραφτεί ως μοντέλο πλήρους πίνακα συμμεταβλητότητας (Full Covariance-based model) ως ακολούθως

$$vec(\mathbf{H}_{full}) = \mathbf{R}_{full}^{1/2} \cdot vec(\mathbf{H}_{iid}) \tag{3.23}$$

όπου $\mathbf{H}_{iid} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ είναι ο πίνακας iid μοναδιαίας μεταβλητότητας με μιγαδικά κυκλικά συμμετρικά Gauss στοιχεία. Ο όρος $(\cdot)^{1/2}$ δηλώνει την τετραγωνική ρίζα του πίνακα. Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να σημειωθεί ότι τα στατιστικά 2ης τάξης είναι ικανά για την πλήρη περιγραφή της στατιστικής συμπεριφοράς του ραδιοδιαύλου μόνο όταν τα στοιχεία του MIMO πίνακα χαρακτηρίζονται από κατανομή Gauss μηδενικής μέσης τιμής. Η περιγραφή του MIMO ραδιοδιαύλου παρουσιάζει σημαντικές δυσκολίες τόσο στην πλήρη περιγραφή του πίνακα συμμεταβλητότητας, όσο και στο ότι το μέγεθός του αυξάνει σημαντικά με την αύξηση του πλήθους των κεραιών. Επίσης, οι τιμές των στοιχείων του πίνακα $\mathbf{R}$ δεν μεταφράζονται σε κάθε περίπτωση στη φυσική τους διάσταση κάτι που σημαίνει ότι απαιτούνται επιπλέον έλεγχοι. Οι λόγοι αυτοί έχουν οδηγήσει στο να ληφθούν υπόψη περισσότεροι περιορισμοί με βάση τους φυσικούς μηχανισμούς διάδοσης και κατ' επέκταση στη δημιουργία νέων μοντέλων. Τα περισσότερα από τα μοντέλα αυτά βασίζονται στη θεώρηση της διαχωρισιμότητας των ιδιοτήτων συσχέτισης σε πομπό και δέκτη, ή στην ανάλυσή τους στους ιδιο-χώρους (eigen-space decomposition).

Εάν $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{1/2} \cdot \left(\mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{1/2}\right)^H = \mathbf{R}_{\mathbf{H}}$, τότε ο MIMO πίνακας μπορεί να γραφεί ως εξάρτηση των συντελεστών συσχέτισης σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα. Η παραδοχή που γίνεται στη συγκεκριμένη προσέγγιση σχετίζεται με την αρχή της διαχωρισιμότητας όπου η συσχέτιση των

διαλείψεων σε πομπό και δέκτη είναι ανεξάρτητες και περιγράφονται χωριστά. Η προσέγγιση αυτή οδηγεί στο μοντέλο Kronecker [15] σύμφωνα με το οποίο ο πίνακας συμμεταβλητότητας του ραδιοδιαύλου θα είναι

$$\mathbf{R}_{kr} = \frac{1}{Tr\{\mathbf{R}_{Rx}\}} \cdot \mathbf{R}_{Tx} \otimes \mathbf{R}_{Rx} \tag{3.24}$$

όπου ο τελεστής $\otimes$ δηλώνει το γινόμενο Kronecker και επίσης οι πίνακες $\mathbf{R}_{Tx} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}$, $\mathbf{R}_{Rx} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_R}$ περιγράφουν τις συσχετίσεις σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα. Η σχέση (3.23) με βάση την (3.24) δίνει την περιγραφή του MIMO ραδιοδιαύλου $\mathbf{H}$ με βάση το μοντέλο Kronecker ως ακολούθως:

$$\mathbf{H}_{kr} = \frac{1}{\sqrt{Tr\{\mathbf{R}_{Rx}\}}} \cdot \mathbf{R}_{Rx}^{1/2} \cdot \mathbf{H}_{iid} \cdot \left(\mathbf{R}_{Tx}^{1/2}\right)^T \tag{3.25}$$

Η δυσκολία γνώσης των πινάκων συσχέτισης $\mathbf{R}_{Tx}$ και $\mathbf{R}_{Rx}$, καθώς και ότι η πολυπλοκότητά τους αυξάνεται με το πλήθος των κεραιών εκπομπής και λήψης, αποτελούν τα κύρια μειονεκτήματα της ανωτέρω προσέγγισης. Επίσης, έχει αποδειχθεί πειραματικά [16] ότι για την περιγραφή ραδιοδιαύλων MIMO μέχρι 3×3 πετυχαίνει πολύ καλή προσέγγιση των πραγματικών συνθηκών διάδοσης, ενώ για μεγαλύτερα σχήματα αποτυγχάνει μιας και η στατιστική ανεξαρτησία μεταξύ των DoD και AoA δεν ισχύει στο ακέραιο.

Μια διαφορετική προσέγγιση σε σχέση με τα ανωτέρω μοντέλα συσχέτισης (correlation-based models) αποτελούν τα μοντέλα που βασίζονται στην σύζευξη πομπού και δέκτη (coupling-based models). Το χαρακτηριστικότερο αυτών είναι το μοντέλο Weichselberger [15] όπου οι χωρικές συσχετίσεις σε πομπό και δέκτη περιγράφονται από κοινού στο χώρο των ιδιοτιμών (eigenspace). Στην προσέγγιση αυτή, η αρχή της διαχωρισιμότητας στην οποία στηρίζεται το μοντέλο Kronecker δεν λαμβάνεται υπόψη. Συγκεκριμένα, αναλύοντας τους πίνακες συσχέτισης του πομπού και δέκτη με βάση τις ιδιοτιμές τους, θα είναι:

$$\mathbf{R}_{Tx} = \mathbf{U}_{Tx} \cdot \mathbf{\Lambda}_{Tx} \cdot \mathbf{U}_{Tx}^H \tag{3.26}$$

$$\mathbf{R}_{Rx} = \mathbf{U}_{Rx} \cdot \mathbf{\Lambda}_{Rx} \cdot \mathbf{U}_{Rx}^H \tag{3.27}$$

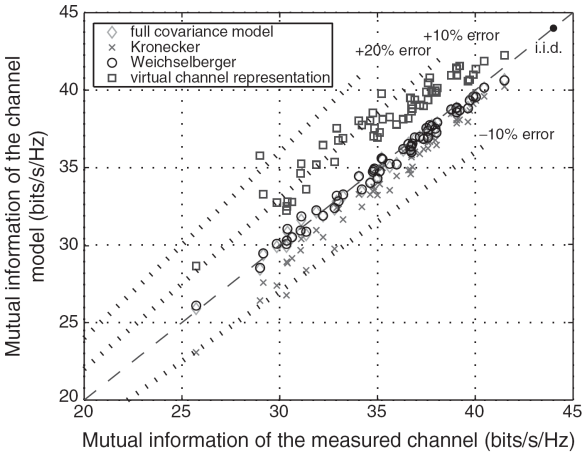
Θεωρώντας ότι όλοι οι ιδιορυθμοί (eigenmodes) σε πομπό και δέκτη είναι αμοιβαία αποκλειόμενοι, το μοντέλο MIMO ραδιοδιαύλου τύπου Weichselberger θα δίνεται από την παρακάτω σχέση.

$$\mathbf{H}_{wei} = \mathbf{U}_{Rx} \cdot \left(\bar{\mathbf{\Omega}}_{wei} \odot \mathbf{H}_{iid}\right) \cdot \mathbf{U}_{Tx}^T \tag{3.28}$$

Ο πίνακας $\bar{\mathbf{\Omega}}_{wei} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ ορίζεται ως η στοιχείο-προς-στοιχείο τετραγωνική ρίζα του πίνακα συσχέτισης ισχύος $\mathbf{\Omega}_{wei}$. Συνεπώς, τα στοιχεία $\omega_{i,j}$ του πίνακα $\mathbf{\Omega}_{wei}$ είναι θετικοί πραγματικοί αριθμοί και περιγράφουν την μέση ισχύ σύζευξης μεταξύ του j-οστού ιδιορυθμού (eigenmode) εκπομπής και του i-οστού ιδιορυθμού λήψης. Το εν λόγω μοντέλο πετυχαίνει την από κοινού μοντελοποίηση των ιδιοτήτων συσχέτισης σε πομπό και δέκτη και αποτελεί μια γενικευμένη έκδοση του μοντέλου Kronecker.

3.3.2. Αξιοπιστία Μοντέλων MIMO Ραδιοδιαύλου

Στα πλαίσια της αξιολόγησης των ανωτέρω προτεινόμενων μοντέλων MIMO ραδιοδιαύλου, η εκτιμώμενη χωρητικότητα αυτών συγκρίνεται με ισοδύναμες μετρήσεις σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης. Οι εν λόγω πραγματικές μετρήσεις έχουν υλοποιηθεί και παρουσιαστεί στα πλαίσια της δράσης COST-273 [15] όπου ποικίλοι τύποι περιβαλλόντων διάδοσης έχουν μετρηθεί και χαρακτηριστεί με διάφορες διατάξεις κεραιών εκπομπής και λήψης. Για να γίνει η σύγκριση αυτών με τα αποτελέσματα των μοντέλων, η διαδικασία της κανονικοποίησης για κάθε σενάριο μέτρησης συνίσταται στο ότι η μέση ισχύς των στοιχείων του MIMO πίνακα $H^{(m_R,m_T)}$ τίθεται στη μονάδα. Επίσης, ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος (SNR) είναι κοινός για όλα τα σενάρια μέτρησης και ίσος με $20dB$. Συνεπώς, στο σχήμα 3.2 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά όλες οι μέσες τιμές χωρητικότητας (bits/s/Hz) όπως προκύπτουν από τα ανωτέρω μοντέλα καθώς και εκείνες των μετρήσεων για την περίπτωση συστήματος 8×8.



Σχήμα 3.2: Σύγκριση εργοδικής χωρητικότητας MIMO ραδιοδιαύλου μεταξύ των προτεινόμενων στη βιβλιογραφία μοντέλων και των μετρημένων σύμφωνα με το COST-273 [15].

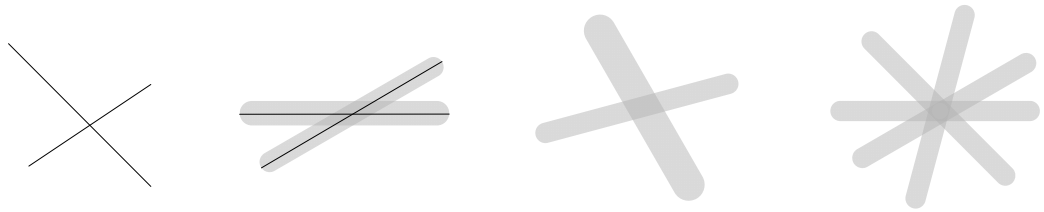
Η διακεκομμένη διαγώνια γραμμή αντιστοιχεί στην πλήρη ισοδυναμία μεταξύ της εκτίμησης χωρητικότητας από το αντίστοιχο μοντέλο και αυτής από τις μετρήσεις σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης. Επίσης, οι αντίστοιχες διακεκομμένες γραμμές πάνω και κάτω της διαγώνιας δηλώνουν το ποσοστό της μη-ισοδυναμίας μεταξύ μοντέλων MIMO ραδιοδιαύλων και μετρήσεων (είτε υπερεκτίμησης, είτε υποεκτίμησης). Από το εν λόγω σχήμα γίνεται φανερό

(για το συγκεκριμένο σενάριο μέτρησης και το πλήθος κεραιών) ότι το μοντέλο Kronecker υποεκτιμά την πραγματική χωρητικότητα του MIMO ραδιοδιαύλου. Σημειώνεται επίσης ότι το μοντέλο Weichselberger εμφανίζει αποτελέσματα πολύ κοντά στις πραγματικές μετρήσεις.

3.4. Λογική Απεικόνιση Αρχιτεκτονικής MIMO Συστημάτων

Με βάση την ανάγκη βέλτιστης αξιοποίησης της αρχιτεκτονικής MIMO, η πολυδιαδρομική διάδοση αποτελεί βασικό παράγοντα σε συνδυασμό με την ύπαρξη πολλών κεραιών σε πομπό και δέκτη. Επίσης, σημειώνεται ότι η αποδοτική λειτουργία των διαφόρων τεχνικών MIMO εξαρτάται από το μέσο σηματοθορυβικό λόγο. Οι παράγοντες αυτοί σε συνδυασμό με την απαίτηση εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με υψηλή ακρίβεια αποτελούν θεμελιώδη στοιχεία για την υψηλών επιδόσεων λειτουργία του συστήματος. Ιδιαίτερα, η ακρίβεια εκτίμησης του ραδιοδιαύλου μπορεί να μειωθεί λόγω ποικίλων παραγόντων όπως, ο θόρυβος του ραδιοδιαύλου, η παραμόρφωση του σήματος, ή τα σφάλματα κβαντοποίησης.

Μια οπτική απεικόνιση της λειτουργίας της MIMO αρχιτεκτονικής σε σχέση με τις επιδράσεις του ασύρματου μέσου μετάδοσης παρουσιάζεται στο σχήμα 3.3. Οι γραμμές αναπαριστούν το αντίστοιχο πλήθος των εξισώσεων που χρησιμοποιούνται στο MIMO σύστημα, ενώ το σημείο τομής εκφράζει την ακρίβεια εύρεσης των συντελεστών (του ραδιοδιαύλου) [35]. Στο σχήμα 3.3a, πλήρως διακριτά σήματα υφίστανται παρέχοντας ακριβή πληροφορία ως προς το σημείο τομής ('λύσης') αυτών. Τα σήματα χαρακτηρίζονται από υψηλό σηματοθορυβικό λόγο και είναι σχεδόν ορθογώνια. Στο 3.3b παρατηρείται μη ικανοποιητική διάκριση λόγω της γωνίας τομής (συσχέτισης των σημάτων, μη ορθογώνια σήματα) και θορύβου αυτών. Στο 3.3c η προσθήκη θορύβου στο σύστημα αποτελεί παράγοντα απροσδιοριστίας του ακριβούς σημείου τομής (ακριβής γνώση του ραδιοδιαύλου). Επίσης, στο 3.3d η αύξηση των γραμμών (πλήθους εξισώσεων, πλήθους κεραιών εκπομπής-λήψης) μειώνει την αβεβαιότητα εκτίμησης.



Σχήμα 3.3: Η ανάκτηση των πολλαπλών σημάτων σε ένα MIMO σύστημα εξαρτάται από το πόσο διαφορετικοί είναι οι ρυθμοί μετάδοσης, την ορθογωνιότητά τους και πόσο 'θορυβώδης' είναι ο ραδιοδίαυλος.

3.5. Χωρητικότητα MIMO Ραδιοδιαύλου

Η μεγάλη πρόοδος στο χώρο των τηλεπικοινωνιών μέσω της αξιοποίησης της αρχιτεκτονικής MIMO έγκειται κατά κύριο λόγο στη φασματική απόδοση (spectral efficiency) που μπορεί να επιτευχθεί αξιόπιστα. Ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων χωρίς λάθη που μπορεί να επιτευχθεί χαρακτηρίζεται ως η χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου [20]. Η συγκεκριμένη χωρητικότητα διακρίνεται σε επιμέρους περιπτώσεις ανάλογα με την γνώση του ραδιοδιαύλου

(μερική ή ολική, Channel State Information, CSI) στον πομπό, καθώς και εάν ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως ντετερμινιστικός ή τυχαίων διαλείψεων. Σημειώνεται ότι για την πλήρη αξιοποίηση της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου, η πλήρης γνώση του ραδιοδιαύλου στο δέκτη θεωρείται σε κάθε περίπτωση δεδομένη.

Με δεδομένη τη δυνατότητα ουσιαστικής αύξησης της φασματικής απόδοσης ενός συστήματος, στην παρούσα φάση τα περισσότερα ασύρματα συστήματα, καθώς και τα αντίστοιχα πρότυπα ενσωματώνουν την αρχιτεκτονική πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης. Η αξιοποίηση της MIMO αρχιτεκτονικής εξαρτάται κυρίαρχα από το περιβάλλον διάδοσης (με παράγοντες την ύπαρξη υψηλής πολυδιαδρομικότητας, τον συντελεστή κατάστασης, την ύπαρξη παρεμβολών, καθώς και τον θόρυβο ως προς τη διαμόρφωση του σηματοθορυβικού λόγου στο οποίο λειτουργεί το σύστημα).

Θεωρώντας έναν MIMO ραδιοδίαυλο $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ με εύρος ζώνης B και μέσο σηματοθορυβικό λόγο SNR στην έξοδο κάθε κεραίας του δέκτη, η σχέση εισόδου – εξόδου θα είναι:

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \tag{3.29}$$

όπου $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ είναι το διάνυσμα λήψης, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M_T \times 1}$ είναι το διάνυσμα εκπομπής και E_s η συνολική μέση ενέργεια που διατίθεται από τον πομπό σε διάρκεια ενός συμβόλου μετάδοσης. Ο πίνακας συμμεταβλητότητας του $\mathbf{s}$ θα είναι $\mathbf{R}_{ss} = E\left[\mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^H\right] \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}$ (θεωρώντας ότι το $\mathbf{s}$ έχει μηδενική μέση τιμή) και με βάση την απαίτηση για σταθερή συνολική ενέργεια εκπομπής θα ισχύει ότι $Tr\{\mathbf{R}_{ss}\} = M_T$. Η χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου C ορίζεται ως το άνω όριο της διαμετακομιστικής ικανότητας του συστήματος στο ασύρματο μέσο για μια συγκεκριμένη πιθανότητα λάθους και για ένα εύρος ζώνης B, θα δίνεται από τη σχέση:

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{R}_{ss} \cdot \mathbf{H}^H\right]\right) df \quad (bps/Hz) \tag{3.30}$$

Για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου για το μέσο χωρο-χρονικά σηματοθορυβικό λόγο θα πρέπει ο πίνακας του ραδιοδιαύλου $\mathbf{H}$ να είναι κανονικοποιημένος κατά τέτοιο τρόπο ώστε $E\left[\|H\|_F^2\right] = M_R \cdot M_T$. Με δεδομένο ότι η χωρητικότητα C αποτελεί μια τυχαία μεταβλητή, η αναγωγή αυτής στον μέγιστο επιτεύξιμο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων σε έναν συγκεκριμένο στιγμιότυπο του ραδιοδιαύλου μπορεί να γίνει είτε μέσω της εργοδικής χωρητικότητας, είτε με χρήση της outage χωρητικότητας. Η εργοδική χωρητικότητα προκύπτει ως η χρονική μέση τιμή της χωρητικότητας, δηλ. $C_e = E[C]_t$. Η outage χωρητικότητα C_w ορίζεται ως η τιμή εκείνη της χωρητικότητας η οποία επιτυγχάνεται

για το $w\%$ των υλοποιήσεων του $\mathbf{H}$, δηλ. $\Pr\left[C > C_w\right] = w$. Επίσης, στη βιβλιογραφία χρησιμοποιείται συχνά και το συμπληρωματικό της ανωτέρω πιθανότητας υποδηλώνοντας το ποσοστό των υλοποιήσεων όπου δεν επιτυγχάνεται η ζητούμενη χωρητικότητα [9].

3.5.1. Χωρητικότητα MIMO Ραδιοδιαύλου με Μηδενική Πληροφορία της Κατάστασής του στον Πομπό

Εάν ο πομπός έχει μηδενική γνώση του ραδιοδιαύλου, τότε τα σήματα εκπομπής είναι ασυσχέτιστα, ενώ η ισχύς που ανατίθεται ανά κεραία εκπομπής είναι ίδια. Αυτό περιγράφεται ως $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T}$ και κατ' επέκταση η χωρητικότητα του MIMO ραδιοδιαύλου θα είναι

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T}\cdot\mathbf{H}\cdot\mathbf{H}^H\right]\right)df \quad (bps/Hz) \tag{3.31}$$

Σημειώνεται ότι η σχέση (3.31) δεν περιγράφει την χωρητικότητα Shannon που μπορεί να επιτευχθεί καθώς η πληροφορία της γνώσης του ραδιοδιαύλου στον πομπό μπορεί να σχηματίσει το διάνυσμα του σήματος εκπομπής κατά τέτοιο τρόπο ώστε ο πίνακας συμμεταβλητότητας αυτού να υπερτερεί της $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T}$. Εάν ο $\mathbf{H}\cdot\mathbf{H}^H$ αναλυθεί με βάση τις ιδιοτιμές του θα είναι

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T}\cdot\mathbf{Q}\cdot\mathbf{\Lambda}\cdot\mathbf{Q}^H\right]\right)df \quad (bps/Hz) \tag{3.32}$$

όπου $\mathbf{Q}\in\mathbb{C}^{M_R\times k_{\mathbf{H}}}$ είναι ορθομοναδιαίος πίνακας ($\mathbf{Q}\cdot\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}_{M_R}$) και $\Lambda\in\mathbb{R}^{k_{\mathbf{H}}\times k_{\mathbf{H}}}$ είναι διαγώνιος πίνακας με στοιχεία κύριας διαγωνίου τις θετικές ιδιοτιμές $\lambda_k, k = 1,...,k_{\mathbf{H}}$. Εάν ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται από μεγάλο πλήθος πολυδιαδρομικών, τότε ο πίνακας $\mathbf{H}$ είναι πλήρους βαθμού (Full Rank) και συνεπώς θα ισχύει ότι $k_{\mathbf{H}} = rank\left[\mathbf{H}\right] = \min\left\{M_R, M_T\right\}$. Χρησιμοποιώντας την ιδιότητα $\det\left(\mathbf{I}_m + \mathbf{A}\cdot\mathbf{B}\right) = \det\left(\mathbf{I}_n + \mathbf{B}\cdot\mathbf{A}\right)$ για τους πίνακες $\mathbf{A}\in\mathbb{C}^{m\times n}$ και $\mathbf{B}\in\mathbb{C}^{n\times m}$, η σχέση (3.32) θα γίνεται

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T}\cdot\mathbf{\Lambda}\right]\right)df = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\prod_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}}\left(1 + \frac{SNR}{M_T}\cdot\lambda_k\right)\right)df \Leftrightarrow$$

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}} \log_2\left(1 + \frac{SNR}{M_T}\cdot\lambda_k\right)df \tag{3.33}$$

Με βάση την ανωτέρω σχέση, η χωρητικότητα ενός MIMO ραδιοδιαύλου μπορεί να εκφραστεί ως το άθροισμα των χωρητικοτήτων $k_{\mathbf{H}}$ SISO ραδιοδιαύλων οι οποίοι είναι

ορθογώνιοι μεταξύ τους και καλούνται ιδιορυθμοί μετάδοσης (eigenmodes), με το κέρδος ισχύος του καθενός να είναι λ_k. Συνεπώς, η χωρητικότητα του MIMO ραδιοδιαύλου αυξάνει γραμμικά με το $\min\{M_R, M_T\}$ αφού δημιουργούνται παράλληλοι χωρικοί δίαυλοι (γνωστοί και ως ρυθμοί-modes) μεταξύ των άκρων εκπομπής και λήψης. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην ανωτέρω προσέγγιση ο πομπός δεν έχει γνώση του ραδιοδιαύλου και συνεπώς οι διακριτοί ρυθμοί μετάδοσης δεν είναι προσβάσιμοι κάτι που συνεπάγεται την εκπομπή των ορθογώνιων ρυθμών με ίση ισχύ.

Εάν ο MIMO ραδιοδίαυλος δεν είναι πλήρους βαθμού, δηλαδή $k_{\mathbf{H}} = rank[\mathbf{H}] < \min\{M_R, M_T\}$, τότε το πλήθος των ορθογώνιων ρυθμών (ή ισοδύναμων SISO ραδιοδιαύλων) μειώνεται σε $k_{\mathbf{H}}$.

3.5.2. Χωρητικότητα MIMO Ραδιοδιαύλου με Πλήρη Γνώση αυτού στον Πομπό.

Για την περίπτωση που ο MIMO ραδιοδίαυλος είναι γνωστός όχι μόνο στο δέκτη, αλλά και στον πομπό μέσω ενός διαύλου ανάδρασης ή με την υιοθέτηση της αρχής της αμοιβαιότητας, τότε η κατανομή της ισχύος μεταξύ των ορθογώνιων ρυθμών μετάδοσης μπορεί να γίνεται με βάση τις ιδιοτιμές του $\mathbf{H}$. Η αξιοποίηση της γνώσης του ραδιοδιαύλου στον πομπό γίνεται με την προσθήκη βαθμίδας προεπεξεργασίας (precoding) στη λογική της ανάλυσης SVD (Singular Value Decomposition), δηλ. $\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{V}^H$. Συνεπώς, η σχέση (3.30) θα γίνεται:

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{R}_{ss} \cdot \left(\mathbf{U} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{V}^H\right)^H\right]\right) df \Leftrightarrow$$

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{R}_{ss} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{\Omega}^H \cdot \mathbf{U}^H\right]\right) df \Leftrightarrow$$

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \cdot \mathbf{\Omega}^H \cdot \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{R}_{ss} \cdot \mathbf{V}\right]\right) df \qquad (3.34)$$

Σημειώνεται ότι οι ιδιοτιμές $\mathbf{\Lambda}$ και οι ιδιόμορφες τιμές $\mathbf{\Omega}$ συνδέονται με βάση τη σχέση $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{\Omega} \cdot \mathbf{\Omega}^H$ ή σε επίπεδο ιδιοτιμών/ιδιόμορφων τιμών ως $\lambda_k = |\sigma_k|^2$. Εάν στη σχέση (3.34) επιλεγεί $\mathbf{V} = \mathbf{R}_{ss}$ (μεγιστοποιώντας την ορίζουσα) και αναλύοντας τον πίνακα συμμεταβλητότητας $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{U}_{ss} \cdot \mathbf{Z} \cdot \mathbf{U}_{ss}^H$ με $\mathbf{Z} = diag\{z_k\}$, $k = 1,...,k_{\mathbf{H}}$ η σχέση (3.34) θα γίνεται

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{U}_{ss} \cdot \mathbf{Z} \cdot \mathbf{U}_{ss}^H \cdot \mathbf{V}\right]\right) df \Leftrightarrow$$

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\det\left[\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{Z}\right]\right) df \Leftrightarrow$$

$$C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} \log_2\left(\prod_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}}\left(1+\frac{SNR}{M_T}\cdot\lambda_k\cdot z_k\right)\right)df \Leftrightarrow C = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2}\sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}}\log_2\left(1+\frac{SNR}{M_T}\cdot\lambda_k\cdot z_k\right)df \qquad (3.35)$$

όπου οι τιμές z_k $\left(=E\left[\left|s_k\right|^2\right]\right)$ εκφράζουν τις αντίστοιχες τιμές ισχύος εκπομπής των ορθογώνιων ρυθμών μετάδοσης.

Με δεδομένο ότι ο πομπός έχει πρόσβαση στους διακριτούς ορθογώνιους ραδιοδιαύλους, μπορεί μέσω της βαθμίδας προκωδικοποίησης να αναθέσει διαφορετική ισχύ σε αυτούς ανάλογα με τις ιδιοτιμές του ραδιοδιαύλου και συνεπώς να πετύχει μεγιστοποίηση της χωρητικότητας (mutual information), μέσω της παρεχόμενης από το περιβάλλον διάδοσης. Το πρόβλημα μεγιστοποίησης της αξιοποίησης της χωρητικότητας του MIMO ραδιοδιαύλου ανάγεται στη μεγιστοποίηση του αποτελέσματος της σχέσης (3.35). Με δεδομένο επίσης ότι κατά την ανάθεση ισχύος θα πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη σταθερής συνολικής ισχύος $\sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}} z_k = Tr\{\mathbf{R}_{ss}\} = M_T$, αρκεί να υπολογιστούν οι μεταβλητές z_k για τις οποίες επιτυγχάνεται η μεγιστοποίηση της χωρητικότητας. Η εύρεση των εν λόγω τιμών μπορεί να γίνει με την μέθοδο Lagrange [24] και δίνονται από την ακόλουθη σχέση:

$$z_k^{opt} = \left(\mu - \frac{M_T}{SNR\cdot\lambda_k}\right)_{\Diamond} \qquad (3.36)$$

όπου μ είναι μια σταθερά και $(x)_{\Diamond} = \begin{cases} x & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases}$. Η βέλτιστη ανάθεση ισχύος μπορεί να βρεθεί χρησιμοποιώντας επαναληπτικές τεχνικές με την εφαρμογή του αλγορίθμου waterfilling [9]. Με βάση τον συγκεκριμένο αλγόριθμο, αρχικά υπολογίζεται ο σταθερός συντελεστής μ και στη συνέχεια μέσω μιας επαναληπτικής διαδικασίας καθορίζονται τα z_k^{opt}. Με βάση την λογική βέλτιστης τοποθέτησης της ισχύος στους ρυθμούς μετάδοσης, η εν λόγω βελτιστοποίηση επιτυγχάνεται μέσω του επαναληπτικού αλγορίθμου με διαρκώς μειούμενο πλήθος ορθογωνικών χωρικών διαύλων μέχρι η τιμή της ισχύος που ανατίθεται σε κάθε χωρικό ορθογώνιο ρυθμό μετάδοσης είναι μη-αρνητικός αριθμός. Η διαδικασία αυτή δίνει τη βέλτιστη λύση ανάθεσης ισχύος στους $k_{\mathbf{H}}$ ορθογωνικούς ρυθμούς μετάδοσης από τις διαφορετικές κεραίες εκπομπής. Η χωρητικότητα του MIMO ραδιοδιαύλου που αξιοποιείται, όταν αυτός είναι πλήρως γνωστός στον πομπό, είναι σε κάθε περίπτωση μεγαλύτερη ή ίση από αυτή που επιτυγχάνεται όταν ο ραδιοδίαυλος είναι άγνωστος στον πομπό.

3.5.3. Χωρητικότητα Ραδιοδιαύλου σε MIMO Συστήματα Χωρικής Διαφορικότητας

Στην παραπάνω ανάλυση η αξιοποίηση της χωρητικότητας που προσφέρει ο MIMO ραδιοδίαυλος σχετίζεται με την λειτουργία του συστήματος σε λογική χωρικής πολυπλεξίας

(spatial multiplexing) και με ένα εύρος ζώνης λειτουργίας B. Επίσης, η αποτύπωση της φασματικής απόδοσης μέσω του μέτρου της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου βασίστηκε στην υπόθεση της πλήρους γνώσης του ραδιοδιαύλου είτε μόνο στο δέκτη ($\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T}$) οδηγώντας στην ομοιόμορφη κατανομή ισχύος (Uniform Power Allocation, UPA), είτε επιπλέον και στον πομπό δίνοντας τη δυνατότητα να εφαρμοστούν διαφορετικά σχήματα ανάθεσης ισχύος στις κεραίες εκπομπής [22]. Η γνώση του $\mathbf{H}$ στο άκρο του πομπού είναι εφικτή είτε μέσω διαύλου ανάδρασης, είτε με βάση την προσέγγιση αμοιβαιότητας σε συστήματα πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου (TDD).

Για την περίπτωση όπου αντί της χωρικής πολυπλεξίας, έχει επιλεγεί ως σχήμα μετάδοσης (λόγω μικρού σηματοθορυβικού λόγου) η λογική της χωρικής διαφορικότητας (Spatial Diversity), υιοθετείται ένα σχήμα ορθογωνικής χωροχρονικής κωδικοποίησης συστάδας (Orthogonal Space-Time Block Coding). Το πιο κλασικό σχήμα αυτού του είδους είναι η κωδικοποίηση Alamouti [33]. Τα εν λόγω σχήματα δεν προσφέρουν αυξημένο ρυθμό μεταφοράς πληροφορίας, αλλά επιτυγχάνουν πολύ καλύτερη αξιοπιστία ζεύξης ή κατ' αναλογία μεγαλύτερη απόσταση ζεύξης. Η χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου για την περίπτωση των τεχνικών χωρικής διαφορικότητας δίνεται από τη σχέση:

$$C\big|_{SD} = \int_{f_c+B/2}^{f_c-B/2} R_c \cdot \log_2\left(1 + \frac{SNR}{M_T} \cdot \sum_{m_T=1}^{M_T} \sum_{m_R=1}^{M_R} \left|H^{(m_R,m_T)}\right|^2\right) df \quad (bps/Hz) \tag{3.37}$$

όπου R_c είναι ο ρυθμός κώδικα (Code Rate) και ισούται με το λόγο του πλήθους των συμβόλων πληροφορίας ανά συστάδα εκπομπής προς το πλήθος των απαιτούμενων περιόδων (συμβόλων) για την μετάδοση της συστάδας.

Συγκρίνοντας τα ανωτέρω σχήματα μετάδοσης ως προς τη χωρητικότητα που επιτυγχάνεται, θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι μέθοδοι χωρικής πολυπλεξίας τύπου waterfilling δίνουν καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με τις απλούστερες UPA μεθόδους για σχετικά μικρούς σηματοθορυβικούς λόγους. Η διαφορά στην επίδοση μειώνεται σημαντικά με την αύξηση του SNR. Επίσης, η χειρότερη επίδοση πετυχαίνεται για την περίπτωση της χωρικής διαφορικότητας $\left(C\big|_{SD}\right)$.

3.5.4. Συντελεστές Διαφορικότητας και Κατάστασης MIMO Ραδιοδιαύλου

Με βάση την ανάγκη βελτιστοποιημένης λειτουργίας των MIMO συστημάτων, η γνώση της κατάστασης του ραδιοδιαύλου για την αξιοποίηση των παραμέτρων αυτού και η ύπαρξη κατάλληλων κριτηρίων επιλογής των αποδοτικότερων κάθε φορά σχημάτων αποτελεί κομβικό παράγοντα υψηλής αξιοπιστίας και αυξημένης φασματικής απόδοσης του συστήματος.

Στο πλαίσιο της λειτουργίας του MIMO συστήματος σε λογική χωρικής διαφορικότητας, οι ιδιοτιμές λ_k του πίνακα αυτοσυσχέτισης $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ περιγράφουν την μέση ισχύ των ιδιορυθμών οι οποίοι χαρακτηρίζονται από ανεξάρτητες μεταξύ τους διαλείψεις. Ο βαθμός διαφορικότητας που προσφέρεται από τον συγκεκριμένο MIMO ραδιοδίαυλο καθορίζεται από το προφίλ των

ιδιοτιμών (eigenvalue profile). Η πλήρης γνώση του εν λόγω προφίλ είναι εξαιρετικά δύσκολο να μετρηθεί αλλά ένα πολύ χρήσιμο μέγεθος για την περίπτωση των MIMO ραδιοδιαύλων τύπου Rayleigh αποτελεί ο δείκτης διαφορικότητας [28][29], ο οποίος ορίζεται ως ακολούθως

$$\boldsymbol{\psi}\left(\mathbf{R}_{\mathbf{H}}\right)=\left(\frac{Tr\left\{\mathbf{R}_{\mathbf{H}}\right\}}{\left\|\mathbf{R}_{\mathbf{H}}\right\|_{F}}\right)^{2} \tag{3.38}$$

Με βάση το ότι ισχύουν οι ταυτότητες $Tr\left(\mathbf{R}_{\mathbf{H}}\right)=\sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}}\lambda_{k}$ και $\left\|\mathbf{R}_{\mathbf{H}}\right\|_{F}=\left(\sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}}\lambda_{k}^{2}\right)^{1/2}$ η σχέση (3.38) σε συνάρτηση με τις ιδιοτιμές, μπορεί ισοδύναμα να γραφτεί ως

$$\boldsymbol{\psi}\left(\mathbf{R}_{\mathbf{H}}\right)=\frac{\left(\sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}}\lambda_{k}\right)^{2}}{\sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}}\lambda_{k}^{2}} \tag{3.39}$$

Είναι φανερό ότι όσο πιο ομοιόμορφα κατανεμημένες είναι οι ιδιοτιμές, τόσο πιο μεγάλη τιμή έχει ο δείκτης διαφορικότητας, κάτι που είναι επιθυμητό.

Για την περίπτωση της λειτουργίας του MIMO συστήματος σε λογική χωρικής πολυπλεξίας είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός μεγέθους έκφρασης του πλήθους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών (rich multipath) μιας και για την αποδοτική λειτουργία του εν λόγω σχήματος απαιτείται, πλέον του υψηλού σηματοθορυβικού λόγου, η διαθεσιμότητα ασυσχέτιστων χωρικών δειγμάτων στον δέκτη. Το μέγεθος που εκφράζει την καταλληλότητα του ραδιοδιαύλου για μια τέτοια λειτουργία είναι ο συντελεστής κατάστασης (condition number) [15][27], ο οποίος δίνεται από τον λόγο της μέγιστης προς την ελάχιστη ιδιοτιμή του πίνακα αυτοσυσχέτισης, δηλ.:

$$\kappa_{c}=\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \tag{3.40}$$

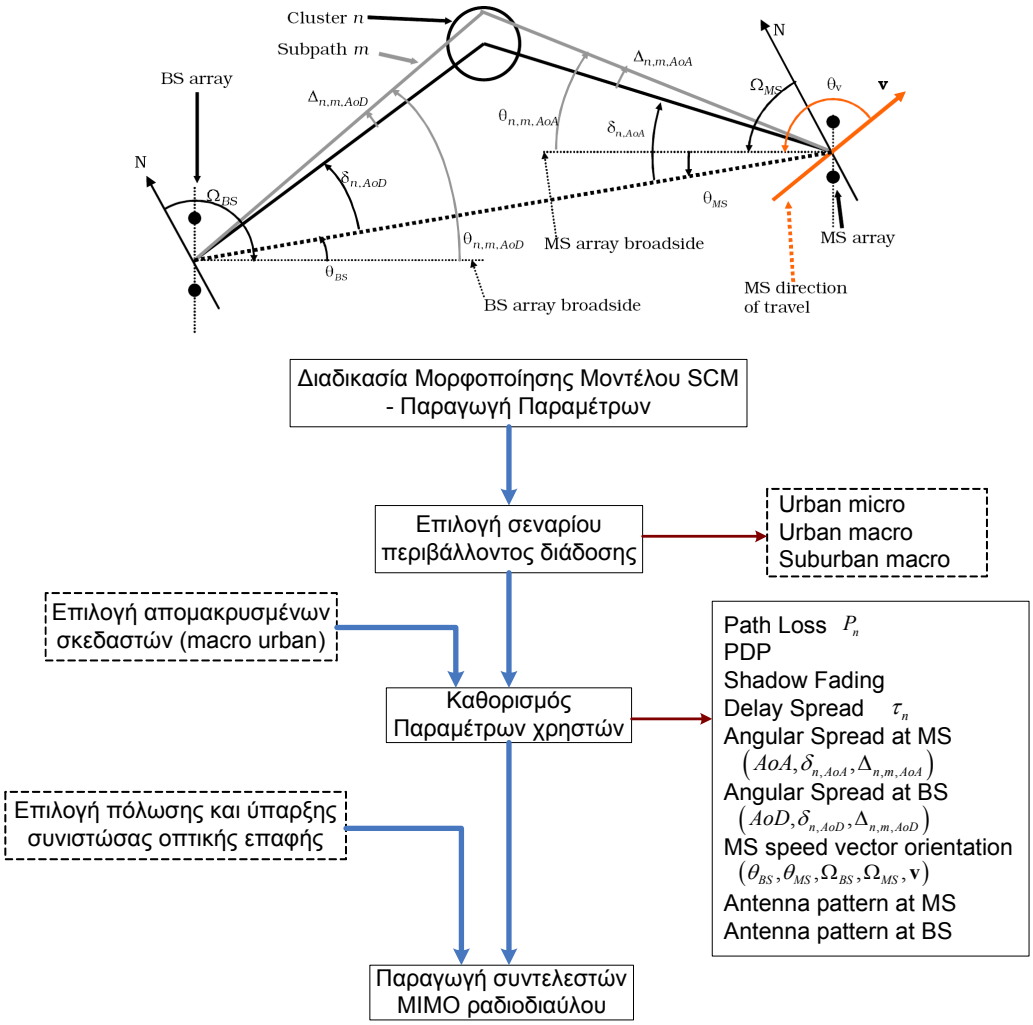
Όσο πιο μικρή είναι η τιμή του κ_c, τόσο πιο μεγάλο είναι το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας που προσφέρει ο MIMO ραδιοδίαυλος. Ισοδύναμα, ο συντελεστής κατάστασης μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως μέτρο για τον καθορισμό της απαιτούμενης αύξησης του SNR προκειμένου να σύστημα να ανακτήσει/αξιοποιήσει ένα MIMO σήμα, σε σχέση με την περίπτωση SISO.

3.6. Μοντέλα MIMO Ραδιοδιαύλου σε Πρότυπα Αναφοράς

Με βάση την ανάγκη αξιόπιστης αξιολόγησης των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών και αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος σε πομπό και δέκτη είναι κρίσιμη η υιοθέτηση μοντέλων

ραδιοδιαύλων, τα οποία θα περιγράφουν πιστά τις πραγματικές συνθήκες διάδοσης για MIMO συστήματα. Στα πλαίσια συνεπώς της ενσωμάτωσης της αρχιτεκτονικής MIMO στην προτυποποίηση των συστημάτων κινητών επικοινωνιών 3ης γενιάς (3GPP/3GPP2), αναπτύχθηκε ένα χωρικό μοντέλο MIMO ραδιοδιαύλου για εξωτερικούς χώρους με την ονομασία 3GPP Spatial Channel Model (3GPP-SCM) [18]. Επιπλέον, και δίνοντας έμφαση σε μοντέλα ραδιοδιαύλων ικανά να καλύψουν τις ανάγκες αξιολόγησης των σχεδιαζόμενων συστημάτων 4ης γενιάς, το ανωτέρω μοντέλο έχει επεκταθεί στο 3GPP-SCME (Spatial Channel Model Extended), καθώς και στα μοντέλα WINNER (τα οποία αναπτύχθηκαν στα πλαίσια του ομώνυμου Ευρωπαϊκού έργου) [19]. Η πρώτη έκδοση του μοντέλου SCME παρουσιάστηκε το 2005, ενώ στη συνέχεια τροποποιήθηκε για τις ανάγκες του LTE (Long Term Evolution). Βελτιώνοντας ακόμη περισσότερο το SCME, και ενσωματώνοντας περισσότερα χαρακτηριστικά διάδοσης, στα πλαίσια της πραγματικής προσέγγισης του ασύρματου μέσου μετάδοσης, προέκυψε αρχικά το μοντέλο WIM1 (WINNER channel model – Phase I) και τελικώς το WIM2 [6]. Παράδειγμα πολυδιαδρομικής διάδοσης και μοντελοποίησης παρουσιάζεται στο σχήμα 3.4 σύμφωνα με το πρότυπο 3GPP-SCM.

Η βασική φιλοσοφία μοντελοποίησης των MIMO ραδιοδιαύλων σε όλα τα μοντέλα SCM/SCME/WIM1/WIM2 είναι κοινή και στηρίζεται στη διανυσματική άθροιση όλων των χωρικά κατανεμημένων συνιστωσών. Η μοντελοποίηση με βάση γεωμετρικά στοχαστικά μοντέλα περιγράφει όλες τις μεταβολές της κρουστικής απόκρισης μεταξύ της κάθε κεραίας εκπομπής και της κάθε κεραίας λήψης. Η εν λόγω τεχνική χαρακτηρίζεται ως μέθοδος αθροίσματος ημιτονοειδών συναρτήσεων (Sum Of Sinusoids (SOS) method). Λόγω των διαφορετικών θέσεων των κεραιοστοιχείων των κεραιών εκπομπής και λήψης, διαφορετικά χαρακτηριστικά των επιμέρους ραδιοδιαύλων λαμβάνονται και συνεπώς εξυπηρετείται καλύτερα η MIMO λογική λειτουργίας. Επίσης, στο πλαίσιο της χωρικής μοντελοποίησης SOS η κάθε μια από τις συνιστώσες ανάκλασης (specular component – sinusoid) αντιστοιχεί σε μια πολυδιαδρομική συνιστώσα (MultiPath Component, MPC). Η πλήρης περιγραφή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών συνίσταται στις παραμέτρους: γωνία αναχώρησης στο άκρο του πομπού, γωνία άφιξης στο άκρο του δέκτη, καθυστέρηση διάδοσης και ισχύς λήψης (παράμετροι χαμηλού επιπέδου, low-level parameters). Ωστόσο, μια εξέλιξη των παραμέτρων αυτών δεν βασίζεται στη λογική ray-tracing, αφού οι θέσεις και ομαδοποιήσεις των σκεδαστών δεν είναι γνωστές, αλλά στην τυχαία επιλογή των παραμέτρων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών με βάση κατάλληλες συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας (σππ). Με δεδομένο ότι το ασύρματο μέσο μετάδοσης παρουσιάζει μη-στατική (non-stationary) συμπεριφορά, οι κατανομές σππ των ανωτέρω παραμέτρων περιγραφής των πολυδιαδρομικών συνιστωσών μεταβάλλονται με τον χρόνο. Για να ληφθεί υπόψη και το εν λόγω χαρακτηριστικό, οι αντίστοιχες σππ παραμετροποιούνται και οι αλλαγές τους επίσης μοντελοποιούνται. Αυτές οι παράμετροι που ελέγχουν τις σππ των παραμέτρων χαμηλού επιπέδου, με βάση την ορολογία που αναπτύχθηκε στο WINNER χαρακτηρίζονται ως παράμετροι μεγάλης κλίμακας (Large Scale Parameters, LSPs). Οι τιμές των LSP παραμέτρων βασίζονται με την σειρά τους σε κατάλληλες σππ οι οποίες προκύπτουν από μετρήσεις σε συγκεκριμένα περιβάλλοντα διάδοσης (σενάρια μετρήσεων).



Σχήμα 3.4: Σενάριο πολυδιαδρομικής διάδοσης σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCM και διαδικασία παραγωγής των παραμέτρων του μοντέλου του MIMO ραδιοδιαύλου.

3.6.1. Κατηγοριοποίηση Περιβαλλόντων Διάδοσης SCM/SCME/WIM1&2

Ο χαρακτηρισμός και η διάκριση των ποικίλων περιβαλλόντων διάδοσης στα χωρο-χρονομεταβλητά μοντέλα WINNER βασίζονται σε παραμέτρους οι οποίες έχουν προκύψει από μετρήσεις χαρακτηρισμού των ραδιοδιαύλων στα αντίστοιχα πραγματικά περιβάλλοντα. Για κάθε σενάριο, τα δεδομένα μετρήσεων επεξεργάζονται και εξάγονται οι χαρακτηριστικές τιμές των παραμέτρων περιγραφής του συγκεκριμένου ραδιοδιαύλου. Στη συνέχεια, χρησιμοποιείται το ίδιο γενικό μοντέλο για όλα τα σενάρια, αλλά με διαφορετικές τιμές των παραμέτρων ελέγχου [17][19].

Το μοντέλο SCM είχε ως αρχικό στόχο την περιγραφή των περιβαλλόντων διάδοσης εξωτερικού χώρου. Αυτά διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες: ημιαστικά μακροκυψελωτά (suburban macro), αστικά μακροκυψελωτά (urban macro) και αστικά μικροκυψελωτά (urban micro). Στα μοντέλα SCME το πλήθος των σεναρίων που λαμβάνονται υπόψη παραμένει το ίδιο, ενώ τα μοντέλα WINNER (1&2) υποστηρίζουν πολύ μεγαλύτερο πλήθος σεναρίων. Στο

WIM1 ορίζονται τα ακόλουθα: 1. A1-indoor (μικρά γραφεία/οικίες), 2. B1-Typical Urban micro-cell, 3. B3-Indoor Hotspot, 4. B5-Statianary feeder με υποκατηγορίες (a, b και d) ανάλογα με την τοποθέτηση πομπού και δέκτη, 5. C1-Suburban, 6. C2-Typical Urban Macro-cell, και 5. D1-Rural macro-cell. Το πλήθος των σεναρίων αυξάνεται ακόμη περισσότερο στο WIM2 όπου πλέον προστίθονται και τα μοντέλα: 1. A2-Indoor-to-Outdoor, 2. B4-Outdoor-to-Indoor, 3. B5-Stationary feeder με υποκατηγορίες c και f, 4. D2a-Moving Networks, 5. B2-Bad urban micro-cell, 6. C3-Bad urban macro-cell. Το σύνολο των ανωτέρω σεναρίων (SCME/WIM1&2) διακρίνονται επιπλέον με το εάν υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής (LoS). Η αναλυτική περιγραφή των ανωτέρω σεναρίων γίνεται λεπτομερώς στο σχετικό πρότυπο [18], ενώ οι συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων των μοντέλων που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή δίνονται στο Παράρτημα Δ.

Η εξάρτηση του μοντέλου του ραδιοδιαύλου από τις παραμέτρους του συστήματος υφίσταται μέσω της φέρουσας συχνότητας f_c και του εύρους ζώνης B. Με βάση την προσέγγιση SCME, σε όλα τα σενάρια αναφοράς η μοντελοποίηση των απωλειών διάδοσης είναι έγκυρη για την περιοχή συχνοτήτων $2-6GHz$. Σημειώνεται ότι η πλειοψηφία των μετρήσεων για την εξαγωγή των ανωτέρω μοντέλων έχει υλοποιηθεί σε $f_c = 5,2GHz$. Με δεδομένο ότι στα πλαίσια της επέκτασης των μοντέλων SCM/SCME τα μοντέλα WIM1&2 θα έπρεπε να υποστηρίζουν $B = 100MHz$, στο σύνολο των μετρήσεων που πραγματοποιήθηκε και οι παράμετροι χαρακτηρισμού του εκάστοτε σεναρίου αφορούσε εύρος ζώνης χαρακτηρισμού $\sim 200MHz$. Η χρονομεταβλητότητα του μοντέλου στηρίζεται στην κίνηση του κινητού σταθμού (MS) και συνεπώς η ολίσθηση Doppler κάθε φασματικής συνιστώσας εξαρτάται από την σχετική γωνιά μεταξύ της κατεύθυνσης πρόσπτωσης και του διανύσματος ταχύτητας. Η διαδικασία μορφοποίησης του μοντέλου SCM και της εξαγωγής των τιμών των παραμέτρων του MIMO ραδιοδιαύλου συνοψίζεται στο σχήμα 3.4. Συμπερασματικά, το αποτέλεσμα του μοντέλου είναι ο προσδιορισμός της χρονομεταβλητής κρουστικής απόκρισης $\mathbf{H}(\tau,t)$.

Πίνακας 3.1: Συγκριτική απεικόνιση των γενικών χαρακτηριστικών που υποστηρίζουν τα μοντέλα MIMO ραδιοδιαύλων

Χαρακτηριστικό	**SCM**	**SCME**	**WIM1**	**WIM2**
$B > 100MHz$	Όχι	Ναι	Ναι	Ναι
Σενάρια Εσωτερικού Χώρου	Όχι	Όχι	Ναι	Ναι
Σενάρια Εσωτερικού-εξωτερικού και εξωτερικού-εσωτερικού χώρου	Όχι	Όχι	Όχι	Ναι
AoA/AoD γωνίες ανύψωσης	Όχι	Όχι	Ναι	Ναι
Intra-Cluster Delay Spread	Όχι	Ναι	Όχι	Ναι
TDL μοντελοποίηση βασισμένη σε γενικευμένο μοντέλο	Όχι	Ναι	Ναι	Ναι
Ετεροσυσχέτιση μεταξύ των LSPs	Όχι	Όχι	Ναι	Ναι
Χρονική εξέλιξη των παραμέτρων	Όχι	Ναι	Όχι	Ναι

Με βάση την ανάγκη συγκριτικής απεικόνισης των μοντέλων των MIMO ραδιοδιαύλων που χρησιμοποιούνται εκτεταμένα για την αξιολόγηση των αλγορίθμων και των προτεινόμενων συστημάτων 4ης γενιάς, τα γενικά χαρακτηριστικά τους συνοψίζονται στον πίνακα 3.1, ενώ οι τιμές των παραμέτρων τους παρουσιάζονται συγκριτικά στον πίνακα 3.2.

3.6.2. Μοντέλο Διάδοσης MIMO Ραδιοδιαύλου Εσωτερικού Χώρου για το Πρότυπο TGn

Η ιδέα της λογικής MIMO και η υιοθέτησή της από όλο και περισσότερα πρότυπα ασύρματης μετάδοσης λόγω της επίτευξης υψηλής φασματικής απόδοσης έχει οδηγήσει επιπλέον στην ενσωμάτωση αυτής και στα μοντέλα περιγραφής των ραδιοδιαύλων εσωτερικών χώρων. Ιδιαίτερα, σε εσωτερικούς χώρους τα περιβάλλοντα διάδοσης παρουσιάζουν έντονα χαρακτηριστικά πολλαπλών σκεδάσεων βοηθώντας ουσιαστικά στην αποσυσχέτιση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και συνεπώς στη μεγιστοποίηση των ωφελειών που προκύπτουν τόσο σε επίπεδο διαμετακομιστικής ικανότητας, όσο και σε επίπεδο αξιοπιστίας της ζεύξης. Στο πλαίσιο της προτυποποίησης IEEE802.11n έχει αναπτυχθεί το μοντέλο MIMO ραδιοδιαύλου για ποικίλα περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων [36].

Πίνακας 3.2: Σύγκριση τιμών παραμέτρων των μοντέλων για MIMO ραδιοδιαύλους

Παράμετρος	***Unit***	**SCM**	**SCME**	**WIM1**	**WIM2**
$B_{\max}$	MHz	5	100 (με υπολογιστικό τρόπο)	100 (με βάση μετρήσεις)	100 (με βάση μετρήσεις)
Περιοχή Συχνοτήτων	GHz	2	2 – 6	2 – 6	2 – 6
Πλήθος Σεναρίων	-	3	3	7	12
Πλήθος Clusters	-	6	6	4-24	4-20
Πλήθος πολυδιαδρομικών/cluster	-	1	3 – 4	1	1 – 3
Πλήθος taps του TDL	-	6	18 – 24	4 – 24	4 – 24
Διασπορά Γωνίας στον Σταθμό Βάσης	$(\cdot)^{\circ}$	5 – 19	4,7 – 18,2	3 – 38	2,5 – 53,7
Διασπορά Γωνίας στον Κινητό Σταθμό	$(\cdot)^{\circ}$	68	62,2 – 67,8	9,5 – 53	11,7 – 52,5
rms Διασπορά Καθυστέρησης	nsec	170 – 650	231 – 841	1,6 – 313	16 – 630
Τυπική Απόκλιση Διαλείψεων Σκίασης	dB	4 – 10	4 – 10	1,4 – 8	2 – 8

Τα μοντέλα αυτά έχουν προκύψει από μετρήσεις στις μη αδειοδοτούμενες ζώνες συχνοτήτων $2GHz$ και $5GHz$ (ISM bands) με εύρος ζώνης $B = 100MHz$. Τα συγκεκριμένα μοντέλα MIMO ραδιοδιαύλων εσωτερικών χώρων διακρίνονται σε έξι περιπτώσεις και βασίζονται σε ένα τροποποιημένο μοντέλο Kronecker όπου οι σκεδαστές ομαδοποιούνται (clusters) και οι συσχετίσεις μεταξύ των αντίστοιχων πολυδιαδρομικών μεταξύ των clusters γίνεται με

στατιστικές περιγραφές (υιοθετώντας συγκεκριμένες σππ κάθε φορά). Το πλήθος των clusters κυμαίνεται μεταξύ δυο και έξι ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης και οι αντίστοιχες καθυστερήσεις των πολυδιαδρομικών συνιστωσών από τα διαφορετικά clusters ακολουθούν Poisson κατανομή. Οι συνιστώσες που προέρχονται από το ίδιο cluster χαρακτηρίζονται από εκθετική μείωση της λαμβανόμενης ισχύος. Το καθένα από τα ενεργά clusters προβλέπεται να έχει τυχαία γωνιακά χαρακτηριστικά μέσης κατεύθυνσης αναχώρησης και άφιξης, ενώ η γωνιακή φασματική πυκνότητα ισχύος ακολουθεί κατανομή Laplace με τιμές γωνιακής διασποράς διαφορετικές για καθένα από τα έξι μοντέλα. Επίσης, οι τιμές των πινάκων συμμεταβλητότητας προκύπτουν από τις γωνιακές κατανομές ισχύος σε πομπό και δέκτη. Ακόμη, η χρονική μεταβολή του ραδιοδιαύλου γίνεται μέσω του καθορισμού της φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler.

3.6.3. Μοντέλο MIMO Ραδιοδιαύλου για το Πρότυπο IEEE 802.16m

Μοντέλα ραδιοδιαύλων κατάλληλα για την αξιολόγηση των συστημάτων που εμπίπτουν στην προτυποποίηση IEEE 802.16m [11] θα πρέπει να περιλαμβάνουν συγκεκριμένες παραμέτρους περιγραφής όπως η συχνότητα λειτουργίας, το εύρος ζώνης, το σενάριο-περιβάλλον διάδοσης, καθώς και την αρχιτεκτονική των πολλαπλών κεραιών στον πομπό και στο δέκτη. Χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι η συγκεκριμένη προτυποποίηση στοχεύει σε ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων $1Gbps$ για ασύρματα τοπικά δίκτυα, ενώ για τις περιπτώσεις υψηλής κινητικότητας η προοπτική είναι για $100Mbps$. Το περιβάλλον εφαρμογής αναμένεται να περιλαμβάνει ένα εξαιρετικά ευρύ φάσμα περιπτώσεων όπως εσωτερικού, εξωτερικού χώρου, pico-, micro-, macro- κυψελωτές αρχιτεκτονικές, καθώς και περιπτώσεις με υψηλή ολίσθηση Doppler.

Το σενάριο urban macrocell χαρακτηρίζεται από μεγάλη απόσταση ζεύξης ($0,5-3Km$) μεταξύ κινητού σταθμού και σταθμού βάσης, με μέσο ύψος κεραίας σταθμού βάσης στα $32m$. Το χαρακτηριστικό του συγκεκριμένου σεναρίου είναι η ευρεία κινητικότητα που υποστηρίζει αφού οι ταχύτητες κυμαίνονται από 0 έως $350Km/h$. Όσον αφορά τις συνθήκες διάδοσης, αυτές μπορεί να επιλεγούν είτε με μη οπτική επαφή, είτε με μερική οπτική επαφή. Ως επέκταση του ανωτέρω σεναρίου θεωρείται το suburban macrocell όπου πλέον των ανωτέρω τιμών, το περιβάλλον διάδοσης συγκροτείται από κτίρια χαμηλού ύψους με μικρή πυκνότητα δόμησης, καθώς επίσης και ανοικτές περιοχές όπως μεγάλα πάρκα, κλπ. Για την περίπτωση του σεναρίου τύπου urban microcell η απόσταση των ζεύξεων κυμαίνεται από 150 έως $300m$, με μέσο ύψος των κεραιών του σταθμού βάσης στα $13m$. Επίσης η κινητικότητα αναμένεται να είναι από 0 έως $120Km/h$. Επίσης, άλλα σενάρια που λαμβάνονται υπόψη στα μοντέλα ραδιοδιαύλων για την αξιολόγηση των MIMO συστημάτων υπό το πρότυπο του 802.16m είναι εσωτερικού χώρου είτε σε επίπεδο μικρού γραφείου, είτε σε λογική hotspot συνεδριακών κέντρων, αιθουσών διδασκαλίας, κλπ. Οι τιμές των παραμέτρων των μοντέλων των ανωτέρω σεναρίων έχουν προκύψει από αντίστοιχες μετρήσεις πολυδιάστατου χαρακτηρισμού του ραδιοδιαύλου.

Η διαδικασία παραγωγής του χωρικού μοντέλου του MIMO ραδιοδιαύλου διακρίνεται στα ακόλουθα βήματα: 1. Επιλογή του περιβάλλοντος διάδοσης, καθορισμός της απόστασης

ζεύξης και του προσανατολισμού των κεραιών, 2. Υπολογισμός των απωλειών διάδοσης, 3. Καθορισμός του παράγοντα σκίασης με βάση την λογαριθμοκανονική κατανομή και προκαθορισμένη τυπική απόκλιση, 4. Υπολογισμός του πίνακα χωρικής συσχέτισης με βάση την διασπορά γωνίας σε πομπό και δέκτη, καθώς επίσης και την αρχιτεκτονική των κεραιοστοιχείων (ULA, URA, απόσταση μεταξύ των στοιχείων, κλπ), 5. Καθορισμός των κερδών των κεραιοστοιχείων ως συνάρτηση των γωνιών αναχώρησης (AoD) και άφιξης (AoA), 6. Καθορισμός του φάσματος Doppler, 7. Παραγωγή του χρονικά αμετάβλητου MIMO ραδιοδιαύλου με βάση τις ανωτέρω χωρικές συσχετίσεις, 8. Παραγωγή του χρονικά μεταβαλλόμενου MIMO ραδιοδιαύλου, 9. Εάν ο Rician συντελεστής K είναι μη μηδενικός, τότε η ισχύς της LoS συνιστώσας προσαρμόζεται ανάλογα, και 10. Λαμβάνονται υπόψη μέσω κατάλληλου συντελεστή οι ατέλειες των κεραιοσυστημάτων λόγω σύζευξης (coupling) και ανισοσταθμίας (imbalance).

Επίσης, σημειώνεται ότι παράλληλα αναπτύσσεται και το πρότυπο IEEE 802.20 [119], το οποίο για την αξιολόγηση των προτεινόμενων τεχνικών και σχημάτων μετάδοσης χρησιμοποιεί τα ίδια μοντέλα ραδιοδιαύλων με αυτά που περιλαμβάνονται στο 802.16m.

3.7. Παράμετροι Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε MIMO Συστήματα Πολλαπλών Υποκαναλιών

Με δεδομένη την μεγάλη ποικιλία των περιβαλλόντων διάδοσης και την παραμετρική πολυδιάστατη περιγραφή του ραδιοδιαύλου είναι θεμελιώδους σημασίας η αναγνώριση εκείνων των παραμέτρων που θα πρέπει να μετρώνται ή να εκτιμώνται σε πραγματικό χρόνο προκειμένου η σύγχρονη μετάδοση και αποδοτική λειτουργία ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος να είναι εφικτή. Επιπλέον, η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, ανάλογα με την αρχιτεκτονική λειτουργίας του ασύρματου συστήματος μπορεί να γίνεται είτε στο πεδίο του χρόνου (εκτίμηση κρουστικής απόκρισης), είτε στο πεδίο της συχνότητας (εκτίμηση συνάρτησης μεταφοράς), είτε υιοθετώντας ένα υβριδικό σχήμα. Επίσης, ανάλογα με τα χαρακτηριστικά χρονικής μεταβλητότητας και συχνοτικής διασκορπιστικότητας του ραδιοδιαύλου, η τεχνική ισοστάθμισης του σήματος λήψης μπορεί να υλοποιείται με τη χρήση φίλτρου TDL (Tap Delay Line) μιας ή περισσοτέρων βαθμίδων είτε με ανάδραση, είτε χωρίς, ανάλογα με τις απαιτήσεις ως προς την ακρίβεια εκτίμησης και την μέγιστη επιτρεπτή υπολογιστική πολυπλοκότητα.

Ειδικότερα, για τα σύγχρονα συστήματα όπου ο δέκτης καλείται να λειτουργεί με χαμηλές υπολογιστικές απαιτήσεις, οι περιορισμοί που τίθενται ως προς τις βαθμίδες εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και ισοστάθμισης του λαμβανόμενου σήματος αποτελούν τον πιο κρίσιμο ίσως παράγοντα στην όλη αποδοτική λειτουργία των σύγχρονων ασύρματων συστημάτων με διαμετακομιστικές ικανότητες άνω του $1Gbps$. Συνεπώς, η υιοθέτηση συστημάτων στενής ζώνης πολλαπλών υποκαναλιών-φερόντων, τα οποία εκπέμπονται σε ορθογώνια λογική μεταξύ τους για την βέλτιστη αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος (OFDM), επιτυγχάνει την επίδραση του περιβάλλοντος διάδοσης με σταθερό τρόπο για καθένα από τα υποκανάλια του συστήματος. Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψη στο σχεδιασμό του συστήματος το δυσμενέστερο αναμενόμενο περιβάλλον διάδοσης, το κάθε υποκανάλι της OFDM μετάδοσης υφίσταται

επίπεδες διαλείψεις (flat fading) και συνεπώς η αντιστάθμιση αυτών επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης εκτιμήσεων του ραδιοδιαύλου οι οποίες είναι μιγαδικοί αριθμοί (one-tap TDL). Η εν λόγω προσέγγιση επιτυγχάνει σημαντική μείωση της απαιτούμενης υπολογιστικής πολυπλοκότητας για την ισοστάθμιση στο δέκτη. Επιπλέον, το περιβάλλον διάδοσης και οι αρχιτεκτονικές των κεραιοσυστημάτων πομπού και λήψης επιδρούν στη συσχέτιση του ραδιοδιαύλου τόσο σε επίπεδο υποκαναλιών του OFDM συστήματος, όσο και ως προς τις κεραίες εκπομπής/λήψης. Το ποσοστό γνώσης του συγκεκριμένου παράγοντα αποτελεί κρίσιμο παράγοντα στην εκτίμηση του ραδιοδιαύλου με υψηλή αξιοπιστία.

Στα προτεινόμενα συστήματα 4ης γενιάς όπου η τεχνική OFDM θεωρείται ως ο θεμέλιος λίθος, ο μηδενισμός της επίδρασης του ραδιοδιαύλου υλοποιείται με τον πολλαπλασιασμό του λαμβανόμενου σήματος με τον μιγαδικό συζυγή της εκτίμησής του στο πεδίο της συχνότητας. Συνεπώς, για κάθε OFDM σύμβολο απαιτείται ο προσδιορισμός της επίδρασης του ραδιοδιαύλου για όλα τα ενεργά υποκανάλια αυτού $\left(H_0^{(m_R,m_T)},...,H_{N_c-1}^{(m_R,m_T)}\right)$. Στα μέχρι σήμερα προτεινόμενα συστήματα, οι εν λόγω συντελεστές καθορίζονται μέσω της χρήσης κατάλληλων συμβόλων αναφοράς πετυχαίνοντας αξιόπιστη δειγματοληψία του ραδιοδιαύλου και στη συνέχεια με κατάλληλες μεθόδους παρεμβολής (ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου στο οποίο το σύστημα προβλέπεται να λειτουργεί) λαμβάνεται η εκτίμηση στις θέσεις μετάδοσης των συμβολών πληροφορίας. Επιπλέον, για την εκτίμηση των $\mathbf{H}^{(m_R,m_T)}$, $m_R = 1,...,M_R$, $m_T = 1,...,M_T$, η μετάδοση των σημάτων αναφοράς από τις M_T διαφορετικές κεραίες εκπομπής γίνεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε τα συγκεκριμένα σήματα να μπορούν να διαχωριστούν σε κάθε μια από τις κεραίες λήψης m_R. Αξίζει να σημειωθεί ότι σε περιπτώσεις όπου ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται στατικός, όπως σε περιπτώσεις σταθερής ασύρματης πρόσβασης (Fixed Wireless Access, FWA) τα απαιτούμενα σήματα αναφοράς μπορούν να ελαχιστοποιηθούν ή ακόμη και να μηδενιστούν κάνοντας χρήση των στατιστικών ανωτέρω τάξεων (συλλογή αξιόπιστου δείγματος μέσω της λήψης και εκτίμησης πολλών πλαισίων μετάδοσης).

□

Κεφάλαιο 4

Μέθοδοι Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε Συστήματα Μετάδοσης Πολλαπλών Υποκαναλιών και Κεραιών (MIMO-OFDM)

4.1. Γενικά Χαρακτηριστικά Ραδιοδιαύλου για Συστήματα Πολλαπλών Υποκαναλιών

Στα σύγχρονα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών οι ραδιοδίαυλοι χαρακτηρίζονται ως επιλεκτικοί στα πεδία του χρόνου, της συχνότητας και του χώρου. Το εκπεμπόμενο σήμα διαδίδεται μέσω πολλαπλών διαδρομών (πολυδιαδρομικές συνιστώσες), οι οποίες προκαλούν διαφορετικές καθυστερήσεις οδηγώντας σε συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις και τελικώς σε δια-συμβολική παρεμβολή (intersymbol interference, ISI). Ο περιορισμός ή η εξάλειψη της εν λόγω ενδογενούς παρεμβολής είναι θεμελιώδους σημασίας μιας και προκαλεί την παραμόρφωση του σήματος εκπομπής σε βαθμό μη ικανότητας του δέκτη να πετύχει ορθή ανάκτηση της πληροφορίας. Η τεχνική διαμόρφωσης με ορθογώνια πολύπλεξη υποκαναλιών/φερόντων (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) αποτελεί μια αξιόπιστη λύση καθώς τα υποκανάλια χαρακτηρίζονται στενής ζώνης με τιμές μικρότερες του εύρους ζώνης συνοχής του ραδιοδιαύλου και συνεπώς οι απαιτήσεις ισοστάθμισης μειώνονται αξιοσημείωτα. Επιπλέον, η κινητικότητα του ενός από τα δύο άκρα του συστήματος προκαλεί κρουστική απόκριση του ραδιοδιαύλου η οποία είναι χρονικά μεταβαλλόμενη. Συνεπώς, ο ραδιοδίαυλος θα πρέπει να ιχνηλατείται με συχνότητα μεγαλύτερη από το αντίστροφο του χρόνου συνοχής του ραδιοδιαύλου. Η επιλεκτικότητα στο χώρο μπορεί να εξαλειφθεί με τη χρήση πολλαπλών κεραιών, οι οποίες θα είναι τοποθετημένες σε αποστάσεις μεγαλύτερες από την απόσταση συνοχής του ραδιοδιαύλου. Με βάση τα παραπάνω, γίνεται εμφανές ότι ο δέκτης θα πρέπει να 'γνωρίζει' τον ραδιοδίαυλο ώστε να μπορεί μέσω της βαθμίδας ισοστάθμισης να αντισταθμίζει με δυναμικό τρόπο την επίδρασή του στο εκπεμπόμενο σήμα.

Με σημείο αναφοράς την εφαρμογή των αλγορίθμων εκτίμησης στον κινητό σταθμό (κάτω ζεύξη, downlink), βασικός παράγοντας που λαμβάνεται επίσης υπόψη στο σχεδιασμό αυτών είναι η χαμηλή πολυπλοκότητα τους λόγω συγκεκριμένων περιορισμών στην ενεργειακή

κατανάλωση. Συνεπώς, δομές όπως η χρήση των εκτιμήσεων των συμβόλων πληροφορίας μέσω ανάδρασης (Decision Feedback), οι επαναληπτικοί αλγόριθμοι με πιθανοκρατικές εκτιμήσεις με βάση τα θεωρητικά όρια αποτελούν ιδιαίτερα ενεργοβόρες τεχνικές και η προσαρμογή τους σε επίπεδο υλοποίησης DSP/FPGA απαιτεί την ανάπτυξη ιδιαίτερων τεχνικών.

Επιπλέον παράγοντας πολυπλοκότητας είναι η προσθήκη κεραιών στα άκρα εκπομπής και λήψης (Multi-Input Multi-Output, MIMO) μιας και για το εν λόγω σχήμα έχει αποδειχθεί θεωρητικά και επιβεβαιωθεί πειραματικά ότι προσφέρει σημαντική βελτίωση είτε της διαμετακομιστικής ικανότητας του συστήματος, είτε της αξιοπιστίας της ζεύξης, εφόσον ικανοποιούνται συγκεκριμένες συνθήκες. Η αποδοτική λειτουργία του συστήματος είτε σε επίπεδο κλειστού βρόχου, είτε σε λογική μη χρήσης ανάδρασης στον πομπό εξαρτάται κυρίαρχα από την αξιοπιστία και την ακρίβεια εκτίμησης/γνώσης του ραδιοδιαύλου.

4.2. Σχεδίαση Συστήματος MIMO OFDM

4.2.1. Αρχιτεκτονική Συστήματος Πολλαπλών Κεραιών σε Πομπό και Δέκτη

Στα πλαίσια της διάδοσης στο ασύρματο μέσο με πολλές κεραίες εκπομπής και λήψης, τα σήματα που εκπέμπονται από τις κεραίες του συστήματος εκφράζονται μέσω του διανύσματος $\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s^{(1)} & s^{(2)} & \cdots & s^{(M_T)} \end{bmatrix}^T$ για τις M_T κεραίες εκπομπής. Θεωρείται ότι καθένα από τα σήματα εκπομπής έχει μηδενική μέση τιμή και όλα έχουν διακύμανση σ_s^2. Συνεπώς, η συνολική ισχύς εκπομπής θα είναι $P_T = M_T \cdot \sigma_s^2$ και με δεδομένο ότι η συνολική ισχύς απαιτείται να παραμένει σταθερή, η τιμή σ_s^2 είναι αντιστρόφως ανάλογη του πλήθους των κεραιών εκπομπής. Θεωρώντας το εύρος ζώνης συνοχής του ραδιοδιαύλου πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης των εκπεμπόμενων σημάτων, ο ραδιοδίαυλος από την m_T-οστή κεραία εκπομπής στην m_R-οστή κεραία λήψης θα περιγράφεται από τον μιγαδικό συντελεστή $H^{(m_R,m_T)}$. Το σύνολο των ζεύξεων $M_R \times M_T$ θα περιγράφεται από τον πίνακα του ραδιοδιαύλου

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H^{(1,1)} & H^{(1,2)} & \cdots & H^{(1,M_T)} \\ H^{(2,1)} & H^{(2,2)} & \cdots & H^{(2,M_T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H^{(M_R,1)} & H^{(M_R,2)} & \cdots & H^{(M_R,M_T)} \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

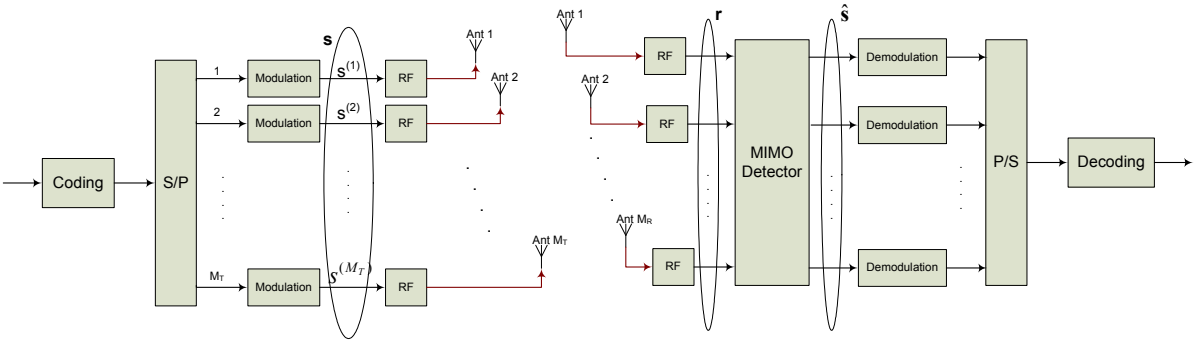
Τα σήματα λήψης στις M_R κεραίες θα δίνονται από το διάνυσμα $\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r^{(1)} & r^{(2)} & \cdots & r^{(M_R)} \end{bmatrix}^T$ όπου το m_R-οστό στοιχείο εκφράζει το συνολικό σήμα που λαμβάνει η m_R-οστή κεραία λήψης από όλες τις κεραίες εκπομπής και είναι

$$r^{(m_R)} = \sum_{m_T=1}^{M_T} H^{(m_R,m_T)} \cdot s^{(m_T)} + n^{(m_R)} \tag{4.2}$$

όπου $n^{(m_R)}$ είναι ο λευκός προσθετικός θόρυβος στην m_R-οστή κεραία λήψης και χαρακτηρίζεται από μηδενική μέση τιμή και φασματική πυκνότητα ισχύος $N_o/2$. Συνεπώς, το σύστημα μπορεί να περιγραφεί με βάση την εξίσωση

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \tag{4.3}$$

Η εν λόγω εξίσωση περιγράφει το βασικό μιγαδικό μοντέλο του ραδιοδιαύλου για MIMO συστήματα απλού φέροντος και με επίπεδες διαλείψεις. Θεμελιώδης παράγοντας στην (αποδοτική) λειτουργία του συστήματος είναι η γνώση του ραδιοδιαύλου $\mathbf{H}$ στο δέκτη ή/και στον πομπό. Αυτή γίνεται γνωστή μέσω της χρήσης βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου. Ως προς τη γνώση του ραδιοδιαύλου στον πομπό, αυτό υλοποιείται μέσω της χρήσης είτε της TDD λογικής, είτε της ανάδρασης. Εάν ο ραδιοδίαυλος δεν είναι γνωστός σε πραγματικό χρόνο, χρησιμοποιούνται τεχνικές τυφλής εκτίμησης αυτού με χρήση της γενικής στατιστικής συμπεριφοράς του και σύμφωνα με στατιστικά χαρακτηριστικά μεγάλης διάρκειας έχοντας ως προαπαίτηση ο ραδιοδίαυλος να είναι (σχεδόν) στατικός. Πλέον της βελτίωσης του συστήματος με τη χρήση διαφορισμού σε πομπό και δέκτη (κέρδος διαφορισμού, diversity gain), σε έναν MIMO ραδιοδίαυλο με M ανεξάρτητους διαύλους επιτυγχάνεται η αύξηση της χωρητικότητάς του κατά M φορές μέσω της χωρικής πολυπλεξίας (κέρδος πολυπλεξίας, multiplexing gain). Η αρχιτεκτονική χωρικής πολυπλεξίας πετυχαίνει υψηλή χωρητικότητα, ενώ αυτή του διαφορικού κέρδους (χωρο-χρονική κωδικοποίηση) βελτιώνει σημαντικά την αξιοπιστία της ζεύξης. Η γενική διάταξη ενός MIMO συστήματος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1, με M_T κεραίες εκπομπής και M_R κεραίες λήψης.



Σχήμα 4.1: Διάταξη MIMO συστήματος απλού φέροντος

Η MIMO επεξεργασία ('MIMO Detector') λειτουργεί με βέλτιστο τρόπο ως προς την κωδικοποίηση, την παρεμβολή και την εφαρμοζόμενη ψηφιακή διαμόρφωση. Στα πλαίσια του συγκεκριμένου σχεδιασμού, σε επίπεδο πρακτικής υλοποίησης, είναι απαραίτητος ο συμβιβασμός μεταξύ της βέλτιστης αξιοποίησης της MIMO αρχιτεκτονικής (είτε ως προς την

επίτευξη του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, είναι ως προς την αξιοπιστία της ζεύξης) και της προκαλούμενης υπολογιστικής πολυπλοκότητας.
Η πιο απλή μέθοδος ανίχνευσης MIMO (MIMO Detector) βασίζεται στη λογική της πλήρους αναστροφής του ραδιοδιαύλου (Zero Forcing, ZF). Το σήμα εκτίμησης μετά την ZF επεξεργασία θα είναι

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{+} \cdot \mathbf{r} = \mathbf{s} + \mathbf{H}^{+} \cdot \mathbf{n} = \mathbf{s} + \left(\mathbf{H}^{H} \cdot \mathbf{H}\right)^{-1} \cdot \mathbf{H}^{H} \cdot \mathbf{n} \tag{4.4}$$

όπου $(\cdot)^{+}$ εκφράζει τον ψευδοαντίστροφο πίνακα. Το πλεονέκτημα της ZF τεχνικής είναι οι μικρές υπολογιστικές της απαιτήσεις, ενώ ως ενδογενής αδυναμία αυτής χαρακτηρίζεται η ενίσχυση του θορύβου σε περιπτώσεις με ισχυρές διαλείψεις. Το πρόβλημα αυτό εξαλείφεται στην περίπτωση του δέκτη ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Minimum Mean Square Error, MMSE) όπου η αναστροφή της επίδρασης του ραδιοδιαύλου γίνεται ως συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου (SNR).
Γενικά βέλτιστες τεχνικές διαβάθμισης εφαρμόζονται αρχικά με βάση το κριτήριο της μικρότερης διακύμανσης σφάλματος και στη συνέχεια οι γραμμικές τεχνικές βοηθούν στην επίτευξη της ορθής ανίχνευσης του σήματος. Συγκεκριμένα, οι τεχνικές εκτίμησης των λαμβανόμενων συμβόλων πληροφορίας χαρακτηρίζονται είτε ως γραμμικές, είτε ως διαδοχικής ακύρωσης της παρεμβολής (Successive Interference Cancellation, SIC). Στην πρώτη περίπτωση, γίνεται εκτίμηση όλων των εκπεμπόμενων ακολουθιών (streams) ταυτόχρονα. Στη δεύτερη περίπτωση, οι τεχνικές εκτιμούν αρχικά την πιο ισχυρή ακολουθία. Κατόπιν, η εκτιμηθείσα ακολουθία επαναδιαμορφώνεται και πολλαπλασιάζεται με τον εκτιμηθέντα πίνακα του ραδιοδιαύλου ενώ στη συνέχεια αφαιρείται από το συνολικό λαμβανόμενο σήμα. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται μέχρι την εκτίμηση και της τελευταίας ακολουθίας συμβόλων. Η τεχνική αυτή συνδυάζει την SIC με την MMSE και διατυπώθηκε ως V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) [114][115].

4.2.2. Διαμόρφωση OFDM

Το κύριο πρόβλημα στην επίτευξη μετάδοσης υψηλού ρυθμού (ευρείας ζώνης) είναι η συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά του ραδιοδιαύλου (frequency selective fading) που οφείλεται στην πολυδιαδρομική διάδοση και προκαλεί διασυμβολική παρεμβολή (Inter-Symbol Interference, ISI). Η βασική ιδέα της αρχιτεκτονικής OFDM είναι η διαίρεση του φάσματος μετάδοσης του σήματος σε μεγάλο αριθμό υποκαναλιών (subchannels/subcarriers) στενής ζώνης (narrowband). Συνεπώς, τα δεδομένα προς μετάδοση διοχετεύονται παράλληλα στον ραδιοδίαυλο κάτι που επιτρέπει την ταυτόχρονη μετάδοση σημάτων με αργό ρυθμό (στενής ζώνης), ενώ ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης παραμένει σταθερός. Επιπλέον, η μετάδοση OFDM (σε σχέση με την απλή FDM) επιτυγχάνει εξοικονόμηση φάσματος αφού η ορθογώνια δομή επιτρέπει την αλληλοεπικάλυψη των υποκαναλιών. Η ορθογωνιότητα εξασφαλίζει ότι στα σημεία όπου το φάσμα ενός υποκαναλιού παρουσιάζει κορυφή, εκεί το φάσμα των γειτονικών υποκαναλιών παρουσιάζει μηδενισμό. Τα υποκανάλια αυτά έχουν φέρουσες συχνότητες που

είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας. Η υλοποίηση της τεχνικής αυτής μπορεί να γίνει με τη χρήση διακριτού μετασχηματισμού Fourier (Discrete Fourier Transform, DFT). Το σήμα που παράγεται από ένα OFDM σύστημα θα είναι

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} X_n \cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot n\cdot\Delta f\cdot t} \quad \mu\varepsilon \quad 0 \le t \le T_s \tag{4.5}$$

όπου $\{X_n\}_{n=0}^{N_c-1}$ τα προς μετάδοση μιγαδικά σύμβολα και $\{n\cdot\Delta f\}_{n=0}^{N_c-1}$ οι συχνότητες των χρησιμοποιούμενων φερόντων. Στην έξοδο της βαθμίδας δειγματοληψίας και λαμβάνοντας N_c δείγματα για κάθε OFDM σύμβολο, παίρνουμε το διακριτό σήμα

$$x_k = x\left(k\cdot\frac{T_s}{N_c}\right) = \sum_{n=0}^{N_c-1} X_n \cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot n\cdot\Delta f\cdot k\cdot T_s/N_c} \quad \mu\varepsilon \quad k = 0,\ldots,N_c-1 \tag{4.6}$$

όπου T_s η διάρκεια του OFDM συμβόλου. Όμως λόγω των απαιτήσεων ορθογωνιότητας και ελάχιστης απόστασης μεταξύ των φερόντων θα είναι $\Delta f\cdot T_s = 1$, οπότε η εξ.(4.6) θα γίνεται

$$x_k = \sum_{n=0}^{N_c-1} X_n \cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot n\cdot k/N_c} = \sqrt{N_c}\cdot IDFT\{X_n\} \tag{4.7}$$

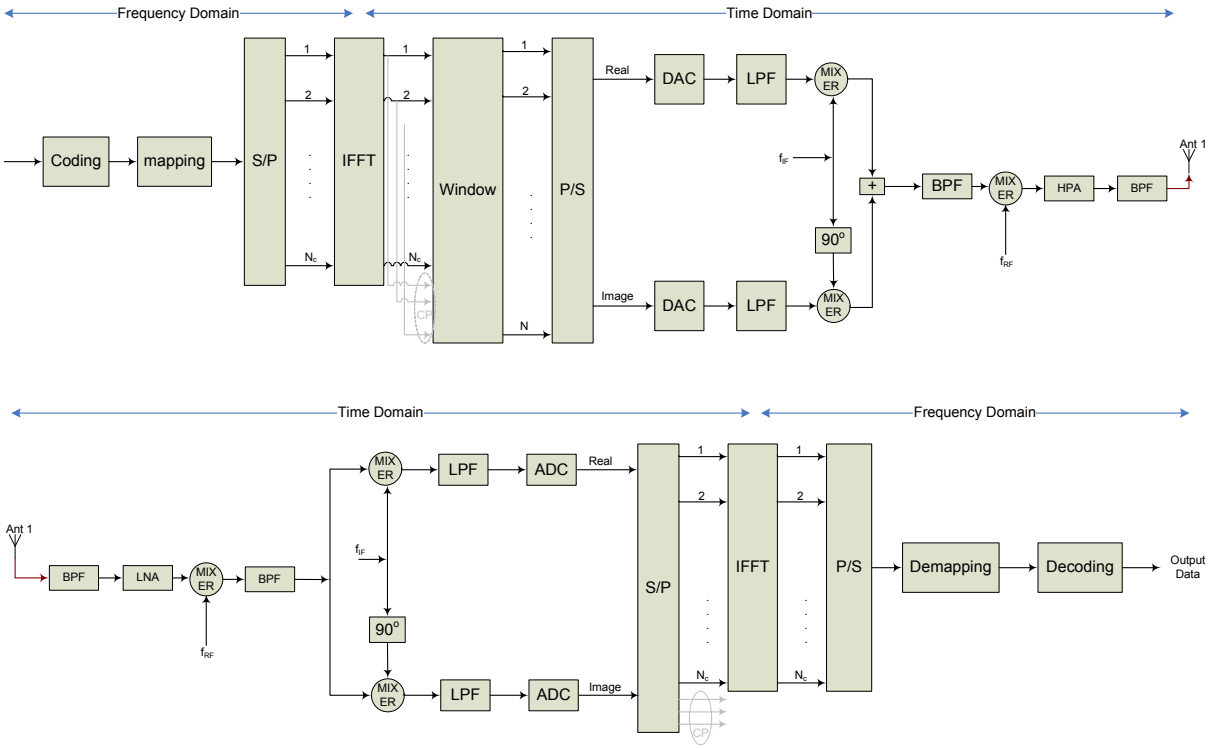
Όμοια, στο δέκτη το σήμα διέρχεται από την βαθμίδα DFT με την n-οστή έξοδό του να δίνεται ως ακολούθως

$$\hat{X}_n = DFT\{x_k\} = \frac{1}{N_c}\cdot\sum_{k=0}^{N_c-1} x_k \cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot n\cdot k/N_c} = \frac{1}{N_c}\cdot\sum_{k=0}^{N_c-1}\sum_{m=0}^{N_c-1} X_m \cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot(m-n)\cdot k/N_c} \Leftrightarrow$$
$$\hat{X}_n = \frac{1}{N_c}\cdot\sum_{m=0}^{N_c-1} X_m \cdot \sum_{k=0}^{N_c-1} e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot(m-n)\cdot k/N_c} = \frac{1}{N_c}\cdot\sum_{m=0}^{N_c-1} X_m \cdot N_c \cdot \delta_{mm} = X_n \tag{4.8}$$

Η χρήση του DFT πετυχαίνει την εντυπωσιακή απλοποίηση της διαδικασίας και σε συνδυασμό με τον ταχύ μετασχηματισμό Fourier (FFT) επιτρέπεται η υλοποίηση σχημάτων OFDM μεγάλης διάστασης (π.χ. $N_c = 2048$ ή 4096 ή 8192).

Με βάση το σχήμα 4.2, το προς μετάδοση σήμα, αφού κωδικοποιηθεί και ομαδοποιηθεί, διαμορφώνεται ψηφιακά (mapping) επιλέγοντας ένα από τα γνωστά διαγράμματα σηματαστερισμού (constellation map). Κατόπιν, το σήμα μετατρέπεται από σειριακό σε παράλληλο (S/P) και μορφοποιείται ώστε να τροφοδοτηθεί στον IFFT. Στην έξοδο του IFFT προκύπτουν χρονικά δείγματα του προς μετάδοση OFDM συμβόλου. Για την προστασία από την διασυμβολική παρεμβολή (ISI), στο κάθε OFDM σύμβολο προστίθεται και ένα διάστημα φύλαξης (Cyclic Prefix, CP). Συνεπώς, στον μετατροπέα παράλληλου σε σειριακό (P/S)

τροφοδοτούνται και κάποια επιπλέον δείγματα τα οποία καταλαμβάνουν το διάστημα φύλαξης. Τα επιπλέον αυτά δείγματα προέρχονται από τις ίδιες εξόδους του IFFT κατά τέτοιο τρόπο ώστε να συνιστούν την κυκλική επέκταση του σήματος. Αυτό γιατί, η πράξη της συνέλιξης στο πεδίο του αναλογικού χρόνου είναι ισοδύναμη με την κυκλική συνέλιξη στο πεδίο του διακριτού χρόνου (στο πεδίο του διακριτού χρόνου η δυαδική πράξη του πολλαπλασιασμού είναι η κυκλική συνέλιξη για το DFT). Η χρονική διάρκεια του CP (T_{CP}) θα πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με την μέγιστη χρονική διασπορά που εισάγει ο ραδιοδίαυλος έτσι ώστε να επιτυγχάνεται ολική εξάλειψη της παρεμβολής τύπου ISI. Όμως, στην περίπτωση που το διάστημα φύλαξης επιλεγεί αρκετά μεγάλο, ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας μειώνεται. Εάν η διάρκεια ενός OFDM συμβόλου (χρήσιμος χρόνος μετάδοσης) χαρακτηρίζεται ως T_u, τότε η μείωση του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας θα είναι $T_u/(T_u+T_{CP})$. Στα πλαίσια της ικανοποίησης των σχεδιαστικών περιορισμών, κατά την επιλογή των παραμέτρων του συστήματος ορίζεται αρχικά η διάρκεια του διαστήματος CP τουλάχιστον ίση με τη μέγιστη χρονική διασπορά του ραδιοδιαύλου και κατόπιν επιλέγεται η διάρκεια του OFDM συμβόλου μεγαλύτερη από τέσσερις φορές της διάρκειας του CP, δηλ. $T_u \geq 4 \cdot T_{CP}$. Συνεπώς σε μια τέτοια περίπτωση και με δεδομένο ότι το εν λόγω διάστημα καταλαμβάνεται από την κυκλική επέκταση του αρχικού OFDM συμβόλου, το σήμα προστατεύεται τόσο από την διασυμβολική παρεμβολή ISI, όσο και από την ενδοσυμβολική παρεμβολή (Inter-Carrier Interference, ICI).



Σχήμα 4.2: Συνολική διάταξη συστήματος OFDM

Σε ένα σύστημα OFDM κάποιες παράμετροι θα πρέπει να καθοριστούν με βάση τους περιορισμούς που τίθενται τόσο από το περιβάλλον διάδοσης, όσο και από την απαιτούμενη διαμετακομιστική ικανότητα. Συγκεκριμένα, η χρήσιμη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου T_u επηρεάζει άμεσα τον αριθμό των φερόντων που θα χρησιμοποιηθούν και συνεπώς και το μέγεθος του IFFT/FFT. Η τιμή της είναι αντιστρόφως ανάλογη του εύρους ζώνης των υποκαναλιών Δf, δηλ. $T_u \geq 1/\Delta f$. Αυτό σημαίνει ότι η αύξηση της διάρκειας T_u αντιστοιχεί στη μείωση της απόστασης μεταξύ των φερόντων και συνεπώς για δεδομένο εύρος ζώνης αυξάνεται το πλήθος των υποκαναλιών του συστήματος. Σε πραγματικά συστήματα όμως, οι αστάθειες στη συχνότητα των φερόντων και η μετατόπιση συχνότητας λόγω ολίσθησης Doppler, θέτουν ένα κάτω όριο για την απόσταση των διαδοχικών φερόντων. Συνεπώς, η απόσταση αυτή θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη ώστε το σύστημα να μην είναι εξαιρετικά ευαίσθητο σε πιθανές μετατοπίσεις στις συχνότητες των φερόντων. Επίσης, ένα κάτω όριο για την διάρκεια του T_u τίθεται από τη μέγιστη χρονική διασπορά (maximum delay spread, $\tau_{\max}$) του ραδιοδιαύλου. Η διάρκεια T_{CP} επιλέγεται έτσι ώστε να είναι μεγαλύτερη από $\tau_{\max}$, αλλά όχι μεγαλύτερη από το 25% της συνολικής διάρκειας του OFDM συμβόλου. Συνεπώς, η διάρκεια ενός OFDM συμβόλου στην έξοδο του P/S μετατροπέα θα είναι $T_{total} = T_u + T_{CP}$.

Το πλήθος των φερόντων εξαρτάται από το συνολικό εύρος ζώνης B του σήματος μετάδοσης καθώς και το εύρος ζώνης των υποκαναλιών Δf, δηλ. $N_c = B/\Delta f = B \cdot T_u$. Στη συνέχεια το πλήθος των φερόντων N_c καθορίζει το μέγεθος του IFFT/FFT που θα χρησιμοποιηθεί. Η επιλογή της ψηφιακής διαμόρφωσης σε ένα σύστημα OFDM γίνεται με βάση τις απαιτήσεις αποδοτικής εκμετάλλευσης του φάσματος και της ισχύος εκπομπής. Γενικά, η διαμόρφωση που επιλέγεται είτε με στατικό τρόπο, είτε δυναμικά, αποτελεί έναν συμβιβασμό μεταξύ του ρυθμού μετάδοσης (bps) και αξιοπιστίας της ζεύξης (BER).

Εάν η προς μετάδοση πληροφορία είναι τα N_c μιγαδικά σύμβολα συγκροτώντας το διάνυσμα $\mathbf{x}_f = \begin{bmatrix} x_{f,0} & x_{f,1} & \cdots & x_{f,N_c-1} \end{bmatrix}^T$, αυτά συμπληρώνονται από $N - N_c$ μηδενικά (με N δύναμη του δύο) σχηματίζοντας τελικά το διάνυσμα $\mathbf{x}'_f = \begin{bmatrix} x_{f,0} & x_{f,1} & \cdots & x_{f,N_c-1} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T$ εισόδου στον IFFT. Το διάνυσμα που προκύπτει (OFDM σύμβολο), στο πεδίο του χρόνου, θα είναι $\mathbf{x}_t = \begin{bmatrix} x_{t,0} & x_{t,1} & \cdots & x_{t,N-1} \end{bmatrix}^T$ με

$$x_{t,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x_{f,n} \cdot e^{\sqrt{-1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \frac{k}{N}} \tag{4.9}$$

Στο σήμα $\mathbf{x}_t$ προστίθεται η κυκλική επέκταση του σήματος (CP) και στη συνέχεια τροφοδοτείται στον μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (D/A), ο οποίος λειτουργεί με ρυθμό δειγματοληψίας f_s, παράγοντας το συνολικό OFDM σήμα το οποίο εκφράζεται ως ακολούθως

$$x(t)=\frac{1}{\sqrt{N}}\cdot\sum_{l=-\infty}^{\infty}\sum_{k=-G}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1}x_{t,n,l}\cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot n\cdot f_s\cdot t/N}\cdot g\left(t-\frac{k}{f_s}-l\cdot T_s\right) \tag{4.10}$$

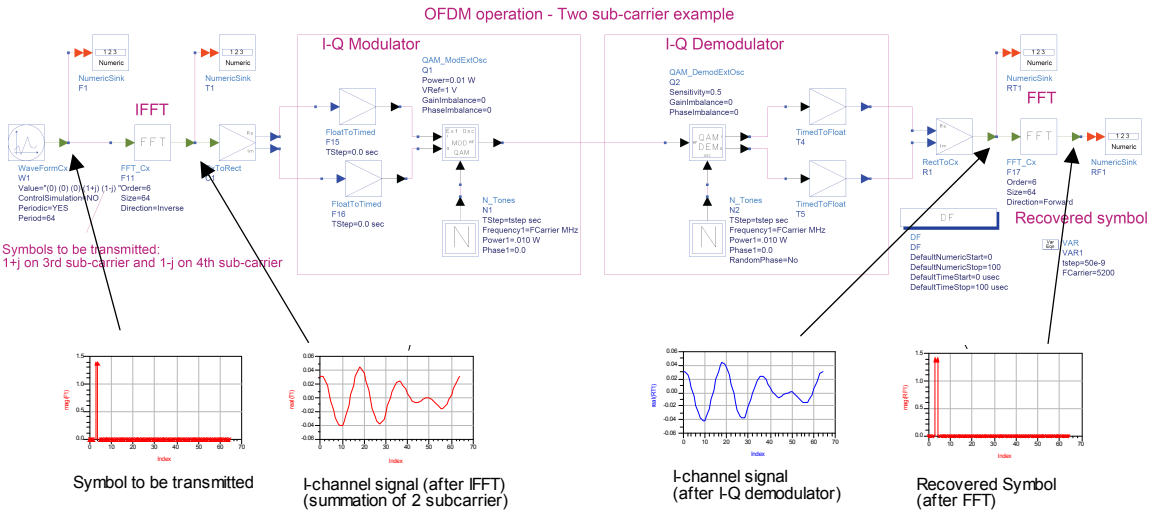
όπου το l στην ανωτέρω έκφραση περιγράφει το l^{th} OFDM σύμβολο, $g(\cdot)$ είναι η απόκριση του φίλτρου μορφοποίησης του παλμού και T_s είναι η συνολική διάρκεια ενός OFDM συμβόλου. Το τελευταίο στάδιο στην αλυσίδα εκπομπής του σήματος αποτελούν οι IF και RF βαθμίδες όπως αυτές περιγράφονται στο σχήμα 4.2.

Θεωρώντας ότι το εύρος ζώνης Δf του κάθε υποκαναλιού είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του ραδιοδιαύλου B_{coh}, η συνάρτηση μεταφοράς του ραδιοδιαύλου είναι σταθερή (μιγαδικός αριθμός) σε κάθε υποκανάλι. Συνεπώς, το συνολικό ευρυζωνικό σήμα μετάδοσης (σε συχνοεπιλεκτικό ραδιοδίαυλο) αναλύεται σε N παράλληλα σήματα στενής ζώνης οδηγώντας έτσι σε απλοποίηση της διάταξης του δέκτη και ιδιαίτερα των βαθμίδων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και ισοστάθμισης αυτού. Το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη θα είναι:

$$r_k=\frac{1}{\sqrt{N}}\cdot\sum_{n=0}^{N-1}H_n\cdot x_{t,n}\cdot e^{\sqrt{-1}\cdot 2\cdot\pi\cdot n\cdot k/N}+n(k) \tag{4.11}$$

όπου H_n η απόκριση του ραδιοδιαύλου στη συχνότητα n/T.

Το σύστημα OFDM σε επίπεδο προσομοίωσης καθώς και ενδεικτικά στιγμιότυπα του σήματος κατά μήκος της αλυσίδας παρουσιάζονται στο σχήμα 4.3.



Σχήμα 4.3: Βασικό σύστημα OFDM σε επίπεδο μοντελοποίησης ADS [38]

Σε μορφή πινάκων, το m-οστό διάνυσμα συμβόλων εκπομπής βασικής ζώνης στο πεδίο του χρόνου θα είναι

$$\mathbf{x}_t\big|_m = \mathbf{\Theta}\cdot\mathbf{F}^{-1}\cdot\mathbf{x}_f\big|_m \quad \text{ή} \quad \mathbf{x}_t\big|_m = \mathbf{\Theta}\cdot\mathbf{F}^{-1}\cdot\mathbf{s}_m \tag{4.12}$$

με $\mathbf{F}$ τον πίνακα DFT, ο οποίος θα δίνεται ως ακολούθως

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}}\cdot\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & w & \cdots & w^{(N-1)} \\ 1 & w^2 & \cdots & w^{2\cdot(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^n & \cdots & w^{n\cdot(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{(N-1)} & \cdots & w^{(N-1)\cdot(N-1)} \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

όπου $w = e^{-\sqrt{-1}\cdot\frac{2\cdot\pi}{N}}$. Η προσθήκη του κυκλικού προθέματος CP με N_{CP} δείγματα μοντελοποιείται στη σχέση (4.12) με τη χρήση του πίνακα $\mathbf{\Theta}\in\mathbb{C}^{N_{total}\times N}$, ο οποίος περιγράφεται ως

$$\mathbf{\Theta} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}_{N_{CP}} \end{bmatrix}^T & \mathbf{I}_N \end{bmatrix}^T \tag{4.14}$$

όπου $\mathbf{I}_N \in \mathbb{C}^{N\times N}$ αντιστοιχεί στον μοναδιαίο πίνακα, ενώ το $\mathbf{0}$ περιγράφει τον μηδενικό πίνακα. Συνεπώς το m-οστό διάνυσμα (OFDM συμβόλου) του σήματος λήψης θα είναι

$$\mathbf{r}_t\big|_m = \widehat{\mathbf{H}}_t\cdot\mathbf{x}_t\big|_m + \overline{\mathbf{H}}_t\cdot\mathbf{x}_t\big|_{m-1} + \mathbf{n}_t\big|_m \tag{4.15}$$

όπου ο πρώτος όρος εκφράζει την επιθυμητή συνιστώσα, ο δεύτερος τη συνιστώσα λόγω ενδοσυμβολικής παρεμβολής (ISI), ενώ ο τελευταίος όρος περιγράφει τον προσθετικό λευκό θόρυβο. Οι πίνακες του ραδιοδιαύλου $\overline{\mathbf{H}}_t$, $\widehat{\mathbf{H}}_t \in \mathbb{C}^{N\times N}$ της σχέσης (4.15) θα είναι

$$\overline{\mathbf{H}}_t = \begin{bmatrix} \boxed{h(0)} & & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & & \\ \boxed{h(L-1) \quad \cdots \quad h(0)} & & & \\ & \ddots & & \ddots \\ \mathbf{0} & & & \boxed{h(L-1) \quad \cdots \quad h(0)} \end{bmatrix}, \tag{4.16}$$

$$\widehat{\mathbf{H}}_t = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \begin{matrix} \boxed{h(L-1) \quad \cdots \quad h(1)} \\ \ddots \quad \vdots \\ \mathbf{0} \qquad \boxed{h(L-1)} \end{matrix} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

όπου $\{h(l)\}_{l=0}^{L}$ αντιστοιχεί στον ραδιοδίαυλο, ο οποίος μοντελοποιείται με μια γραμμή καθυστέρησης TDL (Tapped Delay Line) μήκους L. Εάν το μήκος του OFDM συμβόλου είναι μικρότερο από το μήκος του ραδιοδιαύλου ($N_{total} < L$), τότε ένας επιπλέον ISI όρος από το $(m-2)$-οστό σύμβολο θα πρέπει να προστεθεί στη σχέση (4.15). Στο πεδίο της συχνότητας, μετά την βαθμίδα FFT του δέκτη, το διάνυσμα του OFDM συμβόλου μπορεί να εκφραστεί ως

$$\mathbf{x}_m = \mathbf{F} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{r}_t\big|_m \tag{4.18}$$

Όπου το $\mathbf{F}$ περιγράφει τον πίνακα Fourier σύμφωνα με την σχέση (4.13) και ο πίνακας $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N \times N_{total}}$ μοντελοποιεί τη διαδικασία αφαίρεσης του κυκλικού προθέματος CP και περιγράφεται ως

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

Θεωρώντας ότι $L \le N_{CP}$ και χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (4.12) και (4.15) στη σχέση (4.18) θα είναι

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_m &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{Y} \cdot \left(\widehat{\mathbf{H}}_t \cdot \mathbf{x}_t\big|_m + \overline{\mathbf{H}}_t \cdot \mathbf{x}_t\big|_{m-1} + \mathbf{n}_t\big|_m \right) \\ &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{Y} \cdot \widehat{\mathbf{H}}_t \cdot \mathbf{\Theta} \cdot \mathbf{F}^{-1} \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{F} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{n}_m \\ &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{Y} \cdot \widehat{\mathbf{H}}_t \cdot \mathbf{\Theta} \cdot \mathbf{F}^{-1} \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{n}'_m \end{aligned} \tag{4.20}$$

όπου $\mathbf{n}'_m$ είναι ο θόρυβος AWGN στο πεδίο της συχνότητας. Ο πίνακας $\left(\mathbf{Y} \cdot \widehat{\mathbf{H}}_t \cdot \mathbf{\Theta} \right) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ αποτελεί έναν 'κυκλικό' πίνακα (circulant matrix) (ειδική κατηγορία Toeplitz πίνακα όπου τα διανύσματα-γραμμές ολισθαίνουν κατά ένα στοιχείο κάθε φορά πετυχαίνοντας διαγωνιοποίηση με την εφαρμογή FFT). Συγκεκριμένα, ο εν λόγω πίνακας θα δίνεται ως ακολούθως

$$\mathbf{Y}\cdot\widehat{\mathbf{H}}_t\cdot\mathbf{\Theta}=\widehat{\mathbf{H}}_t+\overline{\mathbf{H}}_t=$$

$$=\begin{bmatrix} \boxed{h(0)} & \mathbf{0} & \boxed{h(L-1)\ \cdots\ h(1)} \\ \vdots\ \ddots & & \ddots\ \ \vdots \\ \boxed{h(L-2)\ \cdots\ h(0)} & & \boxed{h(L-1)} \\ \boxed{h(L-1)\ \cdots\ h(0)} & \mathbf{0} & \\ \ddots & \ddots & \\ \mathbf{0} & \boxed{h(L-1)\ \cdots\ h(0)} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

Χρησιμοποιώντας την ιδιότητα του 'circulant' πίνακα, όπου τα ιδιοδιανυσμάτα δίνονται σύμφωνα με τη βάση Fourier $e^{\sqrt{-1}\cdot k\cdot l/N}$, η σχέση (4.21) μορφοποιείται ως ακολούθως

$$\mathbf{Y}\cdot\widehat{\mathbf{H}}_t\cdot\mathbf{\Theta}=\mathbf{F}^{-1}\cdot\mathbf{H}_{diag}\cdot\mathbf{F} \tag{4.22}$$

όπου $\mathbf{H}_{diag}$ είναι ο διαγώνιος πίνακας με στοιχεία τις ιδιοτιμές του πίνακα $\left(\mathbf{Y}\cdot\widehat{\mathbf{H}}_t\cdot\mathbf{\Theta}\right)$. Οι εν λόγω ιδιοτιμές ισούνται με τη συνάρτηση μεταφοράς του ραδιοδιαύλου και το k-οστό στοιχείο της διαγωνίου ισούται με

$$H(k)=\sum_{l=0}^{L-1}h(l)\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot\frac{2\cdot\pi\cdot k\cdot l}{N}} \tag{4.23}$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση (4.22), η έκφραση του λαμβανόμενου σήματος της σχέσης (4.20) θα τροποποιείται ως ακολούθως

$$\mathbf{x}_m=\mathbf{H}\cdot\mathbf{s}_m+\mathbf{n}'_m \tag{4.24}$$

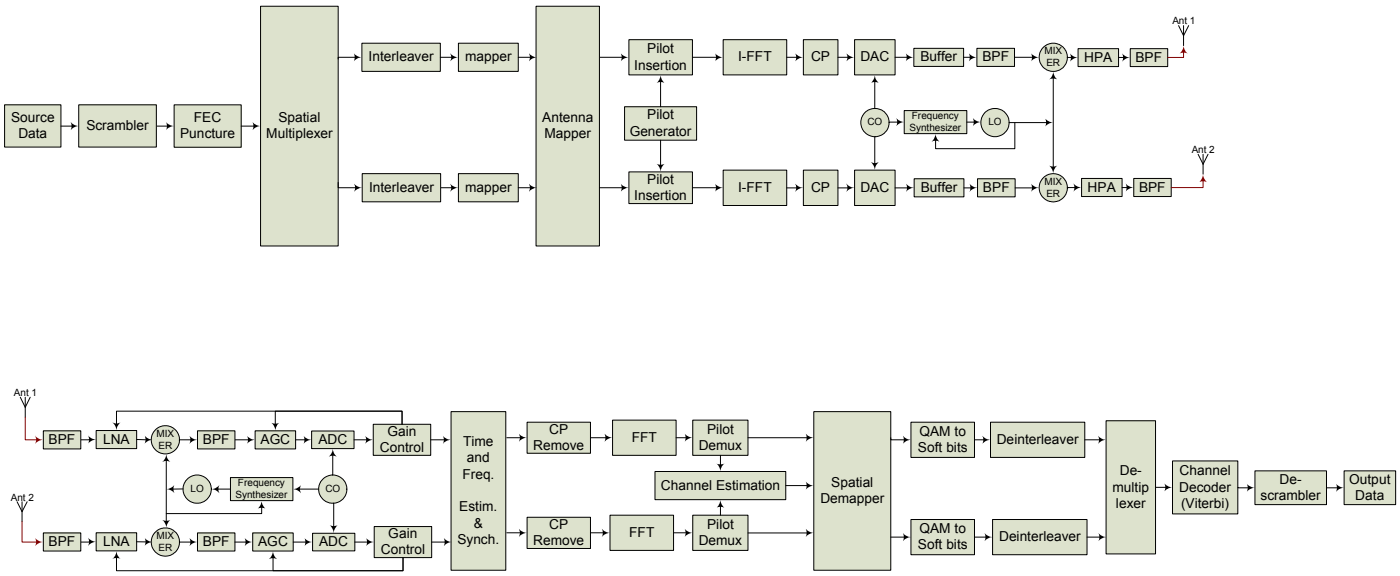
ή αναλυτικότερα θα γράφεται ως

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ \vdots \\ x_{(N-1)} \end{bmatrix}_m=\begin{bmatrix} H_0 & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & H_{(N-1)} \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} s_0 \\ \vdots \\ s_{(N-1)} \end{bmatrix}_m+\begin{bmatrix} n'_0 \\ \\ n'_{(N-1)} \end{bmatrix}_m \tag{4.25}$$

Γίνεται εμφανές ότι με δεδομένο τον ιδανικό συγχρονισμό, τα υποκανάλια του συστήματος OFDM χαρακτηρίζονται ορθογώνια. Επιπλέον, λαμβάνοντας υπόψη τις θεωρήσεις $L\le N_{CP}$ και $L\le N$ η επίδραση του ραδιοδιαύλου στα εκπεμπόμενα σύμβολα θα χαρακτηρίζεται από επίπεδες διαλείψεις (flat fading sub-channels).

