

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ



Αντιμετώπιση παρεμβολών και
έλεγχος πρόσβασης σε σύγχρονα
ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα

Νικόλαος Ι. Μυριδάκης

Διδακτορική Διατριβή

Τμήμα Πληροφορικής

12 Μαρτίου 2009 - 11 Σεπτεμβρίου 2012

Πανεπιστήμιο Πειραιώς



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΗ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΓΧΡΟΝΑ
ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

για την απόκτηση Διδακτορικού Διπλώματος του Τμήματος Πληροφορικής του
υποψηφίου διδάκτορος Νικολάου Ι. Μυριδάκη

ΤΡΙΜΕΛΗΣ ΣΥΜΒΟΥΛΕΥΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ :

Δημήτριος Βέργαδος
Επίκουρος Καθηγητής Πανεπιστημίου Πειραιώς

ΜΕΛΗ:

Δέσποινα Πολέμη
Επίκουρος Καθηγήτρια Πανεπιστημίου Πειραιώς

Νικόλαος Πανταζής
Επίκουρος Καθηγητής Τ.Ε.Ι. Αθηνών

ΕΠΤΑΜΕΛΗΣ ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ

Δημήτριος Βέργαδος
Επίκουρος Καθηγητής Πανεπιστημίου Πειραιώς

Δέσποινα Πολέμη
Επίκουρος Καθηγήτρια Πανεπιστημίου Πειραιώς

Νικόλαος Πανταζής
Επίκουρος Καθηγητής Τ.Ε.Ι. Αθηνών

Χρήστος Δουληγέρης
Καθηγητής Πανεπιστημίου Πειραιώς

Γρηγόριος Χονδροκούκης
Καθηγητής Πανεπιστημίου Πειραιώς

Μιχαήλ Θεολόγου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Σταύρος Κωτσόπουλος
Καθηγητής Πανεπιστημίου Πατρών

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Νικόλαος Μυριδάκης

Τμήμα Πληροφορικής, Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Copyright Νικόλαος Μυριδάκης, 2012

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος, All Rights Reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσης 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 το συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Πανεπιστημίου Πειραιώς.

Στην οικογένειά μου

“Επιστήμη ποιητική ευδαιμονίας”

(Η γνώση είναι δημιουργός της ευτυχίας)

Πλάτων

Ευχαριστίες

Η παρούσα διδακτορική διατριβή αποτελεί το επιστέγασμα μιας μεγάλης προσωπικής προσπάθειας αλλά ταυτόχρονα και μιας αδιάκοπης συμπαράστασης/συνδρομής από πολλούς ανθρώπους τους οποίους και θέλω να ευχαριστήσω.

Καταρχήν, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους Γονείς μου και τη Μένη για την απέραντη αγάπη και αφοσίωσή τους όλα αυτά τα χρόνια.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Δρ. Δημήτριο Βέργαδο, Επίκουρο Καθηγητή και επιβλέποντα της διατριβής αυτής, για την αδιάκοπη καθοδήγηση και υποστήριξή του όλα αυτά τα χρόνια. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τα υπόλοιπα μέλη της τριμελούς συμβουλευτικής επιτροπής, τον Επίκουρο Καθηγητή κ. Νικόλαο Πανταζή και την Επίκουρο Καθηγήτρια κα. Δέσποινα Πολέμη, καθώς επίσης τον Καθηγητή κ. Χρήστο Δουλγιέρη για την πολύτιμη συμπαράσταση και συνεχή ενθάρρυνση που μου παρείχαν. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους κ.κ. Καθηγητές Γρηγόριο Χονδροκούκη, Μιχαήλ Θεολόγου και Σταύρο Κωτσόπουλο για τη συμμετοχή τους ως μέλη της επταμελούς εξεταστικής επιτροπής και για τα χρήσιμα σχόλια τους στην παρούσα διατριβή. Θερμές ευχαριστίες θεωρώ επίσης χρέος μου να δώσω στους στενούς συνεργάτες Δρ. Αγάπιο Αβραμίδη, Δρ. Αγγελική Σγώρα, Δρ. Ιωάννη Παπαδάκη, Κώστα Χίμο, Μάνο Γεωργακάκη και Στέφανο Νικολιδάκη για την πολύτιμη βοήθεια και τις πολύωρες συζητήσεις που συνέβαλαν στην ολοκλήρωση των στόχων μου.

Τέλος, από το φιλικό περιβάλλον θέλω να ευχαριστήσω τους αγαπημένους φίλους Γιώργο, Δημήτρη και Νίκο για την αναντικατάστατη συμπαράσταση και για τις ατελείωτες συζητήσεις όλα αυτά τα χρόνια.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΗ ΠΑΡΕΜΒΟΛΩΝ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Νικόλαος Ι. Μυριδάκης

Στη διατριβή αυτή εξετάζεται το πρόβλημα της αντιμετώπισης παρεμβολών στα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Συγκεκριμένα, η μελέτη αναφέρεται σε συστήματα στα οποία η μετάδοση της πληροφορίας πραγματοποιείται με χρήση της ορθογωνικής πολυπλεξίας στα πεδία της συχνότητας, του χώρου, της κωδικοποίησης και υβριδικές προσμίξεις αυτών. Η προσέγγιση που ακολουθείται δραστηριοποιείται σε δύο κύριους άξονες. Το αντικείμενο του πρώτου άξονα είναι η ανάλυση, αξιολόγηση και βελτιστοποίηση της τεχνικής διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών. Το αντικείμενο του δεύτερου άξονα είναι ο έλεγχος πρόσβασης και η διαχείριση ραδιοπύρων στα ανωτέρω συστήματα. Η εν λόγω δραστηριοποίηση αναλύεται από την πλευρά του δέκτη, αποσκοπώντας σε μία συνολική δεκτοκεντρική αντιμετώπιση των παρεμβολών.

Αρχικά περιγράφονται τα βασικά χαρακτηριστικά των σύγχρονων δικτυακών υποδομών και το φαινόμενο της παρεμβολής κατά τη διάδοση του σήματος στο κανάλι επικοινωνίας. Επίσης, πραγματοποιείται μία πλήρης καταγραφή και αξιολόγηση των σημαντικότερων δεκτοκεντρικών τεχνικών διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών, σε σχέση με την αποδοτικότητα και την πολυπλοκότητα που επιφέρουν στο δέκτη. Κατόπιν προτείνεται μία νέα τεχνική, η οποία χρησιμοποιεί υβριδικά δύο διαφορετικούς τρόπους ανίχνευσης του σήματος, σύμφωνα με τον κατάλληλο μηχανισμό μεταγωγής. Στόχος της τεχνικής αυτής είναι η βελτιστοποίηση της αντιστάθμισης απόδοσης-πολυπλοκότητας στο δέκτη.

Στην συνέχεια αναλύεται θεωρητικά η επίδοση της τεχνικής διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών, όπου εξάγονται χρήσιμες στατιστικές μετρικές σε μαθηματικές εκφράσεις κλειστού τύπου. Με τον τρόπο αυτό γενικεύονται ορισμένα αποτελέσματα που έχουν ήδη δημοσιευθεί στο παρελθόν, ενώ αναλύεται θεωρητικά η πιθανότητα διάδοσης σφάλματος της τεχνικής αυτής για πρώτη φορά στη βιβλιογραφία.

Τέλος, προτείνεται ένας νέος αλγόριθμος ελέγχου πρόσβασης, όπου η διαχείριση ραδιοπύρων στους επιμέρους χρήστες του συστήματος και η μείωση των παρεμβολών πραγματοποιούνται από την πλευρά του δέκτη. Τα οφέλη που προκύπτουν είναι η βελτίωση της ανθεκτικότητας του σήματος σε σφάλματα κατά τη μετάδοση και η ελαχιστοποίηση της σηματοδοσίας μεταξύ του πομπού και του δέκτη.

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

ABSTRACT

INTERFERENCE MANAGEMENT AND ADMISSION CONTROL IN MODERN WIRELESS TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Nikolaos I. Miridakis

This dissertation addresses the problem of interference management in modern wireless telecommunication networks. Particularly, the study is focused on systems that support orthogonal transmission in the domain of frequency, space and code, solely or jointly. The developed approach is established in two frameworks. The main objective of the first framework is the analysis, the evaluation and the optimization of the successive interference cancellation technique. The objective of the second one is the admission control and the radio resource management in such systems. Both frameworks are implemented in a receiver-centric regime.

Firstly, the basic features of the transceiver and the wireless channel along with the interference effect are analytically described. Furthermore, a detailed evaluation of the most important successive interference cancellation techniques is performed with respect to the receiver's performance and complexity. Afterwards, a new technique is presented, which utilizes jointly two different equalization strategies for the signal detection, according to the appropriate switching method. The main objective at this point is the optimization of the performance-complexity tradeoff at the receiver side.

Moreover, a theoretical performance analysis of the successive interference cancellation technique is provided and useful statistical metrics are derived in closed-form mathematical expressions. More specifically, some already published results are generalized, whereas the potential error propagation effect, caused by this technique, is analytically evaluated for the first time in the bibliography.

Finally, a new admission control algorithm is presented, where the radio resource management to the system's users and the overall interference reduction are accomplished at the receiver. The main benefits of this approach are the optimization of the signal's robustness in terms of the error rate during the transmission and the reduction of the signaling overhead between the transmitter and the receiver.

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες	v
Κατάλογος Σχημάτων	xiii
Κατάλογος Πινάκων	xvi
Κατάλογος Μετάφρασης Αγγλικών Όρων	xviii
Κατάλογος Ακρωνυμίων	xx
Κατάλογος Συμβόλων	xxiv
1 Εισαγωγή	1
1.1 Ορθογωνική μετάδοση στα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα	2
1.2 Επιστημονικά κίνητρα και συνεισφορά	4
1.3 Δομή διατριβής	8
2 Εισαγωγή στην τεχνική της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών σε δίκτυα OFDM	11
2.1 Εισαγωγή	12
2.2 Βασικές αρχές του πομποδέκτη και του καναλιού OFDM	16
2.2.1 Πομπός OFDM	16
2.2.2 Βασικές συνθήκες εξασθένησης καναλιού OFDM	18
2.2.3 Δέκτης OFDM	20
2.3 Ανακεφαλαίωση	25
3 Διαδοχική ακύρωση παρεμβολών σε δίκτυα OFDM με ένα κεραιοστοιχείο	29
3.1 Εισαγωγή	30
3.2 Η τεχνική SIC σε συστήματα OFDM	30
3.2.1 Η επίδραση του CFO στους δέκτες SIC-OFDM	30
3.2.2 Μείωση της πολυπλοκότητας των τεχνικών SIC	34
3.2.3 Εφαρμογή των παραθύρων ολίσθησης στην τεχνική SIC	39
3.3 Η τεχνική SIC σε συστήματα OFCDM	43

3.3.1	Η επίδοση της τεχνικής SIC και η αποδοτικότητα της εξισορρόπησης του καναλιού	44
3.3.2	Η επίδοση της τεχνικής SIC και η αποδοτικότητα της κωδικοποίησης	45
3.4	Ανακεφαλαίωση	47
4	Διαδοχική ακύρωση παρεμβολών σε δίκτυα OFDM με πολλαπλά κεραιστοιχεία	51
4.1	Εισαγωγή	52
4.2	Η τεχνική SIC σε συστήματα MIMO-OFDM	52
4.2.1	Χωρικός διαφορισμός και χωρική πολυπλεξία στα συστήματα MIMO-OFDM	53
4.2.2	Μέθοδοι εξισορρόπησης στην τεχνική SIC	54
4.2.3	Μέθοδοι μείωσης της πολυπλοκότητας της τεχνικής SIC	56
4.2.4	Βελτίωση της απόδοσης της τεχνικής SIC υπό την παρουσία κωδίκων CRC	58
4.2.5	Παράλληλη υλοποίηση της τεχνικής SIC σε συστήματα MIMO-OFDM	59
4.2.6	Μείωση της απόδοσης των συστημάτων MIMO-OFDM υπό την παρουσία του φαινομένου CCI	60
4.3	Η τεχνική SIC σε συστήματα MIMO-OFCDM	61
4.3.1	Η επίδραση του MCR και της ισχύος μετάδοσης στην απόδοση της τεχνικής SIC	61
4.3.2	Παράλληλη υλοποίηση της SIC σε συστήματα MIMO-OFCDM	63
4.4	Ανακεφαλαίωση	64
5	Αξιολόγηση επίδοσης της μεθόδου μεταγωγής εξισορρόπησης στην τεχνική SIC για συστήματα MIMO-OFDM	68
5.1	Εισαγωγή	69
5.2	Περιγραφή του συστήματος	70
5.2.1	Αρχιτεκτονική δικτύου και προφίλ ισχύος των χρηστών	70
5.2.2	Χαρακτηριστικά πομπού	71
5.2.3	Χαρακτηριστικά καναλιού	72
5.2.4	Χαρακτηριστικά δέκτη	72
5.3	Χαρακτηριστικά των τεχνικών SIC	73
5.4	Ο μηχανισμός μεταγωγής της προτεινόμενης ZF-MMSE-SIC	75
5.5	Αξιολόγηση απόδοσης	78
5.5.1	Ανάλυση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας	79
5.5.2	Απόδοση BER	81
5.6	Αλγόριθμος μεταγωγής με κριτήριο την εργοδική χωρητικότητα του συστήματος	83
5.7	Ανακεφαλαίωση	86
6	Ανάλυση επίδοσης της τεχνικής V-BLAST σε κανάλια διαλείψεων Nakagami- m	88
6.1	Εισαγωγή	89
6.2	Στατιστικά χαρακτηριστικά των επαναλήψεων της τεχνικής SIC	90
6.2.1	Κανάλι διαλείψεων	90

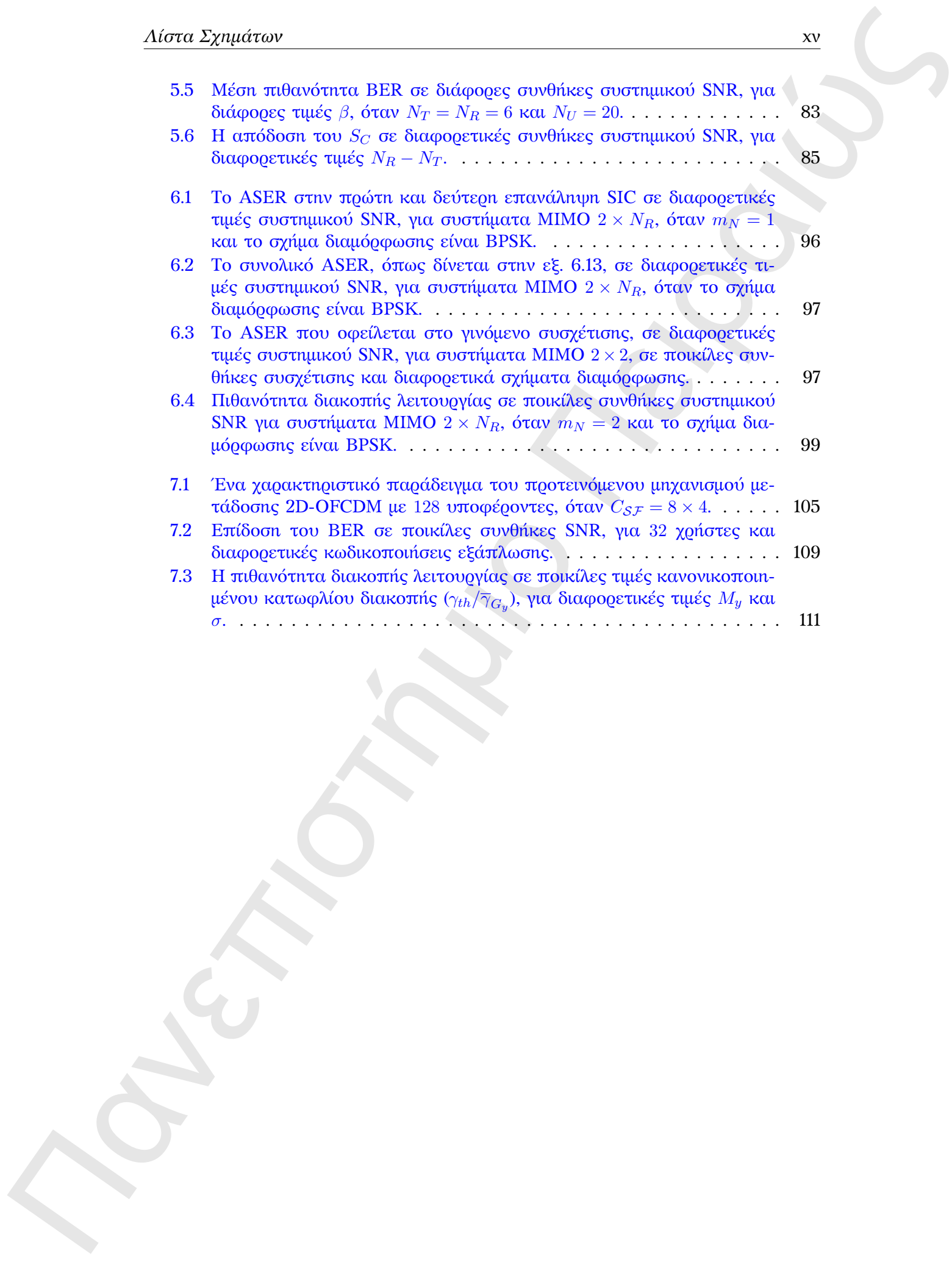
6.2.2	Πρώτη επανάληψη της τεχνικής SIC	90
6.2.3	Δεύτερη επανάληψη της τεχνικής SIC	91
6.3	Ανάλυση επίδοσης	92
6.3.1	Μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου	92
6.3.1.1	Μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου στην πρώτη επανάληψη SIC	93
6.3.1.2	Μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου στη δεύτερη επανάληψη SIC	94
6.3.1.3	Μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου του γινομένου συσχέτισης	94
6.3.2	Πιθανότητα διακοπής λειτουργίας	98
6.4	Ανακεφαλαίωση	99
7	Έλεγχος πρόσβασης και κατανομή ραδιοπόρων σε συστήματα OFCDM	100
7.1	Εισαγωγή	101
7.2	Περιγραφή του συστήματος	102
7.2.1	Μετάδοση συστημάτων 2D-OFCDM πολλαπλής πρόσβασης	103
7.2.2	Μεθοδολογία λήψης	104
7.2.3	Ο προτεινόμενος μηχανισμός	107
7.3	Αξιολόγηση επίδοσης	108
7.3.1	Αξιολόγηση επίδοσης του ρυθμού σφαλμάτων δυφίου	108
7.3.2	Πιθανότητα διακοπής λειτουργίας	110
7.4	Ανακεφαλαίωση	111
8	Συμπεράσματα και μελλοντική έρευνα	114
8.1	Συμπεράσματα	115
8.2	Προτάσεις για μελλοντική έρευνα	117
	Βιβλιογραφία	118

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Κατάλογος σχημάτων

2.1	Σχηματικό διάγραμμα ενός πομπού OFDM. Τα εξαρτήματα interleaver και Spreader, τα οποία υποδηλώνονται με διακεκομμένες γραμμές παρουσιάζονται μόνο στην περίπτωση των μεταδόσεων BICM και OFCDM, αντίστοιχα. Κατά τον ίδιο τρόπο, τα εξαρτήματα Spatial Encoder και Multiple-Antenna RF Transmitter χρησιμοποιούνται μόνο στην περίπτωση υποδομών με πολλαπλά κεραιστοιχεία.	18
2.2	Σχηματική αναπαράσταση των πιο σημαντικών επιδράσεων του φαινομένου παρεμβολής στα συστήματα OFCDM.	20
2.3	Σχηματική αναπαράσταση ενός δέκτη OFDM-SIC. (α) Ήπιο-SIC, (β) Καθορισμένο-SIC. Τα εξαρτήματα Interleaver/de-Interleaver και Despreader, τα οποία υποδηλώνονται με διακεκομμένη γραμμή, συμπεριλαμβάνονται στο δέκτη μόνο στην περίπτωση της λήψης BICM και OFCDM, αντίστοιχα. Κατά τον ίδιο τρόπο, τα εξαρτήματα Spatial Decoder και Multiple-Antenna RF Receiver χρησιμοποιούνται μόνο στην περίπτωση υποδομών με πολλαπλά κεραιστοιχεία.	22
2.4	Διάγραμμα ροής που περιγράφει τη λειτουργία της τεχνικής SIC. Η κατάσταση η οποία υποδηλώνεται με διακεκομμένη γραμμή είναι προαιρετική και χρησιμοποιείται για να βελτιώσει περαιτέρω την ολική απόδοση του δέκτη σε επίπεδα BER.	26
3.1	Δομή του πίνακα καναλιού G διαστάσεων $N \times N$ και του τροποποιημένου πίνακα καναλιού \tilde{G}	41
4.1	Αναπαράσταση ενός πομποδέκτη MIMO.	53
4.2	Παράδειγμα μερικής SIC εν παραλληλία σε συστήματα MIMO-OFDM.	59
4.3	Η απόδοση σε BER δεκτών SIC όταν $N = 64$ και το σχήμα διαμόρφωσης είναι QPSK. Ο ρυθμός μετάδοσης θεωρείται σταθερός στα απεικονιζόμενα συστήματα OFDM.	65
5.1	Σχηματική απεικόνιση του αλγορίθμου μεταγωγής εξισορρόπησης.	78
5.2	Το κέρδος πολυπλοκότητας για διάφορες τιμές β και $N_T = N_R$, λαμβάνοντας υπόψιν ένα δίκτυο MIMO-OFDM με 128 υποφέροντες και 20 κόμβους.	81
5.3	Μέση πιθανότητα BER σε διάφορες συνθήκες συστημικού SNR. Το σύστημα περιλαμβάνει διαφορετικές περιπτώσεις χρηστών, όταν $N_T = N_R = 4$ και $\beta = 2$	82
5.4	Μέση πιθανότητα BER σε διάφορες συνθήκες συστημικού SNR. Το σύστημα περιλαμβάνει διαφορετικές περιπτώσεις χρηστών, όταν $N_T = N_R = 2$ και $\beta = 3$	82

5.5	Μέση πιθανότητα BER σε διάφορες συνθήκες συστημικού SNR, για διάφορες τιμές β , όταν $N_T = N_R = 6$ και $N_U = 20$	83
5.6	Η απόδοση του S_C σε διαφορετικές συνθήκες συστημικού SNR, για διαφορετικές τιμές $N_R - N_T$	85
6.1	Το ASER στην πρώτη και δεύτερη επανάληψη SIC σε διαφορετικές τιμές συστημικού SNR, για συστήματα MIMO $2 \times N_R$, όταν $m_N = 1$ και το σχήμα διαμόρφωσης είναι BPSK.	96
6.2	Το συνολικό ASER, όπως δίνεται στην εξ. 6.13, σε διαφορετικές τιμές συστημικού SNR, για συστήματα MIMO $2 \times N_R$, όταν το σχήμα διαμόρφωσης είναι BPSK.	97
6.3	Το ASER που οφείλεται στο γινόμενο συσχέτισης, σε διαφορετικές τιμές συστημικού SNR, για συστήματα MIMO 2×2 , σε ποικίλες συνθήκες συσχέτισης και διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης.	97
6.4	Πιθανότητα διακοπής λειτουργίας σε ποικίλες συνθήκες συστημικού SNR για συστήματα MIMO $2 \times N_R$, όταν $m_N = 2$ και το σχήμα διαμόρφωσης είναι BPSK.	99
7.1	Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα του προτεινόμενου μηχανισμού μετάδοσης 2D-OFCDM με 128 υποφέροντες, όταν $C_{SF} = 8 \times 4$	105
7.2	Επίδοση του BER σε ποικίλες συνθήκες SNR, για 32 χρήστες και διαφορετικές κωδικοποιήσεις εξάπλωσης.	109
7.3	Η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας σε ποικίλες τιμές κανονικοποιημένου κατωφλίου διακοπής ($\gamma_{th}/\sqrt{\gamma_{Gy}}$), για διαφορετικές τιμές M_y και σ	111



Κατάλογος πινάκων

3.1 Σύγκριση επίδοσης των τεχνικών SIC σε συστήματα OF(C)DM με ένα κεραιοστοιχείο	48
4.1 Χαρακτηριστικό παράδειγμα του επιπέδου MCR ανά φασματική αποδοτικότητα	62
4.2 Σύγκριση επίδοσης των τεχνικών SIC σε συστήματα OF(C)DM με πολλαπλά κεραιοστοιχεία	66
5.1 Οι συμβατικές τεχνικές ZF-SIC και MMSE-SIC για συστήματα MIMO-OFDM	74
5.2 Ο προτεινόμενος μηχανισμός μεταγωγής ZF-MMSE-SIC για συστήματα MIMO-OFDM	77
5.3 Ασυμπτωτικά όρια πολυπλοκότητας της προτεινόμενης τεχνικής ZF-MMSE-SIC	80
7.1 Οι τιμές των σταθερών που χρησιμοποιήθηκαν στην προσέγγιση της εξ. 7.15	111

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Κατάλογος Μετάφρασης Αγγλικών Όρων¹

A Posteriori	Εκ των Υστέρων
A Priori	Εκ των Προτέρων
Baseband	Ζώνη Βάσης
Bit	Δυφίο
Bit Mapper	Δυφιοαπεικονιστής
Block	Πλοκάδα
Burst	Ριπή
Chip	Μικροστοιχείο
Cluster	Ομάδα
Codec	Κωδικοαποκωδικευτής
Complex Value	Σύνθετη/Μιγαδική Τιμή
Constellation Diagram	Διάγραμμα Αστερισμού
Covariance	Συμμεταβλητότητα/Συδιακύμανση
Cross Product	Γινόμενο Συσχέτισης
Decorrelator	Αποσχετιστής
Despreading	Αναδίπλωση
Diversity	Διαφορισμός
Downlink	Κατεύθυνση προς τα Κάτω
Encoding	Εγκωδίκευση
Feedback	Ανάδραση
Feedforward	Πρόσδραση
Hard Detection	Καθορισμένη Ανίχνευση

¹Η μετάφραση των τεχνικών όρων πραγματοποιήθηκε σύμφωνα με το λεξικό [1].

Hardware	Υλισμικό
Heuristic Method	Ευρετική Μέθοδος
Interleaving	Διεμπλοκή
Outage Probability	Πιθανότητα Διακοπής
Receiver-Centric System	Δεκτοκεντρικό Σύστημα
Self Interference	Αυτοπαρεμβολή
Sender-Centric System	Πομποκεντρικό Σύστημα
Singular	Ιδιάζων
Soft Detection	Ήπια Ανίχνευση
Spreading Code	Κώδικας Εξάπλωσης
Stream	Δεδομενόρρουμα
Tile	Στοιβα Παράθεσης
Turbo Encoding	Στροβιλοκωδίκευση
Unitary	Μοναδιακός
Uplink	Κατεύθυνση προς τα Άνω
Variance	Μεταβλητότητα/Διακύμανση

Κατάλογος Ακρωνυμίων

ABER	Average Bit Error Rate	Ρυθμός Μέσου Σφάλματος Δυφίου
ARQ	Automatic Repeat and reQuest	Αυτόματη Αίτηση Επανάληψης
ASER	Average Symbol Error Rate	Ρυθμός Μέσου Σφάλματος Συμβόλου
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Προσθετικός Λευκός Γκαουσιανός Θόρυβος
BER	Bit Error Rate	Ρυθμός Σφάλματος Δυφίου
BICM	Bit Interleaved Coded Modulation	Κωδικοποιημένη Διαμόρφωση Διεμπλοκής Δυφίου
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Δυναδική Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης
CA	Complex Addition	Σύνθετη Πρόσθεση
CCI	CoChannel Interference	Ομοκαναλική Παρεμβολή
CDF	Cumulative Distribution Function	Συνάρτηση Αθροιστικής Κατανομής
CDMA	Code Division Multiple Access	Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση Κώδικα
CEP	Conditional Error Probability	Πιθανότητα Σφάλματος υπό Συνθήκη
CFO	Carrier Frequency Offset	Μετατόπιση Συχνότητας Φέροντα
CM	Complex Multiplication	Σύνθετος Πολλαπλασιασμός
CO	Complex Operation	Σύνθετη Πράξη
CP	Cyclic Prefix	Κυκλικό Πρόθεμα

CSI	Channel State Information	Πληροφόρηση Κατάστασης Καναλιού
DMT	Diversity Multiplexing Tradeoff	Αντιστάθμιση Διαφορισμού Πολυπλεξίας
DPC	Dirty Paper Coding	Κωδικοποίηση Dirty Paper
DS-CDMA	Direct Sequence CDMA	CDMA Άμεσης Ακολουθίας
EGC	Equal Gain Combining	Συνδυασμός Ίσης Απολαβής
FFT	Fast Fourier Transform	Ταχύς Μετασχηματισμός Fourier
FLOP	FLOating Point operation	Πράξη Κινητής Υποδιαστολής
HPPP	Homogeneous Poisson Point Process	Ομοιογενής Διαδικασία Σημείων Poisson
IC	Interference Cancellation	Ακύρωση Παρεμβολής
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Αντίστροφος Ταχύς Μετασχηματισμός Fourier
ISI	InterSymbol Interference	ΔιαΣυμβολική Παρεμβολή
LLR	Log-Likelihood Ratio	Λόγος Λογαριθμικής Πιθανοφάνειας
LMSE	Least Mean Squared Error	Ελάχιστη Διαφορά Τετραγωνικού Σφάλματος
LOS	Line Of Sight	Οπτική Επαφή
LTE	Long Term Evolution	ΜακροΠρόθεσμη Εξέλιξη
MAI	Multiple Access Interference	Παρεμβολή Πολλαπλής Πρόσβασης
MAP	Maximum A Posteriori	Μέγιστο εκ των υστέρων
MBMS	Multimedia Broadcast Multicast Service	Υπηρεσία Ευρυεκπομπής Πολυεκπομπής Πολυμέσων
MBWA	Mobile Broadband Wireless Access	Ασύρματη Ευρυζωνική Κινητή Πρόσβαση
MC-CDMA	MultiCarrier CDMA	CDMA σε πολλαπλούς φέροντες
MCI	MultiCode Interference	Παρεμβολή Πολλαπλών Κωδίκων
MCR	Modulation and Coding Rate	Ρυθμός Κωδικοποίησης και Διαμόρφωσης
MED	Minimum Euclidean	Ελάχιστη Ευκλείδεια

	Distance	Απόσταση
MF	Matched Filter	Προσαρμοσμένο Φίλτρο
MIMO	Multiple Input	Πολλαπλές Είσοδοι
	Multiple Output	Πολλαπλές Έξοδοι
MISO	Multiple Input	Πολλαπλές Είσοδοι
	Single Output	Μονή Έξοδος
ML	Maximum Likelihood	Μέγιστη Πιθανοφάνεια
MMSE	Minimum Mean	Ελάχιστο Μέσο
	Squared Error	Τετραγωνικό Σφάλμα
QAM	Quadrature Amplitude	Τετραγωνική Διαμόρφωση
	Modulation	Πλάτους
MRC	Maximum Ratio	Συνδυασμός Μέγιστου
	Combining	Λόγου
MTI	MultiAntenna	Παρεμβολή Πολλαπλών
	Interference	Κεραιοστοιχείων
MUD	MultiUser Detection	Ανίχνευση Πολλών Χρηστών
OFCDM	Orthogonal Frequency and	Ορθογωνική Πολυπλεξία
	Code Division Multiplexing	Συχνότητας και Κώδικα
OFDM	Orthogonal Frequency	Ορθογωνική Πολυπλεξία
	Division Multiplexing	Συχνότητας
OFDMA	Orthogonal Frequency	Πολλαπλή Πρόσβαση OFDM
	Division Multiple Access	
PAPR	Peak to Average	Λόγος Μέγιστης
	Power Ratio	προς Μέση Ισχύ
PCT	Performance Complexity	Αντιστάθμιση Απόδοσης
	Tradeoff	Πολυπλοκότητας
PDF	Probability Density	Συνάρτηση Πυκνότητας
	Function	Πιθανότητας
PIC	Parallel IC	Παράλληλη IC
PN	PseudoNoise	Ψευδοτυχαίος
PTS	Partial Transmit	Μερικές Μεταδιδόμενες
	Sequences	Ακολουθίες
PUSC	Partially Used	Μερική Χρήση

	SubChanneling	ΥποΚαναλιών
(Q)OSTBC	(Quasi)-Orthogonal Space Time Block Code	(Ημι)-Ορθογωνικός Πλοκαδικός Κώδικας Χρόνου Χώρου
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying	Τετρασθενής Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης
SCCC	Serial Concatenated Convolutional Code	Σειριακός Συναλυσώμενος Συνελικτικός Κώδικας
SD	Spatial Diversity	Χωρικός Διαφορισμός
SDC	Selection Diversity Combining	Διαφορισμός Επιλογής Συνδυασμού
SIC	Successive IC	Διαδοχική IC
SIMO	Single Input Multiple Output	Μονή Είσοδος Πολλαπλές Έξοδοι
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	Λόγος Σήματος προς Παρεμβολή και Θόρυβο
SLM	SeLected Mapping	Επιλεγμένη Απεικόνιση
SM	Spatial Multiplexing	Χωρική Πολυπλεξία
SNR	Signal to Noise Ratio	Λόγος Σήματος προς Θόρυβο
SUD	Single User Detection	Ανίχνευση Μονού Χρήστη
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	Παγκόσμια Διαλειτουργικότητα για Μικροκυματική Πρόσβαση
WWAN	Wireless Wide Area Network	Δίκτυα Ευρείας Περιοχής
ZF	Zero Forcing	Μηδενική Επιβολή

Κατάλογος Συμβόλων

(\circ)	Τελεστής γινομένου Hadamard
$(.)!!$	Συνάρτηση διπλού παραγοντικού
$(.)^T$	Τελεστής ανάστροφου πίνακα
$(.)^H$	Τελεστής αναστροφοσυζυγή (ερμιτιανού) πίνακα
$(.)^{-1}$	Τελεστής αντιστροφής πίνακα
$(.)^+$	Τελεστής ψευδοαντιστροφής (Moore-Penrose) πίνακα
$\langle \cdot \rangle_j$	Η j -στη γραμμή πίνακα
$\llbracket \cdot \rrbracket_k$	Η k -στη στήλη πίνακα
$\lfloor \cdot \rfloor$	Συνάρτηση κάτω ορίου
$\ \cdot \ $	Ευκλείδεια νόρμα (μέτρο διανύσματος)
$ \cdot $	Απόλυτη τιμή ή μέτρο μιγαδικής ποσότητας
I_N	Μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $N \times N$
U_N	Μοναδιακός πίνακας διαστάσεων $N \times N$
$A_{m,n}$	Στοιχείο της m -στης γραμμής και της n -στης στήλης του πίνακα A
$\mathcal{E}(x)$	Αναμενόμενη τιμή του x
σ^2	Μεταβλητότητα/Διακύμανση
$\mathcal{G}(m, \sigma^2)$	Τυχαία Γκαουσιανή τιμή με μέση τιμή m και διακύμανση σ^2
$\Re(x)$	Πραγματικό μέρος της μιγαδικής ποσότητας x
$\Im(x)$	Φανταστικό μέρος της μιγαδικής ποσότητας x
$\arg(x)$	Γωνία εφαπτομένης $\Im(x)/\Re(x)$
$\Phi(\cdot)$	Πίνακας συμμεταβλητότητας σφάλματος
$\mathcal{O}(x)$	Παράμετρος με την ιδιότητα $\mathcal{O}(x) < K x$, για σταθερό K
$\Theta(x)$	Παράμετρος με την ιδιότητα $K_1 x \leq \Theta(x) \leq K_2 x$, για σταθερές θετικές τιμές K_1, K_2

\bar{k}_i	Ισχύει ότι $k_1, \dots, k_i = 0$
$Q(\cdot)$	Γκαουσιανή συνάρτηση Q
T_x ή N_T	Αριθμός κεραιοστοιχείων στον πομπό
R_x ή N_R	Αριθμός κεραιοστοιχείων στο δέκτη
$\vec{Q}(x)$	Τελεστής αποδιαμόρφωσης του συμβόλου x
\hat{x}	Καθορισμένη αποκωδικοποίηση για το σύμβολο x
$C(\cdot)$	Εργοδική χωρητικότητα
$Pe(\cdot)$	Πιθανότητα στιγμιαίου Σφάλματος Δυφίου
$\tilde{P}_e(\cdot)$ ή $\bar{P}_e(\cdot)$	Πιθανότητα Μέσου Σφάλματος Δυφίου
\bar{P}_s	Πιθανότητα Μέσου Σφάλματος συμβόλου
P_{out}	Πιθανότητα διακοπής
C_{SF}	Κώδικας εξάπλωσης δύο διαστάσεων
C_P	Κώδικας ανίχνευσης/σηματοδοσίας
G_y	y -στη ομάδα υποφερόντων
T_c	Διάρκεια μικροστοιχείου
T_b	Διάρκεια συμβόλου (κωδικοποιημένου δυφίου)
e^x ή $exp(x)$	Εκθετική συνάρτηση του x
$Ei(\cdot)$	Συνάρτηση εκθετικού ολοκληρώματος
$erfc(\cdot)$	Συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος
$G_{p,q}^{m,n} [\cdot \cdot]$	Συνάρτηση Meijer G
$I_\nu(\cdot)$	Συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και τάξης ν
$K_\nu(\cdot)$	Συνάρτηση Bessel δεύτερου είδους και τάξης ν
$\log_2(\cdot)$	Λογάριθμος με βάση το 2
$\ln(\cdot)$	Φυσικός λογάριθμος
${}_pF_q(\cdot)$	Γενικευμένη υπεργεωμετρική συνάρτηση
$\Gamma(\cdot)$	Συνάρτηση Γάμμα
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	Άνω ημιτελής συνάρτηση Γάμμα
$\gamma(\cdot, \cdot)$	Κάτω ημιτελής συνάρτηση Γάμμα
$\psi(\cdot)$	Συνάρτηση Δίγαμμα

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Περίληψη

Στο εισαγωγικό αυτό κεφάλαιο αναφέρονται οι σημαντικότερες προκλήσεις που παρουσιάζονται κατά τη μετάδοση πληροφοριών στα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Παρουσιάζεται το φαινόμενο της παρεμβολής ως ένας από τους πλέον ανασταλτικούς παράγοντες προς τη βελτιστοποίηση της εγγυημένης ποιότητας υπηρεσιών, καθώς επίσης αναδεικνύονται οι στρατηγικές προς την αντιμετώπιση του φαινομένου αυτού. Με βάση τις διαπιστώσεις που προκύπτουν, ορίζονται οι επιστημονικοί στόχοι και η ερευνητική συνεισφορά της παρούσας διατριβής. Μετέπειτα, παρουσιάζεται η δομή και η οργάνωση του κύριου μέρους των επόμενων κεφαλαίων που ακολουθούν.

1.1 Ορθογωνική μετάδοση στα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα

Στα μέσα του 19ου αιώνα τέθηκαν οι βάσεις για τη θεμελίωση μίας επαναστατικής καινοτομίας στο χώρο των επιστημών, ονόματι ασύρματες τηλεπικοινωνίες. Οι κυριότεροι αρωγοί που συνέβαλαν στην τεχνολογική άνθηση της κατεύθυνσης αυτής είναι οι Faraday, Hertz, Marconi, Maxwell, Popov, Rayleigh, Tesla και ένας σημαντικός αριθμός διακεκριμένων ερευνητών [2], οι οποίοι όλοι μαζί και ο καθένας ξεχωριστά εγκαθίδρυσαν τον κόσμο των ασύρματων επικοινωνιών. Από τις πρώτες εκείνες στιγμές έως και σήμερα έχει σημειωθεί αλματώδης ανάπτυξη της συγκεκριμένης επιστήμης, με αποτέλεσμα τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα και οι ασύρματες επικοινωνίες να αποτελούν ένα παγκόσμιο φαινόμενο στις μέρες μας. Ιστορικές ανακαλύψεις όπως ο τηλεγράφος, το τηλέφωνο, οι πρώτες ραδιοφωνικές και τηλεοπτικές εκπομπές πυροδότησαν την ανάπτυξη και πλέον την εγγυημένη λειτουργικότητα των σύγχρονων ψηφιακών ασύρματων κινητών και σταθερών επικοινωνιών.

Με τη βοήθεια της τεχνολογικής ανάπτυξης που έχει σημειωθεί τις τελευταίες δεκαετίες σε ένα ευρύ επιστημονικό φάσμα, το πρόβλημα της ασύρματης επικοινωνίας/δικτύωσης έχει πλέον ξεπεραστεί και πλέον η πρόκληση έχει περάσει στο επόμενο επίπεδο, της αξιόπιστης μετάδοσης πληροφοριών και της διασφάλιση ποιότητας υπηρεσιών. Τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα αποτελούνται από ποικίλες και πολυδιάστατες εφαρμογές για σταθερούς ή/και κινητούς χρήστες. Χαρακτηριστικά εμπορικά παραδείγματα των εν λόγω εφαρμογών αποτελούν τα κυτταρικά δίκτυα δεύτερης και τρίτης γενιάς, τα οποία έχουν κατακλύσει την παγκόσμια αγορά σε βαθμό που ξεπερνά πλέον τη συμβατική σταθερή τηλεφωνία. Επιπλέον, ασύρματα δίκτυα όπως τα διαπλεγμένα (mesh), τα αδόμητα (*ad hoc*), τα προσωπικά, τα τοπικά, τα γνωσιακά (cognitive), τα δορυφορικά και τα συστήματα αισθητήρων αποτελούν κάποια από τα πιο αντιπροσωπευτικά παραδείγματα των εφαρμογών αυτών.

Η συχνότητα μετάδοσης μπορεί να ποικίλει από σύστημα σε σύστημα και είναι της τάξης των μερικών εκατοντάδων MHz μέχρι και κάποιες δεκάδες GHz, στη συντριπτική πλειοψηφία των περιπτώσεων. Η συγκεκριμένη φασματική ζώνη παρουσιάζει διάφορα ελκυστικά γνωρίσματα που συντέλεσαν στην επιλογή αυτής για τη λειτουργία των ανωτέρω εμπορικών και όχι μόνο εφαρμογών. Καταρχάς, στη συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων το κεραιοστοιχείο του πομποδέκτη έχει μήκος της τάξης του ενός εκατοστόμετρου ενώ στην περίπτωση της διάταξης πολλαπλών κεραιοστοιχείων, η μεταξύ τους απόσταση μπορεί να είναι ελάχιστα μικρή, όπως

μερικά εκατοστόμετρα. Σε χαμηλότερες συχνότητες, όπου το εύρος ζώνης είναι αρκετά περιορισμένο, το εν λόγω χωροταξικό πλεονέκτημα δεν ισχύει εφόσον το μέγεθος των κεραιοστοιχείων και της μεταξύ τους απόστασης ξεπερνά κατά πολύ την προαναφερθείσα τάξη μεγέθους. Επίσης, η ισχύς του αναπόφευκτου θορύβου είναι σημαντικά υψηλότερη στις φασματικές αυτές περιοχές κυρίως εξαιτίας των συστημάτων ανάφλεξης. Από την άλλη πλευρά, σε υψηλότερες ζώνες συχνοτήτων, της τάξης των αρκετών δεκάδων ή εκατοντάδων GHz, η εξασθένιση του σήματος κατά τη διάδοση είναι ραγδαία καθώς φυσικά εμπόδια όπως οι περιβαλλοντικοί και ατμοσφαιρικοί παράγοντες επιδρούν δραματικά προς την επίτευξη της αξιόπιστης και ποιοτικής επικοινωνίας.

Η ανάγκη βελτιστοποίησης της ποιότητας υπηρεσιών, σε θέματα αξιοπιστίας, ταχύτητας, ασφάλειας, πολλαπλής πρόσβασης, δικτυακής επεκτασιμότητας και χωρητικότητας σε συνδυασμό με την ολοένα και αυξανόμενη ανάπτυξη νέων εφαρμογών έχει επιφέρει έναν ανταγωνιστικό συνωστισμό στις ανωτέρω επιθυμητές ζώνες συχνοτήτων. Η τεχνολογία της ορθογωνικής μετάδοσης δεδομένων στη συχνότητα έχει αποτελέσει μία αποτελεσματική λύση στο ανωτέρω πρόβλημα και για το λόγο αυτό υλοποιείται σε πληθώρα εφαρμογών τα τελευταία χρόνια και θα συνεχίσει να υιοθετείται στο άμεσο μέλλον. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν τα ανερχόμενα δίκτυα τέταρτης γενιάς, τα οποία αποτελούν μία ομογενοποίηση των δημοφιλέστερων σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών και αναμένεται να κατακλύσουν την παγκόσμια αγορά τα επόμενα χρόνια. Σύμφωνα με την αρχή της ορθογωνικότητας (ή ορθογωνιότητας), τα σήματα προς μετάδοση μπορεί να επικαλύπτονται μεταξύ τους στο πεδίο της συχνότητας με συγκεκριμένο τρόπο ώστε να ανιχνεύονται και να αποκωδικοποιούνται με ακρίβεια στο δέκτη. Με τον τρόπο αυτό σημειώνεται σημαντική εξοικονόμηση στο φάσμα των συχνοτήτων, γεγονός που αποτέλεσε έναν από τους σημαντικότερους λόγους για τη θεμελίωση της ορθογωνικής πολυπλεξίας στη συχνότητα ως έναν από τους πλέον αξιόπιστους τρόπους μετάδοσης.

Η ορθογωνική μετάδοση έχει υιοθετηθεί και στο παρελθόν σε πληθώρα στρατιωτικών, ερευνητικών και εμπορικών εφαρμογών με αποκορύφωμα τα δίκτυα τρίτης γενιάς, η λειτουργικότητα των οποίων έχει ήδη αναγνωριστεί στην παγκόσμια αγορά. Στην περίπτωση των δικτύων αυτών, η ορθογωνικότητα εφαρμόζεται υπό το πρίσμα της κωδικοποίησης, με τρόπο ώστε όλες οι μεταδόσεις καταλαμβάνουν το ίδιο φάσμα συχνοτήτων, ταυτοχρόνως, ενώ η διαφοροποίηση και η δειγματοληψία του κάθε σήματος επιτυγχάνεται με βάση την κατάλληλη ορθογωνική κωδικοποίηση. Ένα σημαντικό μειονέκτημα της ανωτέρω τεχνικής αποτελεί το γεγονός ότι ο αριθμός των αλγεβρικά ορθογωνικών κωδίκων είναι αρκετά περιορισμένος. Επιπλέον, ο απόλυτος συγχρονισμός του πομποδέκτη θεωρείται απαραίτητη προϋπόθεση

για την αξιόπιστη και αποτελεσματική μετάδοση των δεδομένων καθώς επίσης η φασματική ζώνη των συχνοτήτων καταλαμβάνεται με υποβέλτιστο τρόπο στα συστήματα αυτά. Ως εκ τούτου, οι παραπάνω παράγοντες έρχονται σε αντίκρουση με τις προϋποθέσεις που θέτουν οι σύγχρονες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, των οποίων οι απαιτήσεις τόσο σε ποιότητα υπηρεσιών, σε φασματικές ανάγκες και στην ολοένα και αυξανόμενη πολλαπλή πρόσβαση συνέβαλαν στην εναλλακτική υιοθέτηση της βέλτιστης ορθογωνικής πολυπλεξίας στο πεδίο της συχνότητας.

Τα τελευταία χρόνια, η ορθογωνική μετάδοση έχει εισέλθει δυναμικά και στο πεδίο του χώρου, με την εφαρμογή πολλαπλών κεραιοστοιχείων στον πομπό ή/και στον αντίστοιχο δέκτη. Στην περίπτωση αυτή, η ορθογωνικότητα επιτυγχάνεται όταν τα εν λόγω κεραιοστοιχεία απέχουν μεταξύ τους συγκεκριμένη απόσταση που είναι ανάλογη με το μήκος κύματος εκπομπής/λήψης. Τα οφέλη που μπορεί να προκύψουν υιοθετώντας τη συγκεκριμένη μετάδοση καλύπτουν αρκετές από τις προϋποθέσεις των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών δικτύων, όπως υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και λιγότερο επιρρεπή σε σφάλματα επικοινωνία εν συγκρίσει προς τη συμβατική μετάδοση με ένα κεραιοστοιχείο στον πομποδέκτη.

Συνεπώς, η ορθογωνική πολυπλεξία καθώς επίσης και υβριδικές προσμίξεις αυτής στα πεδία της συχνότητας, του χώρου και της κωδικοποίησης αποτελεί τον κατευθυντήριο μοχλό για τη μετάδοση των σύγχρονων και των μελλοντικών ασύρματων τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών καθώς η πλειοψηφία της ερευνητικής και βιομηχανικής κοινότητας έχει ήδη στραφεί στη μοντελοποίηση και τη σχεδίαση αξιόπιστων και αποδοτικών συστημάτων, σύμφωνα με την αρχή αυτή. Η έρευνα που παρουσιάζεται στην παρούσα διατριβή έχει ως αντικείμενο αναφοράς την ορθογωνική μετάδοση για τους λόγους που αναφέρθηκαν στην ενότητα αυτή.

1.2 Επιστημονικά κίνητρα και συνεισφορά

Η διασφάλιση της αξιόπιστης και αποτελεσματικής μετάδοσης πληροφοριών αποτελεί ένα από τους πλέον καθοριστικούς παράγοντες για την παροχή εγγυημένης ποιότητας υπηρεσιών στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Το φαινόμενο της παρεμβολής και οι διαλείψεις του σήματος κατά τη διάδοση στο κανάλι επικοινωνίας αποτελούν τα σημαντικότερα εμπόδια προς την επίτευξη του στόχου αυτού. Οι συνθήκες που επικρατούν στα σύγχρονα ασύρματα δίκτυα, όπως ο περιορισμός στο φάσμα των διαθέσιμων συχνοτήτων, οι πολυάριθμες εφαρμογές, η κινητικότητα των χρηστών και η πολλαπλή πρόσβαση επιδρούν αρνητικά προς τη διασφάλιση ή/και τη βελτίωση της ποιότητας των ποικίλων επιμέρους υπηρεσιών. Η ανάγκη για κατευνασμό ή κατάργηση του επιπέδου της συνολικής παρεμβολής

και των διαλείψεων του καναλιού αποτελεί ένα μείζον ερευνητικό θέμα στις μέρες μας.

Η αντιμετώπιση του φαινομένου της παρεμβολής μπορεί να πραγματοποιηθεί τόσο από την πλευρά του πομπού (πομποκεντρική αντιμετώπιση) όσο και από την πλευρά του δέκτη (δεκτοκεντρική αντιμετώπιση). Η πρώτη στρατηγική αφορά κυρίως τεχνικές κατάλληλης κωδικοποίησης του σήματος με στόχο την αποφυγή παρεμβολών, εκ των προτέρων, πριν από τη μετάδοση. Χαρακτηριστικά παραδείγματα της αντιμετώπισης αυτής αποτελούν η κωδικοποίηση Dirty Paper και η τεχνική ευθυγράμμισης της παρεμβολής (interference alignment). Η δεύτερη στρατηγική αφορά τεχνικές ακύρωσης παρεμβολής που λαμβάνουν χώρα στο δέκτη, αφότου ληφθεί το μεταδιδόμενο σήμα. Στην παρούσα διατριβή δίνεται έμφαση στη δεκτοκεντρική αντιμετώπιση και συγκεκριμένα στην τεχνική της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών. Τα σημαντικότερα οφέλη που προκύπτουν από την δεκτοκεντρική αντιμετώπιση έναντι της αντίστοιχης πομποκεντρικής είναι η αποδοτικότερη χρήση του φάσματος, διότι η διαδικασία της σηματοδοσίας (που θεωρείται προαπαιτούμενη στις πομποκεντρικές τεχνικές) είναι προαιρετική, καθώς επίσης η μείωση της καθυστέρησης προς τη μετάδοση της συνολικής πληροφορίας. Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των ανωτέρω τεχνικών περιγράφονται και αναλύονται εκτενώς στα επόμενα κεφάλαια.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι διαλείψεις του σήματος εξαιτίας της διάδοσης στο ασύρματο κανάλι αποτελούν επίσης έναν ανασταλτικό παράγοντα για την ποιοτική μετάδοση της πληροφορίας. Εν γένει, οι διαλείψεις στο κανάλι διαχωρίζονται σε δύο κατηγορίες, ονόματι διαλείψεις μεγάλης και μικρής κλίμακας. Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας αναπαριστούν τη διακύμανση της μέσης ισχύος του σήματος εξαιτίας της κίνησης σε μεγάλες διαδρομές. Το φαινόμενο αυτό επηρεάζεται από αντικείμενα μεγάλων διαστάσεων, όπως το έντονο ανάγλυφο της Γης (λόφοι, δάση) και μεγάλα αντικείμενα αστικών ή/και προαστιακών περιοχών (κτίρια). Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας περιγράφουν τις απότομες σημαντικές αλλαγές στο πλάτος ή τη φάση του σήματος (της τάξης του μισού μήκους κύματος) στη χωρική απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Τα φαινόμενα που επηρεάζουν τις διαλείψεις μικρής κλίμακας είναι η κινητικότητα των χρηστών ή/και των αντικειμένων του περιβάλλοντα χώρου, το εύρος ζώνης του σήματος και η πολύοδη διάδοση. Στην ανάλυση και τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στα επόμενα κεφάλαια λαμβάνονται υπόψη μόνο οι διαλείψεις μικρής κλίμακας, θεωρώντας ότι η συνεισφορά των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας στη μέση ισχύ του σήματος είναι αμελητέα.

Ένας αποδοτικός τρόπος αντιμετώπισης των διαλείψεων αποτελεί η δυνατότητα αύξησης της στιγμιαίας ισχύος στον πομπό σε διαστήματα όπου η λαμβανόμενη

ισχύς στον αντίστοιχο δέκτη είναι σχετικά χαμηλή. Ωστόσο, τα περισσότερα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα λειτουργούν σε χαμηλά επίπεδα εκπομπής ισχύος και επομένως η προσέγγιση αυτή αδυνατεί πλέον να καταπολεμήσει το φαινόμενο των διαλείψεων. Η μεθοδολογία που ακολουθείται, εναλλακτικά, προς όφελος του προαναφερθέντος περιορισμού είναι η υιοθέτηση της τεχνικής εξισορρόπησης καναλιού (channel equalization) που καλείται να αντισταθμίσει κατάλληλα τις ενδεχόμενες διαλείψεις του σήματος στο δέκτη. Η πιο αποδοτική τεχνική σε επίπεδα αξιοπιστίας και ανθεκτικότητας στα σφάλματα είναι η εξισορρόπηση με βάση τη μέθοδο της μέγιστης πιθανοφάνειας. Ωστόσο, η πολυπλοκότητα στο δέκτη, τόσο σε ανάγκες υλισμικού όσο και σε χρονική επιβάρυνση, αυξάνεται σε πολύ υψηλά επίπεδα, γεγονός που χαρακτηρίζει τη συγκεκριμένη μέθοδο μη αποδοτική σε αρκετές πρακτικές εφαρμογές. Λύση στο παραπάνω πρόβλημα αποτελούν οι τεχνικές εξισορρόπησης με χρήση τη μηδενική επιβολή και το ελάχιστο μέσο τετραγωνικό σφάλμα. Οι εν λόγω τεχνικές επιτυγχάνουν τη βέλτιστη αντιστάθμιση μεταξύ απόδοσης και πολυπλοκότητας και για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται εκτενώς στα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα.

Την τελευταία δεκαετία, η υβριδική υιοθέτηση των τεχνικών της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών και της κατάλληλης εξισορρόπησης των διαλείψεων στο δέκτη αποτελεί μία ριζοσπαστική αντιμετώπιση σε δύο από τα πλέον σημαντικά προβλήματα στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες, το φαινόμενο της παρεμβολής και τις διαλείψεις στο κανάλι επικοινωνίας. Συνεπώς, ο σχεδιασμός, η βελτιστοποίηση σε απόδοση και πολυπλοκότητα καθώς επίσης η ανάλυση επίδοσης των εν λόγω υβριδικών δεκτοκεντρικών τεχνικών αποτελεί ένα μείζον ερευνητικό θέμα. Αξίζει να σημειωθεί στο σημείο αυτό ότι λόγω της πολύπλοκης και πολυδιάστατης λειτουργικότητας που εκφράζει τις τεχνικές αυτές, κλειστού τύπου θεωρητικές εξισώσεις που περιγράφουν την επίδοση των συστημάτων στα οποία εφαρμόζονται είναι αρκετά περιορισμένες στη βιβλιογραφία, μέχρι στιγμής. Ωστόσο, υπό το πρίσμα της θεωρητικής ανάλυσης, η παροχή κλειστού τύπου μαθηματικών εκφράσεων για τα αποτελέσματα επίδοσης ή τουλάχιστον η εξαγωγή αυτών σε μορφή που να υπολογίζεται σχετικά εύκολα αποτελεί πάντοτε ένα σημαντικό στόχο, προκειμένου να είναι εφικτή η κατανόηση και εφαρμογή τους από οποιονδήποτε ενδιαφερόμενο. Η τάση αυτή αποτελεί έναν από τους επιστημονικούς στόχους και στο συγκεκριμένο τομέα.

Στην παρούσα διατριβή, αρχικά προσδιορίζεται το πρόβλημα της παρεμβολής σε συστήματα ορθογωνικής μετάδοσης και στη συνέχεια αναλύονται τα είδη και οι

προεκτάσεις των επιμέρους φαινομένων παρεμβολής. Αντικείμενο αναφοράς αποτελούν τα συστήματα μετάδοσης με ορθογωνική πολυπλεξία στα πεδία της συχνότητας, του χώρου, της κωδικοποίησης και προσμίξεις αυτών. Πιο συγκεκριμένα, εξετάζεται η έννοια της παρεμβολής σε συστήματα με ένα ή περισσότερα κεραιοστοιχεία στον πομποδέκτη όταν η μετάδοση επιτυγχάνεται με χρήση της ορθογωνικής πολυπλεξίας στη συχνότητα ή/και την κωδικοποίηση σε περιβάλλοντα πολλαπλής πρόσβασης. Επίσης, προσδιορίζεται, περιγράφεται και αναλύεται ο συνδυαστικός κβίκος μεταξύ των διαλείψεων στο κανάλι και του φαινομένου της παρεμβολής στα συστήματα αυτά. Στη συνέχεια πραγματοποιείται μία εκτενής και αναλυτική καταγραφή των κυριότερων υβριδικών αλγορίθμων διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολής και εξισορρόπησης καναλιού, οι οποίοι καλούνται να επιλύσουν την αντιστάθμιση μεταξύ πολυπλοκότητας και απόδοσης.

Επιπλέον, προτείνεται ένας καινοτομικός αλγόριθμος ο οποίος χρησιμοποιεί δύο εξισορροπητές από κοινού με στόχο τη βελτιστοποίηση της ανωτέρω αντιστάθμισης. Η λειτουργία του νέου υβριδικού εξισορροπητή βασίζεται σε ένα μηχανισμό μεταγωγής, ο οποίος ελέγχει τον τρόπο ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης του εκάστοτε σήματος, όταν η υποδομή του συστήματος υποστηρίζει ορθογωνική πολυπλεξία στα πεδία του χώρου και της συχνότητας.

Η ερευνητική μελέτη της τεχνικής διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών ολοκληρώνεται με την εξαγωγή κλειστού τύπου μαθηματικών εκφράσεων για την ανάλυση επίδοσης συστημάτων, στα οποία χρησιμοποιείται η ορθογωνική πολυπλεξία στο πεδίο του χώρου με πολλαπλά κεραιοστοιχεία στον πομποδέκτη και όταν το σήμα κατά τη διάδοση υπόκειται σε διαλείψεις Nakagami- m . Το συγκεκριμένο μοντέλο διαλείψεων, όπου περιγράφεται από την αντίστοιχη κατανομή, αποτελεί ένα σύνθετο τύπο διαλείψεων μικρής κλίμακας το οποίο συμπεριλαμβάνει ως υποπεριπτώσεις δύο άλλες πολύ διαδεδομένες κατηγορίες διαλείψεων στις ασύρματες επικοινωνίες, οι οποίες περιγράφονται, αντίστοιχα, από την κατανομή Rayleigh και την Γκαουσιανή κατανομή μονής πλευράς.

Εκτός από την τεχνική της ακύρωσης παρεμβολών, ο έλεγχος πρόσβασης αποτελεί έναν εξίσου σημαντικό παράγοντα για τη διασφάλιση της ποιοτικής μετάδοσης της πληροφορίας. Ο κύριος ρόλος του είναι η διαχείριση των συστημικών ραδιοπόρων, τόσο σε περιβάλλοντα πολλαπλής πρόσβασης όσο και του ενός χρήστη, με στόχο τη διατήρηση ή τη βελτίωση συγκεκριμένων μετρικών που υποδεικνύουν την εγγυημένη ποιότητα υπηρεσιών. Χαρακτηριστικά παραδείγματα των μετρικών αυτών αποτελούν η συμφόρηση του δικτύου, ο αριθμός των χρηστών, το εύρος ζώνης του συστήματος, ο ρυθμός σφαλμάτων κατά τη μετάδοση, η πιθανότητα αποκλεισμού, η εργοδική χωρητικότητα του δικτύου και το επίπεδο της λαμβανόμενης

ισχύος του σήματος στο δέκτη. Οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται για το σκοπό αυτό εγκαθιδρύονται κυρίως στον πομπό (πομποκεντρική προσέγγιση) ή/και τον πομποδέκτη, διαμέσου της κατάλληλης σηματοδοσίας. Ωστόσο, η επιβάρυνση που προκαλείται με τον τρόπο αυτό, όσον αφορά την υποβέλτιστη χρησιμοποίηση των συστημικών ραδιοπόρων για τη μετάδοση της πληροφορίας, τη χρονική καθυστέρηση και τη συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα, αποτελεί το σημαντικότερο μειονέκτημα της προσέγγισης αυτής. Στα πλαίσια της δεκτοκεντρικής αντιμετώπισης της παρεμβολής, στην παρούσα διατριβή, προτείνεται ένας καινοτομικός αλγόριθμος ελέγχου πρόσβασης και διαχείρισης ραδιοπόρων, ο οποίος εφαρμόζεται από την πλευρά του δέκτη. Τα οφέλη που προκύπτουν από την εν λόγω προσέγγιση είναι η υψηλότερη ισχύς του σήματος κατά τη λήψη, η μείωση του μέσου ρυθμού σφαλμάτων και η μείωση της επιβάρυνσης σηματοδοσίας μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Η εφαρμογή του αλγορίθμου αυτού πραγματοποιείται σε περιβάλλοντα πολλαπλής πρόσβασης ή/και του ενός χρήστη όταν το σύστημα μετάδοσης εφαρμόζει ορθογωνική πολυπλεξία στη συχνότητα και την κωδικοποίηση.

1.3 Δομή διατριβής

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η οργάνωση και η δομή του κύριου μέρους της διατριβής. Στο δεύτερο κεφάλαιο αναφέρεται και περιγράφεται αναλυτικά το φαινόμενο της παρεμβολής σε ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα που κάνουν χρήση της ορθογωνικής πολυπλεξίας προς τη μετάδοση της πληροφορίας. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην πολυπλεξία στο πεδίο της συχνότητας και στις προσμίξεις αυτής στα πεδία του χώρου και της κωδικοποίησης. Επίσης, περιγράφεται η δομή του πομποδέκτη όταν εφαρμόζεται η τεχνική της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών καθώς επίσης οι τρόποι ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης του σήματος.

Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφονται οι σημαντικότερες τεχνικές της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών που εφαρμόζονται σε συστήματα ενός κεραιοστοιχείου στον πομποδέκτη, όταν η μετάδοση επιτυγχάνεται με χρήση της ορθογωνικής πολυπλεξίας στη συχνότητα ή/και την κωδικοποίηση. Η κατάλληλη αντιστάθμιση μεταξύ της υπολογιστικής πολυπλοκότητας και της απόδοσης του δέκτη (σε επίπεδα ρυθμού σφαλμάτων) αποτελεί ένα θεμελιώδη στόχο για το σχεδιασμό των τεχνικών αυτών σε συνδυασμό με την κατάλληλη μέθοδο εξισορρόπησης καναλιού. Η βελτιστοποίηση της εν λόγω αντιστάθμισης αποτελεί το σημαντικότερο κριτήριο αξιολόγησης των επιμέρους τεχνικών που αναλύονται στο κεφάλαιο αυτό.

Στο τέταρτο κεφάλαιο ακολουθεί η ανάλυση και κατηγοριοποίηση των σημαντικότερων τεχνικών της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών σε συστήματα που υποστηρίζουν πολλαπλά κεραιοστοιχεία στον πομπού ή/και το δέκτη. Η αντιστάθμιση μεταξύ της υπολογιστικής πολυπλοκότητας και της απόδοσης του δέκτη καθώς επίσης η αντιστοιχη αντιστάθμιση μεταξύ του κέρδους της χωρικής πολυπλεξίας και του χωρικού διαφορισμού (που προκύπτει από τα πολλαπλά κεραιοστοιχεία) αποτελούν τα σημαντικότερα κριτήρια προς βελτιστοποίηση των τεχνικών αυτών.

Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η δομή και ο τρόπος λειτουργίας μίας καινοτομικής τεχνικής λήψης, η οποία εφαρμόζει διαδοχική ακύρωση παρεμβολών σε συνδυασμό με έναν υβριδικό μηχανισμό εξισορρόπησης καναλιού. Ο σχεδιασμός και η αρχιτεκτονική της τεχνικής αυτής υποστηρίζει συστήματα μετάδοσης με χρήση της ορθογωνικής πολυπλεξίας στα πεδία του χώρου και της συχνότητας. Επίσης, παρουσιάζεται ο μηχανισμός μεταγωγής, με βάση τον οποίο επιλέγεται η κατάλληλη μέθοδος εξισορρόπησης στο λαμβανόμενο σήμα, σύμφωνα με την τιμή ενός κατωφλίου. Ως εκ τούτου, ο τρόπος λειτουργίας του μηχανισμού μεταγωγής επηρεάζει άμεσα την αντιστάθμιση πολυπλοκότητας-απόδοσης στο δέκτη και, συνεπώς, δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στον προσδιορισμό του κατωφλίου αυτού.

Στο έκτο κεφάλαιο αναλύεται η επίδοση της τεχνικής διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών, από θεωρητικής απόψεως, σε συστήματα που υποστηρίζουν πολλαπλά κεραιοστοιχεία στον πομποδέκτη, όταν οι διαλείψεις στο κανάλι περιγράφονται από την κατανομή Nakagami- m . Εξάγονται χρήσιμες στατιστικές μετρικές, όπως η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας και η αθροιστική συνάρτηση κατανομής της τεχνικής αυτής, με βάση τα οποία υπολογίζεται το μέσο σφάλμα συμβόλου και η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας σε εκφράσεις κλειστού τύπου.

Στο έβδομο κεφάλαιο περιγράφεται και αναλύεται ένας καινοτομικός δεκτοκεντρικός αλγόριθμος ελέγχου πρόσβασης και διαχείρισης ραδιοπόρων σε συστήματα μετάδοσης με χρήση της ορθογωνικής πολυπλεξίας στα πεδία της συχνότητας και της κωδικοποίησης. Τα σημαντικότερα οφέλη του αλγορίθμου αυτού είναι η αποδοτική χρησιμοποίηση του φάσματος, ο μειωμένος ρυθμός σφαλμάτων και το μειωμένο ποσοστό σηματοδοσίας που απαιτείται για την ποιοτική μετάδοση της πληροφορίας. Επιπλέον, ο εν λόγω αλγόριθμος μπορεί να εφαρμοστεί σε περιβάλλοντα πολλαπλής πρόσβασης ή/και του ενός χρήστη.

Στο όγδοο κεφάλαιο συνοψίζονται τα σημαντικότερα επιστημονικά ευρήματα της διατριβής καθώς επίσης παρουσιάζεται μία σειρά από ανοιχτά ερευνητικά θέματα τα οποία αναδείχθηκαν κατά την εκπόνηση αυτής.

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Κεφάλαιο 2

Εισαγωγή στην τεχνική της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών σε δίκτυα OFDM

Περίληψη

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η τεχνική της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών σε ασύρματα συστήματα με χρήση της μετάδοσης OFDM. Αναλύεται η βασική δομή του πομποδέκτη και οι κυριότεροι παράγοντες που συνθέτουν ένα τηλεπικοινωνιακό κανάλι OFDM. Στη συνέχεια, δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στον τρόπο λήψης και αποκωδικοποίησης δεδομένων με βάση τη συγκεκριμένη τεχνική.

2.1 Εισαγωγή

Η ορθογωνική πολυπλεξία στη συχνότητα (OFDM) έχει προταθεί ως μία θεμελιώδη τεχνολογία μετάδοσης σημάτων και επικοινωνίας δεδομένων στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Πρόσφατα, ένα μεγάλο μέρος της ερευνητικής δραστηριότητας έχει στραφεί στην τεχνική OFDM πολλαπλής πρόσβασης (OFDMA) επειδή αποδίδει ικανοποιητικά σε πολυάριθμες διαδικτυακές εφαρμογές [3]. Η Ασύρματη Ευρυζωνική Κινητή Πρόσβαση IEEE 802.20, IEEE 802.20 Mobile Broadband Wireless Access (MBWA) [4, 5], η Παγκόσμια Διαλειτουργικότητα για Μικροκυματική Πρόσβαση, Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) [6], η ΜακροΠρόθεσμη Εξέλιξη 3 GPP, 3GPP Long-Term Evolution (LTE) [7] και τα Δίκτυα Ευρείας Περιοχής Επόμενης Γενιάς, Next-Generation Wireless Wide Area Network (WWAN) [8] είναι μερικά από τα πιο χαρακτηριστικά πρότυπα που λειτουργούν κάνοντας χρήση της τεχνολογίας OFDM. Οι κύριοι λόγοι της δημοτικότητας του OFDM είναι

- η επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων σε συνάρτηση με την φασματική απόδοση που επιτυγχάνεται, σε σχέση με προγενέστερους τρόπους μετάδοσης (π.χ. πολλαπλή πρόσβαση με φασματική εξάπλωση, CDMA)
- η αποδοτική προσαρμογή στην επιλεκτικότητα συχνότητας του καναλιού, λόγω της αρχής της ορθογωνικότητας.

Ωστόσο, η αυξανόμενη ανάγκη για βελτιστοποίηση της ποιότητας υπηρεσιών καθώς και το φαινόμενο των πολυάριθμων χρηστών στα σύγχρονα OFDM(A) δίκτυα επιφέρουν περιορισμούς στη χωρητικότητα του καναλιού και συνεπώς παράγουν ένα άνω φράγμα στις απαιτήσεις των χρηστών και στις αντίστοιχες δυνατότητες των επιμέρους εφαρμογών. Το φαινόμενο της παρεμβολής αποτελεί καθοριστικό παράγοντα στους παραπάνω περιορισμούς, καθώς θέτει ένα άνω φράγμα στην απόδοση του συστήματος. Περισσότερο από οποιοδήποτε άλλο ατμοσφαιρικό φαινόμενο, η παρουσία της παρεμβολής μπορεί να επιφέρει καταστροφικά αποτελέσματα σε έναν κλασικό δέκτη OFDM [9, 10]. Ως εκ τούτου, η πιθανότητα αποκοπής εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τη δομότητα του φαινομένου της παρεμβολής. Μια αποδοτική λύση προς την αποφυγή της παρεμβολής είναι η τεχνική της ακύρωσης παρεμβολών, interference cancellation (IC).

Η IC διαχωρίζεται σε δύο γενικές κατηγορίες, την προ-IC και την μετα-IC. Η οικογένεια τεχνικών προ-IC εγκαθιδρύονται στην πλευρά του αποστολέα και έχουν ως στόχο την ακύρωση ή/και την ελαχιστοποίηση των παρεμβολών σε βάση *a priori*

(εκ των προτέρων). Απαραίτητη προϋπόθεση για τη λειτουργία της τεχνικής προ-IC είναι η εγκαθίδρυση της κατάλληλης κωδικοποίησης σήματος (precoding) πριν την αποστολή του στο ασύρματο κανάλι. Κάποια χαρακτηριστικά παραδείγματα του precoding που εφαρμόζονται σε δίκτυα OFDM είναι η επιλεγμένη απεικόνιση, Selected Mapping (SLM), οι μερικές μεταδιδόμενες ακολουθίες, Partial Transmit Sequences (PTS) και η κωδικοποίηση Dirty Paper, Dirty Paper Coding (DPC) [11, 12]. Κυρίως η DPC αποτελεί μία αποδοτική μέθοδο precoding [13], η οποία υλοποιείται στον αποστολέα λαμβάνοντας υπόψιν το ποσοστό παρεμβολής (που έχει διαπιστωθεί από τον δέκτη) πριν την μετάδοση του σήματος. Συνεπώς, το σήμα προς αποστολή προσαρμόζεται/κωδικοποιείται αναλόγως, με στόχο να μειωθεί το ποσοστό παρεμβολής που είχε αρχικά εκτιμηθεί και στη συνέχεια μεταδίδεται στο κανάλι.