4.2.3. Σύστημα MIMO OFDM

Με δεδομένο ότι η αρχιτεκτονική MIMO έχει προταθεί για εφαρμογή σε συστήματα στενής ζώνης αποτελεί ιδανική επιλογή για την ενσωμάτωσή της στην τεχνική μετάδοσης OFDM όπου από την μια ικανοποιείται η απαίτηση στενής ζώνης, επιτρέποντας έτσι την απλοποίηση του δέκτη και ιδιαίτερα των βαθμίδων εκτίμησης και αντιστάθμισης του ραδιοδιαύλου και από την άλλη επιτυγχάνονται υψηλές ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων. Συνεπώς, η τεχνική MIMO-OFDM συνιστά την λειτουργία ενός συστήματος με υψηλή αξιοπιστία και απόδοση φάσματος. Το εν λόγω σχήμα σε επίπεδο γενικού διαγράμματος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.4 όπου χρησιμοποιούνται $M_T = 2$ κεραίες εκπομπής και $M_R = 2$ κεραίες λήψης.



Σχήμα 4.4: Γενικό διάγραμμα συστήματος MIMO OFDM

Σημειώνεται ότι όλες οι αλυσίδες τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη είναι συγχρονισμένες μεταξύ τους μέσω της χρήσης κοινού τοπικού ταλαντωτή. Συνεπώς, ο χρονικός συγχρονισμός (time synchronization) και η αντιστάθμιση της ολίσθησης συχνότητας στο δέκτη είναι ακριβώς η ίδια όπως και σε ένα SISO σύστημα.

Στο άκρο του πομπού, η πληροφορία τυχαιοποιείται (scrambled), κωδικοποιείται, μορφοποιείται (punctured), διεμπλέκεται, πολυπλέκεται σε πλήθος ίσο με αυτό των κεραιών εκπομπής και διαμορφώνεται ψηφιακά (mapper) παράγοντας το MIMO OFDM διάνυσμα συμβόλων $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M_T \cdot N \times 1}$. Στη συνέχεια και μετά την προσθήκη των συμβόλων αναφοράς/πιλότων, το διάνυσμα που προκύπτει μορφοποιείται εκ' νέου με την προσθήκη κατάλληλου αριθμού μηδενικών και εισέρχεται στην IFFT βαθμίδα. Στο πεδίο του χρόνου προστίθεται το κυκλικό πρόθεμα CP παράγοντας το διάνυσμα εκπομπής $\mathbf{x}_t \in \mathbb{C}^{M_T \cdot N_{total} \times 1}$. Κατόπιν τα σήματα μετατρέπονται σε αναλογικά, μετατοπίζονται προς τα πάνω (up-converted) στη φέρουσα συχνότητα εκπομπής f_c και ενισχύονται προκειμένου να εκπεμφθούν.

Στην πλευρά του δέκτη και ακολουθώντας μια αντίστροφη διαδικασία, το λαμβανόμενο σήμα στο πεδίο της συχνότητας θα είναι $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M_R \cdot N \times 1}$. Για κάθε υποκανάλι του συστήματος OFDM η βαθμίδα επεξεργασίας MIMO ('Spatial Demapper') με τη γνώση του ραδιοδιαύλου (μέσω της βαθμίδας εκτίμησης αυτού) πετυχαίνει το διαχωρισμό των σημάτων από τις 'αλυσίδες' εκπομπής και στη συνέχεια την εκτίμηση της πληροφορίας μετάδοσης. Το διάνυσμα προς εκτίμηση $\tilde{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^{M_T \cdot N \times 1}$ που προκύπτει διέρχεται από τις βαθμίδες της ψηφιακής αποδιαμόρφωσης (demapping), και αποδιεμπλοκής. Τα παραγόμενα 'soft' bits αποτελούν είσοδο στον αποκωδικοποιητή Viterbi (convolutional channel decoding) για την τελική εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας.

Ο συνδυασμός των εκφράσεων της MIMO τεχνικής με το OFDM σύστημα των προηγούμενων ενοτήτων για το m-οστό διάνυσμα συμβόλων εκπομπής θα δίνει

$$\mathbf{x}_t\big|_m = \left(\mathbf{\Theta} \otimes \mathbf{I}_{M_T}\right) \cdot \left(\mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{M_T}\right) \cdot \mathbf{s}_m = \left(\mathbf{\Theta} \cdot \mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{M_T}\right) \cdot \mathbf{s}_m \tag{4.26}$$

όπου ο τελεστής $\otimes$ εκφράζει το γινόμενο Kronecker. Το διάνυσμα εκπομπής $\mathbf{s}_m$ συγκροτείται από τα N_c MIMO διανύσματα στα διαφορετικά υποκανάλια και ορίζεται ως ακολούθως

$$\mathbf{s}_m = \left[\left(\mathbf{s}_1\big|_m\right)^T \quad \left(\mathbf{s}_2\big|_m\right)^T \quad \cdots \quad \left(\mathbf{s}_{N_c}\big|_m\right)^T \right]^T \tag{4.27}$$

όπου $\mathbf{s}_l\big|_m \in \mathbb{C}^{M_T \times 1}$ είναι το διάνυσμα εκπομπής για το l-οστό υποκανάλι κατά τη διάρκεια του m-οστού OFDM συμβόλου. Για την περίπτωση όπου $M_T = 1$, η σχέση (4.26) ελαχιστοποιείται στη σχέση (4.12) ενός απλού OFDM συστήματος.

Κατ' αναλογία με την προσέγγιση της προηγούμενης ενότητας, το λαμβανόμενο διάνυσμα βασικής ζώνης στο πεδίο της συχνότητας θα δίνεται ως ακολούθως

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_m = &\left(\mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_{M_R}\right) \cdot \left(\mathbf{Y} \otimes \mathbf{I}_{M_R}\right) \cdot \widehat{\mathbf{H}}_t \cdot \left(\mathbf{\Theta} \otimes \mathbf{I}_{M_T}\right) \cdot \left(\mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{M_T}\right) \cdot \mathbf{s}_m + \\ &+ \left(\mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_{M_R}\right) \cdot \left(\mathbf{Y} \otimes \mathbf{I}_{M_R}\right) \cdot \mathbf{n}_m \Leftrightarrow \\ &\mathbf{x}_m = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{n}'_m \end{aligned} \tag{4.28}$$

όπου ο πίνακας $\left(\mathbf{Y} \otimes \mathbf{I}_{M_R}\right) \cdot \widehat{\mathbf{H}}_t \cdot \left(\mathbf{\Theta} \otimes \mathbf{I}_{M_T}\right)$ χαρακτηρίζεται πλέον ως 'block circulant' και περιγράφεται ως

$$\left(\mathbf{Y}\otimes\mathbf{I}_{M_R}\right)\cdot\hat{\mathbf{H}}_t\cdot\left(\mathbf{\Theta}\otimes\mathbf{I}_{M_T}\right)=$$

$$\begin{bmatrix} \boxed{\mathbf{H}_t(0)} & & \mathbf{0} & \boxed{\mathbf{H}_t(L-1) \;\cdots\; \mathbf{H}_t(1)} \\ \vdots & \ddots & & \ddots \quad \vdots \\ \boxed{\mathbf{H}_t(L-2) \;\cdots\; \mathbf{H}_t(0)} & & & \boxed{\mathbf{H}_t(L-1)} \\ \boxed{\mathbf{H}_t(L-1) \;\cdots\; \mathbf{H}_t(0)} & & \mathbf{0} & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \boxed{\mathbf{H}_t(L-1) \;\cdots\; \mathbf{H}_t(0)} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \tag{4.29}$$

όπου $\mathbf{H}_t(l)\in\mathbb{C}^{M_R\times M_T}$ είναι ο MIMO πίνακας για το l-οστό χρονικό στιγμιότυπο (time lag). Επίσης, κατ' αναλογία με τους 'circulant' πίνακες, οι 'block circulant' πίνακες μπορούν να διαγωνιοποιηθούν με την χρήση των πινάκων του ευθύ και αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier πετυχαίνοντας block-διαγώνιους πίνακες. Συνεπώς, θα προκύπτει ο πίνακας $\mathbf{H}\in\mathbb{C}^{M_R\cdot N_c\times M_T\cdot N_c}$ και θα περιγράφεται ως

$$\mathbf{H}=\begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{H}_{N_c-1} \end{bmatrix} \tag{4.30}$$

Τα διαγώνια στοιχεία του ανωτέρω πίνακα μοντελοποιούν τον $M_R\times M_T$ πίνακα του ραδιοδιαύλου για το i-οστό υποκανάλι και ορίζεται ως

$$\mathbf{H}_i=\sum_{l=0}^{N_c-1}\mathbf{H}_t(l)\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot l}{N_c}} \tag{4.31}$$

Για την περίπτωση όπου $M_R=M_T=1$ γίνεται εμφανές ότι η σχέση (4.28) απλοποιείται στην (4.24) η οποία περιγράφει είναι SISO OFDM σύστημα. Το λαμβανόμενο σήμα ενός συστήματος MIMO OFDM στο i-οστό υποκανάλι και m-οστό OFDM σύμβολο θα είναι

$$\mathbf{x}_i\big|_m=\mathbf{H}_i\big|_m\cdot\mathbf{s}_i\big|_m+\mathbf{n}'_i\big|_m \tag{4.32}$$

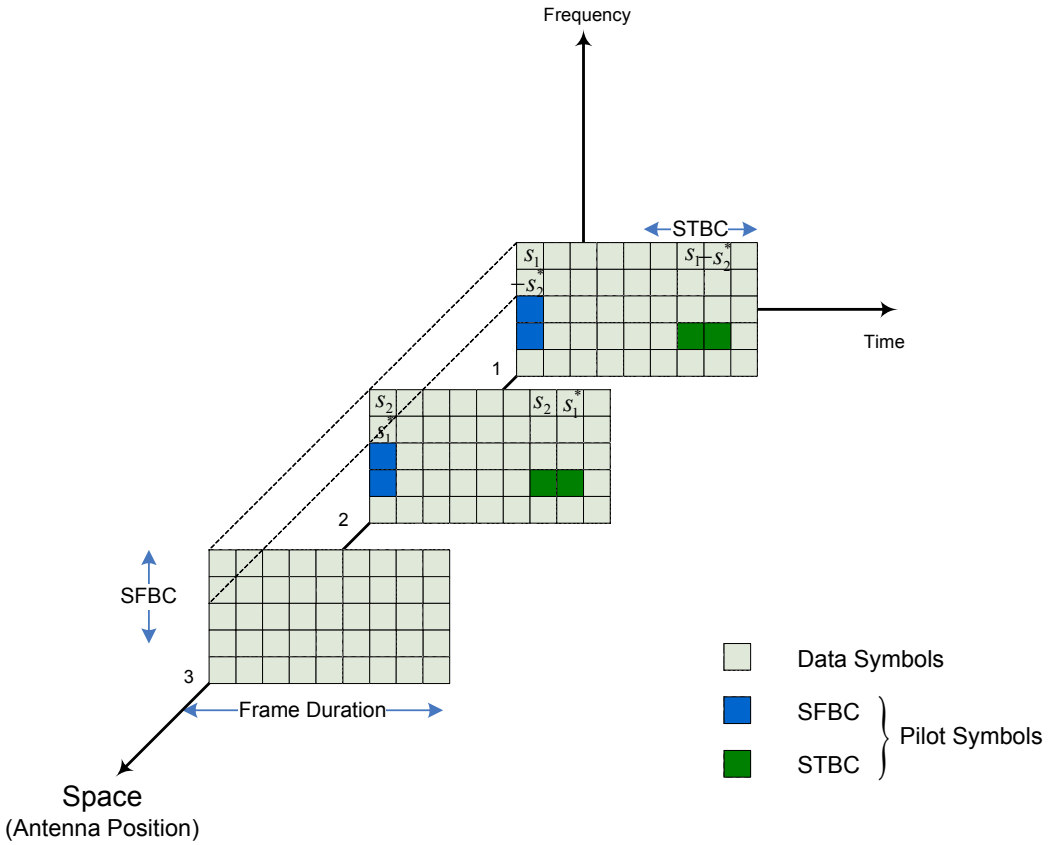
Σημειώνεται ότι η σχέση (4.32) παρουσιάζει την ίδια δομή με αυτή της σχέσης (4.3).

4.3. Ορθογώνιες Τεχνικές Εκπομπής Συμβόλων σε Συστήματα MIMO OFDM

Στα πλαίσια της λειτουργίας ενός συστήματος MIMO OFDM σε λογική χωρικής διαφορικότητας (spatial diversity) η ταυτόχρονη εκπομπή είτε των συμβόλων πληροφορίας,

είτε των πιλότων από τις διαφορετικές κεραίες εκπομπής θα πρέπει να γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι διαχωρίσιμα στο δέκτη. Στο σχήμα 4.5 παρουσιάζεται η γενική μορφή εκπομπής από διαφορετικές κεραίες και με διαφορετικές λογικές τοποθέτησης των ορθογώνιων συμβόλων μέσα σε ένα πλαίσιο μετάδοσης. Η επιλογή της τεχνικής εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου προς μετάδοση, καθώς και τις παραμέτρους του συστήματος (π.χ. κινητικότητα του ενός άκρου, εύρος ζώνης υποκαναλιών Δf , κλπ).

Σε αντίθεση με τις τεχνικές χωρικής πολυπλεξίας όπου ο κύριος στόχος είναι η επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων, οι τεχνικές χωρικής διαφορικότητας επιτυγχάνουν ουσιαστική βελτίωση της αξιοπιστίας (ή της απόστασης) της ζεύξης (μείωση ρυθμού σφαλμάτων, BER). Η βελτίωση αυτή υλοποιείται στα πλαίσια τόσο του διαφορικού κέρδους, όσο και του κέρδους κωδικοποίησης.



Σχήμα 4.5: Απεικόνιση ορθογώνιων πλαισίων εκπομπής βασικής ζώνης συστήματος MIMO OFDM. Η κωδικοποίηση υλοποιείται είτε ως STBC, είτε ως SFBC, είτε ως SFTBC.

Πρακτικά υπάρχουν δυο τεχνικές χωρικής διαφορικότητας, η μακροσκοπική και η μικροσκοπική. Στην πρώτη περίπτωση, το διαφορικό κέρδος υφίσταται λόγω των φαινομένων σκίασης του περιβάλλοντος διάδοσης, τα οποία προκαλούνται από την ύπαρξη μεγάλων εμποδίων μεταξύ πομπού και δέκτη του συστήματος. Το μακροσκοπικό διαφορικό κέρδος υλοποιείται μέσω της χρήσης πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη οι οποίες είναι χωρικά τοποθετημένες σε μεγάλη απόσταση μεταξύ τους. Στην περίπτωση του διαφορικού κέρδους σε

μικροσκοπικό επίπεδο γίνεται αξιοποίηση των διαλείψεων μικρής κλίμακας, οι οποίες αποτελούν χαρακτηριστικό περιβάλλοντος διάδοσης με μεγάλο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Το εν λόγω κέρδος επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη, οι οποίες είναι τοποθετημένες σε απόσταση μεταξύ τους υποπολλαπλάσια του μήκους κύματος στο οποίο λειτουργεί το σύστημα.

Οι τεχνικές διαφορικής λήψης μπορούν να εφαρμοστούν σε ένα σύστημα το οποίο έχει μια ή περισσότερες κεραίες στον πομπό, και υποχρεωτικά περισσότερες της μιας κεραίες λήψης στο δέκτη. Στη συνέχεια, τα λαμβανόμενα σήματα από της διαφορετικές κεραίες λήψης συνδυάζονται επιτυγχάνοντας αξιοσημείωτο διαφορικό κέρδος. Στην περίπτωση των επίπεδων διαλείψεων (frequency-flat fading), η βέλτιστη τεχνική συνδυασμού των σημάτων για τη μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου (SNR) είναι ο συνδυασμός μεγίστου λόγου (Maximum Ratio Combining, MRC), ο οποίος όμως απαιτεί τέλεια γνώση του ραδιοδιαύλου στον δέκτη. Στα πλαίσια της τεχνικής αυτής και με δεδομένο την μη ιδανική γνώση του ραδιοδιαύλου, μεγάλος αριθμός εναλλακτικών μη βέλτιστων ή οιονεί βέλτιστων τεχνικών έχει αναπτυχθεί. Στις τεχνικές αυτές ανήκουν ο συνδυασμός ίσου κέδρος (Equal Gain Combining, EGC) όπου τα λαμβανόμενα σήματα αθροίζονται συμφασικά. Επίσης, μια απλούστευση της τεχνικής αυτής αποτελεί η περίπτωση της διαφορικής επιλογής (Selection Diversity, SD) όπου επιλέγεται το σήμα με τον μεγαλύτερο SNR.

Στο πλαίσιο του διαφορικού κέρδους εκπομπής, η κύρια ιδέα είναι η παροχή κέρδους είτε μέσω της κωδικοποίησης, είτε με τη μετάδοση της πληροφορίας μέσω των διαφορετικών κεραιών εκπομπής. Στη διαφορική εκπομπή, η απαίτηση για πολλαπλές κεραίες υφίσταται μόνο για τον πομπό και σε συνδυασμό με το δεδομένο ότι η κάτω ζεύξη έχει τις μεγαλύτερες απαιτήσεις αξιόπιστης μεταφοράς δεδομένων καθιστά την υιοθέτησή της εξαιρετικά ελκυστική στην πλευρά του σταθμού βάσης όπου άλλωστε υπάρχει διαθεσιμότητα χώρου για πολλές κεραίες. Στο αρχικό στάδιο ανάπτυξης, η διαφορική εκπομπή υλοποιήθηκε μέσω της διαφορικής καθυστέρησης (Delay Diversity, DD) [25]. Ωστόσο η πραγματική ανάδειξη και αξιοποίηση της γενικής αρχής για διαφορική εκπομπή αποτελεί η προσέγγιση Alamouti [28] με την χρήση δυο κεραιών στον πομπό. Πλέον της τεχνικής αυτής παρουσιάστηκε [23] η χωρο-χρονική κωδικοποίηση τύπου Trellis (Space-Time Trellis Codes, STTC), η οποία αποτελεί ένα σχήμα κωδικοποίησης δυο διαστάσεων και εφαρμόζεται σε συστήματα με πολλές κεραίες στον πομπό. Ενώ οι τεχνικές DD και Alamouti παρέχουν αποκλειστικά και μόνο διαφορικό κέρδος, η αρχιτεκτονική STTC πετυχαίνει επιπρόσθετα και αξιοσημείωτο κέρδος κωδικοποίησης.

Στην περίπτωση της τεχνικής Alamouti γίνεται ορθογώνια χωρο-χρονική (ή χωρο-συχνοτική) μετάδοση η οποία επιτρέπει την υλοποίηση μέγιστης πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood, ML) στον δέκτη με απλή επεξεργασία μικρής (γραμμική) υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Επίσης, το προτεινόμενο σχήμα Alamouti για δυο κεραίες πετυχαίνει μεγιστοποίηση της τάξης διαφορισμού με χρήση οποιουδήποτε μιγαδικού διαγράμματος σηματαστερισμού. Η χρήση περισσότερων των δυο κεραιών οδηγεί είτε στη μείωση της επιτεύξιμης τάξης διαφορισμού, είτε στην υποχρεωτική χρήση σχημάτων του διαγράμματος σηματαστερισμού τα οποία χαρακτηρίζονται από πραγματική συνιστώσα και μόνο [28].

Η ορθογωνιότητα μεταξύ των συμβόλων εκπομπής από τις διαφορετικές κεραίες επιτυγχάνεται με την κωδικοποίηση αυτών σε ορθοκανονικές βάσεις. Για την περίπτωση των δυο κεραιών η πιο δόκιμη επιλογή είναι αυτή του σχήματος Alamouti, ενώ για τις περιπτώσεις με περισσότερες κεραίες εκπομπής, η επίτευξη της ορθογωνιότητας για κάθε QAM σχήμα ψηφιακής διαμόρφωσης είναι εφικτή μόνο για μη πλήρους ρυθμού σχήματα. Ιδιαίτερα για την περίπτωση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου από τις διαφορετικές κεραίες εκπομπής ένα απλοποιημένο ορθογώνιο σχήμα είναι η χρήση μηδενικών συμβόλων εκπομπής από τις κεραίες κυκλικά.

4.4. Τεχνικές Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου σε Συστήματα MIMO OFDM

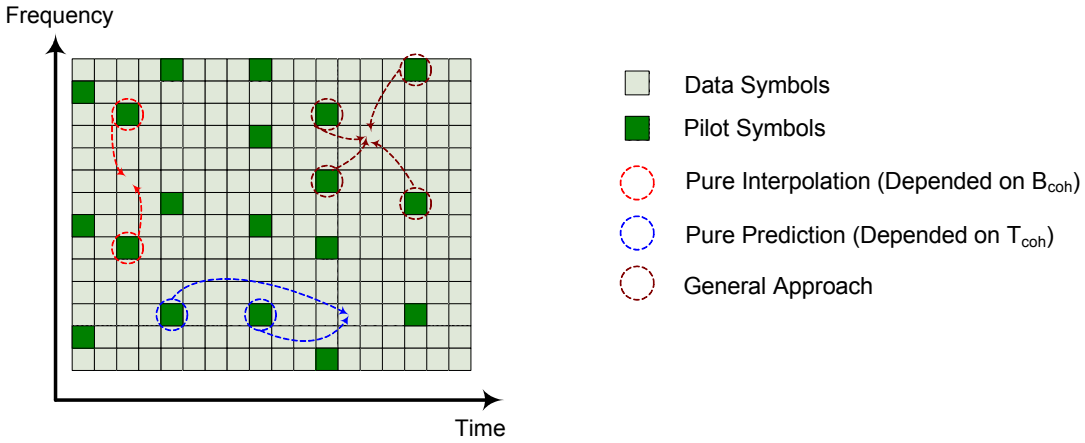
Στα πλαίσια της σύμφωνης λειτουργίας ενός MIMO OFDM συστήματος, η λειτουργία της βαθμίδας εκτίμησης του διαύλου χαρακτηρίζεται εξαιρετικά κρίσιμης σημασίας. Επίσης, η αύξηση των διαύλων προς εκτίμηση σε ένα MIMO σύστημα οδηγεί σε εκθετική αύξηση την προκαλούμενη υπολογιστική πολυπλοκότητα κάτι που προσδίδει στην υλοποίηση της συγκεκριμένης βαθμίδας πολλές ιδιαιτερότητες και παραμέτρους προς εξισορρόπηση.

Γενικά, οι τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου διακρίνονται σε τρεις μεγάλες κατηγορίες, ανάλογα με την (μερική) χρήση ή όχι των σημάτων αναφοράς. Οι ιδιότητες αυτών συνοψίζονται στον πίνακα 4.1.

Πίνακας 4.1: Σύγκριση των γενικών κατηγοριών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε συστήματα OFDM.

	Τεχνικές χρήσης Πιλότων	*Ημι-τυφλές Τεχνικές*	*Τυφλές Τεχνικές*
Σύμβολα αναφοράς – Πιλότοι	Οι πιλότοι πολυπλέκονται με τα σύμβολα πληροφορίας.	Ελάχιστο πλήθος πιλότων	Κανένα
Πολυπλοκότητα	Χαμηλή – Ενδιάμεση	Ενδιάμεση – Υψηλή	Υψηλή
Ποιότητα εκτίμησης διαύλου	Υψηλή	Ενδιάμεση – Υψηλή	Χαμηλή – Ενδιάμεση
Καταλληλότητα για το περιβάλλον διάδοσης	Επιλεκτικό στη συχνότητα και χρονικά μεταβαλλόμενο.	Επιλεκτικό στη συχνότητα και αργά χρονικά μεταβαλλόμενο.	Επιλεκτικό στη συχνότητα και χρονικά αμετάβλητο
Πλεονεκτήματα	Μη ασάφεια εκτίμησης. Κατάλληλη τεχνική για σενάρια υψηλής κινητικότητας.	Μη ασάφεια εκτίμησης. Συμβιβασμός μεταξύ αποδοτικού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και ιχνηλασιμότητας ραδιοδιαύλου.	Υψηλός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων. Δεν απαιτούνται τροποποιήσεις στη δομή των μεταδιδόμενων σημάτων.
Αδυναμίες	Απώλεια πραγματικού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Το πλήθος των απαιτούμενων πιλότων καθορίζεται με βάση τα δυσμενέστερα χαρακτηριστικά επιλεκτικότητας στο χρόνο και τη συχνότητα.	Μικρή 'ανθεντικότητα' σε γρήγορες μεταβολές του περιβάλλοντος διάδοσης.	Ασάφεια μοναδικής εκτίμησης. Μη ικανότητα ιχνηλάτησης ραδιοδιαύλου εκτός από τις περιπτώσεις εφαρμογής των κριτηρίων 'σταθερής περιβάλλουσας' και 'πεπερασμένου αλφαβήτου'.

Γενικά, στα πλαίσια των συμβατικών τεχνικών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου χρησιμοποιούνται σύμβολα αναφοράς (πιλότοι) πολυπλεγμένα με τα σύμβολα πληροφορίας τόσο στο πεδίο της συχνότητας, όσο και στο πεδίο του χρόνου. Με βάση τις εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των πιλότων, οι αντίστοιχες εκτιμήσεις στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας λαμβάνονται με παρεμβολή (interpolation). Η επιλογή του είδους της παρεμβολής μπορεί να είναι είτε γραμμική, είτε ανωτέρων τάξεων χρησιμοποιώντας επίσης περισσότερα του ενός γειτονικά σύμβολα αναφοράς. Ανάλογα με την θέση των πιλότων ως προς τις υπό εκτίμηση θέσεις μετάδοσης συμβόλων πληροφορίας, η διαδικασία εκτίμησης χαρακτηρίζεται είτε ως απλή παρεμβολή (1-D), είτε ως γενικευμένη παρεμβολή (2-D), είτε ως πρόβλεψη (1-D). Οι εν λόγω προσεγγίσεις παρουσιάζονται στο σχήμα 4.6, όπου η επιλογή των αντίστοιχων αποστάσεων δειγματοληψίας του διαύλου εξαρτώνται από το εύρος ζώνης και το χρόνο συνοχής. Επιπροσθέτως των συμβολών αναφοράς, τα οποία είναι γνωστά στο δέκτη, η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου μπορεί να βελτιωθεί (ή ακόμη και να υλοποιηθεί εξολοκλήρου) με τα εκτιμηθέντα σύμβολα πληροφορίας, τα οποία μπορούν να αποτελέσουν εικονικούς πιλότους (Decision Directed Mode) μέσω μιας επαναληπτικής διαδικασίας εκτίμησης αυτού.



Σχήμα 4.6: Σχηματική απεικόνιση των διαφόρων μεθόδων εκτίμησης του διαύλου με βάση συγκεκριμένους πιλότους σε ένα πλαίσιο μετάδοσης.

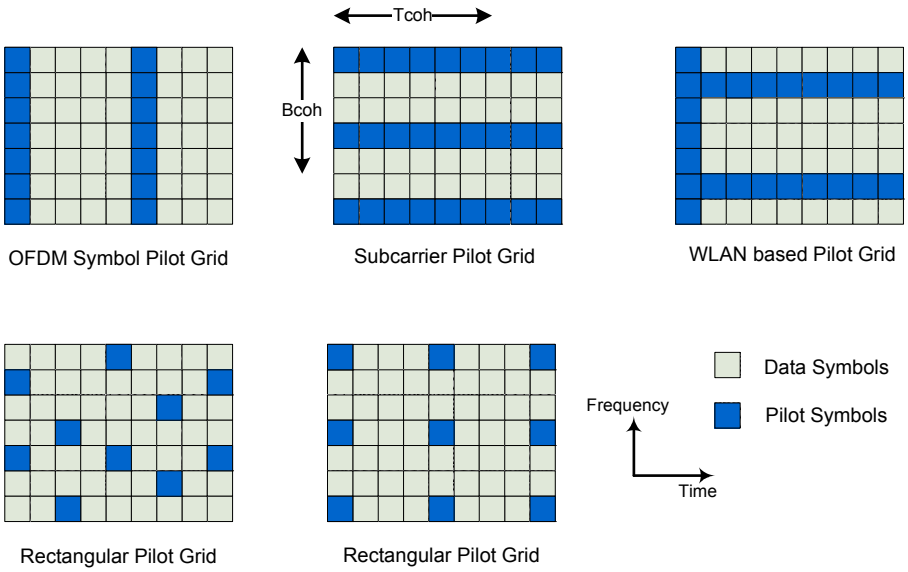
Με δεδομένο ότι η ανωτέρω προσέγγιση χαρακτηρίζεται από σχετική απώλεια πόρων του φάσματος, η επιλογή της τυφλής, ή της 'σχεδόν' τυφλής, εκτίμησης του διαύλου αποτελούν εναλλακτικές προσεγγίσεις με ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Στην περίπτωση της τυφλής εκτίμησης επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση της αξιοποίησης των ραδιοπόρων του συστήματος, αλλά από την πλευρά της βαθμίδας εκτίμησης απαιτείται ένας ραδιοδίαυλος που θα παραμένει σταθερός για ικανό χρονικό διάστημα προκειμένου να υπάρξει συλλογή ασφαλούς στατιστικού δείγματος (αφού τα στατιστικά του σήματος εκπομπής μπορούν να είναι γνωστά στο δέκτη εκ των προτέρων). Η τρίτη περίπτωση συνίσταται στην ελαχιστοποίηση των πόρων που διατίθενται για την εκτίμηση του διαύλου με μια αρχική πολύ καλή εκτίμηση (με χρήση πιλότων) όπου η πιθανότητα σωστής εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας είναι πολύ μεγάλη και στη συνέχεια με τη χρήση αυτών ως εικονικούς πιλότους για την εκτίμηση των υποκαναλιών που ακολουθούν. Επίσης, θεωρώντας ότι η επικοινωνία λειτουργεί είτε σε TDD, είτε σε FDD

μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι συμπληρωματικές εκτιμήσεις των ραδιοδιαύλων με τη γνώση των στατιστικών του περιβάλλοντος στο οποίο λειτουργεί το σύστημα, καθώς και την υιοθέτηση κατάλληλου μοντέλου πρόβλεψης. Οι επιδόσεις των ανωτέρω γενικών προσεγγίσεων εκτίμησης του διαύλου εξαρτώνται κυρίαρχα από τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης (πολυδιαδρομικές συνιστώσες και χρονική μεταβλητότητα). Αυτό συνεπάγεται ότι στα πλαίσια της υιοθέτησης ενός σχήματος μετάδοσης που θα ικανοποιεί τις απαιτήσεις των επικοινωνιών 4ης γενιάς θα πρέπει να υλοποιηθεί μια υβριδική τεχνική όπου η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου θα είναι ευέλικτη και άμεσα προσαρμόσιμη στις ιδιαιτερότητες της ζεύξης.

4.4.1. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με χρήση Συμβόλων Αναφοράς

Η μέθοδος αυτή αποτελεί σε SISO συστήματα την πλέον διαδεδομένη μέθοδο εκτίμησης του ραδιοδιαύλου μιας και προσφέρει υψηλή αξιοπιστία με μικρές υπολογιστικές απαιτήσεις. Σε MIMO συστήματα η εν λόγω τεχνική είναι άμεσα επεκτάσιμη είτε με την ενεργοποίηση κάθε φορά μιας και μόνο κεραίας εκπομπής, είτε με τη χρήση ορθογώνιων σημάτων εκπομπής, τα οποία αφού διαχωριστούν στο δέκτη αποτελούν εισόδους στη βαθμίδα εκτίμησης των επιμέρους ραδιοδιαύλων της ζεύξης $\left(m_R, m_T\right)$ όπου $m_R = 1,\ldots,M_R$ και $m_T = 1,\ldots,M_T$.

Η εισαγωγή των πιλότων σε ένα πλαίσιο μετάδοσης θα πρέπει να υλοποιηθεί με τρόπο που να πετυχαίνεται τόσο η ελαχιστοποίηση της απώλειας των ραδιοπόρων, όσο και η ορθή δειγματοληψία του ραδιοδιαύλου στο χρόνο και στη συχνότητα. Η τοποθέτηση των πιλότων στο χρονο-συχνοτικό πλαίσιο μετάδοσης γίνεται με ένα προκαθορισμένο σχήμα (grid). Εναλλακτικές επιλογές αυτού παρουσιάζονται στο σχήμα 4.7.



Σχήμα 4.7: Τεχνικές τοποθέτησης συμβόλων αναφοράς (πιλότων) σε ένα πλαίσιο μετάδοσης

Το πλέγμα των πιλότων στο πλαίσιο της δειγματοληψίας του ραδιοδιαύλου για την ανακατασκευή της συνάρτησης μεταφοράς αυτού $H^{(m_R,m_T)}\left(f,t\right)$ θα πρέπει να ικανοποιεί κατ' ελάχιστο το θεώρημα δειγματοληψίας του Nyquist τόσο στο πεδίο της συχνότητας, όσο και σε

αυτό του χρόνου. Επίσης, θα πρέπει να υπάρχει ένας συμβιβασμός μεταξύ ενός αρκετά πυκνού πλέγματος το οποίο προσδίδει μεγάλη ακρίβεια εκτίμησης (και κατ' επέκταση αξιόπιστη εκτίμηση της λαμβανόμενης πληροφορίας), και της απώλειας ραδιοπόρων η οποία οδηγεί στη συνολική μείωση του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας. Εάν η απόσταση μεταξύ των πιλότων στο χρόνο είναι ΔP_t και στη συχνότητα ΔP_f, τότε κατ' ελάχιστο θα πρέπει

$$\Delta P_t \cdot T_s \le T_{coh} \quad \text{και} \quad \Delta P_f \cdot \Delta f \le B_{coh} \tag{4.33}$$

Για την αποδοτική λειτουργία των συστημάτων έχει αξιολογηθεί πειραματικά ότι απαιτείται υπερδειγματοληψία με έναν συντελεστή 2. Συνεπώς, οι αποστάσεις των πιλότων θα είναι

$$\Delta P_t \cdot T_s \approx \frac{T_{coh}}{2} \quad \text{και} \quad \Delta P_f \cdot \Delta f \approx \frac{B_{coh}}{2} \tag{4.34}$$

Η επιβάρυνση (Pilot Overhead, $P.O.$) που προκαλείται από την εισαγωγή των πιλότων με τετραγωνικό πλέγμα σε ένα πλαίσιο μετάδοσης, θα δίνεται από τη σχέση

$$P.O. = \frac{1}{\Delta P_f \cdot \Delta P_t} \tag{4.35}$$

Κατ' επέκταση, η προκαλούμενη απώλεια στο σηματοθορυβικό λόγο θα είναι

$$\Delta\gamma_p = 10 \cdot \log\left(1 + \frac{E_p \cdot P.O.}{U \cdot E_s \cdot (1 - P.O.)}\right) \tag{4.36}$$

όπου E_s είναι η ενέργεια των συμβόλων πληροφορίας, η οποία θεωρείται ίδια για το σύνολο των χρηστών U. Επίσης με E_p δηλώνεται η ενέργεια των συμβόλων αναφοράς (πιλότων). Γενικά, η ενέργεια των πιλότων μπορεί να είναι διαφορετική από αυτή των συμβόλων πληροφορίας. Η συγκεκριμένη δυνατότητα αποτελεί μια μορφή δυναμικής προσαρμογής των πιλότων του πλαισίου ανάλογα με τις συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης. Η ενίσχυση των πιλότων (boosted pilots) με σταθερή την συνολική ισχύ του πλαισίου μετάδοσης, ενώ βελτιώνει την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, οδηγεί στην ανάλογη μείωση της συνολικής ισχύος των συμβόλων πληροφορίας, θέτοντας ένα όριο στη συγκεκριμένη σχεδιαστική επιλογή. Αποτελέσματα προσομοιώσεων με διάφορους βαθμούς ενίσχυσης των πιλότων παρουσιάζονται στις επόμενες ενότητες.

Η διαδικασία εκτίμησης με βάση σύμβολα αναφοράς αποτελείται από δυο στάδια. Το πρώτο είναι αυτό της εκτίμησης των πιλότων στις θέσεις μετάδοσης των συμβόλων αναφοράς και το δεύτερο είναι εκείνο της παρεμβολής (interpolation) για την εκτίμηση του ραδοδιαύλου στις θέσεις μετάδοσης των συμβόλων πληροφορίας του πλαισίου. Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου

στις θέσεις των πιλότων μπορεί να υλοποιηθεί με βάση την τεχνική ελαχίστων τετραγώνων (Least Squares, LS), ή των ελαχίστων μέσων τετραγώνων (Least Mean Squares, LMS), ή του ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Minimum Mean Square Error, MMSE), ή του απλοποιημένου MMSE με χρήση της ανάλυσης ιδιόμορφων τιμών (Singular Value Decomposition, SVD). Η διαδικασία της παρεμβολής μπορεί να είναι είτε γραμμική, ή 2ης τάξης, ή κυβική spline, ή να υλοποιηθεί με την χρήση φίλτρου Wiener το οποίο αποτελεί βέλτιστη λύση αλλά όμως χαρακτηρίζεται από πολύ υψηλή πολυπλοκότητα.
Συγκεκριμένα, το πρώτο βήμα στη διαδικασία εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και με βάση την προσέγγιση των ελαχίστων τετραγώνων, θα είναι

$$\hat{H}^{(m_R,m_T)}\left(i',j'\right)=\frac{r^{(m_R,m_T)}\left(i',j'\right)}{s_p^{(m_R,m_T)}\left(i',j'\right)} \tag{4.37}$$

όπου i' είναι ο δείκτης που υποδηλώνει τις θέσεις των πιλότων στον άξονα της συχνότητας και j' είναι ο αντίστοιχος δείκτης στον χρόνο. Τα $s_p^{(m_R,m_T)}$ και $r^{(m_R,m_T)}$ δηλώνουν τα σύμβολα – πιλότους εκπομπής και λήψης αντίστοιχα από την m_T -οστή κεραία εκπομπής, στη m_R -οστή κεραία λήψης στη θέση $\left(i',j'\right)$.
Εάν ο δείκτης του χρόνου απαλειφθεί για λόγους απλοποίησης των εκφράσεων και χωρίς απώλεια της γενικότητας μιας και η όλη περιγραφή γίνεται σε επίπεδο OFDM συμβόλου, οι LS εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου θα δίνονται ως

$$\left.\hat{\mathbf{H}}_p^{(m_R,m_T)}\right|_{LS}=\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\right)^{-1}\cdot\mathbf{r}^{(m_R,m_T)} \tag{4.38}$$

όπου $\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}$ είναι ο διαγώνιος πίνακας με τα σύμβολα αναφοράς.
Το μειονέκτημα της LS εκτίμησης είναι ότι δεν λαμβάνει υπόψη τη συσχέτιση του ραδιοδιαύλου στα υποκανάλια του συστήματος. Μια πολύ καλύτερη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των πιλότων αποτελεί η γραμμική εκτίμηση ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Linear MMSE, LMMSE), η οποία δίνεται με βάση τη σχέση [26]:

$$\left.\hat{\mathbf{H}}_p^{(m_R,m_T)}\right|_{LMMSE}=\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p^{(m_R,m_T)}}\cdot\left(\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p^{(m_R,m_T)}}+\sigma_n^2\cdot\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\cdot\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\right)^H\right)^{-1}\right)^{-1}\cdot\left.\hat{\mathbf{H}}_p^{(m_R,m_T)}\right|_{LS} \tag{4.39}$$

όπου $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p^{(m_R,m_T)}}=E\left[\mathbf{H}_p^{(m_R,m_T)}\cdot\left(\mathbf{H}_p^{(m_R,m_T)}\right)^H\right]$ είναι ο πίνακας συμμεταβλητότητας (covariance) του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των πιλότων. Η σχέση (4.39) απλοποιείται στην (4.38) για την περίπτωση όπου ο σηματοθορυβικός λόγος τείνει στο άπειρο. Η απαίτηση της γνώσης των στατιστικών του ραδιοδιαύλου καθιστά δύσκολη τη χρήση της εκτίμησης $\left.\hat{\mathbf{H}}_p^{(m_R,m_T)}\right|_{LMMSE}$ σε

πρακτικά συστήματα. Επίσης, η συγκεκριμένη προσέγγιση έχει μεγάλες υπολογιστικές απαιτήσεις λόγω της αντιστροφής των πινάκων που θα πρέπει να υλοποιείται σε κάθε τμήμα.
Οι ανωτέρω περιορισμοί έχουν οδηγήσει σε απλοποιημένα σχήματα τα οποία λειτουργούν με πολύ καλές επιδόσεις για μεγάλες τιμές σηματοθορυβικού λόγου. Συγκεκριμένα, για τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας μπορεί να εφαρμοστεί η μέση τιμή της $\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\cdot\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\right)^H\right)^{-1}$, δηλ. $E\left[\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\cdot\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\right)^H\right)^{-1}\right]$, οπότε δεν απαιτείται ο υπολογισμός και η πράξη της αντιστροφής πίνακα κάθε φορά που αλλάζει το $\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}$. Συνεπώς και με δεδομένο ότι όλα τα σύμβολα αναφοράς λαμβάνονται από το ίδιο διάγραμμα σηματαστερισμού, θα είναι $E\left[\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\cdot\left(\mathbf{S}_p^{(m_R,m_T)}\right)^H\right)^{-1}\right]=E\left[\left|\frac{1}{s_p^{(m_R,m_T)}}\right|^2\cdot\mathbf{I}\right]$. Επίσης, λαμβάνοντας υπόψη ότι $SNR=\frac{E\left[\left|s_p^{(m_R,m_T)}\right|^2\right]}{\sigma_n^2}$, τότε η σχέση (4.39) θα απλοποιείται στην

$$\hat{\mathbf{H}}_p^{(m_R,m_T)}\Big|_{r-LMMSE}=\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p^{(m_R,m_T)}}\cdot\left(\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p^{(m_R,m_T)}}+\frac{1}{SNR}\cdot\boldsymbol{\beta}\cdot\mathbf{I}\right)^{-1}\cdot\hat{\mathbf{H}}_p^{(m_R,m_T)}\Big|_{LS} \tag{4.40}$$

όπου το $\boldsymbol{\beta}=E\left[\left|s_p^{(m_R,m_T)}\right|^2\right]\cdot E\left[\left|\frac{1}{s_p^{(m_R,m_T)}}\right|^2\right]$ έχει σταθερή τιμή και εξαρτάται από το διάγραμμα σηματαστερισμού του σήματος. Επιπλέον, εάν το SNR και ο πίνακας $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p^{(m_R,m_T)}}$ είναι γνωστά εκ των προτέρων, μπορούν να υπολογιστούν μόνο μια φορά για ένα ή περισσότερα πλαίσια μετάδοσης. Περαιτέρω μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας μπορεί να επιτευχθεί με την προσέγγιση χαμηλής τάξης (low rank approximation) μέσω της μεθόδου SVD.
Το δεύτερο βήμα της διαδικασίας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας είναι η παρεμβολή. Με δεδομένο την σχεδιαστική επάρκεια του συστήματος OFDM όπου επιτυγχάνεται κατάτμηση του φάσματος ώστε αυτό να χαρακτηρίζεται ως επίπεδων διαλείψεων, ο ραδιοδίαυλος σε καθένα από τα υποκανάλια του συστήματος παρουσιάζει επίπεδες διαλείψεις και συνεπώς μπορεί να περιγραφτεί πλήρως από έναν μιγαδικό αριθμό. Θεωρώντας ότι ο ραδιοδίαυλος δεν μεταβάλλεται αξιοσημείωτα στη διάρκεια ενός πλαισίου, οι εκτιμήσεις αυτού στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας θα προκύπτουν από ένα διδιάστατο (2-D) φίλτρο, με τις εκτιμήσεις να λαμβάνονται σύμφωνα με τη σχέση

$$\hat{H}^{(m_R,m_T)}(i,j)=\sum_{i',j'}\varpi_{i,j,i',j'}^{*}\cdot\hat{H}^{(m_R,m_T)}(i',j') \tag{4.41}$$

όπου $i = 1,...,N$ και $j = 1,...,N_s$ με N το πλήθος των υποκαναλιών και N_s το πλήθος των OFDM συμβόλων του πλαισίου. Επίσης, ο παράγοντας $\varpi_{i,j,i',j'}$ εκφράζει την προσαρμογή των εκτιμήσεων στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας (i, j) με βάση τις εκτιμήσεις στις θέσεις των πιλότων (i', j'), καθώς και την μέθοδο παρεμβολής που έχει υιοθετηθεί. Στην γενική περίπτωση όλες οι εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των πιλότων μπορούν να συνεισφέρουν στη διαδικασία παρεμβολής για την αξιόπιστη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας. Όμως για λόγους υπολογιστικής πολυπλοκότητας, καθώς επίσης και δεδομένου ότι η συσχέτιση των εκτιμήσεων μειώνεται δραματικά με την απόσταση, λαμβάνονται υπόψη μόνο οι γειτονικοί πιλότοι.

Το βέλτιστο γραμμικό φίλτρο για την σχέση (4.41) αποτελεί το Wiener φίλτρο δύο διαστάσεων. Η επιλογή του φίλτρου αυτού έχει το μειονέκτημα του ότι αυτό εκτείνεται σε πολλά OFDM σύμβολα κάτι που εισάγει σημαντική καθυστέρηση (latency) στη βαθμίδα εκτίμησης. Επίσης, η προκαλούμενη υπολογιστική πολυπλοκότητα αποτελεί ισχυρό περιοριστικό παράγοντα σε πραγματικά συστήματα καθιστώντας την από κοινού εκτίμηση σε δυο διαστάσεις μη λειτουργική. Οι συγκεκριμένες αδυναμίες μπορούν να παρακαμφθούν με τη χρήση δυο φίλτρων μιας διάστασης (1D) τοποθετημένων σε σειρά. Το πρώτο για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στον άξονα της συχνότητας και το δεύτερο στον άξονα του χρόνου. Η σύγκριση των δυο προσεγγίσεων δείχνει ότι επιτυγχάνονται παρόμοιες επιδόσεις αλλά στη δεύτερη περίπτωση με μικρότερο μέγεθος φίλτρων και συνεπώς μικρότερες απαιτήσεις υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Με βάση τις παραπάνω προσεγγίσεις και λαμβάνοντας υπόψη το περιβάλλον λειτουργίας του συστήματος μπορούν να χρησιμοποιηθούν διαφορετικού μεγέθους φίλτρα στους άξονες του χρόνου και της συχνότητας. Συνεπώς, εάν ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως στατικός, θα μπορούσε να γίνει εκτίμηση αυτού με πολύ μεγάλη πυκνότητα πιλότων στο πρώτο OFDM σύμβολο του πλαισίου και στη συνέχεια (άξονας χρόνου) να έχουν τοποθετηθεί πιλότοι κατά τέτοιο τρόπο ώστε να παρακολουθείται απλά η όποια μεταβολή του κατά τη διάρκεια του πλαισίου. Η συγκεκριμένη σχεδιαστική επιλογή μπορεί να εφαρμοστεί σε σταθερές ζεύξεις σημείου προς σημείο εξωτερικού χώρου.

4.4.1.1. Σχεδιασμός Μονοδιάστατου Φίλτρου Wiener

Στα πλαίσια του σχεδιασμού του φίλτρου Wiener μιας διάστασης (συχνότητας) η έκφραση της σχέσης (4.41) θα απλοποιείται ως ακολούθως

$$\hat{H}^{(m_R,m_T)}(i) = \sum_{i'} \varpi^*_{i,i'} \cdot \hat{H}^{(m_R,m_T)}(i') \tag{4.42}$$

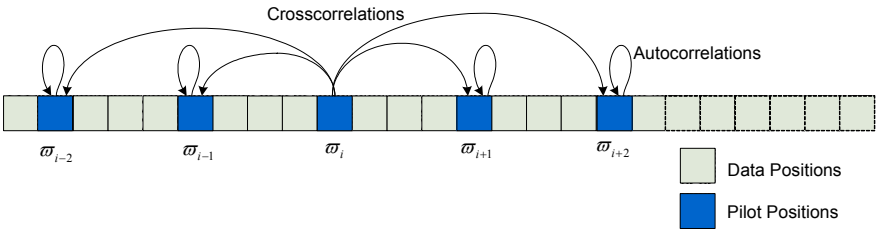
για ένα OFDM σύμβολο. Το Wiener φίλτρο είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να επιτυγχάνεται ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MSE) μεταξύ των πραγματικών συντελεστών του ραδιοδιαύλου και των εκτιμήσεών του σύμφωνα με την ακόλουθη συνάρτηση κόστους

$$J_i = E\left\{\left|H_i^{(m_R,m_T)} - \hat{H}_i^{(m_R,m_T)}\right|^2\right\} \tag{4.43}$$

Το φίλτρο βασίζεται στις συναρτήσεις ετεροσυσχέτισης $\phi_c(i,i')$ μεταξύ των $\hat{H}_i^{(m_R,m_T)}$ και $H_i^{(m_R,m_T)}$, καθώς και στη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης $\phi_a(i',i'')$ του $\hat{H}_i^{(m_R,m_T)}$ στις θέσεις των πιλότων. Το πλήθος των συντελεστών που λαμβάνονται υπόψη ή αντίστοιχα το μέγεθος του φίλτρου θα είναι N_{taps}. Σε επίπεδο διανυσματικής περιγραφής των ανωτέρω εκφράσεων, το διάνυσμα των συντελεστών ετεροσυσχέτισης θα είναι $\boldsymbol{\varphi}_i \in \mathbb{C}^{N_{taps}\times 1}$ και ο Toeplitz πίνακας των συντελεστών αυτοσυσχέτισης $\boldsymbol{\Phi} \in \mathbb{C}^{N_{taps}\times N_{taps}}$. Συνεπώς, το διάνυσμα των στοιχείων ϖ_i της σχέσης (4.42) θα δίνεται ως [21]

$$\boldsymbol{\omega}_i = \boldsymbol{\Phi}^{-1}\cdot\boldsymbol{\varphi}_i \tag{4.44}$$

Η αρχή λειτουργίας του φίλτρου Wiener μιας διάστασης παρουσιάζεται στο σχήμα 4.8 όπου το φίλτρο χαρακτηρίζεται από 5-tap δομή και με $\Delta P_f = 4$. Συνεπώς, το σύνολο των 5 εκτιμήσεων στις θέσεις των πιλότων χρησιμοποιείται για την παρεμβολή και την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις μετάδοσης των συμβόλων πληροφορίας, ενώ κάθε φορά το φίλτρο ολισθαίνει ανάλογο αριθμό υποκαναλιών. Για την περίπτωση των εκτιμήσεων των ραδιοδιαύλων στα ακραία υποκανάλια του πλαισίου μετάδοσης, η υλοποιήση γίνεται με λογικές αλγορίθμων πρόβλεψης. Για την αποφυγή της εν λόγω διαφοροποίησης του φίλτρου είναι επιθυμητή ως σχεδιαστική επιλογή η σταθερή τοποθέτηση πιλότων και στα τέσσερα ακραία υποκανάλια του πλαισίου μετάδοσης ανεξάρτητα από την λογική τοποθέτησης των πιλότων.



Σχήμα 4.8: Απεικόνιση φίλτρου Wiener μιας διάστασης

Οι συναρτήσεις ετεροσυσχέτισης και αυτοσυσχέτισης που απαιτούνται στο σχεδιασμό και την εξαγωγή των παραμέτρων είναι γενικά άγνωστες και συνήθως λαμβάνονται ως προσεγγιστικές εκτιμήσεις. Μια αξιόπιστη και μικρής πολυπλοκότητας προσέγγιση των απαιτούμενων συναρτήσεων συσχέτισης μπορεί να υλοποιηθεί θεωρώντας εκ των προτέρων γνωστή την απόκριση ισχύος-καθυστέρησης (Power Delay Profile, PDP) του περιβάλλοντος διάδοσης. Έτσι, εάν το σχήμα αυτής έχει τετραγωνική μορφή, δηλ.:

$$\rho(\tau) = \begin{cases} \dfrac{1}{\tau_{\max}} & 0 < \tau < \tau_{\max} \\ 0 & \alpha\lambda\lambda o\acute{\upsilon} \end{cases} \tag{4.45}$$

οι διακριτές συναρτήσεις ετεροσυσχέτισης και αυτοσυσχέτισης θα δίνονται από τις σχέσεις

$$\phi_c\left(i,i'\right) = \sin c\left(\tau_{\max} \cdot \Delta f \cdot \left(i - i'\right)\right) \cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot\pi\cdot\tau_{\max}\cdot\Delta f\cdot\left(i-i'\right)} \tag{4.46}$$

$$\phi_a\left(i',i''\right) = \sin c\left(\tau_{\max} \cdot \Delta f \cdot \left(i - i''\right)\right) \cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot\pi\cdot\tau_{\max}\cdot\Delta f\cdot\left(i-i''\right)} + \sigma_n^2 \cdot \delta\left(i - i''\right) \tag{4.47}$$

Ο εν λόγω σχεδιασμός επιτρέπει τον εκ των προτέρων υπολογισμό των συντελεστών του φίλτρου με βάση τις εκτιμήσεις της μέγιστης (αναμενόμενης) πολυδιαδρομικής χρονικής καθυστέρησης $\tau_{\max}$, και της ισχύος θορύβου σ_n^2. Έχει αποδειχθεί [23] ότι ο συγκεκριμένος σχεδιασμός του φίλτρου είναι πολύ αξιόπιστος με μια μικρή υπερεκτίμηση του $\tau_{\max}$ και με μια μικρότερη τιμή του σ_n^2, κάτι όμως που δεν επηρεάζει την όλη προσέγγιση. Εάν το σύστημα έχει τη δυνατότητα αυξημένης υπολογιστικής επεξεργασίας, ένα προσαρμοζόμενο σχήμα της ανωτέρω τεχνικής θα μπορούσε να υλοποιηθεί με το $\tau_{\max}$ να εκτιμάται περιοδικά στο δέκτη και το φίλτρο να προσαρμόζεται ανάλογα.

Στην περίπτωση της χρήσης δύο φίλτρων 1D τοποθετημένα διαδοχικά, το πρώτο στον άξονα της συχνότητας και το δεύτερο στο χρόνο, μπορεί να εφαρμοστεί η ανωτέρω προσέγγιση για καθένα από τα φίλτρα με τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά που προκύπτουν από τις χρονο-συχνοτικές ιδιότητες του περιβάλλοντος διάδοσης.

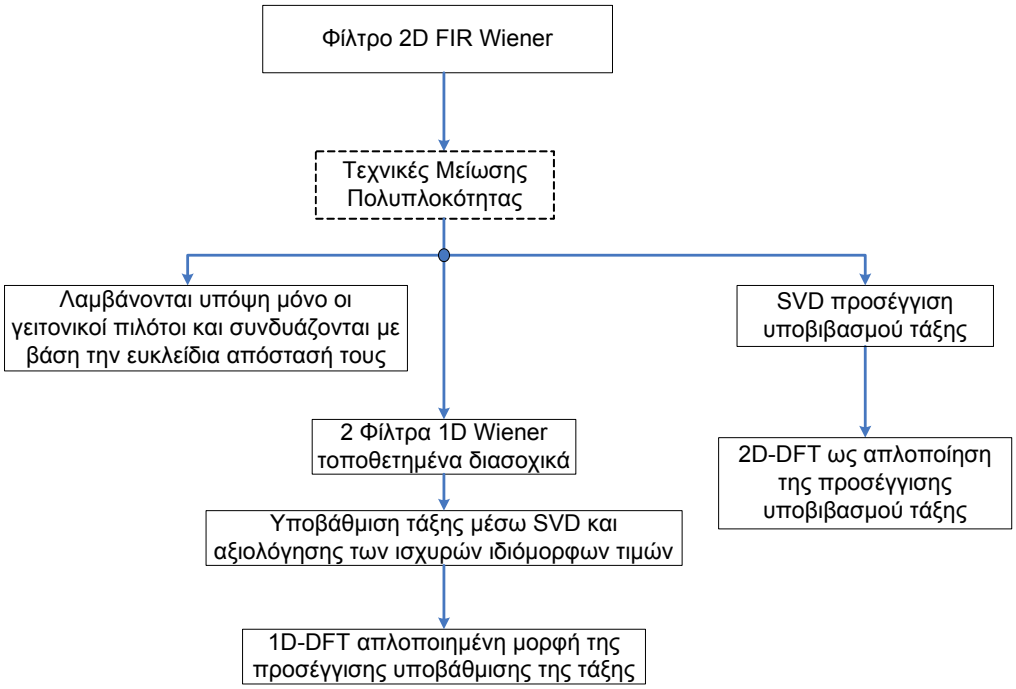
4.4.1.2. Σχεδιασμός Διδιάστατου Φίλτρου Wiener

Η χρήση του φίλτρου Wiener δυο διαστάσεων αποτελεί τη βέλτιστη επιλογή με βάση το κριτήριο της ελαχιστοποίησης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος. Για τη λειτουργία του διδιάστατου φίλτρου Wiener απαιτείται η γνώση των χωρο-χρονο-συχνοτικών στατιστικών του ραδιοδιαύλου, η διαθεσιμότητα των οποίων είναι εξαιρετικά δύσκολη σε πραγματικά συστήματα. Κατ' αναλογία με την ανάλυση μιας διάστασης, η συνάρτηση κόστους για την περίπτωση του φίλτρου 2D θα είναι όμοια με αυτή της σχέσης (4.43) αλλά με την προσθήκη, πλέον του δείκτη i της συχνότητας, και αυτού του χρόνου n περιγράφοντας το αντίστοιχο OFDM σύμβολο του πλαισίου μετάδοσης. Κατ' επέκταση, οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης και ετεροσυσχέτισης των σχέσεων (4.44) και (4.46), (4.47) θα αφορούν το σύνολο των τιμών των δεικτών i και n.

4.4.1.3. Ταξινόμηση των Προσεγγιστικών Τεχνικών Χαμηλής Πολυπλοκότητας

Με δεδομένο ότι η χρήση του Wiener φίλτρου για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας χαρακτηρίζεται από υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα, έχει προταθεί στη βιβλιογραφία μεγάλος αριθμός μεθόδων μειωμένης υπολογιστικής

πολυπλοκότητας όπου όμως οι επιδόσεις τους εξαρτώνται σημαντικά από τη μεταβλητότητα των χαρακτηριστικών του περιβάλλοντος διάδοσης. Μια από τις κοινές παραμέτρους για τη μείωση των υπολογιστικών απαιτήσεων αποτελεί η παρατήρηση ότι το ποσοστό επίδρασης των πιλότων στην εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των συμβόλων πληροφορίας είναι μέγιστο για τους γειτονικούς μόνο πιλότους, ενώ μειώνεται δραστικά για τους πιο απομακρυσμένους. Πλέον της τμηματοποίησης της διδιάστατης διαδικασίας φιλτραρίσματος σε δυο διαδοχικά μονοδιάστατα φίλτρα, και εφόσον είναι αποδεκτός ένας συμβιβασμός μεταξύ της πολυπλοκότητας και του MSE, μπορούν να επιτευχθούν ανάλογα αποτελέσματα μέσω τεχνικών μείωσης της τάξης του ραδιοδιαύλου, όπως π.χ. της SVD. Συγκεντρωτικά, οι προτεινόμενες τεχνικές μειωμένης υπολογιστικής πολυπλοκότητας συνοψίζονται στο σχήμα 4.9.



Σχήμα 4.9: Ομαδοποίηση των τεχνικών μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του φίλτρου Wiener 2D.

4.4.2. Σχεδιασμός Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε Συστήματα MIMO OFDM

Στα πλαίσια της σχεδίασης της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ενός MIMO συστήματος είναι θεμελιώδους σημασίας η επίτευξη υψηλής αξιοπιστίας με μικρές απαιτήσεις υπολογιστικής ισχύος, καθώς και η δυνατότητα για απευθείας εφαρμογής της στα ποικίλα συστήματα 4ης γενιάς. Τα εν λόγω συστήματα χαρακτηρίζονται ως ευρυζωνικά με ικανότητα υποστήριξης πολύ υψηλών ρυθμών μετάδοσης και λειτουργία σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης. Η ανάγκη μεγιστοποίησης της επίδοσης του συστήματος προϋποθέτει την ακριβή γνώση και συνεχή ενημέρωση του ραδιοδιαύλου με στόχο όχι μόνο την ισοστάθμιση αυτού,

αλλά και την δυναμική προσαρμογή των παραμέτρων λειτουργίας του. Για παράδειγμα, κατά την διάρκεια μιας ζεύξης, η οποία χαρακτηρίζεται από υψηλό σηματοθορυβικό λόγο και λειτουργεί σε περιβάλλον με μεγάλο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών, το σύστημα μεγιστοποιεί τη χρηστικότητά του με τη λειτουργία του σε λογική χωρικής πολυπλεξίας. Αντίθετα, στην περίπτωση μικρού σηματοθορυβικού λόγου και με βάση την ανάγκη αξιόπιστης ζεύξης ή αύξησης της απόστασης ραδιοκάλυψης, ενδείκνυται η λειτουργία αυτού σε διαφορική λογική. Στην πρώτη περίπτωση, η γνώση του ραδιοδιαύλου απαιτείται τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη, ενώ στη δεύτερη απαιτείται μόνο στο άκρο του δέκτη.

Ιδιαίτερα, η αξιοποίηση των ποικίλων διαφορικών αρχιτεκτονικών προσδίδουν στο σύστημα υψηλότερη αξιοπιστία. Η χρονική διαφορικότητα επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης σχημάτων κωδικοποίησης FEC (Forward Error Coding), όπως Reed-Solomon και συνελικτική κωδικοποίηση. Η συχνοτική διαφορικότητα επιτυγχάνεται με τη χρήση του κωδικοποιημένου συστήματος OFDM. Επίσης, η χωρική διαφορικότητα υλοποιείται μέσω της χρήσης πολλών κεραιών τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη. Οι ανωτέρω διαφορικές τεχνικές συνδυάζονται επιπλέον στα πλαίσια είτε της χωρο-χρονικής κωδικοποίησης (Space Time Block Coding, STBC), είτε της χωρο-συχνοτικής κωδικοποίησης (Space Frequency Block Coding, SFBC), είτε της χωρο-χρονο-συχνοτικής κωδικοποίησης (Space Time Frequency Block Coding, SFTBC). Στις τεχνικές αυτές η διατήρηση της ορθογωνικής ιδιότητας κατά την διάδοση του σήματος στο διασκορπιστικό περιβάλλον διάδοσης αποτελεί κρίσιμο παράγοντα στη συνολική επίδοση του συστήματος.

Η κωδικοποίηση STBC που προτάθηκε από τον Alamouti και επεκτάθηκε από τον Tarokh αποτελεί μια τεχνική διαφορικής εκπομπής όπου η πολυπλοκότητα του δέκτη διατηρείται χαμηλή. Η επιλογή μεταξύ STBC, SFBC, ή της γενικότερης SFTBC (συμμετρικής ή ασύμμετρης) εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης, όπως ο χρόνος και το εύρος ζώνης συνοχής. Η συγκεκριμένη σχεδιαστική επιλογή μπορεί να είναι είτε στατική (εάν η ζεύξη υλοποιείται σε στατικά περιβάλλοντα), είτε δυναμική ανάλογα με την μεταβλητότητα των χαρακτηριστικών του ραδιοδιαύλου. Στη περίπτωση του δυναμικού SFTBC σχήματος, η αλλαγή των τιμών των παραμέτρων μπορεί να γίνεται με ρυθμό πλαισίου (το μέγιστο), μιας και αλλαγή με μεγαλύτερο ρυθμό θα προκαλούσε υψηλές απαιτήσεις σηματοδοσίας και πιθανώς συνεχείς αλλαγές επιδρώντας τελικώς ανασταλτικά στη βελτίωση της αξιοπιστίας και της διαμετακομιστικής ικανότητας της ζεύξης.

Με βάση τον στόχο λειτουργίας των συστημάτων 4ης γενιάς, όπου η απαίτηση της υψηλής κινητικότητας του δέκτη θα πρέπει να υποστηρίζεται στο μεγαλύτερο δυνατό βαθμό, η επιλογή της κωδικοποίησης SFBC αποτελεί την καλύτερη επιλογή προς την κατεύθυνση αυτή μιας και η απαίτηση ο ραδιοδίαυλος να είναι σταθερός για δυο διαδοχικά σύμβολα, μπορεί να ικανοποιηθεί ευκολότερα στη συχνότητα απ' ότι στο χρόνο. Επίσης, και για ένα δεδομένο διαθέσιμο εύρος ζώνης μετάδοσης B, το εύρος ζώνης των υποκαναλιών Δf μεταβάλλεται ανάλογα με το μέγεθος του FFT που επιλέγεται. Συνεπώς, για μεγάλες τιμές των βαθμίδων IFFT/FFT (κάτι που είναι προτεινόμενο στα πλαίσια των σχετικών προτύπων, όπως π.χ. στο IEEE 802.16-2009), η εν λόγω απαίτηση στον άξονα της συχνότητας μπορεί να ικανοποιηθεί ακόμη πιο εύκολα.

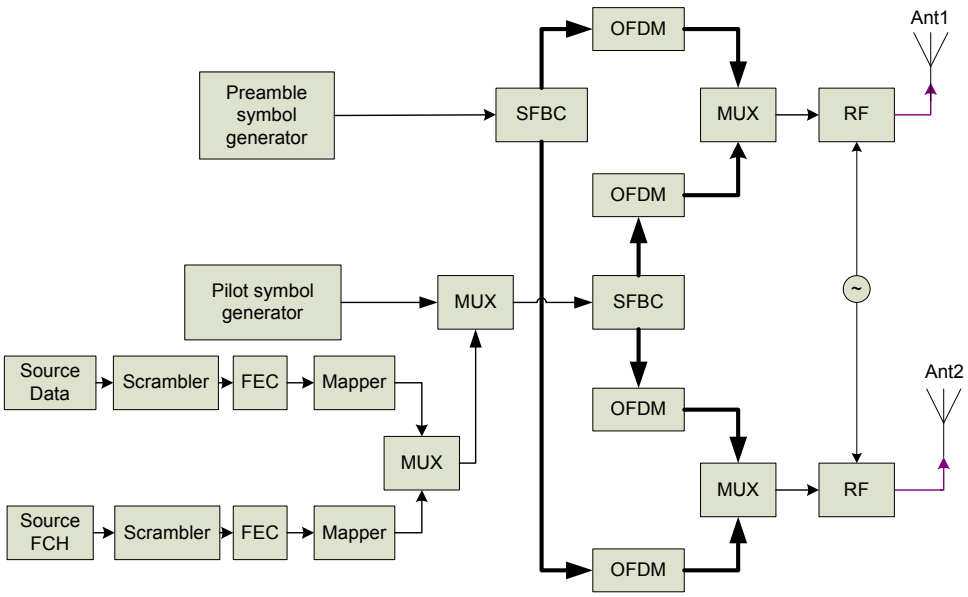
Στην περίπτωση ενός MIMO OFDM συστήματος όπου το κάθε υποκανάλι υφίσταται επίπεδες διαλείψεις, η παραμόρφωση του σήματος που εισάγεται από τον ραδιοδίαυλο μπορεί να περιγραφεί σαν ένας μιγαδικός αριθμός για κάθε υποκανάλι. Συνεπώς, για την εκτίμηση του συνόλου της πληροφορίας μετάδοσης ενός πλαισίου για την περίπτωση χρήσης M_T κεραιών εκπομπής και M_R κεραιών λήψης, απαιτείται η εκτίμηση $\left(M_T \cdot M_R \cdot N_c \cdot N_{sym}\right)$ μιγαδικών συντελεστών μέσω της βαθμίδας εκτίμησης του διαύλου. Με N_c εκφράζεται το πλήθος των ενεργών υποκαναλιών ανά OFDM σύμβολο, και με N_{sym} το πλήθος των OFDM συμβόλων ανά πλαίσιο μετάδοσης.

Κατόπιν των παραπάνω, όλη η προσέγγιση στη συνέχεια στηρίζεται στην ορθογώνια κωδικοποίηση SFBC, η οποία συγκρίνεται με την STBC για διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης και επίπεδα κινητικότητας του δέκτη και κατόπιν επεκτείνεται στην SFTBC είτε ως διακριτό στατικό σχήμα επιλογής για την διάρκεια όλης της ζεύξης, είτε ως δυναμική προσέγγιση σε επίπεδο μετάδοσης πλαισίου.

4.4.2.1. Υλοποίηση MIMO – OFDM Συστήματος

Η αξιολόγηση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου παράλληλα με την επίδοση του συνολικού MIMO OFDM συστήματος αποτελεί κρίσιμο παράγοντα στην αξιόπιστη προσέγγιση αποδοτικών τεχνικών, καθώς και στην εξαγωγή συμπερασμάτων ως προς την ευαισθησία της συνολικής επίδοσης σε διάφορες παραμέτρους, σφάλματα εκτίμησης και κατασκευαστικές ατέλειες.

Ο πομπός του συστήματος MIMO OFDM με δύο κεραίες εκπομπής και SFBC κωδικοποίηση με βάση τον οποίο γίνονται οι αξιολογήσεις των παραπάνω προτεινόμενων σχημάτων, παρουσιάζεται στο σχήμα 4.10.



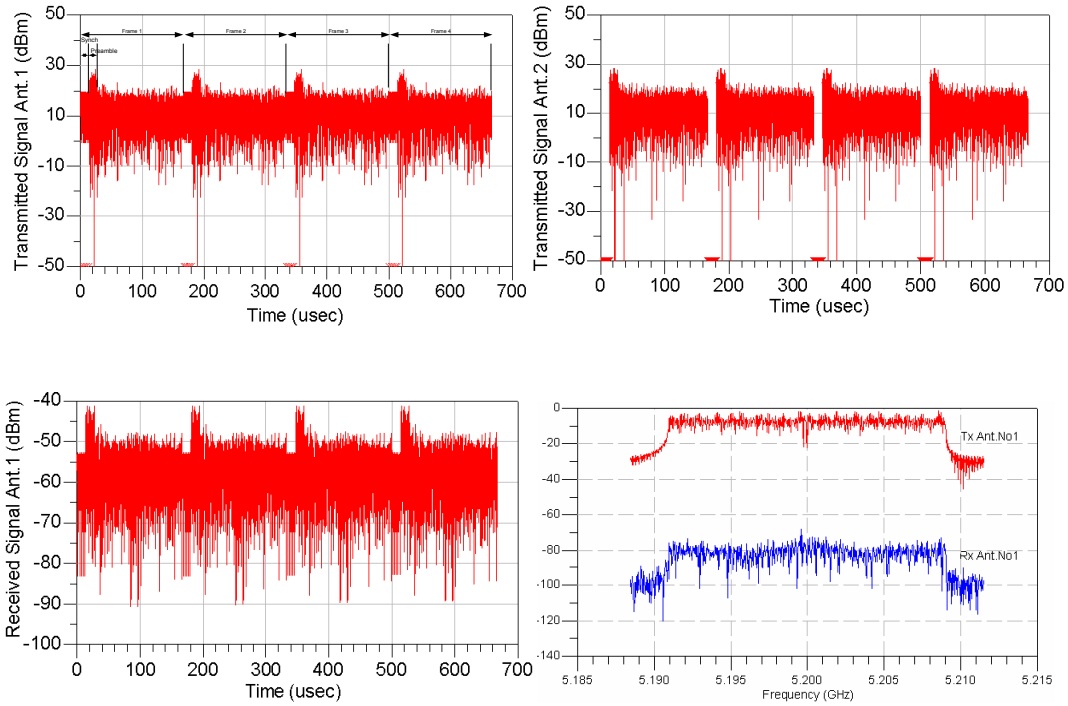
Σχήμα 4.10: Δομικό διάγραμμα πομπού συστήματος MIMO OFDM.

Μια δυαδική ομάδα δεδομένων b_k, $1 \le k \le K$ των K bits, περιπλέκονται (scrambled), κωδικοποιούνται με τη χρήση διαδοχικά της κωδικοποίησης Reed-Solomon και συνελικτικού κώδικα ως εξωτερική και εσωτερική κωδικοποίηση αντίστοιχα. Στη διαδικασία FEC (Forward Error Correction) περιέχεται και η λειτουργία αποκοπής (puncture) για την κατάλληλη προσαρμογή του ρυθμού. Τα κωδικοποιημένα bits πληροφορίας διαμορφώνονται ψηφιακά (mapper) παράγοντας μια ακολουθία συμβόλων πληροφορίας d_m, $1 \le m \le M$ με $E\left[\left|d_m\right|^2\right] = 1$. Τα διαγράμματα σηματαστερισμού που μπορούν να επιλεγούν στα πλαίσια της παρούσας υλοποίησης είναι BPSK-1/2, QPSK-1/2, QPSK-3/4, 16QAM-1/2, 16QAM-3/4, 64QAM-2/3 και 64QAM-3/4.

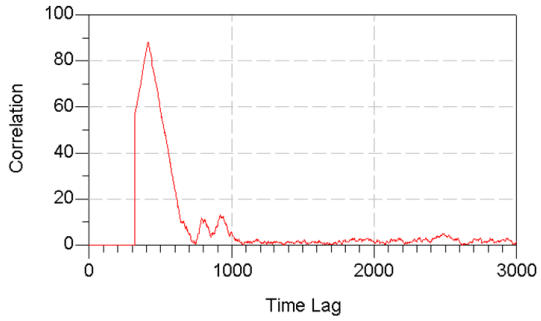
Ανάλογη διαδικασία ακολουθείται και για τα δεδομένα σηματοδοσίας (Frame Control Header, FCH) όπου όμως η ψηφιακή διαμόρφωση είναι σε κάθε περίπτωση η ίδια. Για την περίπτωση των προσομοιώσεων του κεφαλαίου έχει επιλεγεί QPSK. Στη συνέχεια, σε πρώτο επίπεδο, οι ανωτέρω ακολουθίες συμβόλων πολυπλέκονται μεταξύ τους στο πεδίο της συχνότητας. Σε δεύτερο επίπεδο γίνεται πολύπλεξη άρτιου αριθμού συμβόλων αναφοράς (πιλότων), επίσης στο πεδίο της συχνότητας. Το πλήθος των πιλότων επιλέγεται ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης και κυμαίνεται μεταξύ 2 και 16 συμβόλων. Στη συνέχεια, η ακολουθία συμβόλων που προκύπτει κωδικοποιείται χωρο-συχνοτικά (Space-Frequency Block Coding, SFBC) σύμφωνα με την τεχνική Alamouti. Η συγκεκριμένη τεχνική αποτελεί ορθογώνια κωδικοποίηση, η οποία είναι εφαρμόσιμη για κάθε διάγραμμα σηματαστερισμού εφόσον το πλήθος των κεραιών εκπομπής είναι $M_T = 2$. Για την περίπτωση χρήσης περισσοτέρων κεραιών εκπομπής η ορθογωνιότητα της κωδικοποίησης διατηρείται εκείνη την περίπτωση όπου τα σύμβολα λαμβάνουν μόνο πραγματικές τιμές στο διάγραμμα σηματαστερισμού (ASK διαμορφώσεις). Τα σύμβολα που προκύπτουν ομαδοποιούνται σε πακέτα των 200 συμβόλων και μετά την προσθήκη κατάλληλου αριθμού μηδενικών εισέρχονται στην βαθμίδα διαμόρφωσης OFDM, όπου περιλαμβάνεται ο αντίστροφος ταχύς μετασχηματισμός Fourier (Inverted Fast Fourier Transform, IFFT), η προσθήκη του κυκλικού προθέματος CP και η μετατροπή των δειγμάτων από παράλληλη σε σειριακή μορφή. Με δεδομένο ότι είναι επιθυμητός ο σχεδιασμός ενός γενικού σχήματος μετάδοσης, στην αλυσίδα εκπομπής χρησιμοποιείται επίσης και ένα αρχικό OFDM σύμβολο για την αποκλειστική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου. Συνεπώς, κατ' αναλογία με την παραπάνω διαδικασία, τα σύμβολα αναφοράς που συγκροτούν ένα πλήρες OFDM σύμβολο κωδικοποιούνται σε μια ανεξάρτητη SFBC βαθμίδα και στη συνέχεια πολυπλέκονται στο πεδίο του χρόνου με τις αντίστοιχες ακολουθίες εκπομπής από τις διαφορετικές κεραίες. Τελικώς, τα σήματα που προκύπτουν στους δυο κλάδους, μετατρέπονται σε αναλογικά, μεταφέρονται στη φέρουσα συχνότητα εκπομπής f_c και αφού ενισχυθούν εκπέμπονται από τις δυο κεραίες. Σημειώνεται ότι οι RF βαθμίδες έχουν κοινό τοπικό ταλαντωτή πετυχαίνοντας έτσι την απλοποίηση του συγχρονισμού και της αντιστάθμισης της ολίσθησης συχνότητας.

Η δομή τεσσάρων πλαισίων μετάδοσης πριν τις κεραίες εκπομπής και μετά τις κεραίες λήψης τόσο ως χρονική απεικόνιση, όσο και ως φάσμα συχνοτήτων, παρουσιάζεται στο σχήμα 4.11. Σε καθένα από τα πλαίσια μετάδοσης παρατηρείται η ακολουθία συγχρονισμού (ένα OFDM

σύμβολο), το preamble OFDM σύμβολο (πιο ενισχυμένο), καθώς επίσης και τα OFDM σύμβολα δεδομένων. Σημειώνεται ότι τα πλαίσια εκπομπής μεταξύ των δυο κεραιών διαφέρουν σε δομικό επίπεδο στην ύπαρξη ενός 'κενού' μετάδοσης στην κεραία Nº2. Αυτό γιατί, ο συγχρονισμός πομπού και δέκτη μπορεί να γίνει με λογική SISO και συνεπώς δεν απαιτείται εκπομπή και από τις δυο κεραίες. Ο εν λόγω συγχρονισμός υλοποιείται με βάση τη χρονική συσχέτιση του preamble. Το αποτέλεσμα της διαδικασίας συσχέτισης του συστήματος που έχει υλοποιηθεί παρουσιάζεται στο σχήμα 4.12, απ' όπου ο παράγοντας διόρθωσης χρησιμοποιείται τόσο για την μικρομετρική διόρθωση του τοπικού ταλαντωτή, όσο και για την ορθή δειγματοληψία του A/D μετατροπέα. Κατά τη διαδικασία αυτή προσαρμόζεται επίσης και ο ελεγκτής αυτόματου κέρδους (Automatic Gain Control, AGC), ο οποίος στη συνέχεια παραμένει σταθερός για όλη τη διάρκεια λήψης ενός πλαισίου.

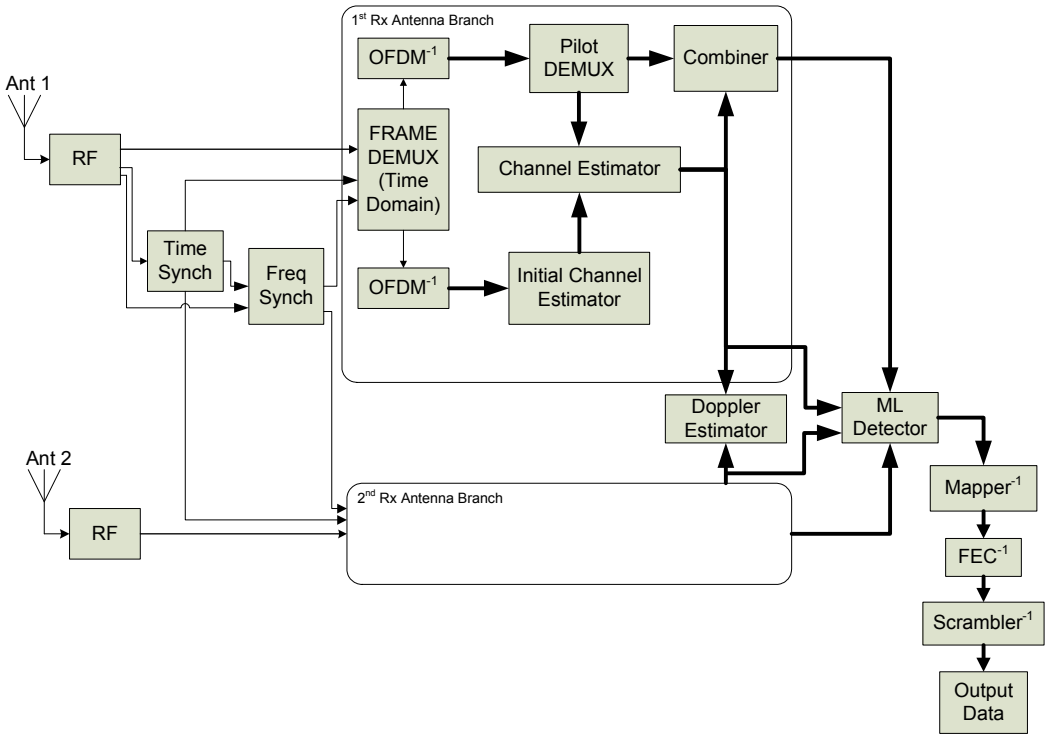


Σχήμα 4.11: Χρονική και συχνοτική απεικόνιση των RF σημάτων εκπομπής και λήψης.



Σχήμα 4.12: Συσχέτιση preamble συγχρονισμού.

Η διάταξη του δέκτη παρουσιάζεται στο σχήμα 4.13 για δυο κεραίες λήψης, όπου ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία. Συγκεκριμένα, μετά τη διαδικασία συγχρονισμού και διόρθωσης της ολίσθησης φάσης, τα λαμβανόμενα σήματα μεταφέρονται στη βασική ζώνη και μετατρέπονται σε ψηφιακά μέσω κατάλληλων μετατροπέων A/D. Τα ψηφιακά σήματα βασικής ζώνης στο πεδίο του χρόνου διέρχονται από τον απο-πολυπλέκτη όπου γίνεται διάκριση των σημάτων που χρησιμοποιούνται για την αρχική (πλήρη) εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, καθώς και αυτών που μεταφέρουν πληροφορία (στην οποία έχουν πολυπλεχθεί χρονικά και συχνοτικά οι πιλότοι).



Σχήμα 4.13: Διάταξη λήψης συστήματος MIMO OFDM με $M_R = 2$ κεραίες.

Στα πλαίσια της παρούσας προσέγγισης και για την συνεκτικότητα της περιγραφής, χρησιμοποιούνται οι απλοποιημένες μαθηματικές εκφράσεις του συστήματος σε σχέση με την πλήρη περιγραφή των προηγούμενων ενοτήτων. Συνεπώς, το λαμβανόμενο σήμα στην έξοδο του αποδιαμορφωτή OFDM και στο πεδίο των συχνοτήτων, θα δίνεται ως

$$r_i^{(m_R)} = \sum_{m_T=1}^{M_T} H_i^{(m_R,m_T)} \cdot s_i^{(m_T)} + n_i^{(m_R)} \tag{4.48}$$

όπου i είναι ο δείκτης του υποκαναλιού. Λαμβάνοντας όλα τα υποκανάλια ενός OFDM συμβόλου σε μια διανυσματική έκφραση στο πεδίο της συχνότητας, το λαμβανόμενο σήμα θα είναι

$$\left.\begin{array}{l} r_1^{(m_R)} = H_1^{(m_R,1)} \cdot s_1^{(1)} + H_1^{(m_R,2)} \cdot s_1^{(2)} + n_1^{(m_R)} \\ r_2^{(m_R)} = H_2^{(m_R,1)} \cdot s_2^{(1)} + H_2^{(m_R,2)} \cdot s_2^{(2)} + n_2^{(m_R)} \\ \qquad \cdots \\ r_{N_c}^{(m_R)} = H_{N_c}^{(m_R,1)} \cdot s_{N_c}^{(1)} + H_{N_c}^{(m_R,2)} \cdot s_{N_c}^{(2)} + n_2^{(m_R)} \end{array}\right\} \Leftrightarrow \mathbf{r}^{(m_R)} = \mathbf{H}^{(m_R,1)} \cdot \mathbf{s}^{(1)} + \mathbf{H}^{(m_R,2)} \cdot \mathbf{s}^{(2)} + \mathbf{n}^{(m_R)}$$

ή

$$\mathbf{r}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(m_R,1)} & \mathbf{H}^{(m_R,2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(1)} \\ \mathbf{s}^{(2)} \end{bmatrix} + \mathbf{n}^{(m_R)} \quad \text{ή} \quad \underset{(N_c \times 1)}{\mathbf{r}^{(m_R)}} = \underset{\substack{(N_c \times 2 \cdot N_c) \\ (N_c \times M_T \cdot N_c)}}{\mathbf{H}^{(m_R)}} \cdot \underset{\substack{(2 \cdot N_c \times 1) \\ (M_T \cdot N_c \times 1)}}{\mathbf{s}} + \underset{(N_c \times 1)}{\mathbf{n}^{(m_R)}} \tag{4.49}$$

όπου οι πίνακες $\mathbf{H}^{(m_R,1)}, \mathbf{H}^{(m_R,2)} \in \mathbb{C}^{N_c \times N_c}$ είναι διαγώνιοι και περιγράφουν τον ραδιοδίαυλο για κάθε OFDM σύμβολο.

Στους συνδυαστές (combiners), το σήμα εισόδου ισοσταθμίζεται και διακρίνεται στα αντίστοιχα σήματα των κεραιών εκπομπής. Στη συνέχεια, αυτά αποτελούν είσοδο στον εκτιμητή μέγιστης πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Detector, MLD). Η έξοδος αυτού είναι οι εκτιμήσεις των συμβόλων πληροφορίας που εκπέμφθηκαν. Η συνάρτηση κόστους στην οποία βασίζεται ο συγκεκριμένος εκτιμητής δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{J} = \arg\min_{s_i \in \Im} = \sum_{i=1}^{N_c} \left\| r_i - \hat{H}_i \cdot s_i \right\|^2 \quad \text{όπου} \quad \Im \in \left\{ \mathrm{s}_0, \quad \mathrm{s}_1, \quad \ldots, \quad \mathrm{s}_{\mathrm{N_c}} \right\} \tag{4.50}$$

4.4.2.2. Βαθμίδα Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου

Η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου αποτελείται από τρία διακριτά βήματα. Το πρώτο βήμα συνίσταται στην εκτίμηση ραδιοδιαύλου μέσω της χρήσης του preamble OFDM συμβόλου, το οποίο εκπέμπεται ταυτόχρονα και από τις δυο κεραίες με ορθογώνιο SFBC τρόπο. Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βασίζεται στην εύρεση του ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE). Το δεύτερο βήμα της διαδικασίας αποτελεί η εξαγωγή των πιλότων από το κυρίως τμήμα του πλαισίου μετάδοσης και η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των συμβόλων αναφοράς. Τρίτο βήμα αποτελεί η χρήση των εκτιμήσεων από τους πιλότους μόνο για την ανίχνευση της ολίσθησης φάσης λόγω Doppler για κάθε OFDM σύμβολο με σκοπό την προσαρμοζόμενη διόρθωση αυτής σε μικρομετρική κλίμακα. Επιπλέον, μια ξεχωριστή βαθμίδα εκτίμησης της ολίσθησης Doppler χρησιμοποιείται με σκοπό την εκτίμηση αυτής με συνεχόμενο τρόπο για χρονική διάρκεια πολλών πλαισίων μετάδοσης. Η πληροφορία αυτή παρέχει τη δυνατότητα εξαγωγής των μακροσκοπικών στατιστικών του ραδιοδιαύλου σε επίπεδο συνολικής διάρκειας ζεύξης. Συνεπώς η χρήση αυτής επιτυγχάνει τόσο τη συνεχή εκτίμηση μεταξύ των πλαισίων μετάδοσης, όσο και την υλοποίηση τεχνικών πρόβλεψης για οιονεί στατικά περιβάλλοντα. Επίσης, η εν λόγω μακροσκοπική εκτίμηση της χρονικής μεταβλητότητας των στατιστικών του περιβάλλοντος διάδοσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως κριτήριο προσαρμογής του πλέγματος τοποθέτησης των

πιλότων στο πλαίσιο μετάδοσης συμβάλλοντας έτσι στην προσαρμοζόμενη, καθώς και στην αποδοτικότερη αξιοποίηση του φάσματος. Η λογική της προσαρμοζόμενης διαδικασίας έγκειται είτε στη μεταβολή της συχνότητας δειγματοληψίας του ραδιοδιαύλου στο χρόνο και στη συχνότητα, είτε στη χρήση διαφόρων συναρτήσεων παρεμβολής (linear, sp line, cubic, κ.λ.π) ανάλογα με τις απαιτήσεις του ραδιοδιαύλου και την επεξεργαστική ισχύ που διαθέτει το σύστημα.

Το πρόβλημα εκτίμησης του MIMO ραδιοδιαύλου μπορεί να αναλυθεί σε παράλληλες εκτιμήσεις MISO ραδιοδιαύλων. Συγκεκριμένα, και για την περίπτωση του preamble OFDM συμβόλου, λαμβάνοντας υπόψη δυο γειτονικά σύμβολα i και $i+1$, τα οποία μεταφέρουν σύμβολα αναφοράς με ορθογώνιο τρόπο θα είναι

$$\begin{aligned} r_i^{(m_R)} &= H_i^{(m_R,1)} \cdot s_i^{(1)} + H_i^{(m_R,2)} \cdot s_i^{(2)} + n_i^{(m_R)} \\ r_{i+1}^{(m_R)} &= H_{i+1}^{(m_R,1)} \cdot s_{i+1}^{(1)} + H_{i+1}^{(m_R,2)} \cdot s_{i+1}^{(2)} + n_{i+1}^{(m_R)} \end{aligned} \tag{4.51}$$

Θεωρώντας ότι ο ραδιοδίαυλος παραμένει κατ' ελάχιστο σταθερός για το μέγεθος του πλαισίου ορθογώνιας εκπομπής (της κωδικολέξης), όπου για την περίπτωση της SFBC κωδικοποίησης αυτό αντιστοιχεί σε δυο διαδοχικά υποκανάλια, θα είναι $H_i^{(m_R,1)} = H_{i+1}^{(m_R,1)} = H^{(m_R,1)}$ και $H_i^{(m_R,2)} = H_{i+1}^{(m_R,2)} = H^{(m_R,2)}$. Επίσης, για την περίπτωση της ορθογώνιας κωδικοποίησης με βάση την τεχνική Alamouti θα είναι $s_i^{(1)} = P_a$, $s_{i+1}^{(2)} = P_a^*$, $s_i^{(2)} = P_b$, $s_{i+1}^{(1)} = -P_b^*$. Συνεπώς, η σχέση (4.51) θα γίνεται

$$\begin{aligned} r_i^{(m_R)} &= H^{(m_R,1)} \cdot P_a + H^{(m_R,2)} \cdot P_b + n_i^{(m_R)} \\ r_{i+1}^{(m_R)} &= -H^{(m_R,1)} \cdot P_b^* + H^{(m_R,2)} \cdot P_a^* + n_{i+1}^{(m_R)} \\ &\text{ή} \\ \begin{bmatrix} \hat{H}^{(m_R,1)} \\ \hat{H}^{(m_R,2)} \end{bmatrix} &= \frac{1}{a} \cdot \begin{bmatrix} P_a & P_b \\ -P_b^* & P_a^* \end{bmatrix}^H \cdot \begin{bmatrix} r_i^{(m_R)} \\ r_{i+1}^{(m_R)} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{4.52}$$

και κατ' επέκταση η ανωτέρω σχέση θα γράφεται

$$\hat{\mathbf{H}} = \frac{1}{a} \cdot \mathbf{P}_m^H \cdot \mathbf{R} \Leftrightarrow \hat{\mathbf{H}} = \frac{1}{a} \cdot \mathbf{P}_m^H \cdot \left(\mathbf{P}_m \cdot \mathbf{H} + \mathbf{n}\right) \Leftrightarrow \hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \mathbf{n}_m \quad \text{ή} \quad \hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + error \tag{4.53}$$

όπου $a = \left|P_a\right|^2 + \left|P_b\right|^2$. Ο δείκτης m δηλώνει την τροποποιημένη μορφή του πίνακα σε σχέση με την αρχική έκφραση της σχέσης (4.52). Σημειώνεται ότι για το διάνυσμα θορύβου θα ισχύει ότι $\mathbf{R}_n = E\left[\mathbf{n} \cdot \mathbf{n}^H\right]$ ή $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}_{M_R}$. Σε ένα πραγματικό σύστημα η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου $\hat{\mathbf{H}}$ δεν είναι ιδανική με αποτέλεσμα την επίδραση του προκύπτοντος σφάλματος στην εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας. Συνεπώς, θα είναι:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \frac{1}{\mu} \cdot \begin{bmatrix} \hat{H}^{(m_R,1)} & \hat{H}^{(m_R,2)} \\ \left(\hat{H}^{(m_R,2)}\right)^* & -\left(\hat{H}^{(m_R,1)}\right)^* \end{bmatrix}^H \cdot \begin{bmatrix} r_i \\ r_{i+1}^* \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\tilde{\mathbf{s}} = \frac{1}{\mu} \cdot \hat{\mathbf{H}}_p^H \cdot \mathbf{r}_p = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\mathbf{H}_p + \mathbf{e}\right)^H \cdot \left(\mathbf{H}_p \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}\right) \Leftrightarrow$$

$$\tilde{\mathbf{s}} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\mathbf{H}_p^H + \mathbf{e}^H\right) \cdot \left(\mathbf{H}_p \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}\right) = \left(\mathbf{I}_2 + \frac{1}{\mu} \cdot \mathbf{e}^H \cdot \mathbf{H}_p\right) \cdot \mathbf{s} + \frac{1}{\mu} \cdot \left(\mathbf{H}_p^H + \mathbf{e}^H\right) \cdot \mathbf{n} \Leftrightarrow \tag{4.54}$$

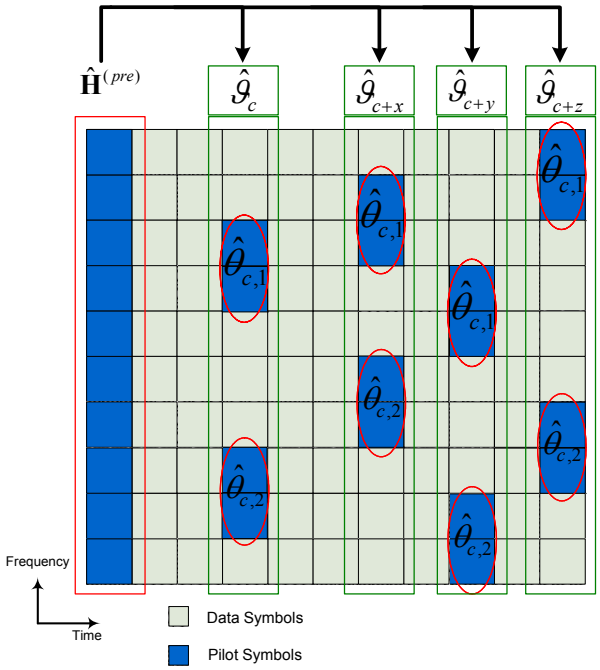
$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{H}_{res} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}_m$$

όπου $\mu = \left|H^{(m_R,1)}\right|^2 + \left|H^{(m_R,2)}\right|^2$, ενώ ο δείκτης p δηλώνει τα σύμβολα αναφοράς (πιλότους). Ο πίνακας $\mathbf{H}_p$ είναι ορθομοναδιαίος (unitary) και συνεπώς $\mathbf{H}_p^H \cdot \mathbf{H}_p = \mu \cdot \mathbf{I}_2$. Σύμφωνα με τη σχέση (4.54), υπάρχουν δυο παράγοντες που παραμένουν (residual, res) ως επίδραση στη διαδικασία ανάκτησης των συμβόλων πληροφορίας και σχετίζονται άμεσα με την ικανότητα της βαθμίδας εκτίμησης να πετύχει αξιόπιστη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου. Με δεδομένο τις συγκεκριμένες εκτιμήσεις, ο εκτιμητής μέγιστης πιθανοφάνειας καλείται να λάβει τη σωστή απόφαση για τα σύμβολα πληροφορίας που έχουν εκπεμφθεί. Για τις περιπτώσεις με υψηλή συχνοτική επιλεκτικότητα του ραδιοδιαύλου, η ορθογωνιότητα μεταξύ των σημάτων εκπομπής από τις διαφορετικές κεραίες χάνεται οδηγώντας έτσι σε ισχυρή διασυμβολική παρεμβολή και κατ' επέκταση στη μη ικανότητα ορθής ανάκτησης των συμβόλων πληροφορίας εκπομπής. Εάν η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου ήταν ιδανική, τότε η είσοδος στον ML εκτιμητή θα ήταν $\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{s} + \mathbf{n}'_m$.

Η συνεχής ιχνηλάτιση του ραδιοδιαύλου (channel tracking) και η ενημέρωση ως προς τις μεταβολές αυτού αποτελεί κρίσιμο παράγοντα στην επίτευξη υψηλής επίδοσης του συστήματος. Επιπροσθέτως, η συγκεκριμένη απαίτηση καθίσταται ακόμη πιο θεμελιώδης στα σχεδιαζόμενα συστήματα 4ης γενιάς όπου η μεσαία και υψηλή κινητικότητα των χρηστών αποτελεί βασική προϋπόθεση των συστημάτων. Επίσης, με δεδομένο την ανάγκη βελτιστοποίησης της παραγόμενης υπολογιστικής πολυπλοκότητας είναι σημαντική η ανίχνευση και ιχνηλάτιση μόνο εκείνων των χαρακτηριστικών του ραδιοδιαύλου που μεταβάλλονται αξιοσημείωτα μέσα στη διάρκεια ενός πλαισίου μετάδοσης (πριν την ολική επανεκτίμηση του ραδιοδιαύλου στην αρχή του επόμενου πλαισίου). Συνεπώς, και με δεδομένο ότι ο συνολικός σχεδιασμός με τη χρήση της κωδικοποίησης στο χωρο-συχνοτικό πεδίο (SFBC) στοχεύει στη λειτουργία του συστήματος σε χρονομεταβλητούς (time-variant) ραδιοδιαύλους, πραγματοποιείται η εκτίμηση μόνο της παραμόρφωσης φάσης στις θέσεις των πιλότων, και η εξαγωγή της ολίσθησης φάσης με βάση το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας σύμφωνα με τη σχέση

$$\hat{\vartheta}_c = \arg\min_{\angle \hat{H}} \sum_{i=1}^{N_p} \hat{H}_i \cdot \left(\hat{H}_i^{pre}\right)^* \tag{4.55}$$

όπου $\hat{H}_i$ είναι η τρέχουσα εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στη θέση του πιλότου στο υποκανάλι i και $\hat{H}_i^{pre}$ η εκτίμηση στο ίδιο υποκανάλι του preamble OFDM συμβόλου. Το πλήθος των πιλότων N_p σε καθένα από τα OFDM σύμβολα που φέρουν πιλότους καθορίζεται με βάση το εύρος ζώνης συνοχής B_{coh} του ραδιοδιαύλου και μπορεί να μεταβάλλεται σε επίπεδο πλαισίου μετάδοσης. Στην περίπτωση της αξιολόγησης των επόμενων ενοτήτων οι τιμές που μπορεί να πάρει είναι $N_p \in [4 \quad 8 \quad 16]$. Η εκτίμηση της ολίσθησης φάσης $\hat{\vartheta}_c$ είναι μια τιμή για κάθε OFDM σύμβολο του πλαισίου μετάδοσης που περιέχει ζεύγος πιλότων, όπως χαρακτηριστικά απεικονίζεται στο σχήμα 4.14. Οι συγκεκριμένες εκτιμήσεις χρησιμοποιούνται ως σημεία αναφοράς σε γραμμική ή κυβικής τάξης παρεμβολή, προκειμένου να εξαχθούν οι αντίστοιχες ολισθήσεις φάσεις για καθένα από τα υπόλοιπα OFDM σύμβολα του πλαισίου μετάδοσης. Η επιλογή της τάξης της παρεμβολής εξαρτάται από το μέγεθος της ολίσθησης Doppler και καθορίζεται στην αντίστοιχη βαθμίδα εκτίμησης. Η εκτίμηση φάσης για κάθε OFDM σύμβολο χρησιμοποιείται ως συντελεστής διόρθωσης για κάθε εκτίμηση του υποκαναλιού του preamble OFDM συμβόλου προκειμένου να προκύψει η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου σε κάθε υποκανάλι συμβόλου πληροφορίας.



Σχήμα 4.14: Τεχνική εκτίμησης ραδιοδιαύλου για MIMO OFDM συστήματα

4.4.3. Αξιολόγηση Συστήματος MIMO OFDM και Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου

Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, χρησιμοποιείται μόνο στην πλευρά του δέκτη για την αντιστάθμιση της επίδρασης του περιβάλλοντος διάδοσης και συνεπώς για την αξιόπιστη

εκτίμηση της πληροφορίας μετάδοσης. Η εν λόγω διαδικασία χαρακτηρίζεται ως ανοικτού βρόχου μιας και δεν υπάρχει δίαυλος ανάδρασης ώστε ο πομπός να έχει γνώση του ραδιοδιαύλου και συνεπώς να έχει τη δυνατότητα προ-κωδικοποίησης του σήματος είτε για την βελτιστοποίηση της εκπομπής, είτε για την κατανομή της απαιτούμενης επεξεργαστικής ισχύος στα δυο άκρα της ζεύξης. Αυτή η λειτουργία έχει επίσης ως αποτέλεσμα την εκπομπή του σήματος από τις κεραίες με ίση ισχύ.

Για την αξιολόγηση του συστήματος λαμβάνονται υπόψη όλες οι κατασκευαστικές ατέλειες με την εισαγωγή στην αλυσίδα προσομοίωσης των A/D και D/A μετατροπέων, των RF βαθμίδων, καθώς επίσης και διαφόρων τύπων ραδιοδιαύλων που έχουν προκύψει από πειραματικές μετρήσεις και με βάση τα γενικευμένα μοντέλα διαφόρων επιπέδων κινητικότητας σύμφωνα με το προηγούμενο κεφαλαίο.

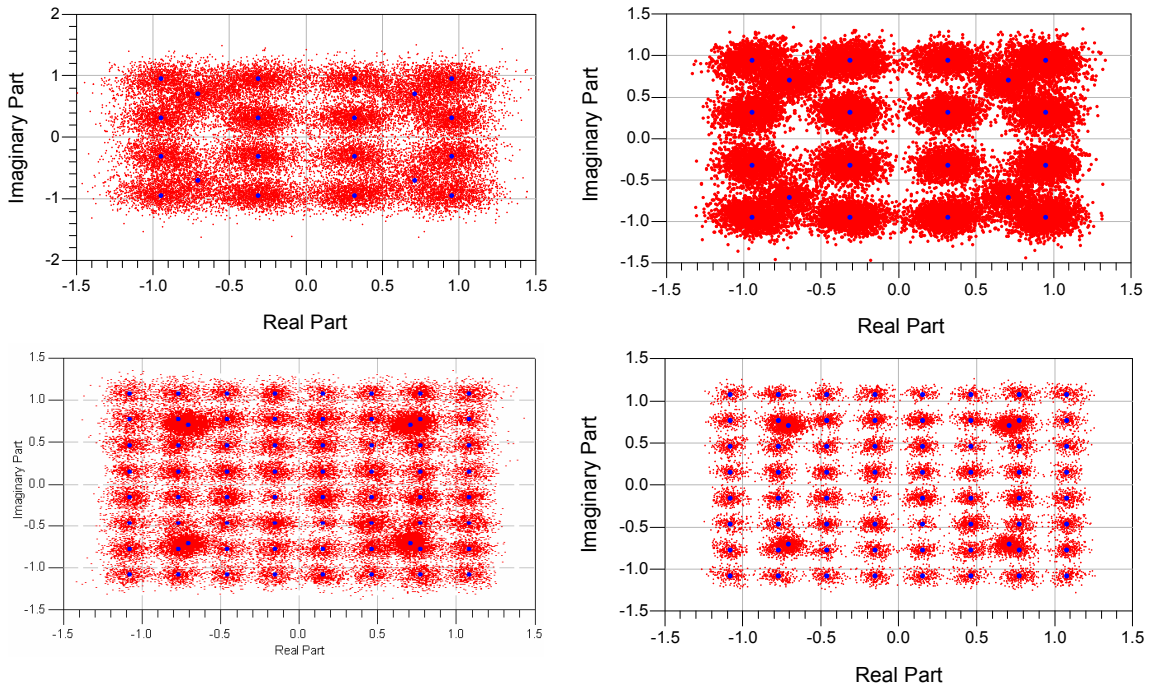
4.4.3.1. Χαρακτηριστικά Ραδιοδιαύλου Αξιολόγησης

Η αξιολόγηση της προτεινόμενης τεχνικής εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, καθώς και της επίδοσης του συστήματος SFBC MIMO-OFDM, όπως επίσης και της ανθεκτικότητας του συστήματος στα σφάλματα εκτίμησης γίνεται σε ρεαλιστικές συνθήκες διάδοσης λαμβάνοντας υπόψη όχι μόνο τα χαρακτηριστικά διάδοσης, όπως η χρονική μεταβλητότητα και οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες, αλλά επίσης και τη συσχέτιση μεταξύ των κεραιών σε πομπό και δέκτη. Οι εν λόγω συσχετίσεις ενσωματώνονται στο σύστημα υπό τη μορφή των πινάκων συσχέτισης πομπού και δέκτη. Επίσης, οι φυσικές παράμετροι που χρησιμοποιούνται για τη μοντελοποίηση της ζεύξης υλοποιούν τη διάδοση είτε σε αστικό περιβάλλον με μη οπτική επαφή και μικρό ή μεσαίο επίπεδο κινητικότητας, είτε σε ημιαστικό περιβάλλον με οπτική επαφή (Rice factor $K = 6dB$) και μέτριο ή υψηλό επίπεδο κινητικότητας. Οι αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων των κεραιών σε πομπό και δέκτη έχουν επιλεγεί είτε $\lambda/2$ και για τα δυο άκρα, είτε $4 \cdot \lambda$ και $\lambda/2$ αντίστοιχα. Η τελευταία περίπτωση αφορά την κάτω ζεύξη όπου στο σταθμό βάσης η μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ των στοιχείων (interelement spacing) μπορεί να υλοποιηθεί χωρίς κατασκευαστικά προβλήματα και συνεπώς να επιτύχει πολύ μικρές συσχετίσεις των στοιχείων εκπομπής βοηθώντας έτσι στην μεγιστοποίηση του κέρδους που μπορεί να δώσει η MIMO αρχιτεκτονική. Τα μοντέλα ραδιοδιαύλων που χρησιμοποιούνται βασίζονται τόσο στο πρότυπο IEEE Std 802.16.e, όσο και στα 3GPP SCM (Spatial Channel Models) και την επέκταση αυτών (SCM Extended, SCME) σύμφωνα με τις παραμέτρους του WIM2 (WINNER II channel models). Οι τιμές των συγκεκριμένων μοντέλων δίνονται στο Παράρτημα Δ.