Προκειμένου να προκύψει η ακριβής πρόγνωση του ποσοστού παρεμβολών (που θα επιδράσει τη σωστή λήψη στο δέκτη) από τον αποστολέα είναι απαραίτητο να υπάρχει αξιόπιστη πληροφόρηση της κατάστασης του καναλιού, Channel State Information (CSI), μέσω σηματοδοσίας μεταξύ αποστολέα και δέκτη. Ως εκ τούτου, δημιουργείται η ανάγκη της επιβάρυνσης σηματοδοσίας με χρήση σημάτων ανάδρασης (feedback) ή/και πρόσδρασης (feedforward), προκειμένου να διασφαλισθεί η αξιόπιστη ενημέρωση του ποσοστού παρεμβολών στον αποστολέα από τον δέκτη, σε τακτά χρονικά διαστήματα. Όσο το CSI είναι περισσότερο ακριβές και αξιόπιστο, τόσο οι τεχνικές προ-IC γίνονται πιο ανθεκτικές στα πιθανά σφάλματα. Εν γένει, ένα απόλυτα ακριβές CSI είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί σε πραγματικές συνθήκες και κατ' επέκταση υπάρχει μεγάλη πιθανότητα για ενδεχόμενα σφάλματα κατά τη διάρκεια της λειτουργίας των τεχνικών προ-IC. Το ατελές CSI γίνεται ακόμη πιο έντονο όταν υπάρχει κινητικότητα των χρηστών/κόμβων του δικτύου ή όταν ο αριθμός των χρηστών αυξάνεται σε ένα περιβάλλον πολλαπλής πρόσβασης. Επίσης, η διαρκής ενημέρωση του λεπτομερούς προφίλ κάθε χρήστη, όσον αφορά το αντίστοιχο ποσοστό παρεμβολής του στο κανάλι, έχει ως αποτέλεσμα μία αρκετά υψηλή επιβάρυνση σηματοδοσίας, γεγονός που επιδρά αρνητικά στην απόδοση του συστήματος.

Από την άλλη πλευρά, οι τεχνικές μετα-IC εγκαθιδρύονται στην πλευρά του δέκτη, έχοντας ως στόχο την ακύρωση των παρεμβολών σε βάση *a posteriori* (εκ των υστέρων). Γενικά, οι μετα-IC ερμηνεύονται ως *οικογένειες τεχνικών οι οποίες αποκωδικοποιούν την επιθυμητή πληροφορία και στη συνέχεια χρησιμοποιούν τη συγκεκριμένη πληροφορία, σε συνάρτηση με την αποτίμηση του καναλιού, ώστε να ακυρώσουν ένα μέρος της ληφθείσας παρεμβολής από το συνολικό ληφθέν σήμα* [9, 14, 15]. Συνεπώς, η κατάλληλη επεξεργασία σήματος θεωρείται προαπαιτούμενη, αφού το σήμα έχει ανιχνευθεί, προκειμένου να ταξινομηθεί το σύστημα ως

μετα-IC. Επίσης, η επιβάρυνση σηματοδοσίας μεταξύ αποστολέα και δέκτη δεν είναι απαραίτητη σε ένα σύστημα μετα-IC, εν αντιθέσει προς ένα αντίστοιχο προ-IC. Η συγκεκριμένη διαδικασία πραγματοποιείται στην πλευρά του δέκτη, όπου η παρουσία του CSI είναι προαιρετική (π.χ. τυφλή λήψη τύπου IC). Λόγω των παραπάνω πλεονεκτημάτων, οι τεχνικές μετα-IC αποτελούν μία προσαρμόσιμη IC μεθοδολογία λήψης, κατάλληλη για πολυάριθμες εφαρμογές OFDM.

Οι τεχνικές μετα-IC διαχωρίζονται σε δύο γενικές υποκατηγορίες, την παράλληλη και τη διαδοχική, μολονότι οι σύγχρονες τεχνολογικές εξελίξεις στο συγκεκριμένο τομέα έχουν ομογενοποιήσει αυτόν το διαχωρισμό (δημιουργώντας ένα καθεστώς συνεχόμενων επαναλήψεων τύπου IC). Η παράλληλη ακύρωση παρεμβολών, Parallel Interference Cancellation (PIC), διενεργεί με την ανίχνευση όλων των χρηστών του συστήματος, ταυτοχρόνως. Αυτή η αρχική εκτίμηση χρησιμοποιείται για την ακύρωση μέρους της συνολικής παρεμβολής, ενώ η παράλληλη ανίχνευση μπορεί να επιτευχθεί σε έναν αριθμό επαναλήψεων με στόχο τη βελτίωση της αξιοπιστίας της λήψης και τη μείωση της πιθανότητας σφάλματος δυφίου, Bit Error Rate (BER) [16]. Ωστόσο, η συγκεκριμένη προσέγγιση αποτελεί μία μη αποδοτική τεχνική λήψης, διότι είναι αρκετά επιρρεπής σε σφάλματα και επομένως η πιθανότητα ανακριβούς ανίχνευσης είναι μεγάλη. Επιπλέον, ένας προηγμένος εξοπλισμός υλισμικού (hardware gear) είναι αναγκαίος για να διατηρηθεί η παράλληλη λειτουργία της PIC, γεγονός που την καθιστά μη εφαρμόσιμη σε αρκετές πρακτικές εφαρμογές [9, 17].

Μία ιδιαίτερος ωφέλιμη τεχνική λήψης τύπου IC, η οποία ξεπερνά τους προαναφερθέντες περιορισμούς, είναι η διαδοχική ακύρωση παρεμβολών, Successive Interference Cancellation (SIC), που προτάθηκε αρχικά στη μελέτη [18]. Χαρακτηριστικό γνώρισμα της SIC αποτελεί το γεγονός ότι οι δεδομένοι χρήστες του συστήματος αποκωδικοποιούνται σειριακά/διαδοχικά. Αφού αποκωδικοποιηθεί κάποιος χρήστης, η συνεισφορά του σήματός του αφαιρείται από το υπόλοιπο συνολικό λαμβανόμενο σήμα, πριν από την αποκωδικοποίηση του επόμενου χρήστη. Όταν εφαρμόζεται η SIC, ένας από τους χρήστες (για παράδειγμα ο χρήστης₁), αποκωδικοποιείται εκλαμβάνοντας το χρήστη₂ ως παρεμβολή, αλλά ο χρήστης₂ αποκωδικοποιείται μετέπειτα με το πλεονέκτημα ότι ο χρήστης₁ έχει ήδη αφαιρεθεί. Αντιθέτως, οι συμβατικοί τρόποι λήψης (δίχως IC) αποκωδικοποιούν κάθε χρήστη εκλαμβάνοντας τους υπόλοιπους ως θόρυβο. Προκύπτει, λοιπόν, ότι ο συμβατικός τρόπος λήψης αποτελεί μία υποβέλτιστη τεχνική συγκρινόμενη με την αντίστοιχη SIC, όσον αφορά την αξιοπιστία της μετάδοσης, την ανθεκτικότητα του συστήματος και της χωρητικότητας/συνολικής ρυθμιαπόδοσης στο δέκτη [19]. Προκειμένου να αυξηθεί περαιτέρω η απόδοση και η ακρίβεια της SIC, μία βέλτιστη διάταξη

απόφασης στα σήματα προς ανίχνευση μπορεί να υποστηριχθεί. Μία τέτοιου είδους προσαρμογή θα έχει ως αποτέλεσμα την αποκωδικοποίηση του ισχυρότερου σήματος πρώτα, δηλαδή το σήμα του χρήστη που λαμβάνει τον υψηλότερο λόγο σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο, Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR) ή/και σηματοθορυβικό λόγο, Signal-plus-Noise Ratio (SNR). Γενικότερα, οι χρήστες μπορεί να αποκωδικοποιούνται με βάση τη ληφθείσα ισχύ του σήματός τους, αν και η συγκεκριμένη προσέγγιση δεν είναι πάντα η βέλτιστη από την πλευρά της θεωρίας της πληροφορίας [20]. Με βάση τα παραπάνω, εξάγεται το συμπέρασμα ότι η τεχνική SIC προσπαθεί να μετατρέψει το πρόβλημα του φαινομένου της παρεμβολής σε ένα αντίστοιχο πλεονέκτημα του φαινομένου της παρεμβολής, σε αντίθεση με την υποβέλτιστη συμβατική λύση, όσον αφορά την απόδοση και τη χωρητικότητα του συστήματος.

Πληθώρα της ερευνητικής κοινότητας, που αποσκοπεί στη βελτιστοποίηση της SIC, τείνει προς την ενίσχυση δύο σημαντικότερων μετρικών, την απόδοση BER και τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του συνολικού μηχανισμού λήψης, ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης. Η ενίσχυση της απόδοσης αυτών των μετρικών αποτελεί θεμελιώδη προϋπόθεση για την λειτουργικότητα της SIC. Δυστυχώς, η ενίσχυση της πρώτης μετρικής επιδρά αρνητικά στην ενίσχυση της δεύτερης και αντίστροφα. Πιο συγκεκριμένα, όσο η SIC γίνεται περισσότερο ανθεκτική και ακριβής, όσον αφορά τα επίπεδα σε BER, η συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα του διαδοχικού μηχανισμού ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης αυξάνεται ραγδαία. Επομένως, σε αυτό το σημείο κρίνεται σκόπιμο να εισαχθεί η έννοια της αντιστάθμισης μεταξύ απόδοσης και πολυπλοκότητας, Performance-Complexity Tradeoff (PCT), η οποία εκφράζει αυτή την παρατήρηση. Επίσης, η PCT αποτελεί ένα κριτήριο αξιολόγησης των μηχανισμών λήψης για συστήματα OFDM που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία με βάση την αρχή της τεχνικής SIC, όπου θα αναλυθούν λεπτομερώς στα επόμενα κεφάλαια. Τέλος, στην παρούσα διατριβή, οποιαδήποτε αναφορά στην απόδοση, στην αξιοπιστία και στην ανθεκτικότητα του συστήματος έχει γίνει με βάση την απόδοση σε BER και την ανθεκτικότητα στα σφάλματα της μεταδιδόμενης πληροφορίας. Αντιστοίχως, οποιαδήποτε αναφορά στη βελτίωση της χωρητικότητας του συστήματος εκλαμβάνεται ως αύξηση του αριθμού των χρηστών του συστήματος ή/και του αντίστοιχου επιπέδου της συνολικής ρυθμαπόδοσης.

Στην επόμενη ενότητα αυτού του κεφαλαίου παραθέτονται συνοπτικά οι βασικές αρχές λειτουργίας ενός πομποδέκτη OFDM καθώς επίσης περιγράφονται οι βασικότερες συνθήκες διαλείψεων του σήματος και των αντίστοιχων φαινομένων παρεμβολής που εμφανίζονται στο αντίστοιχο κανάλι μετάδοσης. Επιπλέον, αναφέρονται οι βασικές αρχές ενός πομποδέκτη OFDM που κάνει χρήση εξάπλωσης

φάσματος, Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing (OFCDM), προκειμένου να συμπεριληφθούν όλα τα διαθέσιμα μορφότυπα OFDM μέχρι σήμερα.

2.2 Βασικές αρχές του πομποδέκτη και του καναλιού OFDM

Στα συστήματα OFDM, το φαινόμενο της παρεμβολής προκαλείται κυρίως από τις ραδιοσυνθήκες του καναλιού επικοινωνίας ή/και τις παράλληλες μεταδόσεις σε γειτονικούς υποφέροντες, σε περιβάλλοντα μονής ή πολλαπλής πρόσβασης. Ο προσεκτικός σχεδιασμός ενός πομποδέκτη OFDM επηρεάζει δραστικά την καταστολή του φαινομένου της παρεμβολής και επομένως συντελεί στην αξιόπιστη επικοινωνία. Ένας τέτοιου είδους σχεδιασμός θα πρέπει να υιοθετεί την κατάλληλη εγκωδίκευση (encoding), διεμπλοκή (interleaving) ή μέθοδο εξάπλωσης. Στις επόμενες υποενότητες περιγράφονται συνοπτικά οι βασικές αρχές ενός πομποδέκτη OF(C)DM (υπό το πρίσμα της τεχνικής ακύρωσης παρεμβολών), όπως επίσης περιγράφονται οι σημαντικότερες επιρροές της εξασθένησης του σήματος, εφόσον συντελούν δραστικά στη συνολική απόδοση της τεχνικής SIC.

2.2.1 Πομπός OFDM

Η αρχιτεκτονική ενός πομπού OFDM παρουσιάζεται σε μορφή σχηματικού διαγράμματος στην εικόνα 2.1. Καταρχάς, τα δυφία πληροφορίας κωδικοποιούνται καταλλήλως διαμέσου ενός εγκωδικοποιημένου καναλιού. Στη συνέχεια, διεμπλέκονται δυφίο-προς-δυφίο και μετατρέπονται σε σύμβολα με βάση το(α) σχήμα(τα) διαμόρφωσης που υποστηρίζει το σύστημα. Ένας σύνθετος μηχανισμός μετατροπής δυφίων σε σύμβολα είναι η κωδικοποίηση Gray. Η συγκεκριμένη μέθοδος είναι γνωστή και ως κωδικοποιημένη διαμόρφωση διεμπλοκής δυφίου, Bit-Interleaved Coded Modulation (BICM) [21], όπου παρέχει περαιτέρω ανθεκτικότητα όσον αφορά τα επίπεδα BER, συγκρινόμενη με τους συμβατικούς τρόπους μετάδοσης. Αυτό επιτυγχάνεται λόγω του συνδυασμού της κωδικοποίησης και της διεμπλοκής πριν τη μετατροπή των δυφίων σε σύμβολα τύπου Gray. Πιο συγκεκριμένα, η BICM ενισχύει την ανθεκτικότητα των συστημάτων OFDM, ιδιαίτερα όταν οι διαλείψεις στο κανάλι επικοινωνίας είναι αρκετά έντονες, γεγονός που χαρακτηρίζει τα σύγχρονα δίκτυα OFDM. Κυρίως όταν η επιλεκτικότητα στο πεδίο τόσο του χρόνου όσο και της συχνότητας (double selectivity) είναι παρούσα, η BICM θεωρείται μία ευεργετική τεχνική για αξιόπιστες μεταδόσεις. Ωστόσο, αποτελεί μία προαιρετική επιλογή μετάδοσης και μπορεί να αποφευχθεί αν δεν κρίνεται σκόπιμη η παρουσία της στο σύστημα.

Στην περίπτωση της μετάδοσης με χρήση της μεθόδου OFCDM η ακόλουθη διαδικασία πραγματοποιείται πριν την διαμόρφωση OFDM. Η διεμπλεκόμενη πληροφορία εξαπλώνεται σύμβολο-προς-σύμβολο στο πεδίο της συχνότητας, κάνοντας χρήση ενός μοναδικού κώδικα C_{SF} . Ο στόχος της μεθόδου OFCDM είναι η ενίσχυση της αξιοπιστίας της μετάδοσης και η αξιοποίηση του διαφορισμού (diversity) πολλών χρηστών, ιδιαίτερα σε περιβάλλοντα όπου η πολλαπλή πρόσβαση είναι αρκετά αυξημένη. Προκειμένου να βελτιωθεί η ποιότητα του σήματος και συνεπώς να μειωθεί το επίπεδο παρεμβολής στο δέκτη, το επίπεδο αλληλοπαρεμβολών πρέπει να διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα. Ως εκ τούτου, οι C_{SF} πρέπει να είναι ορθογωνικοί (π.χ. κώδικες Walsh-Hadamard) ή ημι-ορθογωνικοί (π.χ. ψευδο-τυχαίες ακολουθίες PN), ενώ μία μοναδική κωδικοποιημένη ακολουθία αντιστοιχεί σε κάθε χρήστη του συστήματος. Εν γένει, η ορθογωνικότητα αποτελεί ένα από τα πλέον χαρακτηριστικά γνωρίσματα της OFCDM (δανειζόμενο από τα συμβατικά συστήματα CDMA), με βάση την οποία απομονώνονται κατάλληλα τα σήματα των χρηστών κατά τη διάρκεια της αποκωδικοποίησης, καθώς η εξωγενής πληροφορία διατηρείται σε επίπεδα παραπλήσια του θορύβου.

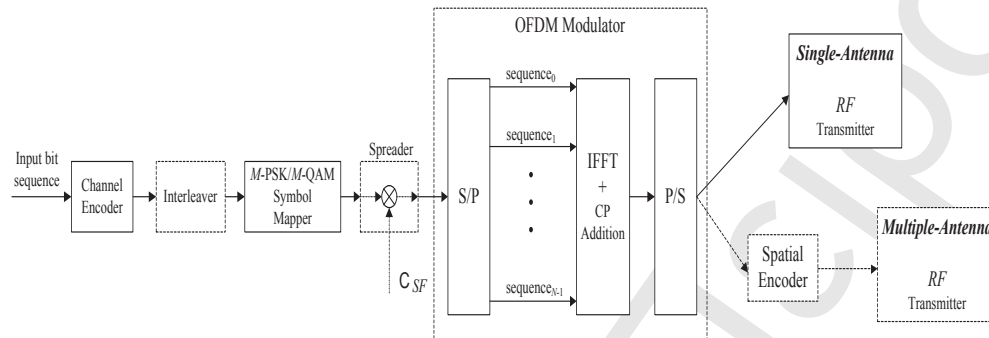
Στη συνέχεια, το εξαγόμενο σήμα μετασχηματίζεται από σειριακό σε παράλληλο, με τη βοήθεια του αντίστοιχου εξαρτήματος, όπως απεικονίζεται στην εικόνα 2.1. Η παράλληλη διάταξη του σήματος εξαρτάται από τον αριθμό των διαθέσιμων υποφερρόντων συχνότητας, N , που υποστηρίζεται από το σύστημα. Στην περίπτωση του πομπού OFCDM και για λόγους απλότητας των συμβολισμών², θεωρείται ότι ο αριθμός των υποφερρόντων OFDM ισούται με το μήκος του κώδικα εξάπλωσης (δηλαδή $N = C_{SF}$), όπου κάθε ακολουθία πληροφορίας του εκάστοτε χρήστη δεσμεύει ένα ολόκληρο σύμβολο OFDM.

Η διαμόρφωση OFDM πραγματοποιείται κάνοντας χρήση του αντίστροφου ταχύ μετασχηματισμού Fourier N -σημείων, Inverse Fast Fourier Transform (N-IFFT). Προκειμένου να μειωθούν αρκετά τα φαινόμενα διασυμβολικής παρεμβολής, Inter-Symbol Interference (ISI), και διαφοροντικής παρεμβολής, Inter-Carrier Interference (ICI), που επικρατούν στα κανάλια επικοινωνίας OFDM, το κατάλληλο διάστημα ασφαλείας, για παράδειγμα ένα κυκλικό πρόθεμα, Cyclic Prefix (CP), εισέρχεται σε κάθε ακολουθία IFFT πριν από τη μετάδοση. Στη συνέχεια, όλες οι ακολουθίες μετασχηματίζονται από παράλληλες σε σειριακές ώστε να δομηθεί ένα δεδομένο-ρεύμα (stream) OFDM.

Τέλος, στην περίπτωση των υποδομών ενός κεραιοστοιχείου, το εξαγόμενο δεδομένο-ρεύμα μεταδίδεται στο ασύρματο κανάλι μέσω ενός πομπού ραδιοσυχνοτήτων.

²Στην περίπτωση που $N > C_{SF}$, κάθε σύμβολο OFDM θα περιέχει πληροφορία από δυο ή περισσότερα διαφορετικών χρηστών.

Στην περίπτωση των υποδομών πολλαπλών κεραιοστοιχείων, το εξαγόμενο δεδομένο ρεύμα εισέρχεται σε ένα χωρικό εγκωδικοποιητή και στη συνέχεια μεταδίδεται στο ασύρματο κανάλι μέσω του αντίστοιχου πομπού ραδιοσυχνοτήτων πολλαπλών κεραιοστοιχείων.



Σχήμα 2.1: Σχηματικό διάγραμμα ενός πομπού OFDM. Τα εξαρτήματα interleaver και Spreader, τα οποία υποδηλώνονται με διακεκομμένες γραμμές παρουσιάζονται μόνο στην περίπτωση των μεταδόσεων BICM και OFCDM, αντίστοιχα. Κατά τον ίδιο τρόπο, τα εξαρτήματα Spatial Encoder και Multiple-Antenna RF Transmitter χρησιμοποιούνται μόνο στην περίπτωση υποδομών με πολλαπλά κεραιοστοιχεία.

2.2.2 Βασικές συνθήκες εξασθένησης καναλιού OFDM

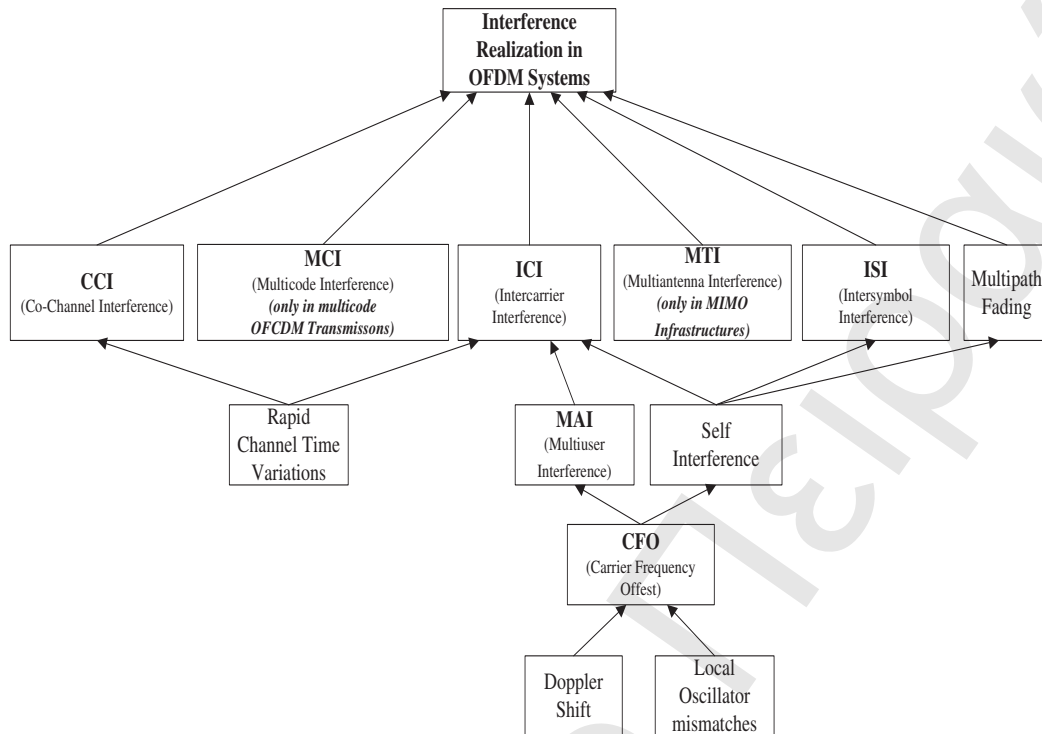
Η επιλεκτικότητα διαλείψεων στο πεδίο της συχνότητας, που χαρακτηρίζει το ασύρματο κανάλι, αποτελεί έναν από τους πλέον σημαντικούς παράγοντες για μείωση του βαθμού της ποιότητας υπηρεσιών στα σύγχρονα συστήματα OFDM. Επίσης, η ενδεχόμενη διπλή επιλεκτικότητα, τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας, δυσχεραίνει ακόμη περισσότερο το ποσοστό διαλείψεων στο κανάλι, κυρίως όταν αυτά τα συστήματα υποστηρίζουν υψηλή κινητικότητα των χρηστών. Επιπλέον, η ανάγκη για ενίσχυση της ποιότητας μετάδοσης υπό τις προαναφερθείσες συνθήκες γίνεται περισσότερο σημαντική όταν τα συγκεκριμένα συστήματα λειτουργούν σε αστικές περιοχές, όπου επικρατούν δραμύτατα φαινόμενα σκεδάσεων καθώς σπανίζουν οι περιπτώσεις της οπτικής επαφής των ραδιοδιαδρομών (Line-Of-Sight (LOS)). Συγκεκριμένα, οι πιο σημαντικοί παράγοντες αρνητικής επίδρασης στη μετάδοση ενός σήματος OFDM είναι οι ακόλουθοι:

- η εξασθένηση διάδοσης του σήματος (κυρίως λόγω της απόστασης μεταξύ του πομπού και του δέκτη),
- το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής (λόγω της πολύοδης διάδοσης),

- το φαινόμενο της διαφοροντικής παρεμβολής (κυρίως λόγω της απώλειας του ακριβή συγχρονισμού μεταξύ του πομπού και του δέκτη, που έχει ως αποτέλεσμα την απώλεια της ορθογωνικότητας των υποφερόντων),
- η παρουσία του αναπότρεπτου προσθετικού λευκού Γκαουσιανού θορύβου, Additive White Gaussian Noise (AWGN).

Η εικόνα 2.2 απεικονίζει τις πιο σημαντικές επιδράσεις που συντελούν στην παρουσία του φαινομένου της παρεμβολής σε ένα δέκτη τύπου OFDM, οι οποίες περιγράφονται και αναλύονται στη συνέχεια. Θεωρώντας ότι η πολύοδη διάδοση και το ISI περιορίζονται σε ικανοποιητικό βαθμό λόγω της ύπαρξης του προθέματος CP, συνάγεται το συμπέρασμα ότι η επιλογή του μεγέθους ενός CP επηρεάζει δραστικά το επίπεδο της αξιοπιστίας και της ανθεκτικότητας των συστημάτων OFDM. Εν γένει, το φαινόμενο ICI ευθύνεται για την κύρια αρνητική επίδραση παρεμβολής στους συγκεκριμένους δέκτες. Δύο βασικοί παράγοντες συντελούν στη δημιουργία του ICI, η αυτο-παρεμβολή (self-interference) και η παρεμβολή της πολλαπλής πρόσβασης, Multiple Access Interference (MAI). Ο πρώτος παράγοντας δημιουργείται εξαιτίας της διαρροής ισχύος από/σε γειτονικούς υποφέροντες, που οφείλονται σε εκπομπές του ίδιου χρήστη. Ο δεύτερος παράγοντας δημιουργείται λόγω της διαρροής ισχύος από/σε γειτονικούς υποφέροντες που οφείλονται σε μεταδόσεις άλλων χρηστών (στην περίπτωση περιβάλλοντος πολλαπλής πρόσβασης). Παρ' όλην τη μείωση του συνολικού ποσοστού παρεμβολής, λόγω του CP, το φαινόμενο ICI αποτελεί μία από τις σημαντικότερες προκλήσεις που πρέπει να διευθετηθεί κατάλληλα από έναν αποδοτικό δέκτη OFDM.

Υπό το πρίσμα του συγχρονισμού στο πεδίο της συχνότητας, ένα κανάλι OFDM θεωρείται ότι είναι συγχρονισμένο για μεταδόσεις με κατεύθυνση προς τα κάτω (downlink), ενώ συνήθως θεωρείται ασύγχρονο ή ημι-συγχρονισμένο για μεταδόσεις με κατεύθυνση προς τα άνω (uplink). Για παράδειγμα, όλες οι μεταδόσεις uplink θεωρούνται σύγχρονες στην περίπτωση που περικλείονται μέσα στα περιθώρια που προβλέπει το μήκος του προθέματος CP. Η συγκεκριμένη διάκριση μετάδοσης των σημάτων και συνεπώς η θεώρηση του αντίστοιχου συγχρονισμού ή μη, παίζει καθοριστικό ρόλο στην αποτελεσματική και αξιόπιστη λήψη, κυρίως σε συστήματα υποδομών ή/και σε συστήματα με περιορισμένη χωρητικότητα (όπως τα κυτταρικά δίκτυα). Η απόρριξη της συγκεκριμένης διάκρισης μετάδοσης στον τρόπο που χρησιμοποιεί την SIC ο δέκτης, αναλύεται στο επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 2.2: Σχηματική αναπαράσταση των πιο σημαντικών επιδράσεων του φαινομένου παρεμβολής στα συστήματα OFDM.

2.2.3 Δέκτης OFDM

Για κάθε δεδομενόρρευμα OFDM το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης, μετά από την εξαγωγή του CP, μπορεί να εκφραστεί ως [22, 23, 24]

$$y = FG_t F^H x + Fw_t = FG_t x_t + Fw_t = Gx + w, \quad (2.1)$$

όπου $y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$, $x = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ και $w = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ υποδηλώνουν τα μεγέθους $N \times 1$ διανύσματα σήματος λήψης, σήματος αποστολής και AWGN, αντίστοιχα, στο πεδίο της συχνότητας. Κατά τον ίδιο τρόπο, x_t και w_t υποδηλώνουν τα μεγέθους $N \times 1$ διανύσματα σήματος λήψης και AWGN, αντίστοιχα, στο πεδίο του χρόνου. Ο πίνακας G_t μεγέθους $N \times N$, περιγράφει τις συνθήκες καναλιού σε κάθε υποφέροντα στο πεδίο του χρόνου. Οι πίνακες $F = (1/\sqrt{N})[\exp(-j2\pi(a-1)(b-1)/N)]_{a,b=1,2,\dots,N}$ και G περιγράφουν τον ταχύ μετασχηματισμό Fourier, Fast Fourier Transform (FFT) $N \times N$ και τον πίνακα συνθηκών καναλιού $N \times N$, αντίστοιχα, στο πεδίο της συχνότητας.

Σε ιδανικές συνθήκες καναλιού, ο G είναι ένας διαγώνιος πίνακας. Ωστόσο, το φαινόμενο της έντονης επιλεκτικότητας στο εκάστοτε κανάλι, που θεωρείται δεδομένο σε αρκετές σύγχρονες δικτυακές υλοποιήσεις, έχει ως αντίκτυπο τη δημιουργία

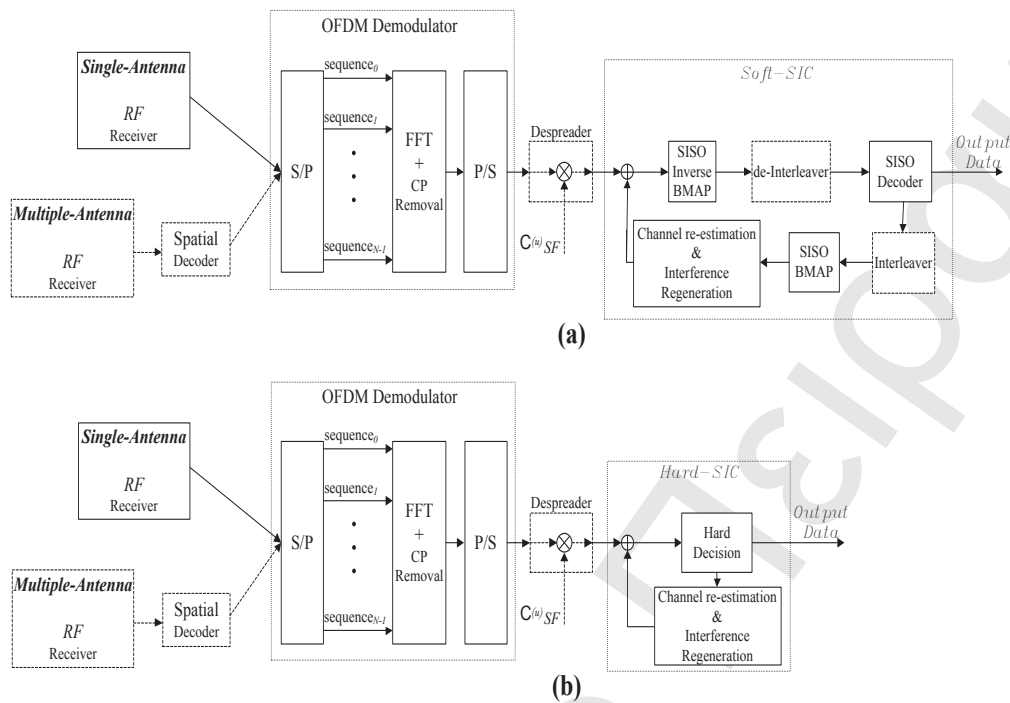
του ICI, κυρίως στους γειτονικούς υποφέροντες. Εφόσον τα στοιχεία που δεν ανήκουν στην κύρια διαγώνιο του \mathbf{G} είναι υπεύθυνα για το ICI, συνεπώς ο \mathbf{G} είναι ένας μη-διαγώνιος πίνακας και το γεγονός αυτό αποτελεί το σημαντικότερο παράγοντα μείωσης της απόδοσης. Ως εκ τούτου, λαμβάνοντας υπόψη την συνεισφορά του ICI καθώς εστιάζοντας στην αποκωδικοποίηση του χρήστη i , το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να αναλυθεί περαιτέρω ως

$$y = \tilde{\mathbf{G}}x + \underbrace{\sum_{j=0}^{N^i-1} \sum_{k=0}^{N-1} I_{j,k}^i}_{\text{self-interference}} + \underbrace{\sum_{\substack{p=0, \\ p \neq i}}^{U-1} \sum_{j=0}^{N^p-1} \sum_{k=0}^{N-1} I_{j,k}^p}_{MAI} + w, \quad (2.2)$$

όπου ο $\tilde{\mathbf{G}}$ υποδηλώνει τον πίνακα καναλιού δίχως παρεμβολές, U είναι ο συνολικός αριθμός των χρηστών, N^i είναι ο αριθμός των υποφερόντων που έχουν ανατεθεί στο χρήστη i και $I_{j,k}^i$ είναι η συνεισφορά του ICI που προέρχεται από τον υποφέροντα j του χρήστη i στον υποφέροντα k , σε συνθήκες πρόσβασης πολλών χρηστών. Στην περίπτωση όπου η πρόσβαση είναι μονού χρήστη, όλοι οι υποφέροντες ανατίθενται στο χρήστη i (π.χ. $N^i = N$, $U = 1$), επομένως η συνεισφορά του MAI εξαλείφεται. Συνήθως, οι παραπάνω τύποι παρεμβολών μοντελοποιούνται ως Γκαουσιανές διαδικασίες αφού θεωρούνται τυχαία γεγονότα και αποτελούν ένα μεγάλο μέρος της ανάλυσης του επόμενου κεφαλαίου.

Εφόσον η ληφθείσα πληροφορία εισέρχεται στο δέκτη, η αποδιαμόρφωση OFDM πραγματοποιείται μέσω του F μεγέθους $N \times N$, πριν από την απαραίτητη ανίχνευση και αποκωδικοποίηση, όπως απεικονίζεται στην εικόνα 2.3. Μόνο στην περίπτωση των συστημάτων OFCDM, πραγματοποιείται η απαραίτητη αναδίπλωση σήματος despreading προκειμένου να συντεθεί το αρχικό σύμβολο που μεταδόθηκε από τον εκάστοτε χρήστη.