4.4.3.2. Επίδοση της Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου

Στα πλαίσια της αξιολόγησης της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ως προς την ικανότητα αξιόπιστης ανάκτησης αυτού εξάγεται το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (Mean Square Error, MSE). Ενδεικτικά, στο σχήμα 4.15 απεικονίζονται τα σύμβολα πληροφορίας πριν τον εκτιμητή μέγιστης πιθανοφάνειας στο δέκτη. Ιδιαίτερα, η πρώτη περίπτωση αντιστοιχεί σε 2×2 MIMO OFDM σύστημα με 16QAM-3/4 σε αστικό περιβάλλον διάδοσης μέτριας κινητικότητας με $E_b/N_0 = 10dB$ και $E_b/N_0 = 12dB$. Η δεύτερη περίπτωση απεικονίζει το

αντίστοιχο σήμα από ένα σύστημα 2×4 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 σε ημιαστικές συνθήκες χαμηλής κινητικότητας με $E_b/N_0 = 17dB$ και $E_b/N_0 = 20dB$. Και στις δυο περιπτώσεις είναι εμφανής η QPSK διαμόρφωση από τα FCH OFDM σύμβολα, η οποία παραμένει σταθερή ανεξάρτητα από την επιλογή της διαμόρφωσης για την μετάδοση των συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς.



Σχήμα 4.15: Διαγράμματα σηματαστερισμού των ισοσταθμισμένων συμβόλων πριν από την είσοδό τους στον εκτιμητή ML.

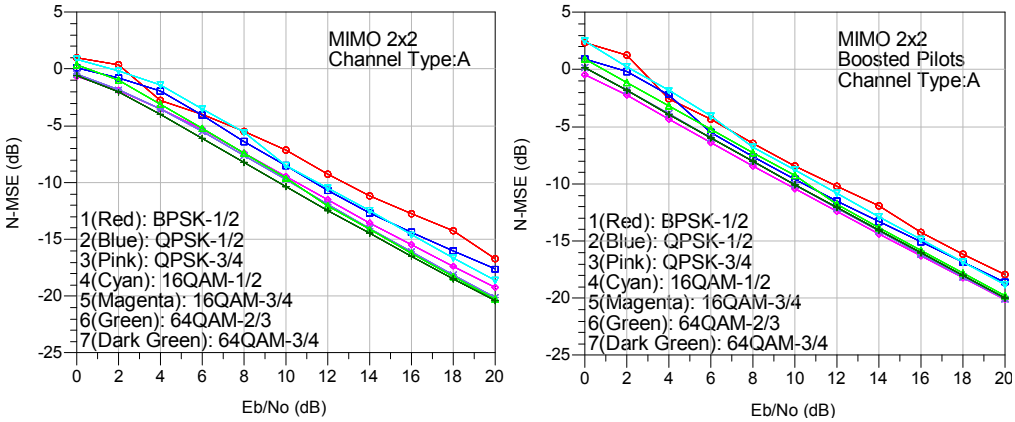
Η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, εκτός της επίδρασης του $M_R \times M_T$ ραδιοδιαύλου, λαμβάνει υπόψη της και τις αλλοιώσεις του σήματος που προκαλούν οι RF βαθμίδες πομπού και δέκτη, καθώς και τα πιθανά τα σφάλματα δειγματοληψίας. Στα πλαίσια αξιολόγησης του συστήματος υπό ρεαλιστικές συνθήκες, αυτό έχει υλοποιηθεί και προσομοιωθεί στο περιβάλλον Advanced Design Systems (ADS) [38] όπου όλες οι RF διατάξεις λαμβάνονται υπόψη με την χρήση των μετρημένων συναρτήσεων μεταφοράς τους. Το σύστημα πετυχαίνει πραγματικούς (uncoded) ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων $6Mbps$ για BPSK-1/2 (rate 0), $12Mbps$ για QPSK-1/2 (rate 1), $18Mbps$ για QPSK-3/4 (rate 2), $23Mbps$ για 16QAM-1/2 (rate 3), $34Mbps$ για 16QAM-3/4 (rate 4), $44Mbps$ για 64QAM-2/3 (rate 5), και $48Mbps$ για 64QAM-3/4 (rate 6). Το εύρος ζώνης λειτουργίας είναι $B = 20MHz$ και η φέρουσα συχνότητα έχει καθοριστεί στα $f_c = 5,2GHz$. Ανάλογα με την συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά του ραδιοδιαύλου το πλήθος των πιλότων που επιλέγεται σε καθένα από τα OFDM σύμβολα που περιέχουν πιλότους μπορεί να είναι $N_p = 4$ ή 8 ή 16, τα οποία είναι τοποθετημένα ομοιόμορφα σε όλη την έκταση του OFDM συμβόλου και σε ομάδες των δύο.

Οι συγκεκριμένες OFDM βαθμίδες βασίζονται σε IFFT/FFT 256 σημείων με μήκος κυκλικού προθέματος $CP = 1/4$. Η παραγόμενη διάρκεια του πλαισίου μετάδοσης είναι μεταβλητή και λαμβάνει τιμές $2{,}73/1{,}39/0{,}94/0{,}71/0{,}49/0{,}38/0{,}35$ msec ανάλογα με το σχήμα της ψηφιακής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης που επιλέγεται κάθε φορά, πετυχαίνοντας έτσι φασματική απόδοση από $0{,}3$ έως $2{,}5 bps/Hz$.

Ο υπολογισμός του MSE της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου γίνεται με βάση τη σχέση:

$$MSE = tr\left\{Cov(\Delta)\right\} = tr\left\{E\left[\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)\cdot\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)^H\right]\right\} \tag{4.56}$$

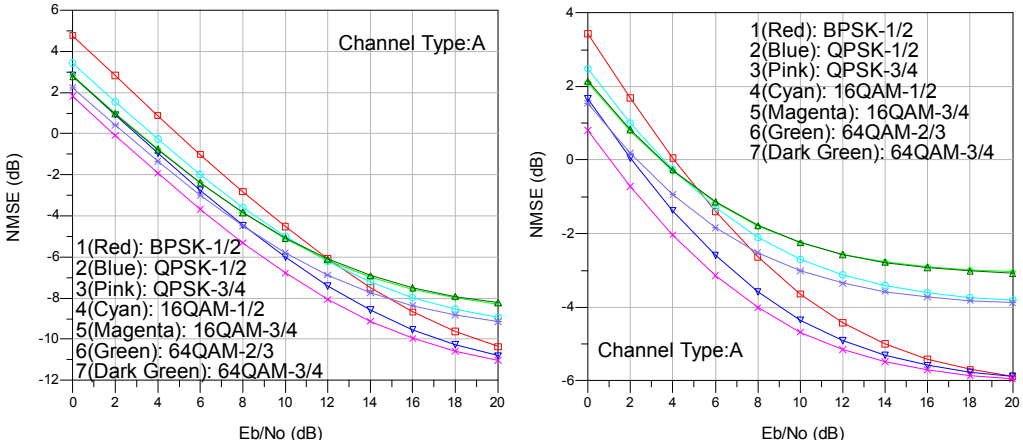
όπου ο πίνακας $\mathbf{H}$ περιγράφει τον πραγματικό ραδιοδίαυλο, ενώ ο $\hat{\mathbf{H}}$ την εκτίμηση αυτού. Στο σχήμα 4.16 παρουσιάζεται το κανονικοποιημένο MSE (N-MSE) του ραδιοδιαύλου για το σύστημα SFBC MIMO OFDM, όπου οι πιλότοι έχουν την ίδια διαμόρφωση με αυτή των συμβόλων πληροφορίας. Επίσης, στο σχήμα αυτό παρουσιάζεται και η βελτίωση της ποιότητας εκτίμησης με τη χρήση ενισχυμένων πιλότων. Η απεικονιζόμενη βελτίωση αντιστοιχεί σε μια ενίσχυση της ισχύος των πιλότων κατά 10%. Όμως, με δεδομένο ότι η συνολική του ισχύς παραμένει σταθερή, η ενίσχυση των πιλότων προκαλεί αντίστοιχη μείωση της διαθέσιμης ισχύος για τα σύμβολα πληροφορίας κάτι που τελικώς οδηγεί στην αύξηση του ρυθμού σφαλμάτων του συστήματος. Συνεπώς, υπάρχει ένα άνω όριο ενίσχυσης των πιλότων, πέρα από το οποίο η αξιοπιστία της ζεύξης μειώνεται αξιοσημείωτα.



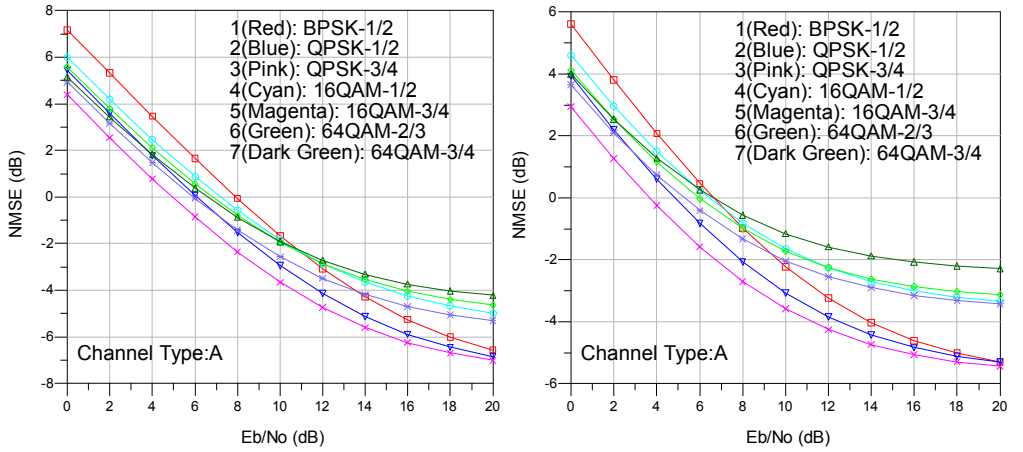
Σχήμα 4.16: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε σύστημα SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας και για ποικίλα επίπεδα ισχύος.

Στα σχήματα 4.17 έως 4.20 απεικονίζεται η επίδοση της τεχνικής εκτίμησης του ραδιοδιαύλου υπό συνθήκες όπου υπεισέρχονται ποικίλες κατασκευαστικές ατέλειες, όπως η ανισοσταθμία (imbalance) πλάτους και φάσης στα I-Q τμήματα των RF βαθμίδων πομπού και δέκτη. Παρατηρείται ότι ενώ ο εκτιμητής του ραδιοδιαύλου πετυχαίνει μια γραμμική απόκριση με

την αύξηση του E_b/N_0, για μεγάλες τιμές αυτού και ιδιαίτερα για I-Q ανισοσταθμίες παρουσιάζει οριακό επίπεδο σφάλματος (error floor). Το χαρακτηριστικό αυτό είναι σημαντικό για περιβάλλοντα διάδοσης με μέτρια και υψηλή κινητικότητα. Αναλυτική προσέγγιση των RF ατελειών και ειδικότερα των IQ ανισοσταθμιών, καθώς και η ενσωμάτωση ιδιαίτερων αλγορίθμων εκτίμησης και αντιστάθμισης αυτών παρουσιάζονται στο 6ο κεφάλαιο.



Σχήμα 4.17: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε σύστημα SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας για διάφορες τιμές ανισοσταθμίας πλάτους και για τους δυο κλάδους. i) Gain Imbalance= $3dB$, ii) Gain Imbalance= $6dB$.



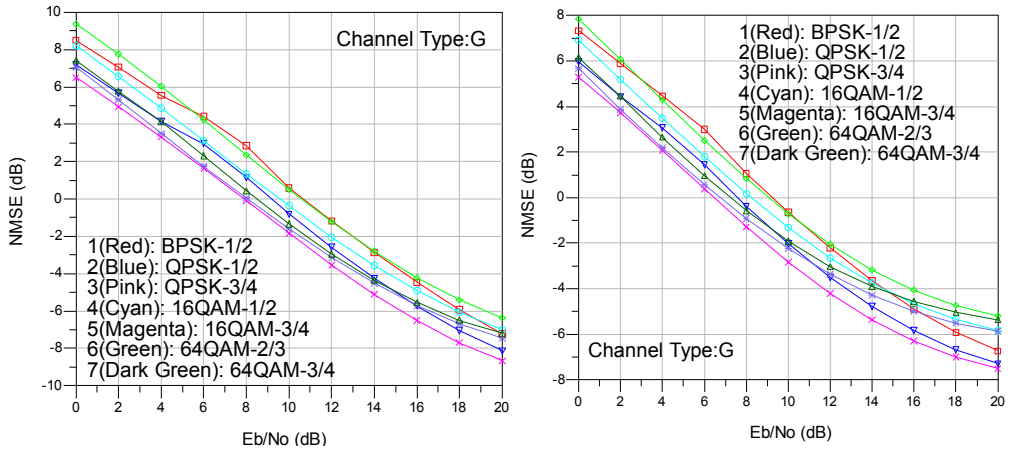
Σχήμα 4.18: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε σύστημα SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας για διάφορες τιμές ανισοσταθμίας και για τους δυο κλάδους. i) Phase Imbalance= 30°, ii) Gain Imbalance= $3dB$ και Phase Imbalance= 30°.

4.4.3.3. Επίδοση Συστήματος MIMO OFDM

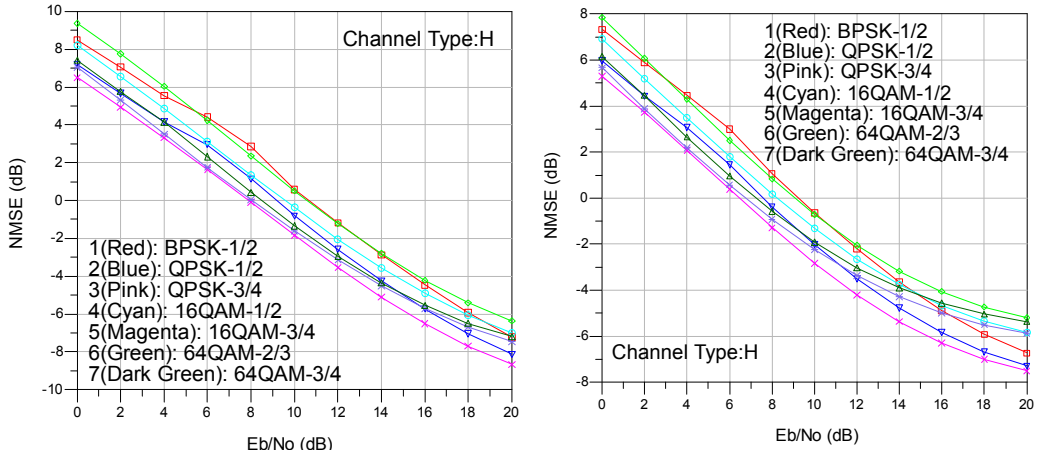
Το κάθε πλαίσιο μετάδοσης μεταφέρει 2000 bytes πραγματικής πληροφορίας και η αξιολόγηση της επίδοσης του συστήματος γίνεται με βάση τον ρυθμό σφαλμάτων (BER) στη

λογική της επίτευξης σχετικής μεταβλητότητας 10^{-4} με άνω όριο πλαισίων μετάδοσης ίσο με 10000.

Η συνολική επίδοση του συστήματος παρουσιάζεται στα σχήματα 4.21 έως 4.28 για διάφορα σχήματα κωδικοποίησης και εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης, τα οποία χαρακτηρίζονται από μικρή, μέτρια, και μεγάλη κινητικότητα του δέκτη. Το σύνολο των προσομοιώσεων της συγκεκριμένης ενότητας αφορούν την κάτω ζεύξη. Επίσης, η προσαρμογή των παραμέτρων του συστήματος, καθώς και της βαθμίδας εκτίμησης, υλοποιείται σε επίπεδο πλαισίου μετάδοσης ανάλογα με τις επικρατούσες συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης.

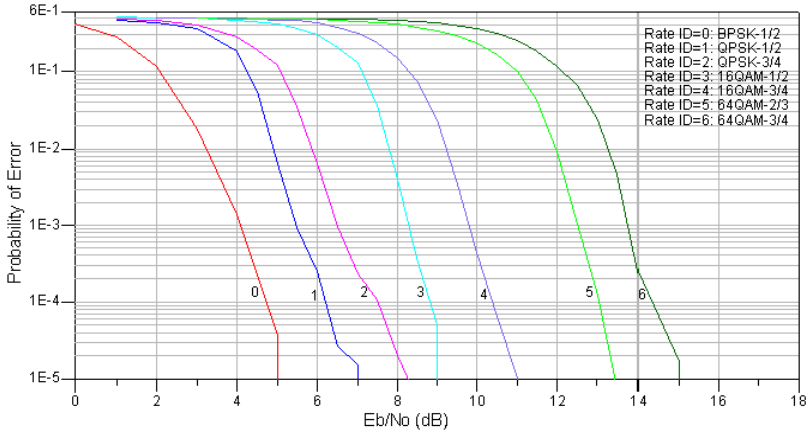


Σχήμα 4.19: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου συστήματος SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας για διάφορες τιμές ανισοσταθμίας πλάτος. i) Χωρίς ανισοσταθμίες, ii) Gain Imbalance (και για τους δυο κλάδους) $= 3dB$.

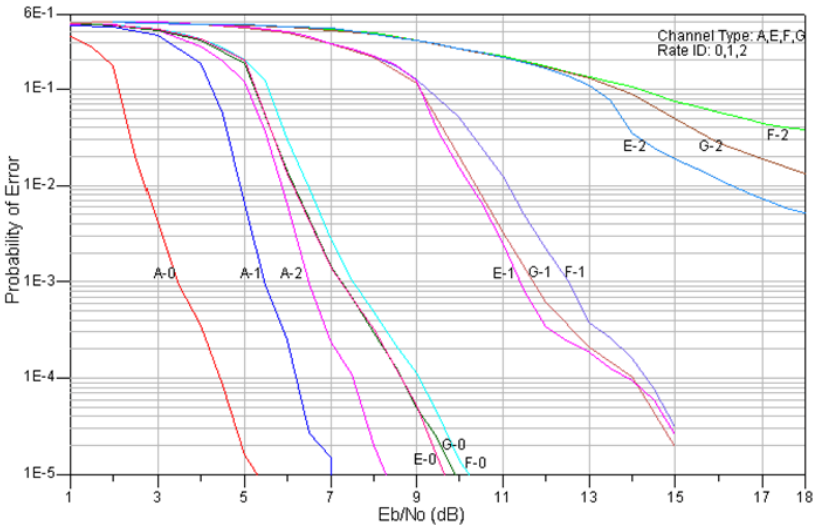


Σχήμα 4.20: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου συστήματος SFBC MIMO OFDM με χρήση συμβόλων αναφοράς ίδιας διαμόρφωσης με αυτή των συμβόλων πληροφορίας για διάφορες τιμές ανισοσταθμίας πλάτος. i) Χωρίς ανισοσταθμίες, ii) Gain Imbalance (και για τους δυο κλάδους) $= 3dB$.

Συγκεκριμένα, στο σχήμα 4.21 απεικονίζεται η επίδοση του συστήματος για 2×1 αρχιτεκτονική, το οποίο λειτουργεί σε αστικό περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας (Channel Type A: $3Km/h$) για ποικίλες διαμορφώσεις και σχήματα κωδικοποίησης (Modulation Coding Schemes, MCSs). Για την επίτευξη ρυθμού μετάδοσης πραγματικής πληροφορίας $6Mbps$ με $P_e = 10^{-4}$ μια τιμή $E_b/N_0 = 4,5dB$ είναι αρκετή, ενώ για $48Mbps$ απαιτείται μια αύξηση του E_b/N_0 κατά $10dB$. Επίσης, στο σχήμα 4.22 απεικονίζεται η επίδοση του εν λόγω συστήματος σε περιβάλλοντα διάδοσης μεγαλύτερης κινητικότητας, δηλ. $10Km/h$ (Ch.E), $20Km/h$ (Ch.G), και $30Km/h$ (Ch.F).



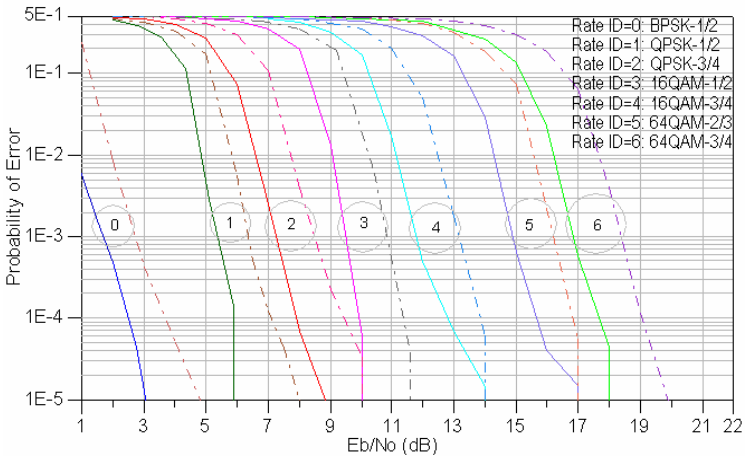
Σχήμα 4.21: Ρυθμός σφαλμάτων συστήματος SFBC 2×1 MIMO OFDM, σε αστικό περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας ($3Km/h$).



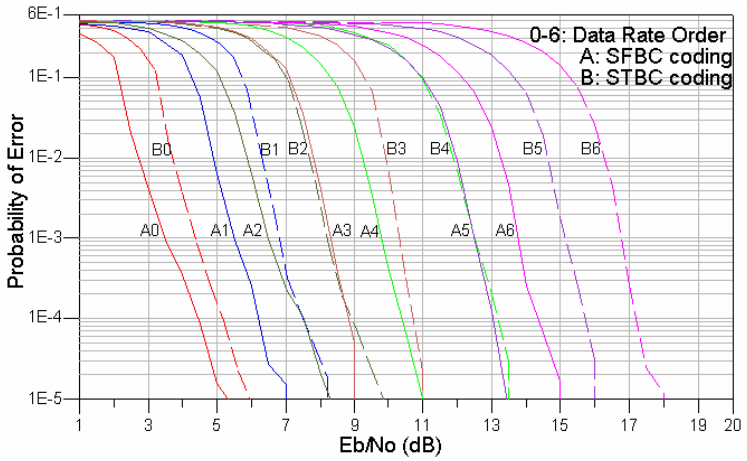
Σχήμα 4.22: Ρυθμός σφαλμάτων συστήματος SFBC 2×1 MIMO OFDM, σε αστικό περιβάλλον χαμηλής και μέτριας κινητικότητας ($3-30Km/h$).

Στο σχήμα 4.23 παρουσιάζεται η πιθανότητα σφάλματος για MIMO OFDM συστήματα με πλήθος κεραιών 2×3 (διακεκομμένες) και 2×4 (συμπαγείς καμπύλες) για ποικίλο αριθμό διαμορφώσεων και σχημάτων κωδικοποίησης, τα οποία λειτουργούν σε περιβάλλον μέτριας

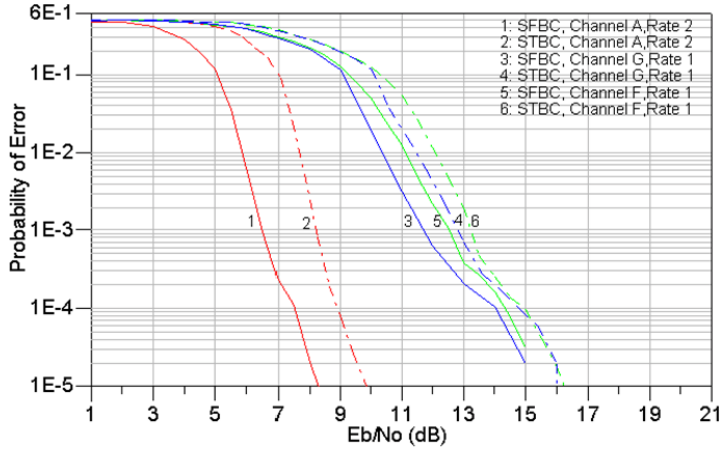
κινητικότητας (Ch.G: 20Km/h). Για $M_R = 3$ απαιτείται $E_b/N_0 = 7dB$ για την επίτευξη πραγματικού ρυθμού δεδομένων $12Mbps$ με $P_e = 10^{-4}$, ενώ για $48Mbps$ απαιτείται μια αύξηση του E_b/N_0 κατά $12dB$ περίπου. Στα σχήματα 4.24 έως 4.25 γίνεται σύγκριση του ανωτέρω SFBC MISO OFDM συστήματος με την STBC έκδοση αυτού όπου γίνεται εμφανές ότι ακόμη και σε περιβάλλον χαμηλής και μέτριας κινητικότητας η χωρο-συχνοτική κωδικοποίηση πετυχαίνει καλύτερα αποτελέσματα.



Σχήμα 4.23: Ρυθμός σφαλμάτων συστήματος SFBC 2×3 (διακεκομμένες) και 2×4 (συμπαγείς καμπύλες) OFDM, σε αστικό περιβάλλον μέτριας (Ch.G: $20Km/h$) κινητικότητας.



Σχήμα 4.24: Σύγκριση επίδοσης συστήματος SFBC MISO (2×1) OFDM με το αντίστοιχο STBC, σε αστικό περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας $(3Km/h)$.



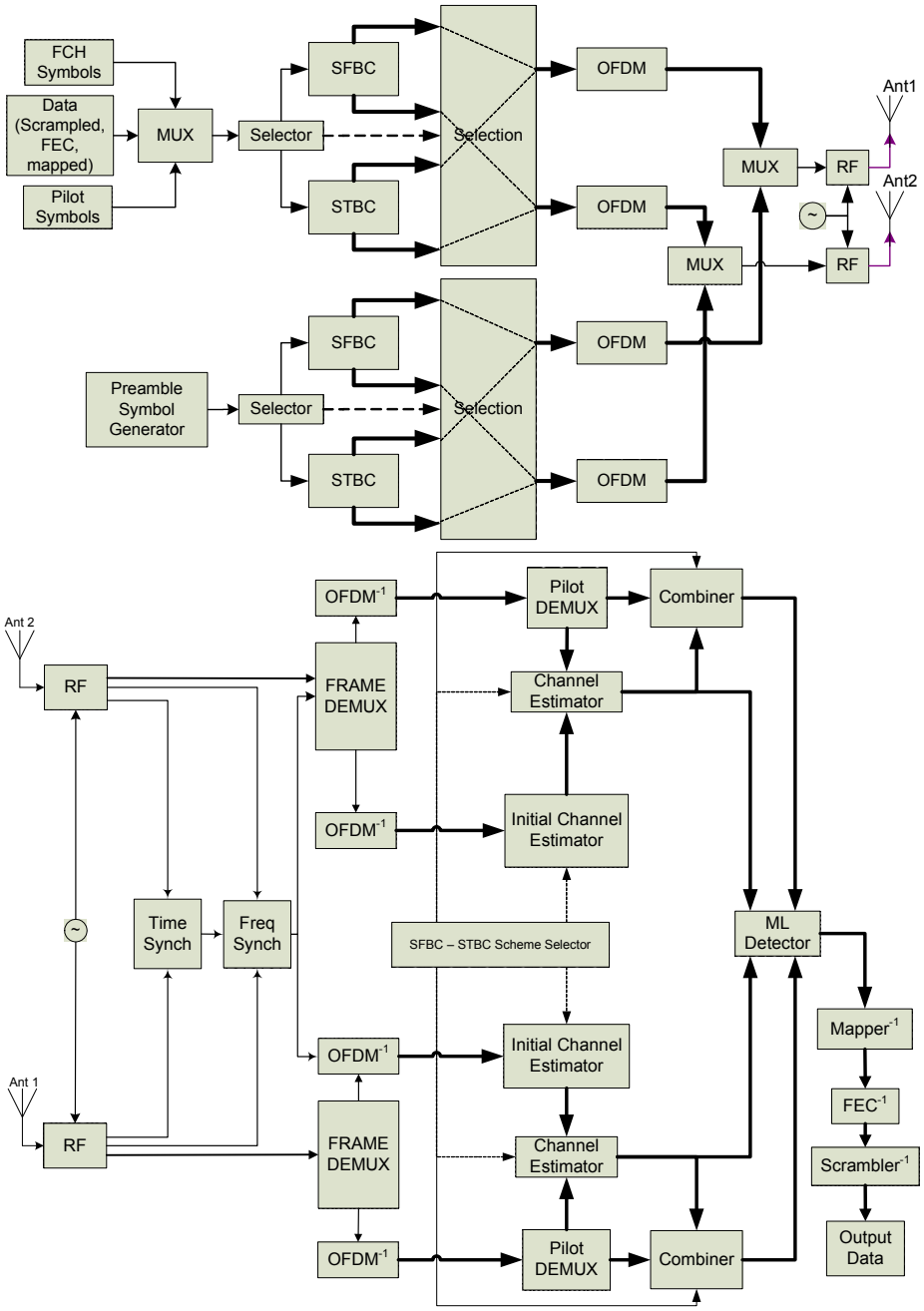
Σχήμα 4.25: Σύγκριση επίδοσης συστήματος SFBC MISO (2×1) OFDM με το αντίστοιχο STBC, σε αστικό περιβάλλον χαμηλής και μέτριας κινητικότητας $(3,20,30Km/h)$.

4.4.4. Υβριδική Αρχιτεκτονική Επιλογής SFBC – STBC σε Συστήματα MIMO-OFDM.

Οι τεχνικές SFBC και STBC μπορούν να χρησιμοποιηθούν εναλλακτικά σε μια ζεύξη ανάλογα με τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου τόσο με στατικό τρόπο, όσο και με δυναμικό, σε επίπεδο πλαισίου μετάδοσης. Η προϋπόθεση για τη συγκεκριμένη δυνατότητα είναι η ύπαρξη (περιορισμένης) ανάδρασης. Επιπλέον, οι τεχνικές αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν ταυτόχρονα είτε σε λογική SFTBC, είτε σε μια διακριτή-υβριδική προσέγγιση όπου στο preamble OFDM σύμβολο γίνεται η επιλογή της τεχνικής ανεξάρτητα από την επιλογή αυτής για το κυρίως τμήμα (payload) του πλαισίου μετάδοσης. Οι εναλλακτικές περιπτώσεις υβριδικής προσέγγισης είναι (preamble+pilot): STBC+SFBC ή SFBC+STBC. Στο σχήμα 4.26 παρουσιάζεται η διάταξη εκπομπής και λήψης του προτεινόμενου σχήματος όπου απεικονίζονται οι σχετικές βαθμίδες επιλογής τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη. Ιδανικά, τα κριτήρια επιλογής αυτών είναι τα χρονομεταβλητά και συχνοεπιλεκτικά χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου, ενώ σε ένα πραγματικό σύστημα αυτά μπορούν να επιλέγονται είτε με βάση τα μακροσκοπικά χαρακτηριστικά (long term statistics) του περιβάλλοντος διάδοσης, είτε με ψευδοτυχαίο τρόπο από πλαίσιο σε πλαίσιο, ο οποίος όμως είναι γνωστός σε πομπό και δέκτη. Η απλοποιημένη αυτή προσέγγιση δεν απαιτεί την ύπαρξη ανάδρασης για τη σχετική ενημέρωση του πομπού μειώνοντας σημαντικά την πολυπλοκότητα του συστήματος.

Η επίδοση του συστήματος MIMO OFDM με λογική SFBC+STBC παρουσιάζεται στο σχήμα 4.27, όπου μέσω της σύγκρισής του με το (STBC+STBC), γίνεται εμφανές ότι η κατ' ελάχιστο διατήρηση της ορθογωνιότητας στο preamble OFDM σύμβολο είναι ικανή να πετύχει αξιοσημείωτα αποτελέσματα. Σημειώνεται ότι για τη συγκεκριμένη περίπτωση του περιβάλλοντος διάδοσης, η εφαρμογή της ορθογωνιότητας στον άξονα της συχνότητας πετυχαίνει καλύτερα αποτελέσματα, μιας και τα συχνοεπιλεκτικά χαρακτηριστικά αυτού δεν είναι μικρότερα από το διπλάσιο του εύρους ζώνης του υποκαναλιού. Επίσης, για την περίπτωση της SFTBC λογικής όπου τα ορθογώνια σύμβολα αναφοράς είναι τοποθετημένα

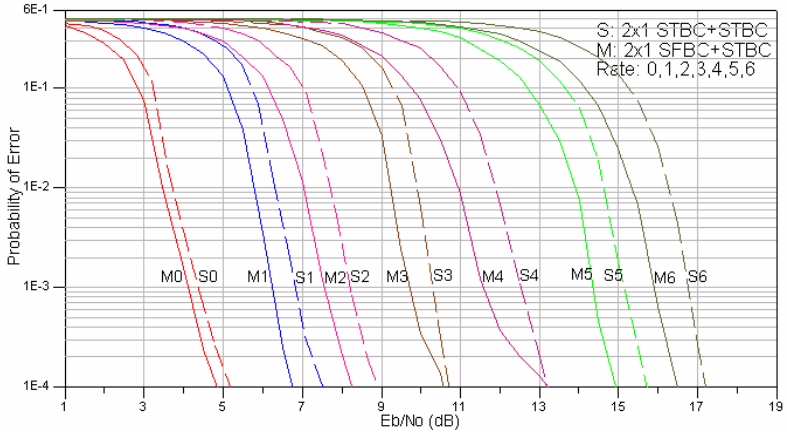
τόσο επί του άξονα της συχνότητας, όσο και επί του χρόνου, επιτυγχάνεται κατά μέσο όσο μια ικανοποιητική λειτουργία του συστήματος με μια μικρή απώλεια επίδοσης τόσο στην περίπτωση όπου ο κυρίαρχος παράγοντας διάδοσης είναι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες, όσο και σε αυτή όπου η ολίσθηση Doppler προκαλεί το μεγαλύτερο πρόβλημα στην αποδοτική λειτουργία του συστήματος.



Σχήμα 4.26: Διάταξη εκπομπής και λήψης MIMO OFDM με υβριδικό σχήμα ορθογώνιας κωδικοποίησης SFBC/STBC για το preamble OFDM σύμβολο και το κυρίως τμήμα του πλαισίου μετάδοσης.

4.4.5. Εκτίμηση-Πρόβλεψη του Ραδιοδιαύλου σε Προσαρμοζόμενα Συστήματα Υψηλής Κινητικότητας.

Η αποδοτική λειτουργία του συστήματος MIMO OFDM σε λογική είτε χωρικής διαφορικότητας, είτε χωρικής πολυπλεξίας εξαρτάται από τον ραδιοδίαυλο και τη γνώση αυτού σε πομπό ή/και δέκτη. Ο πρόσθετος βαθμός πολυπλοκότητας του συστήματος λόγω της κινητικότητας του ενός από τα δυο άκρα της ζεύξης καθιστούν αναγκαία τη δυναμική προσαρμογή του συστήματος στα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης με σκοπό την βελτιστοποίηση της λειτουργίας του. Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, εκτός της χρήσης αυτού για την αποσύμπλεξη των λαμβανόμενων σημάτων, μπορεί να αξιοποιηθεί για την πρόβλεψη αυτού για τα επόμενα πλαίσια μετάδοσης. Η εν λόγω πρόβλεψη της κατάστασης του ραδιοδιαύλου συντελεί στην δυναμική προσαρμογή του συστήματος μέσω της χρήσης διαύλου ανάδρασης πετυχαίνοντας έτσι μεγιστοποίηση της απόδοσης των ραδιοπόρων.



Σχήμα 4.27: Σύγκριση επίδοσης συστήματος (SFBC+STBC) MISO OFDM με το αντίστοιχο σε (STBC+STBC) σε αστικό περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας ($3Km/h$).

Η πρόβλεψη του ραδιοδιαύλου απαιτείται σε μη στατικούς χρήστες όπου η προσαρμογή της ζεύξης και ο προγραμματισμός των ραδιοπόρων δεν μπορούν να ικανοποιηθούν με απλή παρεκβολή (extrapolation) των υψιστάμενων εκτιμήσεων μιας και η συγκεκριμένη διαδικασία οδηγεί σε εξαιρετικά μεγάλες τιμές σφάλματος για ταχύτητες μεγαλύτερες από αυτή του περπατητή (pedestrian speed).

Με βάση αξιολογήσεις σε πειραματικά δεδομένα ραδιοδιαύλων εύρους $5MHz$ ποικίλων βαθμών κινητικότητας, η καλύτερη τεχνική πρόβλεψης του ραδιοδιαύλου είναι αυτή της γραμμικής πρόβλεψης του μιγαδικού συντελεστή του ραδιοδιαύλου H σε επίπεδο βασικής ζώνης. Επίσης, έχει αποδειχθεί [39] ότι ένας MMSE βέλτιστος (γραμμικός) εκτιμητής $\hat{H}$ της μιγαδικής τιμής του ραδιοδιαύλου παρέχει επίσης και μια βέλτιστη πρόβλεψη της ισχύος του ραδιοδιαύλου $c = |h|^2$ με την χρήση της αμερόληπτης (unbiased) εκτίμησης

$$\hat{c} = E\left[|h|^2\right] = \left|\hat{h}\right|^2 + \sigma^2 \tag{4.57}$$

όπου σ^2 είναι η μεταβλητότητα της μιγαδικής εκτίμησης $\hat{H}$.

Εάν ο θόρυβος και η πιθανή παρεμβολή θεωρούνται κατανομής Gauss, τότε η βέλτιστη MMSE πρόβλεψη του ραδιοδιαύλου παρέχεται με τη χρήση του φίλτρου Kalman (Kalman prediction filter). Ο αλγόριθμος Kalman χρησιμοποιεί τα λαμβανόμενα σήματα αναφοράς και τα χαρακτηριστικά συσχέτισης του ραδιοδιαύλου στο χρόνο και στη συχνότητα για να εξάγει με βέλτιστο τρόπο την πρόβλεψη αυτού στο χρόνο. Η ακρίβεια πρόβλεψης του ραδιοδιαύλου που επιτυγχάνεται εξαρτάται από το απαιτούμενο βάθος πρόβλεψης (ως μήκη κύματος), τον μέσο σηματοθορυβικό λόγο του ραδιοδιαύλου, την πυκνότητα τοποθέτησης των πιλότων, καθώς επίσης και τον τύπο των στατιστικών των διαλείψεων (π.χ. το σχήμα του φάσματος Doppler).

Ο αλγόριθμος εξαγωγής πρόβλεψης των στιγμιαίων χαρακτηριστικών του ραδιοδιαύλου με σκοπό την ενημέρωση του πομπού για την κατάλληλη προσαρμογή του συστήματος έχει σαν στόχο είτε την εκτίμηση των $H^{(m_R,m_T)}$ για κάθε (m_R,m_T), είτε την εκτίμηση του γενικευμένου ραδιοδιαύλου $H_{eff}^{(\lambda_i)}$ (effective channel) όπου περιλαμβάνονται και τα βάρη των ιδιοτιμών του ραδιοδιαύλου (eigen-beamforming) [60]. Ο αλγόριθμος πρόβλεψης του ραδιοδιαύλου με βάση την αρχιτεκτονική Kalman συνοψίζεται στα ακόλουθα βήματα:

1. οι αρχικές συνθήκες του φίλτρου Kalman δίνονται με βάση τις εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των πιλότων του τελευταίου πλαισίου μετάδοσης,
2. οι προβλέψεις γίνονται με την χρήση των πιλότων του προηγούμενου πλαισίου και μόνο,
3. με βάση τις εκτιμήσεις του φίλτρου Kalman εξάγονται οι συντελεστές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου που χρησιμοποιούνται για την αντιστάθμιση ή την προσαρμογή του συστήματος στο περιβάλλον διάδοσης.

Η πρόβλεψη της κατάστασης του ραδιοδιαύλου με βάση το φίλτρο Kalman θα δίνεται ως ακολούθως

$$\hat{\mathbf{H}}_{i,n_p}^{(m_R)} = \alpha \cdot \mathbf{H}_{i,n-1}^{(m_R)} \tag{4.58}$$

$$\mathbf{C}_{i,n_p}^{(m_R)} = |\alpha|^2 \cdot \mathbf{C}_{i,n-1}^{(m_R)} + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{R}_{Tx} \tag{4.59}$$

όπου το διάνυσμα $\mathbf{H}_{i,n-1}^{(m_R)} \in \mathbb{C}^{M_T \times 1}$ περιγράφει τους συντελεστές του ραδιοδιαύλου από όλες τις κεραίες εκπομπής M_T στην m_R-οστή κεραία λήψης, ο συντελεστής α εξαρτάται από την εξέλιξη (ή τη μνήμη) του ραδιοδιαύλου και ο πίνακας $\mathbf{C}_{i,n}^{(m_R)} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}$ περιγράφει το σφάλμα συμμεταβλητότητας. Ο πίνακας $\mathbf{R}_{Tx}$ εκφράζει τη χωρική συσχέτιση στο άκρο εκπομπής (Transmit Spatial Correlation Matrix) και επίσης η ισχύς θορύβου δηλώνεται ως σ_n^2. Ακόμη, με i δηλώνεται το υποκανάλι στο οποίο έχει τοποθετηθεί πιλότος και με n ο αντίστοιχος διακριτός χρόνος. Σημειώνεται ότι το φίλτρο Kalman εφαρμόζεται μόνο επί των συμβόλων αναφοράς – πιλότων του πλαισίου μετάδοσης. Οι συντελεστές διόρθωσης θα είναι

$$\mathbf{K}_n = \mathbf{C}_{i,n_p}^{(m_R)} \cdot \mathbf{v}_{Tx} \cdot \left(\mathbf{v}_{Tx}^T \cdot \mathbf{C}_{i,n_p}^{(m_R)} \cdot \mathbf{v}_{Tx} + \sigma_\varepsilon^2 \right)^{-1} \tag{4.60}$$

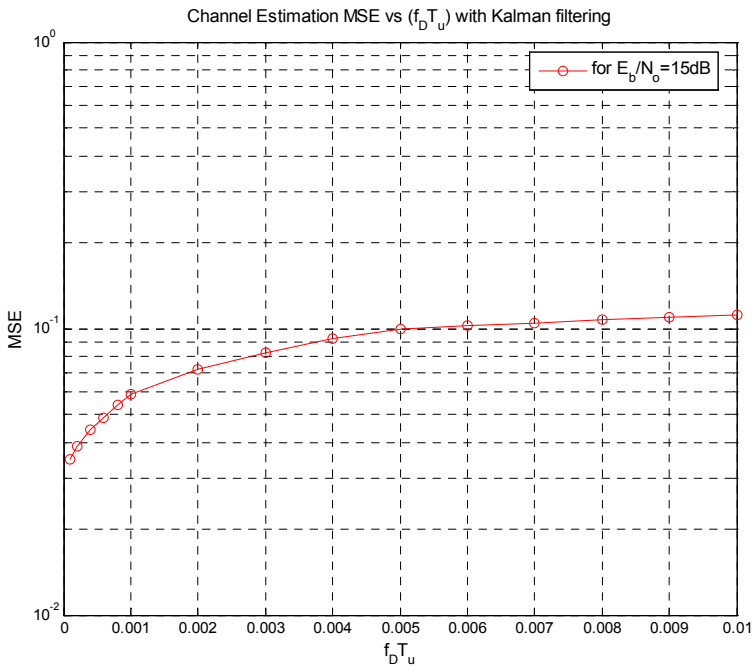
$$\hat{\mathbf{H}}_{i,n}^{(m_R)} = \hat{\mathbf{H}}_{i,n_p}^{(m_R)} + \mathbf{K}_n \cdot \left(\hat{H}_{i,n}^{(m_R)} \Big|_{eff} - \mathbf{v}_{Tx}^T \cdot \hat{\mathbf{H}}_{i,n_p}^{(m_R)} \right) \tag{4.61}$$

$$\mathbf{C}_{i,n}^{(m_R)} = \left(\mathbf{I}_{M_T} - \mathbf{K}_n \cdot \mathbf{v}_{Tx} \right) \cdot \mathbf{C}_{i,n_p}^{(m_R)} \tag{4.62}$$

όπου $\mathbf{v}_{Tx} \in \mathbb{C}^{1 \times M_T}$ είναι το διάνυσμα μορφοποίησης εκπομπής (Beamforming Transmitting Vector), και $\mathbf{K}_n \in \mathbb{C}^{M_T \times 1}$ είναι το διάνυσμα κέρδους Kalman. σ_ε^2 είναι το μέσο τετραγωνικό σφάλμα πρόβλεψης του ραδιοδιαύλου. Επίσης, με $H_{i,n}^{(m_R)}\Big|_{eff}$ περιγράφεται ο γενικευμένος ραδιοδίαυλος ως ακολούθως

$$H_{i,n}^{(m_R)}\Big|_{eff} = \sum_{m_T=1}^{M_T} H_{i,n}^{(m_R,m_T)} \cdot \mathbf{v}_{Tx}^{(m_T)} \tag{4.63}$$

Στο σχήμα 4.28 παρουσιάζεται το μέσο τετραγωνικό σφάλμα ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης συχνότητας Doppler ($f_D \cdot T_u$ ή $f_D / \Delta f$) για την περίπτωση χρήσης του φίλτρου Kalman και με $SNR = 15dB$. Όπως ήταν αναμενόμενο, η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας Doppler. Σημειώνεται ότι για ταχύτητες μεγαλύτερες από $50Km/h$ και για περιβάλλον διάδοσης τύπου C1 (Παράρτημα Δ, Δ.1, Δ.5), η επίδοση του MSE είναι της τάξης του $0{,}1$.



Σχήμα 4.28: Μέσο τετραγωνικό σφάλμα εκτίμησης-πρόβλεψης του ραδιοδιαύλου με βάση το φίλτρο Kalman.

Η ανωτέρω προσέγγιση με χρήση φίλτρου Kalman μπορεί να εφαρμοστεί σε επίπεδο διαδοχικών πλαισίων μετάδοσης προκειμένου το σύστημα να προσαρμόζει τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του με βέλτιστο τρόπο. Επιπλέον, μπορεί να εφαρμοστεί σε επίπεδο πλαισίου μετάδοσης όπου γίνεται αποκλειστικά χρήση του preamble OFDM συμβόλου μετάδοσης στην αρχή του πλαισίου, και ο αλγόριθμος Kalman χρησιμοποιείται για την εκτίμηση-πρόβλεψη της κατάστασης του ραδιοδιαύλου σε καθένα από τα υποκανάλια των OFDM συμβόλων μετάδοσης του τρέχοντος πλαισίου μετάδοσης. Στην προσέγγιση αυτή, καθώς και για την εξαγωγή της σχετικής επίδοσης, θεωρείται άριστη γνώση των ιδιοτήτων συσχέτισης στο χρόνο και στη συχνότητα. Συμπερασματικά, η πρακτική χρήση του φίλτρου Kalman είναι αποδοτική σε περιβάλλοντα διάδοσης με σχετικά χαμηλή κινητικότητα των άκρων της ζεύξης όπου επίσης είναι διαθέσιμες συμπληρωματικές μετρήσεις καθορισμού του πίνακα συσχέτισης του ραδιοδιαύλου.

□

Κεφάλαιο 5

Αρχιτεκτονικές Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε Συστήματα Μετάδοσης Διασποράς Συμβόλου Πολλαπλών Υποκαναλιών και Κεραιών (MIMO MC-CDMA/MC-SS-MA)

5.1. Απαιτήσεις Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου σε Ασύρματα Συστήματα Επαυξημένων Χαρακτηριστικών.

Η εκθετική αύξηση των απαιτήσεων ασύρματης μεταφοράς δεδομένων σε χρονικά μεταβαλλόμενα και διασκορπιστηκά περιβάλλοντα διάδοσης έχει οδηγήσει στην ενσωμάτωση πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη (Multiple-Input Multiple Output, MIMO). Σε επίπεδο ζεύξης, το σύστημα μπορεί να λειτουργεί σε λογική είτε χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing), είτε χωρικής διαφορικότητας (spatial diversity), είτε χωρικής επιλογής σημάτων (spatial filtering), πετυχαίνοντας αντίστοιχα υψηλή διαμετακομιστική ικανότητα, αυξημένη αξιοπιστία μετάδοσης και αποδοτική χρήση των πόρων του μέσου μετάδοσης. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι ισχυρώς εξαρτώμενα από τη διαθέσιμη γνώση της κατάστασης του ραδιοδιαύλου (channel state information, CSI) σε πομπό και δέκτη.

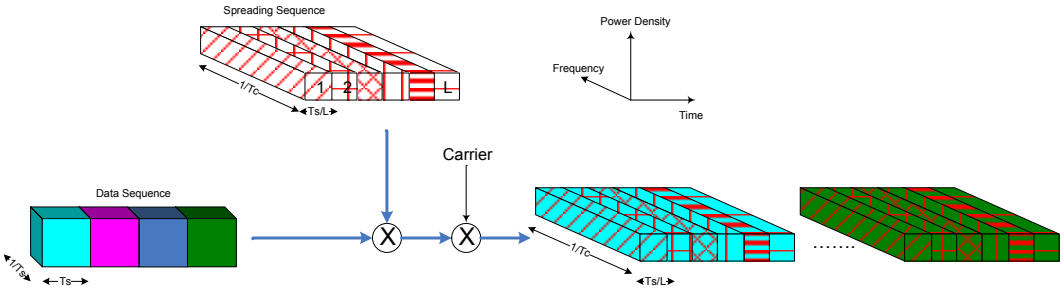
Πλέον των ανωτέρω, στα ασύρματα συστήματα επόμενης γενιάς, η χρήση και ενσωμάτωση στα MIMO συστήματα, τεχνικών ευρέως φάσματος (Spread Spectrum, SS) και πολλαπλών ορθογώνιων φερόντων/υποκαναλιών (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) επιτυγχάνει βελτιστοποιημένη χρήση του διαθέσιμου φάσματος και ελαχιστοποίηση των διαλείψεων μικρής κλίμακας (small scale fading). Έχει αποδειχθεί σε θεωρητικό επίπεδο και επιβεβαιωθεί πειραματικά [16][57][114], ότι το σύνολο των ανωτέρω τεχνικών πετυχαίνουν αξιόλογα αποτελέσματα θεωρώντας πλήρη γνώση του ραδιοδιαύλου τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη. Με δεδομένο ότι σε πραγματικά συστήματα και συνθήκες μετάδοσης η θεώρηση της πλήρους γνώσης του ραδιοδιαύλου δεν είναι εφικτή, η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου (channel estimator) είναι θεμελιώδους σημασίας, ιδιαίτερα σε περιβάλλοντα

διάδοσης τα οποία χαρακτηρίζονται από υψηλή κινητικότητα. Επιπλέον, η αρχιτεκτονική της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου θα πρέπει να δίνει τόσο τη δυνατότητα της ενημέρωσης των χαρακτηριστικών του ραδιοδιαύλου σε επίπεδο ρυθμού συμβόλων (απαιτούμενο σε χρονικά μεταβαλλόμενα περιβάλλοντα), όσο και την ικανότητα να προσαρμόζει με δυναμικό τρόπο τους διαθέσιμους πόρους του συστήματος μεταξύ ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας και ενημερωμένης και ακριβούς γνώσης των χαρακτηριστικών του ραδιοδιαύλου.

5.2. Σύστημα MIMO MC-CDMA / MIMO MC-SS-MA

5.2.1. Αρχές Συστημάτων Διασποράς Φάσματος και Διαμόρφωσης Πολλαπλών Φερόντων

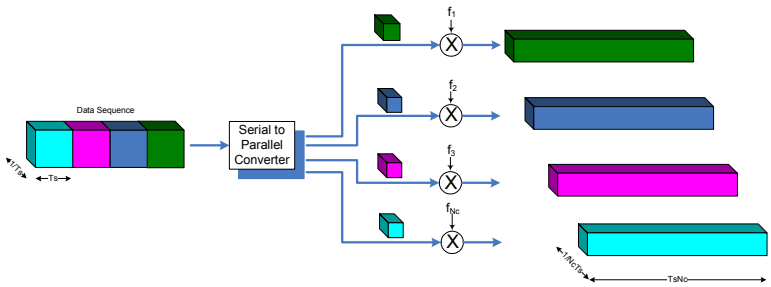
Στα συστήματα διασποράς φάσματος (Direct Sequence Spread Spectrum, DS-SS) τα σύμβολα πληροφορίας πριν την εκπομπή τους διασκορπίζονται στο πεδίο της συχνότητας με τη χρήση μοναδικού κώδικα μήκους L (chips), με διάρκεια chip T_c (σχήμα 5.1). Ο ρυθμός chips $1/T_c$ είναι κατά L φορές μεγαλύτερος από το ρυθμό συμβόλων πληροφορίας $1/T_d$. Ο παράγοντας L αντιστοιχεί στο μήκος της ακολουθίας διασποράς και χαρακτηρίζεται ως ο συντελεστής διασποράς (Spreading Factor, SF) ή το κέρδος επεξεργασίας (Processing Gain, PG). Κατά συνέπεια, το σύνολο των χρηστών μπορούν να χρησιμοποιήσουν όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης την ίδια χρονική στιγμή και η διάκριση αυτών γίνεται στο πεδίο του κώδικα (code domain).



Σχήμα 5.1: Η αρχή λειτουργίας διασποράς φάσματος.

Το βασικό μειονέκτημα του συστήματος DS-CDMA έγκειται στο ότι για τη μεγιστοποίηση του πλήθους των χρηστών, η ισχύς που φθάνει στο σταθμό βάσης από κάθε κινητό σταθμό θα πρέπει να είναι περίπου ίδια. Στην περίπτωση που ένας κινητός σταθμός εκπέμπει με ισχύ μεγαλύτερη της επιθυμητής, η ποιότητα ζεύξης για όλους του ενεργούς χρήστες υποβαθμίζεται αξιοσημείωτα (φαινόμενο κοντινού-μακρινού χρήστη). Υπό τέτοιες συνθήκες, η ποιότητα των ζεύξεων μπορεί να διατηρηθεί μόνο με την αντίστοιχη μείωση του πλήθους των χρηστών, κάτι που θεωρείται σοβαρό μειονέκτημα ιδιαίτερα στην περίπτωση των εμπορικών συστημάτων. Συνεπώς, η εκπεμπόμενη ισχύς όλων των κινητών σταθμών θα πρέπει να ελέγχεται σε κάθε χρονική στιγμή. Μια εναλλακτική προσέγγιση στις τεχνικές ελέγχου ισχύος παρουσιάζεται στα πλαίσια του συστήματος MultiCarrier-CDMA (MC-CDMA) μέσω των τεχνικών κοινής ανίχνευσης του σήματος των χρηστών.

Η ανάγκη των ασύρματων επικοινωνιών για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων (σήματα ευρείας ζώνης) και κατά συνέπεια μικρής διάρκειας συμβόλων έχει οδηγήσει στην ισχυρή επίδραση της διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference, ISI), η οποία προκαλείται από τη συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά του ραδιοδιαύλου (frequency selective fading) και οφείλεται στην πολυδιαδρομική διάδοση (multipath propagation). Η προσέγγιση με την οποία επιτυγχάνεται ελαχιστοποίηση του προβλήματος ISI γίνεται με την υιοθέτηση της τεχνικής των πολλαπλών φερόντων όπου για την ελαχιστοποίηση του καταλαμβανόμενου εύρους ζώνης τα φέροντα είναι ορθογώνια και τοποθετημένα στην ελάχιστη φασματική απόσταση. Η γενική αρχή της διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων (Multi Carrier Modulation, MC) απεικονίζεται στο σχήμα 5.2, όπου η ακολουθία υψηλού ρυθμού δεδομένων ($1/T_b$) μετατρέπεται σε N_c ακολουθίες χαμηλού ρυθμού, με N_c το πλήθος των υποκαναλιών που χρησιμοποιούνται για την μετάδοση των συμβόλων πληροφορίας. Συνεπώς, το διαθέσιμο εύρος ζώνης B διαιρείται σε N_c στενές ζώνες φάσματος, οι οποίες ιδανικά εμφανίζουν μηδενική συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά. Ο ρυθμός συμβόλων πληροφορίας είναι επίσης μειωμένος κατά έναν παράγοντα N_c οδηγώντας σε ελαχιστοποίηση της διασυμβολικής παρεμβολής OFDM συμβόλου. Η ορθογωνιότητα μεταξύ των υποκαναλιών επιτρέπει την βελτιστοποιημένη χρήση του διαθέσιμου φάσματος με την επικάλυψη των υποκαναλιών στο φάσμα και την εξάλειψη της διακαναλικής παρεμβολής (InterChannel Interference, ICI). Στην περίπτωση της χρήσης φίλτρου μορφοποίησης τετραγωνικής μορφής, η ορθογωνιότητα επιτυγχάνεται στην ελάχιστη απόσταση μεταξύ των υποκαναλιών $\Delta f = 1/T_s$. Τα N_c σύμβολα διάρκειας $T_s = N_c \cdot T_d$ χαρακτηρίζονται ως ένα OFDM σύμβολο με ρυθμό $1/T_s$.

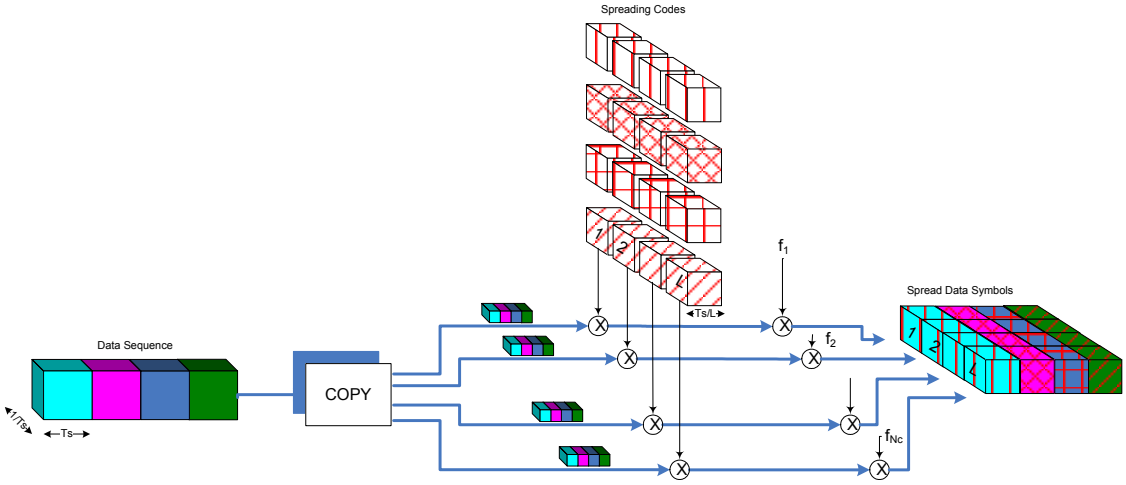


Σχήμα 5.2: Η αρχή λειτουργίας του συστήματος OFDM.

Ο συνδυασμός των τεχνικών διαμόρφωσης OFDM και CDMA σε ένα σχήμα ως MC-CDMA πετυχαίνει την αξιοποίηση όλων των επιμέρους χαρακτηριστικών τους. Συγκεκριμένα, τα διαμορφωμένα κατά CDMA σύμβολα πληροφορίας μήκους L chips τοποθετούνται προς ταυτόχρονη μετάδοση σε L υποκανάλια. Εάν το πλήθος των διαθέσιμων υποκαναλιών ισούται με το μήκος L της ακολουθίας διασποράς, τότε το σύστημα MC-CDMA απαιτεί το συνολικό διαθέσιμο εύρος ζώνης για τη μετάδοση ενός και μόνο συμβόλου δεδομένων, ενώ για $L < N_c$ το σύστημα γίνεται πιο ευέλικτο και με μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα επιτρέποντας

$Q = N_c / L,\ Q \in \mathbb{Z}^+$ σύμβολα πληροφορίας να μεταδοθούν σε κάθε OFDM σύμβολο. Στο σχήμα 5.3 παρουσιάζεται η βασική λογική της διαμόρφωσης MC-CDMA όπου το κάθε σύμβολο πληροφορίας αντιγράφεται σε L παράλληλους διαύλους πριν τον πολλαπλασιασμό του καθενός από αυτά με 1 chip της ακολουθίας διασποράς. Κατά συνέπεια η διασπορά της πληροφορίας πραγματοποιείται στο πεδίο της συχνότητας. Συγκρίνοντας την τεχνική DS-CDMA με την MC-CDMA γίνεται εμφανές ότι η τελευταία προσφέρει επιπλέον ευελιξία στο πεδίο της συχνότητας. Η διαμόρφωση MC-CDMA αποτελεί μια από τις προτεινόμενες μεθόδους διαμόρφωσης στα ασύρματα συστήματα 4ης γενιάς για την κάτω ζεύξη, (από τον σταθμό βάσης (Base Station, BS) προς τον κινητό σταθμό (Mobile Station, MS)), όπου ο δέκτης χαρακτηρίζεται από μειωμένη πολυπλοκότητα.

Μια εναλλακτική προσέγγιση, αποτελεί η περίπτωση όπου η διασπορά των συμβόλων πληροφορίας δεν γίνεται στη συχνότητα, αλλά στο πεδίο του χρόνου. Στη συγκεκριμένη περίπτωση τα σύμβολα πληροφορίας περνούν από έναν S/P μετατροπέα πριν τη διασπορά τους. Η εν λόγω τεχνική χαρακτηρίζεται είτε ως MC-DS-CDMA, είτε ως Multi Tone CDMA. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι τα παραπάνω σχήματα αποτελούν γενικές αρχιτεκτονικές και για την περίπτωση όπου ο αριθμός των υποκαναλιών γίνει $N_c = 1$ τότε έχουμε ένα κλασικό σύστημα DS-CDMA, ενώ για την περίπτωση όπου $SF = 1$ το σύστημα που προκύπτει είναι καθαρό OFDM. Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των εν λόγω τεχνικών συνοψίζονται στον Πίνακα 5.1.



Σχήμα 5.3: Η αρχή λειτουργίας του συστήματος MC-CDMA.

Οι τεχνικές εκτίμησης των δεδομένων σε MC συστήματα διακρίνονται είτε σε αυτές απλού χρήστη (Single-user Detection, SD), είτε σε εκείνες πολλών χρηστών (Multi-user Detection, MD). Συγκεκριμένα, στην πρώτη κατηγορία ο δέκτης εκτιμάει το επιθυμητό σήμα χωρίς να λαμβάνει υπόψη του την πιθανή προκαλούμενη παρεμβολή από την λειτουργία των υπολοίπων χρηστών (Multi Access Interference, MAI) και η αντιστάθμιση του ραδιοδιαύλου για κάθε υποκανάλι πραγματοποιείται με τη χρήση ισοσταθμιστή μιας βαθμίδας (one tap equalizer).

Υπό ιδανικές συνθήκες, ο SD δέκτης ενός MC-CDMA συστήματος λειτουργεί βέλτιστα, αφού εφαρμόζεται σύγχρονη μετάδοση με χρήση ορθογώνιων κωδικών. Όμως σε πραγματικές συνθήκες ασύρματης μετάδοσης, η συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά του ραδιοδιαύλου οδηγεί σε απώλεια της ορθογωνικής ιδιότητας μεταξύ των σημάτων διαφορετικών χρηστών κάτι που συνεπάγεται αξιοσημείωτη επίδραση τύπου MAI με χαρακτηριστικά έγχρωμου θορύβου (colored noise) και συνεπώς μη-βέλτιστη SD προσέγγιση. Επιπλέον, οι τεχνικές ισοστάθμισης σε SD δέκτη που εφαρμόζονται με αποδεκτές επιδόσεις είναι η EGC (Equal Gain Combining), η ZF (Zero Forcing), MRC (Maximum Ratio Combining), καθώς και η MMSE (Minimum Mean Square Error). Στην περίπτωση του MC-DS-CDMA ο αλγόριθμος εκτίμησης του σήματος λήψης είναι ο δέκτης συσχέτισης (Correlation Detector).

Πίνακας 5.1: Κύρια χαρακτηριστικά των εναλλακτικών τεχνικών MC-SS.

Παράμετρος	*MC-CDMA*	*MC-DS-CDMA*
Πεδίο Διασποράς	Συχνότητα	Χρόνος
Απόσταση υποκαναλιών	$\Delta f_c = \dfrac{SF}{N_c \cdot T_s}$	$\Delta f_c \geq \dfrac{SF}{N_c \cdot T_s}$
Αλγόριθμος Ανίχνευσης	MRC, EGC, ZF, MMSE, IC, ML	Correlation Detector (Coherent Rake)
Ιδιαίτερα Χαρακτηριστικά	Εξαιρετικά αποδοτική τεχνική με χρήση ορθογωνικών κωδικών για σύγχρονες κάτω-ζεύξεις	Αποδοτική τεχνική για ασύγχρονες άνω-ζεύξεις
Πλεονεκτήματα	Χαμηλή πολυπλοκότητα δέκτη, Υψηλή φασματική απόδοση, Υψηλό διαφορικό κέρδος συχνότητας	Χαμηλό PAPR στις άνω-ζεύξεις, Υψηλό διαφορικό κέρδος χρόνου
Μειονεκτήματα	Σύγχρονη μετάδοση, Υψηλό PAPR στις άνω-ζεύξεις	Μεγαλύτερη πολυπλοκότητα δέκτη λόγω ISI ή/και ICI, Μικρή φασματική απόδοση εάν επιπλέον συστήματα λειτουργούν
Εφαρμογές	Υποψήφια τεχνική για σύγχρονες μεταδόσεις κάτω-ζεύξης 4ης γενιάς	Υποψήφια τεχνική μετάδοσης σε άνω-ζεύξεις 4ης γενιάς

Στις μεθόδους MD υπάρχει εκ των προτέρων γνώση των ακολουθιών διασποράς των σημάτων παρεμβολής με σκοπό είτε την από κοινού εκτίμηση όλων των σημάτων (Joint Detection, JD), είτε την αφαίρεση των σημάτων που θεωρούνται ως παρεμβολή στο επιθυμητό (Interference Cancellation, IC). Η βελτίωση της επίδοσης που επιτυγχάνεται με αυτή την προσέγγιση επιβαρύνεται από την απαίτηση αυξημένης υπολογιστικής πολυπλοκότητας του δέκτη. Ιδιαίτερα, η τεχνική IC βασίζεται στην ανίχνευση της πληροφορίας όλων των σημάτων που παρεμβάλουν μέσω SD μεθόδων και στη συνέχεια στην πλήρη ανακατασκευή της παρεμβολής με σκοπό την αφαίρεσή της από το σήμα λήψης. Επιπλέον, η υλοποίηση της IC τεχνικής μπορεί να γίνει είτε σε επίπεδο διαδοχικής αφαίρεσης των σημάτων-χρηστών που παρεμβάλλουν (Successive Interference Cancellation, SIC), είτε με την παράλληλη αφαίρεση

αυτών (Parallel Interference Cancellation, PIC). Η τεχνική SIC πετυχαίνει πολύ καλή επίδοση στις περιπτώσεις όπου τα σήματα παρεμβολής χαρακτηρίζονται από μεγάλη διακύμανση των τιμών ισχύος τους. Επιπροσθέτως, η χρήση επαναληπτικών μεθόδων ταυτόχρονα με την τεχνική IC οδηγεί στη δημιουργία σχημάτων ανίχνευσης πολλαπλών βαθμίδων. Στην περίπτωση των τεχνικών JD οι βέλτιστοι δέκτες είναι οι εκτιμητές ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE), ή οι εκτιμητές μέγιστης πιθανοφάνειας σύμβολο-προς-σύμβολο (Maximum Likelihood Symbol-by-Symbol Estimation, MLSSE). Όμως, θα πρέπει να σημειωθεί ότι η πολυπλοκότητα τόσο του MLSE, όσο και του MLSSE αυξάνει εκθετικά με το πλήθος των χρηστών, οδηγώντας πρακτικά σε χρήση αυτών μόνο στις περιπτώσεις όπου το πλήθος των χρηστών είναι σχετικά περιορισμένο. Ωστόσο, η υιοθέτηση τεχνικών ομαδοποίησης των διαθέσιμων υποκαναλιών (subchannelization) σε μελλοντικά ασύρματα συστήματα, όπως στο LTE-A, επιτρέπει την ικανοποίηση των υπολογιστικών απαιτήσεων των JD αλγορίθμων σε επίπεδο ενσωμάτωσής τους σε MC-CDMA συστήματα.

Τα συστήματα MC, όπου ο ραδιοδίαυλος παραμένει σταθερός (flat fading) σε κάθε υποκανάλι, απαιτούν είτε τη χρήση τεχνικών διασποράς φάσματος, είτε την κωδικοποίηση καναλιού (channel coding), όπως οι συνελικτικοί κώδικες, ώστε να πετύχουν το απαραίτητο διαφορικό κέρδος (diversity gain). Περαιτέρω, η χρήση διεμπλοκής (interleaving) βοηθάει στην επίτευξη ακόμη μεγαλύτερου διαφορικού κέρδους και για τις δυο περιπτώσεις.

Τα συστήματα ασύρματης μετάδοσης δεδομένων που λειτουργούν με σύγχρονο τρόπο απαιτούν την ακριβή γνώση του ραδιοδιαύλου κάτι που συνεπάγεται την ανάγκη αξιόπιστης βαθμίδας εκτίμησης. Στις μέχρι σήμερα προσεγγίσεις και προτάσεις υιοθέτησης του συστήματος MC-CDMA, είτε στην κάτω, είτε στην άνω ζεύξη, γίνεται χρήση συμβόλων πιλότων (pilot symbols) και παρεμβολής (interpolation) είτε 2 διαστάσεων (2D), είτε με δυο διαδοχικά βήματα (2-1D), ένα στο πεδίο της συχνότητας και ένα σε αυτό του χρόνου. Οι συγκεκριμένες τεχνικές ακολουθούν την λογική εκτίμησης του προηγούμενου κεφαλαίου.

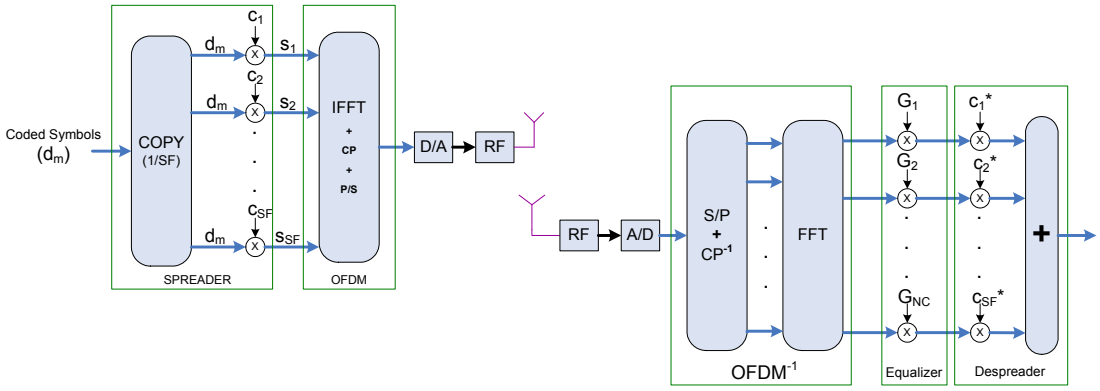
Στα πλαίσια των αναλύσεων που ακολουθούν σημειώνεται ότι οι σχετικές μαθηματικές προσεγγίσεις στηρίζονται σε μιγαδικές εκφράσεις βασικής ζώνης και διακριτού χρόνου. Τα κεφαλαία έντονα γράμματα δηλώνουν πίνακες, ενώ με μικρά γράμματα εκφράζονται τα διανύσματα. Ο δείκτης με παρένθεση στην πάνω πλευρά δηλώνει την κεραία εκπομπής ή/και την κεραία λήψης, ενώ με αγκύλες δηλώνεται ο αριθμός της επανάληψης κατά την επαναληπτική διαδικασία. Οι δείκτες p και d στο κάτω μέρος αντιστοιχούν στα διανύσματα/πίνακες με σύμβολα πιλότους ή δεδομένα αντίστοιχα. Επίσης, με τον δείκτη m δηλώνεται η τροποποίηση των διανυσμάτων/πινάκων σε σχέση με τα ληφθέντα στα πλαίσια της επεξεργασίας τους στο άκρο του δέκτη. Ο δείκτης t δηλώνει τον διακριτό χρόνο κατά τη διάρκεια ενός πλαισίου (frame).

5.3. Σχεδίαση Συστήματος MC-CDMA

5.3.1. Σχεδίαση Διάταξης Εκπομπής και Λήψης SISO MC-CDMA Συστήματος

Η γενική αρχιτεκτονική ενός MC-CDMA πομπού παρουσιάζεται στο σχήμα 5.4 όπου τα chips των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας μεταδίδονται παράλληλα σε διαφορετικά

υποκανάλια. Συγκεκριμένα, τα δυαδικά ψηφία πληροφορίας $b_k,\ 1 \le k \le K$ των K bits διέρχονται αρχικά από τη βαθμίδα τυχαιοποίησης (scrambler) και στη συνέχεια από αυτή της κωδικοποίησης (Reed Solomon, Convolutional, ή ακολουθιακή τοποθέτηση αυτών), καθώς και από τις βαθμίδες προσαρμογής ρυθμού (puncturer, rate matching) και διεμπλοκής (interleaver). Τα κωδικοποιημένα bits πληροφορίας απεικονίζονται σε ένα σύνολο προκαθορισμένων μιγαδικών συμβόλων σύμφωνα με το επιλεγμένο διάγραμμα σηματαστερισμού παράγοντας μια ακολουθία συμβόλων πληροφορίας $d_m, 1 \le m \le M$ με $E\left\{\left|d_m\right|^2\right\} = 1$. Τα εν λόγω σύμβολα πληροφορίας υφίστανται εκ νέου διεμπλοκή και κατόπιν πολλαπλασιάζονται με τον κώδικα διασποράς $\mathbf{c}_m \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$. Τα M σύμβολα μορφοποιούνται σε διάνυσμα της μορφής $\mathbf{d} = \begin{bmatrix} d_1 & d_2 & \dots & d_M \end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ και απλώνονται με βάση τον υπο-πίνακα $\mathbf{C}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{d,1} & \mathbf{c}_{d,2} & \dots & \mathbf{c}_{d,M} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{SF\times M}$ του πίνακα των κωδικών διασποράς. Συνεπώς, το παραγόμενο διάνυσμα απλωμένων/διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας θα είναι $\mathbf{s}_d = [s_0, s_1, \dots, s_{SF}]^T = \mathbf{C}_d \cdot \mathbf{d} \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$. Σε κάθε χρήστη $u,\ 1 \le u \le U$ μπορούν να ανατεθούν περισσότεροι του ενός κώδικες διασποράς για τη μεταφορά δεδομένων, κάτι που αντιστοιχεί σε πολλούς εικονικούς χρήστες (virtual users) επάνω σε έναν και μόνο φυσικό χρήστη. Τα σύμβολα $s_i,\ 1 \le i \le SF$ τοποθετούνται σε SF παράλληλα υποκανάλια κάτι που σημαίνει ότι το κάθε σύμβολο πληροφορίας d_i έχει απλωθεί σε SF υποκανάλια. Στις περιπτώσεις όπου ο αριθμός των υποκαναλιών N_c ισούται με το μήκος SF της ακολουθίας διασποράς, η διάρκεια ενός OFDM συμβόλου του MC-CDMA συστήματος συμπεριλαμβανομένου του διαστήματος φύλαξης T_g ισούται με $T_t = T_g + SF \cdot T_u$ και συνεπώς ένα σύμβολο πληροφορίας ανά (εικονικό) χρήστη μεταδίδεται σε κάθε OFDM σύμβολο. Εάν $N_C > SF$, τότε $\mathbf{s}_q, 1 \le q \le Q$ (με $Q \in \mathbb{Z}^+$) διασπαρμένα σύμβολα πληροφορίας μπορούν να μεταδοθούν παράλληλα στο πεδίο της συχνότητας με την τοποθέτηση αυτών στο ίδιο OFDM σύμβολο. Στην περίπτωση αυτή το σχήμα του πομπού και της λήψης περιγράφεται στο σχήμα 5.5 όπου $N_c = Q \cdot SF,\ Q \in \mathbb{Z}^+$.



Σχήμα 5.4: Γενικό διάγραμμα πομπού & δέκτη SISO MC-CDMA συστήματος με $N_C = SF$.

Ιδιαίτερα, στη σύγχρονη μετάδοση της κάτω ζεύξης, η πρόσθεση των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας s_u, $1 \le u \le U$ των u χρηστών στο πεδίο του κώδικα (code domain) πριν τη διαμόρφωση OFDM προσδίδει στο σύστημα εκτός της αυξημένης φασματικής απόδοσης και υψηλή υπολογιστική απόδοση στον σταθμό βάσης. Με βάση τα παραπάνω, το σχήμα 5.4 τροποποιείται στο σχήμα 5.6, καθώς επίσης και το σχήμα 5.5 μετασχηματίζεται σε αυτό του σχήματος 5.7. Η υπέρθεση των U ακολουθιών δίνει

$$\mathbf{s} = \sum_{u=1}^{U} s_u = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \cdots & s_{SF} \end{bmatrix}^T \tag{5.1}$$

ή ισοδύναμα σε διανυσματική μορφή θα είναι

$$\mathbf{s} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{d} \tag{5.2}$$

όπου $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{SF \times 1}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{SF \times M}$ και $\mathbf{d} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$. Στην περίπτωση όπου το πλήθος των (εικονικών) χρηστών είναι το μέγιστο ($M = U$) τότε χρησιμοποιείται το μέγιστο πλήθος των ορθογώνιων ακολουθιών διασποράς ($M = SF$) και κατ' επέκταση το σύστημα χαρακτηρίζεται πλήρως φορτωμένο (fully loaded system). Εάν είναι $M < SF$ τότε το σύστημα χαρακτηρίζεται ως μερικώς φορτωμένο (partially loaded system) με συνέπεια μικρότερη ιδιο-παρεμβολή (inherent distortion) στις περιπτώσεις απώλειας της ορθογωνικής ιδιότητας, αλλά με το τίμημα του μικρότερου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε σχέση με ένα απλό σύστημα OFDM με τα ίδια χαρακτηριστικά λειτουργίας.

Στην πλευρά του δέκτη και στην έξοδο της OFDM βαθμίδας και της απο-διεμπλοκής (σύμφωνα με την ανάλυση του προηγούμενου κεφαλαίου), το λαμβανόμενο σήμα περιγράφεται από την σχέση

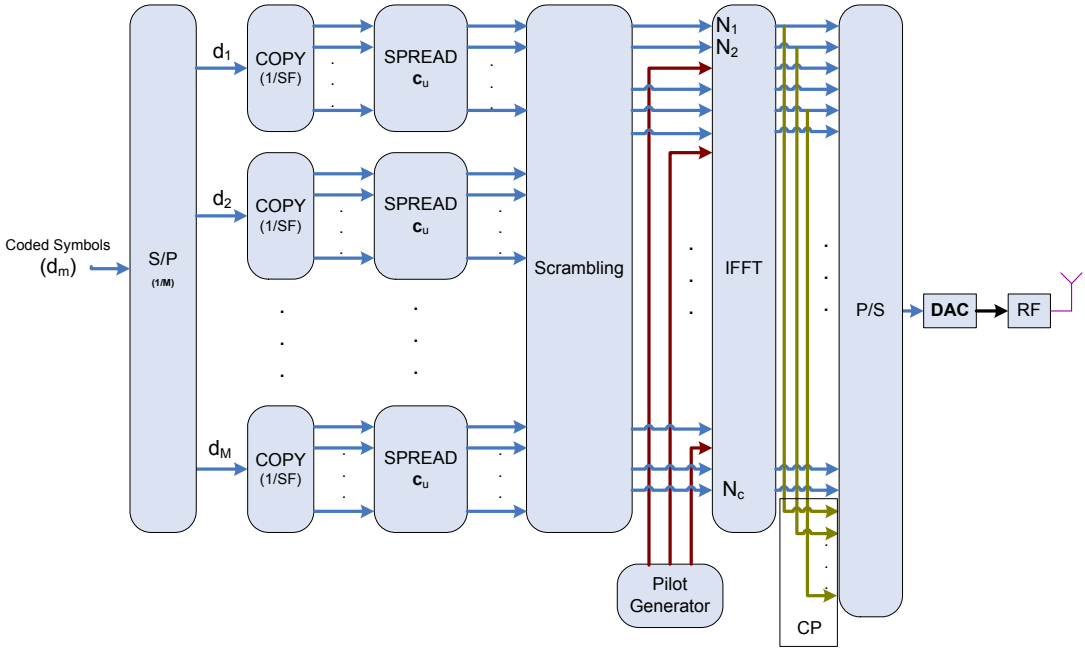
$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} R_1 & R_2 & \cdots & R_{SF} \end{bmatrix}^T \tag{5.3}$$

όπου ο πίνακας $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{SF \times SF}$ περιγράφει τον ραδιοδίαυλο και το διάνυσμα $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{SF \times 1}$ τον προσθετικό λευκό θόρυβο.

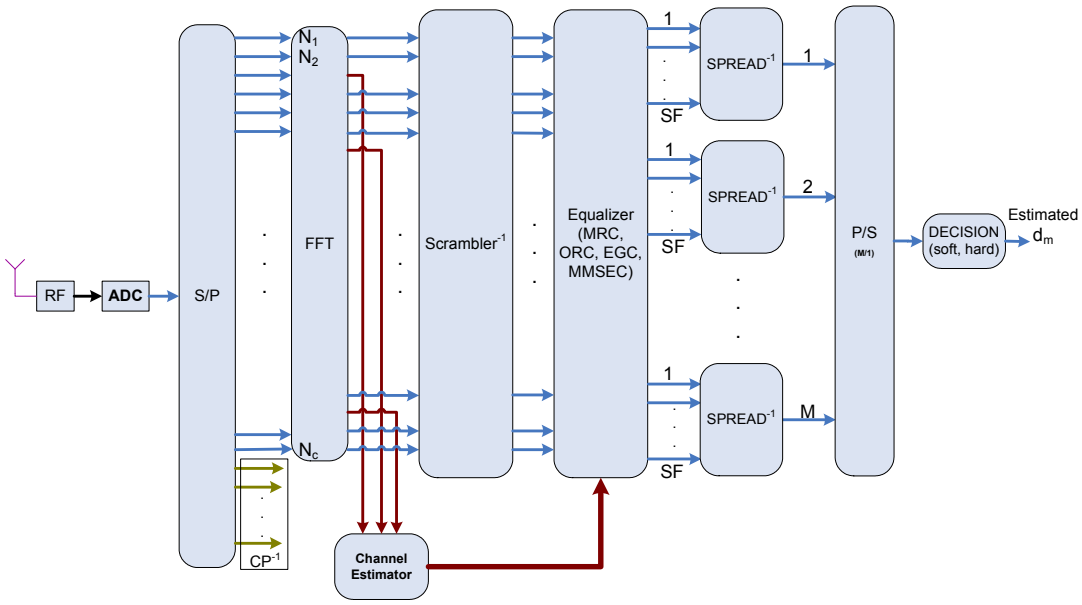
Στην περίπτωση ανίχνευσης σήματος ενός και μόνο χρήστη, η προσέγγιση SD υλοποιείται αρχικώς με την χρήση ενός ισοσταθμιστή μιας βαθμίδας (one tap equalizer) για την αντιστάθμιση της επίδρασης του ραδιοδιαύλου σε κάθε υποκανάλι, στη συνέχεια με την βαθμίδα απο-διασποράς (despreading operation) και τέλος με την βαθμίδα εκτίμησης του λαμβανόμενου σήματος. Κατ' αναλογία με το απλό OFDM σύστημα, ο ισοσταθμιστής μιας βαθμίδας υλοποιείται με έναν απλό πολλαπλασιασμό μιγαδικού αριθμού για κάθε υποκανάλι.

Επιπλέον, εάν η ακολουθία διασποράς του σήματος παρεμβολής είναι γνωστή στον δέκτη, η παρεμβολή τύπου MAI μπορεί να χαρακτηριστεί επακριβώς και όχι απλά ως προσθετικός θόρυβος (noise-like) μιας και η συγκεκριμένη θεώρηση κάνει τη λειτουργία του δέκτη μη-βέλτιστη. Η συγκεκριμένη αδυναμία των δεκτών τύπου SD μπορεί να υπερκεραστεί με την

χρήση των δεκτών MD όπου η εκ των προτέρων (a priori) γνώση όλων των ακολουθιών διασποράς μπορεί να χρησιμοποιηθεί πλήρως στην όλη διαδικασία ανίχνευσης. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η βελτίωση που προσφέρει η MD ανίχνευση γίνεται με κόστος την σημαντική αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του δέκτη, κάτι που στην περίπτωση του κινητού σταθμού αυτό καθίσταται ιδιαίτερα δυσχερές.

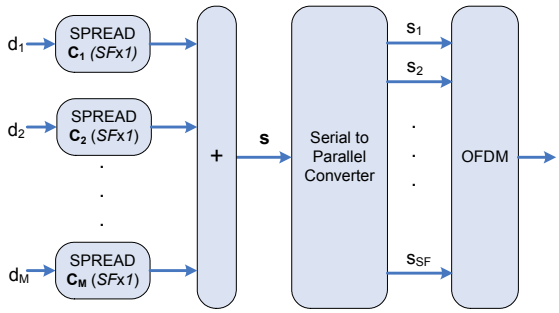


(a)



(b)

Σχήμα 5.5: Γενικό διάγραμμα (a) πομπού και (b) δέκτη ενός SISO MC-CDMA συστήματος με $N_C > SF$ και έναν χρήστη.



Σχήμα 5.6: Γενικό διάγραμμα πομπού σταθμού βάσης ενός SISO MC-CDMA συστήματος με πολλούς (εικονικούς) χρήστες. Για την συγκεκριμένη περίπτωση είναι $SF = N_c$.

Σύμφωνα με το σχήμα 5.5, το διάνυσμα $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$ της εξ.(5.3) τροφοδοτείται στον ισοσταθμιστή, ο οποίος υλοποιείται από μια ομάδα προσαρμοζόμενων φίλτρων μιας βαθμίδας για την απαλοιφή της παραμόρφωσης πλάτους και φάσης που υφίσταται το σήμα από τον ραδιοδίαυλο ανά υποκανάλι. Συνεπώς, το σήμα στην έξοδο του ισοσταθμιστή θα είναι

$$\mathbf{r}_{eq} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_{eq1} & r_{eq2} & \cdots & r_{eqSF} \end{bmatrix}^T \tag{5.4}$$

Όπου οι τιμές του πίνακα ισοστάθμισης $\mathbf{G} = diag\left\{G_{0,0} \quad G_{1,1} \quad \cdots \quad G_{SF,SF}\right\} \in \mathbb{C}^{SF\times SF}$ αντιπροσωπεύουν τους SF μιγαδικούς συντελεστές ισοστάθμισης. Στη συνέχεια, το διάνυσμα εξόδου εισέρχεται στην βαθμίδα απο-διασποράς όπου το σήμα συσχετίζεται με τον κώδικα διασποράς του συγκεκριμένου (εικονικού) χρήστη μέσω του πολλαπλασιασμού με τον συζυγή μιγαδικό αυτού. Η έξοδος αυτού θα δίνεται από την σχέση

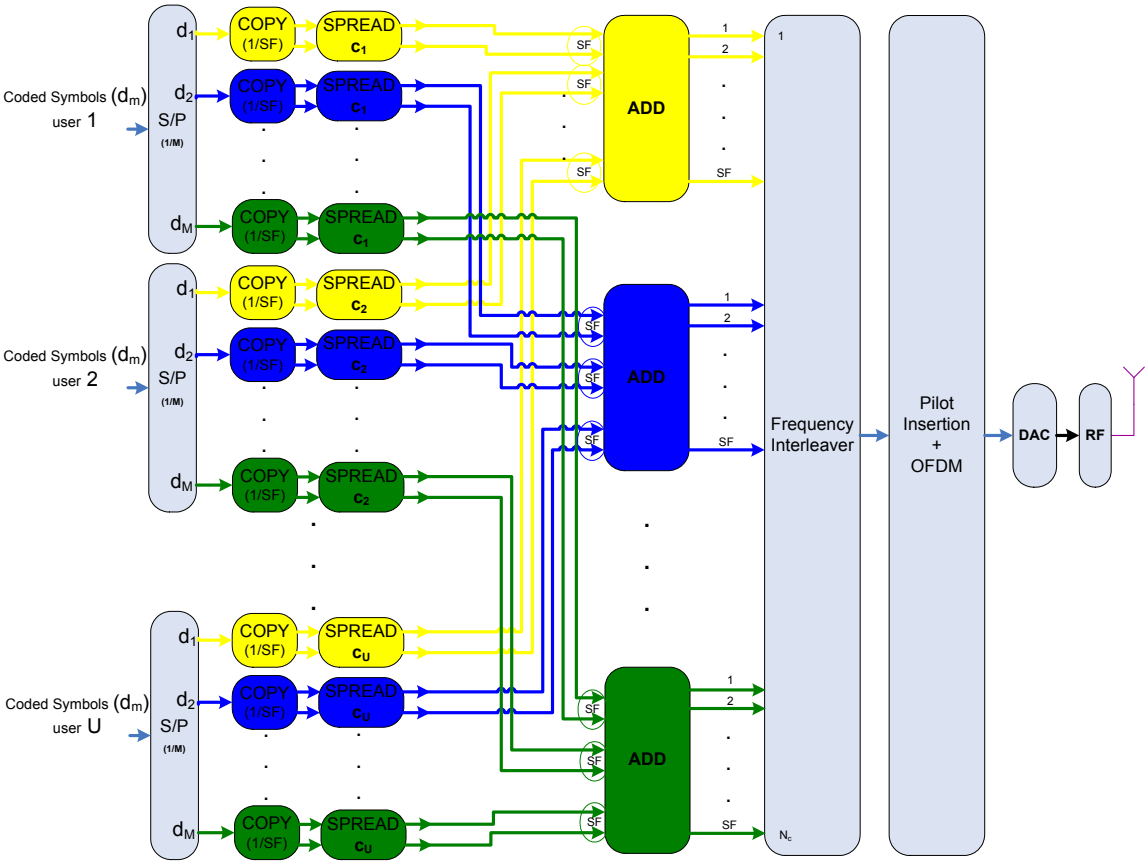
$$\tilde{r}_m\big|_{des} = \mathbf{c}_m^* \cdot \mathbf{r}_{eq}^T \tag{5.5}$$

Κατόπιν, το προς εκτίμηση σύμβολο πληροφορίας $\tilde{r}_m\big|_{des}$ αποτελεί είσοδο της βαθμίδας εκτίμησης/απόφασης, η οποία υλοποιείται είτε με μεθόδους απόλυτης απόφασης (hard decision), είτε με πιθανοκρατικές τεχνικές (soft decision). Ιδιαίτερα, η λογική της απόλυτης απόφασης υλοποιείται με τη χρήση κβαντιστή (slicer), ο οποίος αποφασίζει για το ληφθέν σύμβολο με δεδομένο το πεπερασμένο αλφάβητο των συμβόλων εκπομπής.

5.3.1.1. Ανίχνευση Σήματος Απλού Χρήστη

Η βαθμίδα της ισοστάθμισης (equalizer) λαμβάνει ως είσοδο την τρέχουσα εκτίμηση του ραδιοδιαύλου από την βαθμίδα εκτίμησης και χρησιμοποιεί διάφορες τεχνικές συνδυασμού των λαμβανόμενων σημάτων [20]. Συγκεκριμένα, μπορεί να είναι είτε αυτή του συνδυασμού μεγίστου λόγου (Maximum Ratio Combining, MRC), είτε του συνδυασμού ίσου κέρδους (Equal Gain Combining, EGC), είτε της πλήρους αναστροφής του ραδιοδιαύλου (Zero Forcing, ZF ή Orthogonal Restoring Combining, ORC), είτε του ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Minimum Mean Square Error, MMSE), είτε επίσης μη-βέλτιστες

τεχνικές MMSE όπου έχουν γίνει παραδοχές μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Επιπλέον, και για την βελτιστοποίηση της ισοστάθμισης, οι ανωτέρω τεχνικές χρησιμοποιούνται δυναμικά σε υβριδικά σχήματα όπου ανάλογα με τον σηματοθορυβικό λόγο και τη μέγιστη επιτρεπτή υπολογιστική πολυπλοκότητα επιλέγεται η κατάλληλη κάθε φορά τεχνική.



Σχήμα 5.7: Γενικό διάγραμμα πομπού σταθμού βάσης SISO MC-CDMA συστήματος με $N_C = Q \cdot SF$ και πολλούς (εικονικούς) χρήστες.

Στην τεχνική MRC το κάθε υποκανάλι πολλαπλασιάζεται με τον συζυγή μιγαδικό συντελεστή του ραδιοδιαύλου, δηλ.:

$$G_{i,i} = \hat{H}_{i,i}^{*} \tag{5.6}$$

όπου $\hat{H}_{i,i}$ με $i = 1,\ldots,SF$ είναι οι διαγώνιοι συντελεστές του πίνακα $\hat{\mathbf{H}}$. Σημειώνεται ότι οι εν λόγω συντελεστές αποτελούν τις εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου έτσι όπως αυτές έχουν προκύψει από τη βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και όχι από τον πραγματικό ραδιοδίαυλο $\mathbf{H}$. Το μειονέκτημα της τεχνικής MRC στις κάτω ζεύξεις των συστημάτων MC-CDMA είναι ότι προκαλεί απώλεια της ορθογωνικής ιδιότητας μεταξύ των ακολουθιών διασποράς κάτι που επιδεινώνει ισχυρά την παρεμβολή πολλαπλών χρηστών (MAI). Σε αντίθεση, στην άνω ζεύξη η

τεχνική MRC είναι εξαιρετικά αποδοτική αφού οι ακολουθίες διασποράς δεν προστίθενται με ορθογώνιο τρόπο και συνεπώς η μεγιστοποίηση του λόγου σήματος προς παρεμβολή (Signal to Interference Ratio, SIR) είναι βέλτιστη.
Η τεχνική EGC αντισταθμίζει μόνο την στροφή φάσης που προκαλείται από τον ραδιοδίαυλο σύμφωνα με τη σχέση

$$G_{i,i} = \frac{\hat{H}_{i,i}^{*}}{\left|\hat{H}_{i,i}\right|} \tag{5.7}$$

Η συγκεκριμένη τεχνική αποτελεί την απλούστερη περίπτωση αντιστάθμισης της επίδρασης του ραδιοδιαύλου μιας και το μόνο που απαιτεί είναι η γνώση της φάσης του ραδιοδιαύλου.
Η τεχνική ZF (ή ORC) αποτελεί την βέλτιστη τεχνική αναστροφής της επίδρασης του ραδιοδιαύλου στην απώλεια της ορθογωνιότητας μεταξύ των (εικονικών) χρηστών σε μια κάτω ζεύξη ενός MC-CDMA συστήματος. Όμως, για μικρές τιμές σηματοθορυβικού λόγου η μέθοδος αυτή οδηγεί σε σημαντική ενίσχυση του θορύβου. Οι συντελεστές ισοστάθμισης στην περίπτωση αυτή δίνονται από τη σχέση

$$G_{i,i} = \frac{\hat{H}_{i,i}^{*}}{\left|\hat{H}_{i,i}\right|^{2}} \tag{5.8}$$

Η μέθοδος ισοστάθμισης MMSE βασίζεται στην ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματος $\mathrm{E}\left\{\left|s_i - G_{i,i} \cdot R_i\right|^2\right\}$ μεταξύ του σήματος εκπομπής και αυτού στην έξοδο του ισοσταθμιστή. Η ελαχιστοποίηση της ανωτέρω συνάρτησης κόστους δίνει τους συντελεστές ισοστάθμισης MMSE ως ακολούθως

$$G_{i,i} = \frac{\hat{H}_{i,i}^{*}}{\left|\hat{H}_{i,i}\right|^{2} + \frac{1}{\gamma_c}} \tag{5.9}$$

Ο υπολογισμός των συντελεστών της MMSE ισοστάθμισης απαιτεί τη γνώση της πραγματικής τιμής της μεταβλητότητας του θορύβου σ^2 κάτι που σημαίνει ότι η συγκεκριμένη μέθοδος είναι δύσκολα εφαρμόσιμη πρακτικά. Για μεγάλες τιμές σηματοθορυβικού λόγου γ_c (ανά υποκανάλι), ο ισοσταθμιστής MMSE γίνεται ταυτόσημος με τον ZF. Για να εξαλειφθεί η αυξημένη υπολογιστική πολυπλοκότητα λόγω της απαίτησης εκτίμησης του σ^2, μη βέλτιστες προσεγγίσεις της MMSE ισοστάθμισης υλοποιούνται όπου η εν λόγω απαίτηση αντικαθίσταται από μια προκαθορισμένη τιμή κατωφλίου ξ, η οποία εγγυάται την αποδεκτή επίδοση της

MMSE τεχνικής. Η τιμή του ξ προκύπτει πειραματικά με βάση τόσο το σύστημα, όσο και το περιβάλλον διάδοσης.

Πλέον των ανωτέρω και με βάση τα κριτήρια βελτιστοποιημένης επίδοσης του ισοσταθμιστή, καθώς και της παραγόμενης υπολογιστικής πολυπλοκότητας, μπορεί να επιλεγεί ένα σχήμα ελεγχόμενης ισοστάθμισης υβριδικής μορφής όπου ανάλογα με την ισχύ του σήματος λήψης σε καθένα από τα υποκανάλια εφαρμόζεται και η καλύτερη τεχνική ισοστάθμισης στο συγκεκριμένο υποκανάλι. Χαρακτηριστική προσέγγιση αποτελεί η ακόλουθη έκφραση όπου το κατώφλι α_{th} καθορίζεται πειραματικά.

$$G_{i,i} = \begin{cases} \dfrac{\hat{H}_{i,i}^{*}}{\left|\hat{H}_{i,i}\right|^{2}} : ORC & \varepsilon\alpha\nu \ \left|H_{i,i}\right| \geq \alpha_{th} \\ \dfrac{\hat{H}_{i,i}^{*}}{\left|\hat{H}_{i,i}\right|^{2} \cdot a_{th}} : EGC & \varepsilon\alpha\nu \ \left|H_{i,i}\right| < \alpha_{th} \end{cases} \tag{5.10}$$

5.3.1.2. Ανίχνευση Σήματος Πολλαπλών Χρηστών

Η βέλτιστη τεχνική ανίχνευσης των συμβόλων πληροφορίας στην περίπτωση των πολλαπλών χρηστών χρησιμοποιεί την μεγιστοποίηση της εκ των υστέρων (a posteriori, MAP) πληροφορίας ή το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας (maximum likelihood criterion). Η εκτίμηση μέγιστης πιθανοφάνειας διακρίνεται είτε στην εκτίμηση όλης της ακολουθίας (MLSE) $\mathbf{d}$, είτε στη σύμβολο-προς-σύμβολο εκτίμηση (MLSSE) d_i. Τόσο ο αλγόριθμος MLSE, όσο και ο MLSSE μπορούν να επεκταθούν σε MAP εκτιμητή ακολουθίας ή MAP σύμβολο-προς-σύμβολο εκτιμητή με την ενσωμάτωση της εκ των προτέρων πληροφορίας (a priori) είτε της εκπεμπόμενης ακολουθίας, είτε του εκπεμπόμενου συμβόλου, αντίστοιχα. Στην περίπτωση όπου όλες οι ακολουθίες ή σύμβολα εκπομπής έχουν την ίδια πιθανότητα εκπομπής εκ των προτέρων, ο εκτιμητής που βασίζεται στο κριτήριο MAP και εκείνος που υλοποιεί αυτό της μέγιστης πιθανοφάνειας είναι ταυτόσημοι [20].

Στην προσέγγιση MLSE η συνάρτηση κόστους έχει ως κριτήριο την ελαχιστοποίηση της πιθανότητας σφάλματος ακολουθίας, το οποίο είναι ισοδύναμο με τη μεγιστοποίηση της υπό συνθήκη πιθανότητας $\Pr\left\{\mathbf{d}_{\mu}\middle|\mathbf{r}\right\}$ ότι το διάνυσμα συμβόλων $\mathbf{d}_{\mu}$ εκπέμφθηκε, δεδομένου ότι το διάνυσμα $\mathbf{r}$ λήφθηκε. Συνεπώς, η MLSE εκτίμηση του $\mathbf{d}$ θα είναι:

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_{\mu}} \Pr\left\{\mathbf{d}_{\mu}\middle|\mathbf{r}\right\} \underset{\substack{\uparrow \\ Bayes'Rule}}{\Rightarrow} \hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_{\mu}} \frac{\Pr\left\{\mathbf{r}\middle|\mathbf{d}_{\mu}\right\} \cdot \Pr\left\{\mathbf{d}_{\mu}\right\}}{\Pr\left\{\mathbf{r}\right\}} \tag{5.11}$$

Όμως, θεωρώντας ότι όλα τα διανύσματα των συμβόλων εκπομπής $\mathbf{d}_\mu$ είναι ισοπίθανα ($\Pr\{\mathbf{d}_\mu\}$ =σταθερή, $\forall\ \mu = 1,...,M$), καθώς επίσης και ότι η πιθανότητα $\Pr\{\mathbf{r}\}$ είναι ανεξάρτητη του διανύσματος εκπομπής, θα είναι

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_\mu} \Pr\{\mathbf{d}_\mu | \mathbf{r}\} = \arg\max_{\mathbf{d}_\mu} \Pr\{\mathbf{r} | \mathbf{d}_\mu\} \underset{\substack{\text{Θόρυβος} \\ \text{ανεξάρτητος} \\ \text{μεταξύ των} \\ \text{υποκαναλιών}}}{\Rightarrow} \hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_\mu} \prod_{i=1}^{SF} \Pr\{R_i | \mathbf{d}_\mu\} \underset{\text{Θόρυβος=AWGN}}{\Rightarrow}$$

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_\mu} \prod_{i=1}^{SF} \frac{1}{\pi \cdot \sigma_n^2} \cdot e^{-\frac{|\mathbf{n}|^2}{\sigma_n^2}} \Leftrightarrow \hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_\mu} \left(\frac{1}{\pi \cdot \sigma_n^2}\right)^{SF} \prod_{i=1}^{SF} e^{-\frac{|\mathbf{r}-\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\cdot\mathbf{d}_\mu^T|^2}{\sigma_n^2}} \Rightarrow$$

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_\mu} \left(\frac{1}{\pi \cdot \sigma_n^2}\right)^{SF} \cdot e^{-\sum_{i=1}^{SF} \frac{|\mathbf{r}-\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\cdot\mathbf{d}_\mu^T|^2}{\sigma_n^2}} \Leftrightarrow \hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_\mu} \left(\frac{1}{\pi \cdot \sigma_n^2}\right)^{SF} \cdot e^{-\frac{1}{\sigma_n^2} \cdot \|\mathbf{r}-\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\cdot\mathbf{d}_\mu^T\|^2} \Rightarrow$$

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg\max_{\mathbf{d}_\mu} e^{-\frac{1}{\sigma_n^2} \cdot \|\mathbf{r}-\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\cdot\mathbf{d}_\mu^T\|^2} \Leftrightarrow \hat{\mathbf{d}} = \arg\min_{\mathbf{d}_\mu} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\cdot\mathbf{d}_\mu^T\|^2 \tag{5.12}$$

Συνεπώς η εξ.(5.11) είναι ισοδύναμη με την εύρεση εκείνου του διανύσματος συμβόλων $\mathbf{d}_\mu$ το οποίο πετυχαίνει ελαχιστοποίηση της Ευκλείδειας απόστασης

$$\Delta^2(\mathbf{d}_\mu, \mathbf{r}) = \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\cdot\mathbf{d}_\mu\|^2 \tag{5.13}$$

μεταξύ του σήματος λήψης και όλων των πιθανών ακολουθιών εκπομπής.

Στην περίπτωση της MLSSE προσέγγισης η συνάρτηση κόστους στοχεύει στην ελαχιστοποίηση της πιθανότητας σφάλματος συμβόλου, το οποίο είναι ισοδύναμο με τη μεγιστοποίηση της υπό συνθήκη πιθανότητας, $\Pr\{d_\mu | \mathbf{r}\}$. Συνεπώς, η MLSSE εκτίμηση του d θα είναι:

$$\hat{d} = \arg\max_{d_\mu} \Pr\{d_\mu | \mathbf{r}\} \tag{5.14}$$

Εάν ο θόρυβος στην παραπάνω εξίσωση χαρακτηρίζεται ως AWGN, τότε το πιο πιθανό σύμβολο εκπομπής θα δίνεται ως ακολούθως

$$\hat{d} = \arg\max_{d_\mu} \sum_{\substack{\forall \mathbf{d}_\mu \text{ με την ίδια} \\ \text{υλοποίηση των} \\ \text{realizations of } d_\mu}} \mathrm{e}^{-\frac{1}{\sigma^2} \cdot \Delta^2(\mathbf{d}_\mu, \mathbf{r})} \tag{5.15}$$

Συγκρίνοντας τις σχέσεις (5.12) και (5.15) είναι εμφανές ότι η MLSSE προσέγγιση έχει σημαντικά αυξημένη υπολογιστική πολυπλοκότητα προσφέροντας όμως ενδογενή πληροφορία

αξιοπιστίας για τα λαμβανόμενα σύμβολα πληροφορίας, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί στη βαθμίδα αποκωδικοποίησης του καναλιού (channel decoding).
Ιδιαίτερα, στην περίπτωση γραμμικού ισοσταθμιστή ομάδας (Block Linear Equalizer, BLE), ο οποίος αποτελεί έναν χαμηλής πολυπλοκότητας μη βέλτιστο αλγόριθμο ανίχνευσης πολλαπλών χρηστών, απαιτείται η γνώση του $\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}$ στο δέκτη. Δύο κριτήρια μπορούν να εφαρμοστούν για τη χρήση της ανωτέρω πληροφορίας στην πλευρά του δέκτη. Το πρώτο είναι το zero forcing BLE όπου έχουμε από κοινού ανίχνευση όλων των σημάτων σε πιθανοκρατικό επίπεδο ανίχνευσης του διανύσματος πληροφορίας (soft data detection), δηλ.:

$$\tilde{\mathbf{d}} = \left(\left(\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\right)^H \cdot \left(\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\right)\right)^{-1} \cdot \left(\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\right)^H \cdot \mathbf{r} \tag{5.16}$$

Η δεύτερη κατηγορία αποτελεί αυτή του MMSE γραμμικού ισοσταθμιστή ομάδας, ο οποίος δίνει στην έξοδο του

$$\tilde{\mathbf{d}} = \left(\left(\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\right)^H \cdot \left(\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\right) + \sigma^2 \cdot \mathbf{I}\right)^{-1} \cdot \left(\mathbf{H}\cdot\mathbf{C}\right)^H \cdot \mathbf{r} \tag{5.17}$$

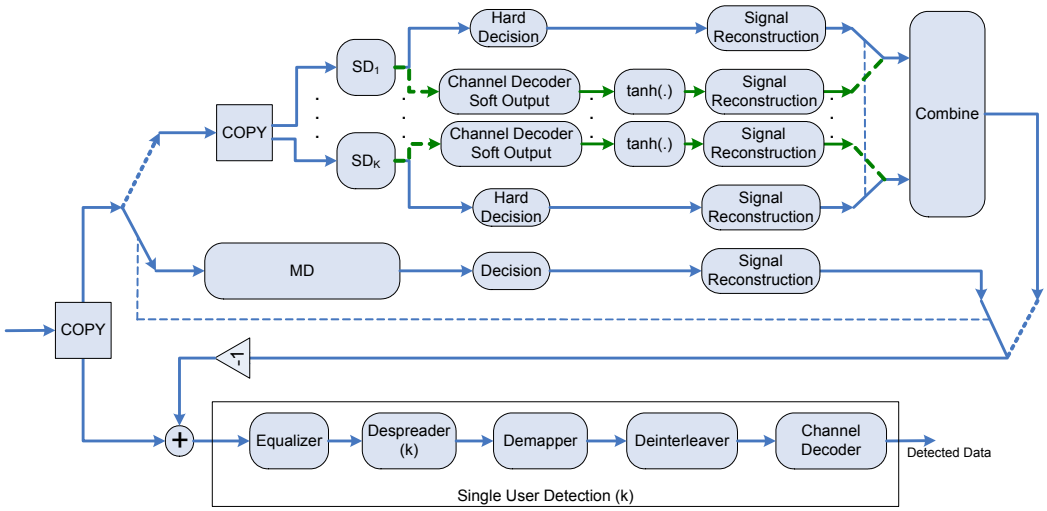
Στα πλαίσια της χρήσης του συνόλου της διαθέσιμης πληροφορίας για την επίτευξη βέλτιστης λειτουργίας του ισοσταθμιστή μπορεί επιπλέον να ενσωματωθεί η τεχνική της αφαίρεσης της παρεμβολής (interference cancellation) από το λαμβανόμενο σήμα πριν την ανίχνευση του επιθυμητού σήματος. Τα διάφορα σχήματα ακύρωσης της παρεμβολής χρησιμοποιούν είτε την πληροφορία που προκύπτει στην έξοδο της βαθμίδας απόφασης (hard detection), είτε αυτή στην έξοδο του αποκωδικοποιητή καναλιού (soft detection) [71]. Οι παραπάνω λειτουργίες παρουσιάζονται σχηματικά στο σχήμα 5.8, όπου το μέγιστο πλήθος των επαναλήψεων καθορίζεται με βάση την προκαλούμενη υπολογιστική πολυπλοκότητα, καθώς επίσης και την βελτίωση της εκτίμησης σε κάθε επανάληψη. Με δεδομένο τη βελτίωση της αξιοπιστίας γνώσης της παρεμβολής σε κάθε κύκλο, η χρήση της πληροφορίας στην έξοδο του αποκωδικοποιητή καναλιού πετυχαίνει πολύ καλύτερα αποτελέσματα. Οι τεχνικές ακύρωσης παρεμβολής διακρίνονται είτε σε εκείνες της παράλληλης ακύρωσης (Parallel Interference Cancellation, PIC), είτε σε αυτές της διαδοχικής ακύρωσης (Successive Interference Cancellation, SIC). Στην PIC προσέγγιση, γίνεται ανίχνευση όλων των σημάτων παρεμβολής και αφαίρεση όλων ταυτόχρονα από το σήμα λήψης πριν την ανίχνευση του επιθυμητού σήματος. Η τεχνική PIC είναι κατάλληλη σε συστήματα όπου τα σήματα παρεμβολής έχουν παρόμοια ισχύ. Κατά την αρχική εκτίμηση, όλα τα σήματα U των ενεργών χρηστών ($u = 1,\ldots,U$) ανιχνεύονται παράλληλα με βάση SD αλγοριθμικές προσεγγίσεις. Οπότε, εάν $\mathbf{G}_u^{[0]}$ είναι ο αρχικός πίνακας συντελεστών ισοστάθμισης, τότε η εκτίμηση του επιθυμητού συμβόλου πληροφορίας θα δίνεται ως ακολούθως:

$$\hat{d}_u^{[0]} = Q\left\{\mathbf{c}_u^* \cdot \mathbf{G}_u^{[0]} \cdot \mathbf{r}^T\right\} \tag{5.18}$$

Στηριζόμενοι στην αρχική εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας, η επαναληπτική διαδικασία ($j = 1,...,J$) περιγράφεται με βάση την ακόλουθη σχέση:

$$\hat{d}_u^{[j]} = Q\left\{ \mathbf{c}_u^* \cdot \mathbf{G}_u^{[j]} \cdot \left(\mathbf{r} - \mathbf{H}_k \cdot \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq u}}^{U} d_k^{[j-1]} \cdot \mathbf{c}_k \right)^T \right\} \tag{5.19}$$

όπου εκτός από την τελευταία επανάληψη, η διαδικασία εκτίμησης των συμβόλων εκπομπής εφαρμόζεται για όλους του ενεργούς (εικονικούς) χρήστες U .



Σχήμα 5.8: Γενική διάταξη συστήματος δέκτη ακύρωσης παρεμβολής.

Για τη βελτίωση της τεχνικής PIC και παράλληλα τη μείωση του απαιτούμενου αριθμού των επαναλήψεων, για ένα προκαθορισμένο όριο σύγκλισης, η ανωτέρω επαναληπτική διαδικασία μπορεί να βασίζεται διαφορετικές στρατηγικές εκτίμησης για κάθε επανάληψη. Χαρακτηριστικά σημειώνεται ότι η αρχική εκτίμηση πετυχαίνει καλύτερη επίδοση με την χρήση EGC, ενώ στις επόμενες επαναλήψεις η SD MMSE ισοστάθμιση δίνει αξιοσημείωτα αποτελέσματα με γρήγορη σύγκλιση. Επίσης, σε μια θεωρητική προσέγγιση, η εφαρμογή της MRC τεχνικής για $j > 1$ εμφανίζει καλύτερα αποτελέσματα μιας και αποτελεί την βέλτιστη τεχνική στις περιπτώσεις όπου η επίδραση τύπου MAI είναι μηδενική (π.χ. περίπτωση SD). Όμως, εάν στην αρχική εκτίμηση υπάρξουν μερικά λάθη, τότε η συγκεκριμένη προσέγγιση παρουσιάζει εξαιρετικά χαμηλή επίδοση.

Εναλλακτική προσέγγιση αποτελεί η διαδοχική ακύρωση των παρεμβολών (SIC) όπου τα σήματα παρεμβολής ανιχνεύονται και αφαιρούνται από το σήμα λήψης διαδοχικά με βάση την ισχύ λήψης τους. Αρχικά αφαιρείται το ισχυρότερο, πριν την ανίχνευση και αφαίρεση του επόμενου πιο ισχυρού σήματος λήψης, κ.ο.κ., δηλ.:

$$\hat{d}_u^{[j]} = Q\left\{\mathbf{c}_u^* \cdot \mathbf{G}_u^{[j]} \cdot \left(\mathbf{r} - \mathbf{H}_k \cdot \left(d_k^{[j-1]} \cdot \mathbf{c}_k\right)\right)^T\right\} \tag{5.20}$$

όπου ο u-οστός (εικονικός) χρήστης αντιστοιχεί στην ισχυρότερη παρεμβολή κατά τη j-οστή επανάληψη. Η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική είναι κατάλληλη για συστήματα όπου η διακύμανση ισχύος των σημάτων παρεμβολής είναι αρκετά μεγάλη [107].

Μια ανεξάρτητη κατηγορία αποτελεί αυτή της πιθανοκρατικής ακύρωσης της παρεμβολής (Soft Interference Cancellation, SIC) όπου χρησιμοποιείται η πιθανότητα αξιοπιστίας της πληροφορίας (reliability information) στη διαδικασία ανίχνευσης της παρεμβολής κατά την επαναληπτική προσέγγιση. Λαμβάνοντας υπόψη τη συγκεκριμένη πιθανότητα σωστής εκτίμησης του σήματος και όχι απευθείας το εκτιμηθέν σύμβολο, το επαναληπτικό σχήμα βελτιώνεται μιας και τα λάθη εκτίμησης μειώνονται στο ποσοστό της πιθανότητας λάθους εκτίμησης. Η λειτουργία ενός δέκτη MC-CDMA με υλοποιημένη την τεχνική SIC απεικονίζεται επίσης στο σχήμα 5.8. Θεωρούμε ότι το πιθανοκρατικό εκτιμηθέν διάνυσμα συμβόλων πληροφορίας (soft detected symbol) $\mathbf{w}_u^{[j]}$ λαμβάνεται μετά τις βαθμίδες SD, ψηφιακής αποδιαμόρφωσης (demapper) και απο-διεμπλοκής. Επίσης, ο αντίστοιχος λόγος λογαριθμικής πιθανοφάνειας (Log-likelihood ratio, LLR) στην έξοδο του αποκωδικοποιητή καναλιού περιγράφεται από το διάνυσμα $\mathbf{I}_u^{[j]}\Big|_{out}$. Οι τιμές LLR είναι οι βέλτιστες τιμές πιθανοκρατικής εκτίμησης και προκύπτουν από τον αποκωδικοποιητή Viterbi. Στη συγκεκριμένη προσέγγιση οι εκτιμήσεις LLR εξάγονται από τον αποκωδικοποιητή καναλιού μαζί με τα αποκωδικοποιημένα σύμβολα πληροφορίας. Τα ορίσματα του διανύσματος $\mathbf{I}_u^{[j]}\Big|_{out} = \left[\Gamma_{u,1}^{[j]} \quad \Gamma_{u,2}^{[j]} \quad \cdots \quad \Gamma_{u,L_b}^{[j]}\right]^T$ δίνονται ως ακολούθως

$$\Gamma_{\zeta}^{[j]}\Big|_{out} = \ln\left(\frac{\Pr\left\{b_{\zeta,u} = +1 \middle| \mathbf{w}_u^{[j]}\right\}}{\Pr\left\{b_{\zeta,u} = -1 \middle| \mathbf{w}_u^{[j]}\right\}}\right), \quad \zeta = 1,\ldots,\mathrm{L_b} \tag{5.21}$$

Για λόγους συνοχής και ευκολίας περιγραφής ο δείκτης ζ απαλείφεται. Επίσης, για την αποφυγή της διάδοσης των λαθών εκτίμησης, χρησιμοποιείται η μέση τιμή του κωδικοποιημένου bit πληροφορίας b_u, το οποίο ονομάζεται μέσο bit (soft bit) $w_u^{[j]}\Big|_{out}$ και ορίζεται ως

$$w_u^{[j]}\Big|_{out} = E\left\{b_u \middle| \mathbf{w}_u^{[j]}\right\} = (+1)\cdot \Pr\left\{b_u = +1 \middle| \mathbf{w}_u^{[j]}\right\} + (-1)\cdot \Pr\left\{b_u = +1 \middle| \mathbf{w}_u^{[j]}\right\} \tag{5.22}$$

Συνεπώς, με βάση τις σχέσεις (5.21) και (5.22) το μέσο bit θα είναι

$$w_u^{[j]}\Big|_{out} = \tanh\left(\frac{\Gamma^{[j]}\Big|_{out}}{2}\right) \tag{5.23}$$

Το πεδίο τιμών του $w_u^{[j]}\Big|_{out}$ είναι το διάστημα $[-1,+1]$. Μετά τη διεμπλοκή το μέσο bit διέρχεται από τον ψηφιακό διαμορφωτή πετυχαίνοντας την παραγωγή του μέσου συμβόλου πληροφορίας κατά τέτοιο τρόπο ώστε η πιθανότητα σωστής εκτίμησης να μην χαθεί. Τα παραγόμενα μιγαδικά σύμβολα πληροφορίας πολλαπλασιάζονται εκ νέου με τον μοναδικό κώδικα διασποράς και επιπλέον το κάθε chip πολλαπλασιάζεται με τον εκτιμηθέντα συντελεστή παραμόρφωσης του ραδιοδιαύλου για το κάθε υποκανάλι. Το συνολικά ανακατασκευασμένο σήμα (βαθμίδες 'Signal Reconstruction' του σχήματος 5.8) αφαιρείται από το σήμα λήψης $\mathbf{r}$ επιτρέποντας έτσι την εκτίμηση του επιθυμητού σήματος με χρήση βέλτιστων τεχνικών τύπου SD.

Με βάση την ανωτέρω προσέγγιση γίνεται εξειδικεύση στο MC-CDMA σύστημα όπου τα κωδικοποιημένα bits b_u μεταδίδονται μέσω των SF παράλληλων υποκαναλιών και συνεπώς η μεταδιδόμενη πληροφορία σε κάθε υποκανάλι επηρεάζεται όχι μόνο από τις ανεξάρτητες επίπεδες διαλείψεις μικρής κλίμακας, αλλά επίσης και από τις παρεμβολές πολλαπλής πρόσβασης (MAI). Οι συγκεκριμένες παρεμβολές μπορεί να οφείλονται είτε σε διαφορετικούς φυσικούς χρήστες, είτε σε έναν φυσικό χρήστη που χρησιμοποιεί όμως περισσότερους του ενός κώδικες διασποράς για την μετάδοση της πληροφορίας. Τα πιθανοκρατικά σύμβολα πληροφορίας ενός MC-CDMA δέκτη μετά την ανίχνευση τύπου SD θα είναι

$$\upsilon_u = \sum_{i=1}^{SF} C_{u,i}^* \cdot G_{i,i} \cdot \left(H_{i,i} \cdot \sum_{u=1}^{U} d_u \cdot C_{u,i} + N_i \right) \Leftrightarrow$$

$$\upsilon_u = \underbrace{d_u \cdot \sum_{i=1}^{SF} \left|C_{u,i}\right|^2 \cdot G_{i,i} \cdot H_{i,i}}_{Desired\ Symbol} + \underbrace{\sum_{\substack{k=1 \\ k\neq u}}^{U} d_k \cdot \sum_{i=1}^{SF} G_{i,i} \cdot H_{i,i} \cdot C_{k,i} \cdot C_{k,i}^*}_{MAI} + \underbrace{\sum_{i=1}^{SF} N_i \cdot G_{i,i} \cdot C_{u,i}^*}_{Noise} \tag{5.24}$$

Με δεδομένο ότι εφαρμόζεται διεμπλοκή στο πεδίο της συχνότητας, οι SF μιγαδικοί συντελεστές του ραδιοδιαύλου $H_{i,i}$ μπορούν να θεωρηθούν στατιστικώς ανεξάρτητοι. Συνεπώς, για τις περιπτώσεις με μεγάλο μήκος κώδικα διασποράς και λαμβάνοντας υπόψη το κεντρικό οριακό θεώρημα (Central Limit Theorem, CLT), η παρεμβολή τύπου MAI μπορεί να χαρακτηριστεί με μεγάλη ασφάλεια ως AWGN με μηδενική μέση τιμή. Ο όρος του θορύβου μπορεί επίσης να χαρακτηριστεί ως AWGN μηδενικής μέσης τιμής. Ο ψηφιακός αποκωδικοποιητής παράγει στην έξοδό του τα πιθανοκρατικά σύμβολα w_u και η τιμή LLR για MC-CDMA συστήματα θα δίνεται από την σχέση

$$\Gamma_u = \frac{2 \cdot \left| \sum_{i=1}^{SF} \left| C_{u,i} \right|^2 \cdot G_{i,i} \cdot H_{i,i} \right|}{\sigma_{MAI}^2 + \sigma_n^2} \cdot w_u \tag{5.25}$$

Ο πολλαπλασιασμός με τον συντελεστή 2 οφείλεται στο ότι η μεταβλητότητα σ^2 του θορύβου αφορά πραγματικές τιμές. Στην περίπτωση που ο εφαρμοζόμενος κώδικας διασποράς είναι Walsh-Hadamard, η ιδιότητα του γινομένου $C_{u,i} \cdot C_{k,i}^*$ $(i = 1,...,SF)$ στις μισές περιπτώσεις να ισούται με -1 και στις άλλες μισές με $+1$ για $u \neq k$ μπορεί να ενσωματωθεί στην όλη προσέγγιση. Λαμβάνοντας επιπλέον υπόψη και την θεώρηση ότι το $b_u = +1$ και το $b_u = -1$ έχουν ίσες πιθανότητες, θα είναι

$$\Gamma_u = \frac{2 \cdot \left| \sum_{i=1}^{SF} G_{i,i} \cdot H_{i,i} \right|}{(U-1) \cdot \left(\frac{1}{SF} \cdot \sum_{i=1}^{SF} \left| G_{i,i} \cdot H_{i,i} \right|^2 - \left| \frac{1}{SF} \cdot \sum_{i=1}^{SF} G_{i,i} \cdot H_{i,i} \right|^2 \right) + \frac{\sigma^2}{2} \cdot \sum_{i=1}^{SF} \left| G_{i,i} \right|^2} \cdot w_u \tag{5.26}$$

Η σχέση αυτή, στην περίπτωση όπου η ισοστάθμιση γίνεται με τον MMSE αλγόριθμο, μπορεί να προσεγγιστεί από την σχέση [23]:

$$\Gamma_u = \frac{4}{SF \cdot \sigma^2} \cdot \sum_{i=1}^{SF} \left| H_{i,i} \right| \cdot w_u \tag{5.27}$$

Το κέρδος της πιθανοκρατικής εκτίμησης έναντι της απόλυτης απόφασης στα συστήματα MC-CDMA με SD ανίχνευση εξαρτάται από το μήκος του κώδικα διασποράς και είναι της τάξεως των $4dB$ για μικρές τιμές του SF (π.χ. 8), ενώ μειώνεται στα $3dB$ για μεγάλες τιμές του SF (π.χ. 64). Το χαρακτηριστικό αυτό αναδεικνύει ότι η διασπορά των συμβόλων στην συχνότητα εξομαλύνει την επίδραση των διαλείψεων μικρής κλίμακας στα μεταδιδόμενα σύμβολα πληροφορίας. Πλέον των ανωτέρω, σημειώνεται ότι όταν γίνεται χρήση των LLRs, αντί των πιθανοκρατικών εκτιμήσεων w_u, η επίδοση του συστήματος βελτιώνεται ακόμη περισσότερο [60].

Ο λόγος LLR για MC-CDMA συστήματα με χρήση της από κοινού ανίχνευσης και βασιζόμενος στην MLSSE εκτίμηση θα δίνεται από τη σχέση

$$\Gamma_u = \ln\left(\frac{\Pr\left(\mathbf{r} \middle| b_u = +1\right)}{\Pr\left(\mathbf{r} \middle| b_u = -1\right)} \right) \tag{5.28}$$

Εάν το σύνολο όλων των πιθανών διανυσμάτων εκπομπής $\mathbf{d}_\mu$, όπου τα κωδικοποιημένα bits πληροφορίας b_u του (εικονικού) χρήστη u που ισούνται με $+1$, δηλώνεται ως D_{u_+}, και το

αντίστοιχο σύνολο όπου τα bits πληροφορίας ισούνται με -1 δηλώνεται ως D_{u_-}, τότε ο λόγος LLR για ένα σύστημα MC-CDMA με MLSSE θα είναι [20]:

$$\Gamma_u = \ln\left(\frac{\sum_{\forall d_\mu \in D_{u_+}} e^{-\frac{1}{\sigma^2}\cdot\Delta^2\left(\mathbf{d}_\mu,\mathbf{r}\right)}}{\sum_{\forall d_\mu \in D_{u_-}} e^{-\frac{1}{\sigma^2}\cdot\Delta^2\left(\mathbf{d}_\mu,\mathbf{r}\right)}}\right) \tag{5.29}$$

όπου $\Delta^2\left(\mathbf{d}_\mu,\mathbf{r}\right)$ είναι το τετράγωνο της Ευκλείδειας απόστασης σύμφωνα με τη σχέση (5.13).

Εάν χρησιμοποιείται η προσέγγιση MLSE, τότε η εκτίμηση ακολουθίας δεν μπορεί να παρέχει εκτίμηση της αξιοπιστίας ανίχνευσης των λαμβανόμενων κωδικοποιημένων συμβόλων. Ωστόσο, μια καλή προσέγγιση του λόγου LLR με χρήση του MLSE αλγορίθμου δίνεται από την σχέση [23]:

$$\Gamma_u \approx \frac{1}{\sigma^2}\cdot\left(\Delta^2\left(\mathbf{d}_{\mu_-},\mathbf{r}\right)-\Delta^2\left(\mathbf{d}_{\mu_+},\mathbf{r}\right)\right) \tag{5.30}$$

Τα ενδεικτικά μ_- και μ_+ υποδηλώνουν τις ελάχιστες τετραγωνικές Ευκλείδειες αποστάσεις $\Delta^2\left(\mathbf{d}_{\mu_-},\mathbf{r}\right)$ και $\Delta^2\left(\mathbf{d}_{\mu_+},\mathbf{r}\right)$.

5.3.1.3. Ακολουθίες Διασποράς και Αρχιτεκτονικές Ανάθεσης Υποκαναλιών

Στα πλαίσια της πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα, μεγάλος αριθμός ακολουθιών διασποράς έχουν αναπτυχθεί και διακρίνονται με βάση την ορθογωνική ιδιότητα, την συσχέτιση των ακολουθιών, την κατασκευαστική τους πολυπλοκότητα, καθώς και τον λόγο μέγιστης προς μέσης ισχύος (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR). Η επιλογή μεταξύ αυτών εξαρτάται από το σύστημα και την αρχιτεκτονική της ζεύξης. Συγκεκριμένα, σε σύγχρονες κάτω ζεύξεις, οι ορθογώνιοι κώδικες διασποράς πλεονεκτούν σημαντικά έναντι των υπολοίπων ακολουθιών, αφού πετυχαίνουν τη μεγαλύτερη μείωση της παρεμβολής MAI. Ωστόσο, στις άνω ζεύξεις, η ορθογωνιότητα μεταξύ των ακολουθιών διασποράς χάνεται λόγω της διαφορετικής παραμόρφωσης που υφίστανται οι επιμέρους κώδικες διασποράς από τον ραδιοδίαυλο. Συνεπώς, η υιοθέτηση απλών ακολουθιών PN (Pseudo-Noise) για τις άνω ζεύξεις αποτελεί την καλύτερη επιλογή.

Στην περίπτωση της ασύγχρονης μετάδοσης, οι 'χρυσοί' κώδικές (Gold Codes) έχουν πολύ καλά χαρακτηριστικά ετεροσυσχέτισης. Επιπλέον, σε περιπτώσεις όπου εφαρμόζεται ισοστάθμιση στον πομπό (pre-equalization) στις άνω ζεύξεις, η ιδιότητα της ορθογωνιότητας μπορεί επίσης να επιτευχθεί στο δέκτη επιτρέποντας και σε αυτή την περίπτωση την αποδοτική χρήση ορθογώνιων κωδικών. Αξίζει να σημειωθεί ότι σημαντικό παράγοντα στην επιλογή των ακολουθιών διασποράς αποτελεί ο συντελεστής CF (Crest Factor $=\sqrt{PAPR}$) του σήματος εκπομπής. Αυτό γιατί, το εν λόγω μέγεθος επηρεάζει κυρίαρχα τις απαιτήσεις λειτουργίας του

RF ενισχυτή ισχύος του συστήματος. Στις άνω ζεύξεις, ο παράγοντας CF μπορεί να μειωθεί αξιοσημείωτα με την χρήση κωδικών Golay ή Zadoff-Chu. Στη συνέχεια περιγράφονται εκείνοι οι κώδικες διασποράς που μπορούν να εφαρμοστούν σε συστήματα MC-CDMA.
Οι κώδικες Walsh-Hadamard (W-H) είναι ορθογώνιοι κώδικες, οι οποίοι είναι απλοί στην παραγωγή τους μέσω της επαναληπτικής διαδικασίας

$$\mathbf{C}_{SF} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{SF/2} & \mathbf{C}_{SF/2} \\ \mathbf{C}_{SF/2} & -\mathbf{C}_{SF/2} \end{bmatrix}, \ \forall\ SF = 2^m,\ \ m \geq 1,\ \ \mathbf{C}_1 = 1 \tag{5.31}$$

Ο μέγιστος αριθμός των διαθέσιμων ορθογώνιων κωδικών διασποράς είναι SF και καθορίζει τον μέγιστο αριθμό ενεργών χρηστών U $(= SF)$. Επίσης, σημειώνεται ότι W-H πίνακες υφίστανται και για τιμές SF διαφορετικές της δύναμης του δύο. Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής χρησιμοποιούνται οι W-H κώδικες διασποράς.
Οι κώδικες Fourier αποτελούν μια άλλη κατηγορία κωδικών διασποράς όπου οι στήλες του πίνακα FFT θεωρούνται ως μοναδικές ακολουθίες διασποράς, οι οποίες είναι ορθογώνιες μεταξύ τους. Το δομικό σύμβολο αυτών δίνεται από τη σχέση

$$c_{i,k} = e^{-2\cdot\pi\cdot i\cdot k/SF} \tag{5.32}$$

Συνεπώς, εάν σε ένα σύστημα MC-CDMA χρησιμοποιούνται Fourier κώδικες διασποράς, η λειτουργία του FFT για την επίτευξη της διασποράς και η λειτουργία του IFFT για την υλοποίηση του OFDM προκαλεί την αλληλοακύρωση των εν λόγω λειτουργιών εάν ο FFT και IFFT έχουν το ίδιο μέγεθος (δηλαδή η διασπορά εφαρμόζεται σε όλο το μήκος του OFDM συμβόλου). Συνεπώς, το παραγόμενο σχήμα είναι ένα σύστημα απλού φέροντος με κυκλική επέκταση και ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας. Η σύγκριση μεταξύ των ακολουθιών W-H και Fourier δείχνει ότι οι τελευταίες πετυχαίνουν καλύτερα χαρακτηριστικά ως προς τον λόγο PAPR.
Μια ακόμη κατηγορία ακολουθιών διασποράς αποτελούν οι PN (Pseudo Noise) ακολουθίες όπου η βασική τους ιδιότητα είναι ότι παρουσιάζουν χαρακτηριστικά θορύβου (noise-like). Αυτές παράγονται με την χρήση καταχωρητών ολίσθησης και στις περισσότερες περιπτώσεις υλοποιούνται οι καταχωρητές μεγίστου μήκους (m-sequences). Το μήκος των ακολουθιών αυτών είναι $SF = 2^m - 1$ bits και παράγονται από καταχωρητές ολίσθησης μήκους m με γραμμική ανάδραση. Η συγκεκριμένες ακολουθίες έχουν περίοδο SF και στο διάστημα της κάθε περιόδου περιέχουν 2^{m-1} άσσους και $2^{m-1} - 1$ μηδενικά (δίνοντας 'ζυγισμένες' ακολουθίες).
Οι 'χρυσοί' κώδικες αποτελούν PN ακολουθίες με πολύ καλύτερα χαρακτηριστικά ετεροσυσχέτισης. Ένα σύνολο n 'χρυσών' ακολουθιών παράγεται από ένα ζευγάρι m-ακολουθιών μήκους $SF = 2^m - 1$ όπου λαμβάνεται το modulo-2 άθροισμα της 1ης με την n-φορές ολισθημένη έκδοση της 2ης ακολουθίας. Με την χρήση ζευγαριών των m-ακολουθιών,

παράγονται $n+2$ 'χρυσοί κώδικες'. Οι συγκεκριμένοι κώδικες έχουν τέσσερες τιμές ετεροσυσχέτισης $\{-1,\ \ -t(m),\ \ t(m),\ \ -2\}$, όπου

$$t(m)=\begin{cases}2^{(m+1)/2}+1 & \textit{για } m=\textit{περιττός}\\ 2^{(m+2)/2}+1 & \textit{για } m=\textit{άρτιος}\end{cases} \tag{5.33}$$

Οι Golay κώδικες είναι ορθογώνιοι κώδικες οι οποίοι παράγονται επαναληπτικά μέσω της σχέσης

$$\mathbf{C}_{SF}=\begin{bmatrix}\mathbf{C}_{SF/2} & \overline{\mathbf{C}}_{SF/2}\\ \mathbf{C}_{SF/2} & -\overline{\mathbf{C}}_{SF/2}\end{bmatrix},\quad \begin{matrix}\forall\ SF=2^m,\ \ m\geq 1,\ \ \mathbf{C}_1=1\\ \textit{και}\ \ \mathbf{C}_{SF}=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_L & \mathbf{B}_L\end{bmatrix},\ \mathbf{C}_{SF}=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_L & -\mathbf{B}_L\end{bmatrix}\end{matrix} \tag{5.34}$$

Επίσης, οι κώδικες Zadoff-Chu έχουν τις βέλτιστες ιδιότητες συσχέτισης και αποτελούν μια ιδιαίτερη περίπτωση των γενικών ακολουθιών τύπου chirp. Οι κώδικες αυτοί ορίζονται ως ακολούθως

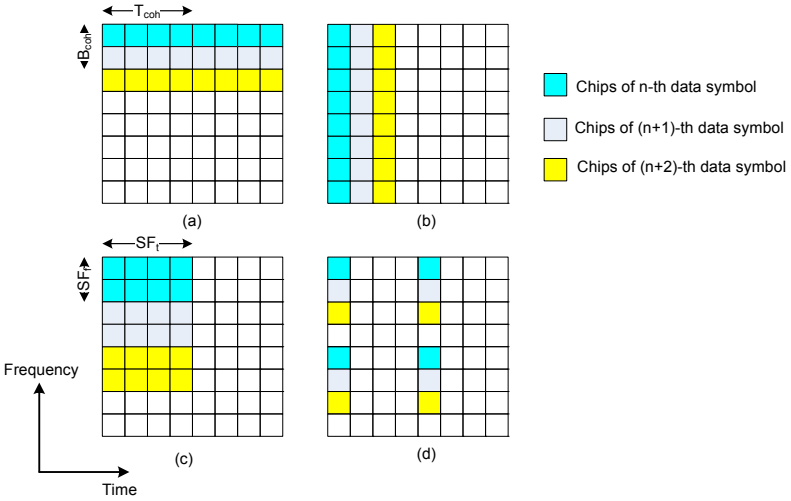
$$c_{k,i}=\begin{cases}e^{j\cdot 2\cdot\pi\cdot k\cdot\left(q\cdot i+i^2/2\right)/SF} & \textit{για } i=\textit{άρτιος}\\ e^{j\cdot 2\cdot\pi\cdot k\cdot\left(q\cdot i+i\cdot(i+1)/2\right)/SF} & \textit{για } i=\textit{περιττός}\end{cases} \tag{5.35}$$

όπου q είναι οποιοσδήποτε ακέραιος αριθμός και k είναι ακέραιος πρωτεύον ως προς SF. Εάν SF είναι ένας πρωτεύον αριθμός, τότε το σύνολο των κωδικών Zadoff-Chu αποτελείται από $SF-1$ ακολουθίες. Οι συγκεκριμένοι κώδικες παρουσιάζουν βέλτιστη αυτοσυσχέτιση και επιπλέον έχουν σταθερή με μικρή τιμή ετεροσυσχέτισης.

Πλέον των ανωτέρω επιλογών χρήσης ακολουθιών διασποράς, μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν συνελικτικοί κώδικες χαμηλού ρυθμού σε συστήματα CDMA. Οι συγκεκριμένοι κώδικες στα συστήματα MC-CDMA μπορούν να πετύχουν επίσης πολύ καλά αποτελέσματα μόνο για μέσο αριθμό ενεργών χρηστών, μιας και η μη τέλεια ορθογωνιότητα αυτών προκαλεί παρεμβολή τύπου MAI, η οποία γίνεται σημαντική με την αύξηση του αριθμού των ενεργών χρηστών.

Με δεδομένο τις παραπάνω εναλλακτικές ακολουθίες για εφαρμογή στα συστήματα MC-CDMA, η διασπορά των συμβόλων μπορεί να εκτείνεται είτε στον άξονα της συχνότητας, είτε του χρόνου, είτε και στους δυο (σχήμα 5.9). Εάν η διασπορά των συμβόλων πληροφορίας πραγματοποιείται μόνο στον άξονα του χρόνου, τότε το σύστημα MC-CDMA ισοδυναμεί με ένα MC-DS-CDMA σύστημα. Στην πράξη η διασπορά των συμβόλων στο χρόνο επιτρέπει μεγάλες τιμές συσχέτισης των συντελεστών του ραδιοδιαύλου επηρεάζοντας κατ' αναλογία τα αντίστοιχα chips, αφού ο χρόνος συνοχής του ραδιοδιαύλου γενικά είναι πολύ μεγαλύτερος από την διάρκεια ενός OFDM συμβόλου. Η ισχυρή συσχέτιση των συντελεστών διάλειψης του ραδιοδιαύλου που επηρεάζουν τα chips έχει το πλεονέκτημα ότι η ορθογωνιότητα μεταξύ των

χρηστών διατηρείται πετυχαίνοντας χαμηλές τιμές MAI στο δέκτη. Το χαρακτηριστικό αυτό ισχύει τόσο στις κάτω, όσο και στις άνω ζεύξεις. Το μειονέκτημα της μεγάλης συσχέτισης των διαλείψεων στα chips είναι ότι πετυχαίνεται μικρό διαφορικό κέρδος από την διαδικασία της διασποράς. Σε μια τέτοια περίπτωση, οι βαθμίδες της κωδικοποίησης καναλιού και της διεμπλοκής προσφέρουν στο σύστημα το διαφορικό κέρδος που μπορεί εξαχθεί από τον ραδιοδίαυλο.



Σχήμα 5.9: Εναλλακτικά σχήματα τοποθέτησης των chips στα υποκανάλια ενός OFDM πλαισίου μετάδοσης. (a) Διασπορά στο χρόνο, (b) Διασπορά στη συχνότητα, (c) Διασπορά δυο διαστάσεων, (d) Διασπορά και διεμπλοκή δυο διαστάσεων.

Η διασπορά των συμβόλων στη συχνότητα χρησιμοποιείται εκτεταμένα στα συστήματα MC-CDMA. Ανάλογα με τη σχέση του SF με B_{coh} του ραδιοδιαύλου, το εν λόγω σχήμα μπορεί να πετύχει υψηλό διαφορικό κέρδος συχνότητας, αφού τα σύμβολα μετάδοσης διασκορπίζονται σε μεγάλο αριθμό υποκαναλιών ενός OFDM συμβόλου και συνεπώς η πληροφορία απλώνεται σε εύρος πολλαπλάσιο του B_{coh}. Ωστόσο, το συγκεκριμένο διαφορικό κέρδος πετυχαίνεται με το τίμημα του υψηλού MAI στο δέκτη. Αυτό το χαρακτηριστικό οδηγεί στην αποφυγή της χρήσης της διασποράς στη συχνότητα στις άνω ζεύξεις αφού η προκαλούμενη παρεμβολή MAI δεν μπορεί να εξαλειφθεί μέσω του ισοσταθμιστή.

Η διασπορά των συμβόλων πληροφορίας και στις δυο διαστάσεις (2D) προσδίδει στο σύστημα χρονική και συχνοτική διαφορικότητα. Η διασπορά 2D υλοποιείται είτε με τη χρήση διδιάστατου κώδικα διασποράς, είτε με διαδοχική εφαρμογή κωδικών διασποράς, μια στον άξονα της συχνότητας και μια σε αυτόν του χρόνου. Εάν το μήκος της ακολουθίας διασποράς στο ένα πεδίο είναι SF_t και στο άλλο είναι SF_f, τότε το σύστημα χαρακτηρίζεται από τον συνολικό συντελεστή διασποράς $SF = SF_f \cdot SF_t$, ο οποίος θα πρέπει να είναι μεγαλύτερος ή ίσος από το μέγιστο επιτεύξιμο διαφορικό κέρδος. Ως γενική αρχή μπορεί να θεωρηθεί ότι η εφαρμογή της διασποράς μέσα στο πλαίσιο του χρόνου και του εύρους ζώνης συνοχής (συχνότητας) λειτουργεί αποδοτικά σε ζεύξεις με μεγάλο σχήμα σηματαστερισμού και καλές

συνθήκες διάδοσης (π.χ. micro cells), ενώ για μικρά (και συνεπώς αξιόπιστα) σχήματα σηματαστερισμού και δύσκολες συνθήκες διάδοσης (π.χ. marco cells με υψηλή κινητικότητα) είναι επιθυμητές μεγαλύτερες τιμές διασποράς μιας και η επίτευξη υψηλών τιμών διαφορικού κέρδους είναι ουσιαστικής σημασίας για τη συνολική απόδοση του συστήματος.

5.3.2. Σχεδίαση Διάταξης Εκπομπής και Λήψης MIMO MC-CDMA Συστήματος

Στα πλαίσια της ανάγκης για ζεύξεις υψηλής αξιοπιστίας, της απαίτησης για μεγάλη διαμετακομιστική ικανότητα, καθώς και για αποδοτική χρήση του ραδιοφάσματος, η ενσωμάτωση πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη ενός συστήματος MC-CDMA αποτελεί το επόμενο βήμα στην ανάπτυξη νέων συστημάτων.

Στη γενική τους δομή (όπως έχει προαναφερθεί) τα MIMO συστήματα χρησιμοποιούν M_T κεραίες στον πομπό και M_R κεραίες στο δέκτη. Δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στην εκτίμηση του ραδιοδιαύλου με στόχο τη στιγμιαία γνώση και χρήση αυτού τόσο για τη σωστή εκτίμηση των συμβόλων στο δέκτη, όσο και τη μεγιστοποίηση της επίδοσης του συστήματος με βάση τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης. Στη μαθηματική περιγραφή που ακολουθεί και για την καλύτερη απεικόνιση της παραπάνω λογικής έχει ακολουθηθεί μια διαφοροποιημένη περιγραφή σε σχέση με τις γενικές προσεγγίσεις της βιβλιογραφίας για τα αντίστοιχα συστήματα.

Συνεπώς, εάν το σύμβολο εκπομπής από την m_T-οστή κεραία εκπομπής είναι $s_i^{(m_T)}$, και το λαμβανόμενο σήμα στην m_R-οστή κεραία λήψης στο πεδίο της συχνότητας είναι $r_i^{(m_R)}$, για το i-οστό υποκανάλι, τότε θα έχουμε

$$r_i^{(m_R)} = \sum_{m_T=1}^{M_T} H_i^{(m_R,m_T)} \cdot s_i^{(m_T)} + n_i^{(m_R)} \tag{5.36}$$

όπου ο παράγοντας $H_i^{(m_R,m_T)}$ αντιστοιχεί στην συνάρτηση μεταφοράς του ραδιοδιαύλου από την m_T-οστή κεραία εκπομπής στην m_R-οστή κεραία λήψης στο i-οστό υποκανάλι και $n_i^{(m_R)}$ ο αντίστοιχος προσθετικός λευκός θόρυβος. Για την περίπτωση όπου $M_T = 2$ οι σχέσεις σε επίπεδο OFDM συμβόλου (με N_c υποκανάλια) δίνονται ως ακολούθως

$$\begin{aligned} r_1^{(m_R)} &= H_1^{(m_R,1)} \cdot s_1^{(1)} + H_1^{(m_R,2)} \cdot s_1^{(2)} + n_1^{(m_R)} \\ r_2^{(m_R)} &= H_2^{(m_R,1)} \cdot s_2^{(1)} + H_2^{(m_R,2)} \cdot s_2^{(2)} + n_2^{(m_R)} \\ &\vdots \\ r_{N_c}^{(m_R)} &= H_{N_c}^{(m_R,1)} \cdot s_{N_c}^{(1)} + H_{N_c}^{(m_R,2)} \cdot s_{N_c}^{(2)} + n_{N_c}^{(m_R)} \end{aligned} \tag{5.37}$$

Εκφράζοντας το ανωτέρω σύστημα σε διανυσματική μορφή θα είναι:

$$\begin{bmatrix} r_1^{(m_R)} \\ r_2^{(m_R)} \\ \vdots \\ r_{N_c}^{(m_R)} \end{bmatrix}_{N_c\times 1} = \begin{bmatrix} H_1^{(m_R,1)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_2^{(m_R,1)} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & H_{N_c}^{(m_R,1)} \end{bmatrix}_{N_c\times N_c} \cdot \begin{bmatrix} s_1^{(1)} \\ s_2^{(1)} \\ \vdots \\ s_{N_c}^{(1)} \end{bmatrix}_{N_c\times 1} + \begin{bmatrix} H_1^{(m_R,2)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_2^{(m_R,2)} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & H_{N_c}^{(m_R,2)} \end{bmatrix}_{N_c\times N_c} \cdot \begin{bmatrix} s_1^{(2)} \\ s_2^{(2)} \\ \vdots \\ s_{N_c}^{(2)} \end{bmatrix}_{N_c\times 1} + \begin{bmatrix} n_1^{(m_R)} \\ n_2^{(m_R)} \\ \vdots \\ n_{N_c}^{(m_R)} \end{bmatrix}_{N_c\times 1} \tag{5.38}$$

Οπότε θα μπορεί να γραφεί ότι

$$\mathbf{r}^{(m_R)} = \mathbf{H}^{(m_R,1)} \cdot \mathbf{s}^{(1)} + \mathbf{H}^{(m_R,2)} \cdot \mathbf{s}^{(2)} + \mathbf{n}^{(m_R)} \tag{5.39}$$

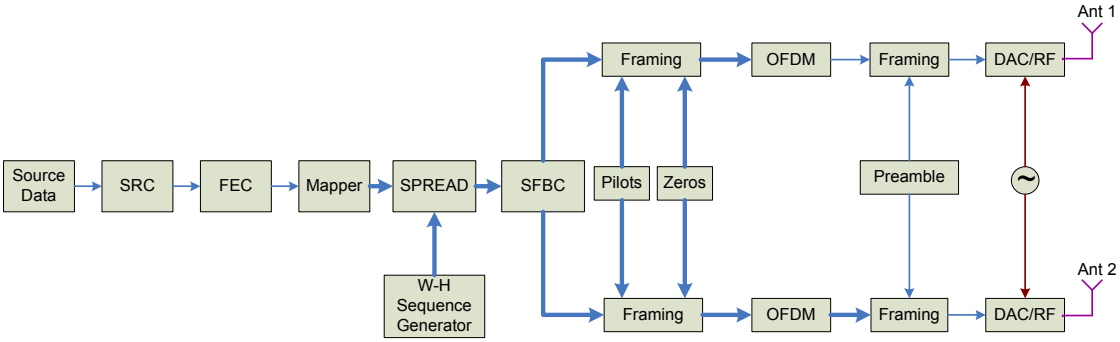
ή γενικεύοντας θα είναι

$$\mathbf{r}^{(m_R)} = \sum_{m_T=1}^{M_T} \mathbf{H}^{(m_R,m_T)} \cdot \mathbf{s}^{(m_T)} + \mathbf{n}^{(m_R)} \text{ ή } \mathbf{r}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(m_R,1)} & \mathbf{H}^{(m_R,2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(1)} \\ \mathbf{s}^{(2)} \end{bmatrix} + \mathbf{n}^{(m_R)} \tag{5.40}$$

όπου $\mathbf{r}^{(m_R)} \in \mathbb{C}^{N_c\times 1}$ χαρακτηρίζεται ως το διάνυσμα λήψης ενός OFDM συμβόλου, $\mathbf{s}^{(m_T)} \in \mathbb{C}^{N_c\times 1}$ είναι το διάνυσμα εκπομπής από την m_T-οστή κεραία και $\mathbf{H}^{(m_R,m_T)} \in \mathbb{C}^{N_c\times N_c}$ είναι ο διαγώνιος πίνακας που περιγράφει τον ραδιοδίαυλο για ένα OFDM σύμβολο από την m_T-οστή κεραία εκπομπής στην m_R-οστή κεραία λήψης.

Με δεδομένο ότι το σύστημα είναι MC-CDMA, το κάθε σύμβολο (πληροφορίας ή πιλότου) είναι διασπαρμένο σε SF υποκανάλια. Συνεπώς, $Q = N_c / SF$, $Q \in \mathbb{Z}^+$ ομάδες διασπαρμένων συμβόλων θα μεταφέρονται παράλληλα σε κάθε OFDM σύμβολο. Επιπροσθέτως, εάν το σύστημα είναι 'πλήρως φορτωμένο', τότε στην κάθε ομάδα q $(=1,...,Q)$ θα έχουν πολυπλεχθεί (με διαίρεση κώδικα) SF σύμβολα πληροφορίας. Η λογική αυτή επιτρέπει στο σύστημα να μεταφέρει $Q \cdot SF$ σύμβολα πληροφορίας σε κάθε OFDM σύμβολο. Σημειώνεται ότι ο ρυθμός μετάδοσης δεν αλλάζει μιας και το περιγραφόμενο σύστημα ακολουθεί την αρχιτεκτονική της διαφορικής εκπομπής. Η γενική μορφή του πομπού ενός συστήματος MIMO MC-CDMA σε επίπεδο βαθμίδων με ορθογώνια χωρο-χρονική ή χωρο-συχνοτική κωδικοποίηση παρουσιάζεται στο σχήμα 5.10. Η ίδια μορφή ορθογωνιότητας εφαρμόζεται τόσο για τα διασπαρμένα σύμβολα πληροφορίας, όσο και για τα σύμβολα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, καθώς επίσης και για τα OFDM σύμβολα αρχικής εκτίμησης (coarse estimation) και συγχρονισμού. Εναλλακτικά της απεικόνισης του σχήματος 5.10 θα μπορούσε να τοποθετηθεί πρώτα η βαθμίδα 'SFBC' και στη συνέχεια, σε καθένα από τους κλάδους, η

βαθμίδα της διασποράς. Στην περίπτωση αυτή θα απαιτούνταν δυο ακολουθίες διασποράς για κάθε (εικονικό) χρήση.



Σχήμα 5.10: Γενικό διάγραμμα πομπού MIMO MC-CDMA συστήματος.

Η δυαδική ακολουθία b_k, $1 \le k \le K$ των K bits τυχαιοποιείται (scrambled), κωδικοποιείται με τη χρήση Reed-Solomon και συνελικτικών (convolutional) κωδικοποιητών και τέλος διέρχεται από τις βαθμίδες προσαρμογής ρυθμού (rate matching, puncturing) και διεμπλοκής απ' όπου προκύπτουν τα κωδικοποιημένα bits d_m, $1 \le m \le M$ με $E\left\{\left|d_m\right|^2\right\} = 1$. Η εν λόγω ακολουθία των κωδικοποιημένων bits αποτελεί είσοδο σε έναν ψηφιακό διαμορφωτή με προκαθορισμένα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης. Τα παραγόμενα σύμβολα υφίστανται εκ νέου διεμπλοκή μέσα στο εύρος του OFDM συμβόλου και στη συνέχεια διέρχονται από την βαθμίδα διασποράς (στο πεδίο της συχνότητας) όπου πολλαπλασιάζονται με το W-H διάνυσμα διασποράς $\mathbf{c}_m \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$. Τα M σύμβολα στοιχειοθετούν το διάνυσμα $\mathbf{d} = \left[d_1 \quad d_2 \quad \ldots \quad d_M\right]^T \in \mathbb{C}^{M\times 1}$, το οποίο στην έξοδο της βαθμίδας διασποράς δίνει $\mathbf{s}_d = \mathbf{C}_d \cdot \mathbf{d} \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$.

Εφαρμόζοντας στις σχέσεις (5.38) και (5.39) την ορθογώνια χωρο-συχνοτική κωδικοποίηση (SFBC) σχήματος Alamouti και θεωρώντας αγνώστους τους συντελεστές του ραδιοδιαύλου, οι οποίοι παραμένουν σταθεροί για γειτονικά υποκανάλια, θα είναι:

$$\begin{bmatrix} r_1^{(m_R)} \\ r_2^{(m_R)} \\ r_3^{(m_R)} \\ r_4^{(m_R)} \\ \vdots \\ r_{SF-1}^{(m_R)} \\ r_{SF}^{(m_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & -s_2^* & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_3 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -s_4^* & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & s_{SF-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -s_{SF}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{c_1}^{(m_R,1)} \\ H_{c_1}^{(m_R,1)} \\ H_{c_2}^{(m_R,1)} \\ H_{c_2}^{(m_R,1)} \\ \vdots \\ H_{c_{SF/2}}^{(m_R,1)} \\ H_{c_{SF/2}}^{(m_R,1)} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} s_2 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & s_1^* & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_4 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_3^* & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & s_{SF} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & s_{SF-1}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{c_1}^{(m_R,2)} \\ H_{c_1}^{(m_R,2)} \\ H_{c_2}^{(m_R,2)} \\ H_{c_2}^{(m_R,2)} \\ \vdots \\ H_{c_{SF/2}}^{(m_R,2)} \\ H_{c_{SF/2}}^{(m_R,2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^{(m_R)} \\ n_2^{(m_R)} \\ n_3^{(m_R)} \\ n_4^{(m_R)} \\ \vdots \\ n_{SF-1}^{(m_R)} \\ n_{SF}^{(m_R)} \end{bmatrix} \tag{5.41}$$

ή

$$\mathbf{r}_c^{(m_R)} = \mathbf{S}_{m,c}^{(1)} \cdot \mathbf{h}_c^{(m_R,1)} + \mathbf{S}_{m,c}^{(2)} \cdot \mathbf{h}_c^{(m_R,2)} + \mathbf{n}_c^{(m_R)} \tag{5.42}$$

Στις ανωτέρω σχέσεις εκφράζονται μόνο τα SF υποκανάλια από τα N_c για λόγους απλούστευσης των σχέσεων περιγραφής. Ο δείκτης m και c δηλώνει την τροποποιημένη μορφή αυτών και ο δείκτης c_l την ομαδοποίηση αυτών ανά ομάδες υποκαναλιών όπου ο ραδιοδίαυλος παραμένει σταθερός $(2l-1, 2l)$. Στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι c_l, $l = 1,...,SF/2$. Επίσης, ομαδοποιώντας τις σχέσεις με βάση τον δείκτη c θα είναι:

$$\mathbf{r}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{c_1}^{(m_R)} \\ \mathbf{r}_{c_2}^{(m_R)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{c_{SF/2}}^{(m_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{m,c_1} \cdot \mathbf{h}_{c_1}^{(m_R)} + \mathbf{n}_{c_1}^{(m_R)} \\ \mathbf{S}_{m,c_2} \cdot \mathbf{h}_{c_2}^{(m_R)} + \mathbf{n}_{c_2}^{(m_R)} \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{m,c_{SF/2}} \cdot \mathbf{h}_{c_{SF/2}}^{(m_R)} + \mathbf{n}_{c_{SF/2}}^{(m_R)} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{r}_c^{(m_R)} = \mathbf{S}_{m,c} \cdot \mathbf{h}_c^{(m_R)} + \mathbf{n}_c^{(m_R)}$$

$$\acute{\eta} \tag{5.43}$$

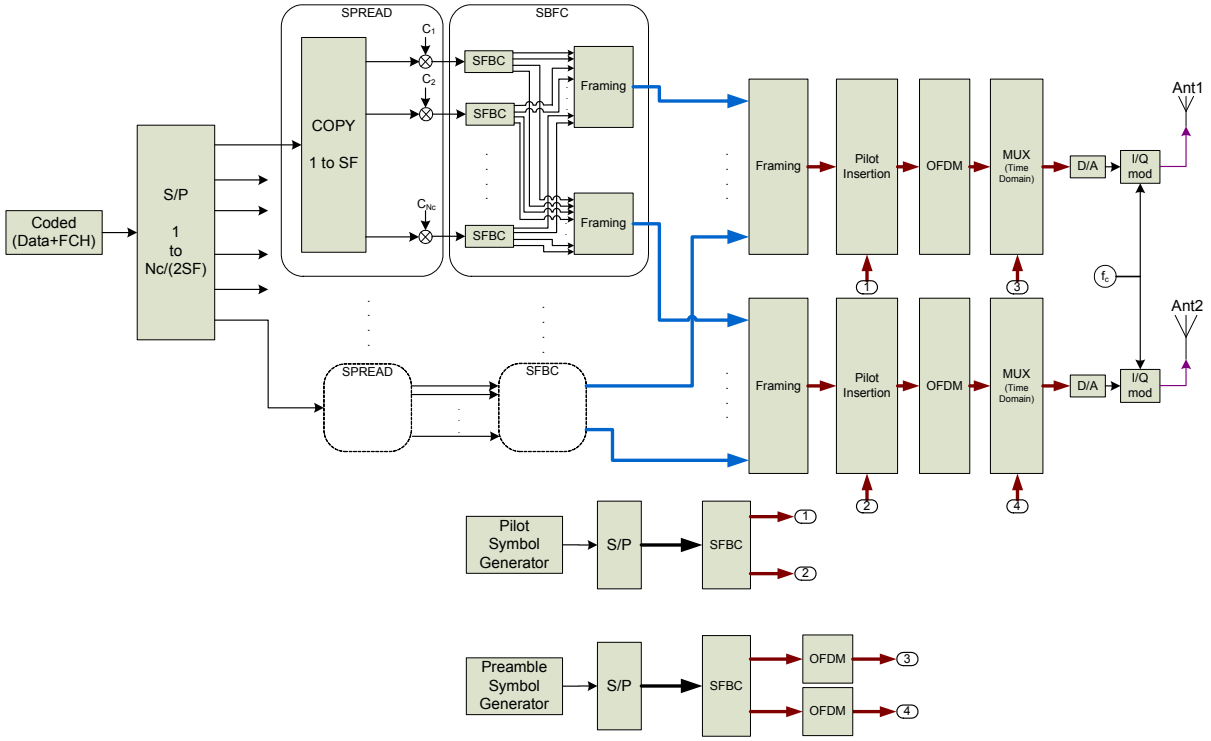
$$\mathbf{r}_m^{(m_R)} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{m,c_1}^{(m_R)} \\ \mathbf{r}_{m,c_2}^{(m_R)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{m,c_{SF/2}}^{(m_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{m,c_1}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}_{c_1} + \mathbf{n}_{c_1}^{(m_R)} \\ \mathbf{H}_{m,c_2}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}_{c_2} + \mathbf{n}_{c_2}^{(m_R)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{m,c_{SF/2}}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}_{c_{SF/2}} + \mathbf{n}_{c_{SF/2}}^{(m_R)} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{r}_{m,c}^{(m_R)} = \mathbf{H}_{m,c}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}_c + \mathbf{n}_c^{(m_R)}$$

όπου, $\mathbf{h}_{c_l}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} H_{c_l}^{(m_R,1)} \\ H_{c_l}^{(m_R,2)} \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}_{m,c_l}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} H_{c_l}^{(m_R,1)} & H_{c_l}^{(m_R,2)} \\ \left(H_{c_l}^{(m_R,2)}\right)^* & -\left(H_{c_l}^{(m_R,1)}\right)^* \end{bmatrix}$ και $\mathbf{r}_{c_l}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} r_{2l-1}^{(m_R,1)} \\ r_{2l}^{(m_R,2)} \end{bmatrix}$, $\mathbf{r}_{m,c_l}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} r_{2l-1}^{(m_R,1)} \\ \left(r_{2l}^{(m_R,2)}\right)^* \end{bmatrix}$. Τα διανύσματα $\mathbf{r}_{m,c}^{(m_R)}$ και $\mathbf{r}_{c}^{(m_R)}$ αντιστοιχούν στις εισόδους της βαθμίδας αναστροφής SFBC και της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου αντίστοιχα. Επίσης, το διάνυσμα $\mathbf{n}_{c}^{(m_R)}$ αντιστοιχεί στον προσθετικό λευκό θόρυβο στην m_R-οστή κεραία λήψης ανά $2l-1, 2l$ γειτονικούς ραδιοδιαύλους με μηδενική μέση τιμή και μεταβλητότητα σ_n^2.

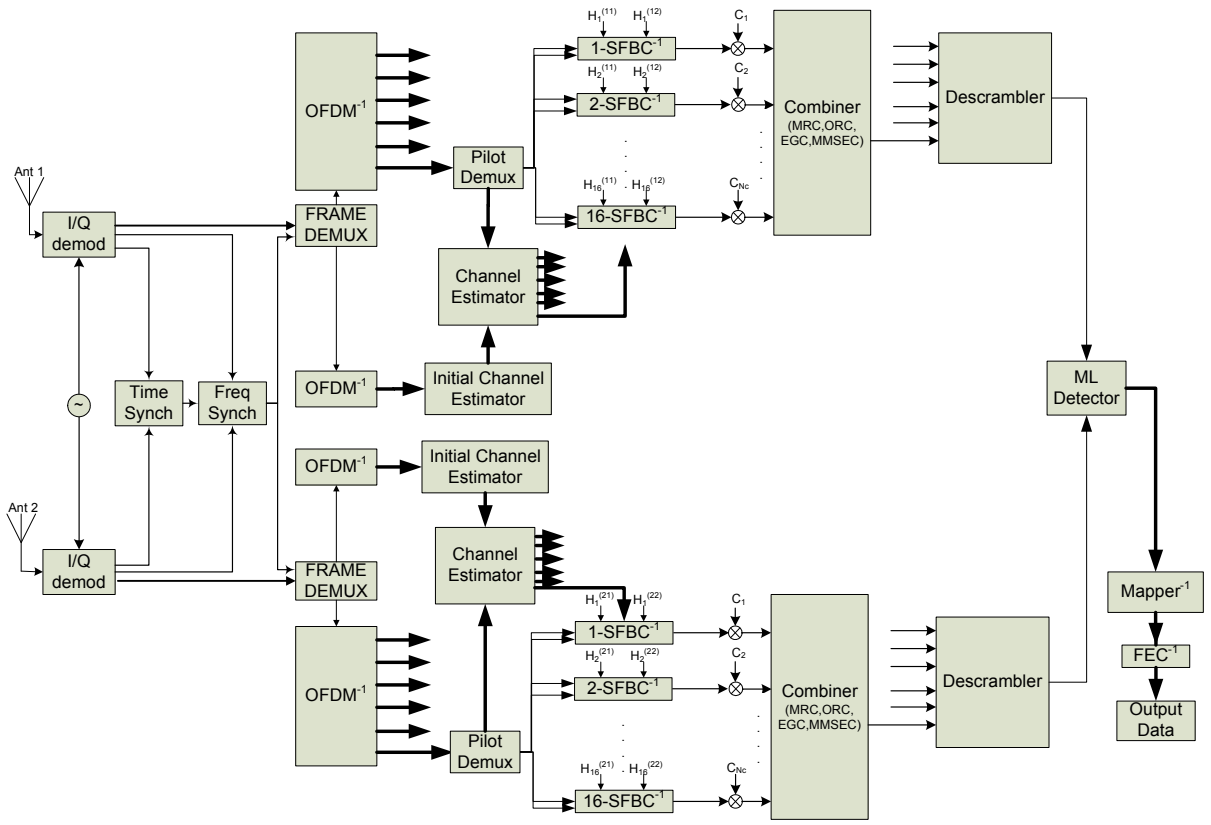
Οι έξοδοι της SFBC βαθμίδας μορφοποιούνται για την εφαρμογή τους σε IFFT. Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι η διαφορική εκπομπή υλοποιείται σε εκείνο το πεδίο (χρόνος, συχνότητα) όπου η ιδιότητα της ορθογωνιότητας διατηρείται καλύτερα. Συνεπώς, για ταχέως μεταβαλόμενους ραδιοδιαύλους είναι πλεονεκτική η χωρο-συχνοτική κωδικοποίηση (SFBC), ενώ για περιβάλλοντα διάδοσης χαμηλής κινητικότητας και μεγάλου αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι αποδοτικότερη η χρήση χωρο-χρονικής κωδικοποίησης (STBC).

Τα παραγόμενα ψηφιακά σήματα από τις δύο αλυσίδες εκπομπής μετατρέπονται σε αναλογικά (D/A) και μετατοπίζονται προς τα πάνω στη φέρουσα συχνότητα εκπομπής f_c με χρήση κοινών τοπικών ταλαντωτών. Η συνολική αρχιτεκτονική απεικονίζεται αναλυτικά στο σχήμα 5.11 για τον πομπό και στο σχήμα 5.12 για τον δέκτη.

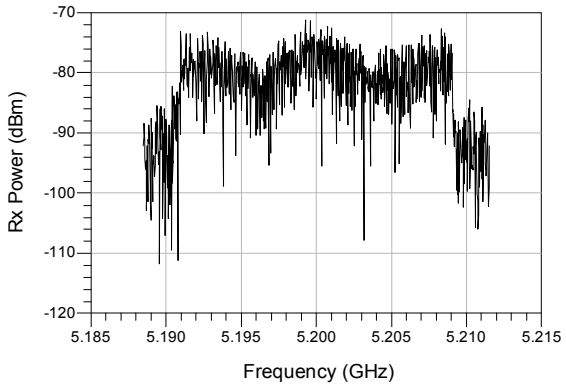
Η συνολική αρχιτεκτονική εκπομπής και λήψης έχει αξιολογηθεί υπό ρεαλιστικές συνθήκες λαμβάνοντας υπόψη όχι μόνο τις συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης αλλά και την συσχέτιση των στοιχείων των κεραιών εκπομπής και λήψης, όπως επίσης και τις διάφορες ατέλειες των IF/RF βαθμίδων. Ενδεικτικά, το σήμα λήψης ενός συστήματος MIMO 2×2 MC-CDMA με $f_c = 5,2GHz$ και $B = 20MHz$ σε μια από τις κεραίες λήψης απεικονίζεται στο σχήμα 5.13. Η συγκεκριμένη περίπτωση αντιστοιχεί σε $E_b / N_o = 15dB$ με MCS=64QAM-2/3 για αστικό περιβάλλον διάδοσης χαμηλής κινητικότητας (pedestrian level of mobility) με συντελεστή Rice $K = 6dB$ και $\lambda/2$ απόσταση μεταξύ των στοιχείων των κεραιών εκπομπής και λήψης.



Σχήμα 5.11: Αναλυτικό διάγραμμα πομπού MIMO MC-CDMA συστήματος.



Σχήμα 5.12: Αναλυτικό διάγραμμα δέκτη MIMO MC-CDMA συστήματος.



Σχήμα 5.13: Φασματική απεικόνιση ισχύος (dBm) σήματος στην κεραία λήψης Nο1 του συστήματος 2×2 MC-CDMA για συνθήκες χαμηλής κινητικότητας σύμφωνα με το πρότυπο 3GPP/SCM.

Ακολουθώντας μια γενικευμένη περιγραφή και προσεγγίζοντας το κάθε OFDM σύμβολο στο σύνολό του, το κάθε SFBC διασπαρμένο σύμβολο για την περίπτωση όπου $SF < N_c$ θα περιγράφεται ως ακολούθως

$$\left.\begin{array}{ll} s_i^{(1)} = c_{(i+1)/2}\cdot d_n & i:\pi\varepsilon\rho\iota\tau\tau\acute{o}\varsigma \\ s_i^{(1)} = -\left(c_{i/2}\cdot d_{n+Q}\right)^* & i:\acute{\alpha}\rho\tau\iota o\varsigma \end{array}\right\}\ \text{K}\varepsilon\rho\alpha\acute{\iota}\alpha\ 1$$
$$\left.\begin{array}{ll} s_i^{(2)} = c_{(i+1)/2}\cdot d_{n+Q} & i:\pi\varepsilon\rho\iota\tau\tau\acute{o}\varsigma \\ s_i^{(2)} = -\left(c_{i/2}\cdot d_n\right)^* & i:\acute{\alpha}\rho\tau\iota o\varsigma \end{array}\right\}\ \text{K}\varepsilon\rho\alpha\acute{\iota}\alpha\ 2 \tag{5.44}$$

όπου $n = ceil\left(\dfrac{i}{SF}\right)$ αντιστοιχεί στο n-οστό σύμβολο δεδομένων.

Στη γενική περίπτωση η εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας με βάση τις σχέσεις (5.43) και (5.44) θα δίνεται από τη σχέση

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(m_R)} = \frac{1}{\left|H_{c_l}^{(m_R,1)}\right|^2 + \left|H_{c_l}^{(m_R,2)}\right|^2}\cdot\hat{\mathbf{H}}^{(m_R)}\cdot\mathbf{r}^{(m_R)} \Leftrightarrow$$
$$\tilde{\mathbf{s}}^{(m_R)} = \mathbf{s}^{(m_R)} + \frac{1}{\mu}\cdot E_H^{(m_R)H}\cdot\mathbf{H}^{(m_R)}\cdot\mathbf{s}^{(m_R)} + \mathbf{n}_m \tag{5.45}$$

όπου το δεξιό μέρος της παραπάνω εξίσωσης συγκροτείται από ένα άθροισμα που περιλαμβάνει τον επιθυμητό όρο $\mathbf{s}^{(m_R)}$, έναν όρο παρεμβολής $\frac{1}{\mu}\cdot E_H^{(m_R)H}\cdot\mathbf{H}^{(m_R)}\cdot\mathbf{s}^{(m_R)}$ που προκύπτει λόγω του λάθους εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, καθώς και τον όρο θορύβου $\mathbf{n}_m$. Τα στατιστικά των λαμβανόμενων συμβόλων διασποράς $\tilde{\mathbf{s}}^{(m_R)}$ (decision statistics) αφού πολλαπλασιαστούν με την ερμιτιανή ακολουθία διασποράς εισέρχονται στη βαθμίδα εκτίμησης

του λαμβανόμενου συμβόλου $\hat{\mathbf{s}}$. Η συγκεκριμένη βαθμίδα υλοποιεί εναλλακτικά τις σχέσεις (5.6)-(5.9) προσαρμοσμένες στην περίπτωση της εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας. Σημειώνεται ότι στα MIMO συστήματα το επιθυμητό χαρακτηριστικό του περιβάλλοντος διάδοσης για μεγάλο αριθμό πολυδιαδρομικών συνιστωσών (rich scattering) επιδρά επίσης και στην βαθμίδα εκτίμησης, αφού η απόδοση του ZF τείνει σε αυτήν του MMSE με την αύξηση του πλήθους των κεραιών λήψης. Αυτό συνεπάγεται την μη πρακτική απαίτηση εκτίμησης του σηματοθορυβικού λόγου στον δέκτη. Τα στατιστικά εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας με βάση την τεχνική MMSE θα δίνονται από τη σχέση

$$\tilde{d} = \sum_{i=1}^{SF} \frac{c_i^* \cdot \tilde{s}_i}{\left[\left| H_i^{(m_R,1)} \right|^2 + \left| H_i^{(m_R,2)} \right|^2 \right] \cdot U + \frac{1}{SNR_i}} \tag{5.46}$$

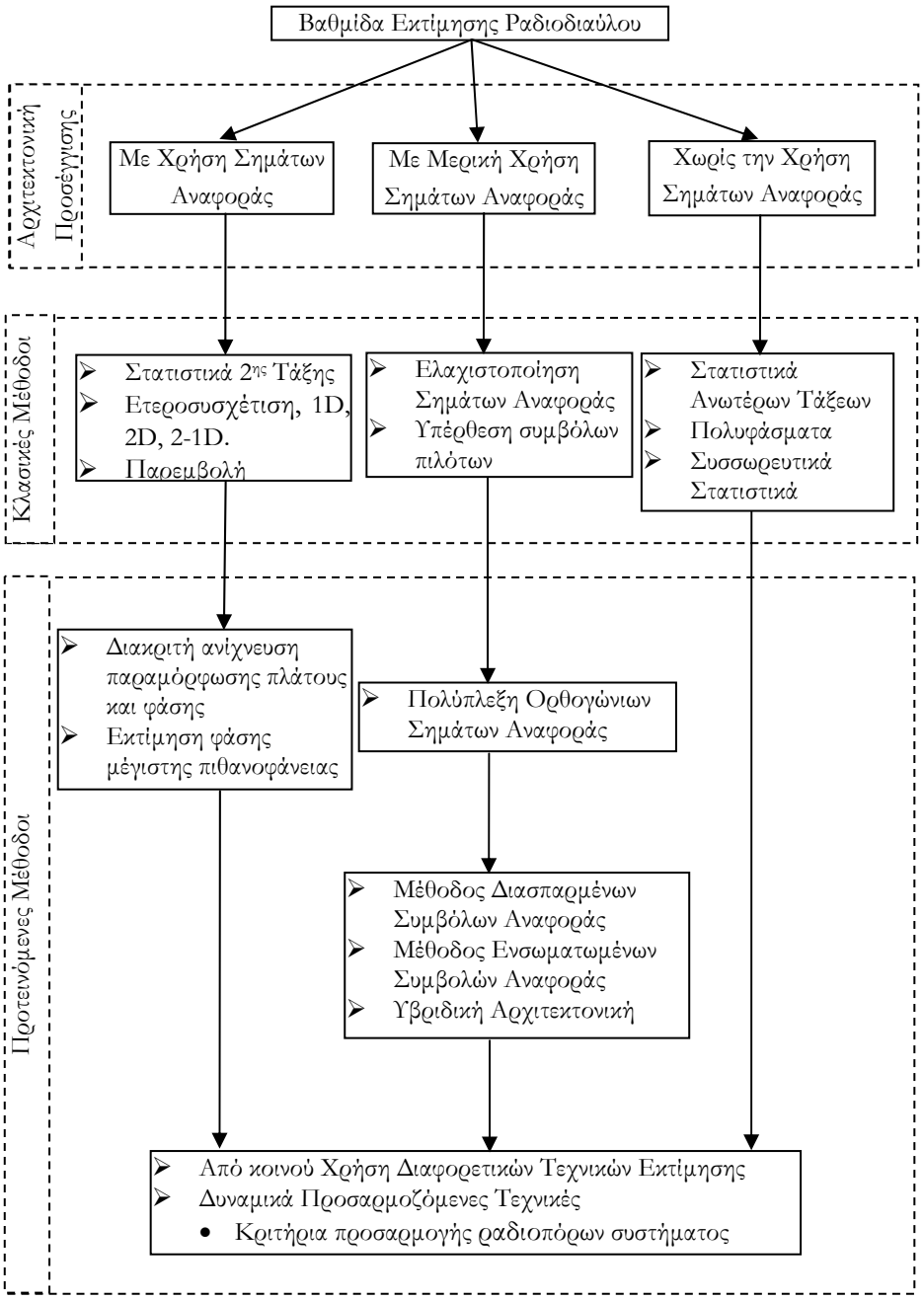
όπου U το πλήθος των ενεργών (εικονικών) χρηστών για κάθε q, $1 \le \mathrm{q} = \frac{\mathrm{N_c}}{\mathrm{SF}} \le \mathrm{Q}$, και SNR_i ο σηματοθορυβικός λόγος σε κάθε υποκανάλι.

5.4. Βαθμίδα Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου

Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου σε συστήματα MIMO MC-CDMA υλοποιείται είτε με ανάλογη προσέγγιση αυτής των MIMO OFDM συστημάτων (του 4ου κεφαλαίου) όπου γίνεται χρήση διακριτών συμβόλων αναφοράς (πιλότων), είτε με την υπέρθεση συμβόλων – πιλότων στο πεδίο του κώδικα. Η τελευταία περίπτωση δίνει τη δυνατότητα απευθείας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με ρυθμό OFDM συμβόλου και παράλληλα μπορεί να γίνει δυναμική ανάθεση αυτών ανάλογα με τις απαιτήσεις μετάδοσης και τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης. Πλέον των ανωτέρω, και με βάση τα χαρακτηριστικά στατικότητας του ραδιοδιαύλου, υλοποιούνται επίσης 'τυφλές' τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με χρήση στατιστικών ανωτέρων τάξεων ή κυκλοστατικών ιδιοτήτων. Οι τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου συνοψίζονται στο σχήμα 5.14 όπου επίσης σκιαγραφούνται οι προτεινόμενες μέθοδοι για MIMO MC-CDMA συστήματα στα πλαίσια της παρούσας διατριβής.

5.5. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με χρήση Σημάτων Αναφοράς

Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου σε ένα σύστημα MIMO MC-CDMA μπορεί να υλοποιηθεί με τη δέσμευση μεμονωμένων υποκαναλιών σε επιλεγμένες θέσεις του πλαισίου μετάδοσης και την τοποθέτηση συμβόλων πιλότων. Οι εν λόγω θέσεις δεν χρησιμοποιούνται για την μετάδοση διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας και η επιλογή τους γίνεται με βάση το θεώρημα δειγματοληψίας Nyquist στο χρόνο και στη συχνότητα. Επιπλέον, η διαμόρφωση των συμβόλων πιλότων μπορεί να ακολουθεί αυτή των συμβόλων πληροφορίας ή να είναι σταθερή, όπως π.χ. BPSK.



Σχήμα 5.14: Σύνοψη γενικών μεθόδων και προτεινόμενων τεχνικών εκτίμησης ραδιοδιαύλου σε συστήματα MIMO MC-CDMA.

Με δεδομένο ότι όλη η προσέγγιση ακολουθεί μια αρχιτεκτονική ανοιχτού βρόγχου (open-loop system), η πληροφορία της κατάστασης του ραδιοδιαύλου (Channel State Information, CSI) εξάγεται και αξιοποιείται εξ' ολοκλήρου στον δέκτη σε δυο διακριτά βήματα. Σημειώνεται ότι με δεδομένο την μη γνώση του ραδιοδιαύλου στον πομπό (no Tx-CSI) τα σύμβολα εκπέμπονται με ίδια ισχύ από τις κεραίες. Επίσης, για την περίπτωση της κάτω ζεύξης οι πιλότοι είναι κοινοί για όλους τους χρήστες. Κατ' αναλογία με την προσέγγιση του προηγούμενου κεφαλαίου, το πρώτο βήμα στη διαδικασία εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, για

καθένα από τα υποκανάλια του πλαισίου μετάδοσης αποτελεί η πλήρης εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις των πιλότων μέσω της MMSE προσέγγισης. Η αρχική εκτίμηση βασίζεται στην ορθογώνια (χωρο-συχνοτική) διαφορική εκπομπή από τις δυο κεραίες σύμφωνα με την κωδικοποίηση τύπου Alamouti. Συνεπώς θα είναι

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_{LS}} \cdot \left(\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_{LS}} + \sigma_n^2 \cdot \left(\mathbf{p} \cdot \mathbf{p}^H \right)^{-1} \right)^{-1} \cdot \left(\frac{1}{\alpha} \cdot \mathbf{p}_m^H \cdot \mathbf{r} \right) \tag{5.47}$$

όπου $\alpha = |p_i|^2 + |p_{i+1}|^2$, και με p_i, p_{i+1} εκφράζονται δυο γειτονικά σύμβολα-πιλότοι κωδικοποιημένοι σε λογική SFBC. Επίσης, το διάνυσμα $\mathbf{p}$ εκφράζει το διάνυσμα των συμβόλων πιλότων και ο πίνακας $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_{LS}}$ περιγράφει τον πίνακα αυτοσυσχέτισης, ο οποίος υπολογίζεται με βάση τη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων (Least Squares, LS) [60]. Η ισχύς θορύβου σ_n^2 καθορίζεται μέσω της επιτήρησης του μεσαίου υποκαναλιού, το οποίο δεν μεταφέρει πληροφορία για λόγους DC offset (direct up/down conversion). Η παραπάνω διαδικασία υλοποιείται τόσο σε επίπεδο preamble OFDM συμβόλου, όσο και σε επίπεδο συμβόλων πιλότων εντός του πλαισίου μετάδοσης.

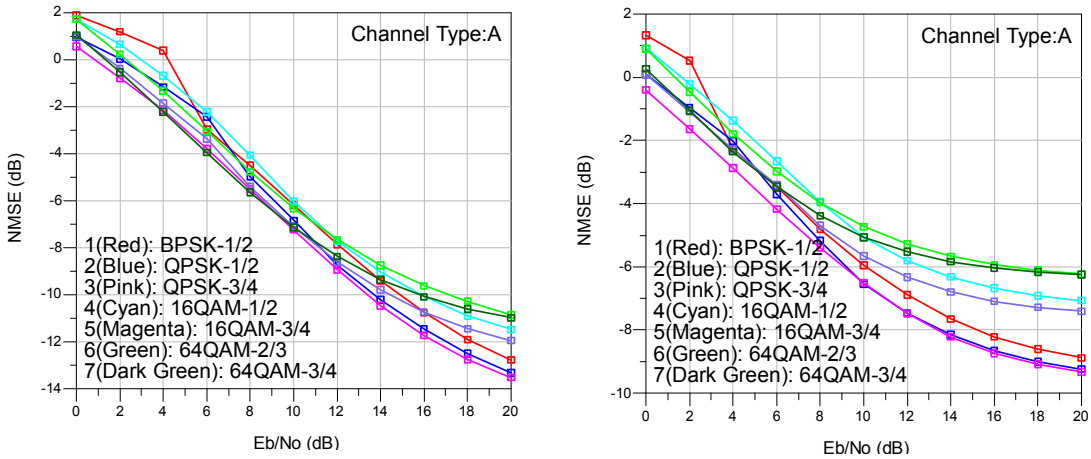
Το δεύτερο βήμα της διαδικασίας είναι η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στις θέσεις του πλαισίου μετάδοσης που χρησιμοποιούνται για την μεταφορά πληροφορίας. Με κριτήριο την βελτιστοποίηση των υπολογιστικών απαιτήσεων και της επίδοσης του συστήματος, οι πιλότοι χρησιμοποιούνται μόνο για την εκτίμηση της παραμόρφωσης φάσης αφού στη χρονική διάρκεια ενός πλαισίου μπορεί να θεωρηθεί με μεγάλη ασφάλεια ότι πρακτικά μόνο μεταβολή της φάσης υφίσταται σε σχέση με την πλήρη (πλάτος και φάση) εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στην αρχή του πλαισίου. Συνεπώς, κατά τη διάρκεια ενός πλαισίου πραγματοποιείται μόνο εκτίμηση φάσης για κάθε OFDM σύμβολο και χρησιμοποιείται για την διόρθωση της αρχικής εκτίμησης του προοιμίου OFDM συμβόλου. Η εκτίμηση της παραμόρφωσης φάσης στις θέσεις των συμβόλων πιλότων υπολογίζεται με βάση το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας σύμφωνα με την σχέση 4.55. Η εκτίμηση $\hat{\theta}_c$ χρησιμοποιείται στη συνέχεια για την διόρθωση της εκτιμηθείσας φάσης που έχει προκύψει κατά την πλήρη αρχική εκτίμηση σε καθένα από τα υποκανάλια του preamble OFDM συμβόλου.

5.5.1. Αξιολόγηση Επίδοσης Ραδιοδιαύλου με χρήση Διακριτών Ορθογώνιων Σημάτων Αναφοράς

Η αξιολόγηση του ανωτέρω προτεινόμενου σχήματος εκτίμησης ραδιοδιαύλου γίνεται σε συστήματα MIMO MC-CDMA 2×1 και 2×2 επιτυγχάνοντας ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων, για την περίπτωση πλήρους φορτίου, των $6{,}9Mbps$ για BPSK-1/2 (rate 1), των $13{,}8Mbps$ για QPSK-1/2 (rate 2), των $20{,}7Mbps$ για QPSK-3/4 (rate 3), των $27{,}7Mbps$ για 16QAM-1/2 (rate 4), των $41{,}5Mbps$ για 16QAM-3/4 (rate 5), των $55{,}3Mbps$ για 64QAM-2/3 (rate 6), και των $62{,}2Mbps$ για 64QAM-3/4 (rate 7). Επίσης, στη σχέση 4.55 θέτουμε $N_p = 8$, ενώ χρησιμοποιείται μικρό σχήμα IFFT/FFT με 256 σημεία και κυκλικό

πρόθεμα $CP = 1/4$. Ακόμη, στα πλαίσια της παρούσας προσομοίωσης ορίζεται $SF = 16$ με $N_a = 192$ ενεργά υποκανάλια μετάδοσης πληροφορίας, ενώ το κάθε πλαίσιο μεταφέρει 2400 bits πληροφορίας. Η φέρουσα συχνότητα είναι $f_c = 5,2GHz$, ενώ το εύρος ζώνης λειτουργίας είναι $B = 20MHz$.

Η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου βασίζεται στο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (Mean Square Error, MSE). Συγκεκριμένα, τα αποτελέσματα του σχήματος 5.15 αφορούν την λειτουργία του συστήματος σε τυπικό αστικό περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας (type A, IEEE802.16e, 3GPP/SCM). Επιπλέον, δίνοντας ιδιαίτερη έμφαση στην καλύτερη δυνατή αξιολόγηση της επίδοσης, λήφθηκαν υπόψη κοινές ατέλειες του συστήματος καθιστώντας αξιόπιστη την απεικονιζόμενη επίδοση του εκτιμητή, επιτρέποντας επίσης την διερεύνηση της ευαισθησίας και των απαιτήσεων της υπό εξέταση αρχιτεκτονικής. Χαρακτηριστικά, στα διαγράμματα του σχήματος 5.15, ο εκτιμητής του ραδιοδιαύλου λειτουργεί υπό I/Q ανισοσταθμία της προς τα πάνω βαθμίδας μετατόπισης του σήματος κατά $3dB$ και $4dB$ αντίστοιχα παρουσιάζοντας αξιόλογες επιδόσεις. Ο εκτιμητής παρουσιάζει παρόμοια βελτίωση με την αύξηση του E_b / N_o για όλους τους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων που δοκιμάστηκαν με την I/Q ανισοσταθμία να προκαλεί ένα κάτω όριο σφάλματος (error floor) με την αύξηση του E_b / N_o.

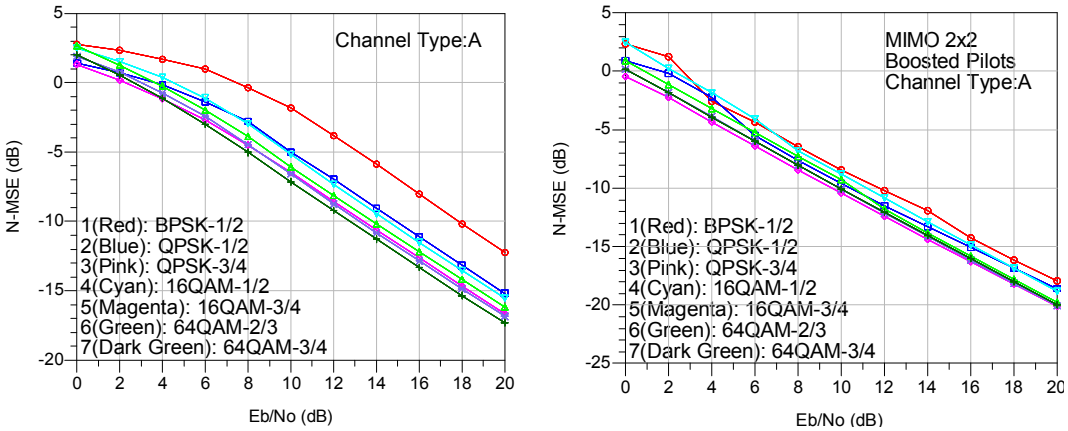


(α) (β)

Σχήμα 5.15: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (NMSE) της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου του συστήματος MIMO MC-CDMA με I/Q ατέλειες (α) $3dB$ και (β) $4dB$

Για λόγους σύγκρισης, στο σχήμα 5.16 απεικονίζεται τόσο η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου χωρίς τις διάφορες κατασκευαστικές ατέλειες, όσο και η βελτίωση αυτής για την περίπτωση όπου οι πιλότοι χαρακτηρίζονται από διπλάσια ισχύ. Γίνεται εμφανές ότι η επίδοση του εκτιμητή για όλες τις διαμορφώσεις είναι σχεδόν γραμμική με την μεταβολή του E_b / N_o, κάτι που υποδηλώνει την ικανότητα της προτεινόμενης βαθμίδας για πλήρη ανάκτηση του ραδιοδιαύλου. Επίσης, στο σχήμα 5.17 απεικονίζεται η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης τα οποία χαρακτηρίζονται από

αυξανόμενες τιμές κινητικότητας (Ch.A: $3Km/h$, Ch.H: $10Km/h$, Ch.E: $10Km/h$, Ch.G: $20Km/h$, Ch.F: $30Km/h$, Ch.C: $60Km/h$, Ch.I: $80Km/h$, Ch.J: $100Km/h$). Από τα διαγράμματα αυτά προκύπτει ότι η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου έχει ομοιόμορφη απόκριση ανεξάρτητα από το σχήμα MCS που έχει επιλεγεί και μπορεί να ανισταθμίσει επαρκώς την επίδραση ραδιοδιαύλων μέτριας κινητικότητας.



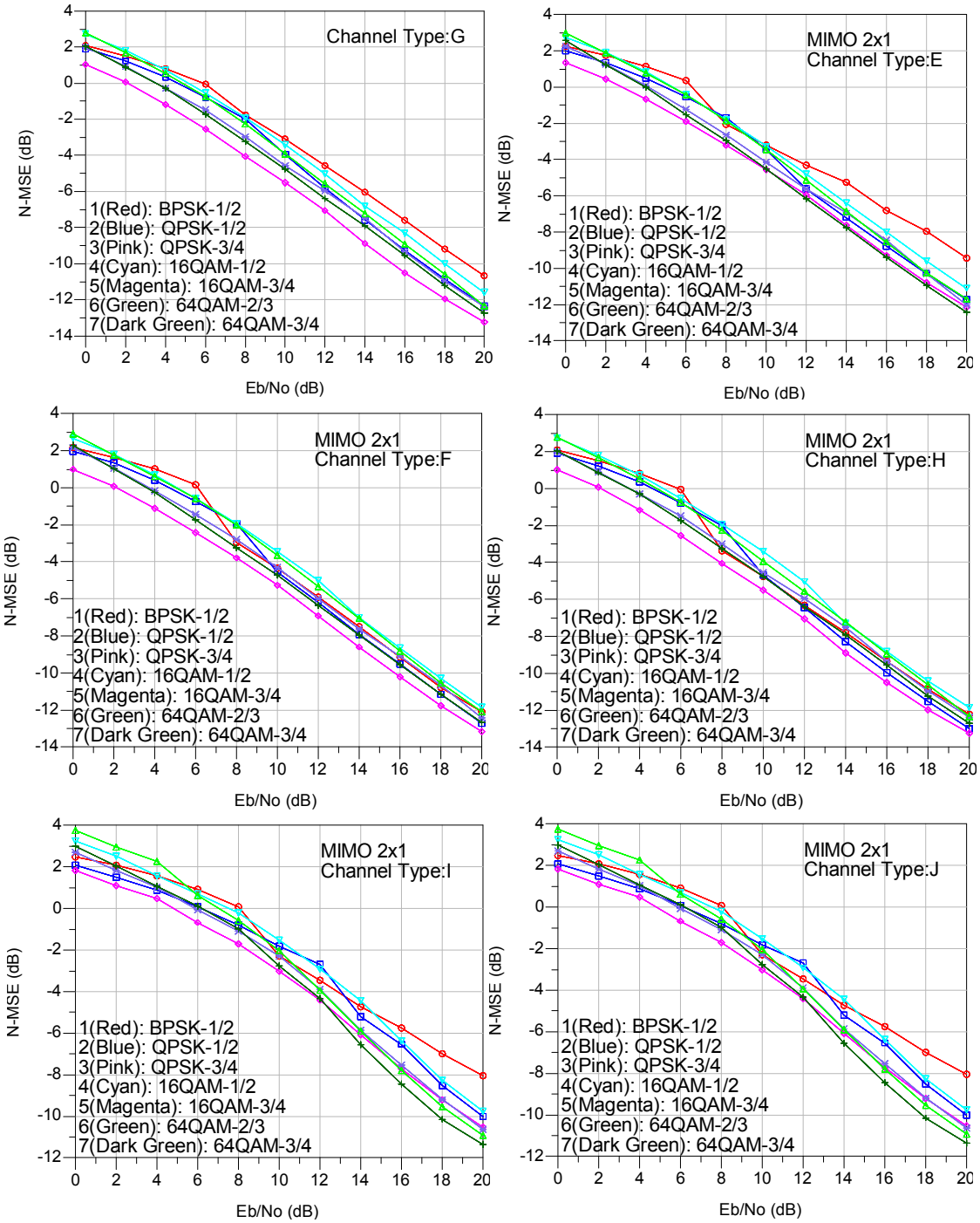
Σχήμα 5.16: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (NMSE) της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ενός συστήματος MIMO MC-CDMA με ισχύ πιλότων ίση με αυτή των συμβόλων πληροφορίας, καθώς και με διπλάσια ισχύ.

5.5.2. Αξιολόγηση Συστήματος MIMO MC-CDMA με χρήση Διακριτών Ορθογώνιων Σημάτων Αναφοράς

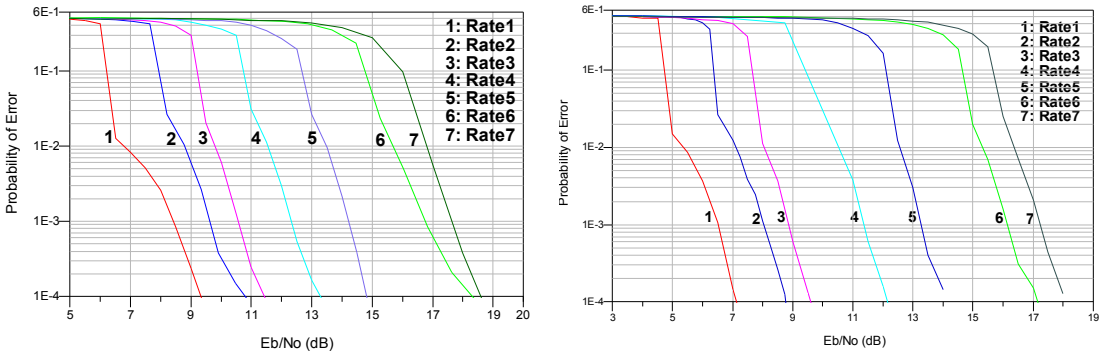
Η συνολική επίδοση του συστήματος MIMO MC-CDMA με βάση την λειτουργία της ανωτέρω βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου παρουσιάζεται μέσω των γραφημάτων του ρυθμού σφαλμάτων (BER) συναρτήσει του λόγου E_b/N_o. Σημειώνεται ότι ανεξαρτήτως του πλήθους των κεραιών εκπομπής, η ισχύς παραμένει σταθερή και ίδια για όλες τις κεραίες μιας και το σύστημα είναι ανοιχτού βρόχου χωρίς γνώση του ραδιοδιαύλου στην πλευρά του πομπού. Συγκεκριμένα, στο σχήμα 5.18 απεικονίζεται η πιθανότητα λάθους σε 2×1 MC-CDMA σύστημα με SFBC για την περίπτωση τυπικού αστικού περιβάλλοντος διάδοσης με χαμηλή κινητικότητα (channel model: IEEE802.16e, type A, 3Km/h) για διάφορες διαμορφώσεις και κωδικοποιήσεις (MCSs). Στην περίπτωση αυτή τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται ως πιλότοι έχουν την ίδια ισχύ με τα σύμβολα πληροφορίας. Για $P_e=10^{-4}$, μια αύξηση μικρότερη από $10dB$ απαιτείται για την μετάβαση από τον μικρότερο (BPSK-1/2) στον μεγαλύτερο (64QAM-3/4) ρυθμό μετάδοσης συμβόλων. Στο σχήμα 5.18β απεικονίζεται η επίδοση του συστήματος με διπλασιασμένη την ισχύ των συμβόλων – πιλότων.

Στο σχήμα 5.19 παρουσιάζεται η επίδοση του συστήματος 2×2 MC-CDMA με SFBC κωδικοποίηση στο ίδιο περιβάλλον διάδοσης με αυτό του σχήματος 5.18. Τα εν λόγω αποτελέσματα για το σύστημα 2×2 συγκρίνονται επίσης για την περίπτωση της ιδανικής γνώσης του ραδιοδιαύλου στην πλευρά του δέκτη. Χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων $6{,}9Mbps$ απαιτείται $E_b/N_o=7{,}45dB$ για την επίτευξη $P_e=10^{-4}$, ενώ

για απαίτηση μετάδοσης της τάξης των $55,3Mbps$ απαιτείται μια αύξηση του λόγου E_b / N_o κατά $10dB$ περίπου. Επιπλέον, στο σχήμα 5.20 παρουσιάζεται η επίδοση του συστήματος για τέσσερις κεραίες λήψης και για ποικίλα σενάρια ισχύος πιλότων αναδεικνύοντας την κρισιμότητα της βαθμίδας εκτίμησης στη συνολική λειτουργία του συστήματος.

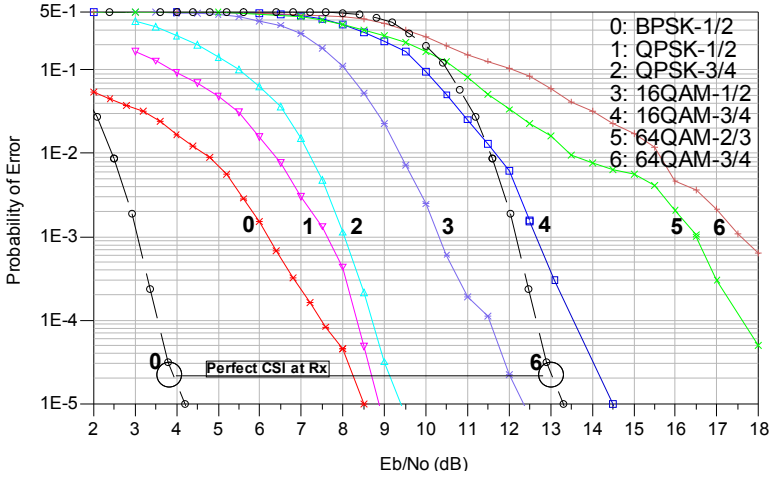


Σχήμα 5.17: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (NMSE) της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ενός συστήματος MIMO MC-CDMA για ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης και κινητικότητας του δέκτη.

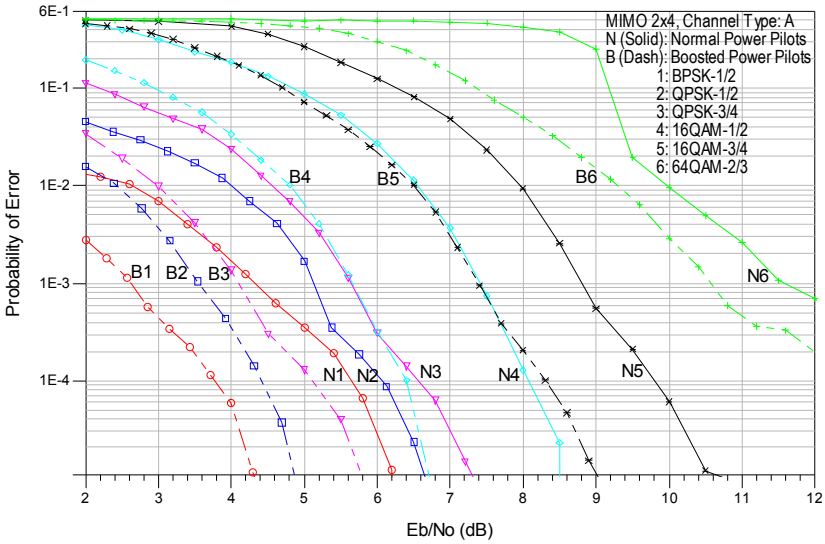


(α) (β)

Σχήμα 5.18: Επίδοση συστήματος 2×1 MC-CDMA με χρήση συμβόλων-πιλότων, οι οποίοι χαρακτηρίζονται από ισχύ (α) ίση με αυτή των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας, και (β) διπλάσια ισχύ σε σχέση με αυτή των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας.

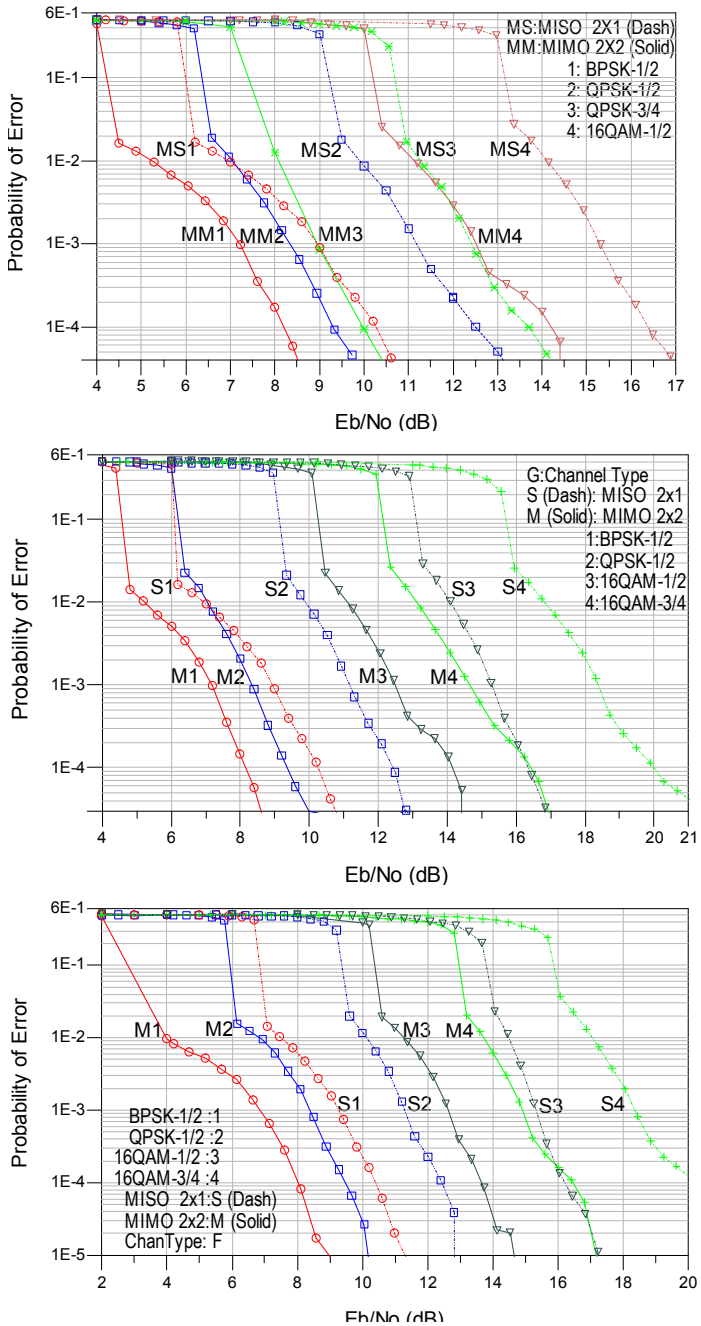


Σχήμα 5.19: Επίδοση συστήματος 2×2 MC-CDMA με κωδικοποίηση SFBC και σύγκριση με την περίπτωση της τέλειας γνώσης του ραδιοδιαύλου στο άκρο του δέκτη.



Σχήμα 5.20: Επίδοση συστήματος 2×4 MC-CDMA για ποικίλα σενάρια ισχύος πιλότων.

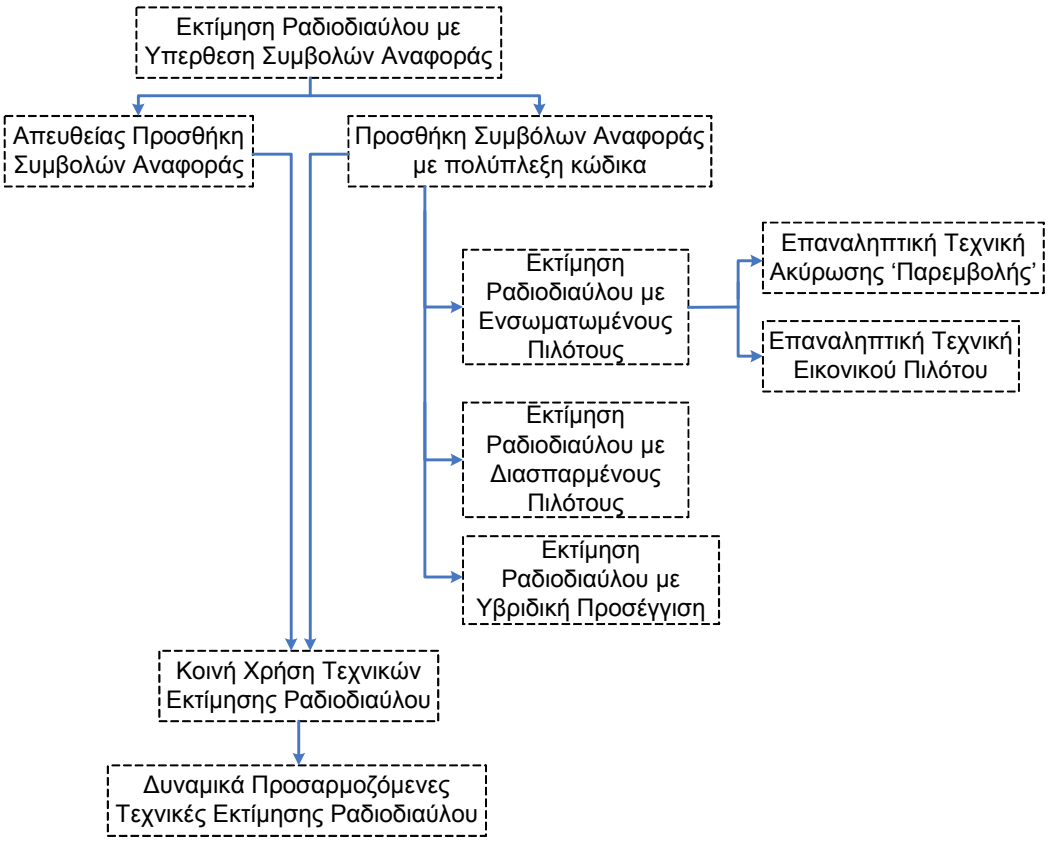
Η επίδοση του συστήματος αξιολογείται επίσης και σε διαφορετικά περιβάλλοντα διάδοσης. Χαρακτηριστικά, στο σχήμα 5.21 απεικονίζεται η επίδοση του συστήματος τόσο για 2×1, όσο και για 2×2 σε αστικά και ημιαστικά περιβάλλοντα διάδοσης με χαμηλές και μέτριες συνθήκες κινητικότητας του δέκτη (Ch.H: $10km/h$, Ch.G: $20km/h$, Ch.F: $30km/h$). Σημειώνεται, ότι για μεγαλύτερα σχήματα διαμόρφωσης (π.χ. 64QAM) το σύστημα παρουσιάζει μη αποδεκτή λειτουργία σε περιβάλλοντα διάδοσης με μικρές τιμές χρόνου και εύρους ζώνης συνοχής.



Σχήμα 5.21: Επίδοση συστήματος 2×1 και 2×2 SFBC MIMO MC-CDMA σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης και κινητικότητας.

5.6. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με Υπέρθεση Συμβόλων Αναφοράς

Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, πλέον των κλασικών προσεγγίσεων χρήσης συμβόλων αναφοράς σε επιλεγμένες θέσεις, μπορεί να υλοποιηθεί με βάση την λογική της υπέρθεσης των συμβόλων αναφοράς σε αυτά της πληροφορίας (Superimposed Pilot Channel Estimation) [62]. Εξειδικεύοντας τις προτεινόμενες τεχνικές του σχήματος 5.14, η γενική αρχιτεκτονική της υπέρθεσης των πιλότων διακρίνεται στην απευθείας υπέρθεση των πιλότων στα σύμβολα πληροφορίας, καθώς και στην πολύπλεξη αυτών σε επίπεδο κώδικα. Η συγκεκριμένη κατηγοριοποίηση των προτεινόμενων μεθόδων παρουσιάζεται στο σχήμα 5.22 όπου γίνεται επίσης κατηγοριοποίηση των ποικίλων εναλλακτικών περιπτώσεων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με χρήση διασπαρμένων συμβόλων αναφοράς.



Σχήμα 5.22: Κατηγοριοποίηση των τεχνικών εκτίμησης ραδιοδιαύλου με υπέρθεση των συμβόλων αναφοράς

5.7. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με Απευθείας Προσθήκη Συμβόλων Αναφοράς στα Σύμβολα Πληροφορίας

Για την βέλτιστη αξιοποίηση των πόρων ενός ασύρματου συστήματος έχουν αναπτυχθεί εναλλακτικές τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, οι οποίες χαρακτηρίζονται από μικρή υπολογιστική πολυπλοκότητα και μικρή σχετικά χρήση πόρων. Μια τέτοια προσέγγιση αποτελεί η απευθείας προσθήκη των πιλότων στα σύμβολα πληροφορίας (Added Pilot

Channel Estimation) με μεταβλητή τιμή ισχύος. Η συγκεκριμένη τεχνική θεωρείται ότι ανήκει στην κατηγορία των μερικώς τυφλών αρχιτεκτονικών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου μιας και δεν χρησιμοποιεί επιπλέον εύρος ζώνης [53]. Συγκρινόμενη με τις τυφλές τεχνικές εκτίμησης, η οποίες απαιτούν μεγάλη συσσώρευση δεδομένων για την εξαγωγή των απαιτούμενων στατιστικών στοιχείων, πετυχαίνει καλύτερα αποτελέσματα, ιδιαίτερα για περιβάλλοντα διάδοσης με χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά. Το μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι η υποβάθμιση της ποιότητας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου λόγω της παρουσίας των συμβόλων πληροφορίας τα οποία 'αντιμετωπίζονται' από τον αλγόριθμο εκτίμησης ως (λευκός) θόρυβος. Γενικά, καθίσταται προφανές ότι στη συγκεκριμένη προσέγγιση γίνεται ένας συμβιβασμός μεταξύ της επίτευξης μεγάλης ακρίβειας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και της μέγιστης διαμετακομιστικής ικανότητας του συστήματος έχοντας ως δεδομένο την σταθερή ισχύ εκπομπής του συστήματος. Η επίτευξη ακριβούς γνώσης του ραδιοδιαύλου απαιτεί την χρήση περισσοτέρων πόρων του συστήματος (ισχύος, χρόνου, συχνότητας, κώδικα) αφήνοντας μικρότερο ποσοστό για την μετάδοση της πληροφορίας. Αντίθετα, εάν υπερβολικά μικρό ποσοστό χρησιμοποιείται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, τότε η προκαλούμενη αντιστάθμιση θα οδηγεί στην ύπαρξη πολλών λαθών εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας οδηγώντας τελικά σε μη αποδοτική ζεύξη [55].

Τα σύμβολα αναφοράς είναι εκ των προτέρων γνωστά τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη και μπορεί είτε να είναι προκαθορισμένα, είτε να επιλέγονται με έναν ψευδοτυχαίο τρόπο από ένα σύνολο πιθανών συμβόλων (Finite Alphabet, FA). Το φίλτρο τύπου 2D Wiener στο δέκτη και στα πλαίσια της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, χειρίζεται τα σύμβολα πληροφορίας ως 'θόρυβο' και παράγει ως αποτέλεσμα μια αρχική εκτίμηση αυτού. Στη συνέχεια, και με βάση την αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου γίνεται η εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας. Με την επιπλέον γνώση των συμβόλων πληροφορίας, επαναλαμβάνεται ο βρόχος εκτίμησης ραδιοδιαύλου-συμβόλου, με βελτιωμένη όμως κάθε φορά την ακρίβεια εκτίμησης. Ο ενδογενής θόρυβος λόγω της κοινής παρουσίας συμβόλων αναφοράς και πληροφορίας στο ίδιο μέσο, μειώνεται σημαντικά μέσω της επαναληπτικής διαδικασίας.

Συγκεκριμένα, εάν s_d είναι τα επιθυμητά σύμβολα δεδομένων και s_p τα σύμβολα των πιλότων (καθώς και σ_d^2 και σ_p^2 οι μεταβλητότητές τους αντίστοιχα) και θεωρώντας $\sigma_d^2 = \sigma_p^2$ καθώς και κανονικοποιώντας την ισχύ των συμβόλων πληροφορίας στη μονάδα, τότε το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί ως ακολούθως

$$r = H \cdot s + n \Leftrightarrow r = H \cdot \frac{s_d + \varepsilon \cdot s_p}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} + n \tag{5.48}$$

όπου το ποσό της ισχύος που έχει ανατεθεί στους πιλότους είναι ε^2 ενώ $\sigma_s^2 = \dfrac{\sigma_{s_d}^2 + \varepsilon^2 \cdot \sigma_{s_p}^2}{1+\varepsilon^2}$.

Στα πλαίσια της επαναληπτικής διαδικασίας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, η αρχική του εκτίμηση θα δίνεται με βάση την σχέση

$$\widehat{H}_1 = \frac{\sqrt{1+\varepsilon^2}}{\varepsilon} \cdot \frac{r}{s_p} = H + H \cdot \frac{1}{\varepsilon} \cdot \frac{s_d}{s_p} + \frac{\sqrt{1+\varepsilon^2}}{\varepsilon} \cdot \frac{n}{s_p} = H + H \cdot e_1 + n_1' \tag{5.49}$$

Επίσης, θα είναι

$$\sigma_{e_1}^2 = E\left\{\left|\frac{s_d}{\varepsilon \cdot s_p}\right|^2\right\} = \frac{1}{\varepsilon^2} \quad \text{και} \quad \sigma_{n_1'}^2 = \frac{1+\varepsilon^2}{\varepsilon^2} \cdot \frac{\sigma_n^2}{\sigma_p^2} \tag{5.50}$$

Συνεπώς, η εκτίμηση αυτού με βάση την MMSE προσέγγιση, θα δίνεται από τη σχέση

$$\hat{H}_1 = \left\{\left[R_{HH} + \left(\sigma_{e_1}^2 + \sigma_{n_1'}^2\right)\right]^{-1} \cdot r_{HH}\right\}^T \cdot \widehat{H}_1 \tag{5.51}$$

Σημειώνεται ότι στην παραπάνω σχέση οι συντελεστές αυτοσυσχέτισης του ραδιοδιαύλου (R_{HH}) θεωρούνται γνωστοί μέσω της εκτίμησης των στατιστικών μακράς διάρκειας, η οποία αποτελεί ασφαλή εκτίμηση για οιονεί στατικά περιβάλλοντα διάδοσης. Σε μεγάλο αριθμό εργασιών [54][55][61] αναφέρεται χαρακτηριστικά ότι αρκεί και η χρήση στατιστικών πρώτης τάξης για την επαρκή εκτίμηση του ραδιοδιαύλου σύμφωνα με την προσέγγιση των παραπάνω εξισώσεων. Στη συνέχεια, και με δεδομένη την εκτίμηση της σχέσης (5.51), γίνεται εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας. Τα εκτιμημένα σύμβολα πληροφορίας χαρακτηρίζονται ως εικονικά σύμβολα αναφοράς και χρησιμοποιούνται στα πλαίσια της επαναληπτικής διαδικασίας για τη βελτίωση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου. Για την αποδοτική εφαρμογή της εν λόγω τεχνικής σε χρονικά μεταβαλλόμενους ραδιοδιαύλους, έχει υιοθετηθεί η προσέγγιση με βάση το μοντέλο τύπου BEM (Basis Expansion Model). Με βάση την προσέγγιση αυτή, η μοντελοποίηση του χρονικά μεταβαλλόμενου ραδιοδιαύλου υλοποιείται μέσω του μετασχηματισμού ενός χρονικά μεταβαλλόμενου προβλήματος σε ένα χρονικά αμετάβλητο. Η συγκεκριμένη προσέγγιση, σε συνδυασμό με την χρήση της επαναληπτικής τεχνικής, πετυχαίνει αξιόλογα αποτελέσματα και συγκρίσιμα με αυτά όπου ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως οιονεί στατικός [63][66].