Στη συνέχεια, η ανίχνευση και κατόπιν η αποκωδικοποίηση του σήματος πραγματοποιείται διαδοχικά μέσω της SIC, διαχωρίζοντας τη χρήσιμη πληροφορία του συμβόλου κάθε χρήστη από τα υπόλοιπα. Η SIC μπορεί να υλοποιηθεί είτε σε ανιχνευτές μονού χρήστη, Single User Detector (SUD) είτε σε ανιχνευτές πολλών χρηστών, Multi-User Detector (MUD) σε υποδομές OFDM. Πρόσφατα, οι ανιχνευτές MUD (λαμβάνοντας υπόψη πολλαπλούς παρεμβολείς ταυτοχρόνως) έχουν επικρατήσει των προγενέστερων SUD, κυρίως επειδή επιτυγχάνουν υψηλό κέρδος απόδοσης και χωρητικότητας [25]. Συνεπώς σε κάθε επανάληψη της SIC και αφού ακυρωθεί η συνεισφορά του εκάστοτε χρήστη (με το μεγαλύτερο SNR) προς αποκωδικοποίηση, το σήμα αναδημιουργείται με βάση τη συνολική πληροφορία του υπολειπόμενου σήματος και την κατάσταση του CSI για να επαναληφθεί η ίδια διαδικασία, έως ότου συμπληρωθεί ένας συγκεκριμένος αριθμός επαναλήψεων. Ο



Σχήμα 2.3: Σχηματική αναπαράσταση ενός δέκτη OFDM-SIC. (α) Ήπιο-SIC, (β) Καθορισμένο-SIC. Τα εξαρτήματα Interleaver/de-Interleaver και Despreader, τα οποία υποδηλώνονται με διακεκομμένη γραμμή, συμπεριλαμβάνονται στο δέκτη μόνο στην περίπτωση της λήψης BICM και OFCDM, αντίστοιχα. Κατά τον ίδιο τρόπο, τα εξαρτήματα Spatial Decoder και Multiple-Antenna RF Receiver χρησιμοποιούνται μόνο στην περίπτωση υποδομών με πολλαπλά κεραιστοιχεία.

αριθμός των επαναλήψεων δεν καθορίζεται μόνο από τον αριθμό των χρηστών αλλά κυρίως από τον αριθμό των επιπέδων βρόγχου της SIC, ο οποίος καθορίζεται από τον υπεύθυνο μηχανικό του εκάστοτε συστήματος ή/και την αντίστοιχη κατασκευαστική εταιρία.

Η στρατηγική εξισορρόπησης (π.χ. το μετωπιαίο άκρο ενός δέκτη) μπορεί να ακολουθεί μία οποιαδήποτε αρχιτεκτονική. Ωστόσο, η επιλογή του κατάλληλου εξισορροπητή σε ένα σύστημα OFDM παίζει βασικό ρόλο στην απόδοση της SIC, όπως αναλύεται λεπτομερώς στη συνέχεια. Εν γένει, οι πλέον γνωστοί εξισορροπητές για ανίχνευση και αποκωδικοποίηση δεκτών OFDM είναι η βέλτιστη στρατηγική της μέγιστης πιθανοφάνειας, Maximum Likelihood (ML) και οι υποβέλτιστες γραμμικές στρατηγικές του ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος, Minimum Mean Squared Error (MMSE) και της μηδενικής επιβολής, Zero Forcing (ZF). Από αυτές, η ML επιτυγχάνει την καλύτερη απόδοση αφού αποτελεί την περισσότερο ανθεκτική στα σφάλματα στρατηγική εξισορρόπησης, με το κόστος της μεγαλύτερης υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Αποτελεί μία αρκετά απαιτητική λύση εξισορρόπησης

του σήματος, διότι εξετάζει τη θέση του ληφθέντος συμβόλου σε ένα σηματικό διάγραμμα αστερισμού (constellation diagram) σε συνδυασμό με όλες τις πιθανές θέσεις που μπορεί να λάβει μέσα σε αυτό το διάγραμμα. Αντιθέτως, η ZF προσφέρει τη μικρότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα με το κόστος της μεγάλης ευαισθησίας σε σφάλματα. Η λειτουργία της βασίζεται στον υπολογισμό του ψευδοαναστροφου πίνακα, τύπου Moore-Penrose, του καναλιού. Τέλος, η MMSE αντισταθμίζει τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των δύο προηγούμενων εξισορροπητών, υπό το πρίσμα της μετρικής PCT. Υπολογίζει τον αντίστροφο πίνακα καναλιού λαμβάνοντας υπόψιν τόσο την κατάσταση στο ίδιο το κανάλι όσο και τη διακύμανση του θορύβου. Η αναλυτική λειτουργία των συγκεκριμένων εξισορροπητών σε συστήματα SIC-OFDM περιγράφεται σε βάθος στα επόμενα δύο κεφάλαια υπό την περίπτωση υποδομών ενός ή πολλαπλών κεραιοστοιχείων για τη μετάδοση, αντίστοιχα.

Οι SIC ταξινομούνται περαιτέρω σε δύο κατηγορίες, την καθορισμένη-SIC (hard-SIC) και την ήπια-SIC (soft-SIC), όπως απεικονίζεται στην εικόνα 2.3. Η συγκεκριμένη ταξινόμηση οφείλεται στον αντίστοιχο τρόπο ανίχνευσης των κωδικοποιημένων συμβόλων. Χρησιμοποιώντας μία καθορισμένη τακτική, η ανίχνευση και, συνεπώς, η αποκωδικοποίηση εφαρμόζεται χρησιμοποιώντας συμβατικούς τρόπους λήψης, όπως η αποκωδικοποίηση Viterbi. Από την άλλη πλευρά, η ήπια τακτική βασίζεται σε μία περισσότερο προηγμένη στρατηγική ανάκτησης της πληροφορίας, η οποία έχει ως στόχο την βελτίωση της επίδοσης σε BER. Σε αυτήν την περίπτωση, το λαμβανόμενο σήμα αποδιαμορφώνεται σε μία σειρά διαδοχικών επαναλήψεων μέσα από έναν κατάλληλο δυφιοαπεικονιστή (bit mapper) ήπιας εισόδου-εξόδου. Στην περίπτωση των συστημάτων BICM, τα ληφθέντα σύμβολα (συνήθως πολλών καταστάσεων, π.χ. σύμβολα QAM) πρώτα αποκωδικοποιούνται μέσω ενός δυφιοαπεικονιστή ήπιας εξόδου, στη συνέχεια απειμπλέκονται και εισέρχονται σε έναν δυαδικό αποκωδικοποιητή Viterbi ήπιας εισόδου [26].

Η σημαντικότερη διαφορά μεταξύ ενός ήπιου και ενός καθορισμένου αποκωδικοποιητή Viterbi είναι ότι οι ήπιες τιμές σε κάθε επανάληψη του πρώτου αντιστοιχούν στις καθορισμένες εκτιμήσεις συμβόλων του δεύτερου. Ωστόσο, ο τελικός υπολογισμός στον ήπιο τρόπο καθορίζεται από την απόλυτη τιμή που προκύπτει μετά από όλες τις επαναλήψεις, ο αριθμός των οποίων προσδιορίζει την αξιοπιστία της απόφασης [27]. Προκειμένου να επιτευχθεί μία ήπια αποκωδικοποίηση, συνήθως υιοθετείται ένας εκτιμητής μέγιστης-εκ-των-υστέρων-πιθανότητας, Maximum a Posteriori (MAP), ο οποίος βασίζεται στην προσέγγιση του λόγου λογαριθμικής πιθανοφάνειας, Log Likelihood Ratio (LLR). Μολονότι η καθορισμένη τακτική επιφέρει λιγότερη υπολογιστική και υλισμική πολυπλοκότητα καθώς επίσης μικρότερη

καθυστέρηση αποκωδικοποίησης, παρουσιάζει υποβέλτιστη απόδοση στην ανθεκτικότητα και την αξιοπιστία, σε σχέση με την αντίστοιχη ήπια τακτική. Επομένως είναι προφανές ότι η επιλογή του κατάλληλου αποκωδικοποιητή έχει άμεση σχέση με το επίπεδο αντιστάθμισης PCT, του οποίου η βελτίωση εξαρτάται κυρίως από τις προδιαγραφές και τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής.

Ωστόσο, η βελτιστοποίηση των διαθέσιμων στρατηγικών αποκωδικοποίησης δεν αποτελεί το αντικείμενο μελέτης της παρούσας διατριβής, συνεπώς περαιτέρω ανάλυση περί του συγκεκριμένου θέματος δεν παρέχεται στη συνέχεια. Μελέτες που σχετίζονται με την αξιολόγηση και την απόδοση των καθορισμένων και των ήπιων τακτικών για Μ-αδικές διαμορφώσεις, οι οποίες χρησιμοποιούνται συχνά σε συστήματα OFDM, δίνονται στις εργασίες [27, 28, 29].

Μετέπειτα, αφού αποκωδικοποιείται το εκάστοτε σύμβολο, το υπολειπόμενο σήμα εισέρχεται σε έναν εκτιμητή καναλιού, όπου επεξεργάζεται και αναδομείται περιέχοντας την αμοιβαία πληροφορία όλων των υπόλοιπων χρηστών, εκτός από τη συνεισφορά του προηγούμενου χρήστη (ο οποίος αποκωδικοποιήθηκε και στη συνέχεια ακυρώθηκε). Το πλεονέκτημα των επόμενων χρηστών είναι ότι βρίσκονται σε πλεονεκτική θέση, πλέον, όσον αφορά την απόδοση της αξιοπιστίας μετάδοσης, εφόσον το επίπεδο των συνολικών παρεμβολών έχει κατευναστεί στην είσοδο του δέκτη. Το φαινόμενο αυτό γίνεται περισσότερο έντονο όσο αυξάνεται ο αριθμός των επαναλήψεων της SIC, αφού οι παρεμβολές έχουν μειωθεί αναλόγως. Η διαδικασία της SIC συνεχίζεται έως ότου ακυρωθούν/αποκωδικοποιηθούν όλοι οι χρήστες του συστήματος.

Κλείνοντας, αναφέρονται σε σειρά τα σημαντικότερα βήματα που καθορίζουν τη λειτουργικότητα της τεχνικής SIC ως εξής:

1. Όταν λαμβάνεται ένα σήμα OFDM, υπολογίζεται ο πίνακας εξισορρόπησης J , μεγέθους $N \times N$, όπου ο J μπορεί να είναι ένας εκτιμητής ML, ZF ή MMSE (Ο J υπολογίζεται με διαφορετικούς τρόπους, ανάλογα την τακτική ανίχνευσης, όπως αναλύεται στο επόμενο κεφάλαιο).
2. Εφαρμόζεται μία προαιρετική διάταξη προτεραιότητας B_l , $l \in (0, N]$ για την ανίχνευση των συμβόλων στον πίνακα J .
3. Υπολογίζεται το διάνυσμα $\langle J y \rangle_l$, όπου $\langle \cdot \rangle_l$ είναι η l -οστή σειρά του πίνακα. Το αποτέλεσμα υποδηλώνει μία εκτίμηση του ανιχνευόμενου συμβόλου x , το οποίο αποκωδικοποιείται στη συνέχεια ανάλογα με τον τύπο διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στο σύστημα.

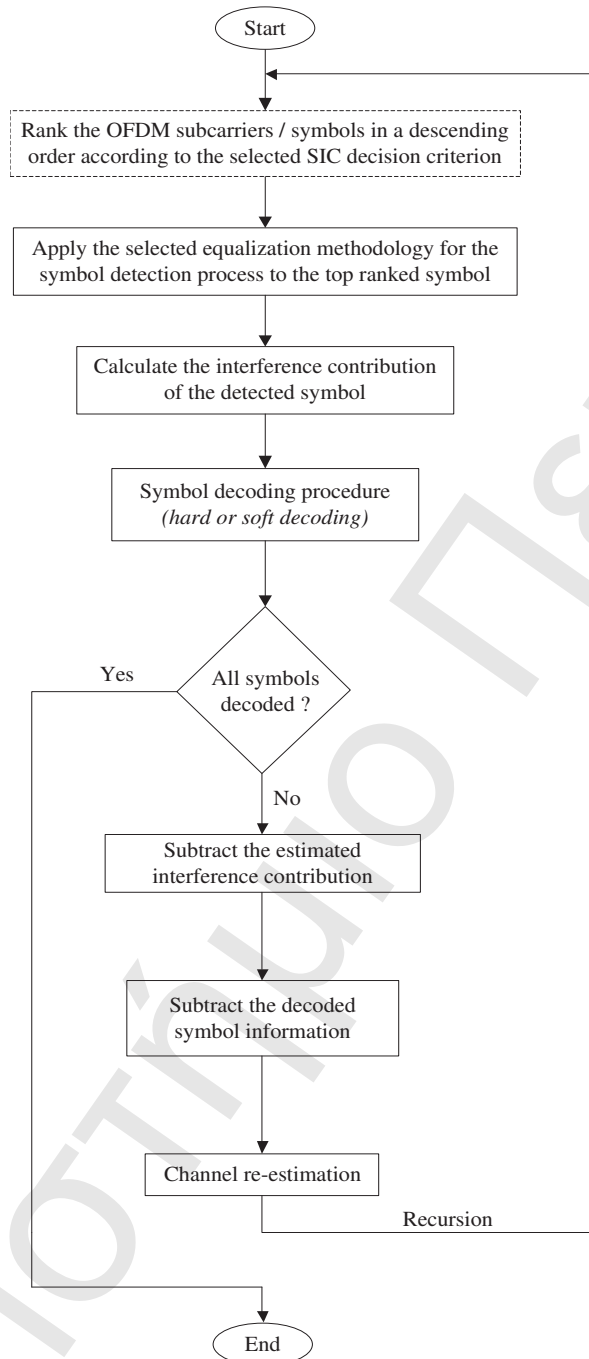
4. Αφαιρείται η αποκωδικοποιημένη πληροφορία από το υπολειπόμενο σήμα ως $y_{new} = y_{previous} - x [G]_l$, όπου $[.]_l$ είναι η l -οστή στήλη του πίνακα.
5. Αφαιρείται η συνεισφορά παρεμβολής του ακυρωμένου χρήστη στο νέο πίνακα $G_{new} = [G]_{l'}$, όπου l' είναι ο δείκτης στήλης όταν οι στήλες του πίνακα $1, 2, \dots, l$ έχουν μηδενιστεί.
6. Επανάληψη των βημάτων 1 ως 5, έως ότου ολοκληρωθεί η αποκωδικοποίηση όλων των συμβόλων OFDM.

Επίσης, η εικόνα 2.4 παρουσιάζει τη λειτουργία της τεχνικής SIC, σε μορφή ενός διαγράμματος ροής.

Οι δέκτες τύπου SIC παρέχουν υψηλό βαθμό ποιότητας υπηρεσίας, όσον αφορά τα επίπεδα σε BER, υπό την βασική προϋπόθεση της τέλει (αλάνθαστης) αποκωδικοποίησης συμβόλων. Ωστόσο, αυτή η ιδανική συνθήκη θεωρείται ως ένα υπεραισιόδοξο σενάριο για ρεαλιστικές εφαρμογές (στις οποίες η πιθανότητα σφαλμάτων είναι αρκετά μεγάλη). Στην περίπτωση που η αποκωδικοποίηση ενός συμβόλου πραγματοποιείται εσφαλμένα, όλα τα υπολειπόμενα σύμβολα επηρεάζονται ανεπανόρθωτα και αυτό το σφάλμα διαδίδεται και στις επόμενες επαναλήψεις της SIC [20]. Ως εκ τούτου, η διάδοση του σφάλματος αποτελεί καθοριστικό παράγοντα για τη μείωση της απόδοσης του συστήματος καθώς επίσης καθορίζει την αποδοτικότητα του PCT. Ο συγκεκριμένος περιορισμός αποτελεί θέμα προς εκτενή έρευνα στους τομείς της επεξεργασίας σήματος τηλεπικοινωνιακών συστημάτων στις μέρες μας. Προκειμένου να μειωθεί η συγκεκριμένη πιθανότητα σφάλματος σε κάθε επανάληψη της SIC, τόσο οι ταυτόχρονες μεταδόσεις των χρηστών όσο και ο αριθμός των επαναλήψεων SIC πρέπει να περιορίζεται κατάλληλα. Επιπλέον, η απόφαση της βέλτιστης διάταξης για την ανίχνευση των επιμέρους συμβόλων του συνολικού σήματος OFDM παίζει ένα μείζονα ρόλο στον περιορισμό της διάδοσης σφάλματος της SIC. Τα προαναφερθέντα πολύ σημαντικά ζητήματα για την απόδοση της συνολικής αποκωδικοποίησης αναλύονται σε βάθος στα επόμενα δύο κεφάλαια.

2.3 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο αναφέρθηκαν τα δομικά στοιχεία του πομποδέκτη συστημάτων που λειτουργούν με μετάδοση OFDM και μετάδοση εξάπλωσης φάσματος OFDM (OFCDM). Επιπλέον, αναφέρθηκαν οι πιο σημαντικές τεχνικές διαμόρφωσης, εγκωδίκευσης και διεμπλοκής σήματος που χρησιμοποιούνται εκτενώς στα



Σχήμα 2.4: Διάγραμμα ροής που περιγράφει τη λειτουργία της τεχνικής SIC. Η κατάσταση η οποία υποδηλώνεται με διακεκομμένη γραμμή είναι προαιρετική και χρησιμοποιείται για να βελτιώσει περαιτέρω την ολική απόδοση του δέκτη σε επίπεδα BER.

συγκεκριμένα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Στη συνέχεια, περιγράφηκε το φαινόμενο της παρεμβολής και η αντίστοιχη επίδρασή του στη μετάδοση της πληροφορίας καθώς επίσης επισημάνθηκαν τα κυριότερα είδη παρεμβολών.

Η τεχνική ακύρωσης παρεμβολών (IC) αποτελεί μία αποτελεσματική στρατηγική λήψης και αποκωδικοποίησης σημάτων, η οποία επιτυγχάνει σημαντική ενίσχυση

της αξιοπιστίας μετάδοσης καθώς μειώνει σε μεγάλο βαθμό την πιθανότητα σφαλμάτων σε εφαρμογές OFDM, συγκρινόμενη με συμβατικούς τρόπους λήψης. Οι κύριοι εκπρόσωποι της συγκεκριμένης τεχνικής είναι οι μηχανισμοί προ-IC και μετα-IC. Οι βασικότερες διαφορές αυτών των μηχανισμών, τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους περιγράφηκαν σε αυτό το κεφάλαιο. Επιπλέον, οι μετα-IC διαχωρίζονται περαιτέρω στις τεχνικές PIC και SIC, όπου ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στη δεύτερη τεχνική εξαιτίας της εφαρμοσιμότητάς της σε μεγάλου εύρους πρακτικές δικτυακές εφαρμογές, έναντι της πρώτης τεχνικής που θεωρείται περισσότερο απαιτητική.

Τέλος, παρέχεται μία εκτενής περιγραφή του τρόπου λειτουργίας της SIC, η οποία μπορεί να ανιχνεύει, να αποκωδικοποιεί την εκάστοτε πληροφορία και στη συνέχεια να ακυρώνει τη συνεισφορά της από το υπολειπόμενο σήμα. Αυτό επιτυγχάνεται κάνοντας χρήση μίας ήπιας ή μίας καθορισμένης στρατηγικής εξισορρόπησης καναλιού και αποκωδικοποίησης. Οι κυριότεροι εκπρόσωποι εξισορροπητών καναλιού, οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε συστήματα OF(C)DM, αποτελεί επίσης αντικείμενο αυτού του κεφαλαίου. Στο επόμενο κεφάλαιο αναλύονται εκτενώς οι σημαντικότερες τεχνικές λήψης τύπου SIC-OFDM, όταν η υποδομή του δικτύου υποστηρίζει πομποδέκτες ενός κεραιοστοιχείου.

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Κεφάλαιο 3

Διαδοχική ακύρωση παρεμβολών σε δίκτυα OFDM με ένα κεραιοστοιχείο

Περίληψη

Στο κεφάλαιο αυτό αναφέρονται οι σημαντικότερες μεθοδολογίες λήψης, οι οποίες εφαρμόζουν την τεχνική της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών σε συστήματα OFDM και OFCDM, όταν οι εν λόγω δικτυακές υποδομές υποστηρίζουν πομποδέκτες ενός κεραιοστοιχείου. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη βελτιστοποίηση της πιθανότητας σφαλμάτων στα επίπεδα BER, σε συνδυασμό με την αντίστοιχη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας της συγκεκριμένης τεχνικής, προσφέροντας αποδοτικότητα στα επίπεδα του PCT. Τέλος, η απόδοση των συγκεκριμένων μεθοδολογιών συγκρίνεται και αξιολογείται, καθώς επίσης αναλύεται η επιμέρους στρατηγική που ακολουθείται για την ανίχνευση, την αποκωδικοποίηση της πληροφορίας και την ακύρωση της συνεισφοράς του κάθε χρήστη, από τις ανωτέρω τεχνικές SIC-OF(C)DM.

3.1 Εισαγωγή

Τα συστήματα που λειτουργούν με χρήση της μετάδοσης σε ορθογωνική πολυπλεξία στη συχνότητα παρέχουν εξαιρετική εξοικονόμηση φάσματος, επιτρέποντας στα επιμέρους υποκανάλια ³ να επικαλύπτονται μεταξύ τους, υπό την αυστηρή προϋπόθεση της ορθογωνικότητας της μετάδοσης στο αντίστοιχο πεδίο του χρόνου [30, 31]. Ένα μεγάλο μέρος της ευθύνης για τη διατήρηση της ορθογωνικότητας έχει η παρουσία του CP, όπως αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Ωστόσο, οι διακυμάνσεις στο πεδίο του χρόνου, οι οποίες χαρακτηρίζουν ένα ασύρματο κανάλι, μπορεί να οδηγήσουν στην απώλεια της πλήρους ορθογωνικότητας του σήματος κατά τη λήψη. Επακόλουθο αυτής της κατάστασης είναι η δημιουργία του φαινομένου ICI, το οποίο αποτελεί έναν από τους κύριους παράγοντες παρεμβολής στα συγκεκριμένα συστήματα καθώς επιφέρει ένα αναπότρεπτο ποσοστό σφαλμάτων. Εν γένει, το ICI θεωρείται μία τυχαία στοχαστική κατάσταση και ως εκ τούτου μοντελοποιείται συνήθως ως μία προσθετική Γκαουσιανή διαδικασία στο συνολικό σήμα λήψης. Στις επόμενες ενότητες του κεφαλαίου αυτού αναλύεται διεξοδικά η τεχνική SIC και ο τρόπος αντιμετώπισης του ICI καθώς και άλλων τύπων παρεμβολής σε συστήματα OFDM και OFCDM, αντίστοιχα.

3.2 Η τεχνική SIC σε συστήματα OFDM

Στην ενότητα αυτή περιγράφονται τα φαινόμενα της παρεμβολής που χαρακτηρίζουν τα συστήματα μετάδοσης OFDM με ένα κεραιοστοιχείο. Μία από τις κυριότερες επιδράσεις παρεμβολών δημιουργείται κυρίως από το φαινόμενο της μετατόπισης της συχνότητας στο φέροντα, Carrier Frequency Offset (CFO). Στη συνέχεια αναλύονται οι σημαντικότερες τεχνικές SIC, οι οποίες καλούνται να ακυρώσουν αυτού του είδους τις παρεμβολές με στόχο την αποδοτική λειτουργία σε επίπεδα PCT.

3.2.1 Η επίδραση του CFO στους δέκτες SIC-OFDM

Τα συστήματα OFDM παρουσιάζουν μεγάλη ευαισθησία σε πιθανές μετατοπίσεις της συχνότητας των επιμέρους υποφερόντων. Η επίδραση του CFO σε συνάρτηση με τις χρονικές μετατοπίσεις που επιδρούν στο ασύρματο κανάλι αποτελούν τους κύριους παράγοντες για τη δημιουργία του ICI. Η εν λόγω επίδραση προκαλείται

³Οι όροι υποκανάλι και τόνος συχνότητας, οι οποίοι θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια, εκφράζουν έναν υποφέροντα OFDM.

από πιθανές αποκλίσεις των ταλαντωτών σε έναν πομποδέκτη (οι οποίες προκαλούν την απώλεια του συγχρονισμού μεταξύ εκπομπής και λήψης) ή/και από το φαινόμενο της ολίσθησης Doppler, το οποίο εισάγεται από την κινητικότητα των επιμέρους χρηστών.

Κρίνεται, συνεπώς, σκόπιμη η εγκαθίδρυση ενός αξιόπιστου και αποτελεσματικού μηχανισμού που να υπολογίζει το CFO. Ο μηχανισμός αυτός διαχωρίζεται σε δύο κατηγορίες, την *επίκτηση* και την *ιχνηλάτηση*. Όταν ένας χρήστης εισέρχεται στο σύστημα, το μεταδιδόμενο σήμα του είναι πιθανό να λαμβάνει μία ισχυρή στιγμιαία ολίσθηση στο πεδίο της συχνότητας. Στην περίπτωση αυτή δρα ο κατάλληλος μηχανισμός επίκτησης, ο οποίος ανιχνεύει και διορθώνει την ενδεχόμενη αρχική ολίσθηση. Μετά τη φάση της επίκτησης, το ενδεχόμενο CFO του χρήστη, που μπορεί να προκύψει σε επόμενες μεταδόσεις, περιορίζεται σε ένα συγκεκριμένο εύρος (για παράδειγμα ± 0.5 του διαστήματος υποφέροντα), το οποίο ορίζεται από τον προαναφερθέντα μηχανισμό. Η εκτίμηση και ο υπολογισμός των ενδεχόμενων νέων ολισθήσεων πραγματοποιείται από το μηχανισμό ιχνηλάτησης σε τακτικά χρονικά διαστήματα [32].

Εκτός από το CFO, ένας άλλος παράγοντας που ευθύνεται για τη μείωση της απόδοσης κατά τη μετάδοση αποτελεί το φαινόμενο των διαλείψεων στο κανάλι εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης. Το φαινόμενο αυτό επιτρέπει την ύπαρξη πολλαπλών αντιγράφων του ίδιου σήματος, τα οποία μπορεί να συνδυάζονται στο δέκτη με τρόπο ώστε να μειώνεται σημαντικά το αντίστοιχο SNR και να προκαλούνται έντονες διαλείψεις. Η πολύοδη διάδοση και το CFO αποτελούν τους κυριότερους παράγοντες για τη δημιουργία του φαινομένου ICI στα συστήματα OFDM [33].

Το ICI μπορεί να δημιουργηθεί είτε σε περιπτώσεις αυτοπαρεμβολής, λόγω της διαρροής ισχύος σε γειτονικούς υποφέροντες του ίδιου χρήστη, είτε στις αντίστοιχες περιπτώσεις σε περιβάλλοντα πολλαπλών χρηστών (φαινόμενο MAI). Ιδιαίτερα στη δεύτερη περίπτωση, σε συστήματα OFDMA, η παρουσία του CFO (και επομένως του ICI) είναι αναπόφευκτη και επηρεάζει τη συνολική απόδοση της μετάδοσης. Στα δίκτυα υποδομών, όπως τα κυτταρικά δίκτυα και στην περίπτωση της μετάδοσης με κατεύθυνση προς τα κάτω, η ορθογωνικότητα μεταξύ των σημάτων όλων των χρηστών διατηρείται, εφόσον πολυπλέκονται από έναν πομπό (π.χ. το σταθμό βάσης). Ως εκ τούτου, το MAI μπορεί να αποφευχθεί με τη διατήρηση ενός ακριβούς συγχρονισμού στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου. Επιπλέον, προκειμένου να αποφευχθεί η αυτοπαρεμβολή, κάθε χρήστης επιτυγχάνει συγχρονισμό με τον πομπό με στόχο να περιοριστεί, πλέον, σημαντικά το συνολικό ICI.

Στην περίπτωση της περισσότερης απαιτητικής κατεύθυνσης προς τα άνω, το MAI δε μπορεί να αποφευχθεί διότι οι αυτόνομες κινήσεις των χρηστών σε σχέση

με το δέκτη αναφοράς (π.χ. το σταθμό βάσης) έχουν ως αποτέλεσμα διαφορετικές εκτιμήσεις σε επίπεδα CFO. Συνεπώς, ο υπολογισμός του CFO και η επίτευξη ακριβούς συγχρονισμού αποτελεί ένα πρόβλημα πολλαπλών παραμέτρων καθώς οι δέκτες δε μπορούν να αποκαταστήσουν το εν λόγω CFO, σύμφωνα με μία συγκεκριμένη συχνότητα αναφοράς, όπως στην προηγούμενη περίπτωση. Παρόλο που το φαινόμενο της αυτοπαρεμβολής εκμηδενίζεται, ξεχωριστά για κάθε χρήστη, η παρουσία του MAI μπορεί να οδηγήσει στη δημιουργία του ICI.

Ένας καθοριστικός παράγοντας για τη διακύμανση του MAI στο δέκτη είναι ο τρόπος που γίνεται η ανάθεση των υποκαναλιών σε διαφορετικούς χρήστες. Αξίζει να αναφερθεί σε αυτό το σημείο, ότι στα συστήματα OFDMA η ανάθεση των υποκαναλιών στους χρήστες πραγματοποιείται με τρεις τρόπους: τυχαία, διεμπλεκόμενα και κατά ομάδες. Ο στόχος είναι η αύξηση του διαφορισμού του σήματος σε σχέση με την επιλεκτικότητα του καναλιού στο χρόνο και τη συχνότητα και στη μείωση του MAI.

Δύο είναι οι βασικότερες μέθοδοι που χρησιμοποιούνται για τη μείωση του MAI των συστημάτων OFDMA, εξαιτίας του CFO στην κατεύθυνση προς τα άνω: η μέθοδος της *ανάδρασης* (feedback) [34] και η μέθοδος της *αντιστάθμισης* (compensation) [35]. Με την πρώτη μέθοδο ο συγχρονισμός της συχνότητας μεταξύ πομπού/αποστολέα και δέκτη επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας την απαραίτητη σηματοδότηση, η οποία καταλαμβάνει ένα σημαντικό ποσοστό της μετάδοσης των δεδομένων και ως εκ τούτου μειώνει το επίπεδο της ρυθμαπόδοσης. Κατά τη διάρκεια της ανάδρασης, ο δέκτης αναφοράς επιστρέφει στους χρήστες τις εκτιμήσεις των αντίστοιχων CFO, με στόχο τη διόρθωση αυτών και την επίτευξη του συγχρονισμού μέσα στα αναμενόμενα διαστήματα.

Η μέθοδος της αντιστάθμισης δεν προϋποθέτει την εγκαθίδρυση πιλοτικών σημάτων για διόρθωση της ολίσθησης στη συχνότητα, με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας κατά την υλοποίηση της ανίχνευσης των δεδομένων, που οφείλεται σε προηγμένες τεχνικές επεξεργασίας σήματος οι οποίες είναι απαραίτητες. Η αποτελεσματικότητα που προσφέρει η SIC στην περίπτωση αυτή, καθώς μειώνει δραστικά το φαινόμενο ICI, έχει αποδείξει ότι αποτελεί μία από τις πλέον κατάλληλες τεχνικές λήψης σε συστήματα OFDMA για την κατεύθυνση προς τα άνω [35, 36]. Εν γένει, η SIC μπορεί να υλοποιηθεί σε έναν πεπερασμένο αριθμό επαναλήψεων. Κατά τη διάρκεια της πρώτης επανάληψης, το εκάστοτε σύμβολο ανιχνεύεται και αποκωδικοποιείται και στη συνέχεια υπολογίζεται η συνεισφορά του σε επίπεδα ICI. Στη συνέχεια η συγκεκριμένη συνεισφορά αναδημιουργείται

και ακυρώνεται (μηδενίζεται) από το υπολειπόμενο σήμα. Η διαδικασία αυτή πραγματοποιείται σε κάθε υποφέροντα του συστήματος μετάδοσης, δηλαδή σε κάθε σύμβολο προς αποκωδικοποίηση.

Ωστόσο, αν συμβούν σφάλματα κατά τη διάρκεια της απόφασης της ανίχνευσης, ιδιαίτερα στις πρώτες επαναλήψεις της SIC, το ICI δε μειώνεται αλλά αντιθέτως μπορεί να ενισχυθεί σημαντικά. Προκειμένου να αποφευχθεί ή να περιοριστεί αυτή η κατάσταση, η απόφαση της ανίχνευσης πρέπει να βασίζεται σε υψηλό επίπεδο εμπιστοσύνης, με βάση το οποίο τα σύμβολα ταξινομούνται σε συγκεκριμένα σειρά ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης. Το πιο σύνθηρες κριτήριο ανίχνευσης αποτελούν οι δείκτες SNR, SINR ή/και η ισχύς του ληφθέντος σήματος. Συνεπώς, το πρώτο σύμβολο που διαχειρίζεται η SIC είναι αυτό με το υψηλότερο επίπεδο εμπιστοσύνης συγκρινόμενο με όλα τα υπόλοιπα, δηλαδή αυτό που έχει τη μικρότερη πιθανότητα σφάλματος κατά τη διάρκεια της αποκωδικοποίησης και του υπολογισμού του αντίστοιχου ICI. Στη μελέτη [37], η ελάχιστη Ευκλείδεια απόσταση, Minimum Euclidean Distance (MED), χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της απόφασης ανίχνευσης. Συγκεκριμένα, υποθέτοντας M -οστές διαμορφώσεις το MED υπολογίζεται κάνοντας χρήση του βέλτιστου κριτηρίου ML ως

$$J_{ML}(n, \hat{\alpha}_m) = \min_{m=1, \dots, M} |y_n - G_{n,n} \hat{\alpha}_m|, \quad (3.1)$$

όπου $G_{n,n} \hat{\alpha}_m$ υποδηλώνει την εκτιμώμενη θέση του συμβόλου m , το οποίο συμβολίζεται ως $\hat{\alpha}_m$ σε ένα M -οστό διάγραμμα αστερισμού, όπως ανιχνεύεται στον n -οστό υποφέροντα, ενώ χρησιμοποιείται ο καθορισμένος τρόπος αποκωδικοποίησης. Το σύμβολο με το μικρότερο MED έχει το υψηλότερο επίπεδο εμπιστοσύνης, επομένως αποτελεί και την πιο αξιόπιστη επιλογή για να διαχειριστεί από τη SIC. Η παραπάνω διαδικασία συνεχίζεται έως ότου όλα τα ταξινομημένα ληφθέντα σύμβολα αποκωδικοποιηθούν.

Προαιρετικά, η πολιτική της ήπιας αποκωδικοποίησης μπορεί να εφαρμοσθεί στη συνέχεια, προς όφελος της ενίσχυσης της αξιοπιστίας των αποφάσεων για τα επιμέρους σύμβολα. Στην περίπτωση αυτή πραγματοποιείται ένας πεπερασμένος αριθμός από περαιτέρω επαναλήψεις της SIC. Οι εκτιμήσεις της συνεισφοράς ICI των συμβόλων από την προηγούμενη επαναληπτική διαδικασία χρησιμοποιούνται αναδραστικά, με στόχο τη βελτίωση της συνολικής ανάκτησης της πληροφορίας και της επίδοσης της SIC. Ωστόσο, η χρήση της ήπιας τεχνικής ακύρωσης παρεμβολών αυξάνει τόσο την υπολογιστική πολυπλοκότητα όσο και το χρόνο επεξεργασίας στο δέκτη, μειώνοντας το επίπεδο του PCT. Στην επόμενη υποενότητα περιγράφονται οι μέθοδοι που χαρακτηρίζουν σημαντική μείωση της πολυπλοκότητας της SIC.

3.2.2 Μείωση της πολυπλοκότητας των τεχνικών SIC

Στη μελέτη [38] προτείνεται μία καινοτομική τεχνική SIC, η οποία έχει ως στόχο τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του μηχανισμού λήψης, δίχως τη χησιμοποίηση πιλοτικής σηματοδοσίας. Αυτό επιτυγχάνεται κατηγοριοποιώντας τα ληφθέντα σύμβολα σε αξιόπιστα και μη αξιόπιστα σύμφωνα με την τιμή που υποδεικνύει ένα κατώφλι ισχύος ξ . Πιο συγκεκριμένα, τα σύμβολα ανιχνεύονται με καθορισμένο τρόπο και στη συνέχεια κατηγοριοποιούνται σε αξιόπιστα ή μη, με βάση την ισχύ με την οποία λαμβάνονται στο δέκτη. Στην περίπτωση που τα σύμβολα έχουν μεγαλύτερη ισχύ από το εν λόγω κατώφλι, χαρακτηρίζονται ως αξιόπιστα, ενώ στην αντίθετη περίπτωση χαρακτηρίζονται ως μη αξιόπιστα. Μόνο τα αξιόπιστα σύμβολα υπόκεινται στη διαδικασία της SIC ενώ τα μη αξιόπιστα σύμβολα αποκωδικοποιούνται με υποβέλτιστο συμβατικό τρόπο (δίχως τη διαμεσολάβηση του αντίστοιχου μηχανισμού ακύρωσης παρεμβολών) αφού έχει επέλθει η ακύρωση των αντίστοιχων αξιόπιστων συμβόλων. Η βασική ιδέα είναι το γεγονός ότι εφόσον κάποια από τα συνολικά σύμβολα έχουν χαρακτηριστεί ως αξιόπιστα, η αποκωδικοποίηση και η ακύρωση της συνεισφοράς τους σε ICI έχει επιτευχθεί με μηδαμινή πιθανότητα σφάλματος. Μετέπειτα, τα μη αξιόπιστα σύμβολα αποκωδικοποιούνται με συμβατικό τρόπο με στόχο τη μείωση της συνολικής πολυπλοκότητας (εφόσον στην περίπτωση αυτή δε χρησιμοποιούνται προηγμένες απαιτητικές μέθοδοι όπως η ακύρωση παρεμβολών), μολονότι τα επίπεδα του συνολικού ICI έχουν πλέον μειωθεί αρκετά.