5.8. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με χρήση Διασπαρμένων Συμβόλων Αναφοράς

Για την αποδοτική λειτουργία ενός συστήματος MIMO MC-CDMA, τα δεδομένα διασκορπίζονται στα πεδία του χώρου, της συχνότητας και του χρόνου, με σκοπό την μεγιστοποίηση του διαφορικού κέρδους. Με δεδομένο ότι στον πομπό δεν είναι διαθέσιμη πληροφορία για με τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου, η πληροφορία προς εκπομπή διασκορπίζεται εξίσου και στα τρία πεδία.

Οι τεχνικές περιορισμένης χρήσης συμβόλων αναφοράς (semi-blind) αποτελούν αξιόπιστη σχεδιαστική επιλογή καθώς προσφέρουν έναν συμβιβασμό μεταξύ της μηδενικής χρήσης των ραδιοπόρων (blind) και της καλής γνώσης του ραδιοδιαύλου (fully pilot based).

Οι αρχιτεκτονικές μίξης/υπέρθεσης συμβόλων πληροφορίας και πιλότων μπορούν περαιτέρω να ταξινομηθούν σε αυτές όπου

i) γίνεται απλή πρόσθεση της εκπαιδευτικής ακολουθίας επάνω στην ακολουθία των δεδομένων (added pilot channel estimation), σύμφωνα με την προηγούμενη ενότητα,
ii) οι πιλότοι 'απλώνονται'/διασκορπίζονται πριν την προσθήκη τους με ορθογώνιο τρόπο στα σύμβολα πληροφορίας (spread pilot channel estimation), καθώς επίσης και
iii) γίνεται ορθογώνια ενσωμάτωση των πιλότων στα σύμβολα πληροφορίας (embedded pilot channel estimation).

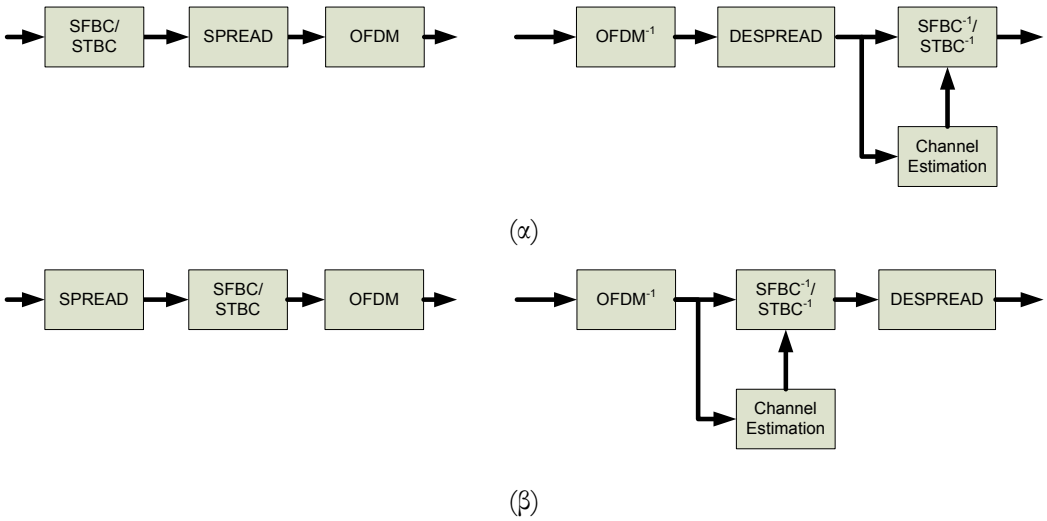
Στην δεύτερη περίπτωση, τα σύμβολα των πιλότων πολυπλέκονται σε επίπεδο κώδικα (code-multiplexing) με τα σύμβολα πληροφορίας και η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βασίζεται στην ικανότητα διάκρισης αυτών στο δέκτη λόγω της ορθογωνικής ιδιότητάς τους (Σχήμα 5.23α). Η συγκεκριμένη τεχνική λειτουργεί αποδοτικά με την θεώρηση ότι ο ραδιοδίαυλος παραμένει αμετάβλητος για όλο το εύρος διασποράς των συμβόλων και κατ' επέκταση η εκτίμηση που παράγεται είναι μια και μοναδική για όλα τα υποκανάλια στα οποία εκτείνεται. Χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι παρόμοιες τεχνικές είναι λειτουργικές σε πραγματικά συστήματα MIMO OFDM για τις άνω ζεύξεις όπου όμως απαιτείται η χρήση είτε μεταπήδησης συχνότητας (Frequency Hopping), είτε διασποράς δυο διαστάσεων (2D spreading), ώστε να εξομαλυνθεί η σχετική υποβάθμιση που προκαλείται από χρονική μεταβολή του ραδιοδιαύλου με ρυθμό μεγαλύτερο από τη σχετική απαίτηση ορθής αποδιασποράς.

Στην περίπτωση της αρχιτεκτονικής ενσωμάτωσης πιλότων στα σύμβολα πληροφορίας, η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου πραγματοποιείται πριν την βαθμίδα αποδιασποράς (despread). Η συγκεκριμένη λογική απεικονίζεται στο Σχήμα 5.23β. Η προσέγγιση αυτή πετυχαίνει εκτίμηση του ραδιοδιαύλου με ρυθμό OFDM συμβόλων, όπως επίσης και σε επίπεδο εύρους υποκαναλιού. Σημειώνεται ότι λόγω της θεώρησης του κάθε κώδικα διασποράς ως εικονικού χρήστη, η εν λόγω προσέγγιση υφίσταται τα μειονεκτήματα της παρεμβολής πολλαπλών χρηστών (Multi User Interference, MUI). Η ελαχιστοποίηση αυτού επιτυγχάνεται με τη χρήση επαναληπτικών τεχνικών μείωσης της επίδρασης των συμβόλων πληροφορίας στα σύμβολα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και το αντίστροφο. Στην βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, τα σύμβολα πληροφορίας χαρακτηρίζονται είτε ως παρεμβολή και συνεπώς αφαιρούνται (interference cancellation), είτε ως εικονικά σύμβολα εκτίμησης (virtual pilots) και συνεπώς όσα έχουν υψηλή πιθανότητα σωστής εκτίμησης χρησιμοποιούνται ως επιπλέον σύμβολα πιλότοι.

Ο κύριος στόχος της παρούσας προσέγγισης είναι η ανάπτυξη μιας γενικής δομής εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για συστήματα MIMO MC-CDMA με βελτιστοποιημένη χρήση των πόρων του συστήματος σε επίπεδο απαιτήσεων προσδιορισμού του ραδιοδιαύλου, καθώς επίσης και ικανότητας δυναμικής προσαρμογής σε επίπεδο πλαισίου μετάδοσης σύμφωνα με τις επικρατούσες συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης και των απαιτήσεων ρυθμού μεταφοράς πληροφορίας.

Τα σύμβολα πληροφορίας και εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ενός χρήστη μεταδίδονται μέσω πολλών κωδικών διασποράς, καθένας από τους οποίους χαρακτηρίζεται ως ένα επίπεδο (layer)

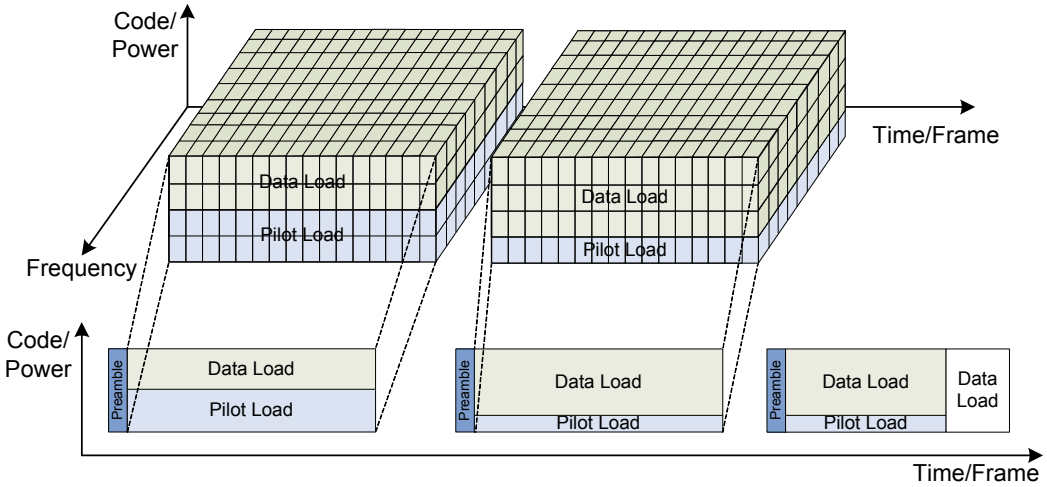
ή ισοδύναμα ως ένας εικονικός χρήστης (virtual user). Κατά συνέπεια, η συγκεκριμένη προσέγγιση αποτελεί μια γενίκευση της περίπτωσης όπου ο κάθε κώδικας ανατίθεται σε διαφορετικό φυσικό χρήστη. Για συστήματα MIMO MC-CDMA, το συγκεκριμένο μοντέλο περιγράφει είτε την κάτω ζεύξη πολλών χρηστών (MU), είτε την περίπτωση απλού χρήστη (SU) τόσο στην κάτω, όσο και στην άνω ζεύξη όπου περισσότεροι του ενός κώδικες έχουν ανατεθεί στον ένα και μόνο φυσικό χρήστη. Ο ρυθμός μετάδοσης είναι ανάλογος του πλήθους των κωδικών που έχουν ανατεθεί στον συγκεκριμένο χρήστη.



Σχήμα 5.23: Γενικό διάγραμμα αρχιτεκτονικής πομποδέκτη με εκτίμηση ραδιοδιαύλου βασιζόμενη σε τεχνικές (α) διασποράς πιλότων και (β) ενσωμάτωσης πιλότων.

Η ικανότητα αυτή του συστήματος για μεταβλητό ρυθμό μετάδοσης προσφέρει ευελιξία τόσο ως προς την ικανότητα 'φόρτωσης' του συστήματος, όσο και ως προς τη δυναμική ποσόστωση των διαθέσιμων κωδικών για μεταφορά συμβόλων πληροφορίας και συμβόλων αναφοράς. Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό μπορεί να προσαρμόζεται με ρυθμό πλαισίου ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης, ενώ η μεταβολή μπορεί να γίνεται είτε με μια αρχιτεκτονική ανοιχτού βρόχου ακολουθώντας έναν προκαθορισμένο τρόπο, ή σύμφωνα με την μεταβλητότητα της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου όταν υπάρχει η δυνατότητα (μερικής) γνώσης του ραδιοδιαύλου στον πομπό (λογική κλειστού βρόχου). Η προκύπτουσα δυναμική δομή του πλαισίου απεικονίζεται στο σχήμα 5.24 όπου το κάθε πλαίσιο αποτελείται από: i) ένα προαιρετικό OFDM σύμβολο ως preamble, ii) το τμήμα όπου τα σύμβολα πληροφορίας και αναφοράς έχουν πολυπλεχθεί σε επίπεδο κώδικα, και iii) το τμήμα όπου μόνο σύμβολα πληροφορίας μεταφέρονται και η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου γίνεται είτε με τυφλές μεθόδους, είτε με εκτιμήσεις βασισμένες σε προηγούμενες αποφάσεις (decision directed estimation). Γενικά, το ποσοστό του πλαισίου μεταξύ του τμήματος υπέρθεσης και του τυφλού τμήματος ποικίλει ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης. Επίσης, σημειώνεται ότι στην παρούσα προσέγγιση το ποσοστό των διαθέσιμων κωδικών που χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου μεταβάλλεται δυναμικά, ενώ η ισχύς που αντιστοιχεί σε καθένα από τα διασπαρμένα σύμβολα θεωρείται σταθερή.

Παρόλο που τα προτεινόμενα σχήματα ('spread' ή 'embedded') αξιοποίησης των κωδικοποιημένων συμβόλων αναφοράς είναι ισοδύναμα, για την περίπτωση της από κοινού χρήσης και των δυο τεχνικών, αυτό της ενσωματωμένης αρχιτεκτονικής θεωρείται ως το πρωτεύον. Αυτό γιατί, η απαίτηση στατικότητας του ραδιοδιαύλου ελαχιστοποιείται στο επίπεδο των δύο γειτονικών υποκαναλιών και όχι όλων των υποκαναλιών στα οποία τα σύμβολα (αναφοράς και πληροφορίας) έχουν διασπαρθεί.



Σχήμα 5.24: Δομή δυναμικά προσαρμοζόμενου πλαισίου συστήματος MIMO MC-CDMA με πολύπλεξη συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς.

Θεωρώντας ότι τα διασπαρμένα σύμβολα αναφοράς και πληροφορίας είναι ανεξάρτητα, η συνολική ισχύς μετάδοσης (σ_t^2) είναι το άθροισμα της ισχύος που έχει ανατεθεί στους πιλότους (σ_p^2) και αυτής των συμβόλων πληροφορίας (σ_d^2). Παρόλη την μη φασματική απώλεια λόγω των πιλότων, ο αριθμός των ακολουθιών διασποράς που έχει ανατεθεί σε αυτούς παράγει απώλεια ισχύος $P_L = 10 \cdot \log(N_d / (N_d + N_p))$, όπου N_d και N_p δηλώνουν το πλήθος των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας και πιλότων αντίστοιχα. Συνεπώς, ο ενεργός (effective) σηματοθορυβικός λόγος εκπομπής γ_e, και κατ' επέκταση ο ρυθμός σφαλμάτων BER επηρεάζονται. Εάν ο σηματοθορυβικός λόγος εκπομπής είναι $\gamma = \sigma_t^2 / \sigma_n^2$ (σ_n^2: μεταβλητότητα θορύβου) και ο λόγος ισχύος πιλότων προς συνολική ισχύ είναι $\rho = \sigma_p^2 / \sigma_t^2$, τότε ο γ_e θα δίνεται ως ακολούθως

$$\gamma_e = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2 + \sigma_p^2} = \frac{\sigma_t^2 - \sigma_p^2}{\sigma_n^2 + \sigma_p^2} = \frac{\gamma \cdot \sigma_n^2 - \rho \cdot \sigma_t^2}{\sigma_n^2 + \rho \cdot \sigma_t^2} = \frac{(1-\rho) \cdot \gamma}{1 + \rho \cdot \gamma} \tag{5.52}$$

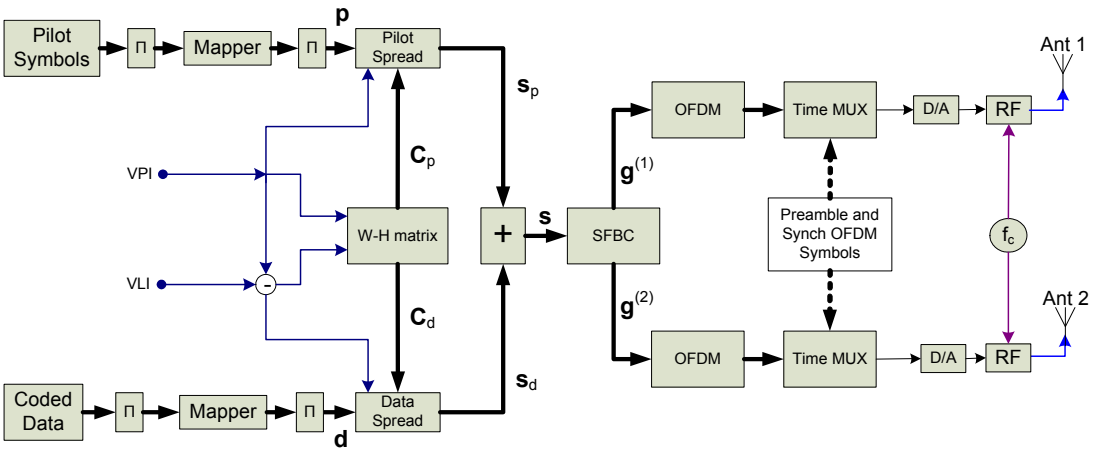
5.8.1. Διάταξη Εκπομπής Συστήματος MIMO MC-CDMA με χρήση Ενσωματωμένων Ακολουθιών Διασποράς Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου

Μια δυαδική ακολουθία δεδομένων b_k, $1 \le k \le K$ των K bits αρχικά διέρχεται από την βαθμίδα τυχαιοποίησης και κωδικοποίησης μέσω διαδοχικής χρήσης των βαθμίδων Reed-Solomon και συνέλιξης, καθώς και αυτών της προσαρμογής ρυθμού και διεμπλοκής. Η κωδικοποιημένη ακολουθία bits υφίσταται ψηφιακή διαμόρφωση με βάση προκαθορισμένα σχήματα σηματαστερισμού παράγοντας σύμβολα $d_m, 1 \le m \le M$ με $E\left\{\left|d_m\right|^2\right\} = 1$. Στη συνέχεια, τα σύμβολα που απαρτίζουν ένα OFDM σύμβολο διεμπλέκονται και υφίστανται διασπορά στο πεδίο της συχνότητας με χρήση μοναδικού W-H διανύσματος διασποράς $\mathbf{c}_m \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$ (όπου SF ο παράγοντας διασποράς). M σύμβολα ομαδοποιούνται και συγκροτούν το διάνυσμα συμβόλων πληροφορίας $\mathbf{d} = \begin{bmatrix} d_1 & d_2 & \dots & d_M \end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ το οποίο 'απλώνεται' με την χρήση των ακολουθιών W-H οι οποίες συνθέτουν τον πίνακα διασποράς $\mathbf{C}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{d,1} & \mathbf{c}_{d,2} & \dots & \mathbf{c}_{d,M} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{SF\times M}$ παράγοντας το διασπαρμένο διάνυσμα συμβόλων πληροφορίας $\mathbf{s}_d = \mathbf{C}_d \cdot \mathbf{d} \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$. Κατά παρόμοιο τρόπο, VPI σύμβολα αναφοράς-πιλότοι ομαδοποιούνται στο διάνυσμα $\mathbf{p} = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & \dots & p_{VPI} \end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{VPI\times 1}$ το οποίο 'απλώνεται' από μία ομάδα ακολουθιών διασποράς $\mathbf{C}_p \in \mathbb{C}^{SF\times VPI}$ παράγοντας το διασπαρμένο διάνυσμα συμβόλων – πιλότων $\mathbf{s}_p = \mathbf{C}_p \cdot \mathbf{p} \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$. Το σύνθετο διάνυσμα διασπαρμένων συμβόλων $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{SF\times 1}$ θα δίνεται από την σχέση

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \cdots & s_{SF} \end{bmatrix}^T = \mathbf{s}_d + \mathbf{s}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_d & \mathbf{C}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d} \\ \mathbf{p} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{z} \tag{5.53}$$

όπου $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{(M+VPI)\times 1}$ περιγράφει το σύνθετο διάνυσμα συμβόλων πληροφορίας και πιλότων. Το σύστημα χαρακτηρίζεται από τον δείκτη 'φόρτωσης' VLI $(\le SF)$ (Variable Loading Index), ο οποίος δηλώνει το πλήθος των ενεργών ακολουθιών διασποράς από τις SF συνολικά, και εκφράζεται ως $VLI = VPI + M$. Ο δείκτης 'φόρτωσης' πιλότων VPI (Variable Pilot loading Index) περιγράφει το πλήθος των ακολουθιών διασποράς από τις VLI που χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου VPI $(\le VLI)$. Με στόχο την διατήρηση του ρυθμού μεταφοράς δεδομένων του συστήματος ανεπηρέαστη από την διαδικασία της διασποράς θα πρέπει να χρησιμοποιούνται όλοι οι κώδικες διασποράς SF. Στην περίπτωση αυτή το σύστημα χαρακτηρίζεται πλήρως φορτωμένο (fully loaded) ($VLI = SF$), ενώ για τις περιπτώσεις όπου $VLI < SF$ το σύστημα χαρακτηρίζεται μερικώς φορτωμένο (partially loaded). Επιπλέον, εάν $VPI = 0$ το σύστημα λειτουργεί σε 'τυφλή' λογική (blind mode), ενώ εάν $VPI = VLI$ τότε το πλαίσιο χαρακτηρίζεται ως πλήρες πλαίσιο εκπαίδευσης (pure training mode). Στη γενική περίπτωση, το σύστημα υφίσταται μείωση του μέγιστου δυνατού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων (Rate Loss, RL) κατά $RL = \left(VLI - VPI\right)/SF$. Σημειώνεται ότι η

λειτουργία της διασποράς των συμβόλων γίνεται εντός του OFDM συμβόλου για λόγους μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του συστήματος παρόλο που στη γενική περίπτωση αυτό θα μπορούσε επίσης να μεταβάλλεται σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης έτσι όπως αυτά προκύπτουν από τη βαθμίδα εκτίμησης σε επίπεδο μακροπρόθεσμων στατιστικών (long term statistics). Στην περίπτωση αυτή επιλέγεται $N_a = Q \cdot SF$, $Q \in \mathbb{Z}^+$, με N_a τον αριθμό των ενεργών υποκαναλιών των OFDM συμβολών του πλαισίου. Συνεπώς, Q διαδοχικά διασπαρμένα σύμβολα $\mathbf{s}_q, 1 \le q \le Q$ μεταδίδονται σε κάθε OFDM σύμβολο. Η ανωτέρω διάταξη εκπομπής απεικονίζεται αναλυτικά στο σχήμα 5.25.



Σχήμα 5.25: Διάταξη εκπομπής MIMO MC-CDMA συστήματος με πολύπλεξη συμβόλων αναφοράς και πληροφορίας, καθώς και δυναμική προσαρμογή πόρων μέσω των VLI και VPI

Τα διασπαρμένο σύμβολο $\mathbf{s}$ εισέρχεται σε ομάδες των δυο συμβόλων στη διάταξη ορθογώνιας χωρο-συχνοτικής κωδικοποίησης (SFBC) η οποία υλοποιεί το σχήμα 'Alamouti' με $M_T = 2$ κεραίες εκπομπής και μήκος κωδικολέξης $F = 2$. Με δεδομένο τα σύμβολα $\mathbf{s}_{c_l} = \begin{bmatrix} s_{2l-1} \\ s_{2l} \end{bmatrix}$, δύο διαδοχικών υποκαναλιών, η παραγόμενη κωδικολέξη θα είναι $\mathbf{S}_{m,c_l} = \begin{bmatrix} s_{2l-1} & s_{2l} \\ -s_{2l}^* & s_{2l-1}^* \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{F \times M_T}$ όπου $1 \le l \le SF/2$. Η έξοδος της 'SFBC' βαθμίδας δίνεται ως $g_i^{(m_T)}$ με $m_T = 1,2$ και $1 \le i \le N_a$, η οποία στη συνέχεια μορφοποιείται (προσθέτοντας κατάλληλο αριθμό μηδενικών στις προβλεπόμενες θέσεις) για να ταιριάξει με το μήκος του IFFT της OFDM βαθμίδας. Μια προκαθορισμένη ομάδα OFDM συμβόλων πολυπλέκεται στη συνέχεια τόσο με το προαιρετικό OFDM σύμβολο πλήρους αρχικής εκτίμησης του ραδιοδιαύλου (preamble), όσο και με τα απαραίτητα OFDM σύμβολα συγχρονισμού. Η ανωτέρω προσέγγιση εφαρμόζεται κατά απολύτως ανάλογο τρόπο τόσο για την περίπτωση της χωρο-χρονικής κωδικοποίησης (STBC), όσο και για την περίπτωση της χωρο-χρονο-συχνοτικής κωδικοποιήσης (SFTBC). Επίσης, θα πρέπει να σημειωθεί ότι μια ακόμη διάσταση

κωδικοποίησης αποτελεί αυτή του κώδικα. Στην περίπτωση αυτή η διαφορικότητα του συστήματος στην εκπομπή επιτυγχάνεται στο πεδίο του κώδικα οδηγώντας σε ορθογώνια χωρο-κωδική κωδικοποίηση (Space-Code Bock Coding, SCBC). Η εν λόγω αρχιτεκτονική θα εξεταστεί στη συνέχεια, σε ιδιαίτερη ενότητα, με την εφαρμογή της στο MIMO SS-MC-MA σύστημα.

Τελικώς, το παραγόμενο ψηφιακό σήμα μετατρέπεται σε αναλογικό και μετατοπίζεται προς τα πάνω στην φέρουσα συχνότητα εκπομπής f_c πριν την εκπομπή των σημάτων από τις κεραίες. Σημειώνεται επίσης ότι όλες οι RF βαθμίδες λειτουργούν υπό κοινό τοπικό ταλαντωτή ελαχιστοποιώντας τις πιθανές ολισθήσεις φάσης μεταξύ των εμιμέρους κλάδων.

5.8.2. Διάταξη Λήψης Συστήματος MIMO MC-CDMA με χρήση Ενσωματωμένων Ακολουθιών Διασποράς Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου

Η αρχιτεκτονική λήψης του συστήματος MIMO MC-CDMA με πολύπλεξη των συμβολών αναφοράς, καθώς και με ενσωματωμένη την επαναληπτική διαδικασία βελτίωσης της εκτίμησης για $M_R = 2$ κεραίες λήψης παρουσιάζεται στο σχήμα 5.26. Αρχικά, το λαμβανόμενο σήμα μετατοπίζεται προς τα κάτω και στη συνέχεια γίνεται συγχρονισμός αυτού για τη σωστή μετατροπή του σήματος σε ψηφιακό. Στην παρούσα προσέγγιση ο εν λόγω συγχρονισμός θεωρείται ιδανικός. Η επεξεργασία βασικής ζώνης συνίσταται αρχικά στον διαχωρισμό του πλαισίου μετάδοσης στο preamble OFDM σύμβολο εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και στο τμήμα όπου τα διασπαρμένα σύμβολα πληροφορίας και αναφοράς έχουν πολυπλεχθεί. Το σήμα λήψης σε κάθε κλάδο, κατ' αναλογία της σχέσης (5.36) θα δίνεται ως

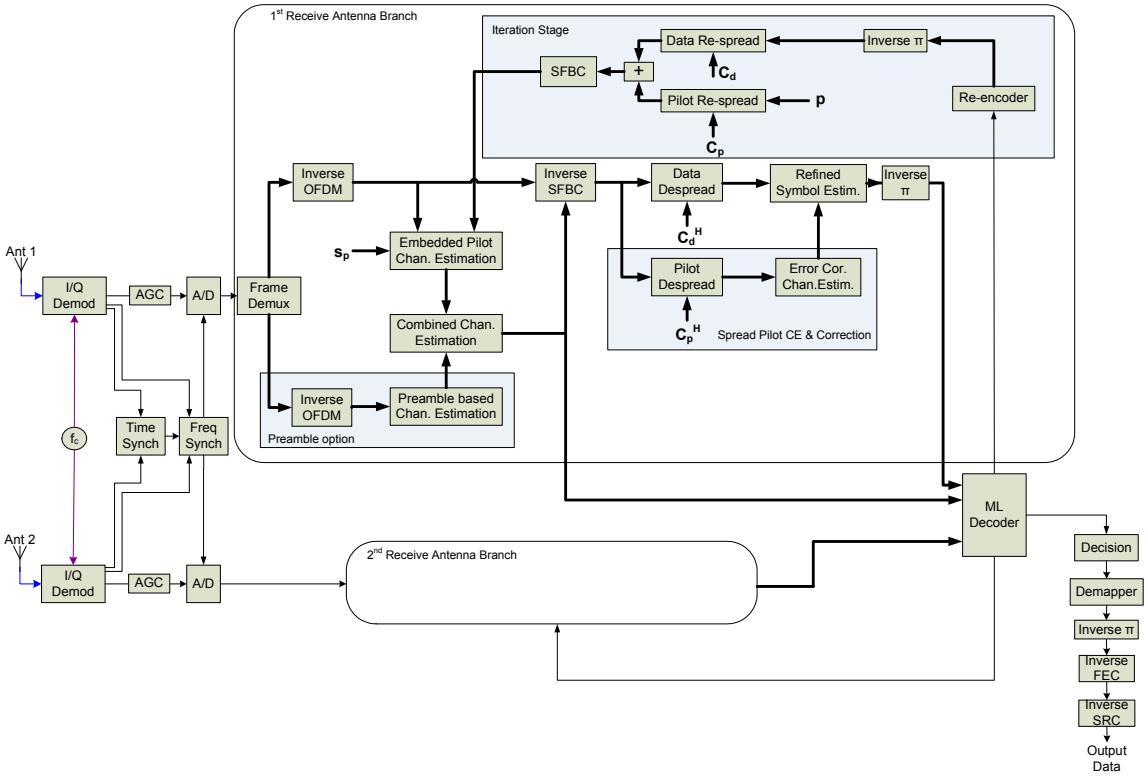
$$r_i^{(m_R)} = \sum_{m_T=1}^{M_T} H_i^{(m_R,m_T)} \cdot g_i^{(m_T)} + n_i^{(m_R)} \tag{5.54}$$

Σημειώνεται ότι $E\left\{\left|H_i^{(m_R,m_T)}\right|^2\right\} = 1$ με τον τελεστή αναμενόμενης τιμής να εφαρμόζεται σε όλα τα πεδία. Συνεπώς, η σχέση εισόδου-εξόδου για το σύνολο των ενεργών υποκαναλιών N_a θα είναι

$$\mathbf{r}^{(m_R)} = \sum_{m_T=1}^{M_T} \mathbf{H}^{(m_R,m_T)} \cdot \mathbf{g}^{(m_T)} + \mathbf{n}^{(m_R)} \tag{5.55}$$

όπου $\mathbf{r}^{(m_R)} = \left[r_1^{(m_R)} \quad r_2^{(m_R)} \quad \dots \quad r_{SF}^{(m_R)} \quad \dots \quad r_{N_a}^{(m_R)} \right]^T \in \mathbb{C}^{N_a \times 1}$ είναι διάνυσμα του σήματος λήψης, $\mathbf{H}^{(m_R,m_T)} = diag\left\{ H_1^{(m_R,m_T)} \quad H_2^{(m_R,m_T)} \quad \dots \quad H_{SF}^{(m_R,m_T)} \quad \dots \quad H_{N_a}^{(m_R,m_T)} \right\} \in \mathbb{C}^{N_a \times N_a}$ είναι ο πίνακας της συνάρτησης μεταφοράς του ραδιοδιαύλου μεταξύ της m_T-οστής κεραίας εκπομπής και της m_R-οστης κεραίας λήψης και $\mathbf{g}^{(m_T)} = \left[g_1^{(m_T)} \quad \dots \quad g_{SF}^{(m_T)} \quad \dots \quad g_{N_a}^{(m_T)} \right]^T \in \mathbb{C}^{N_a \times 1}$ είναι το διάνυσμα εκπομπής ενός OFDM συμβόλου.

Με δεδομένο ότι το σύστημα είναι MC-CDMA, κάθε μεταδιδόμενο σύμβολο (πληροφορίας και αναφοράς) είναι διασκορπισμένο σε SF υποκανάλια από τα N_α ενεργά. Στη συνέχεια, και για λόγους συνοχής της περιγραφής θα χρησιμοποιούνται μόνο τα SF υποκανάλια. Επιπροσθέτως, σημειώνεται ότι η εφαρμογή της SFBC κωδικοποίησης απαιτεί σταθερό ραδιοδίαυλο μόνο για δυο γειτονικά υποκανάλια, δηλ.: $H_{c_l} \triangleq H_{2l-1} = H_{2l}$ με $l = 1,\ldots,SF/2$.



Σχήμα 5.26: Αρχιτεκτονική λήψης MIMO MC-CDMA συστήματος με πολύπλεξη συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς. Η επαναληπτική διαδικασία του σχήματος εκτίμησης του ραδιοδιαύλου λειτουργεί σε επίπεδο είτε ακύρωσης της παρεμβολής, είτε εικονικών πιλότων.

Συνεπώς θα είναι

$$\left.\begin{aligned}
r_1^{(m_R)} &= H_{c_1}^{(m_R,1)} \cdot s_1 + H_{c_1}^{(m_R,2)} \cdot s_2 + n_1^{(m_R)} \\
r_2^{(m_R)} &= -H_{c_1}^{(m_R,1)} \cdot s_2^* + H_{c_1}^{(m_R,2)} \cdot s_1^* + n_2^{(m_R)} \\
r_3^{(m_R)} &= H_{c_2}^{(m_R,1)} \cdot s_3 + H_{c_2}^{(m_R,2)} \cdot s_4 + n_3^{(m_R)} \\
r_4^{(m_R)} &= -H_{c_2}^{(m_R,1)} \cdot s_4^* + H_{c_2}^{(m_R,2)} \cdot s_3^* + n_4^{(m_R)} \\
&\vdots \\
r_{SF-1}^{(m_R)} &= H_{c_{SF/2}}^{(m_R,1)} \cdot s_{SF-1} + H_{c_{SF/2}}^{(m_R,2)} \cdot s_{SF} + n_{SF-1}^{(m_R)} \\
r_{SF}^{(m_R)} &= -H_{c_{SF/2}}^{(m_R,1)} \cdot s_{SF}^* + H_{c_{SF/2}}^{(m_R,2)} \cdot s_{SF-1}^* + n_{SF}^{(m_R)}
\end{aligned}\right\} \Leftrightarrow \quad \mathbf{r}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{c_1}^{(m_R)} \\ \mathbf{r}_{c_2}^{(m_R)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{c_{SF/2}}^{(m_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{m,c_1} \cdot \mathbf{h}_{c_1}^{(m_R)} + \mathbf{n}_{c_1}^{(m_R)} \\ \mathbf{S}_{m,c_2} \cdot \mathbf{h}_{c_2}^{(m_R)} + \mathbf{n}_{c_2}^{(m_R)} \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{m,c_{SF/2}} \cdot \mathbf{h}_{c_{SF/2}}^{(m_R)} + \mathbf{n}_{c_{SF/2}}^{(m_R)} \end{bmatrix} \tag{5.56}$$

ή

$$\mathbf{r}_m^{(m_R)} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{m,c_1}^{(m_R)} \\ \mathbf{r}_{m,c_2}^{(m_R)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{m,c_{SF/2}}^{(m_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{m,c_1}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}_{c_1} + \mathbf{n}_{c_1}^{(m_R)} \\ \mathbf{H}_{m,c_2}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}_{c_2} + \mathbf{n}_{c_2}^{(m_R)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{m,c_{SF/2}}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}_{c_{SF/2}} + \mathbf{n}_{c_{SF/2}}^{(m_R)} \end{bmatrix} \tag{5.57}$$

ή ισοδύναμα

$$\mathbf{r}_c^{(m_R)} = \mathbf{S}_{m,c} \cdot \mathbf{h}_c^{(m_R)} + \mathbf{n}_c^{(m_R)} \tag{5.58}$$

ή

$$\mathbf{r}_{m,c}^{(m_R)} = \mathbf{H}_{m,c}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}_c + \mathbf{n}_c^{(m_R)} \tag{5.59}$$

όπου $\mathbf{h}_{c_l}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} H_{c_l}^{(m_R,1)} \\ H_{c_l}^{(m_R,2)} \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}_{m,c_l}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} H_{c_l}^{(m_R,1)} & H_{c_l}^{(m_R,2)} \\ \left(H_{c_l}^{(m_R,2)}\right)^* & -\left(H_{c_l}^{(m_R,1)}\right)^* \end{bmatrix}$, $\mathbf{r}_{c_l}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} r_{2l-1}^{(m_R,1)} \\ r_{2l}^{(m_R,2)} \end{bmatrix}$ και $\mathbf{r}_{m,c_l}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} r_{2l-1}^{(m_R,1)} \\ \left(r_{2l}^{(m_R,2)}\right)^* \end{bmatrix}$. Ο δείκτης m δηλώνει την τροποποιημένη δομή των πινάκων/διανυσμάτων σε σχέση με το πρώτο τμήμα των εξ. (5.56) και (5.57). Ο ραδιοδίαυλος που σχετίζεται με δυο διαδοχικά υποκανάλια $2l-1, 2l$ περιγράφεται από τον δείκτη c_l με $l = 1,...,SF/2$. Επίσης, τα διανύσματα $\mathbf{r}_{m,c}^{(m_R)}$ και $\mathbf{r}_c^{(m_R)}$ αντιστοιχούν στις εισόδους των βαθμίδων 'inverse SFBC' και 'embedded pilot channel estimation' αντίστοιχα του σχήματος 5.26.

5.8.3. Αρχιτεκτονικές Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου με χρήση Ενσωματωμένων Ακολουθιών Διασποράς και Εκτίμηση Συμβόλων Πληροφορίας

Η βαθμίδα εκτίμησης (Embedded Pilot Channel Estimation, EP-CE) του ραδιοδιαύλου του σχήματος 5.26 δέχεται ως είσοδο το λαμβανόμενο σήμα $\mathbf{r}_c^{(m_R)}$ (ή $\mathbf{r}^{(m_R)}$) και με δεδομένο το πλήθος των συμβολών αναφοράς που έχουν διασπαρθεί με μοναδικό τρόπο (γνωστό στο δέκτη) πετυχαίνει την εκτίμηση της παραμόρφωσης που εισάγει ο γενικευμένος ραδιοδίαυλος. Η εν λόγω προσέγγιση αποτελεί ανάλογο των τεχνικών υδατογραφήματος που χρησιμοποιούνται στην επεξεργασία εικόνας.

Το πρώτο βήμα της βαθμίδας εκτίμησης EP-CE βασίζεται αποκλειστικά στη γνώση των διασπαρμένων συμβόλων πιλότων, ενώ τα επόμενα στάδια αυτής (επαναληπτικός αλγόριθμος) κάνουν επιπλέον χρήση των συμβόλων πληροφορίας που έχουν εκτιμηθεί είτε με σκοπό την αφαίρεσή τους ως παρεμβολή, είτε για την θεώρησή τους ως επιπλέον (εικονικά) σύμβολα – πιλότους. Η αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βελτιώνεται με την χρήση του προαιρετικού preamble OFDM συμβόλου, η επίδραση του οποίου στα OFDM σύμβολα βασίζεται στα χρονομεταβλητά χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης. Η σύνθετη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου (χρήση σήματος αναφοράς υπέρθεσης και preamble OFDM συμβόλου εκτίμησης) λαμβάνει χώρα μόνο στην αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου κατά την επαναληπτική διαδικασία.

5.8.3.1. Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου Ορθογώνιας Πολύπλεξης Συμβόλων Αναφοράς και Ανίχνευση Συμβόλων Πληροφορίας με χρήση Επαναληπτικού Αλγορίθμου

Η χρήση των ενσωματωμένων συμβόλων πιλότων (embedded pilots) προσφέρει πολύ καλές επιδόσεις σε περιβάλλοντα διάδοσης τα οποία χαρακτηρίζονται ως (ταχέως) χρονικά μεταβαλλόμενα. Σε σύγκριση με την επίδοση των εκτιμητών ραδιοδιαύλου της κλασικής πολυπλεξίας πιλότων και συμβόλων πληροφορίας, η επίδοση του εν λόγω εκτιμητή ραδιοδιαύλου αυξάνεται με την αύξηση της χρονικής μεταβλητότητας του ραδιοδιαύλου. Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική βασίζεται στη δυναμική ανάθεση κωδικών διασποράς στους πιλότους ανάλογα με τις επικρατούσες συνθήκες επιτρέποντας έτσι τη βέλτιστη διαχείριση των πόρων του συστήματος. Με βάση την εξ. (5.58) και υλοποιώντας την τεχνική του ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE), η αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου $\hat{\mathbf{h}}_c^{[0]}$ για την m_R-οστή κεραία λήψης, θα δίνεται ως ακολούθως

$$\hat{\mathbf{h}}_c^{[0]} = \frac{1}{a_0} \cdot \mathbf{S}_{mp,c}^H \cdot \mathbf{r}_c^{(m_R)} = \frac{1}{a_0} \cdot \mathbf{S}_{mp,c}^H \cdot \left(\mathbf{S}_{mp,c} \cdot \mathbf{h}_c^{(m_R)} + \mathbf{S}_{md,c} \cdot \mathbf{h}_c^{(m_R)} + \mathbf{n}_c^{(m_R)} \right) = \mathbf{h}_c^{(m_R)} + \mathbf{A_0} \cdot \mathbf{h}_c^{(m_R)} + \mathbf{n}_c^{(m_R)\prime} \tag{5.60}$$

όπου

$$\hat{\mathbf{h}}_c^{[0]} = \begin{bmatrix} \hat{H}_c^{(m_R,1)} \\ \hat{H}_c^{(m_R,2)} \end{bmatrix} \quad \text{ή} \quad \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]} = \begin{bmatrix} \hat{H}_c^{(m_R,1)} & \hat{H}_c^{(m_R,2)} \\ \hat{H}_c^{(m_R,2)*} & -\hat{H}_c^{(m_R,1)*} \end{bmatrix} \tag{5.61}$$

με $a_0 = \left| s_{p_1,c} \right|^2 + \left| s_{p_2,c} \right|^2$, ενώ $\mathbf{S}_{mp,c}^H \in \mathbb{C}^{M_T \times F}$ και $\mathbf{S}_{md,c} \in \mathbb{C}^{F \times M_T}$ αντιστοιχούν στους τροποποιημένους πίνακες διασποράς πιλότων και δεδομένων αντίστοιχα. Ο πίνακας $\mathbf{A_0} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}$ αντιστοιχεί στο γινόμενο $\frac{1}{a_0} \cdot \mathbf{S}_{mp,c}^H \cdot \mathbf{S}_{md,c}$ κατά την αρχική εκτίμηση (επανάληψη $j = 0$). Σημειώνεται ότι ο συγκεκριμένος πίνακας είναι μη μηδενικός λόγω της μη ορθογωνιότητας μεταξύ των τμημάτων διασποράς των συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς.

Η αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου $\hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]}$ στην m_R-οστή κεραία λήψης τροφοδοτείται στη βαθμίδα 'inverse SFBC' παράγοντας τις πιθανοκρατικές εκτιμήσεις των συμβόλων πληροφορίας $\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[0]}$, ως ακολούθως:

$$\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[0]} = \frac{1}{m_{0c}} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]H} \cdot \left(\mathbf{r}_{mc}^{(m_R)} - \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]} \cdot \mathbf{s}_{pc} \right) \tag{5.62}$$

ή

$$\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[0]} = \frac{1}{m_{0c}} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]H} \cdot \left(\mathbf{H}_{mc} \cdot \mathbf{s}_{dc} + \mathbf{H}_{mc} \cdot \mathbf{s}_{pc} + \mathbf{n}_c - \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]} \cdot \mathbf{s}_{pc} \right) \Leftrightarrow$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[0]} = \frac{1}{m_{0c}} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]H} \cdot \mathbf{H}_{mc} \cdot \mathbf{s}_{dc} + \left(\frac{1}{m_{0c}} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]H} \cdot \mathbf{H}_{mc} - \mathbf{I} \right) \cdot \mathbf{s}_{pc} + \frac{1}{m_{0c}} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[0]H} \cdot \mathbf{n}_c \Leftrightarrow$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[0]} = \mathbf{E}_{Hc}^{[0]} \cdot \mathbf{s}_{dc} + \left(\mathbf{E}_{Hc}^{[0]} - \mathbf{I} \right) \cdot \mathbf{s}_{pc} + \mathbf{n}_c' \tag{5.63}$$

όπου $m_{0c} = \left| \hat{H}_c^{(m_R,1)} \right|^2 + \left| \hat{H}_c^{(m_R,2)} \right|^2$ και ο πίνακας $\mathbf{E}_{Hc}^{[0]}$ αντιστοιχεί στο αρχικό σφάλμα της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, το οποίο παράγει όχι μόνο παραμόρφωση στα διασπαρμένα σύμβολα πληροφορίας, αλλά επίσης και παρεμβολή από τα διασπαρμένα σύμβολα πιλότους. Επιπλέον, τα διασπαρμένα σύμβολα πληροφορίας περιγράφονται συγκεντρωτικά ως ένα διάνυσμα με βάση τον δείκτη c_i για $i = 1,...,SF/2$ ως ακολούθως

$$\tilde{\mathbf{s}}_d^{[0]} = \left[\left(\tilde{\mathbf{s}}_{dc_1}^{[0]} \right)^T \quad \left(\tilde{\mathbf{s}}_{dc_2}^{[0]} \right)^T \quad \cdots \quad \left(\tilde{\mathbf{s}}_{dc_{SF/2}}^{[0]} \right)^T \right]^T \in \mathbb{C}^{SF \times 1} \tag{5.64}$$

Συνεπώς, τα σύμβολα πληροφορίας στην έξοδο της βαθμίδας αποδιασποράς (despread) θα είναι

$$\tilde{\mathbf{d}}^{[0]} = \frac{1}{SF} \cdot \mathbf{C}_d^H \cdot \tilde{\mathbf{s}}_d^{[0]} \tag{5.65}$$

Στη συνέχεια, τα σύμβολα πληροφορίας που 'παρεμβάλουν' χρησιμοποιούνται ως επιπλέον (εικονικά) σύμβολα πιλότοι πετυχαίνοντας αξιοσημείωτη βελτίωση της ποιότητας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου. Επίσης, αξίζει να σημειωθεί ότι καθώς η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βελτιώνεται, στα πλαίσια του διαστήματος συνοχής (coherence interval), ένα μεγαλύτερο σχήμα ψηφιακής διαμόρφωσης θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί επιτυγχάνοντας μεγαλύτερες ταχύτητες αξιόπιστης μεταφοράς δεδομένων [67]. Ωστόσο, θα πρέπει να διευκρινισθεί ότι η επαναληπτική διαδικασία βελτίωσης της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με χρήση των πιθανοκρατικών εκτιμήσεων των συμβόλων πληροφορίας δεν πετυχαίνει σε όλες τις περιπτώσεις αντίστοιχη βελτίωση και ιδιαίτερα για τις περιπτώσεις χαμηλού σηματοθορυβικού λόγου. Αυτό γιατί, όταν η πιθανότητα σωστής εκτίμησης του συμβόλου πληροφορίας δεν ξεπερνάει ένα συγκεκριμένο κατώφλι, τότε η εκτίμηση είναι πιθανότατα εσφαλμένη οδηγώντας σε ένα συσσωρευτικό λάθος συνολικής εκτίμησης. Η συγκεκριμένη αδυναμία επιβεβαιώνεται επίσης και στην εργασία [80], καθώς επίσης και στην [87] όπου για την εξάλειψή της προτείνεται η επαναληπτική διαδικασία να στηρίζεται αρχικά σε σύμβολα με μικρή τάξη διαμόρφωσης και όσο η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βελτιώνεται ακόμη και για μικρές τιμές του SNR, το διάγραμμα σηματαστερισμού να γίνεται πιο πυκνό. Σημειώνεται ότι η συγκεκριμένη προσέγγιση στηρίζεται στο σχεδιασμό των πλαισίων μετάδοσης με μεταβλητή τάξη διαμόρφωσης. Στην περίπτωση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής της παρούσας διατριβής η αδυναμία αυτή, για μικρές τιμές του σηματοθορυβικού λόγου, εξαλείφεται τόσο με την δυναμική εφαρμογή των ενσωματωμένων συμβόλων αναφοράς (VPI), όσο και με την

προσθήκη της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με χρήση των ενσωματωμένων πιλότων μετά την βαθμίδα απο-διασποράς. Η λογική της συγκεκριμένης εκτίμησης (spread pilot CE), καθώς και η μέθοδος προσθήκης στην αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου πετυχαίνει αξιοσημείωτα αποτελέσματα για περιπτώσεις με χαρακτηριστικά συνοχής $\left(B_{coh}, T_{coh}\right)$ μεγαλύτερων τιμών από τον συντελεστή διασποράς $\left(SF\right)$ και παρουσιάζεται αναλυτικά στην επόμενη ενότητα.

Στην έξοδο του εκτιμητή μέγιστης πιθανοφάνειας (ML) τα εκτιμηθέντα σύμβολα δεδομένων $\hat{\mathbf{d}}^{[0]}$ μπαίνουν στην επαναληπτική διαδικασία ('iteration stage' στο σχήμα 5.26) μέσω της επανα-κωδικοποίησής τους, επανα-διεμπλοκής τους, επανα-διασποράς τους και επανα-μορφοποίησής τους. Η ενσωμάτωση των εκτιμηθέντων συμβόλων πληροφορίας (με υψηλή πιθανότητα σωστής εκτίμησης) στο βρόχο ανάδρασης για την βελτίωση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου υλοποιείται με δυο εναλλακτικές τεχνικές. Η μια είναι αυτή της χρήσης των συμβόλων πληροφορίας ως εικονικών πιλότων (Virtual Pilot mode, VP), ενώ η δεύτερη προσεγγίζει τα εν λόγω σύμβολα ως παρεμβολή και συνεπώς τα αφαιρεί (Interference Cancellation mode, IC).

Στην πρώτη περίπτωση οι εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου στην m_R-οστή κεραία λήψης έτσι όπως προκύπτουν από την επαναληπτική διαδικασία θα δίνονται από τη σχέση

$$\begin{aligned} &\textit{για την 1η επανάληψη}\ \hat{\mathbf{h}}_c^{[1]} = \frac{1}{a_1}\cdot\left(\hat{\mathbf{S}}_{md,c}^{[0]} + \mathbf{S}_{mp,c}\right)^H \cdot \mathbf{r}_c^{(m_R)} \\ &\qquad\qquad \text{ή} \\ &\textit{για την j - οστη επανάληψη}\ \hat{\mathbf{h}}_c^{[j]} = \frac{1}{a_j}\cdot\left(\hat{\mathbf{S}}_{md,c}^{[j-1]} + \mathbf{S}_{mp,c}\right)^H \cdot \mathbf{r}_c^{(m_R)} \end{aligned} \tag{5.66}$$

όπου $a_j = \left\|\hat{\mathbf{S}}_{md,c}^{[j-1]} + \mathbf{S}_{mp,c}\right\|$.

Στη δεύτερη περίπτωση, οι αντίστοιχες εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου θα δίνονται ως ακολούθως

$$\begin{aligned} &\textit{για την 1η επανάληψη}\ \hat{\mathbf{h}}_c^{[1]} = \frac{1}{a_0}\cdot\mathbf{S}_{mp,c}^H \cdot\left(\mathbf{r}_c^{(m_R)} - \hat{\mathbf{S}}_{md,c}^{[0]}\cdot\hat{\mathbf{h}}_c^{[1]}\right) \\ &\qquad\qquad \textit{ή} \\ &\textit{για την j - οστη επανάληψη}\ \hat{\mathbf{h}}_c^{[j]} = \frac{1}{a_0}\cdot\mathbf{S}_{mp,c}^H \cdot\left(\mathbf{r}_c^{(m_R)} - \hat{\mathbf{S}}_{md,c}^{[j-1]}\cdot\hat{\mathbf{h}}_c^{[1]}\right) \end{aligned} \tag{5.67}$$

Και στις δυο περιπτώσεις τα στατιστικά απόφασης των συμβόλων πληροφορίας θα δίνονται από τη σχέση

$$\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[j]} = \frac{1}{m_{j,c}}\cdot\hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[j]H}\cdot\left(\mathbf{r}_{mc}^{(m_R)} - \hat{\mathbf{H}}_{mc}^{[j]}\cdot\mathbf{s}_{pc}\right) \quad \text{ή} \quad \tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[j]} = \underbrace{\mathbf{E}_{Hc}^{[j]}\cdot\mathbf{s}_{dc}}_{Desired\ part} + \underbrace{\left(\mathbf{E}_{Hc}^{[j]} - \mathbf{I}\right)\cdot\mathbf{s}_{pc}}_{Self\ Interference} + \underbrace{\mathbf{n}_c}_{Noise} \tag{5.68}$$

Σημειώνεται επίσης ότι και για τις δυο εναλλακτικές προσεγγίσεις, η αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου είναι η ίδια. Ο αριθμός των επαναλήψεων καθορίζεται με βάση την σύγκλιση των παραμέτρων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, δηλ. $E\left\{\left\|\hat{\mathbf{h}}^{[j]}-\hat{\mathbf{h}}^{[j-1]}\right\|_2^2\right\}\Big/E\left\{\left\|\hat{\mathbf{h}}^{[j-1]}\right\|_2^2\right\}\leq\lambda$ όπου η τιμή του κατωφλίου λ καθορίζεται πειραματικά λαμβάνοντας υπόψη τόσο τους διαθέσιμους πόρους υπολογιστικής επεξεργασίας, όσο και τις απαιτήσεις ακριβούς και ανανεωμένης εκτίμησης του ραδιοδιαύλου. Ακόμη, είναι αξιοσημείωτο ότι η τεχνική MC-CDMA χαρακτηρίζεται, εκ σχεδιασμού της, από το μειονέκτημα της ενδο-παρεμβολής (self-interference) λόγω της απώλειας της ορθογωνιότητας μεταξύ των διασπαρμένων συμβόλων κατά την διάδοση του σήματος μέσα από ένα διασκορπιστικό περιβάλλον μετάδοσης. Το μειονέκτημα αυτό αντισταθμίζεται τόσο από τις εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου, οι οποίες πετυχαίνουν μείωση του λάθους εκτίμησης $\mathbf{E}_{Hc}^{[j]}$, όσο και από την μέθοδο ισοστάθμισης, όπως επίσης και από τον εφαρμοζόμενο επαναληπτικό αλγόριθμο.

Αξίζει να σημειωθεί ότι στην υλοποίηση IC η επίδοση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου βελτιώνεται αξιοσημείωτα αλλά τα τροποποιημένα σύμβολα παραμένουν 'θορυβώδη'. Η ποιότητα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου εξαρτάται όχι μόνο από των πλήθος των κωδικών που έχουν ανατεθεί στα σύμβολα αναφοράς (και κατ' επέκταση την ισχύ του συστήματος που χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό των παραμέτρων του ραδιοδιαύλου), αλλά επίσης και την ισοδύναμη ισχύ θορύβου. Συνεπώς, η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης πετυχαίνει εξαιρετικά αποτελέσματα με την 'προσθετική' χρήση των πιθανοκρατικών εκτιμήσεων των συμβόλων πληροφορίας (VP προσέγγιση). Η ανωτέρω διατύπωση φαίνεται χαρακτηριστικά και στις σχετικές προσομοιώσεις και συγκρίσεις μεταξύ των IC και VP τεχνικών.

5.8.3.2. Βελτίωση Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου με χρήση Διασπαρμένων Συμβόλων Αναφοράς

Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου και η αντιστάθμιση της επίδρασης αυτού μπορεί να βελτιωθεί ακόμη περισσότερο με την επιπλέον χρήση των πιλότων σε ένα δεύτερο επίπεδο. Συγκεκριμένα, αυτό επιτυγχάνεται με την αξιοποίηση των διασπαρμένων πιλότων τόσο πριν (ενσωματωμένη λογική) όσο και μετά (λογική διασποράς) από την βαθμίδα του 'inverse SFBC'. Η αποκλειστική χρήση των συμβόλων πιλότων μετά τη βαθμίδα 'inverse SFBC' έχει το πλεονέκτημα της απαλλαγής από την παρεμβολή των υπολοίπων διασπαρμένων συμβόλων, αλλά απαιτεί ο ραδιοδίαυλος να παραμένει σταθερός για όλο το εύρος διασποράς SF. Η χρήση των διασπαρμένων συμβόλων αναφοράς $\mathbf{s}_p=\mathbf{C}_p\cdot\mathbf{p}\in\mathbb{C}^{SF\times 1}$ (ως μοναδικού και ενσωματωμένου 'υδατογραφήματος') (ενσωματωμένοι πιλότοι) επιτρέπει την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου με ρυθμό OFDM συμβόλων και εύρους ζώνης υποκαναλιού. Συνεπώς, η αξιοποίηση των ενσωματωμένων πιλότων ενισχύεται σε δεύτερο επίπεδο από την βαθμίδα 'spread pilot CE & correction' του σχήματος 5.26. Οπότε, κατ' αναλογία της εξ.(5.65), η οποία περιγράφει τα σύμβολα πληροφορίας, τα απο-διασπαρμένα (despread) σύμβολα αναφοράς $\tilde{\mathbf{p}}\in\mathbb{C}^{VPI\times 1}$, για την j-οστή επανάληψη, θα δίνονται από την σχέση

$$\tilde{\mathbf{p}}^{[j]} = \frac{1}{SF} \cdot \mathbf{C}_P^H \cdot \tilde{\mathbf{s}}^{[j]} = \frac{1}{SF} \cdot \mathbf{C}_P^H \cdot \left[\left(\tilde{\mathbf{s}}_{c_1}^{[j]}\right)^T \quad \left(\tilde{\mathbf{s}}_{c_2}^{[j]}\right)^T \quad \cdots \quad \left(\tilde{\mathbf{s}}_{c_{SF/2}}^{[j]}\right)^T \right]^T \tag{5.69}$$

$$\text{με } \tilde{\mathbf{s}}_{c_i}^{[j]} = \frac{1}{m_{jc_i}} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{mc_i}^{[j]\,H} \cdot \mathbf{r}_{mc_i}^{(m_R)}$$

όπου το διάνυσμα $\tilde{\mathbf{p}}^{[j]} = \left[\tilde{p}_1^{[j]} \quad \tilde{p}_2^{[j]} \quad \cdots \quad \tilde{p}_{VPI}^{[j]} \right]^T$ αντιστοιχεί στο εκτιμηθέν διάνυσμα πιλότων.

Από τη στιγμή που τα διανύσματα των πιλότων $\mathbf{p}$ ή $\mathbf{s}_p$ είναι γνωστά στο δέκτη, αυτά μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως διανύσματα αναφοράς για την βελτίωση της επίδοσης της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου τόσο ως προς το παραμένων σφάλμα στη φάση, όσο και ως προς το πλάτος των συντελεστών εκτίμησης. Συνεπώς, ο συντελεστής διόρθωσης φάσης $\hat{\phi}_{cor}^{[j]}$ καθορίζεται με βάση τη μέγιστη πιθανοφάνεια (ML) των φάσεων αναφοράς και εκτίμησης (εξ.(5.70)), καθώς και το συντελεστή διόρθωσης πλάτους $\hat{\mu}_{cor}^{[j]}$, ο οποίος προκύπτει ως η μέση τιμή του λόγου του πλάτους των πιλότων αναφοράς και εκτίμησης (εξ.(5.71)). Συνεπώς, θα είναι:

$$\hat{\phi}_{cor}^{[j]} = M.L.\left\{ \arg\left(\left(\tilde{\mathbf{p}}^{[j]}\right)^H \cdot \mathbf{p} \right) \right\} \tag{5.70}$$

$$\hat{\mu}_{cor}^{[j]} = E\left\{ \frac{|p_i|}{|\tilde{p}_i|} \right\} \tag{5.71}$$

Εφαρμόζοντας τους ανωτέρω συντελεστές διόρθωσης, η ανανεωμένη εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας, η οποία εισέρχεται, μετά την απο-διεμπλοκή, στην ML βαθμίδα θα είναι

$$\tilde{\mathbf{d}}^{[j]}\Big|_{cor} = \tilde{\mathbf{d}}^{[j]} \cdot \left(\mu_{cor}^{[j]} \cdot e^{\sqrt{-1}\cdot\hat{\phi}_{cor}^{[j]}} \right) \Leftrightarrow \tilde{\mathbf{d}}^{[j]}\Big|_{cor} = \tilde{\mathbf{d}}^{[j]} \cdot \Omega \tag{5.72}$$

και κατ' επέκταση, τα εκτιμηθέντα σύμβολα πληροφορίας στην έξοδο του ML θα είναι [101]:

$$\hat{\mathbf{d}}^{[j]} = M.L.\left\{ \tilde{\mathbf{d}}^{[j]}\Big|_{cor} \right\} \tag{5.73}$$

ενώ τα ανακατασκευασμένα διασπαρμένα σύμβολα πληροφορίας της j-οστής επανάληψης θα δίνονται από τη σχέση

$$\hat{\mathbf{s}}_d^{[j]} = \mathbf{C}_d \cdot \hat{\mathbf{d}}^{[j]} \tag{5.74}$$

Καθώς ο αριθμός των επαναλήψεων αυξάνει, η χρήση των εκτιμηθέντων συμβόλων πληροφορίας $\tilde{\mathbf{d}}^{[j]}\Big|_{cor}$ και $\hat{\mathbf{s}}_d^{[j]}$ επιτυγχάνει αξιοσημείωτη μείωση του λάθους εκτίμησης $\mathbf{E}_{Hc}^{[j]}$, το οποίο τείνει στον μοναδιαίο πίνακα.

5.8.3.3. Υβριδική Αρχιτεκτονική Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου

Στοχεύοντας στο σχεδιασμό ενός πλήρως δυναμικού σχήματος εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με βελτιστοποιημένη επίδοση και μειωμένες απαιτήσεις επεξεργασίας σήματος, σχεδιάστηκε μια υβριδική προσέγγιση των ανωτέρω σχημάτων όπου ενσωματώθηκε το προαιρετικό preamble OFDM σύμβολο εκτίμησης. Συγκεκριμένα, όταν ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως οιονεί στατικός (quasi-static), η χρήση του preamble OFDM συμβόλου εκτίμησης παρέχει το πλεονέκτημα της πλήρους και ακριβούς εκτίμησης αυτού, η οποία παραμένει έγκυρη για όλη την διάρκεια του πλαισίου. Συνεπώς, αυτή μπορεί να εφαρμόζεται είτε αποκλειστικά σε όλο το πλαίσιο μετάδοσης, είτε σε συνδυασμό με τα διασπαρμένα σύμβολα αναφοράς με μεταβλητή επίδραση στα OFDM σύμβολα. Το ποσοστό της επίδρασης εξαρτάται από την απόσταση αυτών από το preamble OFDM σύμβολο. Μια τέτοια σχεδιαστική επιλογή έχει ως αποτέλεσμα την ελαχιστοποίηση όχι μόνο των κωδικών που χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, αλλά επίσης και των απαιτούμενων επαναλήψεων για την επίτευξη ενός προκαθορισμένου επιπέδου στην ακρίβεια εκτίμησης του ραδιοδιαύλου οδηγώντας τελικά στον περιορισμό των απαιτήσεων υπολογιστικής επεξεργασίας του συστήματος. Όμως, όταν η χρονική μεταβλητότητα του ραδιοδιαύλου γίνεται αξιοσημείωτη, τότε η αξία της αρχικής εκτίμησης περιορίζεται σημαντικά μιας και δεν προσφέρει ενημερωμένη πληροφορία στο σύστημα και επιπλέον αναλώνει πόρους του συστήματος.

Συνεπώς, εάν το διάνυσμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με βάση το preamble OFDM σύμβολο είναι $\hat{\mathbf{h}}^{[pre]}$ και στηρίζεται σε έναν απλοποιημένο αλγόριθμο MMSE [60], ενώ η εκτίμηση που προκύπτει από τα ενσωματωμένα σύμβολα είναι $\hat{\mathbf{h}}^{[0]}$, τότε η συνδυασμένη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, θα δίνεται από την σχέση

$$\hat{\mathbf{h}}^{[0]}\Big|_{comb} = b \cdot \hat{\mathbf{h}}^{[pre]} + \left(1-b\right) \cdot \hat{\mathbf{h}}^{[0]} \tag{5.75}$$

όπου $b \in \left[0,1\right]$ αντιστοιχεί στην επίδραση της εκτίμησης του preamble OFDM συμβόλου στη συνολική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου σε όλα τα υποκανάλια και σε όλα τα OFDM σύμβολα του πλαισίου μετάδοσης. Η τιμή του καθορίζεται με βάση τα στατιστικά του ραδιοδιαύλου και μπορεί να είναι διαφορετική από πλαίσιο σε πλαίσιο. Συγκεκριμένα, εάν ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως ταχέως χρονικά μεταβαλλόμενος, τότε θα είναι $b=0$, ενώ για την περίπτωση του στατικού ραδιοδιαύλου η πιο αποδοτική τιμή λαμβάνοντας υπόψη και τις απαιτήσεις υπολογιστικής επεξεργασίας είναι για $b=1$. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η σχέση (5.75) εφαρμόζεται μόνο για την αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου ($j=0$) της επαναληπτικής διαδικασίας.

Η συνολική αρχιτεκτονική του σχήματος λήψης σε αλγοριθμικό επίπεδο συνοψίζεται στον πίνακα 5.2. Επίσης, το διάγραμμα ροής της βαθμίδας εκτίμησης για ένα διασπαρμένο block συμβόλων αναφοράς και πληροφορίας παρουσιάζεται στο Παράρτημα Α.

Πίνακας 5.2: Αλγοριθμική περιγραφή διάταξης λήψης συστήματος MIMO MC-CDMA.

1. Καθορισμός των παραμέτρων VLI και VPI.
2. Καθορισμός του διανύσματος πιλότου $\mathbf{p}$
3. Υπολογισμός των διανυσμάτων διασπαρμένων πιλότων $\mathbf{s}_p$, $\mathbf{S}_{mp}^H$ και $\mathbf{s}_{p,c}$, $\mathbf{S}_{mp,c}^H$
4. Εκτίμηση καναλιού με χρήση ενσωματωμένων πιλότων και ανίχνευση σήματος πληροφορίας
   Αρχική Εκτίμηση ($j = 0$)
   a. Υπολογισμός της αρχικής εκτίμησης του καναλιού $\hat{\mathbf{h}}_c^{[0]}$ μέσω της σχέσης (5.60)
   b. Εάν preamble = Ενεργό, τότε υπολόγισε την εκτίμηση του καναλιού με βάση το preamble $\hat{\mathbf{h}}_c^{[pre]}$ καθώς και την συνδυασμένη αρχική εκτίμηση του καναλιού $\hat{\mathbf{h}}_c^{[0]}\Big|_{comb}$ με βάση την σχέση (5.75)
   c. Υπολογισμός των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας $\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[0]}$ με βάση την σχέση (5.62)
   d. Μορφοποίηση διανύσματος $\tilde{\mathbf{s}}_d^{[0]}$ με βάση την σχέση (5.64) και υπολογισμός του $\tilde{\mathbf{d}}^{[0]}$ σύμφωνα με την σχέση (5.65)
5. Εκτίμηση καναλιού και ανίχνευση συμβόλων πληροφορίας
   Επαναληπτική διαδικασία ($j > 0$)
   Repeat
   a. $j = j + 1$
   b. Υπολογισμός του παράγοντα διόρθωσης Ω μέσω των σχέσεων (5.69, 5.70, 5.71)
   c. Υπολογισμός των εκτιμήσεων συμβόλων πληροφορίας $\hat{\mathbf{d}}^{[j]}$ μέσω των σχέσεων (5.22, 5.73), και των εκτιμήσεων των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας $\hat{\mathbf{s}}_d^{[j]}$ μέσω της σχέσης (5.74)
   d. Εάν 'Virtual Pilot' mode = ON, τότε υπολόγισε την εκτιμήση του καναλιού $\hat{\mathbf{h}}_c^{[j]}$ σύμφωνα με την σχέση (5.66)
   e. Εάν 'Interference Cancellation' mode = ON, τότε υπολόγισε την εκτίμηση του καναλιού $\hat{\mathbf{h}}_c^{[j]}$ σύμφωνα με την σχέση (5.67)
   f. Μορφοποίηση του διανύσματος εκτίμησης του καναλιού $\hat{\mathbf{h}}^{[j]}$ κατ' αναλογία με την σχέση (5.64)
   g. Υπολογισμός των διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας $\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[j]}$ με βάση την σχέση (5.68)
   h. Μορφοποίηση διανύσματος $\tilde{\mathbf{s}}_d^{[j]}$ με βάση την σχέση (5.64) και υπολογισμός των απο-διασπαρμένων συμβόλων πληροφορίας $\tilde{\mathbf{d}}^{[j]}$ με βάση την σχέση (5.65)

   Until $E\left\{\left\|\hat{\mathbf{h}}^{[j]} - \hat{\mathbf{h}}^{[j-1]}\right\|_2^2\right\} \Big/ E\left\{\left\|\hat{\mathbf{h}}^{[j-1]}\right\|_2^2\right\} \le \lambda$ ή την ολοκλήρωση του μέγιστου επιτρεπτού αριθμού επαναλήψεων ($j > j_{\max}$).
6. Υπολογισμός του παράγοντα διόρθωσης Ω με βάση τις σχέσεις (5.69, 5.70, 5.71)
7. Υπολογισμός της τελικής εκτίμησης της πληροφορίας εκπομπής $\hat{\mathbf{d}}^{[j]}$ με βάση τις σχέσεις (5.72, 5.73).

Η επαναληπτική διαδικασία αξιοποιεί τα ενσωματωμένα σύμβολα αναφοράς τόσο πριν, όσο και μετά την λειτουργία της απο-διασποράς για την παραγωγή της αρχικής εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για καθένα από τα OFDM σύμβολα του πλαισίου μετάδοσης. Η ακρίβεια της αρχικής εκτίμησης εξαρτάται από τον σηματοθορυβικό λόγο του συστήματος, καθώς επίσης το πλήθος των κωδικών διασποράς (VPI) που χρησιμοποιούνται στο πλαίσιο της εκτίμησης,

όπως επίσης και το συνολικό σχήμα MCS που έχει υιοθετηθεί για το συγκεκριμένο πλαίσιο μετάδοσης. Ειδικότερα, σε απαιτητικά περιβάλλοντα διάδοσης με χρονομεταβλητά χαρακτηριστικά ρυθμού επιπέδου OFDM συμβόλου, ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος σε συνδυασμό με το σχήμα MCS (που ελέγχει την διαμετακομιστική ικανότητα του συστήματος), καθορίζουν το απαιτούμενο VPI προκειμένου να επιτευχθεί αξιόπιστη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου.

Εντός του πεδίου συνοχής (συχνότητας ή χρόνου), όσο περισσότερη πληροφορία (side-information) γίνεται διαθέσιμη μέσω της χρήσης των εκτιμημένων συμβόλων πληροφορίας με μικρή πιθανότητα σφάλματος, τόσο μικρότερη είναι η τιμή της ενεργής μεταβλητότητας θορύβου (effective noise variance) και κατ' επέκταση η ακρίβεια εκτίμησης που επιτυγχάνεται είναι σημαντικά υψηλότερη. Επίσης, σημειώνεται ότι μέσω της επαναληπτικής διαδικασίας και της χρήσης των εκτιμημένων συμβόλων πληροφορίας, το κέρδος κωδικοποίησης του καναλιού (channel coding gain) αξιοποιείται επιπλέον και στη βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου. Το απαιτούμενο πλήθος των επαναλήψεων για την επίτευξη μιας προκαθορισμένης ακρίβειας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου (λ), εξαρτάται από την επιλογή των παραμέτρων MCS και VPI, όπως επίσης και από το SNR του συστήματος.

5.8.4. Αξιολόγηση του Σφάλματος Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου και των Συμβόλων Πληροφορίας

5.8.4.1. Ανάλυση Σφάλματος Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου

Η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στηρίζεται στην γνώση των διασπαρμένων συμβόλων αναφοράς (πιλότων) $\mathbf{s}_p = \mathbf{C}_p \cdot \mathbf{p}$, καθώς και στα ληφθέντα σύμβολα πληροφορίας έτσι όπως εκτιμήθηκαν στα προηγούμενα βήματα της επαναληπτικής διαδικασίας. Για κάθε διασπαρμένο σύμβολο, ο αποκωδικοποιητής (decoder) υλοποιεί εκτίμηση σύμβολο-προς-σύμβολο των συμβόλων πληροφορίας (MAP). Σε κάθε επανάληψη, τα πιο αξιόπιστα σύμβολα λαμβάνονται υπόψη, τα οποία με την σειρά τους βελτιώνουν τις επόμενες εκτιμήσεις. Με βάση τη σχέση (5.66) ή (5.67), το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (MSE) της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου θα είναι

$$MSE = tr\left\{Cov(\Delta)\right\} = tr\left\{E\left[\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)\cdot\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)^H\right]\right\} \tag{5.76}$$

Το κάτω όριο του εκτιμητή καθορίζεται μέσω του Cramer-Rao Bound (CRB). Το μέγεθος αυτό αποτελεί ένα κριτήριο επίδοσης, το οποίο δίνει το κάτω όριο της MSE εκτίμησης σε ένα σύνολο αμερόληπτων (un-biased) εκτιμήσεων. Υπό κανονικές συνθήκες υπολογίζεται ως ο αντίστροφος του πίνακα πληροφορίας Fisher (Fisher Information Matrix, FIM) *J(θ)* [79]. Συνεπώς, για κάθε αμερόληπτη εκτίμηση $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ του διανύσματος προς εκτίμηση $\boldsymbol{\theta}$, θα είναι:

$$E\left[\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta}\right)\cdot\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta}\right)^H\right] \geq J(\theta)^{-1} = \left\{\frac{1}{\sigma_n^2}\cdot E\left[\mathbf{s}^H \cdot \mathbf{s}\right] + \rho_H^2 \cdot \mathbf{I}\right\}^{-1} \tag{5.77}$$

Ο μιγαδικός πίνακας $\boldsymbol{\theta} = \left[\mathbf{s}_d^T \quad \mathbf{h}^T\right]^T$ συγκροτείται από τις άγνωστες παραμέτρους του συστήματος. Υπό τη θεώρηση ότι τα σύμβολα πληροφορίας είναι i.i.d. με μηδενική μέση τιμή, στη σχέση (5.77) ο δεξιός παράγοντας αντιστοιχεί στην περίπτωση όπου το $\hat{\mathbf{h}}$ χαρακτηρίζεται ως η άγνωστη παράμετρος. Επίσης, σημειώνεται ότι $\rho_H^2 = E\left[\left|\frac{\vartheta \ln p_H(H)}{\vartheta H^*}\right|^2\right]$ με το $p_H(H)$ να αντιστοιχεί στη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του ραδιοδιαύλου. Για την περίπτωση ραδιοδιαύλου τύπου Rayleigh, το ρ_H^2 ισούται με το αντίστροφο της μεταβλητότητας σ_H^2 αυτού. Επίσης, σημειώνεται ότι καθώς το πλήθος των κεραιών λήψης αυξάνει, η απόσταση μεταξύ του CRB και της επίδοσης που επιτυγχάνεται από τον επαναληπτικό MMSE αλγόριθμο μειώνεται.

5.8.4.2. Ανάλυση Εκτίμησης Συμβόλων Πληροφορίας

Στην εν λόγω τεχνική εκτίμησης η υπέρθεση των συμβόλων πληροφορίας με τα σύμβολα πιλότους προκαλεί αύξηση του Cramer-Rao Lower Bound (CRLB), ενώ ο περιορισμός της ισχύος που χρησιμοποιείται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου (μέσω του περιορισμού των αντίστοιχων κωδικών) οδηγεί σε ανάλογη μείωση του CRLB. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην εκτίμηση του ραδιοδιαύλου με ενσωματωμένους πιλότους, το διάνυσμα $\mathbf{s}_p$ έχει γνωστή μεταβλητότητα. Επιπλέον, με δεδομένο ότι ο ραδιοδίαυλος έχει εκτιμηθεί και είναι γνωστός μόνο στο δέκτη, η ομοιόμορφη κατανομή ισχύος στα σύμβολα υπέρθεσης προσδίδει στο σύστημα μεγιστοποίηση της υπο συνθήκης 'αμοιβαίας' πληροφορίας (mutual information) [101].

Με βάση την σχέση (5.68) για $\tilde{\mathbf{s}}_{c_i}^{[j]}$ $(= \tilde{\mathbf{s}}_{d,c_i}^{[j]} + \mathbf{s}_{p,c_i})$, το λάθος εκτίμησης του ραδιοδιαύλου θα επηρεάζει την εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας ως ακολούθως

$$\tilde{\mathbf{s}}_{c_i}^{[j]} = \frac{1}{m_{jc_i}} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{mc_i}^{[j]\,H} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{1,c_i} \\ \mathbf{r}_{2,c_i}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{m_{jc_i}} \cdot \begin{bmatrix} \hat{H}_{c_i}^{(m_R,1)*} & \hat{H}_{c_i}^{(m_R,2)} \\ \hat{H}_{c_i}^{(m_R,2)*} & -\hat{H}_{c_i}^{(m_R,1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{c_i}^{(m_R,1)} \cdot s_1 + H_{c_i}^{(m_R,2)} \cdot s_2 \\ H_{c_i}^{(m_R,2)*} \cdot s_1 - H_{c_i}^{(m_R,1)*} \cdot s_2 \end{bmatrix} \tag{5.78}$$

Και με δεδομένο ότι

$$\begin{aligned}
H_{c_i}^{(m_R,1)} \cdot \hat{H}_{c_i}^{(m_R,1)*} &= H_{c_i}^{(m_R,1)} \cdot \left(H_{c_i}^{(m_R,1)} + E_{c_i}^{(m_R,1)}\right)^* = \left|H_{c_i}^{(m_R,1)}\right|^2 + H_{c_i}^{(m_R,1)} \cdot E_{c_i}^{(m_R,1)*} = \left|H_{c_i}^{(m_R,1)}\right|^2 + E_{H_i}^{(m_R,1)} \\
H_{c_i}^{(m_R,2)} \cdot \hat{H}_{c_i}^{(m_R,2)*} &= H_{c_i}^{(m_R,2)} \cdot \left(H_{c_i}^{(m_R,2)} + E_{c_i}^{(m_R,2)}\right)^* = \left|H_{c_i}^{(m_R,2)}\right|^2 + H_{c_i}^{(m_R,2)} \cdot E_{c_i}^{(m_R,2)*} = \left|H_{c_i}^{(m_R,2)}\right|^2 + E_{H_i}^{(m_R,2)} \\
H_{c_i}^{(m_R,2)} \cdot \hat{H}_{c_i}^{(m_R,1)*} &= H_{c_i}^{(m_R,2)} \cdot \left(H_{c_i}^{(m_R,1)} + E_{c_i}^{(m_R,1)}\right)^* = H_{c_i}^{(m_R,2)} \cdot H_{c_i}^{(m_R,1)*} + H_{c_i}^{(m_R,2)} \cdot E_{c_i}^{(m_R,1)*} = A + E_{1,i} \\
H_{c_i}^{(m_R,1)} \cdot \hat{H}_{c_i}^{(m_R,2)*} &= H_{c_i}^{(m_R,1)} \cdot \left(H_{c_i}^{(m_R,2)} + E_{c_i}^{(m_R,2)}\right)^* = H_{c_i}^{(m_R,1)} \cdot H_{c_i}^{(m_R,2)*} + H_{c_i}^{(m_R,1)} \cdot E_{c_i}^{(m_R,2)*} = A^* + E_{2,i}
\end{aligned} \tag{5.79}$$

η εξ. (5.78) θα γίνεται

$$\tilde{\mathbf{s}}_{c_i}^{[j]} = \frac{1}{m_{jc_i}} \cdot \begin{bmatrix} \left(\left|H_{c_i}^{(m_R,1)}\right|^2 + \left|H_{c_i}^{(m_R,2)}\right|^2 + E_{H_i}^{(m_R,1)} + E_{H_i}^{(m_R,2)*}\right) \cdot s_1 + \left(A + E_{1,i} - A - E_{2,i}^*\right) \cdot s_2 \\ \left(\left|H_{c_i}^{(m_R,2)}\right|^2 + \left|H_{c_i}^{(m_R,1)}\right|^2 + E_{H_i}^{(m_R,1)*} + E_{H_i}^{(m_R,2)}\right) \cdot s_2 + \left(A^* + E_{2,i} - A^* - E_{1,i}^*\right) \cdot s_1 \end{bmatrix}$$

ή

$$\tilde{\mathbf{s}}_{c_i}^{[j]} = \frac{1}{m_{jc_i}} \cdot \begin{bmatrix} \left(\left|H_{c_i}^{(m_R,1)}\right|^2 + \left|H_{c_i}^{(m_R,2)}\right|^2 + E_{H_i}\right) \cdot s_1 + \left(E_{1,i} - E_{2,i}^*\right) \cdot s_2 \\ \left(\left|H_{c_i}^{(m_R,2)}\right|^2 + \left|H_{c_i}^{(m_R,1)}\right|^2 + E_{H_i}^*\right) \cdot s_2 - \left(E_{1,i} - E_{2,i}^*\right)^* \cdot s_1 \end{bmatrix} \tag{5.80}$$

Στις παραπάνω σχέσεις ο συντελεστής A αντιστοιχεί στην ετεροσυσχέτιση του ραδιοδιαύλου, ενώ ο συντελεστής E_i υποδηλώνει τον πολλαπλασιασμό του συντελεστή του ραδιοδιαύλου με τον συντελεστή λάθους που προκαλείται από την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου από όλες τις κεραίες εκπομπής στην ίδια κεραία λήψης. Ακόμη, στην περίπτωση όπου το σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου είναι πολύ μικρό, τότε $E_{1,i} - E_{2,i}^* \simeq 0$ και $E_{H_i} \simeq 0$ κάτι που οδηγεί στην ιδανική εκτίμηση αυτού και κατ' επέκταση στην εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας με πολύ υψηλή πιθανότητα ορθής εκτίμησης.

5.8.5. Επίδοση Συστήματος MIMO MC-CDMA

5.8.5.1. Παράμετροι Προσομοίωσης και Καθορισμός Σεναρίων Αξιολόγησης

Η ανωτέρω τεχνική εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε ένα σύστημα MIMO MC-CDMA αξιολογείται στα πλαίσια της λειτουργίας αυτού σε μια κάτω ζεύξη, όπου ο σταθμός βάσης (πομπός, Tx) εκπέμπει προς ένα και μόνο φυσικό κινητό χρήστη (δέκτης, Rx) μέσω ενός περιβάλλοντος διάδοσης ο οποίος παρουσιάζει χωρική, χρονική και συχνοτική επιλεκτικότητα. Το μοντέλο του ραδιοδιαύλου WIM2 (winner II channel model) είναι αυτό που υιοθετήθηκε στα πλαίσια των συγκεκριμένων προσομοιώσεων σε επίπεδο ζεύξης λόγω της ακριβούς και ρεαλιστικής περιγραφής των στατιστικών και παραμέτρων του ραδιοδιαύλου σε όλα τα πεδία περιγραφής. Τα περιβάλλοντα προσομοίωσης αναφέρονται σε τυπικά περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου (A1, B3), σε αστικά μικροκυψελωτά (B1) (urban microcell), σε αστικά μακροκυψελωτά (C2) (urban macrocell), καθώς και σε ημιαστικά (C1) (suburban) σενάρια είτε οπτικής επαφής (LoS), είτε (NLoS), και για ποικίλα επίπεδα κινητικότητας ($3,6$ ή $50km/h$). Οι παράμετροι των μοντέλων διάδοσης που χρησιμοποιήθηκαν παρουσιάζονται αναλυτικά στο Παράρτημα Δ. Τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη χρησιμοποιούνται κεραίες ομοιόμορφης γραμμικής συστοιχίας (Uniform Linear Array, ULA) με δίπολα $\lambda/2$ και με αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων 4λ και $0,5\lambda$, αντίστοιχα. Η κεντρική συχνότητα εκπομπής του συστήματος είναι $f_c = 5,2GHz$ και το εύρος ζώνης λειτουργίας $B = 20MHz$. Η κωδικοποίηση των bits πληροφορίας υλοποιείται με την διαδοχική χρήση Reed Solomon and συνελικτικού κώδικα, ακολουθούμενοι από την σχετική βαθμίδα αποκοπής για την προσαρμογή του ρυθμού. Η βαθμίδα OFDM χρησιμοποιεί FFT 1024 σημείων με κυκλικό πρόθεμα $CP = 1/4$. Ο αριθμός των ενεργών υποκαναλιών είναι $N_a = 960$ ενώ στα μη ενεργά υποκανάλια τοποθετούνται μηδενικά. Τυπικά σχήματα ψηφιακών διαμορφώσεων και

κωδικοποιήσεων (MCSs) χρησιμοποιούνται πετυχαίνοντας ποικίλες τιμές μέγιστων υποστηριζόμενων ρυθμών μετάδοσης δεδομένων για τις διάφορες επιλογές της παραμέτρου VLI. Σημειώνεται ότι στην εν λόγω αρχιτεκτονική τόσο τα σύμβολα δεδομένων, όσο και αυτά των πιλότων έχουν την ίδια ψηφιακή διαμόρφωση κάθε φορά. Επιπλέον, και με στόχο να ληφθούν υπόψη όλα τα χαρακτηριστικά και οι ατέλειες ενός πραγματικού συστήματος (dirty RF), οι βαθμίδες RF/IF έχουν συμπεριληφθεί στην όλη αλυσίδα προσομοίωσης. Το σύνολο των παραμέτρων του συστήματος προσομοίωσης παρουσιάζεται στον πίνακα 5.3.

Γενικά, τόσο η προτεινόμενη τεχνική εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, όσο και το συνολικό σύστημα μετάδοσης μπορούν να αξιολογηθούν είτε με τη χρήση κριτηρίων θεωρίας μετάδοσης πληροφορίας (information theory), είτε με τη χρήση κριτηρίων επεξεργασίας σήματος (signal processing). Στην πρώτη περίπτωση αυτό υλοποιείται μέσω της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου και των ρυθμών αποκοπής, ενώ στη δεύτερη περίπτωση χρησιμοποιούνται μεγέθη όπως το μέσο τετραγωνικό σφάλμα του ραδιοδιαύλου (MSE), ο ρυθμός σφαλμάτων (BER) και η πραγματική ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων (Mbps). Στη συνέχεια, θα χρησιμοποιηθούν τα κριτήρια της δεύτερης προσέγγισης μιας και πετυχαίνεται όχι μόνο η αξιολόγηση του συστήματος και των βαθμίδων καθεαυτό υπό ρεαλιστικές συνθήκες και λαμβάνοντας υπόψη τις επιδράσεις των διαφόρων ατελειών των αναλογικών βαθμίδων, αλλά επίσης τα μεγέθη αυτά μπορούν να αξιοποιηθούν και ως κριτήρια προσαρμογής κατά τη δυναμική λειτουργία του συστήματος.

Για την αξιολόγηση του συστήματος σε επίπεδο ζεύξης, ο αριθμός των ενεργών εικονικών χρηστών ($u = 1,...,U$) μπορεί να μεταβάλλεται δυναμικά με βάση τις επικρατούσες συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης και τον όγκο των δεδομένων πληροφορίας που είναι επιθυμητό να μεταφερθεί. Το κάθε πλαίσιο μετάδοσης μεταφέρει σταθερό αριθμό βασικής πληροφορίας (uncoded information) (3000 bytes) και συνεπώς η διάρκεια του κάθε πλαισίου μεταβάλλεται ανάλογα με την επιλογή των παραμέτρων VLI και MCS και είναι κβαντισμένη προς τα πάνω στον απαιτούμενο ακέραιο αριθμό OFDM συμβόλων. Το ακριβές πλήθος των OFDM συμβόλων ενός πλαισίου καθώς και οι παράμετροι αυτού για ενδεικτικές περιπτώσεις παρουσιάζονται στο Παράρτημα Β. Η ιδιαιτερότητα της διατήρησης σταθερού αριθμού bytes σε κάθε πλαίσιο μετάδοσης αποτελεί πλεονέκτημα για μεταδόσεις τόσο σε αργά, όσο και σε γρήγορα μεταβαλλόμενους ραδιοδιαύλους. Αυτό γιατί, στην πρώτη περίπτωση ο δεδομένος αριθμός των bits μπορεί να μεταδοθεί με υψηλής τάξης ψηφιακή διαμόρφωση και μικρό αριθμό ενσωματωμένων πιλότων πετυχαίνοντας πλαίσια μετάδοσης πολύ μικρής διάρκειας. Επιπλέον, σε μια τέτοια περίπτωση, η χρήση του preamble είναι αποδοτική και καθώς η συχνότητα μετάδοσής του είναι μεγάλη, η συνολική δομή είναι αρκετά αποδοτική. Στην ακραία περίπτωση όπου ο ραδιοδίαυλος είναι στατικός θα μπορούσαν να εξαλειφθούν εντελώς τα ενσωματωμένα σύμβολα αναφοράς ($VPI = 0$). Στη δεύτερη περίπτωση, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων είναι μειωμένος αφού έχει επιλεγεί μικρότερη ψηφιακή διαμόρφωση και κωδικοποίηση για λόγους καλύτερης αξιοπιστίας της μετάδοσης. Επίσης, περισσότερα ενσωματωμένα σύμβολα αναφοράς χρησιμοποιούνται προκειμένου να επιτυγχάνεται καλύτερη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου αυξάνοντας έτσι την συνολική διάρκεια του πλαισίου μετάδοσης με την παράλληλη απαλοιφή του preamble μιας και η εν λόγω εκτίμηση δεν ανταποκρίνεται στην

τρέχουσα κατάσταση του περιβάλλοντος διάδοσης. Σημειώνεται ότι οι προσομοιώσεις για την εξαγωγή του BER είχαν ως στόχο την τιμή 10^{-5} με σχετική μεταβλητότητα εκτίμησης 10^{-4} για κάθε τιμή E_b/N_0 με άνω όριο προσομοίωσης τα 5000 πλαίσια μετάδοσης.

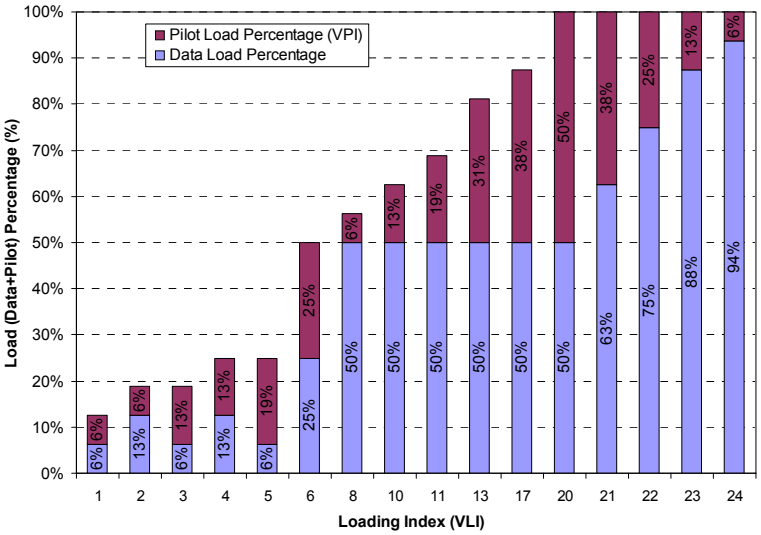
Πίνακας 5.3: Παράμετροι συστήματος αξιολόγησης

Parameters	Values
Channel Model	SCME/WIM2
Channel Model Type (Scenario)	A1(indoor office, LOS/K=7dB, 3.6Km/h, σ_τ=76nsec), B1(typical urban micro-cell, NLoS, 3.6Km/h, σ_τ=74nsec), B3(large indoor Hall, LoS, 3.6Km/h, σ_τ=35nsec), C1(suburban, LoS, 50Km/h, σ_τ=62nsec), C2(typical urban macro-cell, NLoS, 50Km/h, σ_τ=310nsec)
$M_T \times M_R$	2×1, 2×2, 2×3, 2×4
Antenna Geometry	ULA, λ/2 dipole elements
Inter-element Spacing	4λ (BS), λ/2 (MS)
Carrier Frequency (f_c) / Bandwidth (B)	5.2GHz / 20MHz
Information bits per frame	24000
Frame duration (Variable)	0.384 – 25.66 msec
Modulation-Coding Scheme (MCS)	BPSK-1/2 (r0), QPSK-1/2 (r1), QPSK-3/4 (r2), 16QAM-1/2 (r3), 16QAM-3/4 (r4), 64QAM-2/3 (r5), 64QAM-3/4 (r6)
Maximum Data Rate (Mbps) per MCS	7.35, 14.42, 22.06, 28.85, 41.67, 53.57, 62.50
Diversity	Space-Time-Frequency
FFT/IFFT Size	1024
Number of Active Subcarriers (N_a)	960
Cyclic Prefix (CP)	1/4
W-H Spreading Factor (SF)	16
Spread blocks per OFDM symbol (Q)	60
Subcarrier Spacing (Δf_c)	19.5kHz
Total OFDM symbol duration (T_t)	64μsec
Maximum Number of Iterations (j_{max})	8
Coding Scheme	Concatenated Reed-Solomon and Convolutional
Reed-Solomon parameters	Galois Field=8
Convolutional coding	Code Rate=1/2 and Constraint Length=7
Interleaver Depth	16
PN pilot bits Generator	Linear shift register of length 12
RF stages/Raised Cosine Filter roll-off factor	Common Local Oscillator / a=0.25

Με βάση τις συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης και την παραγόμενη παρεμβολή τύπου MUI της CDMA παραμέτρου του συστήματος, αυτό μπορεί να είναι μερικώς φορτωμένο (λιγότεροι κώδικες διασποράς VLI χρησιμοποιούνται από το μέγιστο δυνατό πλήθος SF). Οι ενεργοί κώδικες κατανέμονται με δυναμικό τρόπο μεταξύ των συμβόλων πληροφορίας και των πιλότων (VPI). Οι τιμές των VLI και VLI που χρησιμοποιούνται στα πλαίσια των προσομοιώσεων αξιολόγησης απεικονίζονται στο σχήμα 5.27, όπου ο δείκτης του οριζόντιου άξονα περιγράφει μοναδικά την λειτουργική κατάσταση του συστήματος σε σχέση με τις ανωτέρω παραμέτρους.

Σημειώνεται ότι η συνολική ισχύς εκπομπής του συστήματος διατηρείται σταθερή και διαιρείται ισοδύναμα μεταξύ όλων των συμβόλων πληροφορίας και των πιλότων (σε αντίθεση με ανάλογες προσεγγίσεις της βιβλιογραφίας [70][89] όπου ένας και μόνο κώδικας διασποράς ανατίθεται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου με μεταβαλλόμενη ισχύ). Η εν λόγω προσέγγιση μπορεί να θεωρηθεί ως μια κβαντισμένη διαδικασία ανάθεσης ισχύος στην εκτίμηση του ραδιοδιαύλου μέσω της αρχιτεκτονικής των ενσωματωμένων πιλότων. Επίσης, είναι αξιοσημείωτο ότι η μέθοδος αυτή προσφέρει σταθερό λόγο μέγιστης προς μέση ισχύ

επιτρέποντας καλύτερη λειτουργία των RF βαθμίδων παρόλο που η ικανότητα ανάθεσης βέλτιστης ισχύος στους πιλότους περιορίζεται στο επίπεδο ανάθεσης συγκεκριμένου πλήθους κωδικών διασποράς.



Σχήμα 5.27: Δείκτης VLI των εναλλακτικών ρυθμών λειτουργίας του συστήματος υποδηλώνοντας το συνολικό ποσοστό των ενεργών κωδικών W-H, καθώς και την επιμέρους ανάθεση μεταξύ των συμβόλων πληροφορίας ($M = VLI - VPI$) και των πιλότων (VPI) για $SF = 16$.

Το σύστημα λειτουργεί στη λογική της χωρικής διαφορικότητας (spatial diversity) για αυξημένη αξιοπιστία της ζεύξης όπου η ορθογώνια SFBC κωδικοποίηση έχει προτιμηθεί έναντι της STBC λόγω της βασικής απαίτησης του συστήματος για σταθερότητα του ραδιοδιαύλου μόνο στο πεδίο της συχνότητας και μόνο για δύο διαδοχικά υποκανάλια. Η συγκεκριμένη απαίτηση ικανοποιείται πολύ πιο εύκολα στο πεδίο της συχνότητας απ' ότι σε αυτό του χρόνου. Τα περιβάλλοντα διάδοσης στα οποία αξιολογήθηκε το εν λόγω σύστημα χαρακτηρίζονται από μέγιστο RMS delay spread $\sigma_\tau = 0.5\mu\text{sec}$ το οποίο αντιστοιχεί στην εμπειρική εκτίμηση του εύρους ζώνης συνοχής $B_{coh} \simeq 40\text{kHz}$ πετυχαίνοντας έτσι $2 \cdot \Delta f_c / B_{coh} \leq 1$. Η τιμή αυτή αντιστοιχεί σε περιβάλλοντα διάδοσης τύπου 'bad urban' (Παράρτημα Δ). Επίσης, θα πρέπει να σημειωθεί ότι η αρχιτεκτονική των ενσωματωμένων πιλότων και της αξιοποίησης αυτών πριν τη βαθμίδα της απο-διασποράς, δεν απαιτεί σταθερό ραδιοδίαυλο για όλο το εύρος της ακολουθίας διασποράς (εν αντιθέσει με τη μέθοδο της απλής χρήσης των πιλότων μετά την απο-διασπορά).

Ειδικότερα, η ανωτέρω μέθοδος αξιολογείται διεξοδικά σε δυο χαρακτηριστικά περιβάλλοντα διάδοσης (B1 και C2 με βάση το WIM2) τα οποία έχουν υλοποιηθεί με ένα ομαδοποιημένο μοντέλο γραμμής καθυστέρησης (Clustered Delay Line, CDL) των 16 και 20 ομάδων αντίστοιχα, όπου η κάθε ομάδα συγκροτείται από 20 πολυδιαδρομικές συνιστώσες. Η πρώτη περίπτωση αντιστοιχεί σε τυπικό αστικό περιβάλλον μικροκυψέλης με NLoS και χαμηλή

κινητικότητα ($3,6km/h$). Ο συγκεκριμένος ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται από $\sigma_\tau = 74\text{nsec}$ με max excess delay 615nsec, διασπορά των γωνιών αναχώρησης (AoD) $\sim 15^o$ και των γωνιών άφιξης (AoA) $\sim 35^o$. Η δεύτερη περίπτωση περιγράφει ένα τυπικό αστικό περιβάλλον μακρο-κυψέλης με NLoS και μεσαίο επίπεδο κινητικότητας ($50km/h$). Οι μετρήσεις σε περιβάλλοντα διάδοσης αυτής της κατηγορίας παρουσιάζουν $\sigma_\tau = 234\text{nsec}$, max excess delay $1.84\mu\text{sec}$, διαλείψεις σκίασης της τάξης των $8dB$, διασπορά γωνιών αναχώρησης $\sim 8^o$ και άφιξης $\sim 53^o$.

Η χρήση του preamble OFDM συμβόλου και η συμβολή του στη συνολική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου κατά μήκος όλου του πλαισίου μετάδοσης μπορεί να γίνει είτε με σταθερό και προκαθορισμένο τρόπο, είτε με μεταβλητό. Στην πρώτη περίπτωση, χρησιμοποιείται ένα σταθερός προκαθορισμένος συντελεστής b κατά την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου σε καθένα από τα OFDM σύμβολα του πλαισίου μετάδοσης. Στην περίπτωση του μεταβλητού συντελεστή, η επίδραση του b μειώνεται με τον χρόνο και καθώς το σύστημα προχωράει στις εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου που σχετίζονται με τα τελευταία OFDM σύμβολα του πλαισίου μετάδοσης. Στην περίπτωση των προσομοιώσεων που ακολουθούν και για λόγους διακριτής αξιολόγησης της αρχιτεκτονικής των ενσωματωμένων πιλότων η επίδραση του preamble OFDM συμβόλου λαμβάνεται σταθερή και ίση με $b = 0,1$.

Γενικά, το τμήμα των συμβόλων πληροφορίας στον γραμμικό εκτιμητή ραδιοδιαύλου τύπου MMSE αντιμετωπίζεται ως λευκός θόρυβος. Ωστόσο, στην όλη διαδικασία εκτίμησης, το τμήμα του θορύβου αποτελείται όχι μόνο από τον προσθετικό λευκό θόρυβο (AWGN), αλλά επίσης και από διασπαρμένες ακολουθίες δεδομένων (συγκεκριμένης δομής, η οποία είναι γνωστή στο δέκτη). Η συνιστώσα αυτή 'χρωματίζει' τον παράγοντα θορύβου (colored noise) του συστήματος και η αγνόηση του χαρακτηριστικού αυτού οδηγεί στη μη βέλτιστη λειτουργία της γραμμικής MMSE εκτίμησης. Για την ελαχιστοποίηση της αδυναμίας αυτής ο αλγόριθμος εκτίμησης του ραδιοδιαύλου γίνεται επαναληπτικός με τα εκτιμηθέντα σύμβολα πληροφορίας να χρησιμοποιούνται είτε ως εικονικά σύμβολα πιλότοι (decision directed mode), είτε ως παρεμβολή και συνεπώς να αφαιρούνται (interference cancellation mode) πετυχαίνοντας έτσι ουσιαστική βελτίωση της επίδοσης, τόσο της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, όσο και όλου του συστήματος. Είναι ακόμη αξιοσημείωτο ότι ο ισοδύναμος θόρυβος μειώνεται σε κάθε επανάληψη λόγω της επανεκτίμησης του ραδιοδιαύλου πετυχαίνοντας έτσι και με μικρό αριθμό επαναλήψεων σημαντική βελτίωση της επίδοσης. Ανάλογα αποτελέσματα ως προς τον αριθμό των απαιτούμενων επαναλήψεων παρουσιάζονται και στην εργασία [77]. Ένας ικανοποιητικός συμβιβασμός μεταξύ επίδοσης και πολυπλοκότητας (υπολογιστικών απαιτήσεων) είναι ο τερματισμός της επαναληπτικής διαδικασίας είτε για σύγκλιση σε μικρές τιμές του λ (π.χ. $\lambda = 0,01$), είτε για έναν μέγιστο αριθμό επαναλήψεων $j_{\max}$ (π.χ. $j_{\max} = 8$). Ανάλογες τιμές έχουν υιοθετηθεί και στις εργασίες [77], [105] και [140].

5.8.5.2. Επίδοση Βαθμίδας Εκτίμησης Ραδιοδιαύλου

Η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου γίνεται με βάση το παραγόμενο κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (Normalized Mean Square Error, NMSE) σύμφωνα με την σχέση

$$NMSE\big|_{dB} = 10 \cdot log_{10} \left\{ \frac{E\left[\left\| \mathbf{H}_t^{(m_R,m_T)} - \hat{\mathbf{H}}_t^{(m_R,m_T)} \right\|_F^2 \right]}{E\left[\left\| \mathbf{H}_t^{(m_R,m_T)} \right\|_F^2 \right]} \right\} \tag{5.81}$$

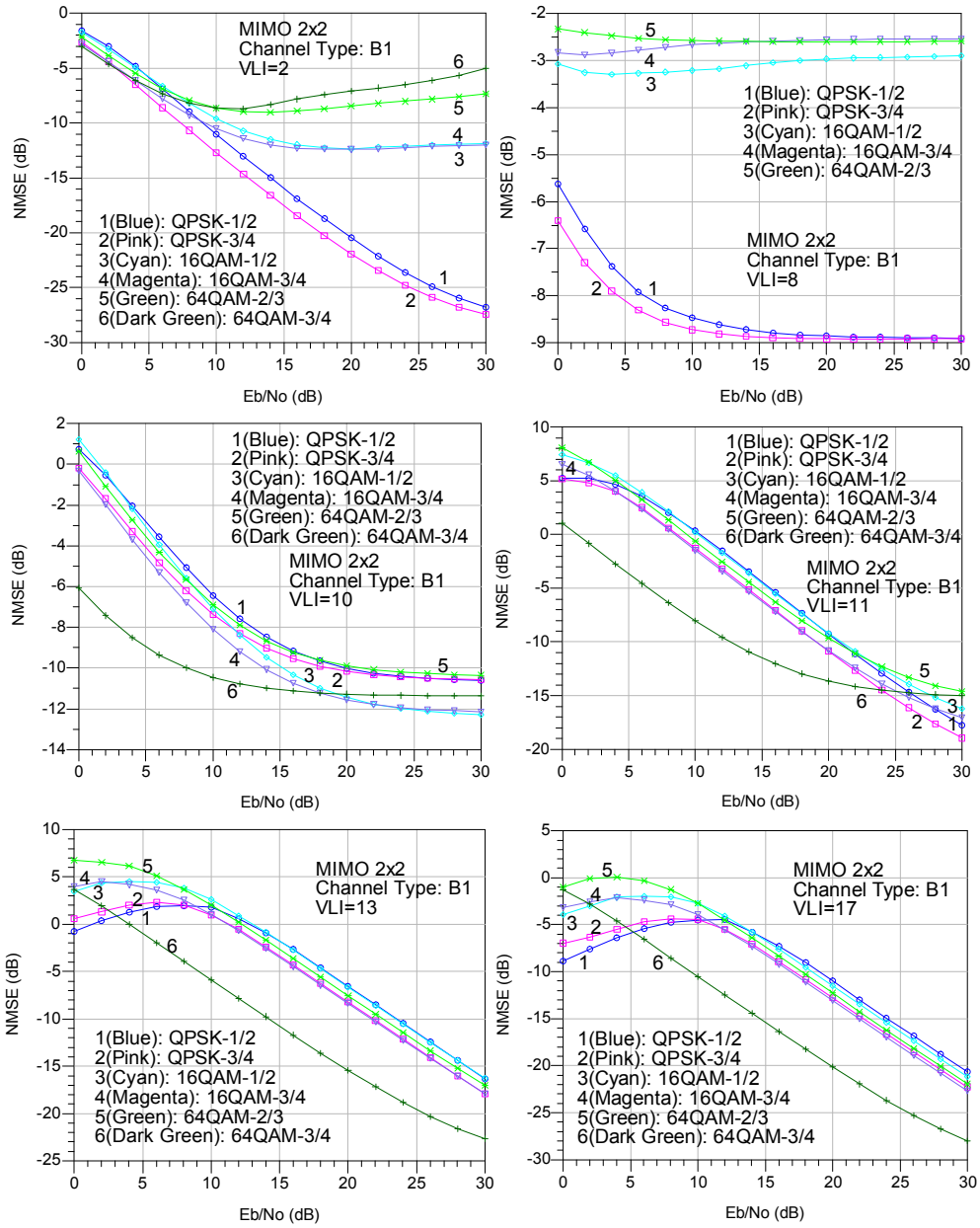
Συγκεκριμένα, τα σχήματα 5.28 και 5.29 παρουσιάζουν το NMSE της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για τα περιβάλλοντα διάδοσης B1, C2 με χαμηλή και μέτρια κινητικότητα χρήστη, αντίστοιχα.

Οι καταστάσεις λειτουργίας που απεικονίζονται αντιστοιχούν σε VLI =2, 8, 10, 11, 13, και 17. Πιο συγκεκριμένα, για VLI =2 το σύστημα είναι 'φορτωμένο' κατά 19% (6% πιλότοι και 13% για σύμβολα πληροφορίας) και είναι εμφανές ότι η λειτουργία αυτού είναι αποδεκτή μόνο για την διαμόρφωση QPSK, ενώ για μεγαλύτερα MCSs παρατηρείται ένα όριο βελτίωσης καθώς ο λόγος E_b/N_0 αυξάνει. Στη συνέχεια, κρατώντας σταθερό το ποσοστό χρήσης των κωδικών για πιλότους (στο 6%) και αυξάνοντας το ποσοστό των κωδικών για μεταφορά πληροφορίας στο 50% (VLI =8, ένας κώδικας διασποράς χρησιμοποιείται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου, και οκτώ για μεταφορά πληροφορίας), η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης μειώνεται παραμένοντας αποδεκτή μόνο για την περίπτωση της QPSK, αλλά με ένα αυξημένο επίπεδο θορύβου (περίπου $-9dB$). Για τις υπόλοιπες καταστάσεις λειτουργίας (VLI =10, 11, 13, 17) το 'φόρτωμα' του συστήματος σε σχέση με την μεταφορά συμβόλων πληροφορίας παραμένει σταθερό στο 50% (της συνολικής ικανότητας), ενώ για τους πιλότους αυξάνεται σταδιακά στο 13%, 19%, 31%, και 38%, αντίστοιχα. Για VLI =10 (δυο κώδικες έχουν ανατεθεί για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου), η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου βελτιώνεται αξιοσημείωτα για όλες τις επιλογές του MCS. Επιπροσθέτως, καθώς ο αριθμός των κωδικών διασποράς που χρησιμοποιείται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου αυξάνεται, η απόδοση του εκτιμητή επίσης αυξάνεται χαρακτηριστικά, πετυχαίνοντας μια $NMSE = -20dB$ για $E_b/N_0 = 30dB$. Επίσης, το NMSE μειώνεται σχεδόν γραμμικά με τον σηματοθορυβικό λόγο με την αύξηση του ποσοστού των ενσωματωμένων πιλότων.

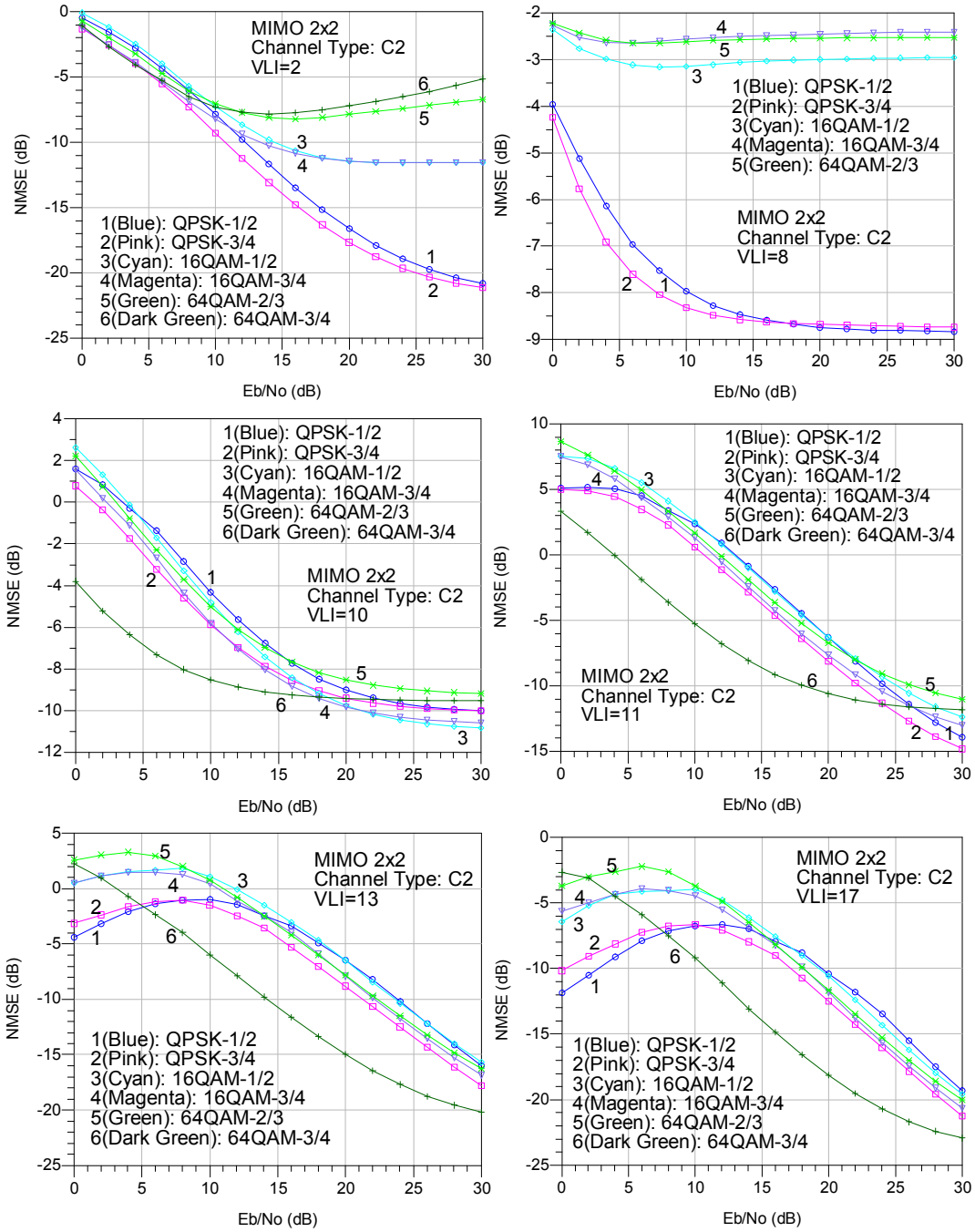
Διερευνώντας αναλυτικότερα την ψηφιακή διαμόρφωση 64QAM-3/4, η επίδοση NMSE είναι γραμμική μόνο για τις περιπτώσεις VLI =13 και 17. Το αποτέλεσμα αυτό επιτυγχάνεται όχι μόνο από την αυξημένη ποσόστωση των πιλότων, αλλά επίσης και από την μεταβλητή διάρκεια του πλαισίου μετάδοσης. Ειδικότερα, για την περίπτωση των $4,5bits$ πληροφορίας ανά υποκανάλι, το παραγόμενο πλαίσιο είναι μικρότερο και συνεπώς η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου με βάση το preamble OFDM σύμβολο γίνεται με μεγαλύτερη συχνότητα.

Στο σχήμα 5.29 απεικονίζεται η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης για ταχέως χρονικά μεταβαλλόμενους ραδιοδιαύλους (Channel: C2), όπου παρατηρούνται ανάλογα αποτελέσματα.

Είναι εμφανές ότι η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βελτιώνεται με την αύξηση του πλήθους των διασκορπισμένων πιλότων, ενώ ο ελάχιστος απαιτούμενος αριθμός των κωδικών διασποράς για χρήση στη βαθμίδα εκτίμησης εξαρτάται από την επιλογή του MCS και καθορίζεται από την επίδοση του NMSE για μεγάλες τιμές E_b/N_0 .



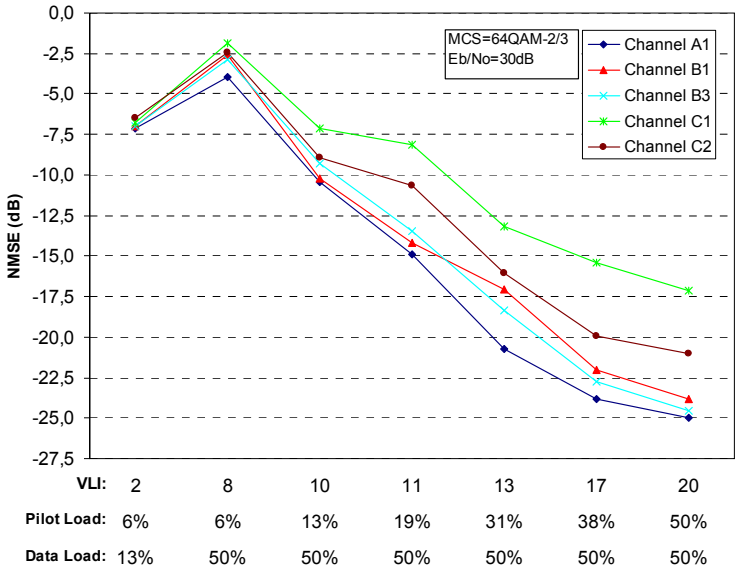
Σχήμα 5.28: Επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε μοντέλο ραδιοδιαύλου B1 (WIM2), για διάφορους ρυθμούς λειτουργίας (VLI =2, 8, 10, 11, 13, 17) και σχήματα διαμόρφωση-κωδικοποίησης. Η επαναληπτική διαδικασία λειτουργεί σε λογική εικονικών πιλότων με μέγιστο πλήθος επαναλήψεων οκτώ.



Σχήμα 5.29: Επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε μοντέλο ραδιοδιαύλου C2 (WIM2), για διάφορους ρυθμούς λειτουργίας (VLI =2, 8, 10, 11, 13, 17) και σχήματα διαμόρφωσης-κωδικοποίησης. Η επαναληπτική διαδικασία λειτουργεί σε λογική εικονικών πιλότων με μέγιστο πλήθος επαναλήψεων οκτώ.

Επίσης, στο σχήμα 5.30 παρουσιάζεται η εξάρτηση του NMSE από τις διάφορες τιμές του VLI σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης. Από την εν λόγω σύγκριση γίνεται εμφανές ότι η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου πετυχαίνει σχεδόν γραμμική απόκριση με την αύξηση του πλήθους των κωδικών που χρησιμοποιούνται για τους πιλότους (VLI , VPI)

και επιπλέον η συμπεριφορά είναι παρόμοια για όλους τους τύπους των ραδιοδιαύλων στους οποίους αξιολογήθηκε το σύστημα. Με βάση τα ανωτέρω αποτελέσματα γίνεται επίσης εμφανές ότι η αρχιτεκτονική της χρήσης ενσωματωμένων πιλότων (αξιοποίηση αυτών πριν την βαθμίδα 'despread') σε ένα σύστημα MIMO MC-CDMA, με ποικίλα σχήματα διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, είναι εξαιρετικά αποδοτική σε διαφόρους τύπους ραδιοδιαύλων και για διάφορα επίπεδα κινητικότητας του δέκτη.

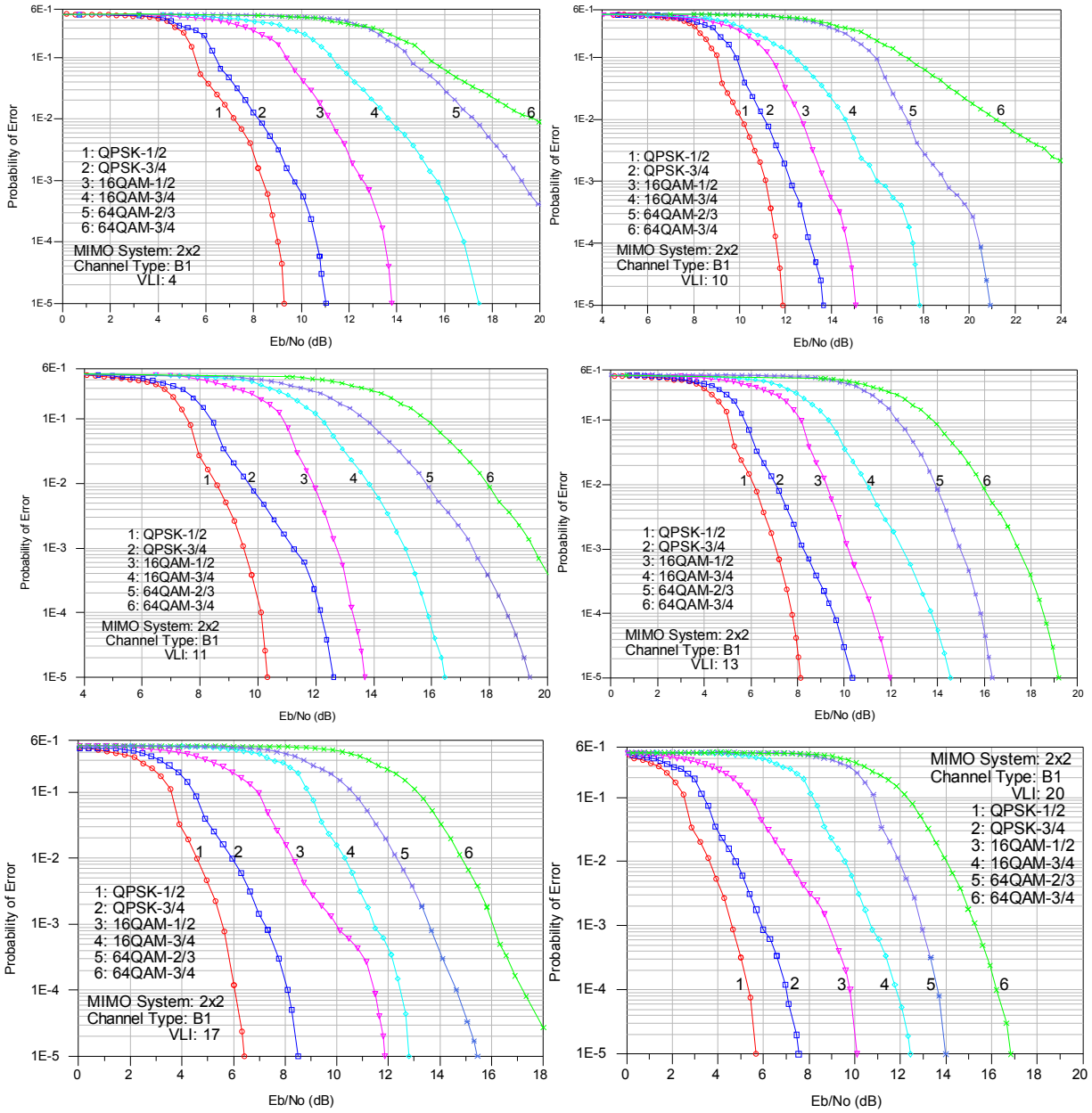


Σχήμα 5.30: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (NMSE) της βαθμίδας εκτίμησης ως συνάρτηση του VLI για διάφορους τύπους ραδιοδιαύλων (Παράτημα Δ).

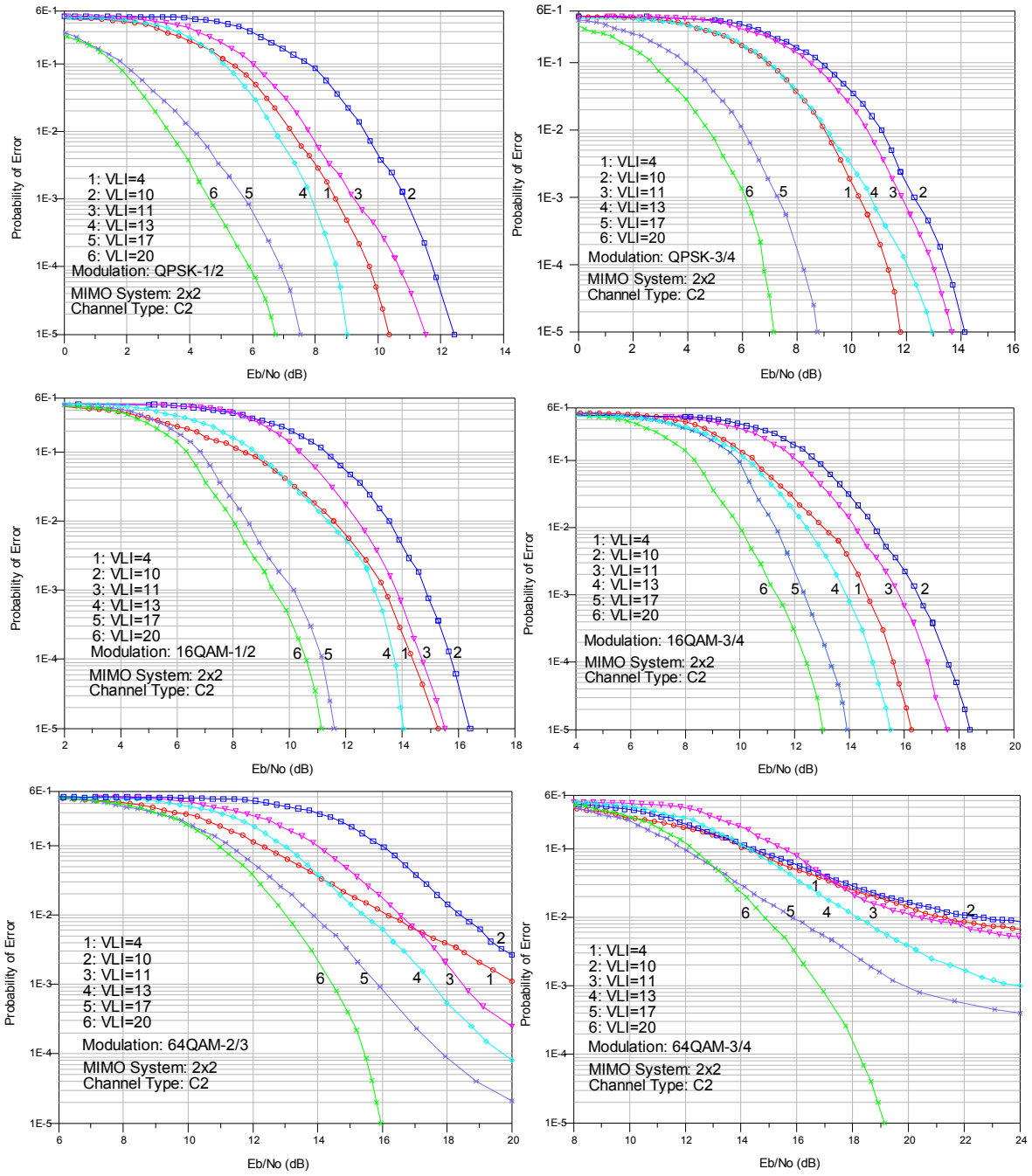
Στα πλαίσια της επίδρασης της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στη συνολική επίδοση και αξιοπιστία του συστήματος παρουσιάζονται στη συνέχεια αποτελέσματα ρυθμού σφαλμάτων πληροφορίας (BER). Συγκεκριμένα, στο σχήμα 5.31 απεικονίζονται καμπύλες BER για σύστημα 2×2 το οποίο λειτουργεί σε ραδιοδίαυλο τύπου B1 με μέση ταχύτητα δέκτη 3,6km/h. Η επίδοση του συστήματος απεικονίζεται για διάφορους ρυθμούς λειτουργίας (VLI =4, 10, 11, 13, 17, 20), καθώς και για όλες τις πιθανές ψηφιακές διαμορφώσεις και κωδικοποιήσεις. Ειδικότερα, για VLI =4 (13% για πιλότους, και 13% για μεταφορά δεδομένων) και σε QPSK-3/4 και 16QAM-3/4, το σύστημα πετυχαίνει $P_e = 10^{-5}$ για τιμές του E_b/N_0 11dB και 17,5dB αντίστοιχα, ενώ για 64QAM το σύστημα παρουσιάζει διαφορετικό διαφορικό κέρδος για μικρές τιμές του δείκτη VLI υποδηλώνοντας την ανάγκη για βελτίωση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και συνεπώς την ανάγκη αύξησης του αντίστοιχου πλήθους των κωδικών. Για 50% 'φόρτωση' του συστήματος με πληροφορία, η επίδοση του συστήματος βελτιώνεται αξιοσημείωτα για πλήθος πιλότων της τάξης του 19% (VLI =11) πετυχαίνοντας επίσης μείωση της διαφοράς επίδοσης μεταξύ των διαφορετικών διαμορφώσεων του συστήματος. Πιθανότητα σφάλματος (P_e) της τάξης του 10^{-5} πετυχαίνεται για E_b/N_0 =13,8dB με 16QAM-1/2 και VLI =11, ενώ για VLI =13 μόνο 12dB απαιτούνται

για την επίτευξη ισοδύναμης επίδοσης. Για VLI =20 η απαιτούμενη τιμή E_b/N_0 μειώνεται στα 10,1dB. Επιπλέον, για 64QAM-3/4 με VLI =13 απαιτείται E_b/N_0 =19,2dB για ισοδύναμη πιθανότητα λάθους, ενώ ένα κέρδος της τάξης των 2,5dB επιτυγχάνεται για VLI =20.

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται η επίδοση του συστήματος 2×2 MC-CDMA σε ραδιοδιαύλους με μεγαλύτερες τιμές χρονικής διασποράς, το οποίο αντιστοιχεί σε ταχύτητες της τάξης των 50km/h (Channel Type C2). Στην περίπτωση αυτή, το καθένα από τα γραφήματα του σχήματος 5.32 αντιστοιχεί σε σταθερό MCS και μεταβλητό δείκτη VLI. Ειδικότερα, για QPSK-1/2 μια διαφορά επίδοσης των 2,1dB για $P_e = 10^{-5}$ παρατηρείται μεταξύ των VLI =4 και VLI =10 (όπου το πλήθος των κωδικών για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου παραμένει σταθερό και ίσο με δύο, ενώ αυτό για την μεταφορά της πληροφορίας αυξάνεται από δύο σε οκτώ κώδικες). Κρατώντας σταθερό το πλήθος των κωδικών που χρησιμοποιούνται για μεταφορά πληροφορίας στο 50% και αυξάνοντας το ποσοστό ανάθεσης κωδικών στους πιλότους (VLI =11, 13, 17, και 20) μια αξιοσημείωτη βελτίωση της επίδοσης του συστήματος παρατηρείται πετυχαίνοντας πιθανότητα λάθους $P_e = 10^{-5}$ για μια τιμή E_b/N_0 =6,8dB με VLI =20. Ισοδύναμα αποτελέσματα παρατηρούνται επίσης και για μεγαλύτερα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης (MCSs) όπου μεγάλη βελτίωση πετυχαίνεται με την αύξηση του δείκτη VLI από 13 σε 17 υποδηλώνοντας χαρακτηριστικά λειτουργίας κατωφλίου σε ποσοστά ανάθεσης κωδικών σε πιλότους της τάξης του 38%. Επίσης, για 16QAM-1/2 παρόμοια επίδοση του συστήματος σημειώνεται για VLI =4 και 13 σε χαμηλές τιμές του λόγου E_b/N_0 υποδηλώνοντας ότι για μια αύξηση της μεταφοράς συμβόλων πληροφορίας από 13% σε 50% απαιτείται μια αντίστοιχη αύξηση των κωδικών από 13% σε 31% πετυχαίνοντας επιπροσθέτως ακόμη καλύτερα αποτελέσματα με την περαιτέρω αύξηση του λόγου E_b/N_0. Επιπλέον, σημειώνεται ότι για 64QAM η τεχνική εκτίμησης του ραδιοδιαύλου πετυχαίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα (χωρίς την εμφάνιση κάποιου επιπέδου θορύβου) μόνο για μεγάλο πλήθος ανάθεσης κωδικών στην βαθμίδα εκτίμησης, δηλαδή για VLI =20. Στην περίπτωση αυτή το σύστημα πετυχαίνει $P_e = 10^{-5}$ για 64QAM-2/3 και 64QAM-3/4 σε τιμές E_b/N_0 ίσες με 15,93dB και 19,1dB αντίστοιχα.



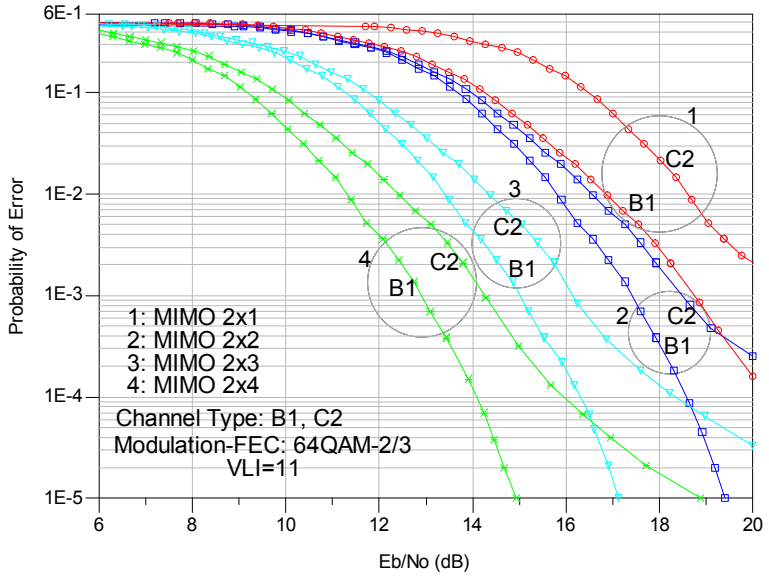
Σχήμα 5.31: Αποτελέσματα επίδοσης συστήματος SFBC MIMO MC-CDMA με επαναληπτικό αλγόριθμο εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για διάφορες τιμές *VLI* και λειτουργία σε ποικίλα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης. Ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως τυπικό αστικό μικρο-κυψελωτό περιβάλλον διάδοσης.



Σχήμα 5.32: Αποτελέσματα επίδοσης συστήματος MIMO SFBC MC-CDMA με επαναληπτικό αλγόριθμο εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για ποικίλα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης και διάφορες τιμές VLI. Ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως τυπικό αστικό μακρο-κυψελωτό περιβάλλον διάδοσης με NLoS και κινητικότητα δέκτη 50Km/h.

Στο σχήμα 5.33 απεικονίζονται αποτελέσματα BER για MIMO MC-CDMA σύστημα με ποικίλο αριθμό κεραιών λήψης ($M_R \in \{1,2,3,4\}$) το οποίο λειτουργεί με MCS=64QAM-2/3, VLI =11 και υπό συνθήκες διάδοσης σύμφωνα με τα μοντέλα ραδιοδιαύλου B1 και C2 . Από τα γραφήματα αυτά παρατηρείται μια βελτίωση της τάξης των 2,5dB με την αύξηση των

κεραιών λήψης και για τους δύο ραδιοδιαύλους αξιολόγησης. Ιδιαίτερα, για την περίπτωση του MIMO 2×4, το σύστημα παρουσιάζει $P_e = 10^{-5}$ για E_b/N_0 =15dB για τον ραδιοδίαυλο τύπου B1, ενώ για αυτόν τύπου C2 μια αύξηση του λόγου E_b/N_0 κατά 4dB απαιτείται για την επίτευξη ανάλογων αποτελεσμάτων εμφανίζοντας ταυτόχρονα ένα κατώφλι θορύβου.

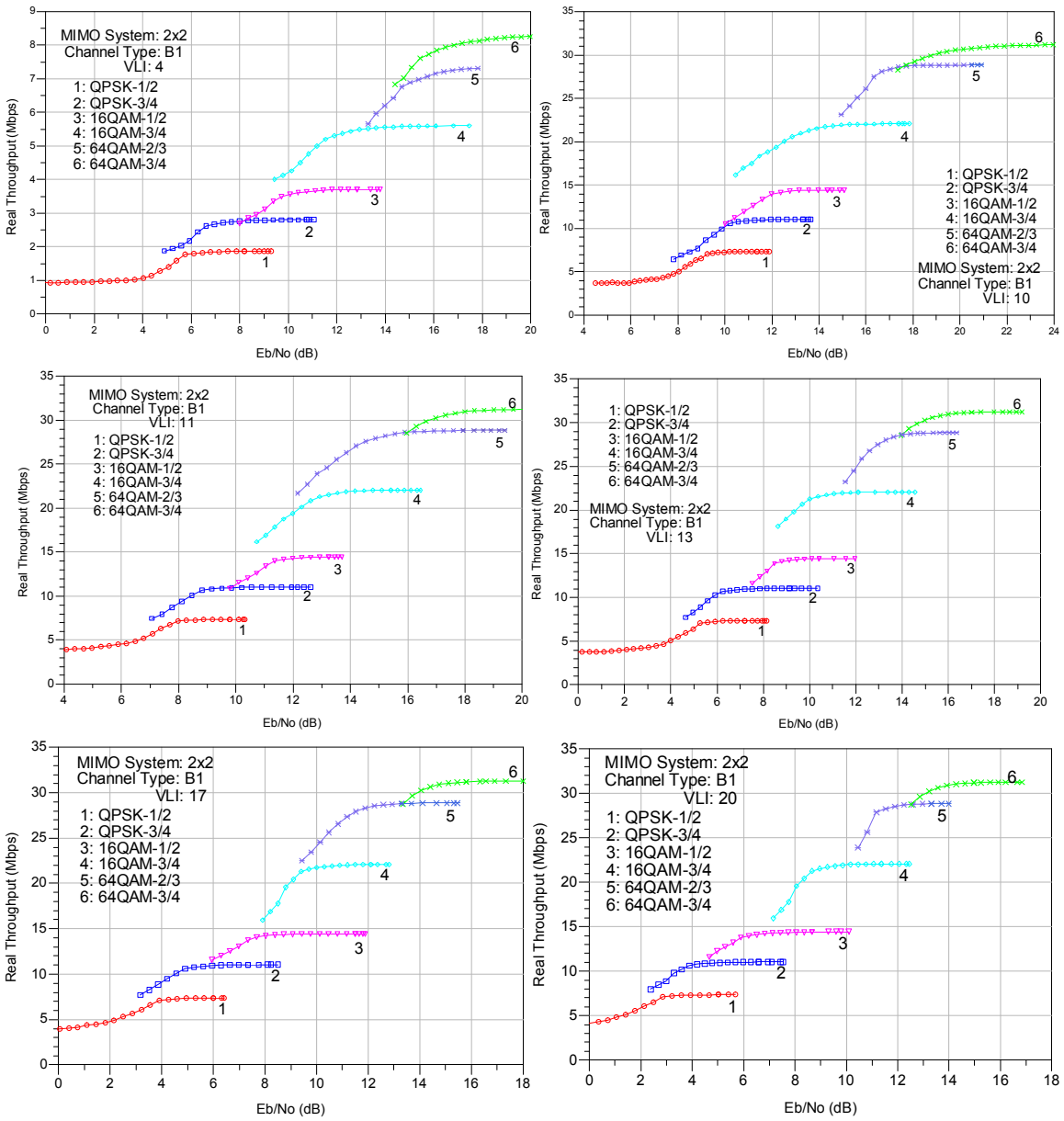


Σχήμα 5.33: Αποτελέσματα επίδοσης συστήματος 64QAM-2/3 MIMO MC-CDMA για ποικίλο αριθμό κεραιών λήψης με VLI =11.

Η συνολική επίδοση του συστήματος εξετάζεται περαιτέρω στα σχήματα 5.34 και 5.35 όπου γίνεται αξιολόγηση με βάση την πραγματική διαμετακομιστική ικανότητα του συστήματος. Ο πραγματικός ρυθμός δεδομένων καθορίζεται με βάση τον μέγιστο επιτρεπτό ρυθμό που μπορεί να υποστηρίξει η επιλεγείσα διαμόρφωση χωρίς τα σύμβολα προσαύξησης και αφαιρώντας όλα τα bits που έχουν ληφθεί λάθος σύμφωνα με τον ρυθμό σφαλμάτων που καθορίζεται από την πιθανότητα σφάλματος. Σε ένα δυναμικό σενάριο, όπου τα χαρακτηριστικά του συστήματος (VLI ,VPI ,MCS) προσαρμόζονται για την επίτευξη είτε υψηλού ρυθμού μεταφοράς δεδομένων, είτε μεγάλης χωρητικότητας του συστήματος, η ακρίβεια εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και η ενημερωμένη γνώση αυτού αποτελούν θεμελιώδεις παράγοντες στην αξιόπιστη λειτουργία της όλης αρχιτεκτονικής.

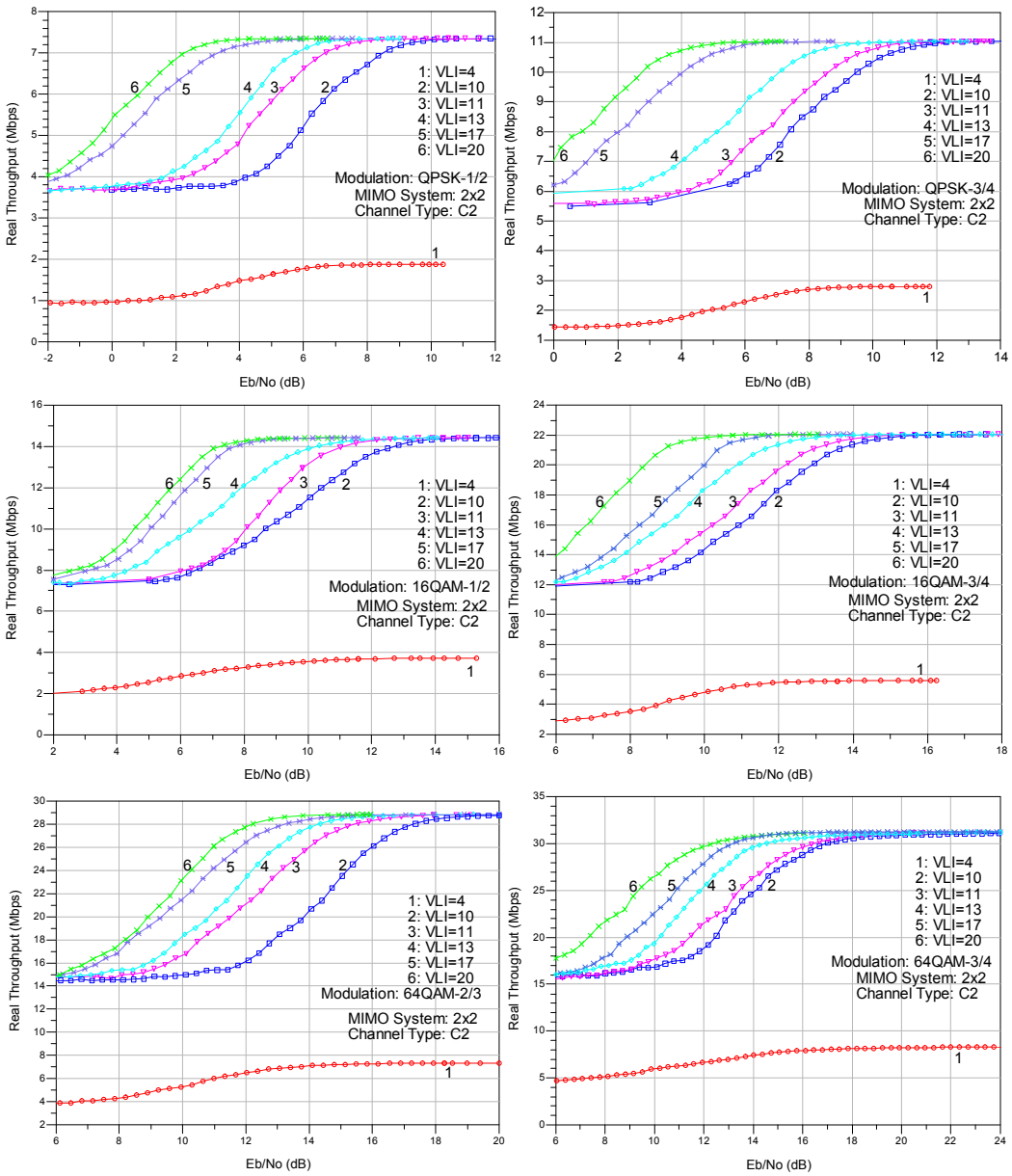
Στο σχήμα 5.34 απεικονίζεται ο πραγματικός ρυθμός δεδομένων για διαφορές επιλογές του MCS σε ραδιοδίαυλο τύπου B1. Για VLI =4 (13% των διαθέσιμων κωδικών έχει ανατεθεί στα σύμβολα πληροφορίας, και 13% στους πιλότους), ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων των 8,33Mbps για 64QAM-3/4 επιτυγχάνεται σε τιμές $E_b/N_0 > 20dB$. Αυξάνοντας το πλήθος των κωδικών που χρησιμοποιούνται για μετάδοση πληροφορίας στο 50% και αυτό των πιλότων στο 13% (VLI =10), το σύστημα πετυχαίνει ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 31Mbps για $E_b/N_0 = 20dB$. Ακόμη, κρατώντας το σχετικό ποσοστό για τα σύμβολα πληροφορίας σταθερό στο 50% και αυξάνοντας τον δείκτη VLI (περισσότεροι

κώδικες ενσωματώνονται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου), η συνολική περιβάλλουσα των καμπυλών MCS γίνεται πιο απότομη υποδηλώνοντας ότι η ακριβής γνώση-εκτίμηση του ραδιοδιαύλου επιτρέπει την ουσιαστική αύξηση της πραγματικής ταχύτητας μεταφοράς δεδομένων του συστήματος ακόμη και σε χαμηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου. Χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι για $VLI = 11$ ο πραγματικός ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται είναι 30Mbps για μια τιμή $E_b/N_0 = 16{,}6$dB, ενώ η ίδια επίδοση προσεγγίζεται στην τιμή $E_b/N_0 = 12{,}9$dB για $VLI = 20$.



Σχήμα 5.34: Πραγματικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (Mbps) για 2×2 SFBC MC-CDMA για σταθερό πλήθος κωδικών που έχει ανατεθεί στα σύμβολα πληροφορίας/αναφοράς και για μεταβλητό MCS σε περιβάλλον διάδοσης σύμφωνα με το μοντέλο B1.

Στο σχήμα 5.35 το σύστημα αξιολογείται με βάση το μοντέλο ραδιοδιαύλου C2 για πραγματικές τιμές ρυθμού μετάδοσης δεδομένων για καθεμία από τις επιλογές MCS και με μεταβλητό δείκτη VLI . Είναι εμφανές ότι για QPSK-1/2 και όταν το 50% των διαθέσιμων κωδικών χρησιμοποιούνται για μεταφορά πληροφορίας, ο μέγιστος δυνατός ρυθμός δεδομένων είναι 7,35Mbps. Καθώς το πλήθος των κωδικών που διατίθενται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου αυξάνεται από δυο (VLI =10) σε οκτώ (VLI =20) η καμπύλη 'μετακινείται' αξιοσημείωτα προς χαμηλότερες τιμές E_b/N_0 πετυχαίνοντας ένα κέρδος 6dB.



Σχήμα 5.35: Αποτελέσματα επίδοσης πραγματικού ρυθμού δεδομένων (Mbps) του συστήματος MIMO SFBC MC-CDMA ως συνάρτηση του δείκτη VLI για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης και κωδικοποίησης.

Για την περίπτωση της διαμόρφωσης 16QAM-1/2 με VLI =10 απαιτείται E_b/N_0 =14dB προκειμένου το σύστημα να προσεγγίσει την μέγιστη διαμετακομιστική του ικανότητα (14,42Mbps), ενώ για μια αύξηση των κωδικών για πιλότους της τάξης του 25%, επιτυγχάνεται η ίδια επίδοση για E_b/N_0 =8,4dB.

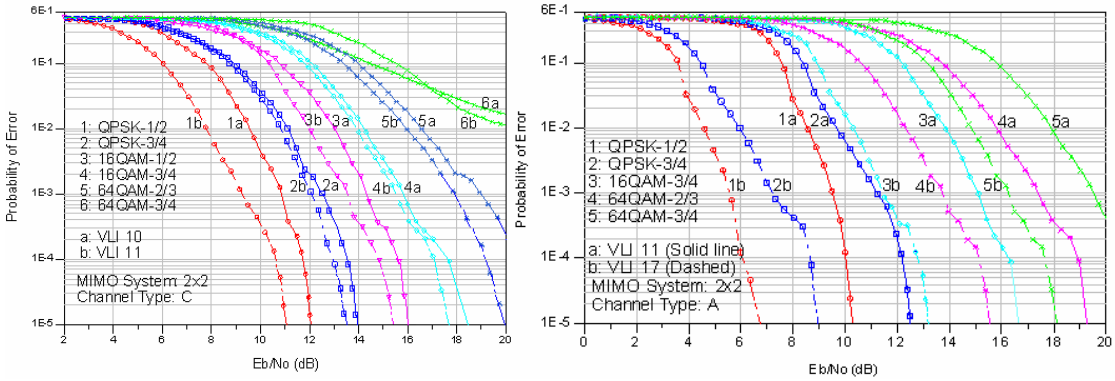
Συνεπώς, γίνεται εμφανές ότι καθώς το ποσοστό των πιλότων του συστήματος αυξάνει, ο απαιτούμενος λόγος E_b/N_0 για την επίτευξη ενός προκαθορισμένου επιπέδου ταχύτητας μεταφοράς δεδομένων μειώνεται. Ωστόσο, πάνω από ένα συγκεκριμένο πλήθος πιλότων, η περαιτέρω αύξηση αυτών, δεν οδηγεί σε αντίστοιχο κέρδος στο SNR. Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό εξηγείται από το γεγονός ότι η εν δυνάμει περαιτέρω (μικρή) βελτίωση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου δεν αποτελεί κύριο παράγοντα για την βελτίωση της εκτίμησης των λαμβανόμενων συμβόλων πληροφορίας. Τέλος, σημειώνεται ότι για 64QAM-3/4 ο μέγιστος ρυθμός δεδομένων του συστήματος για VLI =4 (13% των κωδικών χρησιμοποιείται για μεταφορά συμβόλων πληροφορίας) είναι 8,33Mbps και για VLI =10-20 (50% των κωδικών χρησιμοποιείται για μεταφορά συμβόλων πληροφορίας) γίνεται 31,25Mbps.

Λαμβάνοντας υπόψη τα αντίστοιχα αποτελέσματα των σχημάτων 5.31 και 5.34 (μοντέλο ραδιοδιαύλου B1), γίνεται εμφανές ότι καθώς το σύστημα λειτουργεί σε μεγαλύτερες ψηφιακές διαμορφώσεις πετυχαίνοντας πολύ καλές επιδόσεις BER, η συνολική κλήση της καμπύλης του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων γίνεται πιο απότομη υποδηλώνοντας έτσι μικρότερη περιοχή αποδοτικής λειτουργίας του E_b/N_0 για καθένα από τα MCSs. Αντίστοιχα συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν επίσης και από τα σχήματα 5.32 και 5.35 (μοντέλο ραδιοδιαύλου C2), όπου η μεγαλύτερη ψηφιακή διαμόρφωση (MCS) παράγει αυξημένες απαιτήσεις σε σχέση με τον λόγο E_b/N_0 προκειμένου το σύστημα να πετύχει τους μέγιστους δυνατούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.

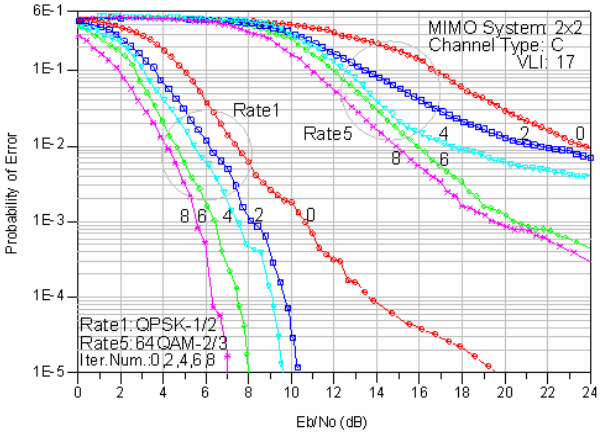
5.8.6. Επίδοση Συστήματος με Turbo Αλγόριθμο Εκτίμησης Συμβόλων Πληροφορίας και Εκτίμηση Ραδιοδιαύλου με Πολύπλεξης Κώδικα

Στα πλαίσια της αξιολόγησης του συστήματος SFBC 2×2 MC-CDMA και διατηρώντας την προκαλούμενη την υπολογιστική πολυπλοκότητα του δέκτη σε αποδεκτά επίπεδα, η εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας υλοποιείται με χρήση turbo κώδικα. Η εν λόγω αξιολόγηση γίνεται υπό συνθήκες χαμηλής (3Km/h) και μέσης (60Km/h) κινητικότητας του δέκτη σε αστικό περιβάλλον διάδοσης μη οπτικής επαφής σύμφωνα με τα μοντέλα τύπου A και C αντίστοιχα του προτύπου 802.16e της προδιαγραφής 3GPP.25.996/SCM. Το σύστημα υλοποιήθηκε για IFFT/FFT 256 σημείων με $N_a = 192$ ενεργά υποκανάλια και $SF = 16$. Επίσης, η αξιολόγηση πραγματοποιήθηκε για VLI =10, 11 και 17.

Συγκεκριμένα, στο σχήμα 5.36 παρουσιάζεται η επίδοση της ανωτέρω διάταξης όπου γίνεται εμφανές ότι καθώς η τάξη της ψηφιακής διαμόρφωσης αυξάνεται, το κέρδος (που επιτυγχάνεται μέσω του σχήματος εκτίμησης του ραδιοδιαύλου) μειώνεται αξιοσημείωτα. Ακόμη, σημειώνεται ότι η κέρδος διαφορισμού (diversity gain) μειώνεται και για τις δύο περιπτώσεις VLI . Στο σχήμα 5.37 παρουσιάζεται η βελτίωση της επίδοσης του συστήματος για κάθε επανάληψη μέχρι το όριο των οκτώ επαναλήψεων.



Σχήμα 5.36: Αποτελέσματα επίδοσης συστήματος SFBC 2×2 MC-CDMA με turbo αλγόριθμο εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας.



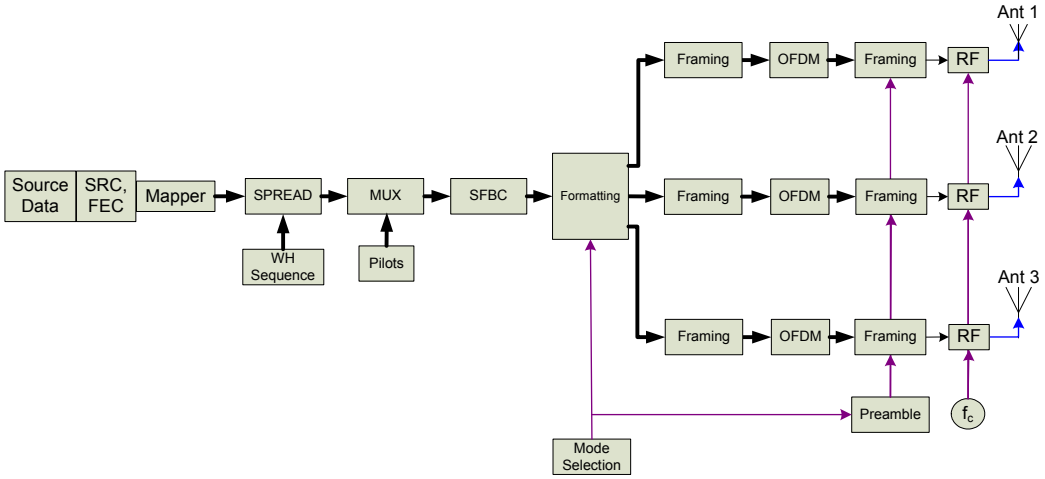
Σχήμα 5.37: Επίδοση συστήματος SFBC 2×2 MC-CDMA ως συνάρτηση της turbo διαδικασίας εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας.

5.9. Διαφορική Τεχνική Εκπομπής με χρήση Τριών Κεραιών Εκπομπής

Με δεδομένο ότι το σύστημα MC-CDMA αποτελεί ένα πολύ αποδοτικό σχήμα εκπομπής για τις κάτω ζεύξεις, χαρακτηρίζεται ως βασικό υποψήφιο σχήμα για επικοινωνίες επαυξημένων χαρακτηριστικών. Στα πλαίσια αυτά, και έχοντας υπόψη το γεγονός ότι το άκρο του σταθμού βάσης θέτει μικρότερες απαιτήσεις σε σχέση με τις απαιτήσεις επεξεργαστικής ισχύος και διαθεσιμότητας χώρου για την τοποθέτηση περισσοτέρων κεραιών, δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στην αύξηση του διαφορικού κέρδους στον πομπό με την προσθήκη περισσότερων από δυο κεραιών.

Συγκεκριμένα, και έχοντας ως βάση το σχήμα Alamouti, λόγω των ιδιοτήτων της ορθογωνιότητας και της διατήρησης του πλήρους ρυθμού για μιγαδικά σχήματα σηματαστερισμού, και υιοθετώντας τον περιορισμό της διατήρησης του δέκτη αμετάβλητου, σχεδιάστηκε ένα σύστημα τριών κεραιών διαφορικής εκπομπής, το οποίο πετυχαίνει βελτίωση της αξιοπιστίας της ζεύξης (σχήμα 5.38). Η εν λόγω τεχνική αξιολογείται σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης παρουσιάζοντας αξιόλογα χαρακτηριστικά χωρίς σημαντική αύξηση

της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του σταθμού βάσης. Το σύστημα αποτελεί μια ανοιχτού βρόχου τεχνική όπου η απαίτηση διατήρησης της ορθογωνιότητας για μιγαδικά σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης οδηγεί στην ενεργοποίηση μόνο των δυο κεραιών για κάθε πλαίσιο μετάδοσης. Η επιλογή των κεραιών που κάθε φορά είναι ενεργές γίνεται στην αρχή του κάθε πλαισίου και τα κριτήρια απόφασης ποικίλουν ανάλογα με το ποσοστό και το είδος της γνώσης του ραδιοδιαύλου. Ιδιαίτερα, η επιλογή των κεραιών μπορεί να γίνεται είτε με προκαθορισμένο τρόπο σύμφωνα με την πληροφορία που είναι διαθέσιμη σχετικά με χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης (CSI/CQI), είτε να πραγματοποιείται συνεχώς με ψευδοτυχαίο τρόπο.

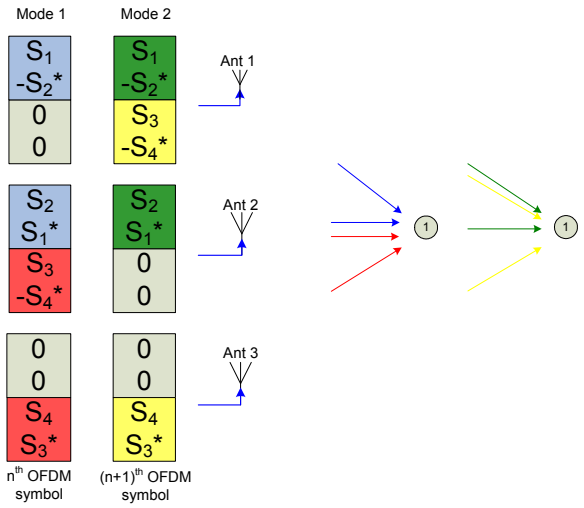


Σχήμα 5.38: Γενική δομή διάταξης MIMO MC-CDMA με τρεις κεραίες εκπομπής

Στην περίπτωση της λειτουργίας με χρήση ψευδοτυχαίας λογικής (ανοικτού βρόχου), η ακολουθία επιλογής των κεραιών είναι γνωστή σε πομπό και δέκτη και παρόλο που δεν βασίζεται σε κάποιο μετρήσιμο κριτήριο, παρατηρείται μια αύξηση της επίδοσης του συστήματος κατά μέσο όρο και ειδικά για ραδιοδιαύλους με μεγάλο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών και χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά. Προχωρώντας ένα βήμα ακόμη, και με βάση το χαρακτηριστικό ότι ο ψευδοτυχαίος τρόπος επιλογής κεραιών είναι προκαθορισμένος και γνωστός, η εν λόγω εναλλαγή μπορεί να γίνεται όχι σε επίπεδο πλαισίου, αλλά με ρυθμό OFDM συμβόλου. Η επιλογή των ενεργών κεραιών γίνεται σε επίπεδο DSP πριν την βαθμίδα του IFFT με την τοποθέτηση μηδενικών σε κατάλληλες θέσεις πετυχαίνοντας έτσι ένα πλήρως δυναμικό σχήμα με αποδοτική λειτουργία χωρίς ιδιαίτερες απαιτήσεις ως προς τις αναλογικές βαθμίδες εκπομπής.

Χαρακτηριστικά, στο σχήμα 5.39 απεικονίζεται η τεχνική ανάθεσης των συμβόλων πληροφορίας στις τρεις κεραίες εκπομπής με ορθογώνια χωρο-συχνοτική κωδικοποίηση (SFBC) για δύο διαφορετικές μεθόδους λειτουργίας (modes) σε δυο διαδοχικά OFDM σύμβολα. Οι απεικονιζόμενες μέθοδοι μπορούν να εναλλάσσονται είτε με ρυθμό πλαισίου, είτε με ρυθμό OFDM συμβόλου χωρίς την δημιουργία επιπλέον απαιτήσεων. Η εν λόγω τεχνικές υλοποιούνται με βάση τη διάταξη εκπομπής του σχήματος 5.40, ενώ ο δέκτης παραμένει αμετάβλητος και είναι ανάλογος με αυτόν των σχημάτων 5.4 ή 5.5. Συγκεκριμένα, τα σύμβολα

πληροφορίας και τα σύμβολα σηματοδοσίας του πλαισίου (Frame Control Header, FCH) απλώνονται στη συχνότητα με την βοήθεια των W-H κωδικών διασποράς μήκους $SF = 16$. Στη συνέχεια εφαρμόζεται SFBC κωδικοποίηση τόσο στα σύμβολα πληροφορίας (data+FCH), όσο και στο preamble OFDM σύμβολο. Κατόπιν, η βαθμίδα μορφοποίησης ('formatting', σχήμα 5.40) λειτουργεί κατά τέτοιο τρόπο ώστε μόνο δυο κεραίες να είναι ενεργές κάθε χρονική στιγμή και για κάθε υποκανάλι. Η επιλογή του ζεύγους κεραιών για την μετάδοση του ορθογώνιου ζεύγους συμβόλων γίνεται είτε διατηρώντας την απόσταση μεταξύ των στοιχείων (interelement spacing) σταθερή, είτε με την μεταβολή αυτής κατά την μετάδοση μιας ορθογώνιας συστάδας. Η λογική και η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στο δέκτη είναι ακριβώς η ίδια με αυτή των προηγούμενων ενοτήτων.



Σχήμα 5.39: Εναλλακτικές λογικές (modes) ανάθεσης συμβόλων στην τεχνική ενίσχυσης της χωρικής διαφορικότητας εκπομπής.

Συνεπώς, στη γενική μορφή για τρεις κεραίες εκπομπής $(3 \times M_R)$ θα είναι:

$$\mathbf{R}^{(m_R)} = \mathbf{H}^{(m_R,1)} \cdot \mathbf{s}^{(1)} + \mathbf{H}^{(m_R,2)} \cdot \mathbf{s}^{(2)} + \mathbf{H}^{(m_R,3)} \cdot \mathbf{s}^{(3)} + \mathbf{N}^{(m_R)} \Leftrightarrow$$

$$\mathbf{R}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(m_R,1)} & \mathbf{H}^{(m_R,2)} & \mathbf{H}^{(m_R,3)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(1)} \\ \mathbf{s}^{(2)} \\ \mathbf{s}^{(3)} \end{bmatrix} + \mathbf{N}^{(m_R)} \Leftrightarrow$$

$$\underset{(N_c \times 1)}{\mathbf{R}^{(m_R)}} = \underset{(N_c \times 3N_c)}{\mathbf{H}^{(m_R)}} \cdot \underset{(3N_c \times 1)}{\mathbf{s}} + \underset{(N_c \times 1)}{\mathbf{N}^{(m_R)}} \tag{5.82}$$

Όμως με βάση το χαρακτηριστικό ότι δυο μόνο κεραίες (k,n) είναι ενεργές, η βαθμίδα εκτίμησης έχει να εκτιμήσει μόνο δυο ραδιοδιαύλους για κάθε κεραία λήψης. Συνεπώς, η εξ.(5.82) θα γίνεται

$$\mathbf{R}^{(m_R)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(m_R,k)} & \mathbf{H}^{(m_R,n)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(1)} \\ \mathbf{s}^{(2)} \end{bmatrix} + \mathbf{N}^{(m_R)} \Leftrightarrow$$

$$\underset{(N_c \times 1)}{\mathbf{R}^{(m_R)}} = \underset{(N_c \times 2N_c)}{\mathbf{H}^{(m_R)}} \cdot \underset{(2N_c \times 1)}{\mathbf{s}} + \underset{(N_c \times 1)}{\mathbf{N}^{(m_R)}} \tag{5.83}$$

Οπότε η εκτίμηση των συμβόλων θα δίνεται ως ακολούθως

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(m_R)} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\hat{\mathbf{H}}^{(m_R)} \right)^H \cdot \mathbf{R}^{(m_R)} \Leftrightarrow$$

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(m_R)} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\mathbf{H}^{(m_R)} + \mathbf{E}_H^{(m_R)} \right)^H \cdot \left(\mathbf{H}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}^{(m_R)} + \mathbf{N}^{(m_R)} \right) \Leftrightarrow$$

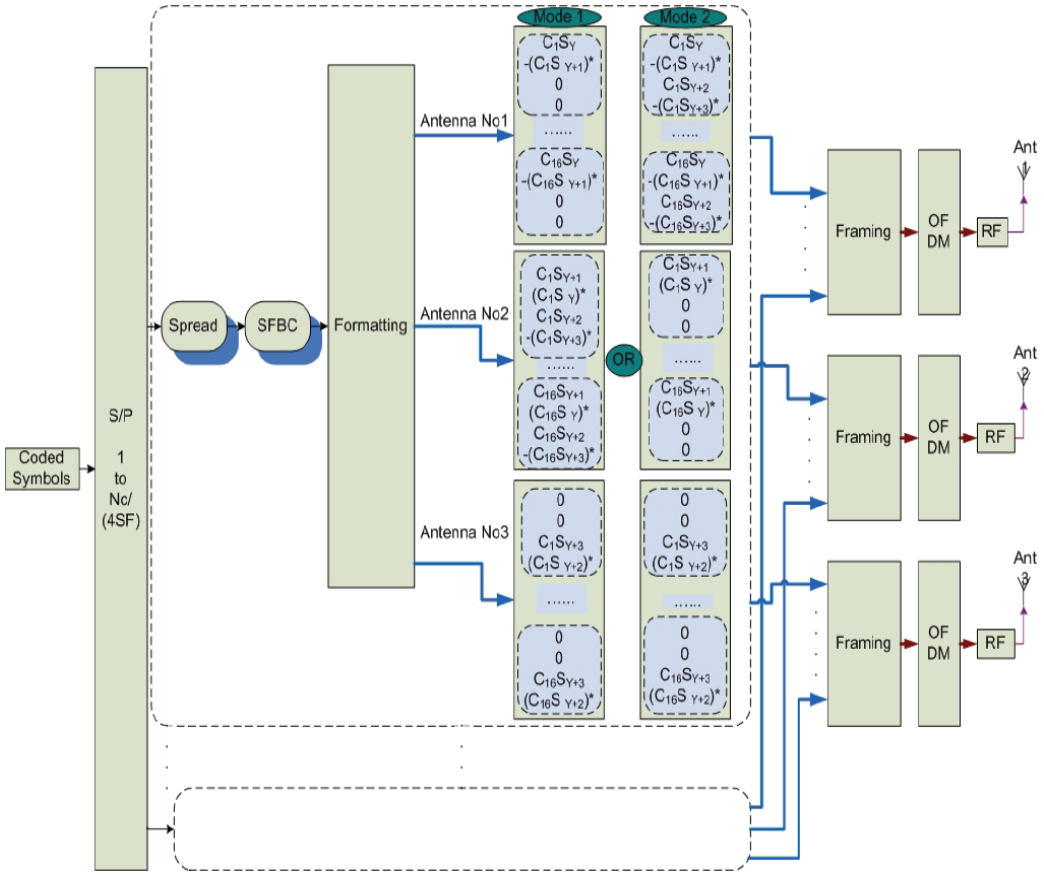
$$\tilde{\mathbf{s}}^{(m_R)} = \mathbf{s}^{(m_R)} + \frac{1}{\mu} \cdot \left(\mathbf{E}_H^{(m_R)} \right)^H \cdot \mathbf{H}^{(m_R)} \cdot \mathbf{s}^{(m_R)} + \mathbf{N}_m^{(m_R)} \tag{5.84}$$

όπου $\mu = \left| H_i^{(m_R,1)} \right|^2 + \left| H_i^{(m_R,2)} \right|^2$. Η τελική σχέση συγκροτείται από το άθροισμα του επιθυμητού σήματος, ενός υπολειπόμενου όρου ο οποίος παράγεται από το διάνυσμα λάθους της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου $\mathbf{E}_H^{(m_R)}$, καθώς και το διάνυσμα θορύβου. Η εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας γίνεται από την βαθμίδα μέγιστης πιθανοφάνειας έχοντας ως είσοδο τη σχέση (5.84). Γενικά, αξίζει να σημειωθεί ότι ένα σύστημα 2×2 με εκτίμηση συμβόλου μέγιστης πιθανοφάνειας έχει την ίδια επίδοση με ένα σύστημα 2×3 με MMSE εκτίμηση συμβόλου.

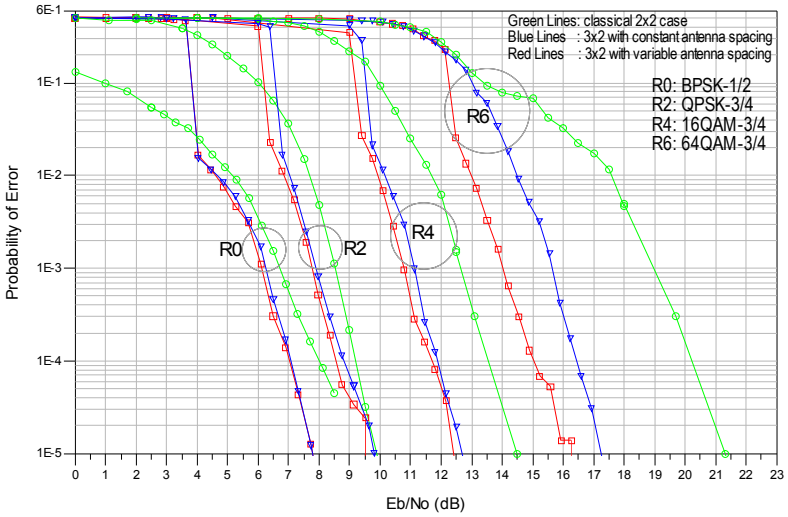
5.9.1. Αποτελέσματα Επίδοσης Συστήματος $3 \times M_R$ MC-CDMA

Το ανωτέρω σύστημα MIMO MC-CDMA προσομοιώνεται σε επίπεδο ζεύξης χρησιμοποιώντας ανάλογη παραμετροποίηση με αυτή των προηγούμενων ενοτήτων. Συγκεκριμένα, το μοντέλο του ραδιοδιαύλου προσομοίωσης χαρακτηρίζεται ως micro-cell, με τον σταθμό βάσης να είναι στο επίπεδο του δρόμου αστικής περιοχής. Στο σχήμα 5.41 παρουσιάζεται η επίδοση του συστήματος για 3×2 MIMO MC-CDMA σύστημα τόσο με σταθερή (mode 1, μπλε καμπύλες), όσο και με μεταβλητή (mode 2, κόκκινες καμπύλες) απόσταση μεταξύ των κεραιών εκπομπής για την περίπτωση χαμηλής κινητικότητας του δέκτη (pedestrian). Οι συγκεκριμένες επιδόσεις συγκρίνονται με την κλασσική 2×2 περίπτωση (πράσινες καμπύλες) από όπου γίνεται εμφανές ότι και οι δυο εναλλακτικές υπερτερούν. Ιδιαίτερα, η εν λόγω βελτίωση αυξάνεται με την αύξηση της τάξης της ψηφιακής διαμόρφωσης υποδηλώνοντας ένα σταθερό διαφορικό κέρδος της τάξης των 3,5dB. Στην περίπτωση του BPSK-1/2 και οι δυο λογικές εναλλαγής έχουν σχεδόν την ίδια επίδοση, αλλά για την 64QAM-3/4 μια επιπλέον βελτίωση της τάξης του 1,5dB πετυχαίνεται με την λογική της μεταβλητής απόστασης (mode 2) μεταξύ των στοιχείων της κεραίας εκπομπής. Με βάση τα συγκεκριμένα αποτελέσματα γίνεται εμφανές ότι η χωρικά διαφορική εκπομπή αποτελεί βασική παράμετρο επίδοσης στο σχεδιασμό του όλου συστήματος. Στο σχήμα 5.42

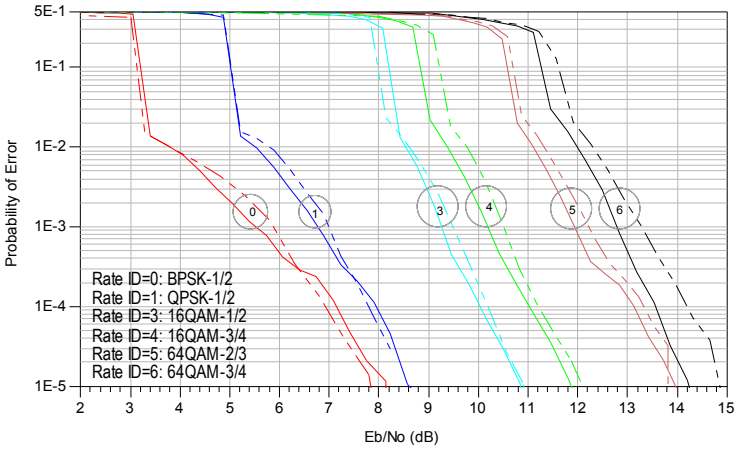
παρουσιάζεται η επίδοση του συστήματος για $M_R = 3$, όπου επίσης επιβεβαιώνονται τα ανωτέρω συμπεράσματα. Στο σχήμα 5.43 απεικονίζεται η επίδοση του συστήματος (mode 2, καμπύλες με συνεχείς γραμμές) σε πιο διασκορπιστικά περιβάλλοντα διάδοσης και με μεγαλύτερη κινητικότητα δέκτη (30Km/h). Παρατηρείται ότι η διαφορά επίδοσης σε σχέση με την κλασσική 2×2 προσέγγιση (καμπύλες με διακεκομμένες γραμμές) είναι πολύ μικρή (π.χ. για 16QAM-3/4 η διαφορά ανέρχεται στο επίπεδο του 1dB). Σημειώνεται επίσης ότι η αρχική απότομη μεταβολή στην κλίση της καμπύλης οφείλεται στο κατώφλι αποδοτικής λειτουργίας των σχημάτων κωδικοποίησης που έχουν επιλεγεί (Reed-Solomon, Convolutional). Στο εν λόγω σχήμα παρουσιάζεται ακόμη η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου. Στα πλαίσια της αξιολόγησης του συστήματος, ως προς τον πραγματικό ρυθμό μεταφοράς δεδομένων, παρουσιάζονται στο σχήμα 5.44 οι αντίστοιχοι ρυθμοί μετάδοσης ως συνάντηση του λόγου E_b / N_0 τόσο για 3×2 σε περιβάλλον διάδοσης χαμηλής κινητικότητας, όσο και για 3×3 σε περιβάλλον μέτριας κινητικότητας. Οι ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων (Mbps) αντιστοιχούν σε πλήρες φορτίο του MC-CDMA με 16 εικονικούς χρήστες και με μεταβλητή απόσταση (mode 2) μεταξύ των στοιχείων του κεραιοσυστήματος εκπομπής.



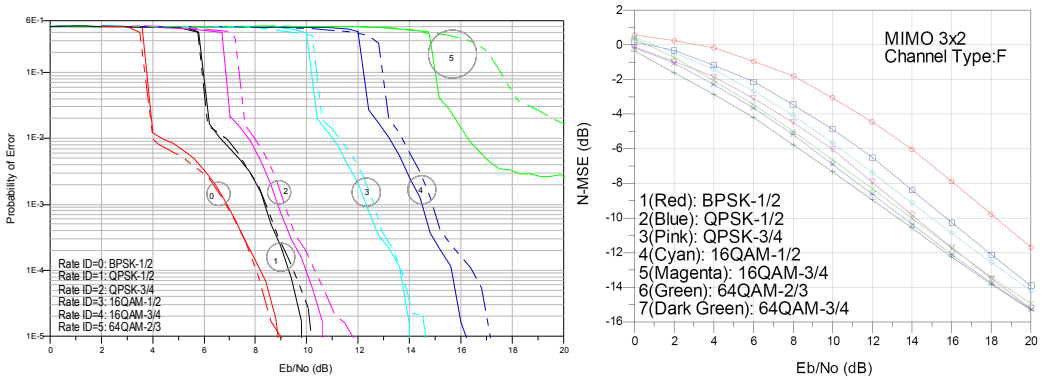
Σχήμα 5.40: Αναλυτικό γενικό διάγραμμα διάταξης εκπομπής αύξησης του χωρικού διαφορικού κέρδους.



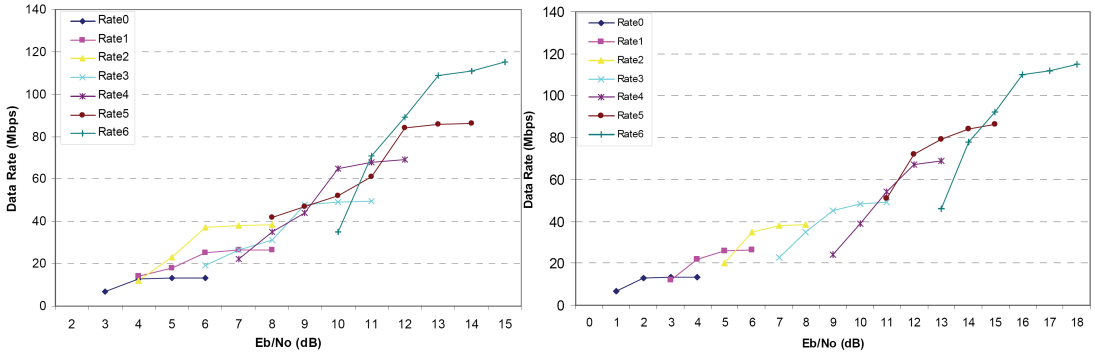
Σχήμα 5.41: Επίδοση συστήματος 3×2 MIMO MC-CDMA με χρήση δυναμικής επιλογής κεραιών εκπομπής



Σχήμα 5.42: Επίδοση συστήματος 3×3 MIMO MC-CDMA με δυναμική επιλογή κεραιών εκπομπής σε αστικό περιβάλλον διάδοσης με οπτική επαφή και χαμηλή κινητικότητα δέκτη.

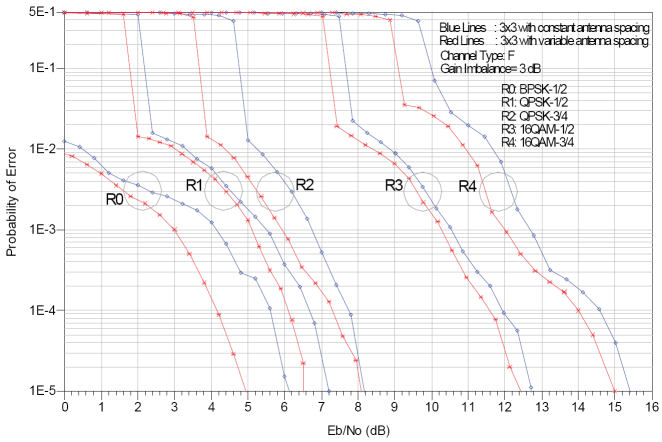


Σχήμα 5.43: Σύγκριση συστήματος 3×2 MIMO MC-CDMA με δυναμική επιλογή κεραιών εκπομπής (mode 2) και του αντίστοιχου κλασικού 2×2 συστήματος (διακεκομμένες) σε αστικό περιβάλλον διάδοσης χωρίς οπτική επαφή και με μέτρια κινητικότητα δέκτη.



Σχήμα 5.44: Πραγματικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων για τα συστήματα 3×2 και 3×3 MIMO MC-CDMA με δυναμική επιλογή κεραιών εκπομπής (mode 2) σε περιβάλλοντα διάδοσης μικρής (3Km/h) και μέσης (30Km/h) κινητικότητας αντίστοιχα.

Με βάση την προσπάθεια αντικειμενικής και αξιόπιστης αξιολόγησης της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής εξετάστηκε η ευαισθησία αυτής σε διάφορες κοινές κατασκευαστικές ατέλειες ενός πραγματικού συστήματος. Συνεπώς, στο σχήμα 5.45 παρουσιάζεται η επίδοση του ανωτέρω συστήματος λαμβάνοντας υπόψη μια IQ ανισοσταθμία πλάτους (IQ gain imbalance) των 3dB. Από τα αποτελέσματα αυτά γίνεται εμφανές ότι ανισοσταθμίες στην RF βαθμίδα επηρεάζουν την επίδοση των συστημάτων με αξιοσημείωτο τρόπο οδηγώντας έτσι σε μια εν δυνάμει απώλεια του πρόσθετου διαφορικού κέρδους. Αναλυτικότερα αποτελέσματα σε σχέση με τις επιδράσεις των RF ατελειών και ειδικότερα των IQ ανισοσταθμιών παρουσιάζονται στο επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 5.45: Επίδοση συστήματος 3×3 MIMO MC-CDMA με δυναμική επιλογή κεραιών εκπομπής (mode 2) σε περιβάλλον διάδοσης μέσης κινητικότητας με IQ ατέλειες.

5.10. Μη Ορθογώνιες Τεχνικές Πλήρους Ρυθμού με χρήση Τεσσάρων Κεραιών Εκπομπής

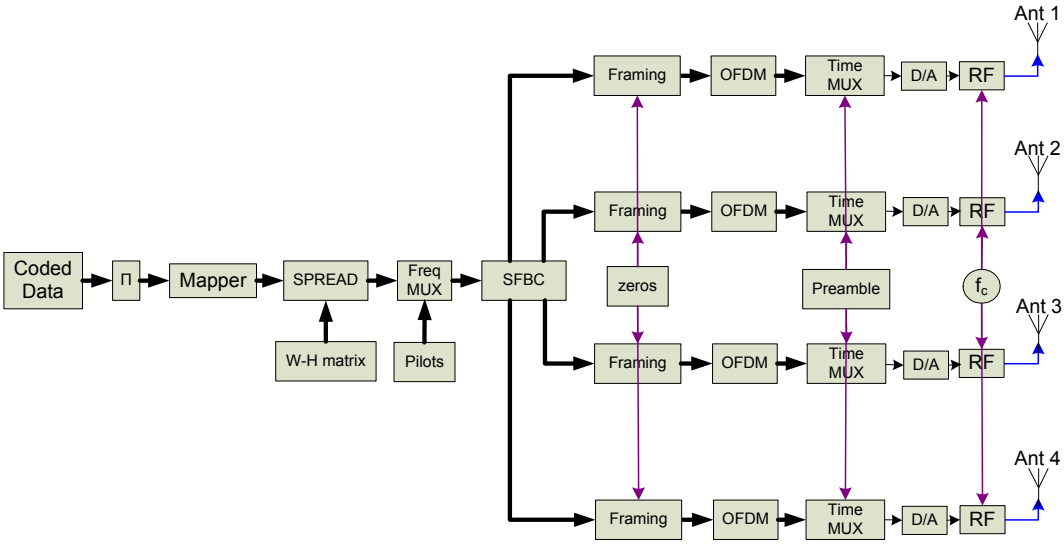
Σε όλες τις παραπάνω προσεγγίσεις και τις προτεινόμενες αρχιτεκτονικές εκπομπής και λήψης MIMO MC-CDMA η πολύπλεξη των συμβόλων πληροφορίας βασίζονταν σε πλήρως ορθογώνιες τεχνικές προσδίδοντας έτσι μια βασική ιδιότητα στην διαδικασία

αποκωδικοποίησης και εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας. Στην παρούσα ενότητα, και σύμφωνα με την συμπεράσματα του Tarokh [28][30] περί σχημάτων ορθογώνιας κωδικοποίησης, εξετάζεται η ταυτόχρονη χρήση περισσοτέρων των δυο κεραιών εκπομπής ($M_T > 2$) με οιονεί ορθογώνιες (quasi-orthogonal) τεχνικές πλήρους ρυθμού (full rate) και μεθόδους εκτίμησης του ραδιοδιαύλου δεδομένης της ενδογενούς παρεμβολής.

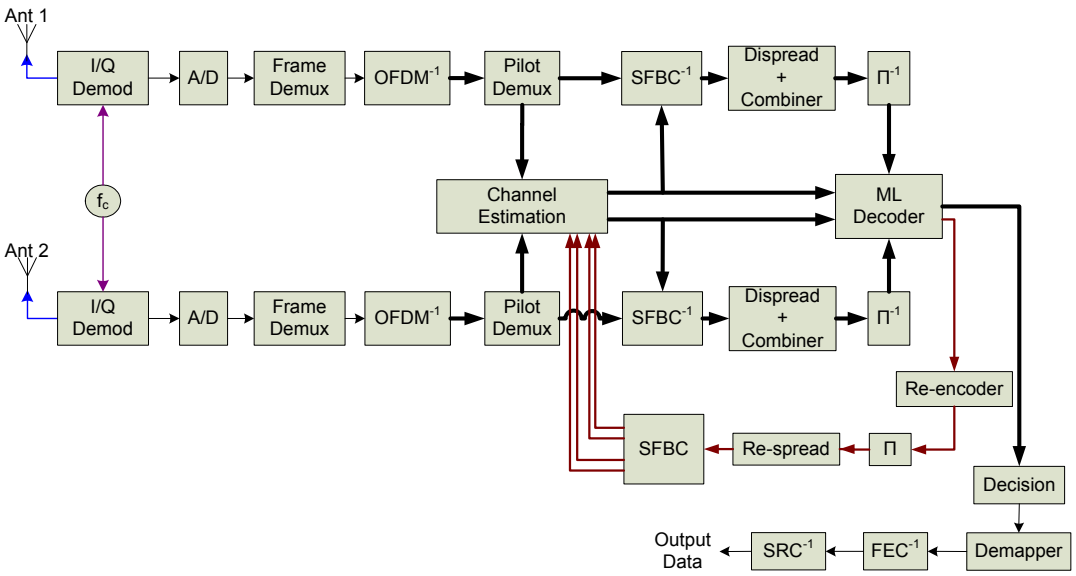
Οι απαιτήσεις υψηλής διαμετακομιστικής ικανότητας που θα πρέπει να ικανοποιούν τα σύγχρονα συστήματα ιδιαίτερα στις κάτω ζεύξεις και σε συνδυασμό με τα απαιτητικά περιβάλλοντα διάδοσης έχουν οδηγήσει στην αξιοποίηση ποικίλων μορφών διαφορικότητας είτε στον πομπό, είτε στο δέκτη, είτε και στα δυο άκρα. Ωστόσο, η χωρική διαφορικότητα με τη χρήση πολλών κεραιών στο δέκτη δεν αποτελεί μια πρακτική λύση. Το γεγονός αυτό υποδεικνύει ότι η αξιοποίηση της χωρικής διαφορικότητας θα πρέπει να γίνει στην εκπομπή (transmit space diversity). Η χωρο-χρονική κωδικοποίηση τύπου trellis [20] αποτελεί μια πολύ καλή επιλογή για υψηλή απόδοση των ασύρματων συστημάτων απαιτώντας όμως αυξημένη υπολογιστική επεξεργασία στο δέκτη. Ειδικά σχήματα κωδικών τύπου trellis χωρο-χρονικής επεξεργασίας σχεδιασμένα για 2-4 κεραίες εκπομπής πετυχαίνουν εξαιρετικά καλές επιδόσεις σε περιβάλλοντα διάδοσης αργών διαλείψεων (τυπικά περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου) προσεγγίζοντας την πιθανότητα διακοπής ζεύξης (outage probability) έτσι όπως υπολογίστηκε τόσο από τον Telatar, όσο και από τους Foschini-Gans. Ωστόσο, όταν ο αριθμός των κεραιών εκπομπής είναι δεδομένος και μεγάλος, η πολυπλοκότητα της βαθμίδας αποκωδικοποίησης (μετρούμενη από τον αριθμό των καταστάσεων αποκωδικοποίησης του trellis σχήματος) αυξάνει εκθετικά με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Στα πλαίσια της ανάγκης για περιορισμό των απαιτήσεων υπολογιστικής επεξεργασίας, η τεχνική Alamouti αποτελεί ένα εξαιρετικό σχήμα πολύ μικρής πολυπλοκότητας με χρήση δυο κεραιών. Η συγκεκριμένη κωδικοποίηση αποτελεί την μοναδική ορθογώνια κωδικοποίηση πλήρους ρυθμού με μιγαδικά σύμβολα στο διάγραμμα σηματαστερισμού. Στην υλοποίηση αυτή χρησιμοποιούνται δυο κεραίες. Για περισσότερες κεραίες, οι ταυτόχρονες απαιτήσεις τόσο της ορθογωνιότητας, όσο και του πλήρους ρυθμού ικανοποιούνται μόνο για πραγματικά σημεία του διαγράμματος σηματαστερισμού (ASK διαμορφώσεις). Σε διαφορετική περίπτωση (όπου το σύστημα χρησιμοποιεί QAM διαμορφώσεις και με πλήθος κεραιών $M_T > 2$) τόσο το χαρακτηριστικό της ορθογωνιότητας, όσο και αυτό του πλήρους ρυθμού δεν μπορούν να ικανοποιηθούν ταυτόχρονα. Συνεπώς, και με βάση την ανάγκη διατήρησης του πλήρους ρυθμού, σχεδιάστηκε και αξιολογήθηκε το σύστημα MIMO MC-CDMA με $M_T = 4$ κεραίες εκπομπής και με ένα οιονεί-ορθογώνιο σχήμα χωρο-συχνοτικής κωδικοποίησης.

Ως ρυθμός κωδικοποίησης R (code rate) (STBC, ή SFBC, ή SFTBC) ορίζεται ο λόγος του πλήθους των συμβόλων που συγκροτούν την κωδικολέξη F προς το 'μήκος' (χρόνο ή συχνότητα) που καταλαμβάνει η εν λόγω κωδικολέξη. Στο προτεινόμενο σύστημα δυο τύποι κωδικοποιήσεων υλοποιούνται, ο ένας μέσω της χρήσης του ορθογώνιου W-H κώδικα διασποράς, και ο δεύτερος μέσω του SFBC σχήματος. Η εν λόγω αρχιτεκτονική πετυχαίνει $R = 1$ με απώλεια της ορθογωνιότητας των ακολουθιών εκπομπής κάτι όμως που μέσω της υιοθέτησης ενός επαναληπτικού αλγορίθμου αντισταθμίζεται σε πολύ ικανοποιητικό βαθμό.

Με βάση τα θεωρητικά συμπεράσματα των εργασιών [91], [93] και [116] όπου το συγκεκριμένο σχήμα αρχικά αναπτύχθηκε σε επίπεδο προσδιορισμού της outage πιθανότητας, στην παρούσα προσέγγιση αυτό υλοποιείται σε SFBC MIMO MC-CDMA με ενσωματωμένο επαναληπτικό αλγόριθμο λαμβάνοντας επιπλέον υπόψη τόσο τα λάθη εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, όσο και τις RF βαθμίδες με τις διάφορες κατασκευαστικές ατέλειες.
Οι γενικές διατάξεις εκπομπής και λήψης του συστήματος MIMO MC-CDMA δίνονται στα σχήματα 5.46 και 5.47 αντίστοιχα. Το σύστημα χρησιμοποιεί $SF = 16$ επιτρέποντας αντίστοιχο αριθμό (εικονικών) χρηστών. Επίσης υλοποιεί IFFT/FFT 256 σημείων, εκ' των οποίων τα $N_a = 208$ είναι ενεργά ($N_d = 192$, $N_p = 16$).



Σχήμα 5.46: Γενικό διάγραμμα πομπού του $4 \times M_R$ MIMO MC-CDMA συστήματος.



Σχήμα 5.47: Γενικό διάγραμμα δέκτη του MIMO MC-CDMA συστήματος με $M_R = 2$.

Η ακολουθία των συμβόλων πληροφορίας πολυπλέκεται στη συχνότητα με τους πιλότους εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και στη συνέχεια κωδικοποιούνται χωρο-συχνοτικά (SFBC) με την οιονεί ορθογώνια κωδικολέξη [93] για μια συστάδα τεσσάρων chips διασπαρμένων συμβόλων ως ακολούθως

$$\mathbf{S}_{dm} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_A & \mathbf{S}_B \\ \mathbf{S}_B^* & -\mathbf{S}_A^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3^* & s_4^* & -s_1^* & -s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \tag{5.85}$$

Συνεπώς, το λαμβανόμενο σήμα στο πεδίο της συχνότητας για τέσσερα διαδοχικά υποκανάλια από το σύνολο των 208 ενεργών θα περιγράφεται ως ακολούθως

$$\begin{bmatrix} r_1^{(m_R)} \\ r_2^{(m_R)} \\ r_3^{(m_R)} \\ r_4^{(m_R)} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_{dm} \cdot \begin{bmatrix} H^{(m_R,1)} \\ H^{(m_R,2)} \\ H^{(m_R,3)} \\ H^{(m_R,4)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^{(m_R)} \\ n_2^{(m_R)} \\ n_3^{(m_R)} \\ n_4^{(m_R)} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{r}^{(m_R)} = \mathbf{S}_{dm} \cdot \mathbf{h}^{(m_R)} + \mathbf{n}^{(m_R)} \tag{5.86}$$

Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου βασίζεται στην τοποθέτηση $N_p = 16$ συμβόλων αναφοράς (ακολουθώντας την ίδια ψηφιακή διαμόρφωση με αυτή των συμβόλων πληροφορίας) σε καθένα από τα OFDM σύμβολα του πλαισίου μετάδοσης. Με βάση την MMSE εκτίμηση στις θέσεις των πιλότων, η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου συνίσταται στην πραγματική παραμόρφωση λόγω καθευτού του ραδιοδιαύλου, καθώς και στο σφάλμα λόγω του ενδογενούς μη ορθογώνιου σχεδιασμού των σημάτων εκπομπής $\mathbf{X} = \mathbf{S}_{dm}^{\mathrm{H}} \cdot \mathbf{S}_{dm}$, όπως επίσης και στον προσθετικό λευκό θόρυβο. Συνεπώς, θα είναι

$$\begin{gathered} \hat{\mathbf{h}}^{(m_R)} = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{S}_{dm}^H \cdot \mathbf{r}^{(m_R)} = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{S}_{dm}^H \cdot (\mathbf{S}_{dm} \cdot \mathbf{h}^{(m_R)} + \mathbf{n}^{(m_R)}) \Leftrightarrow \\ \hat{\mathbf{h}}^{(m_R)} = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{h}^{(m_R)} + \mathbf{n}_m^{(m_R)} = \mathbf{h}^{(m_R)} + \mathbf{n}_m^{(m_R)} = \mathbf{h}^{(m_R)} + \mathbf{h}_{err}^{(m_R)} \\ \text{ή} \\ \hat{\mathbf{h}}^{(m_R)} = \left(\mathbf{X} + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}_4\right)^{-1} \cdot \mathbf{S}_{dm}^H \cdot \mathbf{r}^{(m_R)} = \mathbf{h}^{(m_R)} + \mathbf{h}_{err}^{(m_R)} \end{gathered} \tag{5.87}$$

Σημειώνεται ότι ο πίνακας $\mathbf{X}$ είναι πλήρως γνωστός στις θέσεις των πιλότων και σε κάθε περίπτωση είναι αντιστρέψιμος ως μια δομή πλήρους βαθμού (full rank). Επίσης, μπορεί να χωριστεί σε δυο επιμέρους ανεξάρτητους πίνακες 2×2 μειώνοντας ακόμη περισσότερο τις απαιτήσεις υπολογιστικής επεξεργασίας του συστήματος. Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου στα υποκανάλια πληροφορίας υλοποιείται με την χρήση ενός 1D φίλτρου Wiener (στη συχνότητα). Η απαιτούμενη εκτίμηση της μεταβλητότητας του θορύβου σ_n^2 γίνεται με την επιτήρηση του μεσαίου υποκαναλιού το οποίο είναι μηδενισμένο εκ' σχεδιασμού.

Τα σύμβολα πληροφορίας $\tilde{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 & \tilde{s}_2 & \tilde{s}_3 & \tilde{s}_4 \end{bmatrix}^T$ χρησιμοποιούνται στον αποκωδικοποιητή Viterbi για την εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας $\hat{\mathbf{s}}$. Τα λάθη που υπεισέρχονται στη βαθμίδα αποκωδικοποίησης είναι το σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου $H_{err,m}^{(m_R)}$ καθώς και ο υπολειπόμενος παράγοντας λόγω της μη ορθογωνιότητας των σημάτων εκπομπής. Οπότε θα είναι

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{s}} &= \hat{\mathbf{H}}_m^{(m_R)H} \cdot \mathbf{r}_m^{(m_R)} = \hat{\mathbf{H}}_m^{(m_R)H} \cdot \left(\mathbf{H}_m^{(m_R)} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}^{(m_R)} \right) \Leftrightarrow \\
\tilde{\mathbf{s}} &= \left(\mathbf{H}_m^{(m_R)} + \mathbf{H}_{err,m}^{(m_R)} \right)^H \cdot \left(\mathbf{H}_m^{(m_R)} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}_m^{(m_R)} \right) \Leftrightarrow \\
\tilde{\mathbf{s}} &= \mathbf{H}_m^{(m_R)H} \cdot \mathbf{H}_m^{(m_R)} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{H}_{err,m}^{(m_R)\,H} \cdot \mathbf{H}_m^{(m_R)} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}_m^{(m_R)} \Leftrightarrow \\
&\acute{\eta} \\
\tilde{\mathbf{s}} &= \left(\mathbf{K}^{(m_R)} + \mathbf{H}_{err,m}^{(m_R)\,H} \cdot \mathbf{H}_m^{(m_R)} \right) \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}_m^{(m_R)}
\end{aligned} \tag{5.88}$$

Ο πίνακας $\mathbf{K}^{(m_R)} = \mathbf{H}_m^{(m_R)H} \cdot \mathbf{H}_m^{(m_R)} \left(\neq \hat{\mathbf{H}}_m^{(m_R)H} \cdot \hat{\mathbf{H}}_m^{(m_R)} = \hat{\mathbf{K}}^{(m_R)} \right)$ δεν είναι γνωστός στο δέκτη μιας και προϋποθέτει την πλήρη γνώση της κατάστασης του ραδιοδιαύλου (perfect CSI at Rx) και συνεπώς ο πολλαπλασιασμός με τον αντίστροφο της εκτίμησής του θα δώσει έναν υπολοιπόμενο παράγοντα λόγω της μη πλήρους ορθογώνιας κατασκευής των σημάτων. Θα πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι η εν λόγω δομή μολονότι χαρακτηρίζεται ως πλήρους ρυθμού, ο βαθμός διαφορικότητας (diversity order) μειώνεται λόγω του ότι ο πίνακας $\mathbf{S}_{dm}$ δεν είναι πλήρους βαθμού (όπως στην περίπτωση των ορθογώνιων κωδικών). Οι τελικές εκτιμήσεις των συμβόλων πληροφορίας χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό του $\left(\hat{\mathbf{K}}^{(m_R)} \right)^{-1}$ ο οποίος χρησιμοποιείται ως πολλαπλασιαστικός παράγοντας στη σχέση (5.88) για μια βελτιωμένη προσέγγιση των προς εκτίμηση συμβόλων πληροφορίας.

Για την βελτίωση της επίδοσης της ανωτέρω διάταξης υλοποιήθηκε μια επαναληπτική αρχιτεκτονική στο δέκτη. Τα εκτιμηθέντα σύμβολα πληροφορίας ανατροφοδοτούνται στη βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε μια λογική ακύρωσης της παρεμβολής (interference cancellation mode). Κατά την j-οστή επανάληψη τα ανακατασκευασμένα σύμβολα εκπομπής θα είναι $\breve{\mathbf{s}}^{[j]}$. Συνεπώς, το λαμβανόμενο σήμα στο i-οστο υποκανάλι θα είναι

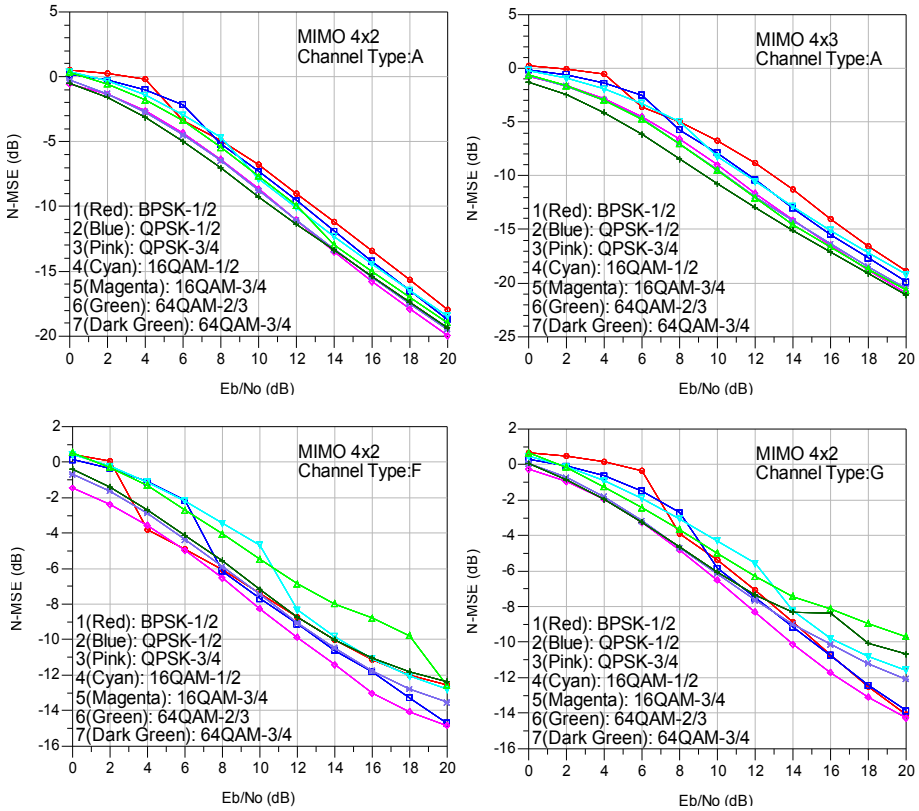
$$r_i^{(m_R)} = \sum_{m_T=1}^{M_T} s_i^{(m_T)} \cdot H_i^{(m_R,m_T)} + n_i^{(m_R)} \tag{5.89}$$

Οπότε, με δεδομένο ότι τα σύμβολα πληροφορίας $s_i^{(m_T)}$ δεν μεταδίδονται με ορθογώνιο τρόπο από τις τέσσερις κεραίες, το σήμα λήψης $r_i^{(m_R,\rho)}$ στην m_R-οστη κεραία λήψης από την ρ-οστη κεραία εκπομπής για την j-οστη επανάληψη θα γράφεται ως ακολούθως

$$r_i^{(m_R,\rho)[j]} = r_i^{(m_R)} - \sum_{\substack{m_T=1 \\ m_T \neq \rho}}^{M_T} \breve{s}_i^{(m_T)[j-1]} \cdot \hat{H}_i^{(m_R,m_T)[j-1]} \tag{5.90}$$

5.10.1. Αξιολόγηση Συστήματος $4 \times M_R$ MC-CDMA

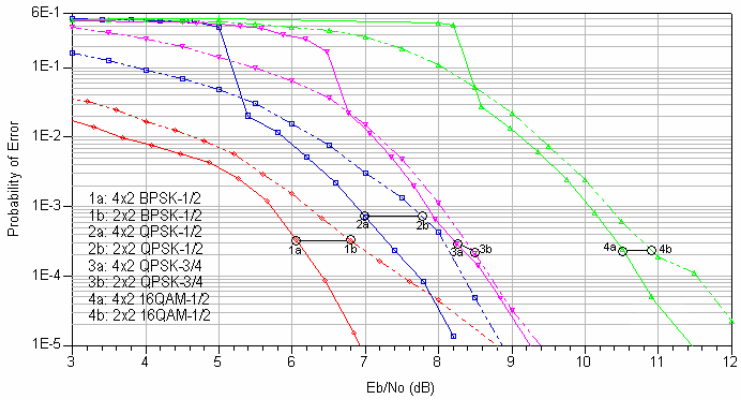
Η αξιολόγηση της ανωτέρω αρχιτεκτονικής γίνεται τόσο σε επίπεδο εκτίμησης ραδιοδιαύλου (MSE), όσο και επίπεδο συνολικής επίδοσης συστήματος (BER, πραγματικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων). Συγκεκριμένα, στο σχήμα 5.48 παρουσιάζεται η επίδοση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για το σύστημα 4×2 MC-CDMA με βάση το κανονικοποιημένο MSE. Το περιβάλλον διάδοσης χαρακτηρίζεται μικροκυψέλωτο, αστικού τύπου με μικρή (3Km/h), και μέτρια (20-30Km/h) κινητικότητα του δέκτη αντίστοιχα. Γίνεται εμφανές ότι η βαθμίδα εκτίμησης με το πυκνό πλέγμα πιλότων κατορθώνει να εκτιμήσει αξιόπιστα τον ραδιοδίαυλο ακόμη και σε πιο απαιτητικά περιβάλλοντα διάδοσης όπου όμως η επίδοσή του γίνεται οριακά αποδεκτή για υψηλότερες τάξεις ψηφιακής διαμόρφωσης.



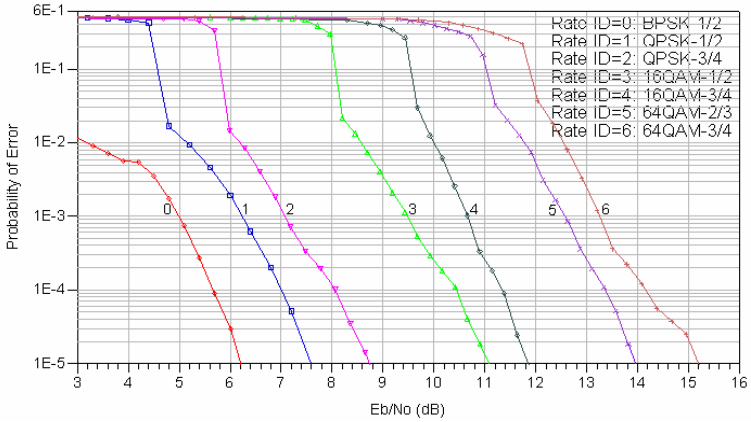
Σχήμα 5.48: Κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου για διάφορους ρυθμούς λειτουργίας και σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης.

Στο σχήμα 5.49 αποτυπώνεται η επίδοση του συστήματος 4×2 MC-CDMA με ενσωματωμένη επαναληπτική διαδικασία. Ο ρυθμός σφαλμάτων που πετυχαίνεται είναι ανάλογος με αυτόν του

κλασικού σχήματος Alamouti με μια βελτίωση όμως της τάξης των 2dB για $P_e = 10^{-5}$, η οποία ουσιαστικά εξαλείφεται για μεγαλύτερα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης. Σημειώνεται ότι για μεταδόσεις μεγιστοποίησης της χωρητικότητας του συστήματος είναι βασική σχεδιαστική επιλογή η λειτουργία σε υψηλές τιμές E_b / N_0 ώστε να επιτυγχάνεται χαμηλό BER, ενώ στην αντίθετη περίπτωση συστήνεται η επιλογή της πλήρους αξιοποίησης του διαφορικού κέρδους. Στο σχήμα 5.50 παρουσιάζεται η επίδοση του συστήματος για $M_R = 3$. Η τάξη διαφορισμού (diversity order) παραμένει η ίδια ανεξάρτητα της ψηφιακής διαμόρφωσης που επιλέγεται κάθε φορά.



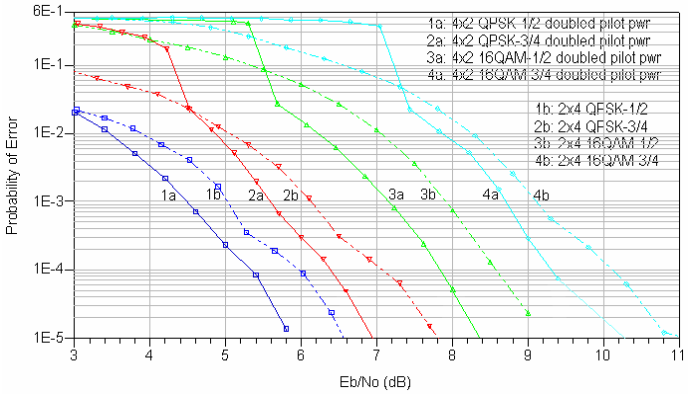
Σχήμα 5.49: Ρυθμός σφαλμάτων για σύστημα 4×2 MC-CDMA με επαναληπτικό αλγόριθμο σε μικροκυψελωτο αστικό περιβάλλον διάδοσης χαμηλής κινητικότητας δέκτη.



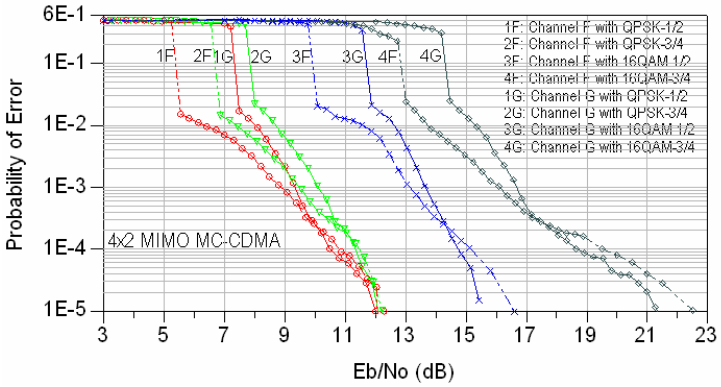
Σχήμα 5.50: Ρυθμός σφαλμάτων για σύστημα 4×3 MC-CDMA με επαναληπτικό αλγόριθμο σε μικροκυψελωτο αστικό περιβάλλον διάδοσης χαμηλής κινητικότητας δέκτη.

Σε συνέχεια των παραπάνω προσομοιώσεων και εξετάζοντας την επίδραση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου στη συνολική επίδοση του συστήματος, η ισχύς των πιλότων διπλασιάζεται και το σύστημα 4×2 συγκρίνεται με το κλασικό σχήμα Alamouti για 2×4. Στο σχήμα 5.51 απεικονίζονται οι εν λόγω επιδόσεις όπου γίνεται εμφανές ότι τα δυο συστήματα έχουν ισοδύναμο διαφορικό κέρδος. Στο σχήμα 5.52 παρουσιάζεται η επίδοση του

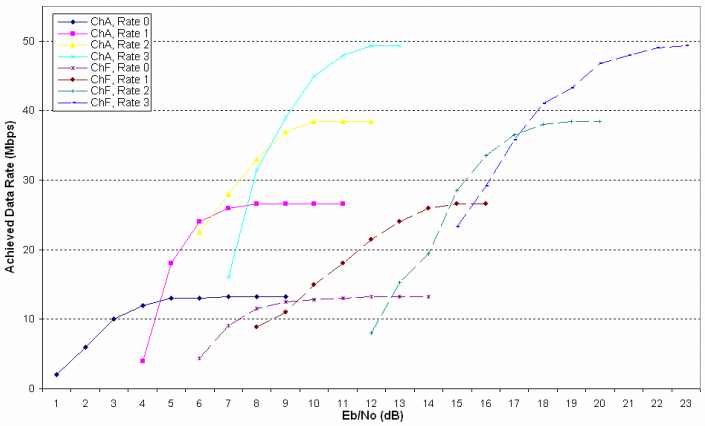
συστήματος 4×2 MC-CDMA για διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης τα οποία εμφανίζουν ισχυρότερα διασκορπιστικά χαρακτηριστικά.



Σχήμα 5.51: Σύγκριση συστήματος 4×2 MC-CDMA με οιονεί ορθογώνιο σχήμα εκπομπής και ενισχυμένα σύμβολα πιλότων με 2×4 MC-CDMA με Alamouti τεχνική.



Σχήμα 5.52: Επίδοση συστήματος 4×2 MC-CDMA με οιονεί ορθογώνιο σχήμα εκπομπής και ενισχυμένα σύμβολα πιλότων σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης.



Σχήμα 5.53: Πραγματικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (Mbps) συστήματος 4×2 MC-CDMA για διάφορα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης και σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης.

Ακόμη, στο σχήμα 5.53 απεικονίζεται η πραγματική ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων (Mbps) ως συνάρτηση του E_b / N_0 για το σύστημα 4×2 MC-CDMA για διάφορα σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης και σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης. Γίνεται εμφανές ότι η κλίση των καμπυλών αλλάζει χαρακτηριστικά ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου παρατηρώντας μια διαφορά 10dB στον απαιτούμενο λόγο E_b / N_0 προκειμένου το σύστημα να προσεγγίσει τη μέγιστη διαμετακομιστική του ικανότητα στα πιο απαιτητικά περιβάλλοντα διάδοσης.

5.11. Προσδιορισμός του Cramer-Rao Ορίου της Βαθμίδας Εκτίμησης του MIMO Ραδιοδιαύλου

Με δεδομένο τις ανωτέρω τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και την επίδρασή τους στη συνολική επίδοση του συστήματος είναι αναγκαία η αξιολόγηση αυτών με βάση το Cramer-Rao κάτω όριο (Cramer-Rao Lower Bound, CRLB). Στα πλαίσια της εν λόγω ανάλυσης, η γενική μαθηματική προσέγγιση τροποποιείται με βάση τον MIMO ραδιοδίαυλο και την εκτίμηση αυτού, ενώ η λογική που ακολουθήθηκε βασίστηκε στην εργασία [79].

Θεωρώντας ότι έχουμε έναν MIMO ραδιοδίαυλο με M_T εισόδους και M_R εξόδους, και υπό την θεώρηση ότι ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως συχνοεπιλεκτικός με ρυθμό μερικών OFDM συμβολών και με ανεξάρτητες μεταξύ τους υλοποιήσεις, το λαμβανόμενο σήμα θα δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{y}(l) = \left[y^{(1)}(l), \quad \cdots \quad , y^{(M_R)}(l) \right]^T = \sum_{m_T=1}^{M_T} \sum_{i=1}^{L_{m_T}} \mathbf{h}_{m_T}(i) \cdot s_{m_T}(l-i) + \mathbf{n}(l) \tag{5.91}$$

όπου $\mathbf{h}_{m_T}(i) = \left[h^{(m_T,1)}(i), \quad \cdots \quad , h^{(m_T,M_R)}(i) \right]^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ για $i = 0,\ldots,L_{m_T}$ είναι το διάνυσμα κρουστικής απόκρισης του ραδιοδιαύλου από την m_T -οστή κεραία εκπομπής στις M_R κεραίες λήψης. Το L_{m_T} αντιστοιχεί στην τάξη του ραδιοδιαύλου για όλα τα M_T υποκανάλια. s_{m_T} είναι το εκπεμπόμενο σύμβολο από την m_T -οστή κεραία εκπομπής, και με $\mathbf{n}(l)$ περιγράφεται ο προθετικός λευκός θόρυβο. Για λόγους απλοποίησης της μαθηματικής περιγραφής, και χωρίς απώλεια της γενικότητας, θεωρείται ότι ο ραδιοδίαυλος έχει το ίδιο μήκος για όλους τους (εικονικούς) χρήστες και για όλες τις κεραίες εκπομπής M_T ($L_{m_T} \equiv L \ \forall m_T$). Εάν το συνολικό διάνυσμα εξόδου είναι $\mathbf{y} = \left[\mathbf{y}(N)^T \quad \cdots \quad \mathbf{y}(1)^T \right]^T$ με N το μέγεθος δειγματοληψίας (sample size) του συστήματος, τότε

$$\mathbf{y} = T\left(H\right) \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \tag{5.92}$$

με $\mathbf{s}=\left[\left(\mathbf{s}^{(1)}\right)^T \quad \cdots \quad \left(\mathbf{s}^{(M_T)}\right)^T\right]^T$ και $\mathbf{s}^{(m_T)}=\left[s^{(m_T)}(N) \quad \cdots \quad s^{(m_T)}(1-L)\right]^T \in^{(N+L)\times 1}$.

Επίσης είναι $T(H)=\left[T(H^{(1)}) \quad \cdots \quad T(H^{(M_T)})\right]$ όπου $H^{(m_T)}$ δηλώνει τον block Sylvester πίνακα που σχετίζεται με τον m_T-οστό ραδιοδίαυλο, ο οποίος περιγράφεται ως $\mathbf{H}^{(m_T)}=\left[\mathbf{h}^{(m_T)}(0) \quad \cdots \quad \mathbf{h}^{(m_T)}(L)\right]$.

Στα πλαίσια της επεξεργασίας της σχέσης (5.92), αυτή μπορεί να εκφραστεί επίσης και ως

$$\mathbf{y}=\boldsymbol{\varsigma}\cdot\mathbf{h}+\mathbf{n} \tag{5.93}$$

όπου $\mathbf{h}=\left[\left(\mathbf{h}^{(1)}\right)^T \quad \cdots \quad \left(\mathbf{h}^{(M_T)}\right)^T\right]^T$ με $\mathbf{h}^{(m_T)}=vec\left(\mathbf{H}^{(m_T)}\right)$. Επίσης, είναι $\boldsymbol{\varsigma}=\left[S^{(1)} \quad \cdots \quad S^{(M_T)}\right]\otimes I_{M_R}$ με $\mathbf{S}^{(m_T)}=\begin{bmatrix} s^{(m_T)}(N) & \dots & s^{(m_T)}(N-L) \\ s^{(m_T)}(N-1) & \dots & s^{(m_T)}(N-L-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s^{(m_T)}(1) & \dots & s^{(m_T)}(1-L) \end{bmatrix}$ όπου ο συμβολισμός $\otimes$ δηλώνει το γινόμενο Kronecker και επίσης ο τελεστής στοίβας $vec(\bullet)$ περιγράφει τη μετατροπή ενός πίνακα σε διάνυσμα στήλη. Στη συνέχεια υιοθετούνται οι ακόλουθες θεωρήσεις: i. τα σύμβολα πληροφορίας είναι i.i.d. με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας $p_{s_d}(\bullet)$, η οποία έχει μηδενική μέση τιμή και μεταβλητότητα σ_d^2, ii. οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες (taps) του ραδιοδιαύλου $\mathbf{h}$ χαρακτηρίζονται ως τυχαίες i.i.d. με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας $p_h(\bullet)$ και μεταβλητότητα σ_h^2, iii. το διάνυσμα θορύβου $\mathbf{n}$ είναι μιγαδικό με λευκό θόρυβο τύπου Gauss μηδενικής μέσης τιμής και μεταβλητότητας σ_n^2 για κάθε μιγαδική διάσταση, και iv. τα $\mathbf{n}$, $\mathbf{h}$, $\mathbf{s}$ είναι αμοιβαία ανεξάρτητα.