Η συνολική αξιοπιστία της συγκεκριμένης μεθόδου συσχετίζεται άμεσα με το βαθμό αξιοπιστίας του συστήματος και την εγκυρότητα του εν λόγω κατωφλίου. Συνεπώς, έχοντας θέσει μία υψηλή τιμή στο κατώφλι, τα μη αξιόπιστα σύμβολα που διέπουν ένα δεδομένο ρεύμα OFDM στο δέκτη αυξάνονται, γεγονός που επιφέρει την αύξηση του BER. Από την άλλη πλευρά, μία χαμηλή τιμή κατωφλίου έχει ως αποτέλεσμα την ενίσχυση της ανθεκτικότητας και της αξιοπιστίας του συστήματος με το κόστος της αύξησης της πολυπλοκότητας. Για παράδειγμα, έστω ότι το κατώφλι έχει μηδενική τιμή, $\xi = 0$, δηλαδή τα σύμβολα όλων των υποφερόντων του συστήματος αποκωδικοποιούνται με την τεχνική SIC. Στην περίπτωση αυτή ο αριθμός των επιμέρους ακυρώσεων της παρεμβολής είναι M^N , που υποδηλώνει αρκετά αυξημένη πολυπλοκότητα. Επομένως, η αντιστάθμιση σε επίπεδα PCT που επιφέρει το κατώφλι καθορίζει τη λειτουργικότητα και την απόδοση της SIC, ενώ η βέλτιστη τιμή της, έχει καθοριστεί κυρίως με χρήση αριθμητικών ή/και ευρετικών μεθόδων υπό συγκεκριμένες συνθήκες διαλείψεων στο κανάλι [38].

Μία εναλλακτική τεχνική SIC με μειωμένη πολυπλοκότητα στο δέκτη συστημάτων OFDMA έχει επίσης προταθεί στη μελέτη [36]. Στη συγκεκριμένη τεχνική, η

ανάθεση των υποφερόντων στους πολλαπλούς χρήστες πραγματοποιείται υιοθετώντας το σχήμα ομαδοποίησης (clustering) [39]. Πιο συγκεκριμένα, όλοι οι διαθέσιμοι υποφέροντες ομαδοποιούνται κατάλληλα με στόχο να σχηματίσουν έναν πεπερασμένο αριθμό ομάδων, ανάλογο με τον αριθμό των χρηστών του συστήματος. Επομένως, κάθε ομάδα περιέχει K υποφέροντες και κάθε ομάδα αναλογεί σε ένα μοναδικό χρήστη. Ο συνολικός αριθμός ομάδων είναι N/K . Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα εφαρμογής του σχήματος αυτού αποτελεί η μέθοδος της μερικής χρήσης υποκαναλιών, Partially Used SubChanneling (PUSC), του προτύπου IEEE 802.16e, όπου κάθε τέσσερις συνεχόμενοι υποφέροντες συνθέτουν μία ομάδα ονόματι *στοίβα παράθεσης (tile)* [40]. Με τον τρόπο αυτό, οι εκπομπές πολλαπλών χρηστών μετατρέπονται εν μέρη σε εκπομπές μονού χρήστη (που ανήκουν στην ίδια στοίβα παράθεσης), συνεπώς λαμβάνουν το ίδιο ή όμοιο ποσό διάλειψης amount of fading. Εφόσον οι εν λόγω υποφέροντες έχουν παρόμοια ισχύ στο δέκτη, η ταξινόμηση και η αντίστοιχη επιλογή ανίχνευσης τους μπορεί να επιφέρει ενδεχόμενο σφάλμα κατά την εκτίμηση του αντίστοιχου ICI. Επομένως, η εφαρμογή της τεχνικής SIC, συμπεριλαμβάνοντας το βέλτιστο κριτήριο προτεραιότητας για ανίχνευση συμβολών προς αποκωδικοποίηση, ενδεχομένως να μην αποτελεί την πιο αποτελεσματική λύση στην περίπτωση αυτή. Ως εκ τούτου προτείνεται η χρησιμοποίηση ενός κατάλληλου αποσχετιστή (decorrelator), προκειμένου να αντισταθμιστεί η αυτοπαρεμβολή σε κάθε στοίβα παράθεσης και στη συνέχεια η εφαρμογή της SIC για την εξάλειψη του MAI. Λαμβάνοντας υπόψη την εξίσωση 2.1, ο πίνακας G μπορεί να αναλυθεί περαιτέρω στις συνιστώσες που εκφράζουν το ICI και τις αντίστοιχες συνιστώσες του καναλιού μετάδοσης ως

$$G \triangleq \Pi \circ H, \quad (3.2)$$

όπου Π υποδηλώνει τον πίνακα συνεισφοράς του ICI για κάθε υποφέροντα, διαστάσεων $N \times N$, H είναι ο διαγώνιος πίνακας των στατιστικών του καναλιού, διαστάσεων $N \times N$ και ο τελεστής (\circ) εκφράζει το γινόμενο Hadamard, το οποίο υποδηλώνει πολλαπλασιασμό διανυσμάτων στοιχείο-προς-στοιχείο.

Ο συγκεκριμένος αποσχετιστής υλοποιείται με τον υπολογισμό της αντιστροφής του πίνακα Π , που εκφράζεται ως Π^{-1} . Ωστόσο, στα σύγχρονα συστήματα OFDM ο αριθμός των υποφερόντων είναι συνήθως μεγάλος και επομένως ο υπολογισμός του αποσχετιστή είναι πολύ δύσκολο να πραγματοποιηθεί σε συνθήκες πραγματικού χρόνου. Όμως, στην περίπτωση των συστημάτων που χρησιμοποιούν την ανάθεση υποφερόντων με χρήση ομαδοποίησης, το μέγεθος του Π εξαρτάται από το μέγεθος της κάθε ομάδας. Για παράδειγμα, ο Π έχει διαστάσεις $K \times K$, όπου ισχύει ότι $K \ll N$. Ως εκ τούτου, η υπολογιστική πολυπλοκότητα μειώνεται σημαντικά σε αυτή την περίπτωση και το γεγονός αυτό οδήγησε στη χρησιμοποίηση του

εν λόγω αποσχετιστή στη μελέτη [36]. Όσον αφορά τη μοντελοποίηση του CFO και κατ' επέκταση του ICI, στην προαναφερθείσα μελέτη, θεωρήθηκε ότι η τιμή CFO που λαμβάνει κάθε υποφέροντας χαρακτηρίζεται από μία ανεξάρτητη και πανομοιότυπα κατανομημένη τυχαία διαδικασία με μηδενική αναμενόμενη τιμή και διακύμανση σ_c^2 . Εν γένει, το εύρος τιμών του CFO, το οποίο προκαλείται από έναν υποφέροντα σε κάποιον άλλο, περιγράφεται στοχαστικά από ανεξάρτητα κατανομημένες τυχαίες διαδικασίες με πολύ υψηλό ποσοστό σύγκλισης.

Μία ακόμη παράμετρος που συμβάλει στην περαιτέρω μείωση της πολυπλοκότητας στο δέκτη αποτελεί το γεγονός ότι ο $\mathbf{\Pi}$ μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένας πίνακας Toeplitz. Πιο συγκεκριμένα, η πολυπλοκότητα που χαρακτηρίζει τον υπολογισμό πινάκων, εν γένει, κυμαίνεται στα όρια του $\mathcal{O}(K^3)$, ενώ η πολυπλοκότητα του αντίστοιχου υπολογισμού πινάκων Toeplitz είναι της τάξης του $\mathcal{O}(K^2)$ [41]. Επίσης, εφόσον η επίδραση του CFO θεωρείται μία στατιστικά ανεξάρτητη διαδικασία, ο υπολογισμός του $\mathbf{\Pi}^{-1}$ μπορεί να πραγματοποιηθεί μία φορά σε μία ομάδα υποφερόντων και να χρησιμοποιηθεί σε όλες τις υπόλοιπες ομάδες υποφερόντων, με στόχο την περαιτέρω μείωση της συνολικής πολυπλοκότητας. Μετέπειτα, αφού το φαινόμενο της αυτοπαρεμβολής έχει αντιμετωπιστεί κάνοντας χρήση τον προαναφερθέντα αποσχετιστή, η SIC αναλαμβάνει την εξάλειψη ή τη μείωση του MAI. Στην περίπτωση αυτή, η επιλογή ανίχνευσης επενεργεί σε κάθε ομάδα υποφερόντων και όχι σε κάθε υποφέροντα όπως προηγουμένως. Η σειρά της ανίχνευσης κρίνεται ανάλογα με το κριτήριο της βέλτιστης ισχύος κάθε ομάδας και μπορεί να υποστηριχθεί καθορισμένη ή/και ήπια στρατηγική αποκωδικοποίησης. Αφού αποκωδικοποιηθεί η πληροφορία των υποφερόντων της εκάστοτε ομάδας, υπολογίζεται η συνεισφορά τους σε MAI και στη συνέχεια ακυρώνεται από το υπόλοιπο σήμα. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται σε όλες τις ομάδες υποφερόντων σε ένα δεδομένο ρεύμα OFDM. Στην παραπάνω μεθοδολογία, η χρήση μίας ήπιας στρατηγικής αποκωδικοποίησης επιφέρει καλύτερα αποτελέσματα σε επίπεδα BER με το κόστος της αύξησης της πολυπλοκότητας και της χρονικής καθυστέρησης, έναντι μίας αντίστοιχης καθορισμένης στρατηγικής και αντίστροφα.

Επίσης, στη μελέτη [32] αντιμετωπίζεται το πρόβλημα της πολυπλοκότητας σε δέκτες τύπου SIC-OFDM από ένα διαφορετικό πρίσμα. Συγκεκριμένα, δίνεται έμφαση στον υπολογισμό της διακύμανσης του CFO κάθε επιμέρους χρήστη (ή υποφέροντα) του συστήματος σε σχέση με το αντίστοιχο δείκτη του σε SINR. Προκειμένου να ενισχυθεί η εγκυρότητα και η αξιοπιστία του συγκεκριμένου μηχανισμού υιοθετήθηκε ένα γενικό σχήμα ανάθεσης υποφερόντων στους χρήστες, δίχως τη χρήση διεμπλοκής ή/και ομαδοποίησης. Η διακύμανση του εν λόγω CFO προσεγγίστηκε στατιστικά είτε χρησιμοποιώντας ομοιόμορφα κατανομημένο CFO σε όλους τους υποφερόντες είτε Γκαουσιανή κατανομή, αντίστοιχα. Στην πρώτη περίπτωση,

το CFO κατανέμεται ομοιόμορφα στο εύρος $(-\epsilon, \epsilon)$, όπου ισχύει ότι $\hat{\epsilon} = \sqrt{3}\hat{\sigma}_\epsilon$, $\hat{\epsilon}$ είναι η εκτιμώμενη κανονικοποιημένη ολίσθηση στη συχνότητα και $\hat{\sigma}_\epsilon$ είναι η μέγιστη εκτιμώμενη απόκλιση της εν λόγω ολίσθησης. Συνεπώς, το εύρος της μέγιστης απόκλισης για το CFO κάθε χρήστη περιορίζεται ως $(-\sqrt{3}\hat{\sigma}_\epsilon, \sqrt{3}\hat{\sigma}_\epsilon)$. Αριθμητικές μέθοδοι στη μελέτη [32] προσέγγισαν την πιθανότητα να συμβεί το φαινόμενο CFO εκτός του παραπάνω εύρους, η οποία είναι 0.0833.

Από την άλλη πλευρά, υποθέτοντας Γκαουσιανή κατανομή για την περιγραφή του CFO, για παράδειγμα έστω ότι $\epsilon \sim \mathcal{G}(0, \sigma_\epsilon^2)$, το εύρος τιμών προσεγγίζει πρακτικά πολύ μεγάλες τιμές (θεωρητικά, το εύρος είναι άπειρο). Ως εκ τούτου, κρίνεται σκόπιμο, υπό το πρίσμα της μείωσης της πολυπλοκότητας, η χρησιμοποίηση ομοιόμορφα κατανεμημένου CFO για τη μελέτη επίδοσης των συστημάτων OFDM(A), αφού η πιθανότητα να συμβεί εκτός του συγκεκριμένου εύρους μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα. Η εφαρμογή της τεχνικής SIC σε συνδυασμό με την παραπάνω εκτίμηση του CFO αποδίδει αποτελεσματικά τόσο σε επίπεδα BER όσο και σε επίπεδα πολυπλοκότητας, συνεπώς επιφέρει ενίσχυση του PCT. Συγκεκριμένα, η εν λόγω SIC συγκλίνει σε επίπεδα σφαλμάτων μετά από μόλις δύο επαναλήψεις, ενώ η αντίστοιχη SIC, δίχως τη χρήση του υπολογισμού της διακύμανσης του CFO, συγκλίνει μετά από πέντε επαναλήψεις. Αυτή η αξιοσημείωτη βελτίωση στην απόδοση δείχνει ότι η ανάγκη της γνώσης της διακύμανσης των τύπων παρεμβολών σε ένα κανάλι OFDM(A) θεωρείται απαραίτητο δομικό συστατικό ενός δέκτη SIC, προκειμένου να χαρακτηρίζεται ως αποδοτικός σε επίπεδα PCT.

Στη μελέτη [42] προτείνεται μία εναλλακτική τεχνική SIC υπό τη χρήση ανιχνευτών τύπου MAP έχοντας ως στόχο τη μείωση της πολυπλοκότητας. Επίσης, δίνεται έμφαση στους ανιχνευτές MUD έναντι των αντίστοιχων SUD [43], όταν το εν λόγω σύστημα υποστηρίζει την ύπαρξη δεκτών διαφορισμού. Μοντελοποιήθηκαν τρεις κατηγορίες δεκτών διαφορισμού, ο δέκτης συνδυασμού μέγιστου λόγου, Maximum Ratio Combining (MRC), ο δέκτης συνδυασμού ίσης απολαβής, Equal Gain Combining (EGC) και ο δέκτης διαφορισμού επιλογής, Selection Diversity Combining (SDC). Εν γένει, ο MRC παρουσιάζει τη μέγιστη απόδοση με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας στο δέκτη, διότι η γνώση όλων των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτος και φάση) θεωρούνται απαραίτητα για τη λειτουργία του. Ο SDC χαρακτηρίζεται ως λιγότερο αποδοτικός αλλά παρουσιάζει μικρότερη πολυπλοκότητα, συγκρινόμενος με τον MRC. Τέλος, ο EGC χαρακτηρίζεται από μειωμένη πολυπλοκότητα στο δέκτη αλλά προσφέρει τη χαμηλότερη απόδοση από τους δύο προηγούμενους δέκτες, διότι δεν είναι απαραίτητη η εκτίμηση των πλατών των διαλείψεων που μπορεί να επιφέρει το φαινόμενο της πολύοδης διάδοσης στο λαμβανόμενο σήμα. Αντικείμενο της μελέτης [42] είναι ο συνδυασμός της SIC

με τους προαναφερθέντες τύπους δεκτών διαφορισμού. Τα αποτελέσματα προσομοιώσεων έδειξαν ότι η χρήση του SDC με την τεχνική SIC (SDC-SIC) μπορεί να επιφέρει σχεδόν ίση απόδοση σε επίπεδα BER με την αντίστοιχη του συμβατικού δέκτη MRC.

Επίσης, μία διαφορετική αντιμετώπιση για την εξάλειψη του CFO και επομένως για τη μείωση του ICI που προκαλείται από αυτό είναι η υιοθέτηση ενός εξισορροπητή τύπου MMSE. Ωστόσο, συστήματα που χαρακτηρίζονται από υψηλή κινητικότητα χρηστών υπόκεινται σε φαινόμενα ICI όταν ο δέκτης υποστηρίζει συμβατικούς μηχανισμούς λήψης με χρήση το MMSE. Εν αντιθέσει, η χρησιμοποίηση από κοινού ενός εξισορροπητή MMSE και της τεχνικής SIC (MMSE-SIC) έχει αποφέρει πολύ καλά ποσοστά απόδοσης στις εν λόγω εφαρμογές. Ωστόσο, η πολυπλοκότητα που χαρακτηρίζει τα συστήματα αυτά είναι αρκετά αυξημένη, της τάξης του $\mathcal{O}(N^4)$ [44], ενώ η αντίστοιχη πολυπλοκότητα του συμβατικού MMSE είναι της τάξης $\mathcal{O}(N^3)$ [22, 44]. Η αντιστάθμιση του PCT είναι περισσότερο εμφανής σε δέκτες MMSE-SIC. Η μελέτη [22] έχει ως στόχο να μειωθεί η αντιστάθμιση που χαρακτηρίζει τους παραπάνω δέκτες.

Ο εξισορροπητής MMSE εκφράζεται ως [44, 45]

$$J_{MMSE} = \mathbf{G}^H(\mathbf{G}\mathbf{G}^H + \sigma^2\mathbf{I}_N)^{-1}, \quad (3.3)$$

όπου σ^2 υποδηλώνει τη διακύμανση του AWGN στο πεδίο της συχνότητας και $\mathbf{I}_N = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$ είναι ο μοναδιαίος πίνακας. Το κριτήριο της βέλτιστης απόφασης ανίχνευσης συμβόλων μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνάρτηση με τη στρατηγική καθορισμένης αποκωδικοποίησης, ούτως ώστε να διατηρηθεί σε συγκεκριμένα επίπεδα η συνολική πολυπλοκότητα του συστήματος. Η μεγαλύτερη υπολογιστική επιβάρυνση είναι ο υπολογισμός της αντιστροφής του πίνακα καναλιού, γεγονός που πρέπει να επιτυγχάνεται σε κάθε βήμα της SIC, δηλαδή κάθε φορά που αποκωδικοποιείται ένα σύμβολο και πρέπει να πραγματοποιηθεί η ακύρωση της παρεμβολής του πριν την αποκωδικοποίηση του επόμενου συμβόλου. Η καινοτομία που προτείνεται στη μελέτη [22] είναι η μείωση του αριθμού υπολογισμών της προαναφερθείσας αντιστροφής του πίνακα καναλιού. Πιο συγκεκριμένα, ο εν λόγω υπολογισμός πραγματοποιείται μόνο στην περίπτωση της αποκωδικοποίησης του πρώτου συμβόλου. Ωστόσο, η ακύρωση ποσοστού παρεμβολής σε κάθε βήμα της SIC είναι πιθανό να διαφοροποιεί τα στατιστικά διαλείψεων των υπόλοιπων παραμέτρων του πίνακα καναλιού, με αποτέλεσμα την ενδεχόμενη αλλαγή στη βέλτιστη σειρά ανίχνευσης των συμβόλων που είχε καθοριστεί στο πρώτο βήμα αποκωδικοποίησης. Το κόστος είναι η μείωση της απόδοσης προς όφελος της αρκετά μειωμένης πολυπλοκότητας. Τα αριθμητικά αποτελέσματα της παραπάνω

μοντελοποίησης έδειξαν ότι η μείωση της απόδοσης είναι οριακή ενώ τα όρια πολυπλοκότητας μειώνονται δραστικά, συντελώντας με τον τρόπο αυτό στη βελτίωση του PCT.

Προκειμένου να μειωθεί περαιτέρω η συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα του ανωτέρω μηχανισμού μπορεί να χρησιμοποιηθεί η φόρμουλα Sherman-Morrison [46], ούτως ώστε να υπολογίζεται με περιοδικό τρόπο η αντιστροφή του πίνακα καναλιού (και συνεπώς του εξισορροπητή MMSE). Ιδιαίτερο γνώρισμα αυτής της φόρμουλας αποτελεί το γεγονός ότι επιτρέπεται η τροποποίηση μίας συγκεκριμένης σειράς ή στήλης του ανεστραμμένου εξισορροπητή σε κάθε βήμα της SIC (δίχως να επαναλαμβάνεται η αντιστροφή όλου του πίνακα), αρκεί να υπάρχει διαθέσιμη η προηγούμενη κατάσταση αντιστροφής του πίνακα καναλιού (που επιτυγχάνεται στο πρώτο βήμα της SIC). Αναλυτική περιγραφή της φόρμουλας Sherman-Morrison δίνεται στη μελέτη [22] και στις επιμέρους αναφορές αυτής.

Κάνοντας χρήση της ανωτέρω φόρμουλας σε δέκτες MMSE-SIC, η συνολική πολυπλοκότητα μειώνεται κατά μία τάξη N , που αποτελεί σημαντικό επίτευγμα αποδοτικότητας. Επιπλέον, η αντίστοιχη απόδοση σε BER παραμένει σε σχετικά υψηλά επίπεδα, αν όχι πανομοιότυπα, σε σχέση με τη βέλτιστη τεχνική MMSE-SIC, η οποία πραγματοποιεί το κριτήριο επιλογής της ανίχνευσης συμβόλων σε κάθε βήμα αποκωδικοποίησης, όταν η σειρά των συμβόλων δεν ενδέχεται να αλλάζει κατά τη διάρκεια της λήψης. Σε αυτό το σημείο, αξίζει να αναφερθεί το γεγονός ότι η συνολική πολυπλοκότητα του δέκτη στα συστήματα OFDM χαρακτηρίζεται από ένα συγκεκριμένο κάτω όριο, το οποίο διαμορφώνεται από τη χρήση του IFFT/FFT και δίνεται ως $(1/2)N \log_2 N$. Το άνω όριο της ανωτέρω τεχνικής [22] είναι $(1/2)N^3 + \mathcal{O}(N^2 \log_2 N)$.

3.2.3 Εφαρμογή των παραθύρων ολίσθησης στην τεχνική SIC

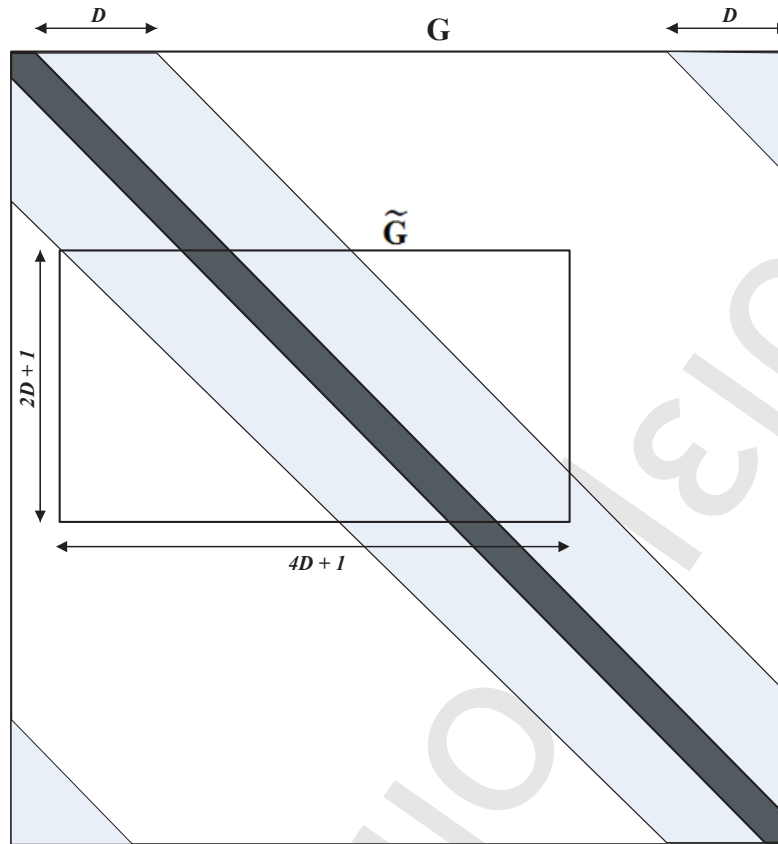
Σε ιδανικές συνθήκες διάδοσης του σήματος, όπου δεν υπάρχει επιλεκτικότητα διαλείψεων στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας, δηλαδή υπό την παρουσία επίπεδων διαλείψεων σε κάθε κανάλι συχνοτήτων του συστήματος, δεν υπάρχουν παρεμβολές. Συνεπώς, ο πίνακας του καναλιού G , διαστάσεων $N \times N$ είναι διαγώνιος. Στην περίπτωση αυτή, η συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα στο δέκτη είναι της τάξης $\mathcal{O}(N)$, γεγονός που αποτελεί το σημαντικότερο κίνητρο της επιλογής μετάδοσης OFDM στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Ωστόσο, το προαναφερθέν σενάριο δεν ανταποκρίνεται πλήρως σε ρεαλιστικές συνθήκες.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο σημαντικότερος παράγοντας παρεμβολής στα συστήματα OFDM είναι το ICI το οποίο δημιουργείται από την ολίσθηση στη συχνότητα

από γειτονικούς υποφέροντες και έχει ως αποτέλεσμα μη διαγώνιους πίνακες \tilde{G} στο δέκτη. Η κατάσταση αυτή περιγράφεται κυρίως όταν οι εκάστοτε εφαρμογές υποστηρίζουν υψηλή κινητικότητα των χρηστών ή/και όταν το ασύρματο κανάλι υπόκειται σε διπλή επιλεκτικότητα, που οφείλεται είτε στο φαινόμενο Doppler είτε σε ενδεχόμενες ραγδαίες ατμοσφαιρικές διαλείψεις. Σύμφωνα με τις μελέτες [44] και [47], η εντονότερη επίδραση του ICI, η οποία επενεργεί σε έναν υποφέροντα αναφοράς, προκαλείται από έναν πεπερασμένο αριθμό γειτονικών υποφερόντων που είναι σαφώς μικρότερος από το συνολικό αριθμό υποφερόντων του εκάστοτε συστήματος. Με βάση την παρατήρηση αυτή, μία καινοτομική τροποποιημένη τεχνική MMSE-SIC παρουσιάζεται στη μελέτη [23], η οποία έχει ως στόχο τη μειωμένη πολυπλοκότητα του δέκτη δίχως την αντίστοιχη μείωση της απόδοσης της ανθεκτικότητας σε σφάλματα, αντίστοιχα.

Κατά τη διάρκεια της λήψης του σήματος, η ανίχνευση των συμβόλων πραγματοποιείται διαμέσου ενός τροποποιημένου εξισορροπητή MMSE, ο οποίος λαμβάνει υπόψη μόνο τα στατιστικά του πίνακα καναλιού που ανήκουν σε γειτονικούς υποφέροντες από τον αναφερόμενο. Το εύρος των εν λόγω στοιχείων του πίνακα καναλιού καθορίζεται από ένα παράθυρο ολίσθησης, βασιζόμενο σε μία συγκεκριμένη απόσταση υποφερόντων D [23]. Το μήκος του παραθύρου (απόσταση ασφαλείας) είναι $2D + 1$ ενώ το αντίστοιχο πλάτος του είναι $4D + 1$, επομένως οι διαστάσεις του τροποποιημένου πίνακα \tilde{G} καθορίζονται ως $(2D + 1) \times (4D + 1)$, όπως απεικονίζεται στην εικόνα 3.1. Σε κάθε βήμα της SIC εκμηδενίζονται τα στοιχεία του πίνακα καναλιού που βρίσκονται εκτός των ορίων που υποδεικνύει το παράθυρο ολίσθησης, εφόσον η συνεισφορά τους σε ICI θεωρείται μηδαμινή και ως εκ τούτου δε συμμετέχουν στη διαδικασία αποκωδικοποίησης. Τα αριθμητικά αποτελέσματα της μελέτης [23] έδειξαν ότι το βέλτιστο PCT παρέχεται όταν $D = 2$. Συνεπώς, η συνεισφορά σε ICI από τέσσερις γειτονικούς υποφέροντες δε διαφοροποιείται σημαντικά συγκρινόμενη με αυτή που προέρχεται από όλους τους υποφέροντες του συστήματος (δηλαδή όταν $D = N/2$). Η συγκεκριμένη αξιολόγηση πραγματοποιήθηκε με βάση τη μέθοδο των ορίων του προσαρμοσμένου φίλτρου, Matched Filter (MF) bound testing, η οποία αποτελεί μία από τις πλέον αποδοτικές μεθόδους αξιολογήσεις όταν εφαρμόζεται σε μεταβλητού εύρους ολισθήσεων στη συχνότητα τύπου Doppler [48]. Αξίζει να σημειωθεί το γεγονός ότι εφόσον το μέγεθος του \tilde{G} δεν επηρεάζεται από το μέγεθος του συνολικού πίνακα καναλιού, η ασυμπτωτική πολυπλοκότητα του εν λόγω δέκτη είναι της τάξης $\mathcal{O}(N)$.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η διαδικασία της αντιστροφής του πίνακα καναλιού αποτελεί τη σημαντικότερη παράμετρο πολυπλοκότητας στους δέκτες MMSE-SIC. Ως εκ τούτου, προκειμένου να βελτιωθεί το επίπεδο πολυπλοκότητας, προτείνεται στη μελέτη [23] η επιλογή ανίχνευσης των συμβόλων να πραγματοποιείται με βάση



Σχήμα 3.1: Δομή του πίνακα καναλιού \mathbf{G} διαστάσεων $N \times N$ και του τροποποιημένου πίνακα καναλιού $\tilde{\mathbf{G}}$.

το κριτήριο του μέγιστου κέρδους του τροποποιημένου πίνακα, ο οποίος λαμβάνεται υπόψιν. Το εν λόγω μέγιστο κέρδος ισοδυναμεί με τη θέση του μέγιστου στοιχείου που βρίσκεται στην κύρια διαγώνιο του $\tilde{\mathbf{G}}$. Μετά την αποκωδικοποίηση του συγκεκριμένου συμβόλου ακολουθεί η ακύρωση της παρεμβολής του στο υπόλοιπο σήμα, με το μηδενισμό της στήλης του πίνακα καναλιού που αντιστοιχεί στη θέση αυτή. Εφόσον το κριτήριο ανίχνευσης, στην περίπτωση αυτή, ισοδυναμεί με την εύρεση του μέγιστου διαγώνιου στοιχείου στον πίνακα $\tilde{\mathbf{G}}$, η συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα της συγκεκριμένης SIC είναι της τάξης $\mathcal{O}(N \log N)$. Αξίζει να σημειωθεί ότι η μειωμένη πολυπλοκότητα του ανωτέρω μηχανισμού έχει το κόστος της μειωμένης απόδοσης σε BER, σε σύγκριση με το συμβατικό δέκτη MMSE-SIC, διότι χρησιμοποιείται η εύρεση του μέγιστου διαγώνιου στοιχείου για την επιλογή ανίχνευσης των συμβόλων αντί της βέλτιστης εύρεσης του SINR.

Στη μελέτη [49] προτείνεται ένας παρόμοιος δέκτης MMSE-SIC, ο οποίος λειτουργεί με χρήση του προαναφερθέντος παραθύρου ολίσθησης. Στην περίπτωση αυτή εφαρμόζεται η βέλτιστη επιλογή ανίχνευσης των συμβόλων πραγματοποιώντας τον υπολογισμό του SINR σε κάθε βήμα της SIC, στα πλαίσια της ενίσχυσης

της αποδοτικότητας της λήψης. Προκειμένου να εξομαλυνθεί το PCT και, ως εκ τούτου, να διατηρηθεί η πολυπλοκότητα σε χαμηλά επίπεδα, ο τροποποιημένος πίνακας \tilde{G} έχει πλέον διαστάσεις $(2D + 1) \times (2D + 1)$, μετατρέπεται δηλαδή σε τετραγωνικό πίνακα. Ο δείκτης πολυπλοκότητας του εν λόγω δέκτη είναι της τάξης $\mathcal{O}(D^2N)$, γεγονός που υποδεικνύει σημαντική βελτίωση σε σχέση με τη συμβατική MMSE-SIC.

Ακολουθώντας την υιοθέτηση της στρατηγικής του παραθύρου ολίσθησης, προτάθηκε μία καινοτομική MMSE-SIC στη μελέτη [24], η οποία κάνει χρήση του τετραγωνικού τροποποιημένου πίνακα \tilde{G} , διαστάσεων $(2D + 1) \times (2D + 1)$, όπως περιγράφηκε παραπάνω. Η διαφοροποίηση της συγκεκριμένης τεχνικής βασίζεται στο γεγονός ότι τα ληφθέντα σύμβολα ταξινομούνται σε αξιόπιστα και μη, κάνοντας χρήση ενός κατωφλίου ισχύος ξ , όπως στη μελέτη [38]. Ο στόχος είναι η περαιτέρω μείωση της πολυπλοκότητας σε σχέση με τη μελέτη [49]. Πιο συγκεκριμένα, στο πρώτο βήμα της SIC χρησιμοποιείται η επιλογή ανίχνευσης των συμβόλων και η ταξινόμηση αυτών σε φθίνουσα σειρά με κριτήριο το SINR του κάθε υποφέροντα. Στο σημείο αυτό λαμβάνονται υπόψιν όλοι οι υποφέροντες, συνεπώς ο υπολογισμός πραγματοποιείται με βάση τον πίνακα G . Προκειμένου να διατηρηθεί η πολυπλοκότητα σε χαμηλά επίπεδα συμμετέχουν μόνο τα στοιχεία της κυρίας διαγωνίου του πίνακα, προσδίδοντας μείωση της συνολικής πολυπλοκότητας της τάξης $\mathcal{O}(N)$ αλλά συγχρόνως μείωση της βέλτιστης απόδοσης. Η κύρια ιδέα στη μελέτη [24] αποτελεί το γεγονός ότι η επίδραση σε επίπεδα ICI των υποφερόντων που δεν ανήκουν στην κύρια διαγώνιο του G δεν επηρεάζουν την απόφαση ανίχνευσης της SIC, τουλάχιστον όχι σε βαθμό που να αλλοιωθεί η σειρά δεικτών του SINR κάθε συμβόλου. Ωστόσο, όταν το κανάλι χαρακτηρίζεται από έντονες διαλείψεις ή/και υψηλή κινητικότητα χρηστών, η συγκεκριμένη παραδοχή ενδέχεται να μην είναι αληθής.

Μετά τη διαδικασία ταξινόμησης ακολουθεί η αποκωδικοποίηση των συμβόλων, των οποίων η ισχύς υπερβαίνει την τιμή κατωφλίου ξ , δηλαδή των αξιόπιστων υποφερόντων. Εφόσον οι εν λόγω υποφέροντες έχουν υψηλή στάθμη SINR (υψηλότερη από τους υπόλοιπους του συστήματος), χαρακτηρίζονται από μικρά ποσοστά BER, συνεπώς προτείνεται να αποκωδικοποιούνται συμβατικά, μέσω ενός εξισορροπητή MMSE δίχως τη χρήση τεχνικής ακύρωσης παρεμβολών. Εν συνεχεία, οι εναπομείναντες αναξιόπιστοι υποφέροντες αποκωδικοποιούνται με χρήση της MMSE-SIC, όπου πλέον μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο τροποποιημένος πίνακας \tilde{G} σε κάθε βήμα ακύρωσης, ώστε να βελτιωθεί η συνολική πολυπλοκότητα που είναι της τάξης $\mathcal{O}(\xi N)$. Η τιμή κατωφλίου που χρησιμοποιείται στη μελέτη [24], καθορίζεται σύμφωνα με την ευρετική (heuristic) μέθοδο ως $\xi = \sqrt{N}$. Σε εφαρμογές που ισχύει ότι $\xi \ll N$, η συνολική πολυπλοκότητα παραμένει της τάξης $\mathcal{O}(N)$.