Στα πλαίσια της συγκριτικής αξιολόγησης, διατυπώνεται αρχικά το όριο CRLB για το κλασικό σχήμα της χρονικής πολύπλεξης των συμβόλων πληροφορίας με τα σύμβολα αναφοράς και στη συνέχεια το αντίστοιχο όριο για την τεχνική των ενσωματωμένων πιλότων χωρίς προ-κωδικοποίηση στον πομπό.

Για την περίπτωση της πολύπλεξης στο πεδίο του χρόνου, σε κάθε κεραία εκπομπής ανατίθενται P σύμβολα αναφοράς $s_p^{(m_T)}(i)$ και $(N+L-P)$ σύμβολα δεδομένων $s_d^{(m_T)}(i)$. Βασική ιδιότητα των ακολουθιών αυτών είναι η ορθογωνιότητα. Θεωρώντας $s_p^{(m_T)}(i)=0$ (ή $s_d^{(m_T)}(i)=0$) όταν τα σύμβολα πληροφορίας (ή αναφοράς) μεταδίδονται, το i-οστό μεταδιδόμενο σύμβολο από την m_T-οστή κεραία μπορεί να εκφραστεί ως ακολούθως

$$s^{(m_T)}(i)=s_d^{(m_T)}(i)+s_p^{(m_T)}(i) \tag{5.94}$$

Συνεπώς, οι αποκρίσεις των ραδιοδιαύλων που έχουν μοντελοποιηθεί με βάση FIR φίλτρα θα είναι

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= T(H)\cdot \mathbf{s}_d + T(H)\cdot \mathbf{s}_p + \mathbf{n} \\ \mathbf{y} &= \left(\varsigma_d + \varsigma_p\right)\cdot \mathbf{h} + \mathbf{n} \end{aligned} \tag{5.95}$$

όπου $\mathbf{s}_d$ και $\mathbf{s}_p$ (ή ς_d και ς_p) αντιστοιχούν στα διανύσματα (ή στους block Hankel πίνακες, $\varsigma_d = \mathbf{S}_d \otimes \mathbf{I}_{M_R}$ και $\varsigma_p = \mathbf{S}_p \otimes \mathbf{I}_{M_R}$) των συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς αντίστοιχα.
Για την περίπτωση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με χρήση ενσωματωμένων πιλότων, τα σύμβολα πληροφορίας $s_d^{(m_T)}(i)$ εκπέμπονται σε χρονική περίοδο $(N+L)$ ταυτόχρονα με τα σύμβολα αναφοράς $s_p^{(m_T)}(i)$. Στην παρούσα προσέγγιση θεωρείται ομοιόμορφη κατανομή ισχύος μεταξύ των ακολουθιών που σχετίζονται με τα σύμβολα πληροφορίας και αναφοράς. Συνεπώς, η ίδια ισχύς σ_p^2 ανατίθεται σε όλα τα σύμβολα αναφοράς. Κύρια σχεδιαστική παράμετρο αποτελεί ο λόγος σ_p^2 / σ_d^2. Τα σύμβολα μετάδοσης περιγράφονται επίσης από την σχέση (5.94) και η απόκριση του ραδιοδιαύλου από την (5.95).
Το όριο CRLB αποτελεί ένα κριτήριο επίδοσης, το οποίο δίνει το κάτω όριο του μέσου τετραγωνικού σφάλματος σε ένα σύνολο αμερόπληπτων εκτιμητών. Στο πλαίσιο της συγκεκριμένης ανάλυσης, το γενικό κάτω όριο CRLB χρησιμοποιείται για την σύγκριση των διαφορετικών τεχνικών εκτίμησης των MIMO ραδιοδιαύλων.
Σε κανονικές συνθήκες, ο πίνακας πληροφορίας Fisher (Fisher Information Matrix, FIM) του μιγαδικά στοχαστικού διανύσματος $\boldsymbol{\theta}$ ορίζεται ως ακολούθως [101]:

$$\begin{aligned} J(\boldsymbol{\theta}) &= E\left\{\left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{y},\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}^*}\right]\cdot\left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{y},\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}^*}\right]^H\right\} \Leftrightarrow \\ J(\boldsymbol{\theta}) &= E\left\{E\left\{\left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}^*}\right]\cdot\left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}^*}\right]^H \middle| \boldsymbol{\theta}\right\}\right\} \\ &\quad + E\left\{\left[\frac{\partial \ln p(\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}^*}\right]\cdot\left[\frac{\partial \ln p(\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}^*}\right]^H\right\} \end{aligned} \tag{5.96}$$

Το όριο CRLB ορίζεται ως ο αντίστροφος του FIM $J(\boldsymbol{\theta})$, δηλ. για κάθε αμερόληπτη εκτίμηση $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ του διανύσματος παραμέτρων $\boldsymbol{\theta}$, θα είναι:

$$E\left\{\left[\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}-\boldsymbol{\theta}\right)\cdot\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}-\boldsymbol{\theta}\right)^{H}\right]\right\}\geq J\left(\boldsymbol{\theta}\right)^{-1} \tag{5.97}$$

Το μιγαδικό διάνυσμα $\boldsymbol{\theta}$ συγκροτείται από τις άγνωστες παραμέτρους του συστήματος της σχέσης (5.92), δηλ. $\boldsymbol{\theta}=\left[\mathbf{s}_d^T \quad \mathbf{h}^T\right]^T$. Με βάση τις ανωτέρω τέσσερις θεωρήσεις, ο μιγαδικός πίνακας FIM θα δίνεται από την σχέση [79]:

$$\mathbf{J}\left(\theta\right)=\begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma_n^2}\cdot E\left[T(H)^H\cdot T(H)\right]+\rho_{s_d}^2\cdot\mathbf{I} & 0\\ 0 & \frac{1}{\sigma_n^2}\cdot E\left[\boldsymbol{\varsigma}^H\cdot\boldsymbol{\varsigma}\right]+\rho_h^2\cdot\mathbf{I}\end{bmatrix} \tag{5.98}$$

όπου $\rho_h^2=E\left[\left|\frac{\partial\ln p_h\left(h\right)}{\partial h^*}\right|^2\right]$ και $\rho_{\mathbf{s}_d}^2=E\left[\left|\frac{\partial\ln p_{\mathbf{s}_d}\left(\mathbf{s}_d\right)}{\partial\mathbf{s}_d^*}\right|^2\right]$. Στην περίπτωση του ραδιοδιαύλου με Rayleigh χαρακτηριστικά διαλείψεων, θα είναι $\rho_h^2=\frac{1}{\sigma_h^2}$. Επίσης, σημειώνεται ότι στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που ακολουθούν έχει επιλεγεί $\sigma_h^2=\frac{1}{L+1}$ έτσι ώστε η συνολική ισχύς του διανύσματος του ραδιοδιαύλου (για κάθε χρήστη) να είναι κανονικοποιημένη στη μονάδα.

Συγκεκριμένα, εάν $\hat{\mathbf{h}}$ είναι το διάνυσμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, το όριο CRLB της εκτίμησης αυτού θα δίνεται σύμφωνα με την σχέση

$$E\left\{\left(\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}\right)\cdot\left(\mathbf{h}-\hat{\mathbf{h}}\right)^H\right\}\geq\left[\frac{1}{\sigma_n^2}\cdot E\left[\boldsymbol{\varsigma}^H\cdot\boldsymbol{\varsigma}\right]+\rho_h^2\cdot\mathbf{I}\right]^{-1} \tag{5.99}$$

Το βέλτιστο όριο CRB [117] που προκύπτει για την ανωτέρω προσέγγιση δίνεται από τη σχέση

$$MSE\left[h^{(m_R,m_T)}\left(i\right)\right]\geq\frac{\sigma_n^2}{\sigma_n^2\cdot\rho_h^2+\left(N+L-P\right)\cdot\sigma_d^2+P\cdot\sigma_p^2} \tag{5.100}$$

Για την περίπτωση της τεχνικής ενσωματωμένων πιλότων και για μεγάλες τιμές πλήθους δειγμάτων ($N\gg 1$), το μέσο τετραγωνικό σφάλμα της κρουστικής απόκρισης του ραδιοδιαύλου $h^{(m_R,m_T)}\left(i\right)$ έχει κάτω όριο το οποίο δίνεται από τη σχέση

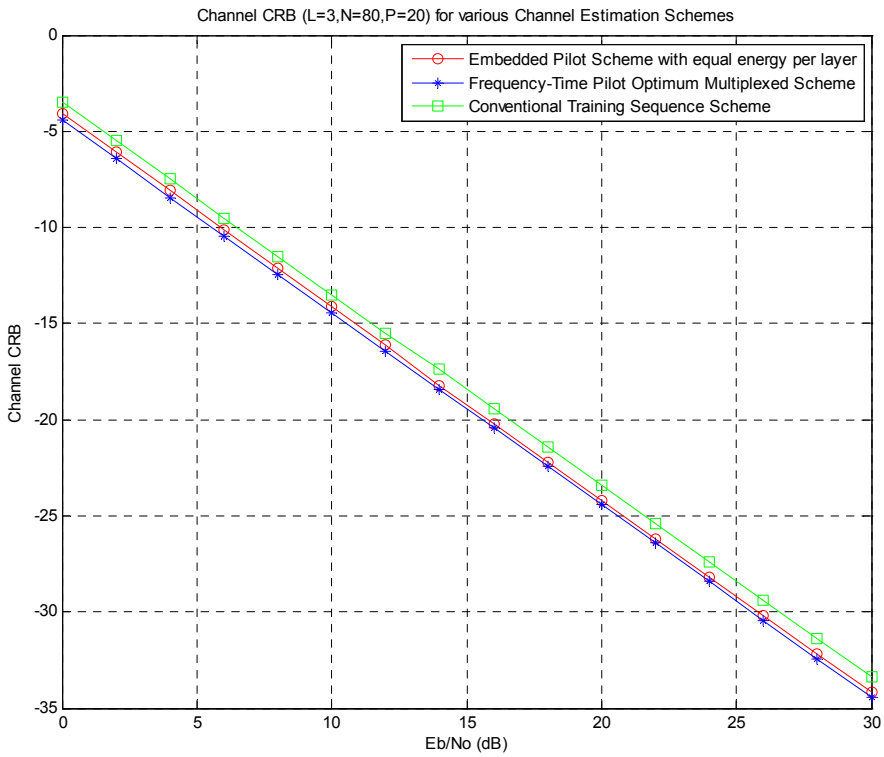
$$MSE\left[h^{(m_R,m_T)}(i)\right] \geq \frac{\sigma_n^2}{\sigma_n^2 \cdot \rho_h^2 + N \cdot \left(\sigma_d^2 + \sigma_p^2\right)} \tag{5.101}$$

Στη συνέχεια εφαρμόζεται ο επαναληπτικός MMSE αλγόριθμος για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου και την ανίχνευση των συμβόλων πληροφορίας. Η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου δίνεται σύμφωνα με την σχέση

$$\hat{\mathbf{h}}^{(m_T)} = \left(\left(\varsigma_p^{(m_T)}\right)^H \cdot \varsigma_p^{(m_T)}\right)^{-1} \cdot \left(\varsigma_p^{(m_T)}\right)^H \cdot \mathbf{y} \tag{5.102}$$

όπου $\varsigma_p^{(m_T)} = \mathbf{s}_p^{(m_T)} \otimes \mathbf{I}_{M_R}$.

Για τους σκοπούς της προσομοίωσης έχει επιλεγεί L=3, N=80, P=20 και $\frac{\sigma_p^2}{\sigma_d^2} = 2$.



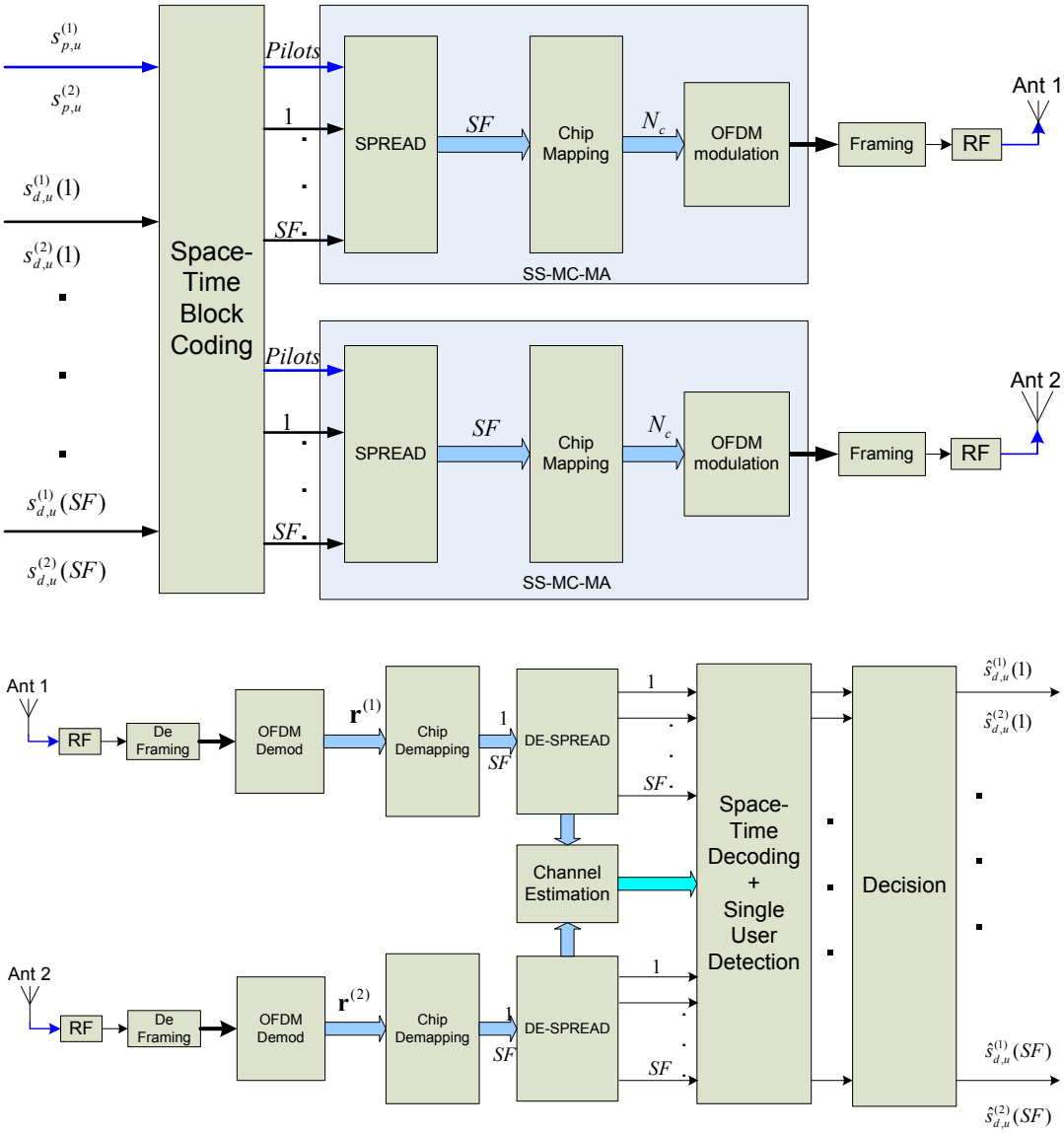
Σχήμα 5.54: Σύγκριση των ορίων CRB για διάφορες τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε MIMO συστήματα.

Όπως γίνεται εμφανές στο σχήμα 5.54, η βέλτιστη προσέγγιση χρονικής-συχνοτικής πολυπλεξίας έχει το ίδιο όριο CRB με αυτό της αρχιτεκτονικής των ενσωματωμένων πιλότων. Συμπερασματικά, προκύπτει ότι για μεγάλες ακολουθίες αναφοράς, τα όρια CRLB τείνουν να είναι σχεδόν τα ίδια, ανεξάρτητα των σχεδιαστικών τεχνικών που επιλέγονται. Επίσης, το

CRLB που αντιστοιχεί στην περίπτωση των ενσωματωμένων πιλότων είναι όμοιο με αυτό των τεχνικών πολύπλεξης στο πεδίο του χρόνου (ή της συχνότητας) για την ίδια συνολική ισχύ και για σχεδόν στατικά κανάλια. Ωστόσο, στην περίπτωση της χρήσης των ενσωματωμένων πιλότων θα πρέπει να σημειωθεί ότι δεν υπάρχει απώλεια στη χρήση ραδιοπόρων του συστήματος καθώς μεταδίδονται N σύμβολα πληροφορίας σε N χρονικά πλαίσια. Ακόμη, είναι αξιοσημείωτο ότι η επίδοση του επαναληπτικού MMSE αλγορίθμου τείνει να προσεγγίσει εξαιρετικά καλά του όριο του CRB όταν ο αριθμός των κεραιών λήψης αυξάνεται σε σχέση με το πλήθος των κεραιών εκπομπής.

5.12. Αξιολόγηση Συστήματος MIMO SS-MC-MA με Χωρο-Κωδική Κωδικοποίηση

Στην κάτω ζεύξη η τεχνική MC-CDMA συνδυάζει τα χαρακτηριστικά της διαμόρφωσης OFDM, καθώς και εκείνα της CDMA με τη διασπορά της πληροφορίας των (εικονικών) χρηστών στο πεδίο της συχνότητας. Η εν λόγω τεχνική πετυχαίνει μεγάλη αξιοπιστία σε απαιτητικά περιβάλλοντα διάδοσης και παράλληλα περιορίζει το πρόβλημα της ενδογενούς παρεμβολής. Όμως στην περίπτωση της άνω ζεύξης το πρόβλημα της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου γίνεται εξαιρετικά πολύπλοκο και απαιτητικό ως προς την παραγόμενη υπολογιστική του πολυπλοκότητα. Κατά συνέπεια, η τεχνική αυτή έχει τροποποιηθεί στην τεχνική διασποράς φάσματος πολλαπλών φερόντων και πολλαπλής πρόσβασης (Spread Spectrum Multi Carrier Multiple Access, SS-MC-MA) [59][68]. Στην τεχνική SS-MC-MA αναθέτονται σε κάθε φυσικό χρήστη ένας συγκεκριμένος και αποκλειστικός αριθμός υποκαναλιών δημιουργώντας έτσι ομάδες υποκαναλιών οι οποίες διαμοιράζονται σύμφωνα με την κλασική λογική της FDMA ανάθεσης. Η εν λόγω προσέγγιση επιτρέπει στο σταθμό βάσης (δέκτης) να προβαίνει στην εκτίμηση ενός και μόνο ραδιοδιαύλου για κάθε υποκανάλι. Στην περίπτωση όπου η λογική MC-CDMA χρησιμοποιούνταν για την άνω ζεύξη, ο σταθμός βάσης θα έπρεπε να εκτιμήσει τον ραδιοδίαυλο για όλους τους διακριτούς ενεργούς χρήστες του συστήματος. Επιπλέον, με βάση την λογική SS-MC-MA τα σύμβολα που εκπέμπονται ταυτόχρονα σε μια ομάδα υποκαναλιών υφίστανται την ίδια παραμόρφωση ραδιοδιαύλου και η προκαλούμενη παρεμβολή χαρακτηρίζεται ως ενδογενής (self interference) επιτρέποντας την ακύρωσή της με χρήση τεχνικών απλού χρήστη (Single user Detection, SD). Το πλήθος των υποκαναλιών που ανατίθεται σε κάθε φυσικό χρήστη στο σύστημα SS-MC-MA είναι μειωμένο έναντι του MC-CDMA. Στα πλαίσια της βέλτιστης αξιοποίησης του διαφορικού κέρδους στο πεδίο της συχνότητας, τα υποκανάλια που συνθέτουν μια ομάδα και αναθέτονται σε κάθε χρήστη δεν είναι απαραίτητο να είναι διαδοχικά, αλλά απλωμένα σε όλο το εύρος του διαθέσιμου φάσματος του συστήματος. Η επιλογή αυτή πετυχαίνει την αξιοποίηση του συνολικού διαφορικού κέρδους του συστήματος σε καθεμία από τις επιμέρους ομάδες των υποκαναλιών. Η αρχιτεκτονική του SS-MC-MA συστήματος έχει όμοια δομή με αυτή της MC-CDMA, και για την περίπτωση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με βάση την λογική των διασπαρμένων πιλότων (spread pilot CE) παρουσιάζεται στο σχήμα 5.55.



Σχήμα 5.55: Γενικό διάγραμμα πομπού και δέκτη MIMO SS-MC-MA συστήματος για τον u-οστό χρήστη με δυο κεραίες ανά άκρο.

Η μαθηματική περιγραφή της ανωτέρω διάταξης είναι ανάλογη με αυτή του MIMO MC-CDMA. Συγκεκριμένα και με δεδομένο ότι το σύστημα λειτουργεί με STBC, στην άνω ζεύξη, ο u-οστός χρήστης θα εκπέμπει από τις κεραίες 1 και 2 τα σύμβολα $\mathbf{s}_u^{(1)}$ και $\mathbf{s}_u^{(2)}$ αντίστοιχα την χρονική στιγμή i, ενώ την χρονική στιγμή $(i+1)$ τα εκπεμπόμενα σύμβολα θα είναι $-\mathbf{s}_u^{(1)*}$ και $\mathbf{s}_u^{(2)*}$ αντίστοιχα. Στην έξοδο του χωρο-χρονικού κωδικοποιητή η διαδικασία SS-MC-MA υλοποιείται για κάθε κεραία χωριστά. Στο σταθμό βάσης, η λήψη και εκτίμηση του λαμβανόμενου σήματος υλοποιείται για κάθε κεραία χωριστά με την χρήση ενός FFT. Σημειώνεται ότι για την περίπτωση του STBC ο ραδιοδίαυλος απαιτείται να είναι σταθερός για δυο SS-MC-MA σύμβολα. Επίσης, στα πλαίσια της παρούσας υλοποίησης χρησιμοποιείται ο

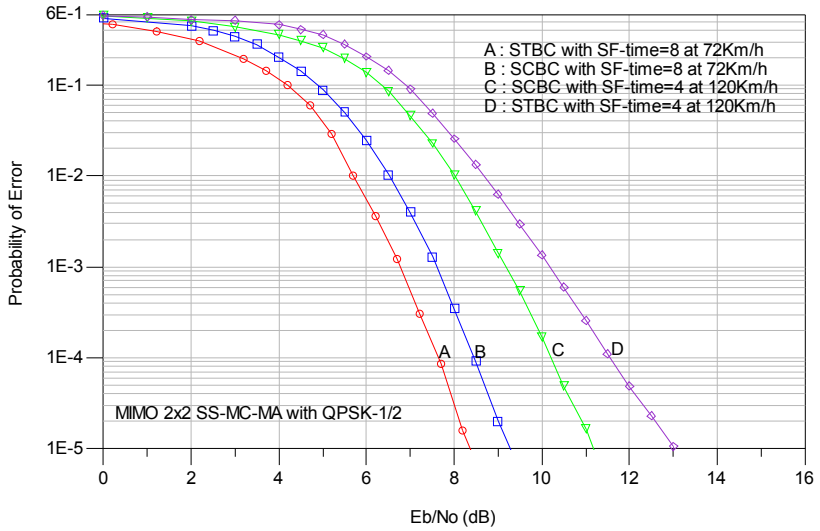
αλγόριθμος ZF, ο οποίος πετυχαίνει την πλήρη ανάκτηση της ορθογωνιότητας μεταξύ των διαφορετικών χρηστών και σημάτων. Επιπλέον, καθώς το πλήθος των κεραιών αυξάνει, ο ZF αλγόριθμος τείνει ως προς την επίδοση σε αυτόν του MMSE [20], ενώ παράλληλα αποφεύγεται η ανάγκη εκτίμησης της τιμής του σηματοθορυβικού λόγου.

Η βαθμίδα της απο-διασποράς στο δέκτη υλοποιείται πριν την ανίχνευση του σήματος πληροφορίας με βάση την λογική SD και βασίζεται στη λογική της διασποράς των πιλότων (spread pilot CE) παράγοντας έτσι μια εκτίμηση του ραδιοδιαύλου για όλο το πεδίο διασποράς. Αυτό συνεπάγεται την απαίτηση για στατικό ραδιοδίαυλο για όλα τα υποκανάλια στα οποία οι πιλότοι έχουν διασπαρθεί. Θεωρώντας γνωστά τα στατιστικά δεύτερης τάξης του ραδιοδιαύλου, οι τεχνικές διασποράς φάσματος μπορούν να εφαρμοστούν σε δύο διαστάσεις. Με την τεχνική αυτή τα chips αναθέτονται τόσο σε γειτονικά υποκανάλια (άξονας συχνότητας, SF_f), όσο και σε διαδοχικά OFDM σύμβολα (άξονας χρόνου, SF_t) πετυχαίνοντας ($SF = SF_t \times SF_f$) έναν ραδιοδίαυλο όσο το δυνατόν πιο επίπεδο στο πλαίσιο της διασποράς των συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς.

Προχωρώντας ένα βήμα ακόμη, η τεχνική SS-MC-MA για 2D διασπορά απαιτεί το εύρος ζώνης SF να είναι στατικό σε SISO σύστημα, ενώ για την περίπτωση της MIMO αρχιτεκτονικής απαιτεί $2 \times SF$. Για να αντισταθμιστεί η επιβάρυνση αυτή, η οποία συντελεί στην τελική υποβάθμιση της διαμετακομιστικής ικανότητας του συστήματος, προτείνεται η κωδικοποίηση Alamouti να εφαρμοστεί όχι στο πεδίο του χρόνου, αλλά σε δυο διαφορετικούς κώδικες της CDMA αρχιτεκτονικής. Η τεχνική αυτή χαρακτηρίζεται ως χωρο-κωδική κωδικοποίηση (Space-Code Block Coding, SCBC). Με τον τρόπο αυτό η κωδικοποίηση συνολικά γίνεται στα πεδία κώδικα, χώρου, χρόνου και συχνότητας, οδηγώντας έτσι σε ένα γενικό σχήμα ορθογώνιας κωδικοποίησης.

Στα πλαίσια της μοντελοποίησης και προσομοίωσης του ανωτέρω συστήματος σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά ενός συστήματος 4G, η φέρουσα συχνότητα επιλέγεται στα 5GHz, ενώ η συχνότητα δειγματοληψίας στα 57,6MHz. Το μέγεθος του FFT είναι 1024 εκ των οποίων τα ενεργά είναι τα 736 υποκανάλια. Επίσης, η συνολική διάρκεια συμβόλου είναι $T_t = 21,52\mu\sec$ με διάρκεια διαστήματος φύλαξης $T_{CP} = 3,75\mu\sec$. Η κωδικοποίηση του καναλιού βασίζεται σε turbo-coding $1/3$, με συνολικό ρυθμό $1/2$. Σε επίπεδο ζεύξης, το μοντέλο του MIMO ραδιοδιαύλου που χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση του συστήματος βασίζεται στο 3GPP/3GPP2 μοντέλο για ευρυζωνικά MIMO συστήματα. Η χωρική συσχέτιση είναι μικρότερη του 10% για απόσταση μεταξύ των στοιχείων των κεραιών ίση με τέσσερα μήκη κύματος στο σταθμό βάσης και ~30% για μισο μήκος κύματος στον κινητό σταθμό. Επίσης, σημειώνεται ότι για ταχύτητα του κινητού σταθμού της τάξης των 80Km/h, ο χρόνος συνοχής είναι ανάλογος της διάρκειας πλαισίου. Στο σχήμα 5.56 παρουσιάζεται η επίδοση του ανωτέρω συστήματος για την 2×2 περίπτωση με 2D διασπορά και διάφορες ταχύτητες του κινητού σταθμού. Γίνεται εμφανές ότι καθώς η ταχύτητα αυξάνεται από τα 72Km/h στα 120Km/h, η επίδοση του συστήματος υποβαθμίζεται μόνο κατά ~2dB στην περίπτωση της SCBC κωδικοποίησης (BER=10^{-5}), ενώ για την κλασική STBC προσέγγιση η

αντίστοιχη υποβάθμιση ανέρχεται στα 4,8dB καθιστώντας την SCBC ποιο ανθεκτική σε ραδιοδιαύλους με χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά.



Σχήμα 5.56: Επίδοση συστήματος MIMO SS-MC-MA πλήρως φορτωμένου με χρήση Turbo κωδικοποίησης, QPSK ψηφιακή διαμόρφωση και ZF εκτίμηση στο δέκτη.

5.13. Υπολογιστική Πολυπλοκότητα της Βαθμίδας Εκτίμησης του Ραδιοδιαύλου με χρήση Ενσωματωμένων Συμβόλων Αναφοράς.

Η αρχιτεκτονική λήψης σε αλγοριθμικό επίπεδο της από κοινού εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και των συμβόλων πληροφορίας παρουσιάζεται στο διάγραμμα ροής του Παρατήματος Α, όπου γίνεται εμφανής η δυνατότητα δυναμικής προσαρμογής των δομικών παραμέτρων του συστήματος μέσω των VLI, VPI, MCS, $j_{\max}$. Οι απαιτήσεις του συστήματος ως προς την τάξη της υπολογιστικής πολυπλοκότητας είναι ανάλογες με αυτές των αλγορίθμων της από κοινού εκτίμησης του διαύλου και των συμβόλων πληροφορίας όπως αυτοί παρουσιάζονται στην ευρύτερη βιβλιογραφία, με την απαίτηση όμως της υψηλότερης διαθεσιμότητας μνήμης, μιας και η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική χειρίζεται τα σύμβολα αναφοράς τόσο πριν, όσο και μετά την βαθμίδα απο-διασποράς (despreading). Ειδικότερα, σε επίπεδο προσδιορισμού της υπολογιστικής πολυπλοκότητας (processing computational complexity), το πλήθος των μιγαδικών πολλαπλασιασμών αποτελεί ένα κύριο μέτρο αξιολόγησης των σχετικών απαιτήσεων της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου.

Με δεδομένο ότι το μέγεθος του κάθε πλαισίου μετάδοσης μεταβάλλεται σύμφωνα με το MCS και τις παραμέτρους VLI/VPI, ο αρχικός υπολογισμός των απαιτούμενων μιγαδικών πολλαπλασιασμών γίνεται σε επίπεδο OFDM συμβόλου. Η αρχική εκτίμηση του ραδιοδιαύλου απαιτεί $O\left(M_R \cdot M_T \cdot N_a \cdot F\right)$ πράξεις. Η επαναληπτική διαδικασία εκτίμησης αυτού συμπεριλαμβανομένων των εκτιμήσεων τόσο πριν, όσο και μετά την βαθμίδα διασποράς όταν λειτουργεί με βάση την λογική εικονικών πιλότων (virtual pilot mode) απαιτεί $O\left(j_{\max} \cdot M_R \cdot M_T \cdot N_a \cdot F + j_{\max} \cdot N_a \cdot SF\right)$ πράξεις, ενώ για την περίπτωση λειτουργίας σε

λογική ακύρωσης της ενδογενούς παρεμβολής (interference cancellation mode) το απαιτούμενο πλήθος των πράξεων θα είναι $O\left(j_{\max} \cdot M_R \cdot M_T \cdot N_a \cdot F^2 + j_{\max} \cdot N_a \cdot SF\right)$. Με δεδομένο ότι στα προτεινόμενα συστήματα διαφορικής εκπομπής πλήρους ορθογωνιότητας χρησιμοποιείται η κωδικοποίηση Alamouti (διατήρηση πλήρους ρυθμού), το μήκος της κωδικο-λέξης είναι $F = 2$. Συνεπώς, το υπολογιστικό κόστος καθορίζεται απευθείας από το μέγιστο πλήθος των επαναλήψεων $j_{\max}$, το πλήθος των κεραιών εκπομπής και λήψης $\left(M_T, M_R\right)$, το πλήθος των ενεργών υποκαναλιών N_a, καθώς επίσης και τον συντελεστή διασποράς SF. Από τα παραπανω γίνεται εμφανές ότι η σχετική υπολογιστική επιβάρυνση δεν είναι ιδιαίτερα σημαντική, καθιστώντας έτσι την εν λόγω γενικευμένη αρχιτεκτονική εκτίμησης των MIMO ραδιοδιαύλων άμεσα εφαρμόσιμη στα υπό ανάπτυξη συστήματα 4ης γενιάς.

Επίσης, η συνολική αρχιτεκτονική εκτίμησης αποτελεί μια προσέγγιση από κοινού εκτίμησης του ραδιοδιαύλου και των συμβόλων πληροφορίας (joint channel and data estimation). Συνεπώς, στην επαναληπτική διαδικασία ενσωματώνονται επιπλέον και οι σχετικές πράξεις (πολλαπλασιασμοί) εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας. Η εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας απαιτεί ως τάξη μεγέθους $O\left(j_{\max} \cdot M_R \cdot M_T \cdot N_a \cdot F^2 + j_{\max} \cdot N_a \cdot SF\right)$ πράξεις.

Οι ανωτέρω εκτιμήσεις των απαιτούμενων πολλαπλασιασμών αναφέρονται σε ένα OFDM σύμβολο, ενώ για τον υπολογισμό αυτών σε επίπεδο πλαισίου μετάδοσης θα πρέπει να πολλαπλασιαστούν με το πλήθος των OFDM συμβόλων το οποίο εξαρτάται από το επιλεγμένο σχήμα MCS, καθώς και την επιλογή των παραμέτρων VLI και VPI. Το ακριβές πλήθος των OFDM συμβόλων για όλες τους δυνατούς συνδυασμούς των παραπάνω παραμέτρων παρουσιάζεται στο Παράρτημα Β.

□

Κεφάλαιο 6

Επίδραση Ατελειών Συστήματος και Προσαρμοστικές Τεχνικές Πολλαπλών Κεραιών

Η εκθετική αύξηση της διαμετακομιστικής ικανότητας των σύγχρονων ασύρματων συστημάτων με άμεσο στόχο το 1Gbps για ζεύξεις μικρής απόστασης ή τα 100Mbps για ζεύξεις κυψελωτής αρχιτεκτονικής έχει οδηγήσει στην υιοθέτηση τεχνολογιών επίτευξης εξαιρετικά μεγάλης φασματικής απόδοσης προσεγγίζοντας τα όρια Shannon. Ωστόσο, οι εν λόγω προσεγγίσεις θα πρέπει να εξεταστούν υπό το πρίσμα των τεχνολογικών ορίων που θέτουν οι αναλογικές RF βαθμίδες εκπομπής και λήψης. Η πραγματική αξιολόγηση των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών και αλγορίθμων ή γενικότερα του σχεδιασμού νέων τηλεπικοινωνιακών διατάξεων γίνεται μόνο όταν ληφθούν υπόψη και οι αναλογικές RF βαθμίδες με όλες τις ατέλειες. Η συγκεκριμένη προσέγγιση αποτελεί ενεργό πεδίο έρευνας και βελτιστοποίησης κυρίως σε επίπεδο ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και είναι γνωστή ως 'Dirty RF' [121][122].
Με βάση τις αρχιτεκτονικές εκπομπής και λήψης των συστημάτων MIMO OFDM / MC-CDMA των προηγούμενων κεφαλαίων, οι επιδράσεις των ατελειών των RF βαθμίδων του συστήματος εξετάζονται σε επίπεδο ικανότητας δέκτη να εκτιμήσει και να αντισταθμίσει τις συγκεκριμένες παραμορφώσεις.

6.1. Επίδραση RF Βαθμίδων σε MIMO Συστήματα Πολλαπλών Υποκαναλιών

Η λειτουργία των συστημάτων 4ης γενιάς βασίζεται σε τεχνικές βέλτιστης απόδοσης του φάσματος με την χρήση πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη, καθώς και την εφαρμογή τεχνικών πολλαπλών φερόντων είτε απλού OFDM, είτε MC-CDMA. Ωστόσο, οι συγκεκριμένες τεχνικές περιλαμβάνουν την χρήση πολλαπλών αλυσίδων RF, οι οποίες απαιτούνται να είναι χαμηλού κόστους και παράλληλα να πετυχαίνουν αξιόπιστη και σταθερή λειτουργία. Η εφαρμογή της απευθείας μετατόπισης συχνότητας προς τα πάνω ή προς τα κάτω (direct up/down conversion) τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη αποτελεί την προφανή

επιλογή στα πλαίσια της ανάγκης ελαχιστοποίησης των επιμέρους βαθμίδων των πολλαπλών αλυσίδων [104]. Οι εν λόγω ομόδυνοι (homodyne ή zero-IF) πομποί/δέκτες εισάγουν ατέλειες στο σύστημα λόγω των επιμέρους διατάξεων που χρησιμοποιούνται, με κυριότερη την ανισοσταθμία (imbalance) φάσης ή/και πλάτους μεταξύ των I και Q σημάτων (in-phase και quadrature-phase) [106]. Η ανισοσταθμία αυτή χαρακτηρίζεται ως IQ-ανισοσταθμία (IQ-imbalance) και προκαλείται είτε από σφάλματα στην ολίσθησης φάσης 90°, είτε από σφάλματα στους I και Q κλάδους. Οι IQ-ανισοσταθμίες υφίστανται και στα δυο άκρα του ραδιοδιαύλου. Το αποτέλεσμα της συγκεκριμένης ατέλειας είναι η 'διαρροή' των συμμετρικών συχνοτήτων μέσα στο επιθυμητό εύρος ζώνης (spectral leakage), η περιστροφή φάσης, καθώς και η επιλεκτική εξασθένιση των υποκαναλιών και μοντελοποιείται ως προσθετικός όρος σφάλματος με δύο συνιστώσες, μια για τον πομπό και μια για το δέκτη, $\mathbf{x}_{Tx}^{IQ}$ και $\mathbf{x}_{Rx}^{IQ}$ αντίστοιχα. Επίσης, παράγοντας δυσλειτουργίας είναι ο θόρυβος φάσης (phase noise), ο οποίος είναι κοινός για όλα τα υποκανάλια της OFDM αρχιτεκτονικής όλων των κλάδων (Common Phase Error, CPE). Ο θόρυβος φάσης μοντελοποιείται ως σφάλμα φάσης (phase error) φ και ως ενδοσυμβολική παρεμβολή (Inter-Carrier Interference, ICI) με αντίστοιχους προσθετικούς όρους για τον πομπό και το δέκτη, $\mathbf{n}_{Tx}^{ICI}$ και $\mathbf{n}_{Rx}^{ICI}$ αντίστοιχα. Ακόμη, άλλες δευτερεύουσες ατέλειες της ομόδυνης αρχιτεκτονικής αποτελούν η αστάθεια του ρολογιού και της δειγματοληψίας, το DC offset, ο θόρυβος 1/f, καθώς και οι μη γραμμικότητες των διατάξεων ενίσχυσης σε πομπό και δέκτη [105].

Στα πλαίσια της αξιολόγησης της επίδρασης των ανωτέρω ατελειών (impairments) στη λειτουργία του συνολικού συστήματος, καθώς επίσης και στη βαθμίδα της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου υπό την ευρεία έννοια, η προσέγγιση αυτών είναι σκόπιμο να γίνει με ενιαίο τρόπο, όπου μοντελοποιείται η συνδυασμένη επίδρασή τους. Η συγκεκριμένη προσέγγιση αποτελεί ίσως πιο ουσιαστική προσέγγιση από την σκοπιά του σχεδιασμού συστημάτων μιας και η συνολική επίδραση είναι αυτή που θα πρέπει να ελαχιστοποιηθεί. Ένα κοινό μέτρο αξιολόγησης της συνολικής επίδρασης των ατελειών στην επίδοση του συστήματος είναι το μέτρο του διανύσματος λάθους EVM (Error Vector Magnitude), το οποίο μετράει το rms σφάλμα των εκτιμώμενων συμβόλων πληροφορίας. Το συγκεκριμένο μέτρο αξιολόγησης αποτελεί μια ένδειξη, χωρίς όμως να δίνει αξιοποιήσιμα συμπεράσματα μιας και δεν μπορούν να αναγνωριστούν οι μη στατικές (non-stationary) ατέλειες. Τέτοιου τύπου χαρακτηριστικά παρουσιάζονται κατά την μετάβαση του συστήματος μεταξύ διαφόρων λειτουργικών καταστάσεων όπως κατά την εναλλαγή μεταξύ πομπού και δέκτη, ή μεταξύ των κεραιών που σχηματίζουν τις ενεργές ομάδες εκπομπής, κλπ. Για τους λόγους αυτούς, στην παρούσα ενότητα γίνεται προσέγγιση των εν λόγω ατελειών με την χρήση ενός συνολικού μοντέλου περιγραφής σφάλματος, στο οποίο λαμβάνονται υπόψη οι εν λόγω ατέλειες ως προσθετικός παράγοντας στη λογική προσέγγισης των προηγούμενων κεφαλαίων. Οι συγκεκριμένες ατέλειες προέρχονται τόσο από τον πομπό, όσο και από το δέκτη και συνεισφέρουν διαφορετικά στην τελική εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας.

Σημειώνεται ότι για την περιγραφή της μη στατικής συμπεριφοράς των RF ατελειών το μοντέλο σφάλματος θα πρέπει να έχει δυο υποκατηγορίες. Η πρώτη θα πρέπει να περιγράφει

την μεταβατική κατάσταση και η δεύτερη την μόνιμη απόκριση αυτών. Η εν λόγω μη στατική συμπεριφορά αποτελεί κοινό χαρακτηριστικό όλων των προτύπων που βασίζονται στη λογική μετάδοσης πακέτων (π.χ. IEEE 802.11x/802.16x/802.20) και ελέγχονται από τα ανώτερα στρώματα του OSI σύμφωνα με το TCP/IP πρωτόκολλο. Στις περιπτώσεις αυτές, ο κινητός σταθμός μπορεί να λαμβάνει είτε μεγάλο πλήθος πακέτων δεδομένων συνιστώντας μετάδοση μεγάλης διάρκειας, είτε να μην λαμβάνει κανένα είδος πληροφορίας για μεγάλα χρονικά διαστήματα. Στο πλαίσιο του αποδοτικού σχεδιασμού των κινητών τερματικών είναι θεμελιώδους σημασίας η λειτουργία αυτών σε κατάσταση εξοικονόμησης ενέργειας (power-save mode). Σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας το κινητό τερματικό περιοδικά 'αισθάνεται' το δίκτυο για να δει εάν υπάρχει πληροφορία προς μετάδοση, αλλά δεν είναι πλήρως λειτουργικό ώστε να λάβει πακέτα πληροφορίας. Όταν υπάρξουν πακέτα προς μετάδοση, τότε ο κινητός σταθμός μπαίνει σε πλήρως λειτουργική κατάσταση. Η μετάβαση αυτή προκαλεί την μη στατική συμπεριφορά των ατελειών (non-stationary imperfections). Επιπλέον, εφόσον για κάθε πακέτο στέλνεται επιβεβαίωση καλής λήψης, το σύστημα αλλάζει μεταξύ πομπού και δέκτη πολύ γρήγορα προκαλώντας επίσης μεταβατικά στάδια (Tx-Rx turn around times). Στις περισσότερες περιπτώσεις των σύγχρονων MIMO OFDM συστημάτων με πολλές αλυσίδες εκπομπής και λήψης, το 'κλείδωμα' μεταξύ πομπού και δέκτη γίνεται σε μια διαδικασία δυο φάσεων. Στην πρώτη, το σύστημα στοχεύει στο γρήγορο 'κλείδωμα' αλλά με χαμηλή ακρίβεια όσον αφορά τα σφάλματα φάσης. Στη δεύτερη, και με την βοήθεια του πρώτου OFDM συμβόλου, η ακρίβεια στη συχνότητα αυξάνεται ώστε να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος φάσης (CPE) μέσω της μείωσης του βήματος επανάληψης του συνθέτη συχνοτήτων τύπου PLL (Phase-Locked Loop).

6.1.1. Μοντέλο Σφάλματος για Συστήματα Πολλαπλών Ορθογώνιων Υποκαναλιών

Θεωρείται το διάνυσμα των συμβόλων εκπομπής στο πεδίο των συχνοτήτων $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M_T \cdot N_a \times 1}$ και το διάνυσμα στην έξοδο της OFDM διαμόρφωσης στο πεδίο του χρόνου $\mathbf{s}_t \in \mathbb{C}^{M_T \cdot N_s \times 1}$, καθώς και με N_s το πλήθος των δειγμάτων στο πεδίο του χρόνου. Το σήμα $\mathbf{s}_t$ διέρχεται μέσα από τις RF βαθμίδες όπου οι σχετικές ατέλειες περιγράφονται ως e_{Tx}^{imp} και e_{Rx}^{imp} για τον πομπό και το δέκτη αντίστοιχα. Η επίδραση του MIMO ραδιοδιαύλου αποτυπώνεται ως $\mathbf{H}$. Επίσης, κατ' αναλογία με τις προηγούμενες ενότητες, το σήμα στο δέκτη υφίσταται και την επίδραση του AWGN θορύβου $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M_R \cdot N_t \times 1}$. Απλοποιώντας το γενικό διάγραμμα του συστήματος MIMO OFDM του σχήματος 4.4, το ισοδύναμο μοντέλο βασικής ζώνης όπου επιπλέον απεικονίζονται οι RF ατέλειες σε πομπό και δέκτη, παρουσιάζεται στο σχήμα 6.1.

Η επίδραση του γενικευμένου μοντέλου σφάλματος απεικονίζεται στο σχήμα 6.2 όπου εκτός του εξιδανικευμένου μιγαδικού συμβόλου s, παρουσιάζεται το πραγματικά λαμβανόμενο μιγαδικό σύμβολο $\underset{\sim}{s}$ με μέση τιμή $E\{\underset{\sim}{s}\}$, η οποία στη γενική περίπτωση είναι $E\{\underset{\sim}{s}\} \neq s$. Η επίδραση των ατελειών e_{Tx}^{imp} και e_{Rx}^{imp} (στο πεδίο της συχνότητας) για MIMO Multi-Carrier

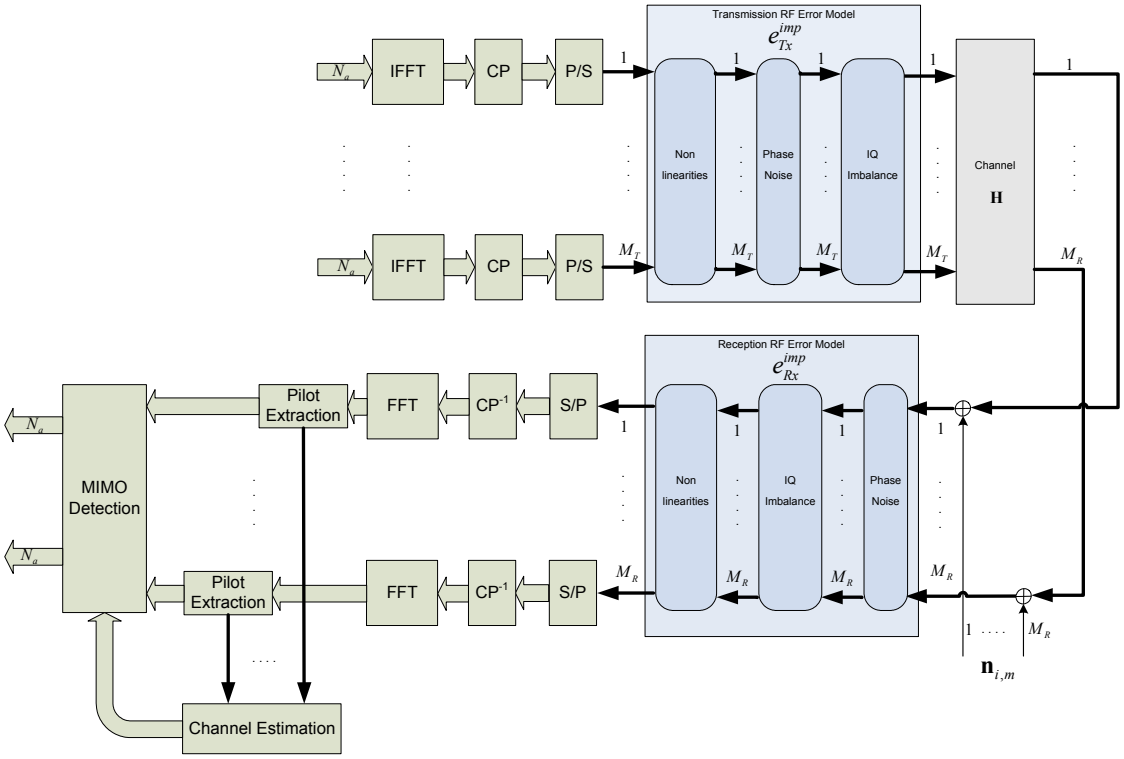
συστήματα για N_a ενεργά υποκανάλια και για το m-οστό OFDM σύμβολο για το πραγματικό διάνυσμα του σήματος λήψης $\underset{\sim}{\mathbf{s}}_m$ συνοψίζεται στην ακόλουθη σχέση:

$$\underset{\sim}{\mathbf{s}}_m = \boldsymbol{\rho}_m^{\{Tx,Rx\}} \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_m^{\{Tx,Rx\}} \tag{6.1}$$

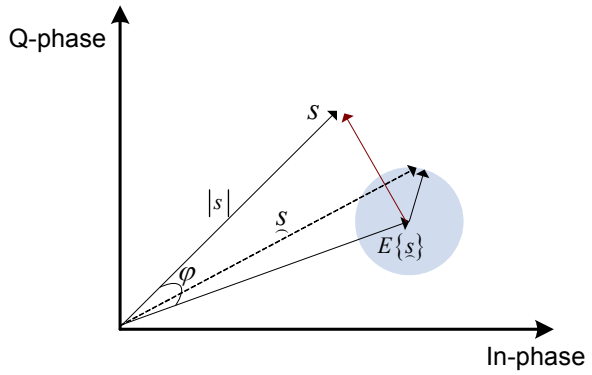
όπου $\boldsymbol{\rho}_m^{\{Tx,Rx\}}$ είναι οι RF ατέλειες στον πομπό ή στο δέκτη. Για να υπάρξει διάκριση μεταξύ των επιδράσεων των ατελειών πομπού και δέκτη, η μοντελοποίηση της σχέσης (6.1) εφαρμόζεται τόσο για το άκρο του πομπού, όσο και γι' αυτό του δέκτη. Συνεπώς, στο πεδίο της συχνότητας και για το άκρο του δέκτη, θα είναι:

$$\begin{aligned} &\mathbf{x}_m = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{n}'_m \quad \text{ή} \quad \mathbf{x}_m = \boldsymbol{\rho}_m^{\{Rx\}} \cdot \mathbf{H} \cdot \underset{\sim}{\mathbf{s}}_m + \mathbf{n}_m^{\{Rx\}} + \mathbf{n}'_m \Leftrightarrow \\ &\mathbf{x}_m = \boldsymbol{\rho}_m^{\{Rx\}} \cdot \mathbf{H} \cdot \left(\boldsymbol{\rho}_m^{\{Tx\}} \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_m^{\{Tx\}} \right) + \mathbf{n}_m^{\{Rx\}} + \mathbf{n}'_m \end{aligned} \tag{6.2}$$

όπου η παραμόρφωση πλάτους και η περιστροφή φάσης έχουν μοντελοποιηθεί ξεχωριστά από τις υπόλοιπες ατέλειες τόσο για τον πομπό $\boldsymbol{\rho}_m^{\{Tx\}} \in \mathbb{C}^{N_a \cdot M_T \times N_a \cdot M_T}$, όσο και για το δέκτη $\boldsymbol{\rho}_m^{\{Rx\}} \in \mathbb{C}^{N_a \cdot M_R \times N_a \cdot M_R}$. Το σύνολο των υπόλοιπων RF ατελειών περιγράφεται συγκεντρωτικά από τους πίνακες $\mathbf{n}_m^{\{Tx\}} \in \mathbb{C}^{N_a \cdot M_T \times 1}$ και $\mathbf{n}_m^{\{Rx\}} \in \mathbb{C}^{N_a \cdot M_R \times 1}$ για τον πομπό και το δέκτη αντίστοιχα.



Σχήμα 6.1: Μοντέλο συστήματος MIMO Multi Carrier όπου λαμβάνονται υπόψη οι ατέλειες των RF βαθμίδων σε επίπεδο βασικής ζώνης.



Σχήμα 6.2: Σχηματική απεικόνιση σφάλματος του συμβόλου λήψης.

Για λόγους διατήρησης του μοντέλου σε λογικά επίπεδα πολυπλοκότητας, γίνεται η θεώρηση ότι όλα τα υποκανάλια ενός OFDM συμβόλου υφίστανται την ίδια παραμόρφωση πλάτους και στροφή φάσης. Συνεπώς, η σχέση (6.2) θα τροποποιείται ως ακολούθως

$$\mathbf{x}_m = \left(\mathbf{I}_{N_a} \otimes \boldsymbol{\rho}_{i,m}^{\{Rx\}}\right) \cdot \mathbf{H} \cdot \left(\left(\mathbf{I}_{N_a} \otimes \boldsymbol{\rho}_{i,m}^{\{Tx\}}\right) \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\right) + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}} + \mathbf{n}'_m \tag{6.3}$$

όπου οι πίνακες περιγραφής της RF ανισοσταθμίας πλάτους και φάσης θα είναι διαγώνιοι της μορφής $\boldsymbol{\rho}_{i,m}^{\{Tx,Rx\}} = diag\left\{\rho_1 \cdot e^{i\cdot\varphi_1} \quad \cdots \quad \rho_{\{M_T,M_R\}} \cdot e^{i\cdot\varphi_{\{M_T,M_R\}}}\right\}$. Σημειώνεται ότι το RF μοντέλο σφάλματος τόσο για τον πομπό, όσο και για το δέκτη αποτελεί την άθροιση των σφαλμάτων λόγω του θορύβου φάσης CPE, των μη-γραμμικοτήτων, καθώς επίσης και της IQ-ανισοσταθμίας.

6.1.2. Εκτίμηση MIMO Διαύλων και Μελέτη Επίδοσης Συστημάτων με RF Ατέλειες

Στο πλαίσιο της αξιολόγησης της επίδρασης των διαφόρων ατελειών στη συνολική επίδοση και αποδοτική λειτουργία των συστημάτων MIMO OFDM/MC-CDMA είναι θεμελιώδους σημασίας τόσο σε θεωρητικό, όσο και σε επίπεδο προσομοίωσης, η διερεύνηση της 'ανοχής' του συστήματος (είτε σε λειτουργία χωρικής πολυπλεξίας, είτε σε λογική διαφορικής εκπομπής) στις εν λόγω ατέλειες.

Με βάση την σχέση (6.3), οι παράγοντες $\mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}$ και $\mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}}$ μπορούν να θεωρηθούν ως μιγαδικές ανεξάρτητες τυχαίες κανονικές κατανομές με μηδενική μέση τιμή και πίνακες συμμεταβλητότητας $\sigma^2_{\mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}} \cdot \mathbf{I}_{N_\alpha}$ και $\sigma^2_{\mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}}} \cdot \mathbf{I}_{N_\alpha}$ αντίστοιχα.

Για την εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας στο δέκτη είναι αναγκαία η εκτίμηση του γενικευμένου διαύλου. Σε αυτόν περιλαμβάνεται η επίδραση του ραδιοδιαύλου, καθώς και η επίδραση των επιμέρους βαθμίδων σε πομπό και δέκτη, οι οποίες μεσολαβούν μεταξύ του μετατροπέα D/A στον πομπό και του A/D στο δέκτη. Συνεπώς, είτε για το preamble OFDM σύμβολο εκτίμησης, είτε για τα σύμβολα πιλότους, εάν ακολουθηθεί η απλή προσέγγιση της

εκτίμησης του διαύλου με την μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων (Least Squares, LS), θα είναι:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{x}_m \cdot \mathbf{s}_p^+ &= \left[\left(\mathbf{I}_{N_a} \otimes \boldsymbol{\rho}_{i,m}^{\{Rx\}}\right) \cdot \mathbf{H} \cdot \left(\left(\mathbf{I}_{N_a} \otimes \boldsymbol{\rho}_{i,m}^{\{Tx\}}\right) \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\right) + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}} + \mathbf{n}'_m\right] \cdot \mathbf{s}_p^+ \Leftrightarrow \\
\hat{\mathbf{H}} &= \left[\left(\rho^{\{Rx\}} \cdot \rho^{\{Tx\}}\right) \cdot \mathbf{H} \cdot \left(\mathbf{s}_m + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\Big|_{pilot}\right) + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}}\Big|_{pilot} + \mathbf{n}'_m\right] \cdot \mathbf{s}_p^+ \Leftrightarrow \\
\hat{\mathbf{H}} &= \left[\rho \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}_m + \rho \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\Big|_{pilot} + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}}\Big|_{pilot} + \mathbf{n}'_m\right] \cdot \mathbf{s}_p^+ \Leftrightarrow \\
\hat{\mathbf{H}} &= \rho \cdot \mathbf{H} + \left[\rho \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\Big|_{pilot} + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}}\Big|_{pilot} + \mathbf{n}'_m\right] \cdot \mathbf{s}_p^+ \Leftrightarrow \hat{\mathbf{H}} = \rho \cdot \mathbf{H} + \mathbf{E}
\end{aligned} \tag{6.4}$$

όπου ρ και $\mathbf{E}$ είναι το πολλαπλασιαστικό και αθροιστικό σφάλμα στην εκτίμηση του διαύλου. Με βάση την συγκεκριμένη εκτίμηση θα πραγματοποιηθεί στις επόμενες βαθμίδες η εκτίμηση των συμβόλων πληροφορίας. Συνεπώς, τα εκτιμώμενα σύμβολα πληροφορίας θα δίνονται από τη σχέση:

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{s}}_m = \hat{\mathbf{H}}^+ \cdot \mathbf{x}_m &= \left[\rho_{pilot} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{E}\right]^+ \cdot \left[\rho \cdot \mathbf{H} \cdot \left(\mathbf{s}_m + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\right) + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}} + \mathbf{n}'_m\right] \Leftrightarrow \\
\tilde{\mathbf{s}}_m &= \left[\mathbf{H} \cdot \left(\rho_{pilot} + \mathbf{H}^+ \cdot \mathbf{E}\right)\right]^+ \cdot \left[\rho \cdot \mathbf{H} \cdot \left(\mathbf{s}_m + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\right) + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}} + \mathbf{n}'_m\right] \Leftrightarrow \\
\tilde{\mathbf{s}}_m &= \rho_{pilot}^{-1} \cdot \left[\mathbf{I} + \rho_{pilot}^{-1} \cdot \mathbf{H}^+ \cdot \mathbf{E}\right]^+ \cdot \left[\rho \cdot \left(\mathbf{s}_m + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\right) + \mathbf{H}^+ \cdot \left(\mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}} + \mathbf{n}'_m\right)\right] \Leftrightarrow \\
\tilde{\mathbf{s}}_m &\approx \rho \cdot \rho_{pilot}^{-1} \cdot \mathbf{s}_m - \rho \cdot \rho_{pilot}^{-2} \cdot \mathbf{H}^+ \cdot \mathbf{E} \cdot \left(\mathbf{s}_m + \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}}\right) + \rho \cdot \rho_{pilot}^{-1} \cdot \mathbf{n}_{i,m}^{\{Tx\}} + \\
&+ \rho_{pilot}^{-1} \cdot \mathbf{H}^+ \cdot \left(\mathbf{I} - \mathbf{E} \cdot \mathbf{H}^+\right) \cdot \left(\mathbf{n}_{i,m}^{\{Rx\}} + \mathbf{n}'_m\right) \Leftrightarrow \\
\tilde{\mathbf{s}}_m &\approx \rho \cdot \rho_{pilot}^{-1} \cdot \mathbf{s}_m + \mathbf{E}'
\end{aligned} \tag{6.5}$$

6.1.3. Εκτίμηση IQ Ανισοσταθμίας και Διαύλου με κοινή χρήση των Συμβόλων Αναφοράς σε Συστήματα MIMO MC-CDMA

Η IQ επεξεργασία του σήματος αποτελεί δομική λειτουργία στις διατάξεις εκπομπής και λήψης αφού εξαλείφεται η ανάγκη για απαιτητικά φίλτρα αποκοπής των μη επιθυμητών σημάτων και ταυτόχρονα επιτυγχάνεται η λογική της προσαρμοστικότητας (reconfigurable) και του χαμηλού κόστους των διατάξεων. Ωστόσο, στην πραγματικότητα ιδανική υλοποίηση των I και Q συνιστωσών δεν είναι εφικτή μιας και οι αναλογικές διατάξεις χαρακτηρίζονται από περιορισμένη σχετικά ακρίβεια. Οι αναπόφευκτες αυτές ανισοσταθμίες μεταξύ των κλάδων I και Q προκαλούν σημαντικά προβλήματα υποβάθμισης του συνολικού σήματος λήψης.

Με βάση την σημερινή τεχνολογία [103] ως προς της αναλογικές RF διατάξεις, μια ανισοσταθμία πλάτους $1-2\%$ και φάσης $2-3^o$ είναι εφικτή οδηγώντας σε μια αποκοπή της μη επιθυμητής ζώνης κατά $30-40dB$. Ιδιαίτερα, η χρήση της απ' ευθείας μετατόπισης προς τα κάτω (direct down conversion) είναι γενικά πολύ πιο αξιόπιστη και ανθεκτική ως προς την

επίδραση των γειτονικών καναλιών, αλλά η παρουσία παραμορφώσεων λόγω των IQ ατελειών παραμένει σημαντικός παράγοντας μείωσης της συνολικής επίδοσης του συστήματος. Αυτό είναι ακόμη πιο έντονο για τις περιπτώσεις σημάτων πολλαπλών υποκαναλιών (π.χ. OFDM), τα οποία διέρχονται μέσα από συχνοεπιλεκτικούς ραδιοδιαύλους. Κατά συνέπεια, κατάλληλα σχήματα εκτίμησης των εν λόγω ανισοσταθμιών και αντιστάθμισης αυτών σε επίπεδο ψηφιακής επεξεργασίας βασικής ζώνης είναι κρίσιμης σημασίας. Αποτελεί επίσης κομβικό σημείο η επίτευξη αυτού χωρίς την χρήση ιδιαίτερων/ξεχωριστών σημάτων αναφοράς εκτίμησης των εν λόγω IQ ανισοσταθμιών.

Στο πλαίσιο της παρούσας ερευνητικής δραστηριότητας και με βάση την ανάγκη αξιολόγησης των προτεινόμενων τεχνικών με ρεαλιστικές παραμέτρους, παρουσιάζεται στη συνέχεια κατάλληλο μοντέλο εκτίμησης και διόρθωσης των IQ ατελειών, το οποίο λειτουργεί με βάση τα ίδια σήματα αναφοράς – πιλότους που χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου. Επίσης, σημειώνεται ότι η εν λόγω αντιστάθμιση λαμβάνει χώρα στο επίπεδο της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος μειώνοντας έτσι τις απαιτήσεις ως προς τα RF τμήματα πομπού και δέκτη. Ακόμη, για την περίπτωση όπου λειτουργεί αποκλειστικά η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, χωρίς την ενσωμάτωση της IQ αντιστάθμισης, το σύστημα είναι επίσης σε θέση να εκτιμήσει μερικώς και να αντισταθμίσει τις συγκεκριμένες επιδράσεις, μιας και μπορούν να θεωρηθούν μέρος του γενικευμένου ραδιοδιαύλου, αλλά σε καμμία περίπτωση δεν μπορεί να εκμηδενίσει την συγκεκριμένη επίδραση.

Θεωρώντας ένα MIMO OFDM σύστημα με IQ ανισοσταθμία μόνο στο δέκτη και με βάση την απ' ευθείας προς τα κάτω μετατόπιση του RF σήματος, το ιδανικό μιγαδικό χρονικό σήμα του τοπικού ταλαντωτή θα είναι $e^{-\sqrt{-1}\cdot\omega\cdot t}$. Με δεδομένο ότι το συγκεκριμένο σήμα χαρακτηρίζεται από μη ιδανική υλοποίηση ως προς τους I και Q κλάδους, αυτό θα περιγράφεται ως $\cos(\omega\cdot t)-\sqrt{-1}\cdot y_{IQ}\cdot\sin(\omega\cdot t+\phi_{IQ})$ ή $k_1\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot\omega\cdot t}+k_2\cdot e^{\sqrt{-1}\cdot\omega\cdot t}$ με $k_1=0,5\cdot\left(1+y_{IQ}\cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot\phi_{IQ}}\right)$ και $k_2=0,5\cdot\left(1-y_{IQ}\cdot e^{+\sqrt{-1}\cdot\phi_{IQ}}\right)$. Η IQ ανισοσταθμία πλάτους εκφράζεται ως y_{IQ} και αυτή της φάσης ως ϕ_{IQ}. Αποδεικνύεται ότι [123] οι IQ ατέλειες στο δέκτη αντιστοιχούν σε μια αμοιβαία παρεμβολή μεταξύ των συμμετρικών υποκαναλιών του OFDM συστήματος. Για την περίπτωση όπου το σύστημα χαρακτηρίζεται από μηδενικές IQ ατέλειες θα είναι $k_1=1$ και $k_2=0$. Περιγράφοντας την αμοιβαία παρεμβολή με την χρήση πινάκων για τα σήματα βασικής ζώνης πριν ($r_{i,m}$) και μετά ($z_{i,m}$) την προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας, σε συμμετρικά υποκανάλια, θα είναι:

$$\begin{bmatrix} z_{i,m} \\ z^*_{-i,m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ k_2^* & k_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_{i,m} \\ r^*_{-i,m} \end{bmatrix} \text{ ή } \mathbf{z}_{i,m} = \mathbf{K}\cdot\mathbf{r}_{i,m} \tag{6.6}$$

Το κομβικό σημείο της ψηφιακής αντιστάθμισης των IQ ατελειών είναι ο πίνακας $\mathbf{K}$. Δεδομένου ότι ο συγκεκριμένος πίνακας είναι σε κάθε περίπτωση αντιστρέψιμος (non-singular), τα επιθυμητά συμμετρικά OFDM σύμβολα μπορούν να ανακτηθούν πλήρως. Αυτό

επιβεβαιώνεται και στην εργασία [124] όπου οι συγκεκριμένες ατέλειες αποτελούν τμήμα του συνόλου των RF ατελειών.

Ενώ οι IQ ατέλειες πλάτους y_{IQ} και φάσης ϕ_{IQ} δεν μπορούν να εκτιμηθούν απευθείας, το γινόμενο $k_1 \cdot k_2$ μπορεί να υπολογιστεί με βάση τα στατιστικά των λαμβανόμενων συμβόλων αναφοράς του preamble OFDM συμβόλου και λαμβάνοντας υπόψη αυτά σε ζεύγη συμμετρικών υποκαναλιών $(-i,i)$. Συνεπώς, θα είναι:

$$k_1 \cdot k_2 = \frac{E\left\{z_{i,m} \cdot z_{-i,m}\right\}}{E\left\{\left|z_{i,m} + z_{-i,m}^*\right|^2\right\}} \quad \text{ή} \quad \hat{k}_1 \cdot \hat{k}_2 = \frac{\sum_{m=1}^{M}\sum_{i=1}^{N_a}\left(z_{i,m} \cdot z_{-i,m}\right)}{\sum_{m=1}^{M}\sum_{i=1}^{N_a}\left|z_{i,m} + z_{-i,m}^*\right|^2} \tag{6.7}$$

Υιοθετώντας μια μαθηματική απεικόνιση σε επίπεδο MIMO δομής, οι ανωτέρω σχέσεις μπορούν να εκφραστούν σε μορφή πινάκων ως ακολούθως:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_1 &= 0,5 \cdot \left(\mathbf{I} + \mathbf{y}_{IQ} \cdot e^{-\sqrt{-1}\cdot\boldsymbol{\varphi}_{IQ}}\right) \\ \mathbf{K}_2 &= \mathbf{I} - \mathbf{K}_1^* = 0,5 \cdot \left(\mathbf{I} - \mathbf{y}_{IQ} \cdot e^{\sqrt{-1}\cdot\boldsymbol{\varphi}_{IQ}}\right) \end{aligned} \tag{6.8}$$

όπου $\mathbf{y}_{IQ} = diag\left\{y_{IQ}^{(1)} \quad \cdots \quad y_{IQ}^{(M_R)}\right\} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_R}$ και $\boldsymbol{\varphi}_{IQ} = diag\left\{\phi_{IQ}^{(1)} \quad \cdots \quad \phi_{IQ}^{(M_R)}\right\} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_R}$.

Συνεπώς για την περίπτωση όπου δεν υπάρχουν IQ ατέλειες στο σύστημα θα έχει $\mathbf{K}_1 = \mathbf{I}$ και $\mathbf{K}_2 = \mathbf{0}$.

Η μοναδική προϋπόθεση που τίθεται για να ισχύει η ανωτέρω προσέγγιση είναι ότι τα ζεύγη των συμμετρικών συμβόλων αναφοράς – πιλότων που χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση και αντιστάθμιση της IQ ανισοσταθμίας θα πρέπει να είναι ασυσχέτιστα με μηδενική μέση τιμή, δηλ. $E\left[r_{i,m} \cdot r_{-i,m}\right] = 0$. Στα πρακτικά συστήματα (MIMO) OFDM η συγκεκριμένη θεώρηση είναι ρεαλιστική και ισχύει είτε με την εφαρμογή κατάλληλης γεννήτριας παραγωγής των συμβόλων πιλότων (π.χ. με χρήση κωδικολέξεων Walsh-Hadamard), είτε με την εφαρμογή κατάλληλης κωδικοποίησης. Είναι προφανές ότι η ακρίβεια εκτίμησης και διόρθωσης εξαρτάται από το πλήθος των χρησιμοποιούμενων ζευγών. Επιπλέον, και με δεδομένο ότι η IQ ανισοσταθμία δεν μεταβάλλεται σημαντικά μεταξύ των διαδοχικών πλαισίων μετάδοσης, μπορεί να λαμβάνεται η μέση τιμή των εκτιμήσεων όλων των λαμβανομένων πλαισίων πετυχαίνοντας έτσι υψηλής ακρίβειας εκτίμηση του συγκεκριμένου σφάλματος.

Το γινόμενο $\hat{k}_1 \cdot \hat{k}_2$ περιέχει όλη την απαιτούμενη πληροφορία για την εξάλειψη των συγκεκριμένων ατελειών. Οι IQ ανισοσταθμίες πλάτους και φάσης, y_{IQ} και ϕ_{IQ} αντίστοιχα, μπορούν να εξαχθούν σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$\begin{aligned} \hat{y}_{IQ} &= \left(1 - 4 \cdot \mathrm{Re}\left\{\hat{k}_1 \cdot \hat{k}_2\right\}\right)^{1/2} \\ \hat{\phi}_{IQ} &= \arcsin\left(-2 \cdot y_{IQ}^{-1} \cdot \mathrm{Im}\left\{\hat{k}_1 \cdot \hat{k}_2\right\}\right) \end{aligned} \tag{6.9}$$

6.1.4. Επίδοση Συστήματος MIMO-OFDM με Ενσωματωμένη την Τεχνική Εκτίμησης του IQ Σφάλματος.

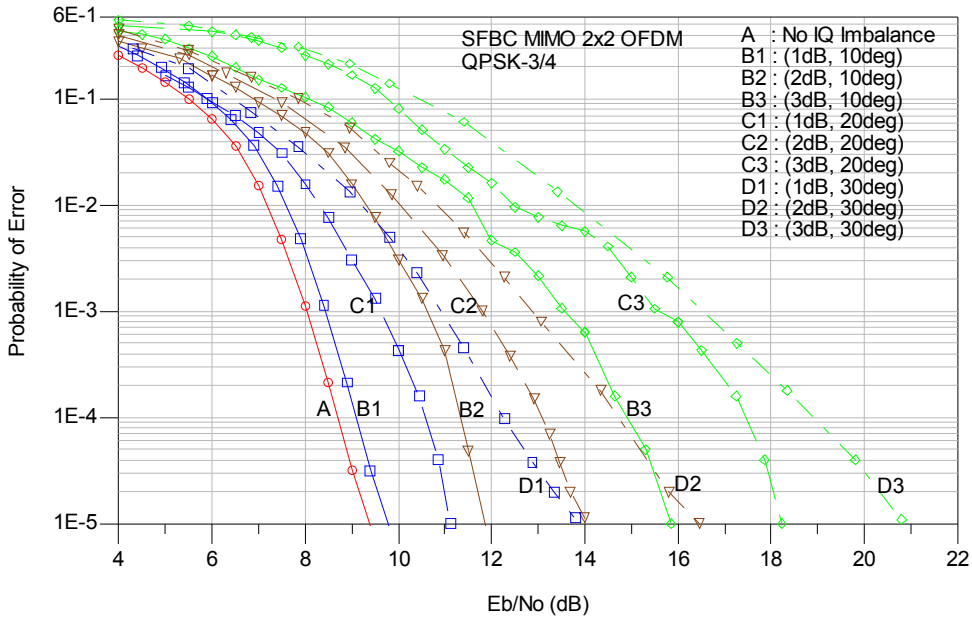
Με βάση τα παραπάνω, γίνεται εμφανές ότι η χρήση του preamble OFDM συμβόλου μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο για την αρχική πλήρη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου $\hat{\mathbf{H}}$, όσο και για την εκτίμηση των ατελειών ανισοσταθμίας μεταξύ των κλάδων I και Q, $\left(\hat{y}_{IQ}, \hat{\phi}_{IQ}\right)$. Συνεπώς, στο σύστημα MIMO OFDM του 4ου κεφαλαίου, προστίθεται και η ανωτέρω τεχνική εκτίμησης της IQ ανισοσταθμίας. Η τεχνική αυτή έχει ενσωματωθεί στην βαθμίδα εκτίμησης του διαύλου και οι σχετικές εκτιμήσεις τόσο της εν λόγω ατέλειας, όσο και του ραδιοδιαύλου χρησιμοποιούνται από κοινού στη διαδικασία αντιστάθμισης.

Για την επίτευξη της κοινής χρήσης του preamble OFDM συμβόλου θα πρέπει ο σχεδιασμός αυτού να γίνει κατά τέτοιο τρόπο ώστε τα συμμετρικά υποκανάλια $\left(\pm i \cdot \Delta f\right)$ περί την κεντρική συχνότητα f_c, να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Αυτό γιατί, η IQ ανισοσταθμία παράγει παρεμβολή του ενός επάνω στο άλλο κατά την διαδικασία είτε της άνω, είτε της κάτω ζεύξης. Η εν λόγω απαίτηση ικανοποιείται με την χρήση των κωδικών Walsh-Hadamard. Στα πλαίσια των προσομοιώσεων και των αποτελεσμάτων που παρουσιάζονται στη συνέχεια, έχει υιοθετηθεί το ορθογώνιο σχήμα χωροσυχνοτικής κωδικοποίησης (SFBC), μολονότι ποικίλα ανάλογα σχήματα παρουσιάζονται στην τρέχουσα βιβλιογραφία, όπως η χωροχρονική μορφοποίηση με δυο preamble OFDM σύμβολα, ή σε επίπεδο κωδικοποίησης συμβόλων του preamble OFDM συμβόλου [125] [126] [127].

Επίσης, για την βελτίωση της εκτίμησης της IQ ανισοσταθμίας, ανεξάρτητα από τις εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου, λαμβάνεται υπόψη το χαρακτηριστικό της μη ουσιαστικής μεταβολής αυτής μεταξύ των διαδοχικών πλαισίων μετάδοσης και συνεπώς υπολογίζεται ο μέσος όρος των εκτιμήσεων της IQ ανισοσταθμίας για περισσότερα του ενός πλαισίου. Στην περίπτωση των προσομοιώσεων της παρούσας ενότητας, ο αριθμός αυτός έχει καθοριστεί πειραματικά στα δέκα πλαίσια μετάδοσης με την εφαρμογή της λογικής του κινητού μέσου όρου (moving average). Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό της IQ ανισοσταθμίας αποτελεί σημαντικό παράγοντα προς αξιοποίηση, μιας και με την διάκριση μεταξύ της παραμόρφωσης λόγω του ραδιοδιαύλου και της συγκεκριμένης, επιτρέπεται ο προσδιορισμός της με μεγάλη ακρίβεια και συνεπώς επιτυγχάνεται η πλήρης αντιστάθμιση αυτής.

Εξετάζοντας την ικανότητα του συστήματος SFBC 2×2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 (όπως αυτό σχεδιάστηκε στο 4ο κεφάλαιο) για εκτίμηση και αντιστάθμιση των IQ ατελειών, αρχικά στο σχήμα 6.3 παρουσιάζεται η επίδοση του συστήματος υπό την παρουσία IQ ανισοσταθμιών πλάτους και φάσης διαφόρων τιμών. Η επίδοση του συστήματος συγκρίνεται με την περίπτωση όπου οι IQ ατέλειες είναι μηδενικές αναδεικνύοντας ουσιαστικά την καθεαυτό

ικανότητα της βαθμίδας εκτίμησης, όπως αυτή περιγράφτηκε στο 4ο κεφάλαιο, να συμπεριλάβει στην εκτίμησή της και τις εν λόγω ατέλειες. Στη συγκεκριμένη περίπτωση η επίδραση των IQ ανισοσταθμιών εκλαμβάνεται από το σύστημα ως δίαυλος συχνοεπιλεκτικών χαρακτηριστικών. Σημειώνεται επίσης ότι η αντιστάθμιση των ποικίλων παραμορφώσεων στο ψηφιακό πεδίο είναι εξαιρετικά πλεονεκτική σε σχέση με αναλογικό πεδίο τόσο ως προς την πολυπλοκότητα, όσο και ως προς το παραγόμενο συνολικό κόστος. Γίνεται εμφανές ότι η βαθμίδα εκτίμησης του διαύλου μπορεί να πετύχει σε υψηλό βαθμό την αντιστάθμιση των εν λόγω παραμορφώσεων. Επίσης, είναι αξιοσημείωτο ότι για μικρές τιμές σφάλματος πλάτους ο εκτιμητής του διαύλου μπορεί να πετύχει αποδεκτή αντιστάθμιση ανεξαρτήτως του IQ σφάλματος γωνίας.

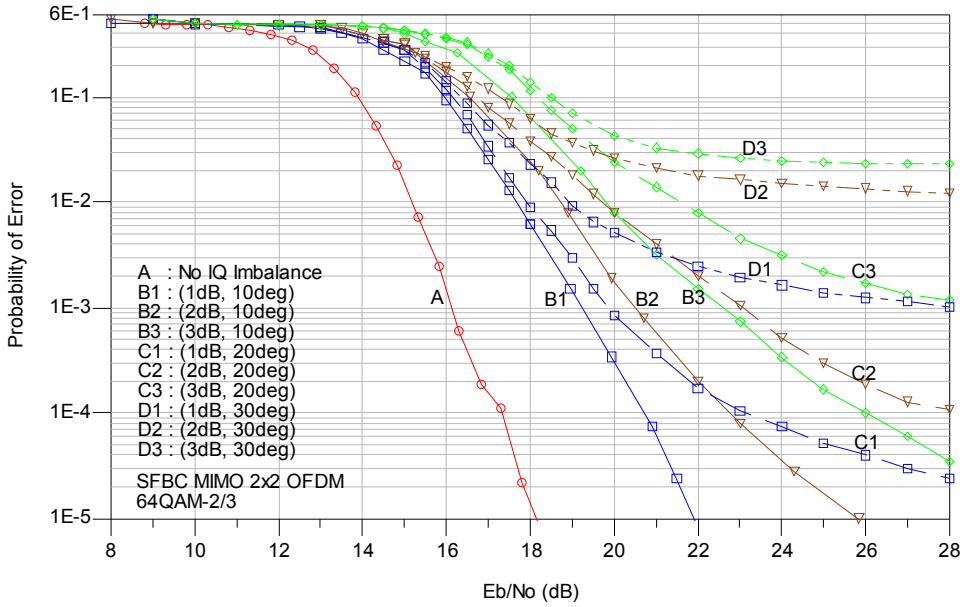


Σχήμα 6.3: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση μόνο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου. Ο ραδιοδίαυλος έχει υλοποιηθεί σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCME για αστικό περιβάλλον μέτριας κινητικότητας.

Στο σχήμα 6.4 παρουσιάζεται η επίδοση του ίδιου συστήματος αλλά για 64QAM-2/3, όπου είναι φανερό ότι το σύστημα είναι σημαντικά πιο ευαίσθητο στις διάφορες RF ατέλειες. Χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι για $\phi_{IQ} > 20^o$ το σύστημα δεν μπορεί να λειτουργήσει με αποδοτικό τρόπο, ενώ σε κάθε περίπτωση η εκτίμηση και αντιστάθμιση που επιτυγχάνεται απέχει σημαντικά από την επιθυμητή περίπτωση με μηδενικό IQ σφάλμα.

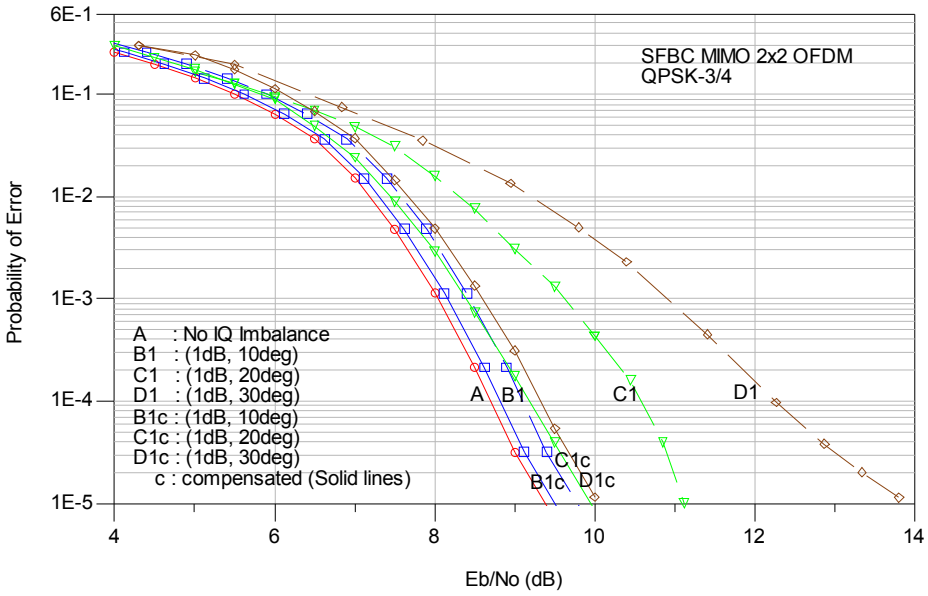
Στα σχήματα 6.5 έως 6.10 παρουσιάζεται η επίδοση του συστήματος τόσο για QPSK-3/4, όσο και για 64QAM-2/3, με ενσωματωμένη την τεχνική εκτίμησης των IQ ανισοσταθμιών της προηγούμενης ενότητας στην βαθμίδα εκτίμησης του διαύλου. Συγκεκριμένα, στο σχήμα 6.5 απεικονίζεται η λειτουργία του συστήματος για QPSK-3/4 με σφάλμα πλάτους $y_{IQ} = 1dB$ και $\phi_{IQ} = 10^o, 20^o, 30^o$ όπου είναι εμφανές ότι ουσιαστικά επιτυγχάνεται πλήρης αντιστάθμιση των

εν λόγω σφαλμάτων. Όμοια αποτελέσματα (σχήματα 6.6 και 6.7) λαμβάνονται και για μεγαλύτερες τιμές των y_{IQ} και ϕ_{IQ}. Επιπλέον, για τις πιο απαιτητικές περιπτώσεις με πυκνό διάγραμμα σηματαστερισμού (64QAM-2/3) η ενσωμάτωση ιδιαίτερης τεχνικής εκτίμησης του συγκεκριμένου σφάλματος κρίνεται απαραίτητη επιτυγχάνοντας αξιοσημείωτα αποτελέσματα (σχήματα 6.8, 6.9, 6.10) πλήρους αναίρεσης της συγκεκριμένης επίδρασης.

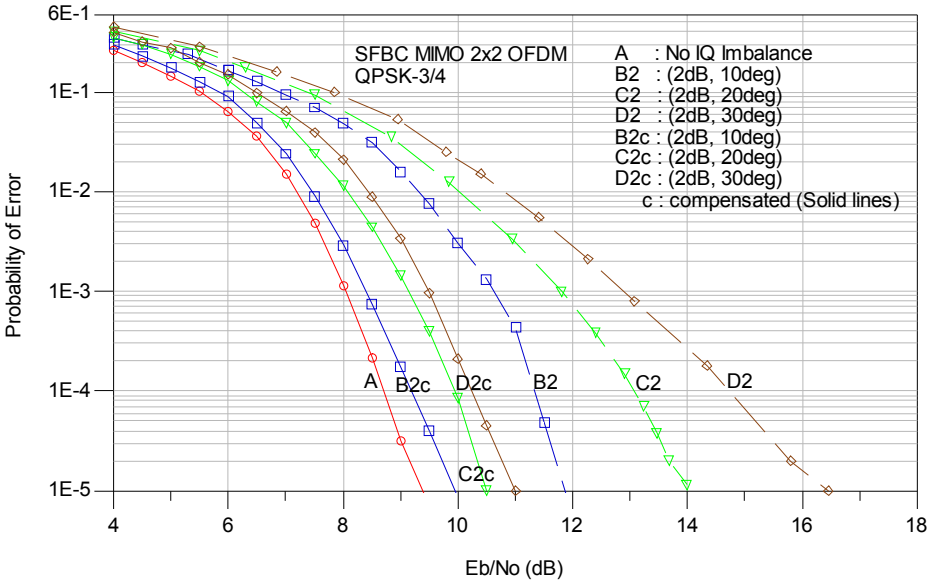


Σχήμα 6.4: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση μόνο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου. Ο ραδιοδίαυλος έχει υλοποιηθεί σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCME για αστικό περιβάλλον μέτριας κινητικότητας.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η επίδραση του διαύλου αντιμετωπίζεται από την γενική βαθμίδα εκτίμησης ως ανεξάρτητο στατιστικό μέγεθος, ενώ με την ενσωμάτωση ιδιαίτερης τεχνικής εκτίμησης των IQ ατελειών αξιοποιείται στο έπακρο το γεγονός ότι οι συγκεκριμένες ατέλειες είναι σχεδόν σταθερές για πολλά πλαίσια μετάδοσης επιτρέποντας έτσι την λήψη των μέσων όρων (ή των στατιστικών βασισμένων σε μεγάλο πλήθος δεδομένων). Οι επιδόσεις που απεικονίζονται στα ανωτέρω διαγράμματα υλοποιούν τον κινητό μέσο όρο με χρήση δέκα πλαισίων. Η αύξηση της συγκεκριμένης τιμής προσφέρει ακόμη καλύτερα αποτελέσματα με αντίστοιχη όμως αύξηση των απαιτήσεων μνήμης και υπολογιστικής πολυπλοκότητας του δέκτη. Η επίτευξη των συγκεκριμένων βελτιώσεων για τις πιο κοινές περιπτώσεις RF ατελειών δικαιολογούν πλήρως την μικρή αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας της βαθμίδας εκτίμησης του διαύλου στο ψηφιακό επίπεδο επιτρέποντας έτσι την απλούστευση και ουσιαστική υιοθέτηση RF αρχιτεκτονικών με δυναμικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά (Software Defined Radio, SDR).

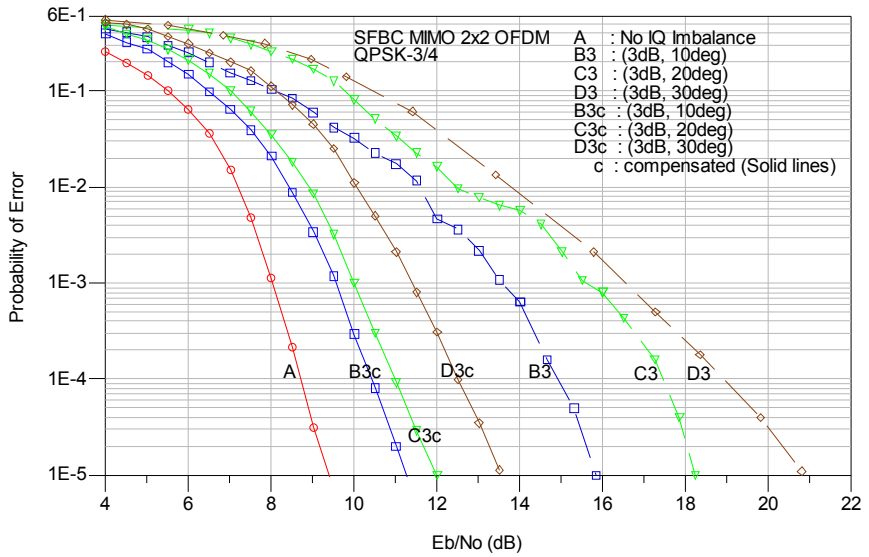


Σχήμα 6.5: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών τόσο με χρήση μόνο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και με ενσωματωμένο τον αλγόριθμο εκτίμησης των IQ ατελειών.

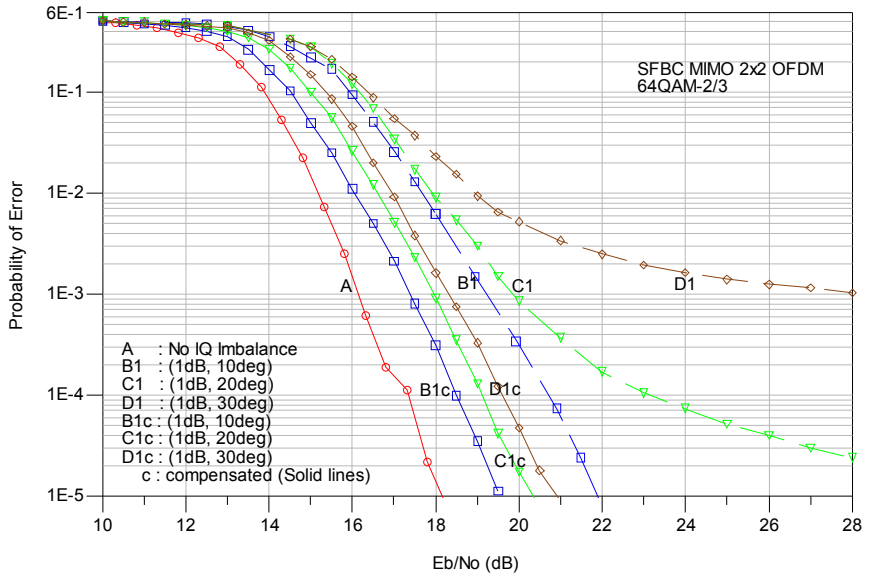


Σχήμα 6.6: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών τόσο με χρήση μόνο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και με ενσωματωμένο τον αλγόριθμο εκτίμησης των IQ ατελειών.

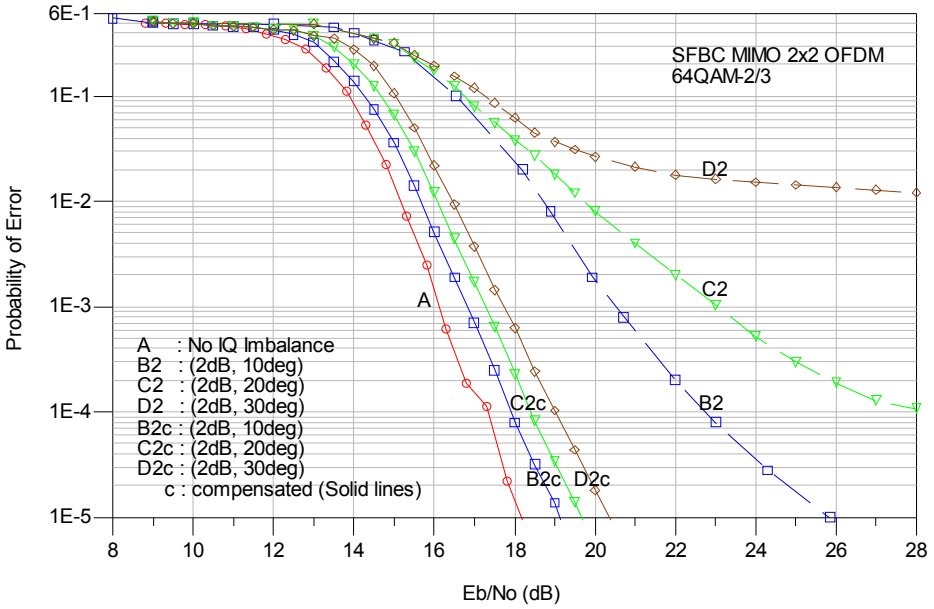
Ανάλογα αποτελέσματα βελτίωσης δίνονται και στις εργασίες [124] και [125], ενώ η γενικότερη αντιμετώπιση του Dirty RF προσεγγίζεται σε ερευνητικό επίπεδο μέσω της μοντελοποίησης όλων των RF διατάξεων παραγωγής ατελειών και της αντιστάθμισης αυτών τόσο στο αναλογικό πεδίο, όσο και κυρίως στο ψηφιακό επίπεδο.



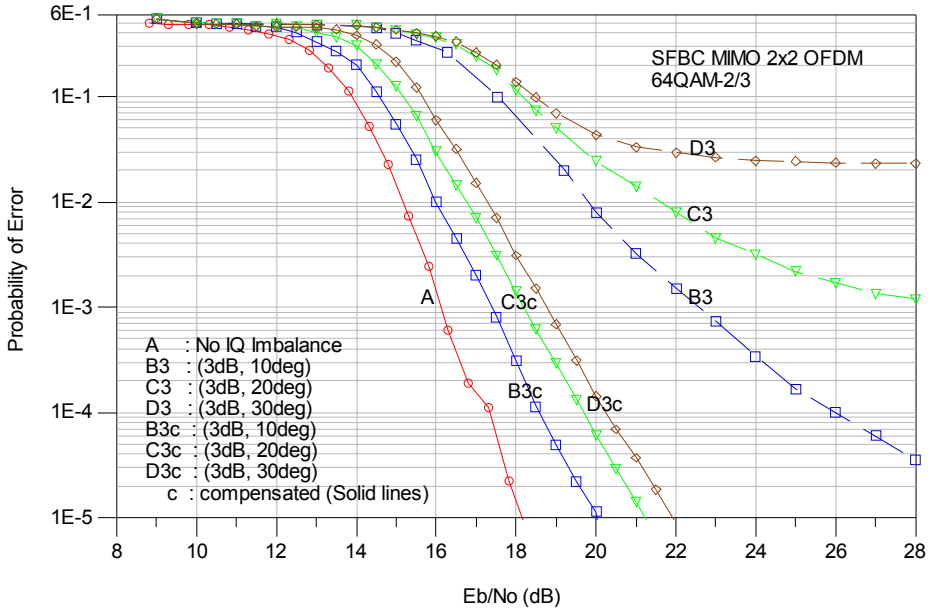
Σχήμα 6.7: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με QPSK-3/4 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και του αλγορίθμου εκτίμησης των IQ ατελειών.



Σχήμα 6.8: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και του αλγορίθμου εκτίμησης των IQ ατελειών.



Σχήμα 6.9: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και του αλγορίθμου εκτίμησης των IQ ατελειών.



Σχήμα 6.10: Επίδοση συστήματος SFBC 2x2 MIMO OFDM με 64QAM-2/3 για διάφορα επίπεδα IQ ανισοσταθμιών με χρήση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης ραδιοδιαύλου, όσο και του αλγορίθμου εκτίμησης των IQ ατελειών.

6.2. Προσαρμοζόμενη χρήση MIMO Τεχνικών

Η χρήση των πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη στα πλαίσια των τεχνικών MIMO στοχεύει είτε στην επίτευξη αυξημένου διαφορικού κέρδους προσδίδοντας βελτιωμένη αξιοπιστία ζεύξης, είτε στην αποδοτική λειτουργία της χωρικής πολυπλεξίας επιτυγχάνοντας

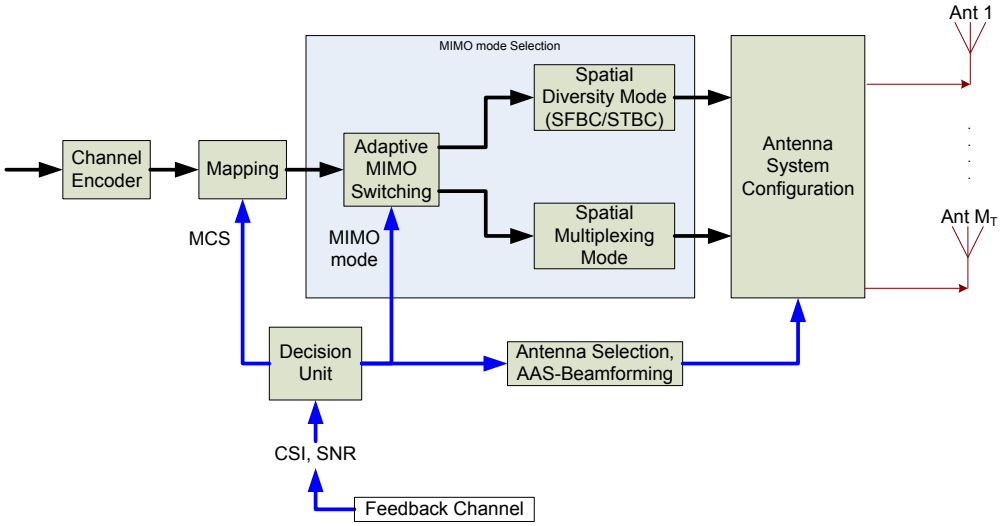
αντίστοιχη αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος. Εκτεταμένη ερευνητική δραστηριότητα της τρέχουσας βιβλιογραφίας έχει ως αντικείμενο την μεμονωμένη βελτιστοποίηση των επιδόσεων των ανωτέρω προσεγγίσεων. Πρόσφατα έχει αποκτήσει μεγάλο ενδιαφέρον η από κοινού λειτουργία των ανωτέρω τεχνικών και η συνολική βελτιστοποίηση του συστήματος είτε σε επίπεδο υβριδικής λειτουργίας και κριτηρίων μεταγωγής μεταξύ των συγκεκριμένων τεχνικών, είτε σε επίπεδο ταυτόχρονης λειτουργίας αυτών με την κατάλληλη ομαδοποίηση των κεραιών εκπομπής και λήψης.

Στην κατεύθυνση της μεταγωγής του συστήματος από την λειτουργία της διαφορικής εκπομπής, σε αυτή της χωρικής πολυπλεξίας (Adaptive MIMO Switching, AMS), ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης και τον σηματοθορυβικό λόγο του συστήματος γίνεται ιδιαίτερη προσπάθεια ενσωμάτωσης της προσέγγισης αυτής στα πρότυπα IEEE802.16-2009, IEEE802.16m. Αυτό γιατί, η ποικιλομορφία των περιβαλλόντων διάδοσης σε συνδυασμό με την υψηλή κινητικότητα του κινητού σταθμού απαιτεί την προσαρμογή αυτών με δυναμικό τρόπο. Χαρακτηριστικά παραδείγματα σχετικών υλοποιήσεων παρουσιάζονται στις εργασίες [108], [111] και [128].

Με βάση τα στιγμιαία χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης, η τεχνική μετάδοσης μπορεί να επιλεγεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ελαχιστοποιηθεί ο ρυθμός των εσφαλμένων συμβόλων. Για την περίπτωση όπου είναι επιθυμητό το σύστημα να επιτυγχάνει έναν σταθερό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, σε μια δεδομένη κατάσταση του ραδιοδιαύλου, έχει αποδειχθεί [112] ότι λαμβάνονται καλύτερα αποτελέσματα εάν οι ανωτέρω προσεγγίσεις MIMO υλοποιούνται ξεχωριστά, ενώ κάθε φορά είναι ενεργή μια και μόνο τεχνική. Ωστόσο, για την επίτευξη υψηλής επίδοσης του συστήματος ως προς το BER με την ταυτόχρονη αξιοποίηση όλων των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν οι συγκεκριμένες εναλλακτικές προσεγγίσεις, αυτές μπορούν να υλοποιηθούν από κοινού σε μια και μόνο MIMO αρχιτεκτονική. Ενδεικτικά, μπορούν να χρησιμοποιηθούν τέσσερις κεραίες εκπομπής, οι οποίες σε ομάδες των δύο να λειτουργούν τόσο σε επίπεδο χωρικής πολυπλεξίας, όσο και σε αυτό του διαφορικού κέρδους. Η προσέγγιση αυτή έχει υλοποιηθεί ως μια εναλλακτική προσέγγιση των σχημάτων που εξετάσθηκαν στο 4ο κεφάλαιο και αναλυτικά αποτελέσματα αυτής παρουσιάζονται στην επόμενη ενότητα.

Στην πρώτη περίπτωση, η μεταγωγή μεταξύ των διαφόρων σχημάτων μετάδοσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Τα κριτήρια μεταγωγής για μια προκαθορισμένη τιμή του BER σχετίζονται με την κατάσταση του ραδιοδιαύλου έτσι όπως αυτή προκύπτει μέσα από την βαθμίδα εκτίμησης του δέκτη. Χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι για την περίπτωση της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου $\hat{\mathbf{H}}$ και ανάλογα με το πλήθος των ιδιοτιμών και το μέγεθος αυτών (απ' όπου προκύπτει και ο συντελεστής συνθήκης – condition number), το σύστημα γνωρίζει εάν υπάρχει διαθέσιμο κέρδος πολυπλεξίας (multiplexing gain) και η αξιοποίηση αυτού καθορίζεται με βάση τον τρέχοντα σηματοθορυβικό λόγο στον οποίο λειτουργεί το σύστημα. Συνεπώς, το σύστημα επιλέγει εκείνη την τεχνική μετάδοσης για την οποία επιτυγχάνεται ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και για τον οποίο το BER διατηρείται κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο. Ωστόσο, θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε πρακτικά συστήματα η ποιότητα της ζεύξης δεν

καθορίζεται μόνο από τις διαδικασίες και τους αλγορίθμους του φυσικού υποστρώματος, αλλά επίσης και από τα πρωτόκολλα των ανωτέρων στρωμάτων (π.χ. Automatic Repeat Request, ARQ). Διάφορα κριτήρια βέλτιστης επιλογής της τεχνικής μετάδοσης παρουσιάζονται στις εργασίες [109], [110] και [112] όπου η συνάρτηση κόστους στοχεύει στη μεγιστοποίηση της διαμετακομιστικής ικανότητας της ζεύξης και τα αποτελέσματα που επιτυγχάνονται δείχνουν αξιοσημείωτη βελτίωση της σχετικής επίδοσης σε σχέση με τις συμβατικές αρχιτεκτονικές φυσικού επιπέδου. Οι εναλλακτικές τεχνικές MIMO μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τρεις ομάδες. Η πρώτη ομάδα είναι αυτή της χωρικής διαφορικής εκπομπής (Spatial Diversity, SD), η δεύτερη αυτή της χωρικής πολυπλεξίας ανοικτού βρόχου (Spatial Multiplexing, SM), και η τρίτη είναι αυτή της χωρικής πολυπλεξίας με χρήση της κατάστασης του ραδιοδιαύλου (μέσω των ιδιοτιμών του πίνακα αυτοσυσχέτισης του ραδιοδιαύλου) σε επίπεδο ανάθεσης διαφορετικών ακολουθιών μετάδοσης σε διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης (Spatial Multiplexing Eigen Beamforming, SM-EB). Ιδιαίτερη περίπτωση της τελευταίας κατηγορίας μπορεί να θεωρηθεί η λειτουργία του συστήματος με ενεργό κάθε φορά μόνο τον ρυθμό (eigen-mode) που αντιπροσωπεύει την μεγαλύτερη ιδιοτιμή του ραδιοδιαύλου (Spatial Multiplexing Dominant Eigen-mode, SM-DE). Οι δυο τελευταίες περιπτώσεις απαιτούν την πλήρη γνώση του ραδιοδιαύλου στον πομπό. Επίσης, σημειώνεται ότι στην περίπτωση που η επιλογή της ενεργής αρχιτεκτονικής MIMO γίνεται στον δέκτη, τότε το μόνο που απαιτείται να μεταφερθεί μέσω του διαύλου ανάδρασης στον πομπό για τις δυο πρώτες περιπτώσεις είναι η συγκεκριμένη απόφαση και μόνο. Η αρχιτεκτονική της προσαρμοζόμενης διάταξης στο άκρο εκπομπής παρουσιάζεται στο σχήμα 6.11 όπου για λόγους ευκρίνειας δεν απεικονίζονται οι OFDM βαθμίδες, ενώ τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων βασίζονται σε σενάρια κάτω ζεύξεων.



Σχήμα 6.11: Λογικό διάγραμμα διάταξης εκπομπής υβριδικού συστήματος MIMO.

Η δυναμική επιλογή μεταξύ των MIMO τεχνικών (AMS) πετυχαίνει την εξάλειψη των μειονεκτημάτων που προκαλούνται από την μεμονωμένη χρήση είτε του χωρικού διαφορισμού (SFTBC), είτε της χωρικής πολυπλεξίας με ή χωρίς γνώση του ραδιοδιαύλου στον πομπό

οδηγώντας έτσι σε φασματικές αποδόσεις πολύ κοντά στις ιδανικές τόσο σε χαμηλούς, όσο και σε υψηλούς σηματοθορυβικούς λόγους. Τα κριτήρια για την μεταγωγή από την μια τεχνική στην άλλη είναι τόσο η χωρική συσχέτιση των επιμέρους διαύλων του MIMO ραδιοδιαύλου, όσο και η μέση τιμή του σηματοθορυβικού λόγου. Ιδιαίτερα, ως προς την χωρική συσχέτιση του MIMO ραδιοδιαύλου σε επίπεδο συνάρτησης κόστους, αυτή εκφράζεται μέσω του συντελεστή κατάστασης, ο οποίος είναι ο λόγος της μεγαλύτερης προς την μικρότερη ιδιοτιμή του πίνακα αυτοσυσχέτισης του ραδιοδιαύλου. Επίσης, ανάλογος συντελεστής περιγραφής της ποιότητας του ραδιοδιαύλου ως προς την ικανότητά του για χωρική πολυπλεξία είναι και ο συντελεστής Demmel, ο οποίος ορίζεται ως ο λόγος της Frobenius νόρμας $\|\mathbf{H}\|_F$ προς την ελάχιστη ιδιοτιμή του ραδιοδιαύλου $\sqrt{\lambda_{\min}}$. Ο συγκεκριμένος συντελεστής, σε αντίθεση με τον συντελεστή κατάστασης που στοχεύει στη μεγιστοποίηση της χωρητικότητας, έχει σαν αντικείμενο ποιοτικής περιγραφής την αξιοπιστία των λαμβανόμενων συμβόλων (BER). Συνεπώς, για την επιλογή μεταξύ των SD και SM, ο συντελεστής Demmel αποτελεί ασφαλέστερο κριτήριο μιας και η επίδραση του MIMO πίνακα στο BER εντοπίζεται στην ελάχιστη ιδιοτιμή του ραδιοδιαύλου όσον αφορά την τεχνική SM, ενώ για την περίπτωση της SD αυτή σχετίζεται με τη Frobenius νόρμα του MIMO πίνακα.

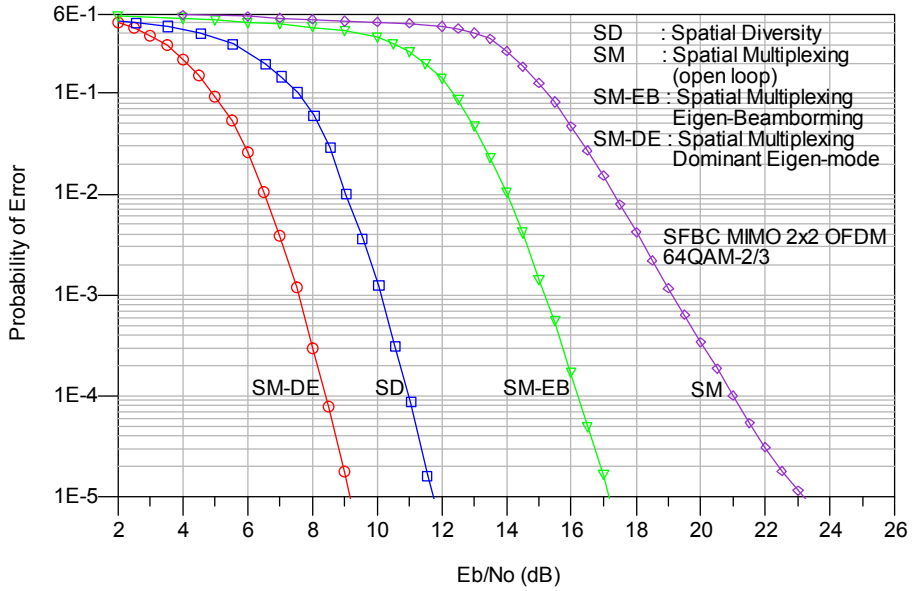
6.2.1. Επίδοση Συστήματος MIMO-OFDM με χρήση ποικίλων Αρχιτεκτονικών MIMO.