Ενώ στις προαναφερθέντες μελέτες, [23, 24, 49], χρησιμοποιήθηκε η τεχνική SIC σε συνδυασμό με εξισορροπητές τύπου MMSE, στη μελέτη [50] εφαρμόστηκε εναλλακτικά ο μηχανισμός εξισορρόπησης ZF (ZF-SIC) με προσαρμογή του παραθύρου ολίσθησης. Ο ZF πραγματοποιεί την αντιστροφή του πίνακα καναλιού ώστε να προκύψει το εκτιμώμενο σύμβολο ως

$$\hat{x} = G^{-1}y, \quad (3.4)$$

όπου \hat{x} είναι το εκτιμώμενο σύμβολο OFDM κατόπιν ενός καθορισμένου μηχανισμού αποκωδικοποίησης, ο πίνακας αντιστροφής υποδηλώνεται ως G^{-1} και y είναι το διάνυσμα που αντιπροσωπεύει το λαμβανόμενο σήμα. Στην πραγματικότητα, ένας εξισορροπητής ZF εφαρμόζει το ψευδοαντίστροφο του πίνακα καναλιού, ούτως ώστε να συμπεριλάβει το ενδεχόμενο ιδιάζοντων (singular) πινάκων, οι οποίοι δε μπορούν να αντιστραφούν εξαιτίας της μηδενικής ορίζουσας των τιμών που περιέχουν. Η διαδικασία ψευδοαντιστροφής που εφαρμόζει ο ZF περιγράφεται ως

$$J_{ZF} = (G^H G)^{-1} G^H. \quad (3.5)$$

Η σημαντικότερη επιβάρυνση είναι η ανωτέρω αντιστροφή του πίνακα καναλιού, η οποία είναι της τάξης $\mathcal{O}(N^{2.376})$ [51]. Ωστόσο, η πολυπλοκότητα που επιφέρει ένας εξισορροπητής ZF στο δέκτη είναι μικρότερη από αυτή του αντίστοιχου MMSE, διότι δεν υπολογίζεται η διακύμανση του θορύβου στην περίπτωση αυτή. Το κόστος είναι η μείωση της απόδοσης σε επίπεδα BER. Στη μελέτη [50], η περαιτέρω μείωση της πολυπλοκότητας του δέκτη επιτυγχάνεται με την υιοθέτηση ενός τετραγωνικού παραθύρου ολίσθησης μειωμένων διαστάσεων. Ενώ στις μελέτες [23, 24] και [49] προτείνεται ένα παράθυρο ολίσθησης δύο πλευρών, στην εν λόγω μελέτη εφαρμόζεται ένα αντίστοιχο παράθυρο μίας πλευράς διαστάσεων $(D+1) \times (D+1)$. Τα επιμέρους αριθμητικά αποτελέσματα έδειξαν ότι η συγκεκριμένη τεχνική ZF-SIC αποφέρει όμοια επίπεδα ανθεκτικότητας, συγκρινόμενη με τη συμβατική ZF-SIC δίχως τη χρήση παραθύρου ολίσθησης, όταν $D = N/4$ καθώς επίσης παρουσιάζεται πολύ σημαντική μείωση της πολυπλοκότητας που είναι της τάξης 90%, η οποία καθορίζεται ως $\mathcal{O}[N(D+1)^{2.376}]$.

3.3 Η τεχνική SIC σε συστήματα OFCDM

Τα συστήματα OFCDM (γνωστά και ως συστήματα CDMA πολλαπλών φερόντων) αποτελούν το συνδυασμό της μετάδοσης OFDM και CDMA. Τελευταία, τα

εν λόγω συστήματα έχουν συγκεντρώσει το ενδιαφέρον της ερευνητικής κοινότητας, κυρίως λόγω των υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων που επιτυγχάνουν σε εφαρμογές πολλαπλής πρόσβασης. Ωστόσο, το φαινόμενο της παρεμβολής και η διπλή επιλεκτικότητα του καναλιού είναι αρκετά έντονα στα συγκεκριμένα συστήματα εξαιτίας της μετάδοσης πολλών χρηστών σε κάθε υποκανάλι. Επομένως, η ανάγκη της ανθεκτικής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης σημάτων αποτελεί ένα θεμελιώδη παράγοντα για την αποδοτική λειτουργία της μετάδοσης OFCDM. Ο τρόπος που πραγματοποιείται η μετάδοση της πληροφορίας και οι επιμέρους μηχανισμοί αυτής επηρεάζουν άμεσα την απόδοση της αξιόπιστης λήψης, γεγονός που συσχετίζεται με την τεχνική της ακύρωσης παρεμβολών. Στην ενότητα αυτή περιγράφονται οι σημαντικότερες συνθήκες που χαρακτηρίζουν την απόδοση δεκτών SIC σε συστήματα OFCDM.

3.3.1 Η επίδοση της τεχνικής SIC και η αποδοτικότητα της εξισορρόπησης του καναλιού

Η υιοθέτηση του κατάλληλου εξισορροπητή καναλιού αποτελεί έναν πολύ καθοριστικό παράγοντα για τη διασφάλιση της αξιοπιστίας ενός δέκτη SIC-OFCDM. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η χρήση των MMMSE και ZF αποφέρει ικανοποιητικά επίπεδα PCT, όπου η αντίστοιχη αντιστάθμιση μεταξύ της απόδοσης σε BER και υπολογιστικής πολυπλοκότητας μπορεί να ποικίλει ανάλογα με τον εκάστοτε μηχανισμό αποκωδικοποίησης (καθορισμένος ή ήπιος) που χρησιμοποιείται [52].

Στη μελέτη [29] προτείνεται ένας δέκτης SIC, ο οποίος χρησιμοποιεί την ήπια αποκωδικοποίηση ώστε να επιφέρει αυξημένη αξιοπιστία λήψης με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας, εν αντιθέσει προς την καθορισμένη αποκωδικοποίηση. Υποθέτοντας την ύπαρξη θορύβου AWGN στο κανάλι, απεδείχθη ότι η επιλογή ανίχνευσης συμβόλων με βάση το δείκτη SINR δεν επιφέρει αλλαγές στην απόδοση του συστήματος συγκρινόμενη με την αντίστοιχη επιλογή ανίχνευσης με βάση την ισχύ των συμβόλων. Το γεγονός αυτό μειώνει αρκετά την υπολογιστική πολυπλοκότητα κάθε βήματος της SIC, εφόσον ο υπολογισμός του SINR θεωρείται αρκετά απαιτητικός. Επιπλέον, στις μελέτες [29] και [53] προτάθηκε μία καινοτομική μερικώς ήπια SIC, Soft Partial SIC, (SP-SIC), στην οποία μόνο οι παρεμβολείς που λαμβάνονται με μεγαλύτερη ισχύ από αυτή του σήματος αναφοράς συμμετέχουν στη διαδικασία της ακύρωσης. Ως εκ τούτου, περαιτέρω μείωση της πολυπλοκότητας επιτυγχάνεται με τον τρόπο αυτό, αφού πραγματοποιούνται λιγότερες επαναλήψεις της SIC (διότι ακυρώνονται λιγότερα σύμβολα), με το κόστος της αυξημένης πιθανότητας σφαλμάτων. Η παραπάνω αντιστάθμιση σε επίπεδα PCT αποτελεί κριτήριο της συνολικής απόδοσης του συστήματος και εξαρτάται

από τις προϋποθέσεις του βαθμού της ποιότητας υπηρεσιών που θέτει η εκάστοτε εφαρμογή.

3.3.2 Η επίδοση της τεχνικής SIC και η αποδοτικότητα της κωδικοποίησης

Ο μηχανισμός της κωδικοποίησης επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την αποτελεσματικότητα των δεκτών SIC σε συστήματα OFCDM. Η εν λόγω κωδικοποίηση διαχωρίζεται σε δύο επιμέρους επίπεδα, την εγκωδίκευση στον πομπό (και την αντίστοιχη αποκωδίκευση στο δέκτη) και την εφαρμογή της εξάπλωσης στο φάσμα. Όσον αφορά τον πρώτο μηχανισμό, οι κυριότεροι εγκωδικοποιητές που χρησιμοποιούνται σε συστήματα OFCDM εφαρμόζουν συνελκτικούς κώδικες ή σειριακούς συναλυσωμένους συνελκτικούς κώδικες, Serial Concatenated Convolutional Codes (SCCC). Η δεύτερη υποκατηγορία εγκωδίκευσης λειτουργεί ομοίως με τη στροβιλοκωδίκευση, turbo encoding και επιφέρει πολύ μικρά ποσοστά σφαλμάτων ($< 10^{-5}$) [53]. Το κύριο χαρακτηριστικό της αξιόπιστης λειτουργίας της έγκειται στο γεγονός ότι δομείται από δύο εγκωδικοποιητές οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι σε σειρά. Η διπλή εγκωδίκευση σε συνδυασμό με την ενδεχόμενη διεμπλοκή που μπορεί να εφαρμοστεί στο σήμα πριν τη μετάδοση, αποφέρει μεγάλη ανθεκτικότητα στις διαλείψεις του καναλιού και στην επίδραση των επιμέρους παραγόντων παρεμβολής. Στο δέκτη εφαρμόζεται η αντίστοιχη διαδικασία της αποκωδίκευσης, χρησιμοποιώντας μία ήπια αποκωδικοποίηση τύπου LLR [54]. Ωστόσο, η πολυπλοκότητα, στην περίπτωση αυτή, είναι αρκετά αυξημένη συγκρινόμενη με την αντίστοιχη που επιφέρει η απλή εγκωδίκευση συνέλιξης, ιδιαίτερα όταν υλοποιείται η τεχνική SIC στο δέκτη.

Ο δεύτερος μηχανισμός κωδικοποίησης αφορά την εξάπλωση του σήματος στο πεδίο της συχνότητας και αποτελεί τον κυρίως μηχανισμό που χαρακτηρίζει τα συστήματα OFCDM. Η εφαρμογή του εν λόγω μηχανισμού έχει ως επακόλουθο την εξισορρόπηση του SINR των σημάτων όλων των υποφερόντων (που ανήκουν σε έναν ή πολλούς χρήστες) στο ίδιο επίπεδο. Η μη διακριτή διαφοροποίηση της ισχύος του ενός σήματος από τα υπόλοιπα αποτελεί μία δυσμενή συνθήκη για την αποδοτικότητα της SIC, αφού ο επιμέρους μηχανισμός επιλογής της ανίχνευσης και της ακύρωσης παρεμβολών βασίζεται στο κριτήριο της βέλτιστης ισχύος. Επιπλέον, η διαδικασία της εξάπλωσης φάσματος ενισχύει την πιθανότητα του φαινομένου ICI, διότι σε κάθε υποφέροντα μεταδίδεται κλάσμα της κωδικοποιημένης πληροφορίας πολλών χρηστών.

Συνεπώς, το φαινόμενο της διάδοσης του σφάλματος της SIC είναι περισσότερο πιθανό να συμβεί στα συστήματα αυτά, σε σχέση με τα αντίστοιχα συστήματα

OFDM. Ο κατάλληλος σχεδιασμός της εγκωδίκευσης σε συνάρτηση με την αριζούσα μέθοδο φασματικής εξάπλωσης κρίνεται ιδιαίτερης σημασίας. Στη μελέτη [55] προτείνεται μία υβριδική μετάδοση OFCDM, Hybrid OFCDM (HOFCDM), η οποία συνδυάζει την διαφοροποίηση του SINR του κάθε σήματος, που αναδεικνύει η συμβατική μετάδοση OFDM, με την ανθεκτικότητα που προσφέρει η OFCDM. Πιο συγκεκριμένα, η υλοποίηση του συστήματος HOFCDM βασίζεται στην υιοθέτηση ενός υβριδικού διαμορφωτή, $\hat{C}_{SF}(\theta)$, ο οποίος τροποποιεί κατάλληλα τη μήτρα που είναι αρμόδια για την εξάπλωση του σήματος στον πομπό και εκφράζεται ως

$$\hat{C}_{SF}(\theta) = \cos(\theta)U_N + \sin(\theta)C_{SF}, \quad (3.6)$$

όπου U_N υποδηλώνει το μοναδιακό (unitary) πίνακα διαστάσεων $N \times N$, C_{SF} είναι ο ορθογωνικός κώδικας εξάπλωσης σε N υποφέροντες και θ αποτελεί μία μεταβλητή παράμετρο συντονισμού.

Σύμφωνα με τη μελέτη [55], όταν $\theta = 0$ η μετάδοση του σήματος μετατρέπεται σε OFDM, με μηδενική εξάπλωση φάσματος, ενώ όταν $\theta = \pi/2$ προκύπτει η μετάδοση OFCDM. Οποιαδήποτε άλλη τιμή της θ ($\theta \neq 0, \pi/2$), δημιουργεί νέα επίπεδα διαφορισμού και διαβάθμισης του PCT. Αξίζει να σημειωθεί στο σημείο αυτό ότι ο ανωτέρω διαμορφωτής μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε μοναδιακό πίνακα U_N , αρκεί να ισχύει η ισότητα $C_{SF}^2 = C_{SF}^H = U_N$. Τα αριθμητικά αποτελέσματα της συγκεκριμένης μελέτης έδειξαν ότι η βέλτιστη τιμή της θ , όσον αφορά το δείκτη PCT, είναι $\pi/6$ για συστήματα που χρησιμοποιούν κώδικες εξάπλωσης στο φάσμα Walsh-Hadamard (WH) και όταν ο λόγος εγκωδίκευσης είναι $3/4$. Επίσης, το κέρδος που εμφανίζεται στα επίπεδα της ανθεκτικότητας με την υιοθέτηση του SIC-HOFCDM, έναντι του συμβατικού SIC-OFCDM, εκτείνεται στα 2dB όταν $BER = 10^{-4}$ και η μέθοδος εξισορρόπησης είναι MMSE.

Μολονότι η πληθώρα της ερευνητικής δραστηριότητας σε συστήματα SIC-OFCDM βασίζονται στην υιοθέτηση ορθογωνικών κωδίκων (για παράδειγμα ακολουθίες WH), στις μελέτες [56] και [57] πραγματοποιήθηκε μία ανάλυση επίδοσης μεταξύ διαφορετικών κατηγοριών κωδίκων, ορθογωνικών και ημι-ορθογωνικών, με στόχο τη βελτίωση της αξιοπιστίας του δέκτη. Το κίνητρο της συγκεκριμένης μελέτης βασίζεται στο γεγονός ότι οι πλήρεις ορθογωνικοί κώδικες προσφέρουν χαμηλά επίπεδα διαφορισμού πολλαπλής πρόσβασης, λόγω του περιορισμένου αριθμού αυτών, εν αντιθέσει προς τους ημι-ορθογωνικούς ή τους ψευδοτυχαίους κώδικες. Κυρίως η τελευταία κατηγορία κωδίκων μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένας πίνακας με ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανεμημένες, independent and identically distributed (i.i.d.), ψευδοτυχαίες μεταβλητές. Με την εν λόγω υιοθέτηση μειώνεται

η πολυπλοκότητα κωδικοποίησης/αποκωδικοποίησης, διότι αποφεύγονται προηγμένες μέθοδοι διατήρησης της ορθογωνικότητας μεταξύ των χρηστών, καθώς επίσης αυξάνεται σημαντικά ο διαφορισμός πολλαπλής πρόσβασης. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα ενός κωδικοποιητή i.i.d. μεταβλητών, ο οποίος θα εξάγει τυχαία τιμές μεταξύ $\{1, -1\}$, θα πρέπει να διασφαλίζει την εξής ιδιότητα

$$\mathbf{C}_{S\mathcal{F}}\mathbf{C}_{S\mathcal{F}}^H = \beta\mathbf{U}_N, \quad (3.7)$$

όπου β είναι η αναμενόμενη τιμή της ισχύος κάθε στοιχείου του κωδικοποιητή [57]. Τα αριθμητικά αποτελέσματα έδειξαν ότι ο ανωτέρω κωδικοποιητής έχει παρόμοια επίδοση με αυτήν που προσφέρεται από έναν αντίστοιχο ορθογωνικό κωδικοποιητή τύπου WH όταν ο δέκτης είναι τύπου MMSE-SIC, αρκεί να ισχύει ότι $\beta \rightarrow \infty$.

3.4 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύθηκε εκτενώς η τεχνική SIC σε συστήματα OF(C)DM με χρήση ενός κεραιοστοιχείου στον πομποδέκτη. Η βελτίωση της απόδοσης όσον αφορά το BER και η μείωση της συνολικής υπολογιστικής πολυπλοκότητας στο δέκτη αποτελούν τα σημαντικότερα κριτήρια ενίσχυσης της τεχνικής αυτής. Ως εκ τούτου, οι περισσότερες ερευνητικές μελέτες στοχεύουν στη βελτιστοποίηση του δείκτη PCT. Ο πίνακας 3.1 συγκεντρώνει τις ανωτέρω μελέτες, οι οποίες περιγράφηκαν αναλυτικά στο κεφάλαιο αυτό.

Το φαινόμενο της παρεμβολής αποτελεί έναν αναπόφευκτο παράγοντα μείωσης της απόδοσης των σύγχρονων συστημάτων OFDM. Συγκεκριμένα, η επιζήμια παρουσία του ICI, το οποίο προκαλείται κυρίως από το CFO, έχει παροτρύνει την ερευνητική κοινότητα να στραφεί σε προηγμένες μεθόδους επεξεργασίας σήματος ή/και την υιοθέτηση της μεθόδου των παραθύρων ολίσθησης κατά τη διαδικασία ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης των συμβόλων. Η περιγραφή των ανωτέρω κατευθύνσεων καθώς και η αποτελεσματική εφαρμογή τους στις τεχνικές SIC (αποσκοπώντας σε ποικίλους δείκτες PCT) περιγράφηκε στο κεφάλαιο αυτό.

Επιπλέον, εκτός από τα OFDM, τα συστήματα OFCDM χρησιμοποιούνται σε ασύρματες δικτυακές υποδομές, τόσο σε περιπτώσεις πρόσβασης μονού χρήστη όσο και σε πολλών χρηστών [58]. Η επιτυχία των εν λόγω συστημάτων βασίζεται στην αξιοπιστία και την ανθεκτικότητα την οποία προσφέρουν, την αποδοτική διαφοροποίηση ποιότητας υπηρεσιών ανά χρήστη και τη βέλτιστη αξιοποίηση

Πίνακας 3.1: Σύγκριση επίδοσης των τεχνικών SIC σε συστήματα OF(C)DM με ένα κεραιοστοιχείο

Αναφορές	Μέθοδος εξισορρόπησης	Μέθοδος απόφασης	Μερική SIC	Ταξινομηση	Υιοθέτηση παραθύρου ολίσθησης	Ανάθεση υποφερώντων	Συστημικό SNR (dB)* όταν BER = 10^{-2}	Συστημικό SNR (dB)* όταν BER = 10^{-3}	# Χρηστών	# του N
[38]	Απροσδιόριστη	Καθορισμένη	Ναι	SNR	Όχι	Διεμπλοκή	4	6.5	10	64
[36]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(N)$	Ναι	SNR	Όχι	Ομάδοποίησης	17	27	8	256
[37]	ML	Καθορισμένη	Όχι	SNR	Όχι	Απροσδιόριστη	29	-	μ.χ.***	256
[32]	Απροσδιόριστη	Καθορισμένη	Όχι	SNR	Όχι	Απροσδιόριστη	1**	12***	16	256
[59]	MMSE	Ήπια	Όχι	SIR	Όχι	Απροσδιόριστη	4	7	4	64
[60]	MMSE	Ήπια	Όχι	SIR	Όχι	Απροσδιόριστη	7	16	4	256
[22]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(N^3)$	Όχι	SINR	Όχι	Απροσδιόριστη	12	24	μ.χ.	64
[23]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(N \log N)$	Όχι	SINR	Ναι	Απροσδιόριστη	15	23	μ.χ.	64
[42]	MAP/SDC	Καθορισμένη	Όχι	LSE	Όχι	Απροσδιόριστη	14	20	μ.χ.	64
[49]	MMSE	Ήπια $\mathcal{O}(D^2 N)$	Όχι	SINR	Ναι	Απροσδιόριστη	8	11	μ.χ.	64
[24]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(N)$	Ναι	SINR	Ναι	Απροσδιόριστη	11	22	μ.χ.	64
[50]	ZF	Καθορισμένη $\mathcal{O}(N(D+1)^{2.376})$	Όχι	SNR	Ναι	Απροσδιόριστη	14	22	μ.χ.	64
[52]	MMSE	Καθορισμένη & Soft	Όχι	SNR	Όχι	Απροσδιόριστη	9	14	8	16
[29]	MMSE	Ήπια	Ναι	SNR	Όχι	Απροσδιόριστη	-	8	32	64
[56]	MMSE	Καθορισμένη	Όχι	SINR	Όχι	Απροσδιόριστη	7	10	μ.χ.	256
[57]	MMSE	Καθορισμένη	Όχι	SINR	Όχι	Απροσδιόριστη	7	10	μ.χ.	256
[53]	MMSE	Ήπια	Όχι	SNR	Όχι	Απροσδιόριστη	5.5	6.2	32	512
[61]	Απροσδιόριστη	Καθορισμένη	Όχι	SNR	Όχι	Απροσδιόριστη	6	8	μ.χ.	2048
[55]	MMSE	Ήπια	Όχι	SNR	Όχι	Απροσδιόριστη	9	17	μ.χ.	64

*Σχήμα διαμόρφωσης QPSK

**BER = 10^{-4} . Η επίδοση του SNR όταν BER = 10^{-2} δεν είναι εφαρμόσιμη

***BER = 10^{-5} . Η επίδοση του SNR όταν BER = 10^{-3} δεν είναι εφαρμόσιμη

****μ.χ. (περίπτωση εκπομπής μονού χρήστη)

του διαφορισμού πολλαπλής πρόσβασης. Ωστόσο, εξετάζοντας την απόδοση των συστημάτων αυτών υπό το πρίσμα του δέκτη, αναφέρθηκε η άμεση συσχέτιση της απόδοσης της τεχνικής SIC με τη μέθοδο κωδικοποίησης και εξισορρόπησης. Τέλος, αντικείμενο του συγκεκριμένου κεφαλαίου αποτέλεσε η περιγραφή των σημαντικότερων κατηγοριών κωδίκων και μεθόδων εξάπλωσης στο φάσμα και η συνεισφορά της υβριδικής κωδικοποίησης στην τεχνική SIC για συστήματα OFCDM.

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Κεφάλαιο 4

Διαδοχική ακύρωση παρεμβολών σε δίκτυα OFDM με πολλαπλά κεραιοστοιχεία

Περίληψη

Στο κεφάλαιο αυτό αναφέρονται οι σημαντικότερες μεθοδολογίες λήψης, οι οποίες εφαρμόζουν την τεχνική της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών σε συστήματα OFDM και OFCDM, όταν οι εν λόγω δικτυακές υποδομές υποστηρίζουν πομποδέκτες πολλαπλών κεραιοστοιχείων. Στην περίπτωση αυτή εξετάζεται η απόδοση της SIC υπό την παρουσία τόσο του ICI όσο και του φαινομένου της παρεμβολής εξαιτίας της χωρικής πολυπλεξίας. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη βελτιστοποίηση της πιθανότητας σφαλμάτων στα επίπεδα BER, σε συνδυασμό με την αντίστοιχη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας της συγκεκριμένης τεχνικής, προσφέροντας αποδοτικότητα στα επίπεδα του PCT. Τέλος, η απόδοση των συγκεκριμένων μεθοδολογιών συγκρίνεται και αξιολογείται, καθώς επίσης αναλύεται η επιμέρους στρατηγική που ακολουθείται για την ανίχνευση, την αποκωδικοποίηση της πληροφορίας και την ακύρωση της συνεισφοράς του κάθε χρήστη, από τις ανωτέρω τεχνικές SIC-OF(C)DM.

4.1 Εισαγωγή

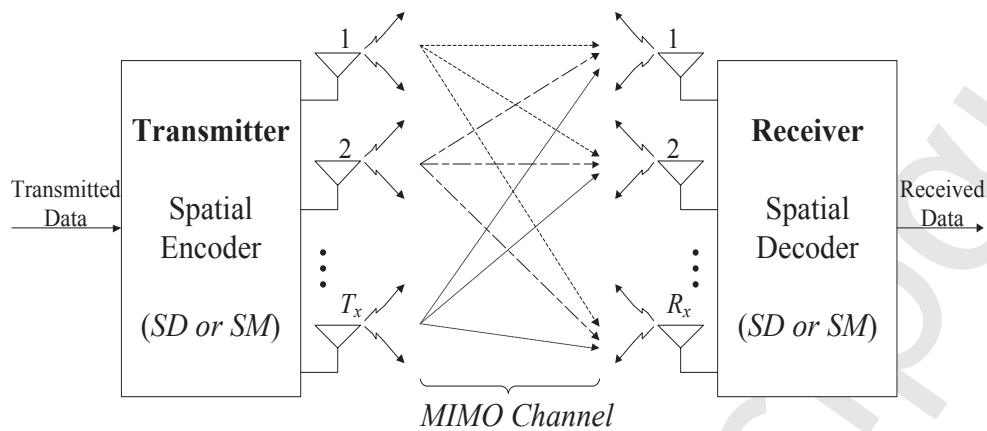
Τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα OFDM χαρακτηρίζονται από την παροχή ευρυζωνικών υπηρεσιών με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Συνεπώς είναι αναγκαία η υιοθέτηση προηγμένων μεθόδων επεξεργασίας του σήματος προκειμένου να διασφαλισθούν τα υψηλά επίπεδα της ποιότητας υπηρεσιών, όσον αφορά τη χωρητικότητα του συστήματος και την αξιοπιστία της μετάδοσης. Η τεχνολογία των πολλαπλών κεραιοστοιχείων στον πομποδέκτη βελτιώνει τα προαναφερθέντα κριτήρια [62], με την αποστολή πολλαπλών δεδομενορρευμάτων σε διαφορετικά κεραιοστοιχεία προκειμένου να ενισχυθεί ο ρυθμός μετάδοσης και η συνολική χωρητικότητα. Συγκεκριμένα, η υποδομή των πολλαπλών κεραιοστοιχείων διαχωρίζεται στις παρακάτω κατηγορίες:

1. Μονής εισόδου-Πολλαπλών εξόδων, Single-Input-Multiple-Output (SIMO), όπου ο πομπός εκπέμπει σε ένα κεραιοστοιχείο και ο δέκτης λαμβάνει σε πολλαπλά κεραιοστοιχεία.
2. Πολλαπλών εισόδων-Μονής εξόδου, Multiple-Input-Single-Output (MISO), όπου ο πομπός εκπέμπει σε πολλαπλά κεραιοστοιχεία και ο δέκτης λαμβάνει σε ένα κεραιοστοιχείο.
3. Πολλαπλών εισόδων-Πολλαπλών εξόδων, Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO), όπου ο πομποδέκτης λειτουργεί με χρήση πολλαπλών κεραιοστοιχείων.

Στο κεφάλαιο αυτό, ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις υποδομές MIMO με στόχο την διερεύνηση του μέγιστου βαθμού διαφορισμού και κέρδους στην απόδοση, από τα πολλαπλά κεραιοστοιχεία του πομποδέκτη, όπως αναλύεται λεπτομερώς στη συνέχεια. Έστω ότι T_x και R_x είναι ο αριθμός των κεραιοστοιχείων του πομπού και του δέκτη, αντίστοιχα. Η εικόνα 4.1 απεικονίζει έναν πομποδέκτη MIMO. Λόγω των συμπληρωματικών πλεονεκτημάτων των μεθοδολογιών MIMO και OFDM (διαφορισμός στα πεδία του χώρου και της συχνότητας, αντίστοιχα), η εγκαθίδρυση συστημάτων MIMO-OFDM αποτελεί ένα καθοριστικό τεχνολογικό επίτευγμα στις μέρες μας, προκειμένου να διασφαλισθούν αλλά και να ενισχυθούν τα επίπεδα ποιότητας ποικίλων υπηρεσιών.

4.2 Η τεχνική SIC σε συστήματα MIMO-OFDM

Στις επόμενες υποενότητες του κεφαλαίου αυτού αναλύεται διεξοδικά η τεχνική SIC και ο τρόπος αντιμετώπισης των παρεμβολών σε συστήματα MIMO-OFDM.



Σχήμα 4.1: Αναπαράσταση ενός πομποδέκτη MIMO.

4.2.1 Χωρικός διαφορισμός και χωρική πολυπλεξία στα συστήματα MIMO-OFDM

Το φαινόμενο της διάλειψης του σήματος εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης μπορεί να επηρεάσει περισσότερο αρνητικά την απόδοση ενός συστήματος MIMO από την απόδοση ενός αντίστοιχου συστήματος SISO. Τα κανάλια διαλείψεων τύπου MIMO μπορεί να χρησιμοποιηθούν για να προσφέρουν κέρδος χωρικού διαφορισμού, Spatial Diversity gain (SD), ή χωρικής πολυπλεξίας Spatial Multiplexing gain (SM). Η επιλογή του χωρικού διαφορισμού παροτρύνθηκε, αρχικά, από την επιλεκτικότητα των διαλείψεων του καναλιού τόσο στο πεδίο του χώρου όσο και της συχνότητας. Πιο συγκεκριμένα, αν η απόσταση των κεραιοστοιχείων είναι ανάλογη του μήκους κύματος του σήματος ή αν τα κανάλια συχνότητων είναι ορθογωνικά μεταξύ τους, το φαινόμενο της διάλειψης μπορεί να θεωρηθεί ως μία ανεξάρτητη τυχαία μεταβλητή [63]. Η συγκεκριμένη συμπεριφορά του καναλιού σε συνδυασμό με το διαφορισμό δύο διαστάσεων που επιφέρει η μετάδοση MIMO-OFDM, προσφέρει υψηλά ποσοστά κέρδους απόδοσης και αξιοπιστίας.

Με βάση την πρωτοποριακή μελέτη [64], η ανωτέρω τεχνική επεκτάθηκε σε ορθογωνικούς πλοκαδικούς κώδικες στα πεδία του χρόνου και του χώρου, Orthogonal Space-Time Block Codes (OSTBC) [65] και σε κώδικες στα πεδία του χρόνου και του χώρου, εν γένει. Ωστόσο, το σημαντικότερο μειονέκτημα των OSTBC αποτελεί το γεγονός ότι εφαρμόζεται μόνο σε συστήματα με δύο κεραιοστοιχεία στον πομπό και ένα κεραιοστοιχείο στο δέκτη, προκειμένου να επιτευχθεί το απόλυτο κέρδος χωρητικότητας (κέρδος 1 ή 100%). Το κέρδος αυτό, πρακτικά δε μπορεί να επιτευχθεί όταν τα κεραιοστοιχεία του πομπού είναι περισσότερα από δύο. Ως εκ τούτου, οι ημι-ορθογωνικοί πλοκαδικοί κώδικες στα πεδία του χρόνου και

του χώρου, Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes (QOSTBC) έχουν προταθεί, εναλλακτικά, οι οποίοι προσφέρουν κέρδος 1 για τέσσερα και οκτώ κεραιοστοιχεία στον πομπό, όπως σχεδιάστηκαν στις μελέτες [66, 67] και αργότερα επεκτάθηκαν για περισσότερα κεραιοστοιχεία, στη μελέτη [68].

Από την άλλη πλευρά, η μέθοδος μετάδοσης SM έχει ως στόχο την ενίσχυση του ρυθμού μετάδοσης με το κόστος της μείωσης της αξιοπιστίας και της ανθεκτικότητας, εξαιτίας της έλλειψης κατάλληλων ορθογωνικών κωδίκων [69, 70]. Το κύριο χαρακτηριστικό της SM είναι η μετάδοση διαφορετικών δεδομενορρευμάτων σε κάθε κεραιοστοιχείο. Ο δέκτης αποκωδικοποιεί τα επιμέρους σήματα με βάση τη χωρική διαφοροποίηση των κεραιοστοιχείων του πομπού, που προσφέρει ο χωρικός διαφορισμός. Επομένως, για T_x κεραιοστοιχεία το κέρδος χωρικότητας είναι αυξημένο κατά T_x φορές, έναντι ενός αντίστοιχου συστήματος SISO. Ωστόσο, μία θεμελιώδης συνθήκη η οποία πρέπει να ακολουθείται στην περίπτωση αυτή αποτελεί το γεγονός ότι $R_x \geq T_x$, ενώ τα πολλαπλά κεραιοστοιχεία στο δέκτη είναι προαιρετικά στην περίπτωση της μεθόδου SD [71].

Συμπερασματικά, η επιλογή της SM ή της SD είναι ένα αμφιλεγόμενο ζήτημα και, συνεπώς, η αντιστάθμιση διαφορισμού και πολυπλεξίας, Diversity-Multiplexing Tradeoff (DMT), αποτελεί ένα μείζον ερευνητικό θέμα προς τη βελτιστοποίηση των σύγχρονων συστημάτων MIMO-OFDM [63, 71, 72, 73, 74]. Στις ανωτέρω μελέτες και κυρίως στη [63] ανάγεται το συμπέρασμα ότι η επιλογή της SM προσφέρει υψηλότερο βαθμό ποιότητας υπηρεσιών έναντι της SD, σε περιβάλλοντα στατικών ή/και ημι-στατικών καναλιών (που υπόκεινται σε επίπεδες διαλείψεις στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας). Η ενίσχυση του ρυθμού μετάδοσης επιφέρει αυξημένα κέρδη, στην περίπτωση αυτή, μολονότι η μείωση της ανθεκτικότητας που προσφέρει η SM, σε επίπεδα BER, μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα. Ωστόσο, σε περιπτώσεις όπου υπάρχει υψηλή κινητικότητα χρηστών ή/και το κανάλι μετάδοσης υπόκειται σε έντονες διαλείψεις, κρίνεται σκόπιμη η μείωση του ρυθμού μετάδοσης προς την ενίσχυση της ανθεκτικότητας, με την υιοθέτηση της περισσότερο αξιόπιστης μεθόδου SD.

4.2.2 Μέθοδοι εξισορρόπησης στην τεχνική SIC

Υπό το πρίσμα της ακύρωσης παρεμβολών, το DMT αποτελεί έναν καθοριστικό παράγοντα για την απόδοση των συστημάτων MIMO-OFDM. Όπως αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η υπερβολικά υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα της βέλτιστης μεθόδου ML έχει οδηγήσει την ερευνητική κοινότητα στη μελέτη των

υποβέλτιστων μεθόδων ZF [75]⁴ και MMSE [76] στους δέκτες MIMO-SIC. Αξίζει να αναφερθεί ότι η βέλτιστη ML προσφέρει βαθμό διαφορισμού ίσο με R_x και ανεξάρτητο του T_x [77]. Ωστόσο, οι κώδικες χώρου-χρόνου διέπονται από πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης η οποία αυξάνεται εκθετικά με την αύξηση του μεγέθους των δεδομενορρευμάτων, του σχήματος διαμόρφωσης και το T_x . Συνεπώς, στη μελέτη [78] προτείνεται μία τεχνική ZF-SIC, προκειμένου να διατηρηθεί η πολυπλοκότητα σε χαμηλά επίπεδα. Η μέθοδος της ZF, η οποία περιγράφηκε εκτενώς στο προηγούμενο κεφάλαιο, υπολογίζει τον ψευδοαντίστροφο πίνακα καναλιού. Ωστόσο, στην περίπτωση των πολλαπλών κεραιοστοιχείων, το πρόβλημα της παρεμβολής συνυπάρχει σε δύο διαστάσεις. Μία από τις πλέον διαδεδομένες στρατηγικές, η οποία υιοθετείται στην παρούσα διατριβή, είναι η απομόνωση των εν λόγω διαστάσεων με στόχο την αποτελεσματικότητα της αποκωδικοποίησης. Η διαδικασία πραγματοποιείται στη μία διάσταση, διαδοχικά, ώστε να επενεργεί εμμέσως και στη δεύτερη. Συγκεκριμένα, η ανίχνευση, η αποκωδικοποίηση και η ακύρωση ποσοστού παρεμβολής σε κάθε επανάληψη της SIC μπορεί να πραγματοποιηθεί στο πεδίο του χώρου, όσον αφορά έναν υποφέροντα. Μετέπειτα, η ίδια διαδικασία μπορεί να ακολουθήσει για τους υπόλοιπους υποφέροντες, διαδοχικά.