Σε επίπεδο προσομοιώσεων και με βάση την ανάγκη αποκλεισμού της πιθανότητας συνεχών μεταγωγών (switching) μεταξύ των διαφόρων τεχνικών MIMO, η απόφαση για την αλλαγή ή όχι λαμβάνεται κάθε δέκα πλαίσια μετάδοσης και συνεπώς η όλη προσαρμογή βασίζεται στα στατιστικά μεγάλης διάρκειας (long term statistics) του ραδιοδιαύλου. Επίσης, σε πρακτικές υλοποιήσεις των αλγορίθμων προσαρμογής, η ποιότητα των ζεύξεων, η οποία αντιπροσωπεύει συγκεκριμένους τύπους περιβαλλόντων διάδοσης, αντιστοιχίζεται (look-up table) σε συγκεκριμένες επιλογές ρυθμών μετάδοσης (MCS και ακριβές σχήμα της MIMO αρχιτεκτονικής) με σκοπό την ύπαρξη προκαθορισμένων επιλογών των λειτουργικών καταστάσεων των συστημάτων εκπομπής και λήψης.

Το πρότυπο IEEE802.16-2009 υποστηρίζει μεγάλο πλήθος από τις τεχνικές MIMO όπως SD, SM, SM-EB. Ιδιαίτερα, η λειτουργία SD υλοποιείται με την εφαρμογή της τεχνικής Alamouti στην STBC μορφή για την κάτω ζεύξη και στην SFBC μορφή για την άνω ζεύξη. Η τεχνική SM (-EB) αποτελεί επιλογή προς χρήση είτε στην κάτω, είτε στην άνω ζεύξη. Η δυνατότητα δυναμικής προσαρμογής των χαρακτηριστικών της ζεύξης, καθώς και τα κριτήρια μεταγωγής αποτελούν σχεδιαστική επιλογή των κατασκευαστών στοχεύοντας είτε στην μεγιστοποίηση της αξιοπιστίας (ή της απόστασης) της ζεύξης διατηρώντας τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων σταθερό, είτε στην μεγιστοποίηση του ρυθμού μεταφοράς δεδομένων για μια προκαθορισμένη τιμή του ρυθμού σφαλμάτων.

Με σημείο αναφοράς το σύστημα MIMO OFDM του 4ου κεφαλαίου και με εφαρμογή για δυο κεραίες σε πομπό και δέκτη $\left(M_R = M_T = 2\right)$ και με MCS=64QAM-2/3 σε κάθε περίπτωση, καθώς επίσης και με βάση το ότι η γνώση του διαύλου (CSI) προέρχεται από την βαθμίδα

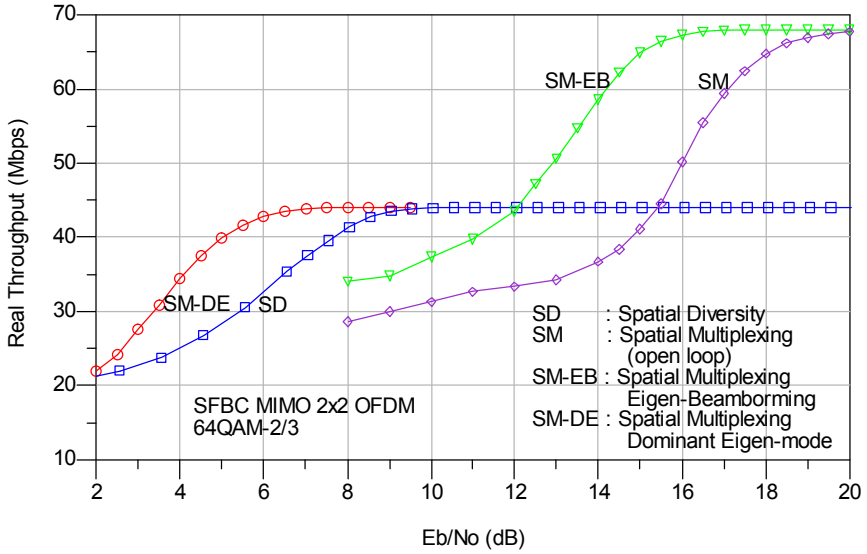
εκτίμησης αυτού στο δέκτη (δεν θεωρείται εκ των προτέρων ιδανικά γνωστή), προκύπτουν οι επιδόσεις των σχημάτων 6.12 και 6.13. Ο ραδιοδίαυλος έχει υλοποιηθεί σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCME για αστικό περιβάλλον μέτριας κινητικότητας. Συγκεκριμένα, στο σχήμα 6.12 παρουσιάζεται συγκριτικά η επίδοση του συστήματος σε λειτουργία SD, SM-DE, SM, καθώς και σε SM-EB. Γίνεται εμφανές ότι η λειτουργία του συστήματος με βάση την τεχνική SM-EB πετυχαίνει πολύ καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με την απλή SM, με το κόστος όμως της απαίτησης ύπαρξης της πληροφορίας κατάστασης του διαύλου (CSI) στον πομπό. Επίσης, η τεχνική SM-DE πετυχαίνει καλύτερα αποτελέσματα από την SD-SFBC αρχιτεκτονική αφού χρησιμοποιεί μόνο τον πιο μεγάλο ιδιορυθμό για να μεταδώσει μια και μόνο ακολουθία (stream) τοποθετώντας σε αυτήν όλη την διαθέσιμη ισχύ του συστήματος. Με την συγκεκριμένη προσέγγιση δεν επιτυγχάνεται μέγιστη χρήση της διαθέσιμης χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου, αλλά εξασφαλίζεται η αξιοπιστία της ζεύξης κατ' αναλογία με την διαφορική εκπομπή (SD) ορθογώνιας χωρο-συχνοτικής κωδικοποίησης (SFBC).



Σχήμα 6.12: Επίδοση συστήματος 64QAM-2/3 MIMO (2×2) OFDM με λειτουργία σε ποικίλες τεχνικές χωρικής διαφορικότητας και πολυπλεξίας. Ο ραδιοδίαυλος έχει υλοποιηθεί σύμφωνα με το μοντέλο 3GPP-SCME για αστικό περιβάλλον μέτριας κινητικότητας.

Στο σχήμα 6.13 συγκρίνονται οι αντίστοιχες τεχνικές ως προς την διαμετακομιστική τους ικανότητα ($Mbps$) απ' όπου γίνεται εμφανές ότι οι τεχνικές SD και SM-DE έχουν τον ίδιο μέγιστο ρυθμό δεδομένων, δηλ. $44Mbps$. Κατ' αναλογία οι τεχνικές SM-EB και SM πετυχαίνουν το ίδιο μέγιστο στα $68Mbps$ (1,6 φορές αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων), όπου όμως η απλή τεχνική SM απαιτεί σημαντικά υψηλότερο σηματοθορυβικό λόγο για να πετύχει τα αντίστοιχα αποτελέσματα. Για την αποδοτική λειτουργία της τεχνικής SM σε χαμηλότερους σηματοθορυβικούς λόγους θα πρέπει να σχήμα διαμόρφωσης να μειωθεί καθώς και η κωδικοποίηση να γίνει πιο ισχυρή οδηγώντας έτσι στην τελική μείωση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Σημειώνεται ακόμη ότι σε πρακτικά συστήματα εάν ο ρυθμός

σφαλμάτων ξεπερνάει το 10%, τότε η ζεύξη χαρακτηρίζεται ως μη χρήσιμη και ουσιαστικά ο πραγματικός ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας είναι μηδενικός.



Σχήμα 6.13: Διαμετακομιστική ικανότητα συστήματος 64QAM-2/3 MIMO (2×2) OFDM με εφαρμογή ποικίλων MIMO τεχνικών.

□

Κεφάλαιο 7

Συμπεράσματα – Προοπτικές

7.1. Σύνοψη Διδακτορικής Διατριβής

Το αντικείμενο της παρούσας διατριβής ήταν η ανάπτυξη γενικών βελτιστοποιημένων αρχιτεκτονικών και προσαρμοστικών αλγορίθμων εκτίμησης ραδιοδιαύλων σε ευρυζωνικά ασύρματα συστήματα ορθογώνιας πολύπλεξης υποκαναλιών, με πολλαπλές κεραίες σε πομπό και δέκτη. Η βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε πραγματικό χρόνο αποτελεί θεμελιώδη συνιστώσα στο δέκτη κάθε ασύρματης ζεύξης. Η αποδοτική της λειτουργία επηρεάζει σημαντικά την επίδοση των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, τα οποία διακρίνονται από υψηλές απαιτήσεις μεταφοράς δεδομένων σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης με μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά.

Αρχικά, πραγματοποιήθηκε η ανάπτυξη των συστημάτων κωδικο-χωρο-χρονο-συχνοτικής εκπομπής (space-time-frequency-code block coding) με αρχιτεκτονικές MIMO OFDM, MIMO MC-CDMA και MIMO SS-MC-MA. Στη συνέχεια, προτάθηκαν κατάλληλες βαθμίδες εκτίμησης και αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι με ιδιαίτερη έμφαση στην ανάγκη συνεχούς εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε μεταβαλλόμενα περιβάλλοντα διάδοσης με μικρές τιμές των στατιστικών μεγεθών χρονικής, συχνοτικής και χωρικής συνοχής. Σκοπεύοντας στη βέλτιστη χρήση των διαθέσιμων πόρων του συστήματος σχεδιάστηκαν προσαρμοστικές τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου που επιτρέπουν α) την δυναμική επιλογή και β) τον καθορισμό των απαραίτητων παραμέτρων εκτίμησης σε κάθε περίπτωση. Οι προτεινόμενες υβριδικές τεχνικές εκτίμησης του ραδιοδιαύλου παραμετροποιήθηκαν έτσι ώστε ανάλογα με τα γενικά χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης να χρησιμοποιούνται με βέλτιστο τρόπο. Οι παραμετροποιήσεις επιτρέπουν α) την ασφαλή εκτίμηση και ενημερωμένη γνώση του ραδιοδιαύλου σε μεταβαλλόμενα περιβάλλοντα διάδοσης και β) την επιλογή του κατάλληλου σχήματος εκπομπής (spatial filtering/multiplexing/diversity) πετυχαίνοντας αποδοτική χρήση πόρων, υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων και υψηλή αξιοπιστία ζεύξης. Σημειώνεται ότι η μελέτη της επίδοσης της βαθμίδας εκτίμησης του διαύλου σε συνδυασμό με την συνολική επίδοση του συστήματος όπου λαμβάνεται υπόψη και η ικανότητα των υπόλοιπων

βαθμίδων να διατηρήσουν την ποιότητα της ζεύξης, ανέδειξε την ανεκτικότητα του συστήματος στα σφάλματα εκτίμησης.

Στα πλαίσια της ελαχιστοποίησης των χρησιμοποιούμενων ραδιοπόρων για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου αναπτύχθηκαν επαναληπτικές τεχνικές βελτίωσης της εκτίμησης που επιτυγχάνουν εξαιρετικά χαρακτηριστικά επίδοσης με μικρό αριθμό επαναλήψεων. Ειδικότερα, σχεδιάστηκαν και μελετήθηκαν τεχνικές που απαιτούν ελάχιστη εκπαίδευση (semi-blind techniques) και αξιοποιούν βασικές δομές υδατογραφημάτων. Στις επαναληπτικές μεθόδους τα εκτιμηθέντα δεδομένα με υψηλό βαθμό πιθανοφάνειας χρησιμοποιήθηκαν ως επιπλέον είσοδοι του εκτιμητή, είτε α) για την εξάλειψη της ενδογενούς παρεμβολής (inherent interference cancellation mode), είτε β) ως εικονικοί πιλότοι (virtual pilot mode). Επίσης, εξετάστηκε η χρήση μη-ορθογώνιων τεχνικών πλήρους ρυθμού όπου το σφάλμα ορθογωνιότητας είναι γνωστό στο δέκτη. Επιπλέον, και υπό το πρίσμα της ρεαλιστικής αξιολόγησης των προτεινόμενων μεθόδων και αρχιτεκτονικών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, λήφθηκαν υπόψη οι ατέλειες των RF τμημάτων σε πομπό και δέκτη καθώς σε πρακτικά συστήματα η εν λόγω βαθμίδα καλείται να εκτιμήσει συνολικά τον δίαυλο που συντελεί στην υποβάθμιση του σήματος πληροφορίας.

Ιδιαίτερα, ο σχεδιασμός της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για MIMO OFDM συστήματα συνίσταται α) στην ορθογώνια μέθοδο τοποθέτησης των συμβόλων αναφοράς στα πεδία i) χώρου-συχνότητας, ii) χώρου-χρόνου, iii) χώρου-κώδικα, iv) ή συνδυασμού αυτών και β) στην τεχνική εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε όλες τις θέσεις μετάδοσης συμβόλων πληροφορίας. Οι εκτιμήσεις του ραδιοδιαύλου χρησιμοποιούνται για την αντιστάθμιση της επίδρασής του στο σήμα πληροφορίας, ενώ παράλληλα αναγνωρίζονται τα τρέχοντα χαρακτηριστικά συνοχής χρόνου και συχνότητας με σκοπό την κατάλληλη επιλογή του σχήματος κωδικοποίησης. Για την αποφυγή πιθανών συνεχών μεταπηδήσεων, η απόφαση για την αλλαγή του πεδίου κωδικοποίησης λαμβάνεται κάνοντας χρήση στατιστικών στοιχείων που συλλέγονται από δείγμα μεγάλου πλήθους πλαισίων μετάδοσης μειώνοντας την όποια επιβάρυνση σηματοδοσίας από τις συνεχείς μεταβάσεις. Η ελάχιστη απαίτηση που τίθεται ως προς την στατικότητα του ραδιοδιαύλου είναι ότι ο ραδιοδίαυλος θα πρέπει να παραμένει σταθερός για πλήθος υποκαναλιών/OFDM συμβόλων ίσο με το μήκος της κωδικο-λέξης. Στην περίπτωση της κωδικοποίησης Alamouti η απαίτηση αυτή είναι δύο σύμβολα, και η εφαρμογή στο χωρο-συχνοτικό πεδίο (SFBC) προσδίδει εξαιρετικά μεγάλη αξιοπιστία στη διατήρηση της ορθογωνιότητας ακόμη και σε ταχέως χρονικά μεταβαλλόμενα περιβάλλοντα διάδοσης. Σκοπεύοντας στη μείωση της πολυπλοκότητας, χρησιμοποιείται ένα αρχικό OFDM σύμβολο (preamble) για την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου σε όλα τα υποκανάλια, ενώ κατά την διάρκεια μετάδοσης των υπόλοιπων OFDM συμβόλων του πλαισίου μετάδοσης προσδιορίζεται μόνο η ολίσθηση φάσης των αρχικών εκτιμήσεων. Η εν λόγω προσέγγιση πετυχαίνει ανάλογα αποτελέσματα με αυτές που έχουν προταθεί στην ευρύτερη σύγχρονη βιβλιογραφία, με τη ουσιαστική όμως διαφορά ότι η απαιτούμενη υπολογιστική πολυπλοκότητα είναι σημαντικά μικρότερη. Με βάση την συγκεκριμένη βαθμίδας εκτίμησης υλοποιήθηκαν και αξιολογήθηκαν διάφορα σχήματα MIMO OFDM τόσο ως προς την

χρησιμοποιούμενη κωδικοποίηση, όσο και ως προς την γενικότητα εφαρμογής των μεθόδων εκτίμησης σε πραγματικό χρόνο.

Η επίδοση της μεθόδου OFDM ενισχύεται με την ενσωμάτωση της τεχνικής διασποράς φάσματος (CDMA) καθιστώντας έτσι την όλη αρχιτεκτονική εξαιρετικά ελπιδοφόρα για μελλοντικά ασύρματα συστήματα. Συγκεκριμένα, για λόγους συγχρονισμού και διαχείρισης πολλαπλών χρηστών, ο σχεδιασμός διακρίνεται σε α) MC-CDMA για την κάτω ζεύξη και β) SS-MC-MA για την άνω ζεύξη. Το διαφορικό κέρδος της τεχνικής MC-CDMA έναντι του OFDM σε συχνοτικά επίπεδους και στατικούς ραδιοδιαύλους είναι σχεδόν μηδενικό σε αντίθεση με την λειτουργία σε επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα και χρονικώς μεταβαλλόμενα περιβάλλοντα. Στο πλαίσιο της ανάπτυξης κατάλληλων βαθμίδων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για MIMO MC-CDMA/SS-MC-MA τα εν λόγω συστήματα υλοποιήθηκαν και προσομοιώθηκαν σε επίπεδο ζεύξης. Η προτεινόμενη βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σχεδιάστηκε ώστε να χρησιμοποιεί περιορισμένο πλήθος συμβόλων αναφοράς. Τα σύμβολα αναφοράς διέρχονται από την βαθμίδα διασποράς του πομπού, ενώ στο άκρο λήψης αξιοποιούνται τόσο πριν, όσο και μετά την απο-διασπορά αυτών. Η προσέγγιση αυτή καλείται ως εκτίμηση του ραδιοδιαύλου με χρήση ενσωματωμένων πιλότων (embedded pilots) και επιτυγχάνει ιχνηλάτηση του μεταβαλλόμενου περιβάλλοντος διάδοσης με ρυθμό OFDM συμβόλου. Ακόμη, για να εξαλειφθεί η ενδογενής παρεμβολή που οφείλεται στη χρήση των συμβόλων αναφοράς πριν την απο-διασπορά τους, η επίδοση τόσο της βαθμίδας εκτίμησης, όσο και του συστήματος, βελτιώνεται αξιοσημείωτα με την υιοθέτηση επαναληπτικών μεθόδων. Το απαιτούμενο πλήθος των επαναλήψεων για την επίτευξη ουσιαστικής βελτίωσης, όπως προέκυψε από αναλυτικές προσομοιώσεις σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης, είναι εξαιρετικά μικρό, ενώ σε κανένα από τα σενάρια που εξετάστηκαν δεν ξεπέρασε τις οκτώ. Η επαναληπτική διαδικασία χειρίζεται τα εκτιμηθέντα σύμβολα πληροφορίας είτε α) ως παρεμβολή, είτε β) ως εικονικούς πιλότους. Σε επίπεδο βαθμίδας εκτίμησης, η δεύτερη περίπτωση πετυχαίνει καλύτερα αποτελέσματα αφού συμβάλει στην καλύτερη εκτίμηση του ραδιοδιαύλου και τα σύμβολα πληροφορίας που χρησιμοποιούνται σε κάθε επανάληψη αυξάνονται. Η πρώτη περίπτωση είναι πιο επιρρεπής στα λάθη απόφασης ως προς τα ληφθέντα σύμβολα πληροφορίας, τα οποία εμπλέκονται στην επαναληπτική διαδικασία. Το σύστημα, μέσω των παραμέτρων VLI και VPI, είναι ικανό να προσαρμόζεται με δυναμικό τρόπο στα τρέχοντα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης (σε επίπεδο πλαισίου μετάδοσης) πετυχαίνοντας έτσι βέλτιστη χρήση των ραδιοπόρων. Επίσης, ως προέκταση των παραπάνω μεθόδων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου προτείνονται υβριδικά σχήματα όπου ανάλογα με τα μακροπρόθεσμα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης γίνεται επιλογή της καταλληλότερης μεθόδου. Η δυναμική αυτή προσέγγιση οδηγεί στην διατύπωση γενικευμένων σχημάτων, τα οποία είναι ικανά να αντεπεξέλθουν σε ποικίλα περιβάλλοντα και αρχιτεκτονικές εκπομπής και λήψης. Η αξιολόγησή τους σε περιβάλλοντα μικρής και μέτριας κινητικότητας με μεγάλα σχήματα διαμόρφωσης έδειξε αξιοσημείωτα αποτελέσματα.

Οι παραπάνω αρχιτεκτονικές ενσωματώθηκαν και αξιολογήθηκαν σε ποικίλα σχήματα μετάδοσης αναδεικνύοντας την αποδοτική τους λειτουργίας. Χαρακτηριστικά αναφέρεται η περίπτωση του πρωτότυπου σχήματος χρήσης τριών κεραιών εκπομπής με ενσωματωμένο το

προτεινόμενο σχήμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου όπου επιτυγχάνεται αυξημένο διαφορικό κέρδος εκπομπής και κατ' επέκταση πολύ καλές επιδόσεις ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας. Ανάλογα αποτελέσματα αποτυπώνονται και στις περιπτώσεις μη-ορθογώνιων μεταδόσεων πλήρους ρυθμού με την προσθήκη όμως επαναληπτικών μεθόδων για την αντιστάθμιση της ενδογενούς αδυναμίας του συστήματος. Για την μείωση των απαιτήσεων διατήρησης του ραδιοδιαύλου σταθερού στο ελάχιστο δυνατό, το σύστημα MIMO SS-MC-MA σχεδιάστηκε επίσης με βάση την χωρο-κωδική κωδικοποίηση (SCBC). Η αξιολόγηση της προσέγγισης αυτής σε ταχέως μεταβαλλόμενα περιβάλλοντα διάδοσης με μικρά σχήματα διαμόρφωσης έδειξε εξαιρετικά χαρακτηριστικά αποδοτικής λειτουργίας. Ακόμη, σημειώνεται ότι το σύνολο των παραπάνω αρχιτεκτονικών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου χαρακτηρίζεται από μικρές απαιτήσεις υπολογιστικής πολυπλοκότητας.

Στο πλαίσιο της πλήρους αξιολόγησης των προτεινόμενων μεθόδων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου με όσο το δυνατόν καλύτερη προσέγγιση της πραγματικότητας, μοντελοποιήθηκαν οι αναλογικές RF αλυσίδες εκπομπής και λήψης οι οποίες αποτελούν τμήματα του ευρύτερου διαύλου προς αντιστάθμιση σε πρακτικά ασύρματα συστήματα. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στην ικανότητα εκτίμησης και αντιστάθμισης των IQ ανισοσταθμιών όπου προέκυψε ότι για μεγάλες τιμές σφάλματος είναι αναγκαία η ενσωμάτωση στην βαθμίδα εκτίμησης του διαύλου ιδιαίτερης τεχνικής εκτίμησης των εν λόγω ατελειών. Τα σύμβολα αναφοράς είναι κοινά για την εκτίμηση των IQ σφαλμάτων, καθώς και για τις προαναφερθείσες μεθόδους εκτίμησης του ραδιοδιαύλου.

7.2. Καινοτομίες της Διατριβής

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής αναπτύχθηκαν νέες τεχνικές και προτάθηκαν μέθοδοι, οι οποίες προάγουν τη γνώση και την τεχνολογία στο χώρο των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών διατάξεων επαυξημένων χαρακτηριστικών. Τα συγκεκριμένα αποτελέσματα έχουν δημοσιευθεί σε τρία έγκριτα διεθνή περιοδικά και δεκαεπτά συνέδρια με κριτές, ενώ είναι υπό κρίση ένα ακόμη άρθρο σε συνέδριο. Συγκεντρωτικά, τα πορίσματα της διατριβής συνοψίζονται στα εξής:

- Υλοποιήθηκε βαθμίδα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για εφαρμογή σε συστήματα MIMO-OFDM, η οποία χαρακτηρίζεται από υψηλή επίδοση σε χρονομεταβλητά περιβάλλοντα διάδοσης και χαμηλές απαιτήσεις υπολογιστικής επεξεργασίας.
- Εξετάστηκε η δυναμική επιλογή του σχήματος ορθογώνιας κωδικοποίησης για την μετάδοση των συμβόλων αναφοράς και πληροφορίας ανάλογα με τις τρέχουσες συνθήκες ασύρματης διάδοσης.
- Προτάθηκε η χρήση των συμβόλων αναφοράς σε συστήματα MIMO MC-CDMA και MIMO SS-MC-MA πριν την βαθμίδα απο-διασποράς του δέκτη αξιοποιώντας αυτά σε μια λογική ενσωματωμένων πιλότων.

- Υλοποιήθηκε και αξιολογήθηκε η βαθμίδα εκτίμησης της παραπάνω αρχιτεκτονικής για MIMO MC-CDMA / SS-MC-MA σε σχήματα α) διαφορικής εκπομπής με κωδικοποιήσεις SFBC και SCBC, και β) χωρικής πολυπλεξίας.
- Προτάθηκε η χρήση των συμβόλων αναφοράς που έχουν πολυπλεχθεί στο πεδίο του κώδικα τόσο πριν, όσο και μετά την βαθμίδα απο-διασποράς του δέκτη πετυχαίνοντας αποδοτική λειτουργία του συστήματος σε περιβάλλοντα διάδοσης με χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά ρυθμού OFDM συμβόλου.
- Αναπτύχθηκε υβριδικό μοντέλο εκτίμησης του ραδιοδιαύλου όπου ανάλογα με τα χαρακτηριστικά διάδοσης μπορεί να επιλέγεται το αποδοτικότερο σχήμα εκτίμησης.
- Εφαρμόστηκαν και διερευνήθηκαν διεξοδικά δυο νέες παράμετροι (VLI, VPI) στο πλαίσιο της δυναμικής λειτουργίας και προσαρμογής των συστημάτων πολλαπλών υποκαναλιών και κωδικών σε ποικίλα περιβάλλοντα διάδοσης.
- Αναπτύχθηκε τεχνική διαφορικής εκπομπής για συστήματα MIMO MC-CDMA με βελτιωμένα χαρακτηριστικά όπου επίσης έγινε χρήση των παραπάνω τεχνικών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου.
- Αξιολογήθηκαν οι παραπάνω τεχνικές εκτίμησης ραδιοδιαύλου σε σχήματα MIMO MC-CDMA πλήρους ρυθμού και μη ορθογώνιας εκπομπής.
- Διερευνήθηκε η επίδραση των πιθανών RF ατελειών στην επίδοση του συνολικού συστήματος και εξετάστηκε η προσθήκη ιδιαίτερης υπο-βαθμίδας προσδιορισμού αυτών, με χρήση των ίδιων συμβόλων αναφοράς.

7.3. Προτάσεις – Προοπτικές για Μελλοντική Έρευνα

Η ερευνητική προσπάθεια της παρούσας διατριβής στο πλαίσιο της βελτίωσης των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, των οποίων ο κυρίαρχος παράγοντας περιορισμού είναι το μέσο διάδοσης, ήταν εκτενής και διεξοδική προτείνοντας συγκεκριμένες λύσεις περιορισμού των εν λόγω επιδράσεων. Εντούτοις, υπάρχουν πολλά ανοιχτά θέματα έρευνας τόσο σε επίπεδο συγκεκριμένων λύσεων εξάλειψης παραγόντων περιορισμού της επίδοσης των συστημάτων λόγω του ραδιοδιαύλου, όσο και γενικότερα για την αξιοποίηση όλων των ιδιοτήτων και χαρακτηριστικών των σημάτων. Συγκεκριμένα, αντικείμενο μελλοντικής ερευνητικής δραστηριότητας μπορούν να αποτελέσουν τα ακόλουθα:

- Χρήση των ανωτέρω τεχνικών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου ως δυναμικά προσαρμοζόμενες μέθοδοι σε συνεργατικά συστήματα εκπομπής.
- Υλοποίηση των ανωτέρω τεχνικών σε επίπεδο DSP/FPGA (fixed point operations) και αξιολόγηση αυτών σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης.

- Διερεύνηση της εξάρτησης της ποιότητας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου από τον ενεργό σηματοθορυβικό λόγο. Για μικρές τιμές του σηματοθορυβικού λόγου, το σφάλμα στην εκτίμηση του ραδιοδιαύλου προέρχεται κατά κύριο λόγο από τον προσθετικό λευκό θόρυβο κάτι που χρήζει ιδιαίτερης προσέγγισης για την μείωση της επίδρασης αυτού. Αντίθετα, στις περιπτώσεις υψηλού σηματοθορυβικού λόγου, ο κυρίαρχος παράγοντας στο σφάλμα εκτίμησης του ραδιοδιαύλου προέρχεται από το σφάλμα μοντελοποίησης του ραδιοδιαύλου (model mismatch error) και συνεπώς, απαιτείται ανάλογη τροποποίηση στη λογική εκτίμησης.

- Συγκριτική αξιολόγηση τεχνικών εκτίμησης του ραδιοδιαύλου για αρχιτεκτονικές MIMO OFDM και MIMO MC-CDMA με τον προσδιορισμό μεγέθους για την επιλογή ή όχι της τεχνικής της διασποράς των πιλότων.

- Χρήση των στατιστικών και της εκτίμησης του ραδιοδιαύλου από την άνω ζεύξη για την προ-κωδικοποίηση των σημάτων της κάτω ζεύξης.

- Διερεύνηση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου σε συστήματα που κάνουν χρήση διπλής πόλωσης για την αύξηση της χωρητικότητας/διαφορικότητας του συστήματος.

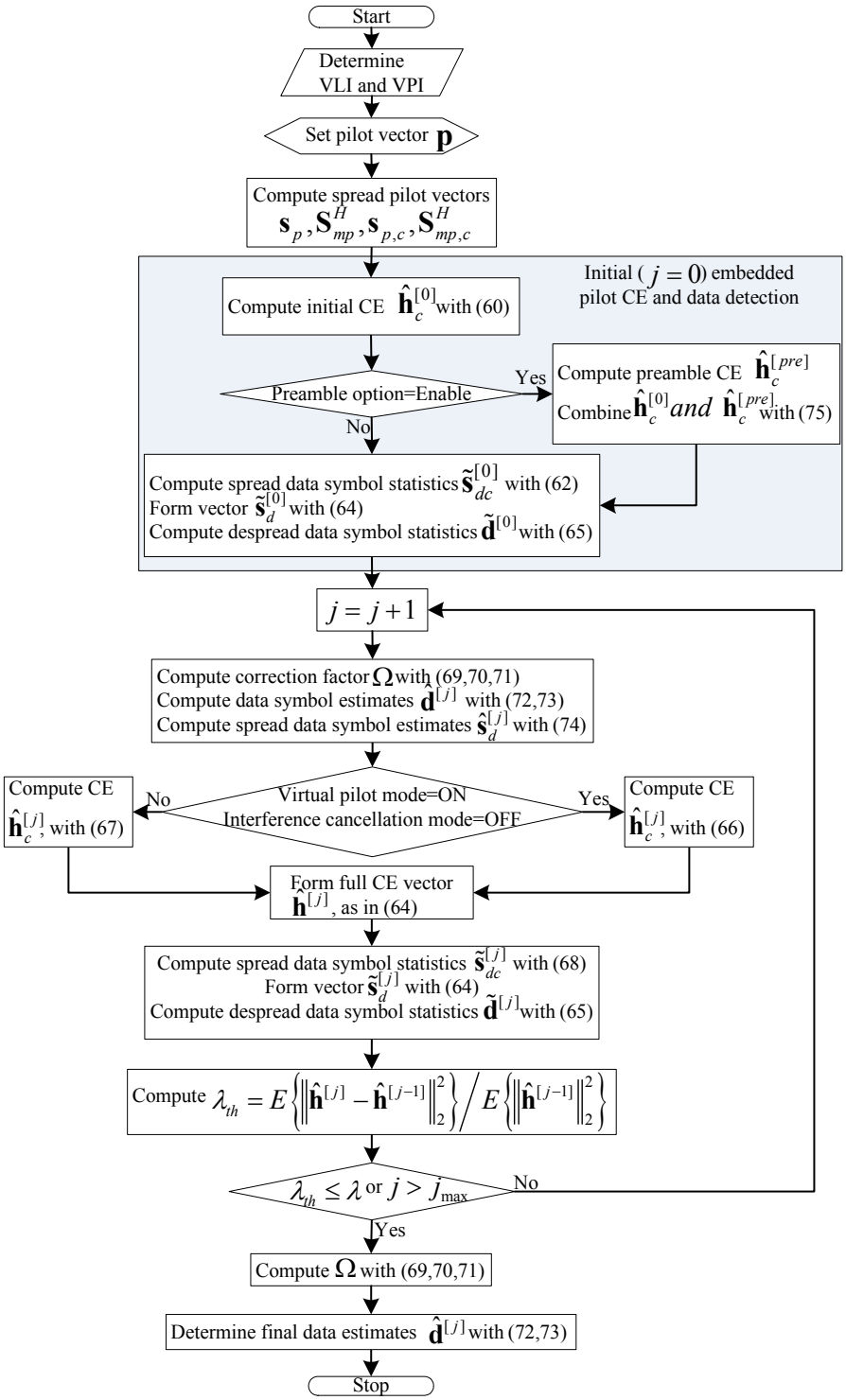
- Χρήση εξελικτικών αλγορίθμων για την πρόβλεψη της κατάστασης του ραδιοδιαύλου και σύγκριση αυτών με την εκτίμηση που προκύπτει από το φίλτρο Kalman με αξιοποίηση των συμβόλων αναφοράς περισσοτέρων του ενός πλαισίων μετάδοσης.

□

Παράρτημα Α

Διάγραμμα Ροής Εκτίμησης Συμβόλων Πληροφορίας και Αναφοράς σε Σύστημα MIMO MC-CDMA

Η προτεινόμενη μέθοδος εκτίμησης των συμβόλων πληροφορίας και αναφοράς του συστήματος MIMO MC-CDMA, με ενσωματωμένους πιλότους και δυναμικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά (VLI, VPI, MCS), παρουσιάζεται ως διάγραμμα ροής. Η συγκεκριμένη αλγοριθμική προσέγγιση αντιστοιχεί σε ένα block διασποράς (συμβόλων πληροφορίας και πιλότων) και οι σχετικές εξισώσεις αναφέρονται σε αυτές του 5ου κεφαλαίου.


Start
Determine VLI and VPI
Set pilot vector $\mathbf{p}$
Compute spread pilot vectors $\mathbf{s}_p, \mathbf{S}_{mp}^H, \mathbf{s}_{p,c}, \mathbf{S}_{mp,c}^H$
Initial ($j=0$) embedded pilot CE and data detection
Compute initial CE $\hat{\mathbf{h}}_c^{[0]}$ with (60)
Preamble option=Enable
Yes
No
Compute preamble CE $\hat{\mathbf{h}}_c^{[pre]}$
Combine $\hat{\mathbf{h}}_c^{[0]}$ and $\hat{\mathbf{h}}_c^{[pre]}$ with (75)
Compute spread data symbol statistics $\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[0]}$ with (62)
Form vector $\tilde{\mathbf{s}}_d^{[0]}$ with (64)
Compute despread data symbol statistics $\tilde{\mathbf{d}}^{[0]}$ with (65)
$j = j+1$
Compute correction factor Ω with (69,70,71)
Compute data symbol estimates $\hat{\mathbf{d}}^{[j]}$ with (72,73)
Compute spread data symbol estimates $\hat{\mathbf{s}}_d^{[j]}$ with (74)
Compute CE $\hat{\mathbf{h}}_c^{[j]}$, with (67)
No
Virtual pilot mode=ON
Interference cancellation mode=OFF
Yes
Compute CE $\hat{\mathbf{h}}_c^{[j]}$, with (66)
Form full CE vector $\hat{\mathbf{h}}^{[j]}$, as in (64)
Compute spread data symbol statistics $\tilde{\mathbf{s}}_{dc}^{[j]}$ with (68)
Form vector $\tilde{\mathbf{s}}_d^{[j]}$ with (64)
Compute despread data symbol statistics $\tilde{\mathbf{d}}^{[j]}$ with (65)
Compute $\lambda_{th} = E\left\{\left\|\hat{\mathbf{h}}^{[j]} - \hat{\mathbf{h}}^{[j-1]}\right\|_2^2\right\} \Big/ E\left\{\left\|\hat{\mathbf{h}}^{[j-1]}\right\|_2^2\right\}$
$\lambda_{th} \le \lambda$ or $j > j_{\max}$
No
Yes
Compute Ω with (69,70,71)
Determine final data estimates $\hat{\mathbf{d}}^{[j]}$ with (72,73)
Stop

□

Παράρτημα Β

Υπολογισμός Πλαισίων Μετάδοσης

Για την ασύρματη μετάδοση της πληροφορίας γίνεται αρχικά η ομαδοποίησή της σε συστάδες (blocks) και στη συνέχεια η μετάδοση αυτής σε πλαίσια (frames). Τα πλαίσια μετάδοσης αποτελούνται από τα σύμβολα πληροφορίας, καθώς και σύμβολα που σχετίζονται με τη σηματοδοσία του συστήματος (καθορισμός λειτουργικών παραμέτρων), τον συγχρονισμό του, όπως επίσης και την εκτίμηση του ραδιοδιαύλου. Στους επόμενους πίνακες δίνονται ενδεικτικοί υπολογισμοί των πλαισίων μετάδοσης για συστήματα (MIMO) OFDM και (MIMO) MC-CDMA, όπου ως αρχικοί παράμετροι θεωρούνται τα δεδομένα (bits) πληροφορίας προς μετάδοση σε κάθε πλαίσιο, το μέγεθος του FFT, το πλήθος των ενεργών υποκαναλιών, το MCS, καθώς και το SF για την περίπτωση του συστήματος MC-CDMA. Σημειώνεται ότι στον τελευταίο πίνακα παρουσιάζεται επίσης και ο μέγιστος επιτεύξιμος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων ανάλογα με το πλήθος των κωδικών διασποράς που έχουν ανατεθεί σε έναν φυσικό χρήστη.

Υπολογισμός πλαισίου μετάδοσης συστήματος (MIMO) OFDM

Data to be transmitted		**2000**	**bytes (uncoded)**		Subcarrier Spacing		78,13	KHz				
Data to be transmitted		16000	bits (uncoded)			Tuseful	0,0128	msec				
IFFT/FFT		**256**	**points**			Ttotal	0,016	msec				
FFT/IFFT 256 points		**192**	**Data**									
		8	**pilots**									
		56	**zeros**									
Bandwidth		**20**	**MHz**									
							OFDM Modulation					
										NSymbol	**NDSymbol**		
	Modulation-Coding						**Coded Symbols**	**Required OFDM symbols**	**uncoded bytes/OFDM symbol**	**OFDM data symbols/Frame**	**data symbols/Frame**	**OFDMsymbols+FCH+ Preamble/Frame**	**Frame Duration (msec)**
	0	**BPSK-1/2**	1	bit/symbol	2,00	multiplication data factor due to coding	32000,00	166,67	12,00	167,00	32064	169,00	2,70
	1	**QPSK-1/2**	2		2,00		16000,00	83,33	24,00	84,00	16128	86,00	1,38
	2	**QPSK-3/4**	2		1,33		10666,67	55,56	36,00	56,00	10752	58,00	0,93
	3	**16QAM-1/2**	4		2,00		8000,00	41,67	48,00	42,00	8064	44,00	0,70
	4	**16 QAM 3/4**	4		1,33		5333,33	27,78	72,00	28,00	5376	30,00	0,48
	5	**64 QAM 2/3**	6		1,50		4000,00	20,83	96,00	21,00	4032	23,00	0,37
	6	**64 QAM 3/4**	6		1,33		3555,56	18,52	108,00	19,00	3648	21,00	0,34

Υπολογισμός πλαισίου μετάδοσης συστήματος (MIMO) MC-CDMA

Rate ID	**MCS**	**Bit/Symbol**	**Coding Factor**	**Data Uncoded Bytes**	**Data Uncoded bits**	**Data Coded Symbols**	**Data Coded Symbols**	**FCH (QPSK 1/2) Coded Symbols**	**Data+FCH Coded Symbols**	**Spread (Data+FCH) Coded Symbols**	**Pilots+Spread (Data+FCH) Coded Symbols**	**OFDM Mod Samples**	**Preamble OFDM symbol Samples**	**Synch OFDM Symbol Samples**	**OFDM (Preamble+Pilots+ Spread (Data+FCH)) Samples**
0,00	**BPSK-1/2**	1	2,00	300,00	2400,00	4800,00	4992,00	192,00	5184,00	82944,00	86400,00	138240	320	320	138880
1,00	**QPSK-1/2**	2	2,00	300,00	2400,00	2400,00	2496,00	192,00	2688,00	43008,00	44800,00	71680	320	320	72320
2,00	**QPSK-3/4**	2	1,33	300,00	2400,00	1600,00	1728,00	192,00	1920,00	30720,00	32000,00	51200	320	320	51840
3,00	**16QAM-1/2**	4	2,00	300,00	2400,00	1200,00	1344,00	192,00	1536,00	24576,00	25600,00	40960	320	320	41600
4,00	**16 QAM 3/4**	4	1,33	300,00	2400,00	800,00	960,00	192,00	1152,00	18432,00	19200,00	30720	320	320	31360
5,00	**64 QAM 2/3**	6	1,50	300,00	2400,00	600,00	768,00	192,00	960,00	15360,00	16000,00	25600	320	320	26240
6,00	**64 QAM 3/4**	6	1,33	300,00	2400,00	533,33	576,00	192,00	768,00	12288,00	12800,00	20480	320	320	21120
							Data OFDM Symbols	**FCH OFDM Symbols**	**(Data+FCH) OFDM Symbols**	**Spread (Data+FCH) OFDM Symbols**			**Preamble OFDM symbols**	**Synch OFDM Symbols**	**OFDM Symbols per Frame**
							26	1	27	432			1	1	434
							13	1	14	224			1	1	226
							9	1	10	160			1	1	162
							7	1	8	128			1	1	130
							5	1	6	96			1	1	98
							4	1	5	80			1	1	82
							3	1	4	64			1	1	66

Υπολογισμός πλαισίου μετάδοσης συστήματος (MIMO) MC-CDMA με χρήση πολλών κωδικών-layers ανά χρήστη

FFT	Na	B (MHz)	Dfc (KHz)	Spreading	Tu (μsec)
1024	960	20	19,531	16	51,200
Zeros:	64			**Q**	**Tt (μsec)**
				60	64,000

	Encoding	bits/Symbol	Coded Bits/symbol	Coded bits/OFDM Symbol	Spread Coded bits/OFDM Symbol
BPSK	1/2	1	0,5	480	30
QPSK	1/2	2	1,0	960	60
QPSK	3/4	2	1,5	1440	90
16QAM	1/2	4	2,0	1920	120
16QAM	3/4	4	3,0	2880	180
64QAM	2/3	6	4,0	3840	240
64QAM	3/4	6	4,5	4320	270

Bytes	Bits	OFDM Architecture: OFDM Symbols	Rounded OFDM Symbols	Frame Duration (μsec)
3000	24000	50,00	51,00	3264,00
		25,00	26,00	1664,00
Bcoh (kHz)	σt (μsec)	16,67	17,00	1088,00
19,53125	1,024	12,50	13,00	832,00
		8,33	9,00	576,00
		6,25	7,00	448,00
		5,56	6,00	384,00

MC-CDMA Architecture

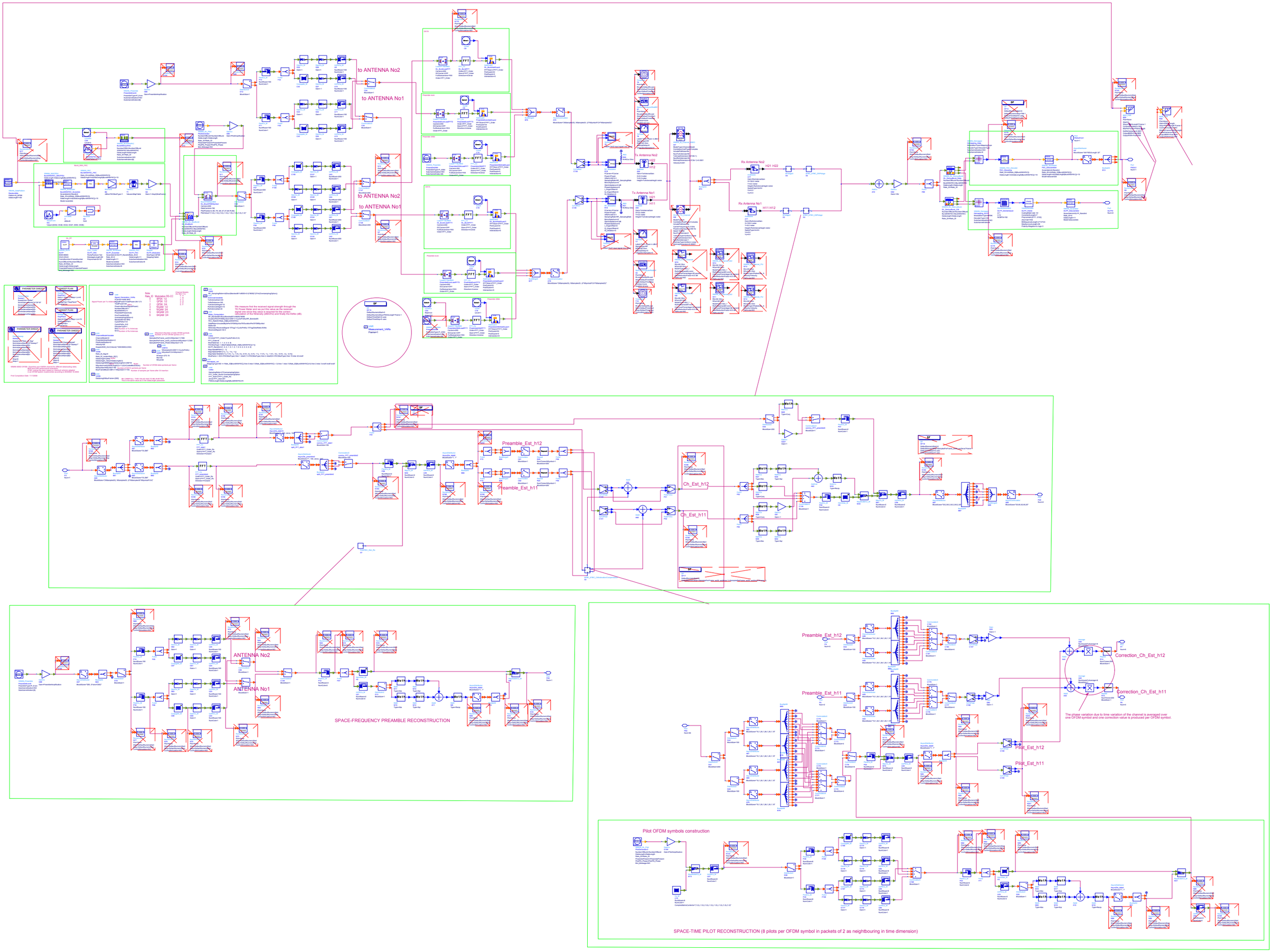
OFDM symbols for 1 layer spread data	Rounded OFDM Symbols	1-layer Frame Duration (μsec)	1-layer Frame Duration with preamble (μsec)	1 layer Data Rate (Mbps)	Spectral Efficiency (bps/Hz)
800,00	801,00	51264,00	51328,00	0,47	0,02
400,00	401,00	25664,00	25728,00	0,94	0,05
266,67	267,00	17088,00	17152,00	1,40	0,07
200,00	201,00	12864,00	12928,00	1,87	0,09
133,33	134,00	8576,00	8640,00	2,80	0,14
100,00	101,00	6464,00	6528,00	3,71	0,19
88,89	89,00	5696,00	5760,00	4,21	0,21
OFDM symbols for 2 layer spread data	**Rounded OFDM Symbols**	**2-layer Frame Duration (μsec)**	**2-layer Frame Duration with preamble (μsec)**	**2 layer Data Rate (Mbps)**	
400,00	401,00	25664,00	25728,00	0,94	0,05
200,00	201,00	12864,00	12928,00	1,87	0,09
133,33	134,00	8576,00	8640,00	2,80	0,14
100,00	101,00	6464,00	6528,00	3,71	0,19
66,67	67,00	4288,00	4352,00	5,60	0,28
50,00	51,00	3264,00	3328,00	7,35	0,37
44,44	45,00	2880,00	2944,00	8,33	0,42
OFDM symbols for 8 layer spread data	**Rounded OFDM Symbols**	**8-layer Frame Duration (μsec)**	**8-layer Frame Duration with preamble (μsec)**	**8 layer Data Rate (Mbps)**	
100,00	101,00	6464,00	6528,00	3,71	0,19
50,00	51,00	3264,00	3328,00	7,35	0,37
33,33	34,00	2176,00	2240,00	11,03	0,55
25,00	26,00	1664,00	1728,00	14,42	0,72
16,67	17,00	1088,00	1152,00	22,06	1,10
12,50	13,00	832,00	896,00	28,85	1,44
11,11	12,00	768,00	832,00	31,25	1,56
OFDM symbols for 15 layer spread data	**Rounded OFDM Symbols**	**15-layer Frame Duration (μsec)**	**15-layer Frame Duration with preamble (μsec)**	**15 layer Data Rate (Mbps)**	
53,33	54,00	3456,00	3520,00	6,94	0,35
26,67	27,00	1728,00	1792,00	13,89	0,69
17,78	18,00	1152,00	1216,00	20,83	1,04
13,33	14,00	896,00	960,00	26,79	1,34
8,89	9,00	576,00	640,00	41,67	2,08
6,67	7,00	448,00	512,00	53,57	2,68
5,93	6,00	384,00	448,00	62,50	3,13
OFDM symbols for 16 layer spread data	**Rounded OFDM Symbols**	**16-layer Frame Duration (μsec)**	**16-layer Frame Duration with preamble (μsec)**	**16 layer (Full) Data Rate (Mbps)**	
50,00	51,00	3264,00	3328,00	7,35	0,37
25,00	26,00	1664,00	1728,00	14,42	0,72
16,67	17,00	1088,00	1152,00	22,06	1,10
12,50	13,00	832,00	896,00	28,85	1,44
8,33	9,00	576,00	640,00	41,67	2,08
6,25	7,00	448,00	512,00	53,57	2,68
5,56	6,00	384,00	448,00	62,50	3,13

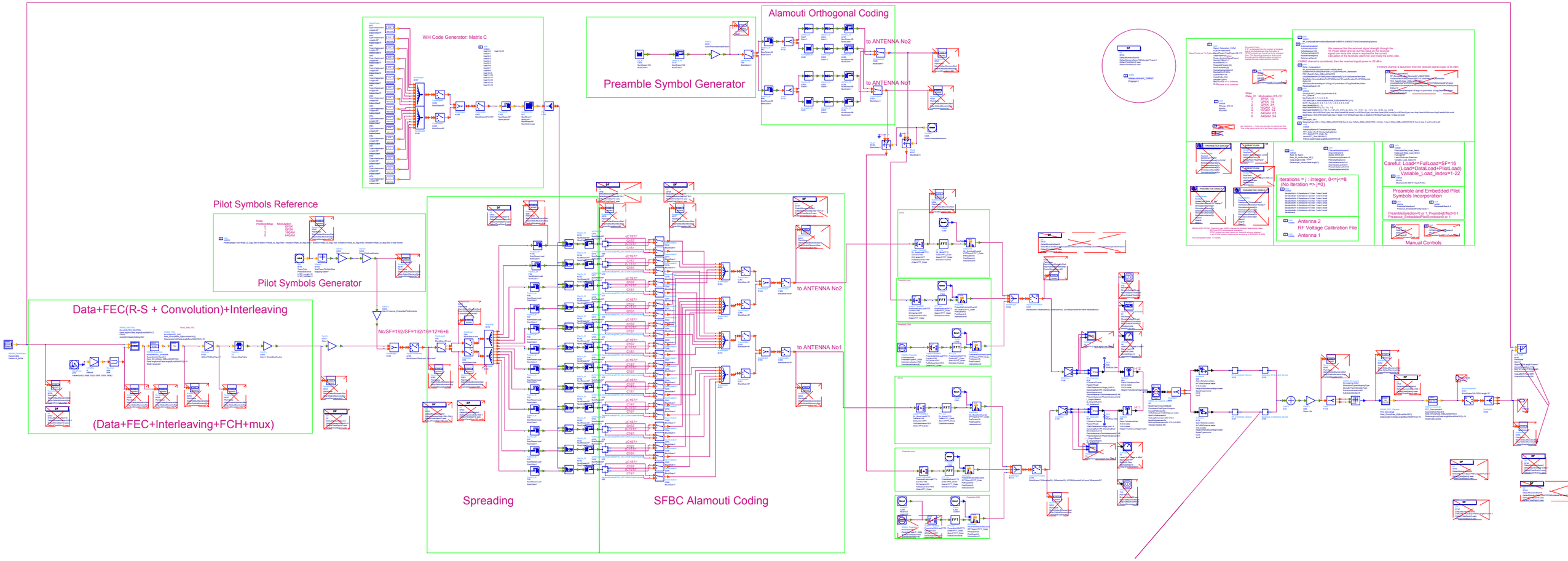
Παράρτημα Γ

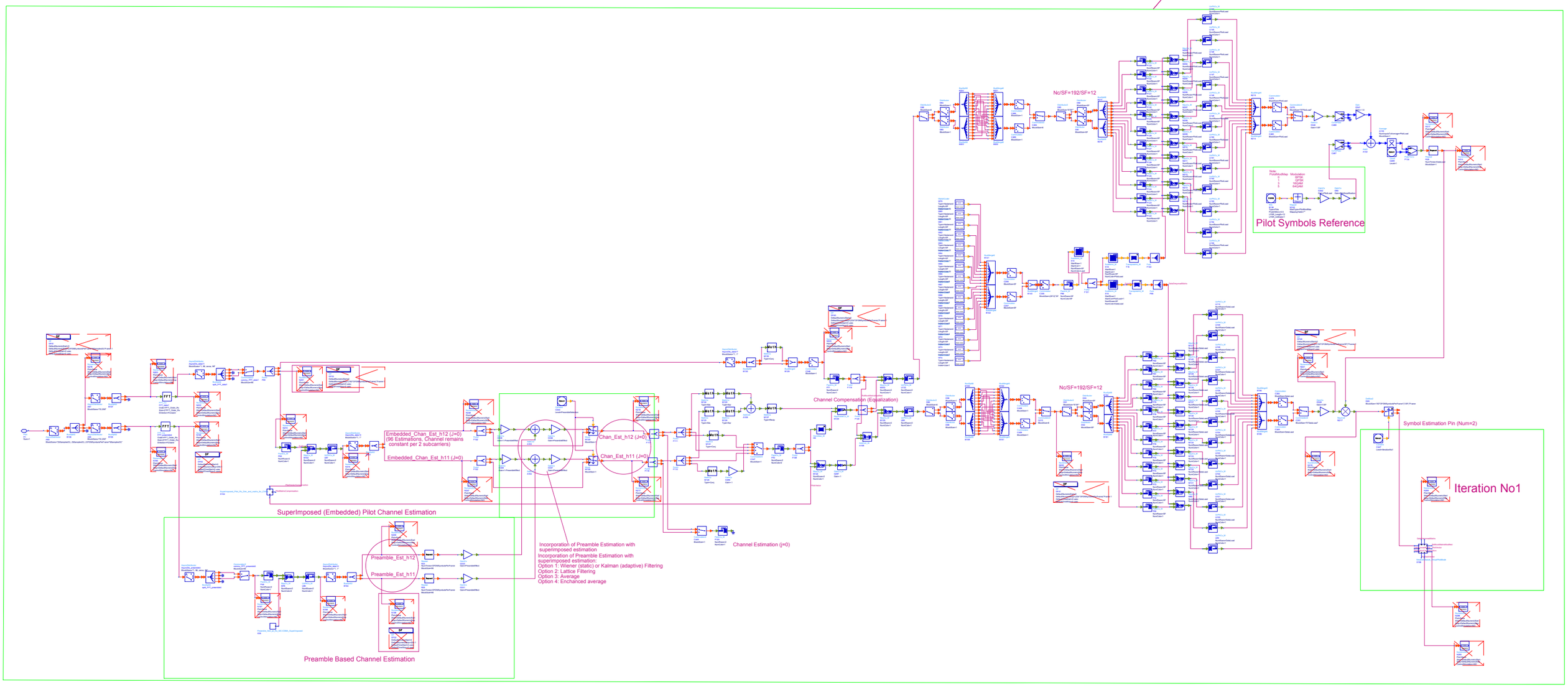
Γενικά Διαγράμματα Πομπού και Δέκτη Συστημάτων MIMO OFDM/MC-CDMA

Στο πλαίσιο της αναλυτικής σχεδίασης των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και της αξιολόγησης των προτεινόμενων αρχιτεκτονικών και αλγορίθμων εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, οι εν λόγω διατάξεις εκπομπής και λήψης αναπτύχθηκαν στο σχεδιαστικό πακέτο Advanced Design Systems (ADS) της Agilent. Σκοπός της προσέγγισης αυτής ήταν η καλύτερη δυνατή προσέγγιση των πραγματικών συστημάτων με όλες τις πιθανές αδυναμίες αυτών και συνεπώς η αντικειμενικότερη αξιολόγηση όλων των προτάσεων και των νέων μεθόδων.

Ενδεικτικά, παρουσιάζονται δυο διατάξεις εκπομπής και λήψης. Η πρώτη απεικονίζει το σύστημα MIMO OFDM με διαφορική εκπομπή SFBC για δυο κεραίες εκπομπής και λήψης όπου η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου γίνεται με χρήση preamble OFDM συμβόλου και ML εκτίμηση της ολίσθησης φάσης κατά την διάρκεια του πλαισίου. Η εν λόγω αρχιτεκτονική αντιστοιχεί στην αναλυτική παρουσίαση του 4ου κεφαλαίου. Η δεύτερη διάταξη απεικονίζει το σύστημα MIMO MC-CDMA με διαφορική εκπομπή SFBC για δυο κεραίες εκπομπής και λήψης, όπου η εκτίμηση του ραδιοδιαύλου υλοποιείται με χρήση της αρχιτεκτονικής των ενσωματωμένων συμβόλων αναφοράς. Η συγκεκριμένη λογική ακολουθεί την ανάλυση του 5ου κεφαλαίου.


to ANTENNA No2
to ANTENNA No1
Tx Antenna No2
Tx Antenna No1
Rx Antenna No2
Rx Antenna No1
Preamble_Est_h12
Preamble_Est_h11
Ch_Est_h12
Ch_Est_h11
ANTENNA No2
ANTENNA No1
SPACE-FREQUENCY PREAMBLE RECONSTRUCTION
Correction_Ch_Est_h12
Correction_Ch_Est_h11
The phase variation due to time variation of the channel is averaged over one OFDM symbol and one correction value is produced per OFDM symbol.
Pilot_Est_h12
Pilot_Est_h11
Pilot OFDM symbols construction
SPACE-TIME PILOT RECONSTRUCTION (8 pilots per OFDM symbol in packets of 2 as neightbouring in time dimension)


WH Code Generator: Matrix C
Preamble Symbol Generator
Alamouti Orthogonal Coding
to ANTENNA No2
to ANTENNA No1
Pilot Symbols Reference
Pilot Symbols Generator
Data+FEC(R-S + Convolution)+Interleaving
(Data+FEC+Interleaving+FCH+mux)
No/SF=192/SF=192/16=12=6+6
Spreading
SFBC Alamouti Coding
Iterations = j ; integer, 0<=j<=8
(No Iteration => j=0)
Antenna 2
RF Voltage Calibration File
Antenna 1
Careful: Load<=FullLoad=SF=16
(Load=DataLoad+PilotLoad)
_Variable_Load_Index=1-22
Preamble and Embedded Pilot
Symbols Incorporation
Manual Controls


Nc/SF=192/SF=12
Pilot Symbols Reference
Nc/SF=192/SF=12
Channel Compensation (Equalization)
Symbol Estimation Pin (Num=2)
Iteration No1
Embedded_Chan_Est_h12 (J=0)
(96 Estimations, Channel remains
constant per 2 subcarriers)
Embedded_Chan_Est_h11 (J=0)
Chan_Est_h12 (J=0)
Chan_Est_h11 (J=0)
SuperImposed (Embedded) Pilot Channel Estimation
Channel Estimation (j=0)
Incorporation of Preamble Estimation with
superimposed estimation
Incorporation of Preamble Estimation with
superimposed estimation:
Option 1: Wiener (static) or Kalman (adaptive) Filtering
Option 2: Lattice Filtering
Option 3: Average
Option 4: Enchanced average
Preamble_Est_h12
Preamble_Est_h11
Preamble Based Channel Estimation

Παράρτημα Δ

Ομαδοποίηση Περιβαλλόντων και Μοντέλων Ασύρματης Διάδοσης

Πίνακας Δ.1: Ομαδοποίηση περιβαλλόντων ασύρματης διάδοσης που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή σύμφωνα με το WIM/WIM2.

Κωδικοποίηση Σεναρίου	***Ορισμός***	***LoS/ NLoS***	***Επίπεδο Κινητικότητας (Km/h)***	***Συχνότητα Λειτουργίας (GHz)***	***Λογική Ομαδοποίηση***	***Σημείωση***
A1 (εσωτερικά κτιρίων)	Χώροι γραφείων/ σπιτιών	LoS/NLoS	0 – 5	2 – 6	Local Area	
A2	Από εσωτερικούς σε εξωτερικούς χώρους	NLoS	0 – 5	2 – 6	Local Area	AP εσωτερικά, UT εξωτερικά
B1 (Hotspot)	Τυπικό αστικό microcell περιβάλλον	LoS/NLoS	0 – 70	2 – 6	Local Area, Metropolitan Area	
B2	Δυσμενές αστικό microcell περιβάλλον	NLoS	0 – 70	2 – 6	Metropolitan Area	Όμοιο με το B1, αλλά με μεγαλύτερες καθυστερήσεις πολυδιαδρομικών
B3 (Hotspot)	Μεγάλοι Εσωτερικοί χώροι - Αμφιθέατρα	LoS/NLoS	0 – 5	2 – 6	Local Area	
B4	Από εξωτερικούς σε εσωτερικούς χώρους, microcell	NLoS	0 – 5	2 – 6	Metropolitan Area	Τυπικό αστικό περιβάλλον – B1, Εσωτερικό. περιβάλλον – A1
B5a (Hotspot Metropolitan)	Στατικό Feeder, από ταράτσα σε ταράτσα	LoS	0	2 – 6	Metropolitan Area	

B5b (Hotspot Metropolitan)	Στατικό Feeder, από επίπεδο δρόμου σε επίπεδο δρόμου	LoS	0	2 – 6	Metropolitan Area	
B5c (Hotspot Metropolitan)	Στατικό Feeder, από ταράτσα σε επίπεδο δρόμου	LoS	0	2 – 6	Metropolitan Area	Επέκταση του B1
B5d (Hotspot Metropolitan)	Στατικό Feeder, από ταράτσα σε επίπεδο δρόμου	NLoS	0	2 – 6	Metropolitan Area	Επέκταση του C2
B5f	Ζεύξη Feeder	LoS/pLoS/ NLoS	0	2 – 6	Wide Area	Επιθυμητή ζεύξη LoS ή pLoS Παρεμβάλλουσα ζεύξη LoS/NLoS
C1 (Metropolitan)	Ημι-αστική	LoS/NLoS	0 – 120	2 – 6	Wide Area	
C2 (Metropolitan)	Τυπικό Αστικό macrocell Περιβάλλον	LoS/NLoS	0 – 120	2 – 6	Metropolitan Area, Wide Area	
C3	Δυσμενές Αστικό macrocell Περιβάλλον	NLoS	0 – 70	2 – 6	Metropolitan Area, Wide Area	Όμοιο με το C2, αλλά με μεγαλύτερες καθυστερήσεις πολυδιαδρομικών
C4	Από εξωτερικό σε εσωτερικό χώρο, macro-cell	NLoS	0 – 5	2 – 6	Metropolitan Area	Εξωτερικό τυπικό αστικό περιβάλλον – C2. Εσωτερικό περιβάλλον – A1.
D1 (Αγροτική περιοχή)	Αγροτικό macro-cell περιβάλλον	LoS/NLoS	0 – 200	2 – 6	Wide Area	
D2	Αγροτικά Περιβάλλοντα εξαιρετικά υψηλής κινητικότητας	LoS	0 – 350	2 – 6	Wide Area	Πολύ υψηλή ολίσθηση Doppler
	Αγροτικά Περιβάλλοντα	LoS/pLoS/ NLoS	0 – 5	2 – 6	Local Area	Όμοιο με την περίπτωση A1 – NLoS

Πίνακας Δ.2: Παράμετροι του CDL (clustered delay line) για περιβάλλον διάδοσης τύπου A1 για την περίπτωση οπτικής επαφής (LoS) με Rician K-factor 7dB.

Αριθμός Cluster	***Καθυστέρηση (nsec)***			***Ισχύς (dB)***			***Γωνία Αναχώρησης (°)***	***Γωνία Άφιξης (°)***	***Ισχύς 'Ακτίνας' (dB)***		Cluster Azimuth Spread at Departure =5°	Cluster Azimuth Spread at Arrival =5°	Cross-Polarization Power Ratio=11dB
1	0	5	10	0	-15,1	-16,9	0	0	-0,23 (a)	-22,9 (b)			
2	10			-15,8			-107	-110	-28,8				
3	25			-13,5			-100	102	-26,5				
4	50	55	60	-15,1	-17,3	-19,1	131	-134	-25,1				
5	65			-19,2			118	121	-32,2				
6	75			-23,5			131	-134	-36,5				
7	75			-18,3			116	-118	-31,3				
8	115			-23,3			131	-134	-36,4				
9	115			-29,1			146	149	-42,2				
10	145			-14,2			102	105	-27,2				
11	195			-21,6			-126	129	-34,6				
12	350			-23,4			131	-134	-36,4				
a: Ισχύς της κύριας συνιστώσας, b: Ισχύς της καθεμίας από τις υπόλοιπες συνιστώσες													

Πίνακας Δ.3: Παράμετροι του CDL (clustered delay line) για περιβάλλον διάδοσης τύπου B1 για την περίπτωση μη οπτικής επαφής (NLoS).

Αριθμός Cluster	***Καθυστέρηση (nsec)***			***Ισχύς (dB)***			***Γωνία Αναχώρησης (°)***	***Γωνία Άφιξης (°)***	***Ισχύς 'Ακτίνας' (dB)***	Cluster Azimuth Spread at Departure =10°	Cluster Azimuth Spread at Arrival =22°	Cross-Polarization Power Ratio=8dB
1	0			-1,0			8	-20	-14,0			
2	90	95	100	-3,0	-5,2	-7,0	0	0	-13,0			
3	100	105	110	-3,9	-6,1	-7,9	-24	57	-13,9			
4	115			-8,1			-24	-55	-21,1			
5	230			-8,6			-24	57	-21,6			
6	240			-11,7			29	67	-24,7			
7	245			-12,0			29	-68	-25,0			
8	285			-12,9			30	70	-25,9			
9	390			-19,6			-37	-86	-32,6			
10	430			-23,9			41	-95	-36,9			
11	460			-22,1			-39	-92	-35,1			
12	505			-25,6			-42	-99	-38,6			
13	515			-23,3			-40	94	-36,4			
14	595			-32,2			47	111	-45,2			
15	600			-31,7			47	110	-44,7			
16	615			-29,9			46	-107	-42,9			

Πίνακας Δ.4: Παράμετροι του CDL (clustered delay line) για περιβάλλον διάδοσης τύπου B3 για την περίπτωση οπτικής επαφής (LoS).

Αριθμός Cluster	***Καθυστέρηση (nsec)***			***Ισχύς (dB)***			***Γωνία Αναχώρησης (°)***	***Γωνία Άφιξης (°)***	***Ισχύς 'Ακτίνας' (dB)***		Cluster Azimuth Spread at Departure =5°	Cluster Azimuth Spread at Arrival =5°	Cross-Polarization Power Ratio=9 dB
1	0			0,0			0	0	-0,32 (a)	-24,5 (b)			
2	0	5	10	-9,6	-11,8	-13,6	-23	-53		-19,6			
3	15			-14,5			-34	-79		-27,6			
4	20			-12,8			-32	-74		-25,8			
5	40			-13,7			33	76		-26,8			
6	40	45	50	-14,1	-16,4	-13,6	-35	80		-24,1			
7	90			-12,6			32	-73		-25,6			
8	130			-15,2			-35	80		-28,2			
9	185			-23,3			-43	-100		-36,4			
10	280			-27,7			47	-108		-40,7			
a: Ισχύς της κύριας συνιστώσας, b: Ισχύς της καθεμίας από τις υπόλοιπες συνιστώσες													

Πίνακας Δ.5: Παράμετροι του CDL (clustered delay line) για περιβάλλον διάδοσης τύπου C1 για την περίπτωση οπτικής επαφής (LoS).

Αριθμός Cluster	***Καθυστέρηση (nsec)***			***Ισχύς (dB)***			***Γωνία Αναχώρησης (°)***	***Γωνία Άφιξης (°)***	***Ισχύς 'Ακτίνας' (dB)***		Cluster Azimuth Spread at Departure =2°	Cluster Azimuth Spread at Arrival =10°	Cross-Polarization Power Ratio=4 dB
1	0	5	10	0,0	-25,3	-27,1	0	0	-0,02 (a)	-33,1 (b)			
2	85			-21,6			-29	-144	-34,7				
3	135			-26,3			-32	-159	-39,3				
4	135			-25,1			-31	155	-38,1				
5	170			-25,4			31	156	-38,4				
6	190			-22,0			29	-146	-35,0				
7	275			-29,2			-33	168	-42,2				
8	290	295	300	-24,3	-26,5	-28,2	35	-176	-34,3				
9	290			-23,2			-30	149	-36,2				
10	410			-32,2			35	-176	-45,2				
11	445			-26,5			-32	-159	-39,5				
12	500			-32,1			35	-176	-45,1				
13	620			-28,5			33	-165	-41,5				
14	655			-30,5			34	-171	-43,5				
15	960			-32,6			35	177	-45,6				
a: Ισχύς της κύριας συνιστώσας, b: Ισχύς της καθεμίας από τις υπόλοιπες συνιστώσες													

Πίνακας Δ.6: Παράμετροι του CDL (clustered delay line) για περιβάλλον διάδοσης τύπου C2 για την περίπτωση μη οπτικής επαφής (NLoS).

Αριθμός Cluster	***Καθυστέρηση (nsec)***			***Ισχύς (dB)***			***Γωνία Αναχώρησης (°)***	***Γωνία Άφιξης (°)***	***Ισχύς 'Ακτίνας' (dB)***	Cluster Azimuth Spread at Departure =2°	Cluster Azimuth Spread at Arrival =15°	Cross-Polarization Power Ratio=7 dB
1	0			-6,4			11	61	-19,5			
2	60			-3,4			-8	44	-16,4			
3	75			-2,0			-6	-34	-15,0			
4	145	150	155	-3,0	-5,2	-7,0	0	0	-13,0			
5	150			-1,9			6	33	-14,9			
6	190			-3,4			8	-44	-16,4			
7	220	225	230	-3,4	-5,6	-7,4	-12	-67	-13,4			
8	335			-4,6			-9	52	-17,7			
9	370			-7,8			-12	-67	-20,8			
10	430			-7,8			-12	-67	-20,8			
11	510			-9,3			13	-73	-22,3			
12	685			-12,0			15	-83	-25,0			
13	725			-8,5			-12	-70	-21,5			
14	735			-13,2			-15	87	-26,2			
15	800			-11,2			-14	80	-24,2			
16	960			-20,8			19	109	-33,8			
17	1020			-14,5			-16	91	-27,5			
18	1100			-11,7			15	-82	-24,7			
19	1210			-17,2			18	99	-30,2			
20	1845			-16,7			17	98	-29,7			

□

Βιβλιογραφία

[1] E. Dahlaman, S.Parkvall, J. Skold, P. Beming, '3G Evolution HSPA and LTE for Mobile Broadband', 2nd Edition, Elsevier Academic Press, 2008.

[2] IEEE Std. 802.16-2004, 'Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems', Oct. 2004.

[3] IEEE P802.16e/D12, 'Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems', Oct. 2005.

[4] IEEE 802.16-2009, 'Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems', Oct. 2009.

[5] H. Bolcskei, D. Gesbert. C. Papadias, A-J. Veen, Space-Time Wireless Systems. From Array Processing to MIMO Communications, Cambridge University Press, 2006.

[6] 6th Framework Program, Information Society Technologies, Wireless World Initiative New Radio (WINNER), IST-2003-507581, Online Available: www.ist-winner.org.

[7] IST-2003-507581 winner, Deliverable 2.7. Assessment of Advanced Beamforming and MIMO Technologies, FP6, Technical Report 2005.

[8] A. Osseiran, V. Stankovic, E. Jorswieck, T. Wild, M. Fuchs, M. Olsson, 'A MIMO framework for 4G Systems: winner Concept and Results', doi: 1-4244-0955-1/07, 2007.

[9] A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore, 'Introduction to Space-Time Wireless Communications', Cambridge Academic Press, May 2003.

[10] Long Term Evolution – Advanced, http://www.3gpp.org/LTE-Advanced.

[11] IEEE 802.16m Evaluation Methodology. IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, http://ieee802.org/16.

[12] S. M. Kay. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Prentice Hall, 1993.

[13] B. Sklar, Digital Communications – Fundamentals and Applications, Prentice Hall, 1988.

[14] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, 'Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών' Παπασωτηρίου, 2008.

[15] L. Correira (Editor), Mobile Broadand Multimedia Networks. Techniques, Models and Tools for 4G. Academic Press, 2006.

[16] Ν. Σκέντος, 'Πολυδιάστατος Χαρακτηρισμός Ραδιοδιαύλου για Ευρυζωνικά Ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών', Διδακτορική Διατριβή, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, ΕΜΠ, Νοέμβριος 2007.

[17] S. Sesia, I. Toufik, M. Baker, 'LTE, The UMTS Long Term Evolution. From Theory to Practice', Wiley, 2009.

[18] 3GPP/3GPP2 Spatial Channel Model Ad hoc Group, "Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations v.6.0.1," Tech. Rep., Sep 2003.

[19] M. Narandzic, C. Schneider, R. Thoma, T. Jamsa, P Kyosti, X. Zhao, 'Comparison of SCM, SCME, and WINNER Channel Models', *IEEE 65th Vehicular Technology Conference*, VTC07-Spring, 2007.

[20] J. Proakis, Digital Communications, 2nd Edition, McGraw Hill, 1994.

[21] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd Edition, Prentice Hall, 1996.

[22] D. Manolakis, V. Ingle, S. Kogon, Statistical and Adaptive Signal Processing, McGraw Hill, 2000.

[23] J. Proakis, M. Salehi, Communication Systems Engineering, Pearson Education, 2003.

[24] J. Proakis, D. Manolakis, Digital Signal Processing, Pearson Higher Education, 1995.

[25] L. Hanzo, M. Munster, B.J. Choi, T. Keller, 'OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting', IEEE press, Wiley, March 2004.

[26] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, A. Bahai, 'Channel Estimation Techniques based on Pilot Arrangement in OFDM Systems', *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 48, No3, September 2002.

[27] A. Adjoudani, E.C. Beck, A.P. Burg, G.M. Djuknic, T.G. Gvoth, D. Haessig, S.Manji, M.A. Milbrodt, M. Rupp, D. Samardzija, A.B. Siegel, T.Sizer, C. Tran, S. Walker, S. A. Wilkus, P.W. Wolniansky, "Prototype Experience for MIMO BLAST Over Third-Generation Wireless System", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No. 3, pp. 440 - 451, April 2003.

[28] V. Tarokh, N. Seshadri, A. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction", *IEEE Trans of Information Theory*, vol.44, pp744-765, March 1998.

[29] H. Bolcskei, A. Paularj, "Space-Frequency Codes for Broadband Fading Channels", *IEEE International Symposium on Information Theory*, pp. 219, June 2001.

[30] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. Calderbank, "Space-Time Block Codes for orthogonal designs", *IEEE Trans of Information Theory*, vol.45, pp1456-1467, June 1999.

[31] Y. Li, N. Seshadri, S.Ariyavisitakul, "Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels", *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol.17,No3,p.461-471, March 1999.

[32] IEEE Std 802.16.2-2004 IEEE "Recommended Practice for Local and metropolitan area networks", 17 March 2004.

[33] S. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", *Journal of Selected Areas in Communications*, vol.16, No8, October 1998.

[34] G. Stuber J. Barry, S. Mclaughlin, Y. Li, M. Ingram, T. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications", *Proceedings of the IEEE*, vol.92, No2, February 2004.

[35] Agilent MIMO Wireless LAN PHY Layer [RF] Operation & Measurement, AN-1509, 16/9/2005.

[36] IEEE 802.11n-2009 Standard for Information technology--Telecommunications and information exchange between systems--Local and metropolitan area networks--

Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=5307291.

[37] A.Marousis, P.Constantinou, "Evaluation of an Orthogonal SFBC Channel Estimation Scheme for MIMO OFDM Wireless Systems", DOI: 10.1007/978-3-540-70760-8_23, *Communications in Computer and Information Science*, *e-Business and Telecommunication Networks, J. Filipe, M.S. Obaidat (Eds.)*, *Springer Selected Papers Book,* CCIS v.9, pp. 290-300, ISBN: 978-3-540-70759-2, Springer-Verlag, July 2008.

[38] Agilent Technologies, Advanced Design Systems 2009, www.agilent.com/find/eesof-ads.

[39] Barhumi, G. Leus, M. Moonen, "Optimal training design for MIMO in mobile wireless channels", *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol.51, no.6, pp.1615-1624, June 2003.

[40] R. Venkatasubramanian, 'Beamforming for MC-CDMA', MSc Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.

[41] P. Kyritsi, D.C. Cox, R.A. Valenzuela, P.W. Wolniansky, "Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment ," *in IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, June 2003, vol. 21, no. 5, pp. 713-720.

[42] Dagres, A. Zalonis, C. Fragouli, I. Krikidis, A. Levisianos, A. Polydoros, A.S. Gallo, and G.M. Vitetta, "Design Criteria for Joint Space-Time-Frequency Codes operating over MIMO channels", *Deliverable 2D2*, IST-STINGRAY project, 2004.

[43] A.Marousis, P.Constantinou, 'Performance of a Full Rate Quasi-Orthogonal Extended MIMO MC-CDMA System with Efficient Channel Estimation', IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing 2008, ISWPC08, 7-9 May, 2008, Santorini, Greece.

[44] A.Marousis, P.Constantinou, "An Enhanced Transmit Diversity Scheme for MIMO MC-CDMA Systems using Three Antennas", *European Conference on Antennas and Propagation*, EuCAP 2007, 11-16 November 2007, Edinburgh, U.K.

[45] A.Marousis, P.Constantinou, "Performance of a Low Complexity Channel Estimator for MC-CDMA Systems over Realistic MIMO Channels", *6th Conference on Telecommunications*, 9-11 May 2007, Peniche, Portugal.

[46] A.Marousis, P.Constantinou, "Channel Identification and Equalization for Multi-Transmit Antenna MC-CDMA Systems with Orthogonal Space-Frequency Coding", *13th Symposium of IEEE on Communications and Vehicular Technology*, IEEE/S-CVT 2006, 23 November 2006, Liege, Belgium.

[47] A.Marousis, P.Constantinou, "An Efficient Channel Estimation Scheme for Realistic SFBC MISO OFDM Systems", *European Conference on Antennas and Propagation*, EuCAP 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.

[48] A.Marousis, P.Constantinou 'Evaluation of a Hybrid Space-Time-Frequency Coded Channel Estimation Scheme for MIMO OFDM Systems', *wseas Transactions on Telecommunications*, pp 1563-1570, Issue 9, Volume 5, ISSN 1109-2742, September 2006.

[49] A.Marousis, P.Constantinou, 'A Channel Estimation Scheme with Switched Space-time-Frequency Orthogonal Coding for MIMO OFDM Systems' IEEE *Proceedings of the First Mobile Computing and Wireless Communication International Conference,* MCWC 2006, 17-20 Sept. 2006.

[50] A.Marousis, P.Constantinou 'Performance Evaluation of a Channel Estimator Applied in SFBC MIMO Systems for W-MANs' *ACM International Mobile Multimedia Communications Conference*, No46, 2nd ICST MobiMedia, Italy, 2006.

[51] A.Marousis, P.Constantinou, "Evaluation of an Orthogonal SFBC Channel Estimation Scheme for MIMO OFDM Wireless Systems", *International Conference on Wireless Information Systems and Networks*, (WINSYS 2006), 7-10 August 2006, Setubal, Portugal.

[52] A.Marousis, P.Constantinou, 'Design and Evaluation of a Channel Estimator for Realistic Space-Frequency Coded MIMO OFDM Wireless Systems', *10th CSCC International Conference on Telecommunications*, July 13-15 2006, Athens, Greece.

[53] C. Ho, B. Farhang-Boroujeny, F. Chin, 'Added Pilot Semi-Blind Channel Estimation Scheme for OFDM in Fading Channels', *IEEE Global Telecommunications Conference*, GLOBECOM-01, 2001, USA.

[54] D.H. Pham, J.H. Manton, ' An Optimal Pilot Embedding Scheme for Channel Identification and Source Recovery', *IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, ISSSTA-04, 2004, Australia.

[55] W. Qin, Q.-C. Peng, 'Time-varying Channel Estimation and Symbol Detection Using Superimposed Training in OFDM Systems', *International Journal on Wireless Personal Communications*, v.47, p.p. 293-301, 2008.

[56] A.R. Varma, C.R.N. Athaudage, L.L.H. Andrew, J.H. Manton, 'Optimal Superimposed Pilot Selection of OFDM Channel Estimation', *IEEE 7th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, SPAWC-06, 2006, France.

[57] G.J. Foschini, M.J. Gans, 'On the Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas', *Wireless Personal Communications*, v6, pp.311-335, Kluwer, March 1998.

[58] R.S. Thoma, D. Hampicke, A. Richter, G. Sommerkorn, U. Trautwein, 'MIMO Vector Channel Sounder Measurement for Smart Antenna System Evaluation', *European Transaction on Telecommunications – ETT*, Special Issue on Smart Antennas, 2001, 12(5):377-391.

[59] 6th Framework Program Information Society Technologies, 4-MORE project, IST-2002-507039, Online Available: www.ist-4more.org.

[60] H. Poor, An Introduction to Signal Detection and Estimation. *New York: Springer-Verlag, 1985.*

[61] D. Makrakis, K. Feher, 'A novel insertion-extraction technique based on spread spectrum techniques', *in Proc. Miami Techicon*, pp.129-132, USA, 1987.

[62] P. Hoeher, F. Tufvesson, 'Channel Estimation with Superimposed pilot sequence', *in Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM*, vol.4. pp: 2162-2166, Brazil, December 1999.

[63] P. Bohlin, M. Tapio, 'Performance Evaluation of MIMO Communication Systems based on Superimposed Pilots', *Proc. of IEEE ICASSP 04*, Montreal, Canada, May 2004.

[64] C. Budianu, L. Tong, 'Channel Estimation for Space-Time Orthogonal Block Codes', *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.50, No.10, October 2002.

[65] M. Coldery, P. Bohlin, 'Training Based MIMO Systems: Part II – Improvements Using Detected Symbol Information', *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.56, No1, January 2008.

[66] W. Qin, Q-C. Peng, 'Time-varying Channel Estimation and Symbol Detection Using Superimposed Training in OFDM Systems', *Wireless Personal Communications*, 47:293-301, 2008.

[67] C. Pirak, Z.J. Wang, K.J. R. Liu, S. Jitapunkul, 'Adaptive Channel Estimation Using Pilot-Embedded Data-Bearing Approach for MIMO-OFDM Systems', *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.54, No.12, December 2006.

[68] N. Chapalain, D. Mottier, D. Castelain, 'Performance of uplink SS-MC-MA systems with frequency hopping and channel estimation based on pilot symbols', *IEEE 16th International Symposium on Personal indoor and Mobile Radio Communications 2005*, PIMRC 2005, vol.3, pp. 1515-1519, September 2005.

[69] L. Cariou, J-F. Helard, 'Superimposed Pilot-Based Channel Estimation for MIMO OFDM Code Division Multiplexing Uplink Systems', *Proc. from 5th International Workshop of Multi-Carrier Spread-Spectrum*, Oberpfaffenhofen, Germany, pp. 247-256, September 2005.

[70] H. Schoeneich, P-A. Hoeher, 'Iterative Pilot-Layer Aided Channel Estimation with Emphasis on Interleave-Division Multiple Access Systems', *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Article ID 81729, pp.1-15, 2006.

[71] S. Kaiser, 'Space Frequency Block Codes and Code Division Multiplexing in OFDM Systems', *IEEE Global Telecommunications Conference*, GLOBECOM'03, Vol.4, pp.2360-2364, December 2003.

[72] H. Zhu, B. Farhang-Boroujey, C. Schegel, 'Pilot Embedding for Joint Channel Estimation and Data Detection in MIMO Communication system', *IEEE Communication Letters*, pp.30-32, vol.7, No1, January 2003.

[73] F. Portier, S. Sand, J-F. Helard, 'Iterative Channel Estimation for Orthogonal STBC MC-CDMA Systems over Realistic High-Mobility MIMO Channels', *in Proc. IEEE PIMRC-06*, Helsinki, Finland, 14-16 September, 2006.

[74] S. Sand, R. Raulefs, and A. Dammann, 'Iterative channel estimation for MIMO MC-CDMA', *in Proc. 5th International Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum & Related Topics* (MC-SS 2005), Oberpfaffenhofen, Germany, Sept. 2005.

[75] L. Cariou, J-F. Helard, 'A Simple and Efficient Channel Estimation for MIMO OFDM Code Division Multiplexing Uplink Systems', *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, SPAWC-05, pp 176-180, June 2005.

[76] G. Auer and J. Bonnet, 'Threshold Controlled Iterative Channel Estimation for Coded OFDM', IEEE Vehicular Technology Conference, VTC07 Spring, pp. 1737-1741, Ireland, 2007.

[77] Y.-N. Lee, A. Ashikhmin, J.-T. Chen, 'Impact of Soft Channel Construction on Iterative Channel Estimation and Data Decoding for Multicarrier Systems', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.7, No.7, July 2008.

[78] T. Wo, P.-A. Hoeher, A Scherb, K.-D. Kammeyer, 'Performance Analysis of Maximum-Likelihood Semiblind Estimation of MIMO Channels', *Proc. IEEE 63rd Vehicular Technology Conference*, VTC06-Spring, v.4, pp.1738-1742, Australia, May 2006.

[79] L. Berriche, K. Abed-Meraim, J.C. Belfiore, 'Cramer-Rao Bounds for MIMO Channel Estimation', *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, ICASSP-04, 2004.

[80] C. Pirak, Z.J. Wang, K.J.R. Liu, S. Jitapunkul, 'A Data-Bearing Approach for Pilot-Embedding Frameworks in Space-Time Coded MIMO Systems', *IEEE Transactions on Signal Processing*, pp.3966-3979, Vol.54, No10, October 2006.

[81] 3GPP TR 25.996 v6.1.0 (2003-2009), 'Spatial Channel Model for Multiple Input Multiple Output Simulations', September 2003, www.3gpp.org.

[82] A.Marousis, N.Skentos, P.Constantinou, 'An Enhanced Embedded-Pilot Channel Estimation Architecture for MIMO MC-CDMA Systems', DOI: 10.1007/s11277-010-9933-7, *International Journal on Wireless Personal Communications*, Springer, ISSN: 0929-6212, 2010.

[83] D. Baum, J. Salo, G. Del Galdo, M. Milojevic, P. Kyosti, J. Hansen, 'An Interim Channel Model for Beyond-3G Systems', *Proc. of IEEE VTC 2005 Spring*, Stockholm, May 2005.

[84] N. Skentos, A. Marousis, A. Kanatas, P. Constantinou, 'Experimental Multipath Component Characteristics for Short Range Urban Propagation Environments', *European Transactions on Telecommunications – ETT*, Vol. 18, Issue6, pp. 595-603, October 2007.

[85] A.Marousis, P.Constantinou, 'Adaptive Turbo Code-Multiplexed Pilot Channel Estimation for MIMO MC-CDMA Systems in Highly Time-Variant Channels', *European Conference on Antennas and Propagation*, EuCAP 2009, 23-27 March 2009, Berlin, Germany.

[86] F. Portier, J-Y. Baudais, J-F. Helard, 'Performance of STBC MC-CDMA Systems Over Outdoor Realistic MIMO Channels', *IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, VTC 04 Fall, pp.2409-2413, Vol.4, Los Angeles, USA, September 2004.

[87] J. Wehinger, C. Mecklenbrauker, 'Iterative CDMA Multiuser Receiver With Soft Decision-Directed Channel Estimation', *IEEE Transactions on Signal Processing*, pp.3922-3934, Vol.54, No.10, October 2006

[88] H. Taoka, K. Higuchi, M. Sawahashi, 'Experiments on space diversity effect in MIMO channel transmission with maximum data rate of 1Gbps in downlink OFDM radio access', *European Transactions on Telecommunications*, pp.611-622, v17, 2006.

[89] Y.Lee, Y.S. Kang, H. Park, 'Pilot Symbol-Aided Channel Estimation for MC-CDMA Systems', *5th International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum*, pp. 239-246, Springer 2006.

[90] M. Rupp, C.F. Mecklenbrauker, 'On Extended Alamouti Schemes for Space-Time Coding', *IEEE 5th International Symposium on Wireless Personal and Multimedia Communications*, USA, October 2002.

[91] C. Yuen, Y. Wu, S. Sun, 'Four Transmit Diversity Schemes for Coded OFDM Systems with Four Transmit Antennas', *Journal of Communications, Academy Publisher*, Vol.3, No.4, September 2008.

[92] Y.Zeng, Q.Yin, 'Closed-Form Space-Time Channel Estimation for Spce-Time Coded MC-CDMA Systems', *IEICE Transactions on Communications*, Vol.E88-B, No.7, July 2005.

[93] C. Papadias, G. Foschini, 'A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas', *in Proc. IEEE ICASSP*, v.4, p.p. 2481-2484, 2001.

[94] C. Budianu, L. Tong, 'Channel Estimation for Space-Time Orthogonal Block Codes', *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.50, no10, pp.2515-2527, October 2002.

[95] E. Jorswieck, V. Pohl, V. Jungnickel, T. Haustein, 'Performance of a MIMO System with Overlay Pilots', *GLOBECOM-01, IEEE*, vol.1, pp. 594-598, 2001.

[96] L. Cariou, J-F Helard, 'A simple and Efficient Channel Estimation for MIMO OFDM Code Division Multiplexing Uplink Systems', *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, SPAWC-05, pp. 176-180, June 2005.

[97] L. Cariou, J-F Helard, 'MIMO Frequency Hopping OFDM-CDMA: A Novel Uplink System for B3G Cellular Networks', *IEEE International Conference on Networking*, 2005.

[98] N. Chapalain, D. Mottier, D. Castelain, 'An OFCDM Uplink Transmission System with Channel Estimation based on Spread Plots', *IST Mobile Summit*, 2004.

[99] H. Atarashi, N. Maeda, S. Abeta, M. Sawahashi, 'Broadband Wireless Access based on VSF-OFCDM and MC-DS-CDMA', *IEEE PIMRC-02*, vol.3, pp. 992-997, September 2002.

[100] R. Lassalle, M. Alard, 'Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers' EBU Review – Technical (224), pp.168-190, 1987

[101] H.L. Van Trees, Detection, Estimation and Modulation Theory, vol.1, New York: John Wiley, 1968.

[102] K. Balachandran, D. Calin, F-C. Cheng, N. Joshi, J.H. Kang, A. Kogiantis, K. Rausch, A. Rudrapatna, J.P. Seymour, J. Sun, 'Design and Analysis of an IEEE 802.16e-Based OFDMA Communication System', Bell Labs Technical Journal 11(4), 53-73, Alcatel-Lucent, 2007.

[103] T. Schenk, P. Smulders, E. Fledderus, 'Estimation and Compensation of Tx and Rx IQ Imbalance in OFDM based MIMO Systems', *IEEE Radio and Wireless Symposium* (RWS-2006), pp.215-218, 2006.

[104] T. Schenk, P. Smulders, E. Fledderus, 'Impact of Nonlinearities in Multiple-antenna OFDM Transceivers', *IEEE SCVT-06*, November 2006.

[105] F. Gregorio, S. Werner, J. Cousseau, T. Laasko, 'Iterative Channel Estimation for Multiuser OFDM Systems in the Presence of Power Amplifier Non-linearities', *IEEE 17th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, PIMRC-06, 2006.

[106] A. Tarighat, A. Sayed, 'MIMO OFDM Receivers for Systems with IQ Imbalances', *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.53, No9, September 2005.

[107] S. Kaiser, 'Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems. Analysis and Optimization of Detection, Decoding, and Channel Estimation', Munich, Germany, 1998.

[108] A. Forenza, A. Pandharipande, H. Kim, R.W. Heath, 'Adaptive Transmission Scheme Selection for MIMO Systems', *in Proceedings of WWRF-04*, 2004.

[109] J. Lopez-Vicario, C. Anton-Haro, 'Transmit Antennas Selection for Rate Adaptation in HSDPA Systems', *in Proceedings of WWC-04*, May 2004.

[110] J. Lopez-Vicario, C. Anton-Haro, 'Joint Transmit Antennas Selection and Adaptive Modulation in Cross-Layer Oriented Designs for HSDPA Systems', *in Proceedings of IEEE SAM04*, July 2004.

[111] M. Tran, D. Halls, A. Nix, A. Doufexi, M. Beach, 'Mibile WiMAX: Downlink Performance Analysis with Adaptive MIMO Switching', *IEEE 09 Mobile WiMAX Symposium*, 2009.

[112] J. Lee, I. Lee, 'Diversity Analysis of Coded SVD Schemes for MIMO Spatial Multiplexing Systems', *IEEE International Conference on Communications*, 2008.

[113] K. Yu, A. Alexiou, 'Impact of Channel Estimation Errors on various Spatial-Temporal Transmission Schemes', *16th IST Mobile and Wireless Communications Summit*, Budapest, 2007.

[114] G.J. Foschini, 'Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when using Multiple Antennas', *Bell Laboratories Technical Journal*, Vol.1, no.2, pp.41-59, Autumn 1996.

[115] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzouela, 'V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich Scattering Wireless Channel', *URSI International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, pp. 295-300, 1998.

[116] X. Zhuang, F.W. Vook, S. Rouquette-Leveil, K. Gosse, 'Transmit Diversity and Spatial Multiplexing in Four-Transmit Antenna OFDM', *IEEE International Conference on Communications*, ICC-03, vol.4, pp. 2316-2320, 2003.

[117] M. Dong, L. Tong, 'Optimal Design and Placement of Pilot Symbols for Channel Estimation', *IEEE Transactions on Signal Processing*, v.50, n.12, pp.3055-3069, 2002.

[118] R.W.Heath, A. Paulraj, 'Switching between Diversity and Multiplexing in MIMO Systems', *IEEE Transactions on Communications*, vol.53, no.6, pp.962-968, June 2005.

[119] X. Zhang, B. Ottersten, 'Performance Analysis of V-BLAST Structure with Channel Estimation Error', *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp.487-491, 2003.

[120] IEEE 802.20, Mobile Broadband Wireless Access (MBWA), http://groupier.ieee.org/groups/802/20

[121] G. Fettweis, M. Lohning, D. Petrovic, M. Windisch, P. Zillmann, W. Rave, 'Dirty RF: A New Paradigm', *International Journal of Wireless Information Networks*, Vol.14, No2, June 2007.

[122] G. Fettweis, M. Lohning, D. Petrovic, M. Windisch, P. Zillmann, E. Zimmermann, 'Dirty RF', WWRF, 2004.

[123] T. Schenk, P. Smulders, E. Fleddrus, 'Estimation and Compensation of Tx and Rx IQ Imbalance in OFDM-based MIMO Systems', WE2A-2, 2005.

[124] T. Schenk, E. Fleddrus, P. Smulders, 'Joint Performance Analysis of Zero-IF MIMO OFDM Transceivers with IQ Imbalances', *Journal of Communications*, v.2, n7, pp.9-19, 2007.

[125] A. Tarighat, R. Bagheri, A. Sayed, 'Compensation Schemes and Performance Analysis of IQ Imbalances in OFDM Receivers', *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.53, No8, August 2005.

[126] M. Windisch, G. Fettweis, 'Blind IQ Imbalance Parameter Estimation and Compensation in low-IF Receivers', *Proceedings 1st International Symposium on Control, Communications and Signal Processing* (ISCCSP-04), 2004.

[127] M. Windisch, G. Fettweis, 'Preamble Design for an Efficient IQ Imbalance Compensation in OFDM Direct-conversion Receivers', Proceedings 10th International OFDM Workshop, pp.94-98, 2005.

[128] J.L. Vicario, C.A. Haro, 'Adaptive Switching between Spatial Diversity and Multiplexing: A Cross-Layer Approcah', *Proceedings on IST-05*, 2005.

[129] L.-L. Yang, L. Hanzo, 'Blind Joint Soft-Decision Assisted Slow Frequency-Hopping Multicarrier DS-CDMA', *IEEE Transactions on Communications*, 48, pp. 1520-1529, 2000.

[130] N. Lee, J.-P. Linnartz, 'Controlled Equalization of Multi-Carrier CDMA in an Indoor Rician Fading Channel', *IEEE Vehicular Technology Conference*, VTC-94, pp. 1665-1669, Stockholm, Sweden.

[131] N. Lee, J.-P. Linnartz, 'Wiener Filtering of Multi-Carrier CDMA in Rayleigh Fading Channel', *IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, PIMRC-94, pp. 1344-1347, Hague, Holland.

[132] N. Lee, J.-P. Linnartz, G. Fettweis, 'Multicarrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks, *IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, PIMRC-93, pp. 109-113, Ykohama, Japan.

[133] L. Vandendorpe, 'Multitone Direct Sequence CDMA System in an Indoor Wireless Environment', *IEEE 1st Symposium of Communications and Vechicular Technology*, Delft, Holland, pp. 411-418, 1993.

[134] L. Vandendorpe, 'Multitone spread spectrum multiple access communications system in a Multipath Rician Fading Channel', IEEE Transactions on Vechicular Technology, 44(2), pp. 327-337, 1995.

[135] L. Vandendorpe, 'Fractionally Spaced Linear and DF MIMO Equalizers for Multitone Systems without Guard Time' *Ann. Telecommunications*, 52(1-2), pp. 21-30, 1997.

[136] IST-MEMBRANE, FP6, www.imperial.ac.uk/membrane, 2006-2008.

[137] L. Vandendorpe, 'Overview of the Results about Multitone CDMA Detection', 1st *International Workshop on Multicarrier Spread Spectrum*, pp. 13-21, Oberpfaffenhofen, Germany, 1997.

[138] T. T. Kim, M. Bengtsson, E.-G. Larsson, M. Skoglund, 'Combining short-term and long-term channel state information over correlated MIMO channels', IEEE International Conference Acoustics, Speech, Signal Processing, ICASSP-06, May 2006.

[139] M. Sternad, L. Lindbom and A. Ahlen, 'Wiener design of adaptation algorithms with time-invariant gains', IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 50, pp. 1895-1907, August 2002.

[140] M. Sternad and D. Aronsson, 'Channel estimation and prediction for adaptive OFDMA/TDMA uplinks, based on overlapping pilots', International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP-05, USA, March 19-23 2005.

[141] M. Sternad, D. Aronsson, 'Channel estimation and prediction for adaptive OFDM downlinks', IEEE Vehicular Technology Conference, VTC-03Fall, USA, 2003.

[142] M. Jiang, J. Akhtman, L. Hanzo, 'Iterative Joint Channel Estimation and Multi-User Detection for Multiple-Antenna Aided OFDM Systems', IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 6, no. 8, pp. 2904–2914, August 2007.

[143] M. Jiang, J. Akhtman, F. Guo, L. Hanzo, 'Iterative Joint Channel Estimation and Multi-User Detection for High-Throughput Multiple-Antenna Aided OFDM Systems', IEEE Vehicular Technology Conference, VTC06 Spring, vol. 1, pp. 221–225, May 2006.

[144] G. Auer, F. Danilo-Lemoine, D. Falconer, C-T Lam, 'Design of Time and Frequency Domain Pilots for Generalized Multicarrier Systems', International Conference on Communications, ICC-07, Glasgow, UK, June 2007.

□

Κατάλογος Δημοσιεύσεων του Συγγραφέα

Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά

1. A.Marousis, N.Skentos, P.Constantinou, 'An Enhanced Embedded-Pilot Channel Estimation Architecture for MIMO MC-CDMA Systems', DOI: 10.1007/s11277-010-9933-7, International Journal on Wireless Personal Communications, Springer, ISSN: 0929-6212, 2010.
2. A.Marousis, P.Constantinou, "Evaluation of an Orthogonal SFBC Channel Estimation Scheme for MIMO OFDM Wireless Systems", DOI: 10.1007/978-3-540-70760-8_23, Communications in Computer and Information Science, e-Business and Telecommunication Networks, J. Filipe, M.S. Obaidat (Eds.), Springer Selected Papers Book, CCIS v.9, pp. 290-300, ISBN: 978-3-540-70759-2, Springer-Verlag, July 2008.
3. N.Skentos, A.Marousis, A.Kanatas, P.Constantinou, 'Experimental Multipath Component Characteristics for Short Range Urban Propagation Environments', European Transactions on Telecommunications, Volume 18, Issue 6, pp. 595-603, October 2007.

Δημοσιεύσεις σε επιστημονικά συνέδρια με κριτές

4. A.Marousis, P.Constantinou, 'Adaptive Turbo Code-Multiplexed Pilot Channel Estimation for MIMO MC-CDMA Systems in Highly Time-Variant Channels', European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009, 23-27 March 2009, Berlin, Germany.
5. A.Marousis, P.Constantinou, 'Performance of a Full Rate Quasi-Orthogonal Extended MIMO MC-CDMA System with Efficient Channel Estimation', IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing 2008, ISWPC08, 7-9 May, 2008, Santorini, Greece.
6. A.Marousis, P.Constantinou, "An Enhanced Transmit Diversity Scheme for MIMO MC-CDMA Systems using Three Antennas", European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007, 11-16 November 2007, Edinburgh, UK.

7. A.Marousis, P.Constantinou, "Performance of a Low Complexity Channel Estimator for MC-CDMA Systems over Realistic MIMO Channels", 6th Conference on Telecommunications, 9-11 May 2007, Peniche, Portugal.

8. A.Marousis, P.Constantinou, "Channel Identification and Equalization for Multi-Transmit Antenna MC-CDMA Systems with Orthogonal Space-Frequency Coding", 13th Symposium of IEEE on Communications and Vehicular Technology, IEEE/S-CVT 2006, 23 November 2006, Liege, Belgium.

9. A.Marousis, P.Constantinou, "An Efficient Channel Estimation Scheme for Realistic SFBC MISO OFDM Systems", European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.

10. A.Marousis, P.Constantinou 'Evaluation of a Hybrid Space-Time-Frequency Coded Channel Estimation Scheme for MIMO OFDM Systems', wseas Transactions on Telecommunications, pp 1563-1570, Issue 9, Volume 5, ISSN 1109-2742, September 2006.

11. A.Marousis, P.Constantinou, 'A Channel Estimation Scheme with Switched Space-time-Frequency Orthogonal Coding for MIMO OFDM Systems' IEEE Proceedings of the First Mobile Computing and Wireless Communication International Conference, MCWC 2006, 17-20 Sept. 2006.

12. A.Marousis, P.Constantinou 'Performance Evaluation of a Channel Estimator Applied in SFBC MIMO Systems for W-MANs' ACM International Mobile Multimedia Communications Conference, No46, 2nd ICST MobiMedia, Italy, 2006.

13. A.Marousis, P.Constantinou, "Evaluation of an Orthogonal SFBC Channel Estimation Scheme for MIMO OFDM Wireless Systems", International Conference on Wireless Information Systems and Networks, (WINSYS 2006), 7-10 August 2006, Setubal, Portugal. Selected in best papers: http://www.winsys.org/WINSYS2007/Best_Papers_2006.html.

14. A.Marousis, P.Constantinou, 'Design and Evaluation of a Channel Estimator for Realistic Space-Frequency Coded MIMO OFDM Wireless Systems', 10th CSCC International Conference on Telecommunications, July 13-15 2006, Athens, Greece.

15. P.Karamalis, A.Marousis, A.Kanatas, P.Constantinou, "Genetic Algorithms in Signal Parameter Estimation" International Conference AIC'2001, Advances in Communications, July 3-6, 2001, Rhodes, Greece.

16. A.Marousis, P.Karamalis, A.Kanatas, P.Constantinou 'Design and Simulation of a Vector Channel Sounder for UMTS' IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, VTC, Rhodes, Greece, May 2001.

17. P.Karamalis, A.Marousis, A.Kanatas, P.Constantinou 'Direction of Arrival Estimation Using Genetic Algorithms' UMTS' IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, VTC, Rhodes, Greece, May 2001.

18. A.Marousis, C.Veranopoulos, P.Constantinou 'Radiation Intensity of the Approach RADAR at 'N.Kazantzakis' Airport, Heraklion, Crete'. Millennium Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields, Crete, Greece, September 2000.

19. A.Kanatas, A.Marousis, P.Karamalis, P.Constantinou 'Development of a Vector Channel Sounder for UMTS'. 2nd Symposium on Applied Electromagnetism of Trans Black Sea Region, Xanthi, Greece, June 2000.

20. P.Karamalis, A.Marousis, A.Kanatas, P.Constantinou, "Design of microstrip antennas for channel characterization receiver system", 2nd Symposium on Applied Electromagnetism of Trans Black Sea Region, June 2000, Xanthi, Greece.

21. J.Meaburn, P.Boumis, C.Goudis, A.Marousis, D.Harman, 'Aristarchos Spectrometers: Manchester Echelle Spectrometer (MES-AT) and Aristarchos Transient Spectrometer (ATS)', 8th International Conference of the Hellenic Astronomical Society, 13-15 September 2007, Thassos Island, Greece.

22. P.Boumis, E.Xilouris, O.Giannakis, A.Marousis, A.Katsiyannis, 'Aristarchos Instrumentation: Meaburn Measuring Filter Spectrometer (MMFS)', 9th International Conference of the Hellenic Astronomical Society, 20-24 September 2009, Athens, Greece.

23. C.Goudis, P.Hantzios, P.Boumis, E.Xilouris, A.Katsigiannis, A.Marousis, 'Aristarchos Telescope: The Final Phase', 9th International Conference of the Hellenic Astronomical Society, 20-24 September 2009, Athens, Greece.

□

Βιογραφικό Σημείωμα

Ο Αθανάσιος Μαρούσης απέκτησε το δίπλωμα του ηλεκτρολόγου μηχανικού από την Πολυτεχνική Σχολή του Δημοκρίτειου Πανεπιστημίου Θράκης και το μεταπτυχιακό δίπλωμα ειδίκευσης στις ασύρματες επικοινωνίες από το Πανεπιστήμιο του Manchester (UMIST). Κατά τα χρόνια των σπουδών του έλαβε βραβεία ακαδημαϊκής επίδοσης από το ΔΠΘ, το ΙΚΥ και το ΤΕΕ. Ως μέλος του Εργαστηρίου Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών του ΕΜΠ έχει συμμετάσχει σε μεγάλο αριθμό ερευνητικών δράσεων, ευρωπαϊκών και εθνικών, στο ευρύτερο γνωστικό πεδίο των ασύρματων επικοινωνιών πραγματοποιώντας μελέτες ανάπτυξης νέων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, αξιολόγησης επίδοσης φυσικού υποστρώματος σε δίκτυα τρίτης γενιάς, κατασκευής συστημάτων καταγραφής του ηλεκτρομαγνητικού υποβάθρου, καθώς και χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλων ευρείας ζώνης. Τα ερευνητικά του ενδιαφέροντα εστιάζονται στη μελέτη και την ανάπτυξη αλγορίθμων χωρο-χρονο-συχνοτικής επεξεργασίας σήματος για MIMO συστήματα, στον πειραματικό προσδιορισμό των χαρακτηριστικών του ραδιοδιαύλου, όπως επίσης και στη σχεδίαση και κατασκευή συνολικών διατάξεων εκπομπής και λήψης με βελτιωμένα χαρακτηριστικά λειτουργίας. Παράλληλα με την ερευνητική του δραστηριότητα, εργάζεται από τον Ιούνιο του 2003 στο Εθνικό Αστεροσκοπείο Αθηνών ως ειδικό επιστημονικό προσωπικό με αντικείμενο την λειτουργία και εξέλιξη των ασύρματων και ενσύρματων δικτύων του Κέντρου. Είναι μέλος του ΤΕΕ από το 1997 και του IEEE από το 1999.

□