Συνεπώς, το ληφθέν σήμα στον i -στο υποφέροντα εκφράζεται ως

$$y_i = G_i x_i + w_i, \quad (4.1)$$

όπου $y_i = [y_1, y_2, \dots, y_{R_x}]^T$, $x_i = [x_1, x_2, \dots, x_{T_x}]^T$ και $w_i = [w_1, w_2, \dots, w_{R_x}]^T$ είναι το διάνυσμα του σήματος λήψης $R_x \times 1$, το διάνυσμα του σήματος εκπομπής $T_x \times 1$ και το διάνυσμα του θορύβου $R_x \times 1$, αντίστοιχα. Ο πίνακας G_i υποδηλώνει τον πίνακα μετάδοσης στο κανάλι διαστάσεων $T_x \times R_x$, όπου το στοιχείο $g_{r,t}$ αποτελεί το κέρδος του καναλιού μεταξύ των κεραιοστοιχείων r του δέκτη και t του πομπού. Ο εξισορροπητής ZF εκφράζεται ως

$$J_{MIMO-ZF}(i) = (G_i^H G_i)^{-1} G_i^H. \quad (4.2)$$

Εάν πολλαπλασιαστεί το σήμα της εξίσωσης 4.1 με το ανωτέρω φίλτρο ZF προκύπτει το τροποποιημένο σήμα y'_i , δίχως τη συνεισφορά του ICI, ως

$$y'_i = x_i + w'_{i,ZF}. \quad (4.3)$$

⁴Στην πραγματικότητα, η ZF στη μελέτη [75] χρησιμοποιήθηκε ως μία γενική τεχνική IC, αλλά προσαρμόστηκε ως SIC, μετεπειτα, στη μελέτη [76] προκειμένου να συγκριθεί με την αντίστοιχη MMSE-SIC.

Εν γένει, η μέθοδος ZF οδηγεί στην αύξηση του θορύβου κατά την αποκωδικοποίηση, διότι ο υπολογισμός του ψευδοαντίστροφου πίνακα δε λειτουργεί πάντα αφαιρετικά (ιδανικά), με αποτέλεσμα την ύπαρξη του ενδεχόμενου χρωματικού θορύβου $w'_{i,ZF}$ στο δέκτη. Επιπλέον, στην περίπτωση αυτή, το κέρδος του χωρικού διαφορισμού το οποίο προσφέρεται από τα πολλαπλά κεραιοστοιχεία, ακυρώνεται από τη ZF (κατά τη διάρκεια της ακύρωσης των στοιχείων του καναλιού), γεγονός που οδηγεί στη συνολική μείωση του προσφερόμενου βαθμού διαφορισμού του συστήματος.

Λόγω των ανωτέρω δυσκολιών που επιφέρει η ZF, στη μελέτη [76] προτείνεται η μέθοδος εξισορρόπησης MMSE, η οποία εκφράζεται ως

$$J_{MIMO-MMSE}(i) = \mathbf{G}_i^H (\mathbf{G}_i \mathbf{G}_i^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{R_x})^{-1}. \quad (4.4)$$

Στην περίπτωση αυτή, το ICI δεν ακυρώνεται τελείως, εν αντιθέσει προς την αντίστοιχη ZF [79]. Ωστόσο, η ημιτελής ακύρωση αντισταθμίζεται με την παροχή υψηλότερη απόδοση κέρδους χωρικού διαφορισμού κατά τη διάρκεια της αποκωδικοποίησης καθώς επίσης δε συντελεί προς την αύξηση του θορύβου. Οι παράγοντες αυτοί ενισχύουν την επιλογή της MMSE-SIC, ιδιαίτερα σε περιπτώσεις χαμηλού δείκτη SINR. Τα αριθμητικά αποτελέσματα της μελέτης [76] έδειξαν ότι η τεχνική MMSE-SIC υπερέρχει της αντίστοιχης ZF-SIC σε επίπεδα BER με το κόστος της μεγαλύτερης πολυπλοκότητας, όταν εφαρμόζονται στρατηγικές είτε καθορισμένες είτε ήπιας ανίχνευσης συμβόλων.

4.2.3 Μέθοδοι μείωσης της πολυπλοκότητας της τεχνικής SIC

Όπως επισημάνθηκε στην προηγούμενη ενότητα, η MMSE-SIC επιφέρει υψηλή απόδοση σε BER με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας. Ένας από τους στόχους προς τη βελτιστοποίηση της εν λόγω τεχνικής SIC αποτελεί η μείωση της πολυπλοκότητας που επιφέρει συνολικά στο δέκτη. Μολονότι οι πρωταρχικές MMSE-SIC λειτουργούν με χρήση της εξίσωσης 4.4 [80, 81], οι πιο πρόσφατες μελέτες υιοθετούν ταχύτερους εξισορροπητές [82, 83, 84], κάνοντας χρήση της αποδόμησης LDL^H [46, 85]. Η μείωση της πολυπλοκότητας στις εν λόγω τεχνικές έγκειται στο γεγονός ότι για την ανίχνευση και την αποκωδικοποίηση των συμβόλων χρησιμοποιείται ο τροποποιημένος (αραιωμένος) πίνακας καναλιού, μετά την ανωτέρω αποδόμηση, έναντι του πλήρους πίνακα καναλιού. Η αποδόμηση LDL^H δημιουργεί έναν άνω τριγωνικό πίνακα L_i και ένα διαγώνιο πίνακα D_i από τον

πλήρη πίνακα καναλιού (όσον αφορά τον i -στο υποφέροντα). Η τεχνική MMSE-SIC, η οποία επιφέρει τον πιο αποδοτικό δείκτη PCT, προτείνεται στη μελέτη [84], όταν η υποδομή είναι τύπου SM και άρα όταν $R_x \geq T_x$.

Επιπλέον, αξίζει να αναφερθεί ότι στην ανωτέρω μελέτη συγκρίθηκαν δύο κριτήρια για την ταξινόμηση των συμβόλων σε βέλτιστη σειρά ανίχνευσης και κωδικοποίησης, το SNR και η ελάχιστη διαφορά τετραγωνικού σφάλματος, Least Mean Squared Error (LMSE). Τα αριθμητικά αποτελέσματα έδειξαν ότι η χρήση του SNR προσφέρει μικρότερη πολυπλοκότητα (της τάξης του 5.09%) με το κόστος της μειωμένης απόδοσης σε BER, που προσφέρει η υιοθέτηση του LMSE.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η εξισορρόπηση τύπου ML προσφέρει την υψηλότερη απόδοση και το μεγαλύτερο διαφορισμό χώρου. Ωστόσο, δίνοντας ένα μέγεθος διαμόρφωσης ίσο με 2^b σημεία θέσεων συμβόλων (αντικατοπτρίζοντας το αντίστοιχο διάγραμμα αστερισμού) του ληφθέντος σήματος, όπου κάθε σύμβολο αποτελείται από b δυαδικά, 2^{bT_x} ανιχνεύσεις πρέπει να πραγματοποιηθούν προκειμένου να εξαχθεί το βέλτιστο αποτέλεσμα. Από την άλλη πλευρά, η συμβατική τεχνική MIMO-SIC (γνωστή και ως V-BLAST), η οποία αποτελεί ένα δέκτη ZF-SIC, προσφέρει αρκετά πιο μειωμένη πολυπλοκότητα με το κόστος του επίσης μειωμένου χωρικού διαφορισμού, κυρίως στις τελευταίες επαναλήψεις της SIC. Συγκεκριμένα, στην πρώτη επανάληψη το κέρδος διαφορισμού είναι R_x ενώ στην τελευταία επανάληψη το αντίστοιχο κέρδος μετατρέπεται σε $R_x - T_x + 1$. Λόγω των χαρακτηριστικών των δύο εξισορροπιτών, στις μελέτες [77] και [78] προτείνεται μία καινοτομική υβριδική ZF-MMSE-SIC για συστήματα MIMO-OFDM. Η εν λόγω τεχνική χρησιμοποιεί την εξισορρόπηση ZF για τις πρώτες επαναλήψεις της SIC, όπου οι χωρικοί βαθμοί ελευθερίας είναι αρκετά υψηλοί και τη βέλτιστη εξισορρόπηση ML στις τελευταίες επαναλήψεις, όπου το κέρδος διαφορισμού είναι μειωμένο. Η απόδοση της υβριδικής SIC είναι σαφώς καλύτερη από την αντίστοιχη της συμβατικής ZF-SIC με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας, εξαιτίας της μερικής προσαρμογής του ML. Προκειμένου να μειωθεί η εν λόγω πολυπλοκότητα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η τεχνική της αποδόμησης QR του πίνακα καναλιού σε δύο επιμέρους παράγωγα, ως

$$G_i = Q_i R_i, \quad (4.5)$$

όπου Q_i είναι ένας μοναδιακός πίνακας $T_x \times T_x$ και R_i είναι ένας άνω τριγωνικός πίνακας $T_x \times T_x$. Ως εκ τούτου, το διάνυσμα του ληφθέντος σήματος, στον i -στο υποφέροντα, y_i πολλαπλασιάζεται με τον πίνακα Q_i^H , δίνοντας

$$y'_{i,QR} = R_i x_i + w'_{i,QR}, \quad (4.6)$$

όπου $w'_{i,QR} = Q_i^H w_i$ είναι το διάνυσμα θορύβου μετά την τροποποιημένη, μέσω της αποδόμησης QR, εξισορρόπηση ZF. Η μειωμένη πολυπλοκότητα προκύπτει από την αραιότητα (sparseness) του R_i [77, 86].

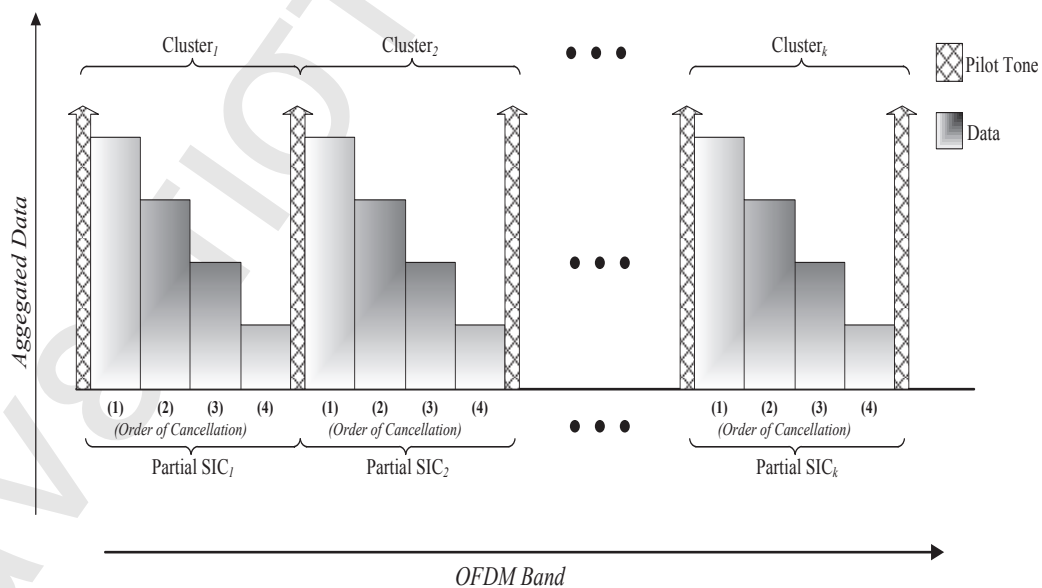
4.2.4 Βελτίωση της απόδοσης της τεχνικής SIC υπό την παρουσία κωδικών CRC

Στη μελέτη [87] προτείνεται μία καινοτομική τεχνική SIC η οποία χρησιμοποιεί την κωδικοποίηση CRC για την επιλογή ανίχνευσης και ταξινόμησης συμβόλων προς αποκωδικοποίηση και ακύρωση. Οι πιο χαρακτηριστικές εφαρμογές MIMO που υιοθετούν τη χρήση των κωδικών CRC, λειτουργούν υπό το καθεστώς της αυτόματης αίτησης επανάληψης, Automatic Repeat and reQuest (ARQ). Η μεθοδολογία που προτείνεται αρχικοποιείται με το διαχωρισμό των δεδομενορρευμάτων προς αποστολή σε συγκεκριμένο αριθμό από πλοκάδων (blocks), ανάλογο προς τον αριθμό των κεραιοστοιχείων του πομπού. Συγκεκριμένα, για άρτιο T_x αντιστοιχούν $T_x/2$ ανεξάρτητες πλοκάδες δεδομενορρευμάτων. Κατά τη λήψη του σήματος, οι εν λόγω πλοκάδες ανιχνεύονται, όπου εξετάζεται η ακεραιότητα τους στα επίπεδα του BER. Η πλοκάδα, στην οποία δεν ανιχνεύεται κάποιο σφάλμα με βάση την κωδικοποίηση CRC, εισέρχεται στη διαδικασία της SIC. Μετέπειτα, ακολουθούν οι υπόλοιπες πλοκάδες, για τις οποίες πλέον το επίπεδο της συνολικής παρεμβολής στο δέκτη είναι μειωμένο, εφόσον έχει προηγηθεί η ακύρωση της πρώτης. Η περίπτωση του αυξημένου αριθμού κεραιοστοιχείων στον πομπό, για παράδειγμα όταν $T_x > 4$, συνεπάγεται τον επίσης αυξημένο αριθμό πλοκάδων (> 2). Ως εκ τούτου, μπορεί να υπάρχουν περισσότερες από μία αξιόπιστες πλοκάδες, μετά από την ανίχνευση CRC. Η περαιτέρω ταξινόμηση των πλοκάδων αυτών για εισαγωγή στη διαδικασία της SIC μπορεί να επιτευχθεί είτε με τυχαίο τρόπο είτε με κριτήριο το S(I)NR. Κάθε περίπτωση αντιστοιχεί σε διαφορετική αντιστάθμιση PCT και επομένως εξαρτάται από τις συστημικές απαιτήσεις, σε ποιότητα υπηρεσιών, που θεσμοθετείται για την εκάστοτε εφαρμογή.

Επιπλέον, στη μελέτη [88] χρησιμοποιείται μία ήπια στρατηγική αποκωδικοποίησης για δέκτες MIMO-SIC, όταν $T_x = 2$ και $R_x \geq 2$, με χρήση της κωδικοποίησης CRC. Στην περίπτωση αυτή, όπου λαμβάνονται δύο πλοκάδες σε κάθε υποφέροντα, εξετάζεται η ανθεκτικότητα του κριτηρίου ανίχνευσης. Συγκεκριμένα, η ταξινόμηση των συμβόλων επιτυγχάνεται με χρήση των κριτηρίων CRC, MMSE και S(I)NR. Τα αριθμητικά αποτελέσματα έδειξαν ότι η κωδικοποίηση CRC επιφέρει τη βέλτιστη απόδοση σε BER (της τάξης του 1dB), με το κόστος της μεγαλύτερης πολυπλοκότητας.

4.2.5 Παράλληλη υλοποίηση της τεχνικής SIC σε συστήματα MIMO-OFDM

Ο βέλτιστος εξισορροπητής ML μολονότι επιτυγχάνει την καλύτερη δυνατή απόδοση σε BER, χαρακτηρίζεται από υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα, σε βαθμό που δεν επιτρέπεται η χρήση του σε πληθώρα πρακτικών εφαρμογών. Προκειμένου να αντισταθμιστεί το παραπάνω μειονέκτημα, στη μελέτη [89] προτείνεται μία καινοτομική τεχνική SIC, η οποία λειτουργεί παράλληλα σε διαφορετικές ομάδες υποφερόντων. Ο στόχος είναι η μείωση της συνολικής πολυπλοκότητας και της χρονικής καθυστέρησης του δέκτη, εγκαθιδρύοντας τη λειτουργία πολλαπλών SIC, ταυτοχρόνως, όπως απεικονίζεται στην εικόνα . Ωστόσο, η διαδοχική διαδικασία της SIC σε συνάρτηση με την παράλληλη λειτουργία αυτής αποτελεί δύο αντικρουόμενες καταστάσεις επίδοσης. Συγκεκριμένα, όταν η SIC εφαρμόζεται εν παραλληλία, ενδέχεται να προκαλούνται σφάλματα κατά την ανίχνευση ή/και την αποκωδικοποίηση των συμβόλων, γεγονός που μειώνει την αποδοτικότητα του μηχανισμού της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών. Προκειμένου να διατηρηθεί η υψηλή απόδοση σε BER, η βέλτιστη εξισορρόπηση ML υιοθετείται στην ανωτέρω SIC και το γεγονός της υψηλής πολυπλοκότητας που τη χαρακτηρίζει, αντισταθμίζεται με την παράλληλη λειτουργία της. Συνεπώς, σύμφωνα με την υλοποίηση της μελέτης [89], οι υποφέροντες του συστήματος διαχωρίζονται σε ομάδες (clusters) των τεσσάρων υποφερόντων καθώς επίσης ένας πιλοτικός υποφέρωντας, ο οποίος χρησιμοποιείται μόνο για σηματοδότηση, τοποθετείται ανάμεσα σε κάθε δύο ομάδες. Ανεξάρτητες SIC εφαρμόζονται παράλληλα, σε κάθε ομάδα υποφερόντων. Η



Σχήμα 4.2: Παράδειγμα μερικής SIC εν παραλληλία σε συστήματα MIMO-OFDM.

απόδοση σε επίπεδα BER εξαρτάται από τον αριθμό των συνολικών υποφερόντων OFDM και από το μέγεθος της κάθε ομάδας. Τα αριθμητικά αποτελέσματα της εν λόγω μελέτης έδειξαν ότι η μερική-παράλληλη SIC αποδίδει ομοίως με τη συμβατική ML-SIC, με το κέρδος της αρκετά μειωμένης χρονικής καθυστέρησης στο δέκτη. Η εν λόγω καθυστέρηση προσδιορίζεται ως $[(N/\text{μέγεθος ομάδας}) - 1]^{-1}$ συγκρινόμενη με τη συμβατική SIC.

4.2.6 Μείωση της απόδοσης των συστημάτων MIMO-OFDM υπό την παρουσία του φαινομένου CCI

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η παρουσία της παρεμβολής στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα πολλαπλής πρόσβασης αποτελεί τον κυριότερο αρνητικό παράγοντα, θέτοντας ένα άνω φράγμα στο επίπεδο της ποιότητας υπηρεσιών που μπορεί να επιτευχθεί. Επιπλέον, όταν η δικτυακή υποδομή υποστηρίζει την τεχνολογία MIMO στον πομποδέκτη, το ανωτέρω φαινόμενο επιδρά ακόμη πιο έντονα. Συγκεκριμένα, στη μετάδοση OFDM το φαινόμενο ICI εκπροσωπεί τη σημαντικότερη επίδραση παρεμβολής, εν γένει. Ωστόσο, όταν το κανάλι υπόκειται σε φαινόμενα ραγδαίων διαλείψεων (για παράδειγμα, υπό την παρουσία διπλής επιλεκτικότητας), γεγονός που χαρακτηρίζει εφαρμογές πολλαπλών χρηστών με έντονη κινητικότητα, το φαινόμενο της παρεμβολής στο πεδίο της συχνότητας διαχωρίζεται σε δύο επιμέρους κατηγορίες, το ICI και την ομοκαναλική παρεμβολή, Co-Channel Interference (CCI) [90]. Το ICI εμφανίζεται κυρίως λόγω των αποκλίσεων των πολύδων σημάτων στο δέκτη, κατά τη διάρκεια της μετάδοσης ενός συμβόλου OFDM. Το CCI, από την άλλη πλευρά, εμφανίζεται εξαιτίας των αποκλίσεων των τιμών CSI, τα οποία αντιστοιχούν σε διαδοχικά σύμβολα OFDM. Όταν το κανάλι είναι στατικό ή ημιστατικό, το φαινόμενο CCI μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο. Ωστόσο, σε περιπτώσεις ραγδαίων διαλείψεων στο κανάλι, το CCI μπορεί να μειώσει σε σημαντικό βαθμό την απόδοση του συστήματος.

Στην εν λόγω περίπτωση, η ακύρωση του CCI αποτελεί ένα μείζονα στόχο διότι η αναμενόμενη τιμή της ισχύος του είναι περίπου 7 – 8dB ισχυρότερη από την αντίστοιχη του ICI, ανεξαρτήτως του ρυθμού απόκλισης του καναλιού [90]. Η εφαρμογή της SIC, με προσανατολισμό την ακύρωση των παραμέτρων CCI, επιδρά ευεργετικά στην απόδοση του δέκτη, ενώ το ICI μπορεί να απομονωθεί με την υιοθέτηση συγκεκριμένων μηχανισμών μετάδοσης. Για παράδειγμα η εγκαθίδρυση ορθογωνικών εγκωδικοποιητών τύπου OSTBC (κωδικοποίηση Alamouti), μπορεί να επιφέρει μείωση του ICI λόγω του χωρικού διαφορισμού. Στη συνέχεια η SIC έχοντας ως στόχο την ακύρωση του CCI αποκλειστικά, επιτυγχάνεται η διατήρηση της συνολικής πολυπλοκότητας σε χαμηλά επίπεδα (αποδοτικότητα σε PCT).

4.3 Η τεχνική SIC σε συστήματα MIMO-OFCDM

Οι σύγχρονες μέθοδοι προσαρμοσμένου ρυθμού κωδικοποίησης και διαμόρφωσης, Modulation and Coding Rate (MCR), προσέγγισαν αποτελεσματικά τα όρια χωρητικότητας καναλιού (κατά Shannon) σε συστήματα SISO-OFDM, καθώς επίσης τα όρια αυτά μπορεί να ξεπεραστούν με τη βοήθεια της τεχνολογίας MIMO [91]. Τα συστήματα MIMO-OFCDM, τα οποία λειτουργούν με χρήση της κωδικοποίησης εξάπλωσης στο φάσμα, έχουν χαρακτηριστεί ως μία από τις πλέον αποδοτικές τεχνολογίες μετάδοσης στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα [92]. Στην ενότητα αυτή περιγράφονται τα βασικότερα χαρακτηριστικά ενός δέκτη SIC σε συστήματα MIMO-OFCDM, υπό το πρίσμα του PCT.

4.3.1 Η επίδραση του MCR και της ισχύος μετάδοσης στην απόδοση της τεχνικής SIC

Η εφαρμογή της τεχνικής SIC σε δέκτες συστημάτων MIMO-OFCDM επιφέρει εξαιρετική απόδοση σε επίπεδα PCT, συγκρινόμενη με άλλες γνωστές τεχνικές λήψεις που χρησιμοποιούνται σε μεταδόσεις εξάπλωσης φάσματος, όπως η αποκωδικοποίηση σφαίρας [93, 94, 95]. Στα εν λόγω συστήματα, τα εκπεμπόμενα σύμβολα κατανέμονται ομοιόμορφα σε N διαθέσιμους υποφέροντες OFDM. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ένα από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα της τεχνικής SIC αποτελεί το φαινόμενο της διάδοσης του σφάλματος σε διαδοχικές επαναλήψεις της διαδικασίας της ακύρωσης παρεμβολών. Προκειμένου να αποφευχθεί ή τουλάχιστον να περιοριστεί το φαινόμενο αυτό, η μεθοδολογία που ακολουθείται από την ερευνητική κοινότητα προσεγγίζεται στην προσαρμογή δύο παραμέτρων, την ισχύ της μετάδοσης των συμβόλων και το επίπεδο του MCR.

Στις μελέτες [96] και [97] επιλέγεται ένα συγκεκριμένο επίπεδο MCR για όλες τις πλοκάδες OFDM προς αποστολή ενώ διαφοροποιείται η ισχύς μετάδοσης κάθε πλοκάδας, διότι η απόδοση της SIC ενισχύεται (και κατ' επέκταση μειώνεται το φαινόμενο της διάδοσης σφαλμάτων) όταν υπάρχει διαφοροποίηση ισχύος μεταξύ των ληφθέντων συμβόλων. Η συγκεκριμένη προσέγγιση είναι γνωστή στη βιβλιογραφία ως τεχνική σταθμικού BLAST, weighted BLAST, όπου χρησιμοποιείται σε ποικίλες πρακτικές εφαρμογές [98, 99] καθώς επίσης σε σύγχρονα κυτταρικά δίκτυα [100]. Ωστόσο, δεν είναι πάντα επιθυμητό ή/και εφικτό να διαφοροποιείται η ισχύς των μεταδιδόμενων συμβόλων σε ρυθμό πλοκάδας. Συνεπώς, στις μελέτες [101] και [102] προτείνεται μία εναλλακτική προσέγγιση, κατά την οποία το επίπεδο του MCR είναι μεταβλητό και η ισχύς μετάδοσης της κάθε πλοκάδας παραμένει σταθερή. Η προσέγγιση αυτή είναι γνωστή ως BLAST με επιλογή MCR,

κεραιοστοιχεία, Multi-Antenna Interference (MTI) και την παρεμβολή από πολλαπλούς κώδικες, Multi-Code Interference (MCI). Το MTI προκαλείται εξαιτίας των ομοκαναλικών μεταδόσεων συμβόλων από διαφορετικά κεραιοστοιχεία ενώ το MCI δημιουργείται λόγω των μεταδόσεων πολλαπλών κωδίκων στον ίδιο υποφέροντα. Στη μελέτη 117 μία καινοτομική υβριδική τεχνική ZF-MMSE-SIC με στόχο τη βελτιστοποίηση της απόδοσης BER. Αρχικά επενεργεί ένας εξισορροπητής ZF, ο οποίος λειτουργεί χρησιμοποιώντας το μηχανισμό της αποδόμησης QR, με στόχο την εξάλειψη του MTI στο πεδίο του χώρου. Μετέπειτα, ένας δεύτερος εξισορροπητής, τύπου MMSE, εφαρμόζεται ώστε να μειώσει το ICI, το οποίο προκαλείται από το MCI και το MAI, στο πεδίο της συχνότητας. Η ενίσχυση της ανθεκτικότητας και της αξιοπιστίας του δέκτη προέρχεται από τη χρήση της διπλής εξισορρόπησης στα πεδία του χώρου και της συχνότητας, συνεπώς από τη μείωση και την ακύρωση των παρεμβολών στις αντίστοιχες διαστάσεις, με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας.

Ωστόσο, η λήψη πολλαπλών κωδικοποιημένων συμβόλων στον ίδιο υποφέροντα αυξάνει την προαναφερθείσα διάδοση σφαλμάτων της SIC. Συνεπώς, στην μελέτη [104] έχει προσεγγιστεί η συσχέτιση των ενδεχομένων σφαλμάτων μεταξύ διαδοχικών επαναλήψεων της SIC, υιοθετώντας μία πολυμεταβαλλόμενη κανονική κατανομή για τη μοντελοποίηση των εν λόγω σφαλμάτων. Το μειονέκτημα της συγκεκριμένης προσέγγισης αποτελεί το γεγονός ότι γίνεται δυσεπίλυτη για σχετικά αυξημένο αριθμό διαθέσιμων κωδίκων ανά υποφέροντα ανά κεραιοστοιχείο.

4.3.2 Παράλληλη υλοποίηση της SIC σε συστήματα MIMO-OFCDM

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το σημαντικότερο χαρακτηριστικό των συστημάτων OFCDM είναι η εξάπλωση των κωδικοποιημένων συμβόλων σε όλους τους υποφέροντες του συστήματος. Το γεγονός αυτό δεν επιτρέπει τη λειτουργία της ανίχνευσης του κάθε συμβόλου εξετάζοντας μεμονωμένα τον κάθε υποφέροντα. Επιπλέον, στην περίπτωση που η βέλτιστη ταξινόμηση των συμβόλων ακολουθείται (με κριτήριο τη ληφθείσα ισχύ ή το δείκτη $S(I)NR$), η διαδικασία της ανίχνευσης, της ταξινόμησης, της αποκωδικοποίησης και της ακύρωσης της παρεμβολής σε κάθε επανάληψη της SIC χαρακτηρίζεται από υπερβολικά αυξημένη πολυπλοκότητα. Συνεπώς, στη μελέτη [105] προτείνεται μία καινοτομική τεχνική SIC, η οποία λειτουργεί σε παράλληλη διάταξη στο πεδίο της συχνότητας, με στόχο τη μείωση της προαναφερθείσας πολυπλοκότητας. Πιο συγκεκριμένα, ο δέκτης εφαρμόζει πολυάριθμες SIC, ταυτοχρόνως, σε διαφορετικές ομάδες υποφερόντων ενώ η κάθε SIC υλοποιεί διαφορετικά κριτήρια ταξινόμησης των συμβόλων, προκειμένου να αξιοποιηθεί ο διαφορισμός χώρου και συχνότητας από το κανάλι. Τουλάχιστον

μία από τις εν λόγω παράλληλες SIC υλοποιεί το βέλτιστο κριτήριο ταξινόμησης (χρησιμοποιώντας, για παράδειγμα, το δείκτη SINR). Οι υπόλοιπες SIC μπορεί να χρησιμοποιούν τυχαία ταξινόμηση, με στόχο τη μείωση της συνολικής πολυπλοκότητας αλλά επιφέροντας αυξημένο βαθμό BER. Επομένως, κρίνεται σκόπιμο στη μελέτη [105], η χρήση της ήπιας στρατηγικής αποκωδικοποίησης έπειτα από συγκεκριμένο αριθμό επαναλήψεων LLR, ώστε να ενισχυθεί η αξιοπιστία και η ανθεκτικότητα του δέκτη.

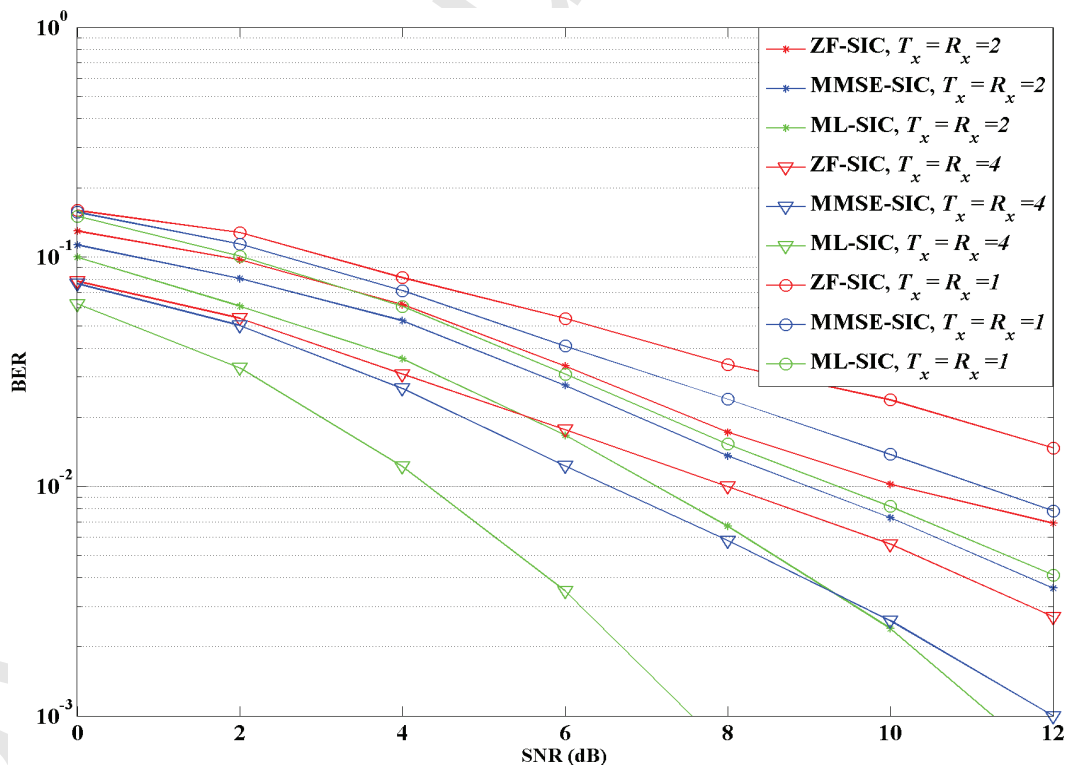
Ωστόσο, όσο αυξάνεται ο αριθμός των παράλληλων SIC αυξάνεται και η αντίστοιχη πολυπλοκότητα στο δέκτη, γεγονός που αποτελεί έναν καθοριστικό παράγοντα για την επιλογή της συγκεκριμένης τεχνικής σε πρακτικές εφαρμογές MIMO-OFDM.

4.4 Ανακεφαλαίωση

Πρόσφατα, η προσαρμογή των πολλαπλών κεραιοστοιχείων στον πομποδέκτη των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων έχει εμφανιστεί στο προσκήνιο. Η χρήση της παράλληλης μετάδοσης στο πεδίο του χώρου, μέσω των καναλιών MIMO, επιτυγχάνει κέρδος στην απόδοση ή/και τη χωρητικότητα των εν λόγω συστημάτων. Ωστόσο, η χρήση των πολλαπλών κεραιοστοιχείων μπορεί να επιφέρει σημαντικές διαλείψεις στο λαμβανόμενο σήμα καθώς ενισχύει αρκετά το φαινόμενο της συνολικής παρεμβολής στο δέκτη. Κρίνεται, συνεπώς, σκόπιμη η ανάγκη για έναν περισσότερο απαιτητικό σχεδιασμό της αρχιτεκτονικής της τεχνικής SIC, συγκρινόμενο με τον αντίστοιχο σχεδιασμό των συστημάτων SISO. Ως εκ τούτου, οι ερευνητικές μελέτες που έχουν ως στόχο τη βελτιστοποίηση του δέκτη SIC σε συστήματα MIMO-OFDM τείνουν στην κατάλληλη αντιστάθμιση μεταξύ των δεικτών PCT και DMT, προκειμένου να επιτύχουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και μειωμένα ποσοστά σφαλμάτων, διατηρώντας τη συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα σε σχετικά χαμηλά επίπεδα. Υβριδικοί μηχανισμοί εξισορρόπησης, βασιζόμενοι σε στρατηγικές ανίχνευσης ZF, MMSE και ML και οι οποίοι εφαρμόζονται από κοινού στην τεχνική SIC, αποτελούν μία από τις σημαντικότερες κατευθύνσεις προς επίτευξη του ανωτέρου στόχου. Επίσης, η υιοθέτηση προηγμένων μεθοδολογιών επεξεργασίας σήματος, μέσω της αποδόμησης LDL^H ή QR, ακολουθείται προκειμένου να βελτιωθεί η τεχνική SIC. Στην εικόνα 4.3 αξιολογείται η απόδοση των σημαντικότερων τεχνικών SIC σε συστήματα OFDM με ένα ή πολλαπλά κεραιοστοιχεία στον πομποδέκτη, με χρήση της μεθόδου προσομοίωσης Monte Carlo. Όπως είναι εμφανές, η ML-SIC υπερέχει έναντι των ZF-SIC και MMSE-SIC, τόσο

σε συστήματα SISO-OFDM όσο σε συστήματα MIMO-OFDM. Επίσης, η MMSE-SIC υπερέχει έναντι της ZF-SIC. Η μεθοδολογία μετάδοσης SM χρησιμοποιείται στις υποδομές MIMO, ως παράδειγμα αναφοράς. Εφόσον ο ρυθμός μετάδοσης παραμένει σταθερός σε όλες τις επιμέρους περιπτώσεις προσομοίωσης, το κέρδος σε επίπεδα BER βελτιώνεται όσο αυξάνεται ο αριθμός των κεραιοστοιχείων του πομποδέκτη, το οποίο προκύπτει από το κέρδος του χωρικού διαφορισμού. Επίσης, ο πίνακας 4.2 συγκεντρώνει τα σημαντικότερα στατιστικά των τεχνικών SIC που αναλύθηκαν στο κεφάλαιο αυτό.

Επιπλέον, αναλύθηκαν οι τεχνικές SIC σε συστήματα MIMO-OFCDM, των οποίων χαρακτηριστικό γνώρισμα αποτελεί η περαιτέρω ανθεκτικότητα και αξιοπιστία έναντι της συμβατικής μετάδοσης MIMO-OFDM, με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας στο δέκτη. Τα συστήματα MIMO-OFCDM παρουσιάζουν υψηλό κέρδος διαφορισμού πολλαπλής πρόσβασης επιτρέποντας τη μετάδοση πολλαπλών συμβόλων στους υποφέροντες του συστήματος, με χρήση πολλαπλών κωδικοποιήσεων εξάπλωσης φάσματος. Το γεγονός αυτό αποτελεί έναν καθοριστικό παράγοντα για την επιλογή του συγκεκριμένου τρόπου μετάδοσης σε ποικίλες σύγχρονες



Σχήμα 4.3: Η απόδοση σε BER δεκτών SIC όταν $N = 64$ και το σχήμα διαμόρφωσης είναι QPSK. Ο ρυθμός μετάδοσης θεωρείται σταθερός στα απεικονιζόμενα συστήματα OFDM.

Πίνακας 4.2: Σύγκριση επίδοσης των τεχνικών SIC σε συστήματα OF(C)DM με πολλαπλά κεραιστοιχεία

Αναφορές	Μέθοδος εξισορρόπησης	Μέθοδος απόφασης	Μερική SIC	Ταξινόμηση	SD ή SM	Συστημικό		T_x/R_x^*	# N	Σχήμα διαμόρφωσης
						SNR (dB) όταν BER= 10^{-2}	SNR (dB) όταν BER= 10^{-3}			
[75]	ZF	Καθορισμένη	Όχι	SNR	SD	13	-	4/4	-	QPSK
[79]	MMSE	Καθορισμένη	Όχι	SNR	SM	4	-	2/2	-	QPSK
[76]	MMSE	Ήπια	Όχι	SNR	SD	3	4	4/4	256	QPSK
[84]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(T_x^3)$	Όχι	LMSE & SNR	SD & SM	10	13	4/4	-	QPSK
[84]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(T_x^3)$	Όχι	LMSE & SNR	SD & SM	10	13	4/4	-	QPSK
[80]	ZF & MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(T_x^3)$	Όχι	LMSE	SD & SM	-	-	-	-	-
[77]	ML & ZF	Ήπια	Όχι	SINR	SM	15	23	4/4	-	QPSK
[81]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(T_x^3)$	Όχι	SNR	SD & SM	-	-	-	-	-
[82]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(R_x^2)$	Όχι	SINR	SM	3	6	4/4	-	QPSK
[83]	MMSE	Καθορισμένη $\mathcal{O}(T_x^3)$	Όχι	SNR	SM	-	-	-	-	-
[78]	ZF	Ήπια	Όχι	SNR	SD	10	20	-	64	QPSK
[86]	Απροσαρμόστη	Καθορισμένη	Όχι	SNR	SD	4.5	7.8	4/1	64	QPSK
[88]	MMSE	Ήπια	Όχι	Κωδικές CRC & SNR	SD & SM	18	-	2/2	600	16-QAM
[90]	ML	Καθορισμένη	Όχι	SNR	SD	3.8	7.9	2/2	2048	QPSK
[89]	ML	Καθορισμένη	Ναι	SNR	SD	10	16	2/2	128	QPSK
[93]	MMSE	Ήπια	Όχι	SNR	SD	25	Not given	2/2	512	64-QAM
[96]	MMSE	Καθορισμένη	Όχι	SNR & MSE	SD	23	-	4/4	1024	16-QAM
[102]	Matched Filter	Καθορισμένη $\mathcal{O}(R_x)$	Όχι	SNR	SD	7	7.9	2/2	-	QPSK
[97]	Matched Filter	Καθορισμένη $\mathcal{O}(R_x)$	Όχι	SNR	SD	13	15	2/2	64	16-QAM
[101]	MMSE	Καθορισμένη	Όχι	Προκαθορισμένη	SD & SM	21	30	4/4	1024	QPSK
[104]	MMSE & ZF	Καθορισμένη	Όχι	SNR	SD	12	16.5	4/4	1024	QPSK
[87]	MMSE	Καθορισμένη	Όχι	Κωδικές CRC & SNR & SINR & LMSE	SM	11	14	4/4	256	QPSK
[94]	MMSE	Καθορισμένη	Όχι	SNR & SINR & MSE	SD	3	6	4/4	-	QPSK
[105]	ML	Ήπια $\mathcal{O}(M^4 T_x)$	Ναι	SNR & SINR & τυχαία	SD & SM	3	6.5	2/2	-	BPSK

*Οι εν λόγω συγκρίσεις απόδοσης λαμβάνουν υπόψιν περιβάλλοντα πρόσβασης εκπομπής μονού χρήστη.

τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές πολλαπλών χρηστών. Η χρήση της κωδικοποίησης εξάπλωσης στο φάσμα, η οποία χρησιμοποιείται κατά κόρον στην προγενέστερη μετάδοση CDMA, προκαλεί την εξάπλωση της πληροφορίας του κάθε χρήστη σε συγκεκριμένο αριθμό υποφερόντων, προκειμένου να ανακτηθεί το κατάλληλο κέρδος απόδοσης και χωρητικότητας του συστήματος. Υπό το πρίσμα του δείκτη SIC, η ανωτέρω συνθήκη επιβάλλει την ανίχνευση του κάθε συμβόλου να πραγματοποιείται σε όλους τους υποφέροντες, γεγονός που καθιστά τη συνολική πολυπλοκότητα του συστήματος αρκετά υψηλή. Οι υβριδικές SIC με χρήση βέλτιστων ή/και υποβέλτιστων εξισορροπητών αποτελούν το πλαίσιο της ερευνητικής δραστηριότητας για την ενίσχυση της απόδοσης του δέκτη, όσον αφορά το δείκτη PCT. Τέλος, αξίζει να αναφερθεί το γεγονός ότι η τεχνική BLAST με επιλογή MCR προσφέρει μεγαλύτερη ανθεκτικότητα σε σχέση με την τεχνική σταθμικού BLAST σε συστήματα MIMO-OFCDM.

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Κεφάλαιο 5

Αξιολόγηση επίδοσης της μεθόδου μεταγωγής εξισορρόπησης στην τεχνική SIC για συστήματα MIMO-OFDM

Περίληψη

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται μια καινοτομική τεχνική SIC, η οποία εφαρμόζεται σε δέκτες συστημάτων MIMO-OFDM. Η εν λόγω τεχνική χρησιμοποιεί δύο από τους πλέον αποτελεσματικούς μηχανισμούς εξισορρόπησης, όσον αφορά την απόδοση σε PCT, ονόματι ZF και MMSE, από κοινού. Συγκεκριμένα, η τεχνική υιοθετεί ένα σύστημα μεταγωγής μεταξύ των δύο εξισορροπητών, που προσδιορίζεται ανάλογα με την τιμή ενός κατάλληλου κατωφλίου. Περιγράφονται τα άνω και κάτω όρια υπολογιστικής πολυπλοκότητας καθώς επίσης παρουσιάζεται η απόδοση της προτεινόμενης SIC, όσον αφορά το επίπεδο σφαλμάτων. Επιπλέον, παρουσιάζεται ένα εναλλακτικό κατώφλι μεταγωγής όταν τα εν λόγω συστήματα λειτουργούν με κριτήριο την εργοδική χωρητικότητα.

5.1 Εισαγωγή

Η εγκαθίδρυση των υποδομών MIMO-OFDM έχει επιφέρει σημαντικές βελτιώσεις στη χωρητικότητα και την αξιοπιστία των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών [106]. Το αναπόφευκτο φαινόμενο της παρεμβολής, ωστόσο, θέτει ένα άνω όριο απόδοσης στα εν λόγω συστήματα. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η υιοθέτηση της τεχνικής SIC στο δέκτη παρουσιάζει σημαντική βελτίωση στην ανθεκτικότητα της λήψης, σε σχέση με άλλα γνωστά πρότυπα διαφορισμού (παραδείγματος χάριν, οι δέκτες MRC, EGC), με το κόστος της αυξημένης υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Οι πλέον αποδοτικοί μηχανισμοί εξισορρόπησης, οι ZF και MMSE, χρησιμοποιούνται συνήθως λόγω της αποτελεσματικής αντιστάθμισης σε επίπεδα PCT. Γενικά, σε περιπτώσεις όπου η παρουσία του θορύβου είναι εμφανής (ρεαλιστικές συνθήκες), η τεχνική MMSE-SIC είναι λιγότερο επιρρεπής σε σφάλματα σε σχέση με την αντίστοιχη τεχνική ZF-SIC με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας και αντιστρόφως [107, 108].

Οι σημαντικότερες τάσεις ως προς τη βελτιστοποίηση των τεχνικών SIC διαχωρίζονται σε δύο πλαίσια μεθοδολογίας, την ανάπτυξη προηγμένων μηχανισμών επεξεργασίας σήματος [83, 84] και την υιοθέτηση υβριδικών εξισορροπητών. Ωστόσο, η δεύτερη κατηγορία δεν έχει μελετηθεί εκτενώς στη βιβλιογραφία μέχρι στιγμής, υπό το πρίσμα της αντιστάθμισης PCT, που αποτελεί έναν καθοριστικό παράγοντα αποτελεσματικότητας ως προς την προσαρμογή των εν λόγω δεκτών σε πρακτικές εφαρμογές. Το σημαντικότερο εκπρόσωπο της κατηγορίας αυτής αποτελεί η μελέτη [104], στην οποία προτείνεται μία υβριδική ZF-MMSE-SIC για κωδικοποιημένες μεταδόσεις MIMO-OFCDM. Τα αποτελέσματα της εν λόγω μελέτης έδειξαν ότι η απόδοση του δέκτη, όσον αφορά το επίπεδο των σφαλμάτων είναι αρκετά ικανοποιητική αλλά η αντίστοιχη υπολογιστική πολυπλοκότητα είναι απαγορευτικά υψηλή για τη χρησιμοποίηση της προτεινόμενης μεθοδολογίας σε πρακτικές εφαρμογές.

Στο κεφάλαιο αυτό, παρουσιάζεται μία νέα υβριδική τεχνική ZF-MMSE-SIC για υποδομές MIMO-OFDM πολλαπλών χρηστών. Συγκεκριμένα, προτείνεται μία μεθοδολογία υβριδικής ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης των συμβόλων, βασισμένη στους εξισορροπητές ZF και MMSE. Κατά τη λήψη του σήματος, η απόφαση κατά την οποία θα χρησιμοποιηθεί ZF-SIC ή MMSE-SIC εξαρτάται από ένα κατάλληλο κατώφλι, με βάση τα στατιστικά του ληφθέντος σήματος. Η τιμή κατωφλίου καθορίζεται σε κάθε δεδομένο ρεύμα OFDM που λαμβάνεται στο δέκτη, βασιζόμενη στα στατιστικά της ληφθείσας πληροφορίας του κάθε υποφέροντα. Σε κάθε χρήστη εκχωρείται ένα μοναδικό προφίλ ισχύος, το οποίο εξαρτάται από την τοποθεσία του

σε σχέση με το δέκτη και τους υπόλοιπους χρήστες του συστήματος, το εκάστοτε χρονικό στιγμιότυπο.

Ο ουσιαστικότερος στόχος της εν λόγω μελέτης είναι η εγκαθίδρυση της κατάλληλης αντιστάθμισης PCT. Επίσης, η προτεινόμενη μεθοδολογία βασίζεται σε διαμορφώσεις σήματος QPSK, μολοντί αποτελεί ένα γενικότερο πρότυπο προσαρμογής και σε άλλα σχήματα διαμορφώσεων περισσότερων καταστάσεων.

5.2 Περιγραφή του συστήματος

Έστω ένα σύστημα MIMO-OFDM, το οποίο αποτελείται από N_C υποφέροντες με N_T και $N_R (\geq N_T)$ κεραιοστοιχεία εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Έστω ότι υπάρχουν $N_U(t)$ χρήστες που μεταδίδουν σε ένα χρονικό διάστημα t , στο δέκτη. Στην ενότητα αυτή περιγράφονται τα χαρακτηριστικά του πομποδέκτη, του καναλιού και το προφίλ ισχύος του κάθε χρήστη.

5.2.1 Αρχιτεκτονική δικτύου και προφίλ ισχύος των χρηστών

Έστω ένα ασύρματο σύστημα με κατεύθυνση προς τα άνω, το οποίο αποτελείται από $M \geq N_U$ χρήστες (ή κόμβους) που είναι κατανεμημένοι τυχαία σε μία τετραγωνική επιφάνεια \mathbb{R}^2 . Ανεξάρτητα ζεύγη πομπού-δέκτη δημιουργούνται σε ένα χρονικό στιγμιότυπο t , σύμφωνα με μία ομοιογενή διαδικασία σημείων Poisson, homogeneous Poisson Point Process (HPPP), η οποία αποτελεί μία διαδεδομένη προσέγγιση για δημιουργία κίνησης [108]. Η ανάθεση του κάθε ζεύγους πομπού-δέκτη παραμένει σταθερό για ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα Δt που είναι ίσο με τη διάρκεια μετάδοσης ενός δεδομενορεύματος OFDM.

Εστιάζοντας στην αξιοπιστία και την ανθεκτικότητα του εν λόγω συστήματος, ο δέκτης τοποθετείται στο κέντρο της τετραγωνικής επιφάνειας, γεγονός που ανταποκρίνεται στην περισσότερη δυσμενή περίπτωση ενός δικτύου πολλών χρηστών, αυξάνοντας το διαφορισμό των χρηστών που εκπέμπουν [109]. Ως εκ τούτου, αποκομίζεται η μέγιστη πυκνότητα παράλληλης πληροφορίας στο δέκτη που συνεπάγεται τη μεγαλύτερη πιθανότητα σφαλμάτων.

Οι πλέον γνωστές στρατηγικές κατανομής ισχύος στα εν λόγω συστήματα είναι αυτή της ομοιόμορφης κατανομής και η αντίστοιχη της γραμμικής κατανομής ισχύος. Στην πρώτη περίπτωση όλοι οι χρήστες χρησιμοποιούν ένα ομοιόμορφο προφίλ ισχύος για τις μεταδόσεις τους. Στη δεύτερη περίπτωση η ισχύς είναι ανάλογη του d_u^α , όπου το d_u υποδηλώνει την ευκλείδεια απόσταση μεταξύ του

u -στου χρήστη και το δέκτη ενώ το α εκφράζει τον παράγοντα απωλειών λόγω της απόστασης (οι τιμές του α κυμαίνονται συνήθως μεταξύ 2 – 6). Στη συνέχεια της προτεινόμενης μεθοδολογίας υιοθετείται η στρατηγική της γραμμικής κατανομής ισχύος, εφόσον η διακύμανση της ισχύος σε κάθε υποφέροντα OFDM ενισχύει την απόδοση της τεχνικής SIC. Πιο συγκεκριμένα, προτείνεται η γραμμική κατανομή της ισχύος με προσαρμογή της δικαιοσύνης μεταξύ των χρηστών προκειμένου να περιοριστεί ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ, Peak-to-Average-Power Ratio (PAPR), φαινόμενο που αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα της μετάδοσης OFDM. Συνεπώς, όταν ο u -στος χρήστης μεταδίδει στο δέκτη, η εκπεμπόμενη ισχύς καθορίζεται ως

$$P_u = R d_u^\alpha \sum_{m \neq u, r} d_m^{-\alpha}, \quad (5.1)$$

όπου r είναι ο δέκτης και R μία σταθερά που υποδηλώνει έναν παράγοντα κανονικοποίησης, ο οποίος καθορίζεται με βάση τις προϋποθέσεις της ποιότητας υπηρεσιών των εν λόγω χρηστών⁵. Προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη χωρητικότητα, η ισχύς του μεταδιδόμενου σήματος πρέπει να είναι ομοιόμορφα κατανεμημένη σε όλα τα κεραιοστοιχεία εκπομπής του κάθε κόμβου, προσαρμοσμένη ως $P_u I_{N_T}$. Στην περίπτωση που η τοπολογία του συστήματος υποστηρίζει ομοιόμορφα κατανεμημένους κόμβους, όλοι οι χρήστες εκπέμπουν με την ίδια ισχύ P , προσαρμοσμένη για κανάλια MIMO ως $P I_{N_T}$, όπου αποτελεί μία απλοποιημένη συνθήκη. Ωστόσο, στην ανάλυση του κεφαλαίου αυτού, λαμβάνονται υπόψη γενικευμένες τοπολογίες κόμβων, ομοιόμορφης ή/και τυχαίας κατανομής, οι οποίες ανταποκρίνονται σε ποικίλες πρακτικές εφαρμογές ρεαλιστικών συνθηκών. Επίσης, το φαινόμενο της σκίασης και οι ταχείς διαλείψεις θεωρούνται αμελητέες, ενώ λαμβάνονται υπόψη μόνο οι διαλείψεις μικρής κλίμακας και η απώλεια της απόστασης [14].

5.2.2 Χαρακτηριστικά πομπού

Η πληροφορία προς μετάδοση του u -στου χρήστη, όπου $0 \leq u \leq N_U - 1$, μετασχηματίζεται δυφίο-προς-δυφίο σε σύμβολα QPSK, που εκφράζονται ως $s_l^u(t)$. Επίσης, $l \in \{0, 1, \dots, K_u - 1\}$ ενώ K_u είναι ο αριθμός των υποφερόντων που ανατίθενται στον u -στο χρήστη. Επομένως ισχύει ότι

$$K_u(t) = \lfloor (N_C - 1 + N_U(t) - u) / N_U(t) \rfloor, \quad (5.2)$$

⁵Θεωρείται ότι ο κάθε χρήστης/κόμβος γνωρίζει εκ των προτέρων την τοποθεσία των υπόλοιπων κόμβων διαμέσου της κατάλληλης σηματοδότησης (για παράδειγμα, χρησιμοποιώντας πιλοτικούς υποφέροντες).

που αντιπροσωπεύει ένα υποσύνολο των υποφερόντων του συστήματος. Στην περίπτωση που το N_C είναι πολλαπλάσιο του N_U , ο κάθε χρήστης χρησιμοποιεί τον ίδιο αριθμό υποφερόντων, δηλαδή $K_u(t) = N_C/N_U(t) \forall u$.

5.2.3 Χαρακτηριστικά καναλιού

Το κανάλι MIMO-OFDM του u -στου χρήστη περιγράφεται από έναν πίνακα διαστάσεων $N_R \times N_T$ ως

$$\mathbf{H}_u = \begin{pmatrix} h_{1,1}^{(u)} & h_{1,2}^{(u)} & \dots & h_{1,N_T}^{(u)} \\ h_{2,1}^{(u)} & h_{2,2}^{(u)} & \dots & h_{2,N_T}^{(u)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}^{(u)} & h_{N_R,2}^{(u)} & \dots & h_{N_R,N_T}^{(u)} \end{pmatrix},$$

όπου $\|\mathbf{H}_u\|^2 = \mathbf{H}_u^T \mathbf{H}_u$. Προφανώς, η j -στη στήλη του \mathbf{H}_u υποδηλώνει τις συνθήκες καναλιού από το j -στο κεραιοστοιχείο του u -στου χρήστη σε όλα τα κεραιοστοιχεία του δέκτη. Εφόσον τα στοιχεία του πίνακα καναλιού θεωρούνται στατιστικά ανεξάρτητα σε ιδανικές συνθήκες περιβαλλοντολογικής σκέδασης [110], το πλάτος του κάθε στοιχείου μοντελοποιείται ως μία διαδικασία i.i.d. Rayleigh, που καθορίζεται ως $\mathcal{G}(0, 1)$. Το κανάλι χαρακτηρίζεται ως ημι-στατικό, δηλαδή το \mathbf{H}_u παραμένει σταθερό μέσα στο χρονικό διάστημα της μετάδοσης ενός δεδομενορρεύματος OFDM αλλά μπορεί να διακυμαίνεται, ανεξάρτητα, μεταξύ διαδοχικών δεδομενορρευμάτων. Στη συνέχεια του κεφαλαίου αυτού, παραλείπονται οι δείκτες t και u , με στόχο την απλοποιημένη περιγραφή της ακόλουθης τεχνικής, θεωρώντας γενικευμένες περιπτώσεις που αντιστοιχούν σε κάθε χρήστη και για όλες τις μεταδόσεις δεδομενορρευμάτων OFDM.

5.2.4 Χαρακτηριστικά δέκτη

Το συνολικό σήμα υπερτίθεται στο δέκτη μετά τη μετάδοση του εκάστοτε δεδομενορρεύματος. Αφού εξαχθεί το CP, ο δέκτης εκτελεί το μετασχηματισμό FFT σε κάθε υποφέροντα, όπου καταλήγει στην εξαγωγή του ληφθέντος σήματος εκφραζόμενο ως

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{P}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{w}_n, \quad (5.3)$$

όπου $\mathbf{y}_n = [y_0^n, y_1^n, \dots, y_{N_R-1}^n]^T$ και $\mathbf{x}_n = [x_0^n, x_1^n, \dots, x_{N_T-1}^n]^T$ υποδηλώνουν το διάνυσμα λήψης και εκπομπής, αντίστοιχα, στον n -στο υποφέροντα. Η ισχύς του κάθε χρήστη στον n -στο υποφέροντα εκφράζεται από ένα διαγώνιο πίνακα ως

$P_n = \text{diag} \{ \sqrt{P_1}, \sqrt{P_2}, \dots, \sqrt{P_{N_T}} \}$, όπου $\sqrt{P_j}$ είναι η ισχύς μετάδοσης από το j -στο κεραιοστοιχείο του n -στου υποφέροντα. Επιπλέον, το $w_n = [w_0^n, w_1^n, \dots, w_{N_R-1}^n]^T$ υποδηλώνει το διάνυσμα του θορύβου AWGN στο δέκτη, με πίνακα συμμεταβλητότητας (covariance) που ορίζεται ως

$$\Phi_w = E \{ w_n w_n^H \} = \sigma_w^2 I_{N_R}, \quad (5.4)$$

όπου σ_w^2 είναι η διακύμανση του θορύβου που εισάγει το κανάλι επικοινωνίας.

5.3 Χαρακτηριστικά των τεχνικών SIC

Οι τεχνικές ZF- και MMSE-SIC περιγράφηκαν εκτενώς στα προηγούμενα κεφάλαια, τόσο για συστήματα SISO- όσο για συστήματα MIMO-OFDM. Στην ενότητα αυτή περιγράφονται αναλυτικότερα οι εν λόγω τεχνικές για συστήματα MIMO-OFDM, υπό το πρίσμα της στατιστικής επεξεργασίας του σήματος.

Η συμβατική τεχνική MIMO-SIC, κατάλληλα προσαρμοσμένη σε συστήματα OFDM, παρουσιάζεται στον πίνακα 5.1. Ο τελεστής $(\cdot)^+$ υποδηλώνει τη διαδικασία ψευδοαντιστροφής Moore-Penrose, $\langle \cdot \rangle_j$ είναι η j -στη γραμμή του εκάστοτε πίνακα, $[\cdot]_{\bar{k}_i}$ είναι ο πίνακας του οποίου οι k_1, \dots, k_i στήλες έχουν μηδενιστεί (ακυρωθεί), $\vec{Q}(\cdot)$ είναι ο τελεστής αποκωδικοποίησης με βάση το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται και το \hat{x}_{k_i} υποδηλώνει την καθορισμένη εκτίμηση του x_{k_i} στο k_i -στο βήμα ανίχνευσης. Στην περίπτωση της τεχνικής ZF-SIC, η ταξινόμηση των συμβόλων πραγματοποιείται σε φθίνουσα σειρά με βάση τη νόρμα του πίνακα καναλιού, σε κάθε βήμα της SIC, όπως απεικονίζεται στον πίνακα 5.1 (βήμα e). Στον πίνακα 5.1 (βήμα f), η απόφαση σε κάθε βήμα ανίχνευσης βασίζεται στην ταξινόμηση της ακολουθίας $\{k_1, k_2, \dots, k_{N_T}\}$, όπου καθορίζει τη συνολική απόδοση σε BER. Επομένως, ο πίνακας συμμεταβλητότητας του σφάλματος στον n -στο υποφέροντα αποκομίζεται ως

$$\Phi_n^{ZF} = \sigma_w^2 ((\mathbf{HP})_n^H (\mathbf{HP})_n)^{-1}. \quad (5.5)$$

Ως εκ τούτου, το SNR στο l -στο βήμα ανίχνευσης του n -στου υποφέροντα δίνεται ως

$$\rho_n^{l,ZF} = \frac{1}{\Phi_{n,l}^{ZF}}, \quad (5.6)$$

που έχει ως αποτέλεσμα την πιθανότητα σφαλμάτων, εκφραζόμενη ως

$$Pe_{n,l}^{ZF} = Q \left(\sqrt{\rho_n^{l,ZF}} \right), \quad (5.7)$$

όπου $Q(\cdot)$ είναι η Γκαουσιανή συνάρτηση Q .

Στην περίπτωση της τεχνικής MMSE-SIC, η ανίχνευση του συμβόλου σε κάθε βήμα της SIC καθορίζεται σύμφωνα με τη φθίνουσα σειρά του SINR του πίνακα καναλιού. Ο πίνακας συμμεταβλητότητας στον n -στο υποφέροντα εκφράζεται ως

$$\Phi_n^{MMSE} = \sigma_w^2 \left((\mathbf{HP})_n^H (\mathbf{HP})_n + \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_T} \right)^{-1}, \quad (5.8)$$

και το SINR στο l -στο βήμα ανίχνευσης του n -στου υποφέροντα δίνεται ως

$$\rho_n^{l,MMSE} = \frac{1}{\Phi_{n,l}^{MMSE}} - 1, \quad (5.9)$$

που έχει ως αποτέλεσμα την πιθανότητα σφαλμάτων, εκφραζόμενη ως

$$P_{e_{n,l}}^{MMSE} = Q \left(\sqrt{\rho_n^{l,MMSE}} \right). \quad (5.10)$$

Πίνακας 5.1: Οι συμβατικές τεχνικές ZF-SIC και MMSE-SIC για συστήματα MIMO-OFDM

<i>Initialization :</i>	
$for\ n = 0, 1, \dots, N_C - 1$	(a)
$for\ i = 0, 1, \dots, N_T - 1$	(b)
$y_1 = y$	(c)
$\mathbf{G}_1 = \begin{cases} (\mathbf{HP})^+ = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{H}^+, & ZF - SIC \\ ((\mathbf{HP})^H(\mathbf{HP}) + \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_T})^{-1}(\mathbf{HP})^H, & MMSE - SIC \end{cases}$	(d)
$k_1 = \begin{cases} arg\ min_j \left\ \langle \mathbf{HP}^+ \rangle_j \right\ ^2, & ZF - SIC \\ arg\ max_j \frac{ (\mathbf{G}_1 \mathbf{HP})_{jj} ^2}{\sigma_w^2 \left\ \langle \mathbf{G}_1 \rangle_j \right\ ^2 + \sum_{l \neq j} (\mathbf{G}_1 \mathbf{HP})_{jl} ^2}, & MMSE - SIC \end{cases}$	(e)
<i>Recursion :</i>	
$\mathbf{w}_{k_i} = \langle \mathbf{G}_i \rangle_{k_i}$	(f)
$z_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i} \mathbf{y}_i$	(g)
$\hat{x}_{k_i} = \vec{Q}(z_{k_i})$	(h)
$y_{i+1} = y_i - \hat{x}_{k_i} [\mathbf{HP}]_{k_i}$	(i)
$\mathbf{G}_{i+1} = \begin{cases} ([\mathbf{HP}]_{\bar{k}_i})^+ = \mathbf{P}^{-1} [\mathbf{H}]_{\bar{k}_i}^+, & ZF - SIC \\ ((([\mathbf{HP}]_{\bar{k}_i})^H ([\mathbf{HP}]_{\bar{k}_i}) + \sigma_w^2 [\mathbf{I}_{N_T}]_{\bar{k}_i})^{-1} ([\mathbf{HP}]_{\bar{k}_i})^H, & MMSE - SIC \end{cases}$	(j)
$k_{i+1} = \begin{cases} arg\ min_{j \notin \{k_1, k_2, \dots, k_i\}} \left\ \langle ([\mathbf{HP}]_{\bar{k}_i})^+ \rangle_j \right\ ^2, & ZF - SIC \\ arg\ max_{j \notin \{k_1, k_2, \dots, k_i\}} \frac{ (\mathbf{G}_{i+1} [\mathbf{HP}]_{\bar{k}_i})_{jj} ^2}{\sigma_w^2 \left\ \langle \mathbf{G}_{i+1} \rangle_j \right\ ^2 + \sum_{l \neq j} (\mathbf{G}_{i+1} [\mathbf{HP}]_{\bar{k}_i})_{jl} ^2}, & MMSE - SIC \end{cases}$	(k)
$i \leftarrow i + 1$	(l)
$n \leftarrow n + 1$	(m)

5.4 Ο μηχανισμός μεταγωγής της προτεινόμενης ZF-MMSE-SIC

Πριν την περιγραφή του προτεινόμενου μηχανισμού μεταγωγής, κρίνεται σκόπιμο να διατυπωθούν τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των δύο προαναφερθέντων εξισορροπιτών.

Στην περίπτωση της τεχνικής ZF-SIC, η χρησιμοποίηση της εξισορρόπησης ZF σε κάθε βήμα της ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης των συμβόλων προκαλεί την αύξηση της ισχύος του θορύβου στο δέκτη (ο οποίος ενδέχεται να είναι πλέον χρωματικός, μετά τη διαδικασία της ανίχνευσης). Επιπλέον, το κέρδος του χωρικού διαφορισμού, το οποίο προκύπτει από τα πολλαπλά κεραιοστοιχεία του δέκτη, μειώνεται σημαντικά εφόσον επενεργεί η διαδικασία της προαναφερθείσας ψευδοαντιστροφής του πίνακα καναλιού. Πιο συγκεκριμένα, το δεδομένο ρεύμα προς ανίχνευση στην πρώτη επανάληψη της SIC έχει κέρδος χωρικού διαφορισμού N_R , ενώ το αντίστοιχο κέρδος στην τελευταία επανάληψη της SIC είναι $N_R - N_T + 1$, γεγονός που χαρακτηρίζει μία υποβέλτιστη κατάσταση.

Στην περίπτωση της τεχνικής MMSE-SIC, το φαινόμενο της παρεμβολής δεν εξαλείφεται τελείως. Ωστόσο, η εν λόγω ημιτελής ακύρωση αντισταθμίζεται με την παροχή μεγαλύτερου κέρδους χωρικού διαφορισμού κατά τη διαδικασία της αποκωδικοποίησης, γεγονός που ενισχύει την απόδοση του δέκτη, ιδιαίτερα όταν το λαμβανόμενο σήμα υπόκειται σε χαμηλούς δείκτες SINR. Επιπλέον, η εξισορρόπηση MMSE δεν προκαλεί αύξηση της ισχύος του θορύβου εν αντιθέσει προς την τεχνική ZF-SIC. Εν γένει, η MMSE-SIC υπερέχει σε απόδοση και αξιοπιστία έναντι της ZF-SIC με το κόστος της αυξημένης συνολικής υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Συνεπώς, η επιλογή του κατάλληλου εξισορροπιτή είναι υπό αμφισβήτηση καθώς εξαρτάται κυρίως από τις προδιαγραφές του εκάστοτε συστήματος ή/και τις απαιτήσεις σε ποιότητα υπηρεσιών των επιμέρους χρηστών.

Λαμβάνοντας υπόψιν τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των ανωτέρω τεχνικών SIC, προτείνεται στη συνέχεια μία καινοτομική μεθοδολογία λήψης, προσαρμοσμένη σε συστήματα MIMO-OFDM, η οποία βασίζεται σε ένα μηχανισμό μεταγωγής σε συνδυασμό με την τεχνική SIC στο δέκτη. Εφόσον θεωρείται διαμόρφωση συμβόλων QPSK, το λαμβανόμενο σήμα αποδιαμορφώνεται ως δύο ανεξάρτητα ορθογωνικά σήματα BPSK. Ως εκ τούτου, μόνο το πραγματικό ή το φανταστικό μέρος του κάθε συμβόλου συλλαμβάνεται σε κάθε κλάδο λήψης. Το κριτήριο της απόφασης, για την μεταγωγή που ακολουθεί, καθορίζεται σε κάθε δεδομένο ρεύμα OFDM σύμφωνα με την τιμή ενός κατωφλίου. Υποθέτοντας ότι τα μεταδιδόμενα σύμβολα είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους, εισάγεται το κατώφλι S , το οποίο υποδηλώνει το

μέσο πλάτος συμβόλου (σε σχέση με το εκάστοτε δεδομένο ρεύμα), εκφραζόμενο ως

$$\begin{aligned}
 S &= \beta \left(\frac{1}{N_C N_R} (\Re(|\mathbf{Y}|) + \Im(|\mathbf{Y}|)) \right) \\
 &= \beta \left(\frac{1}{N_C N_R} \sum_{n=0}^{N_C-1} (\Re(|y_n|) + \Im(|y_n|)) \right) \\
 &= \beta \left(\frac{1}{N_C N_R} \sum_{n=0}^{N_C-1} \sum_{j=0}^{N_R-1} (\Re(|y_n^j|) + \Im(|y_n^j|)) \right),
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

όπου β είναι μία σταθερά συντονισμού, η οποία ρυθμίζει κατάλληλα τη διαδικασία της μεταγωγής, όπως αναλύεται στην επόμενη ενότητα.

Προκειμένου να εξασφαλισθεί ή/και να ενισχυθεί η ακρίβεια και η αξιοπιστία του δέκτη, προηγούνται τα σύμβολα με το μεγαλύτερο δείκτη SINR για τη διαδικασία της αποκωδικοποίησης και ακύρωσης. Τα εν λόγω σύμβολα υπόκεινται εξισορρόπηση ZF, αφού οι βαθμοί χωρικής ελευθερίας είναι αρκετά υψηλοί στις πρώτες επαναλήψεις της ZF-SIC. Μετέπειτα, τα σύμβολα με χαμηλότερη ληφθείσα ισχύ ακολουθούν τη διαδικασία MMSE-SIC, προκειμένου να ενισχυθεί η απόδοση του δέκτη με το κόστος της αυξημένης πολυπλοκότητας. Συνεπώς, κατά τη λήψη του σήματος y_n^j , η απόφαση μεταγωγής υποδεικνύει εξισορρόπηση ZF εάν $\Re|y_n^j| \geq S$ και $\Im|y_n^j| \geq S$, ενώ υποδεικνύει εξισορρόπηση MMSE εάν $\Re|y_n^j| < S$ ή/και $\Im|y_n^j| < S$. Επιπλέον, η επιλογή της μεταγωγής των περισσότερων αξιόπιστων συμβόλων σε ZF-SIC και των λιγότερων αξιόπιστων συμβόλων σε MMSE-SIC, αντισταθμίζεται η συνολική πολυπλοκότητα της διαδικασίας του δέκτη. Υπό το καθεστώς αυτό, η ακρίβεια της λήψης εξαρτάται άμεσα από το βαθμό αξιοπιστίας των συμβόλων. Επιπλέον, η κατάλληλη αντιστάθμιση σε επίπεδα PCT επιτυγχάνεται, η οποία εξαρτάται από το κατώφλι S . Ο προτεινόμενος μηχανισμός μεταγωγής απεικονίζεται λεπτομερώς στον πίνακα 5.2 και σχηματικά στην εικόνα 5.1.

Στον προτεινόμενο αλγόριθμο μεταγωγής, η πιθανότητα του BER, Pe_{k_i} (σε σχέση με το S), σε κάθε βήμα ανίχνευσης k_i αποκτάται ως

$$Pe_{k_i|S} = Q \left(\sqrt{\rho_n^{k_i, ZF}} \right), \tag{5.12}$$

στην περίπτωση που ο πίνακας 5.2 (βήμα d) είναι αληθές ή

$$Pe_{k_i|S} = Q \left(\sqrt{\rho_n^{k_i, MMSE}} \right), \tag{5.13}$$

στην αντίθετη περίπτωση. Εφόσον όλα τα μεταδιδόμενα σύμβολα είναι ανεξάρτητα

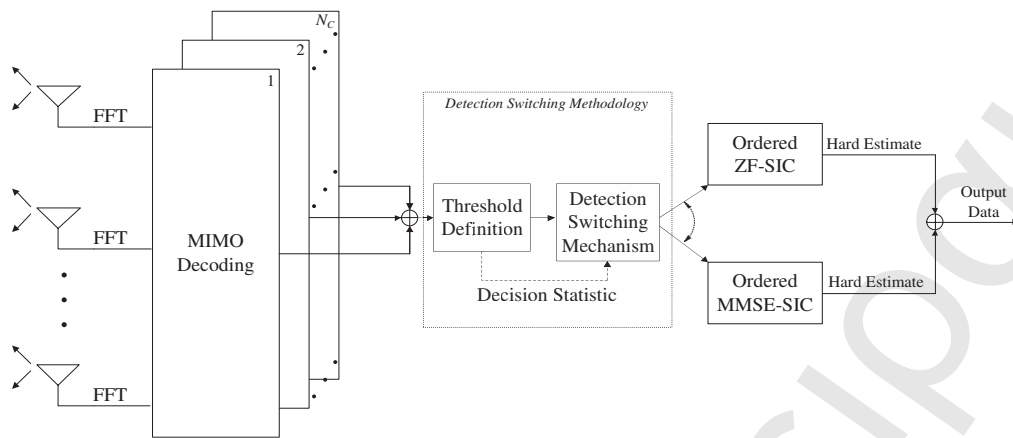
μεταξύ τους, η συνολική πιθανότητα BER μπορεί να θεωρηθεί ως η αναμενόμενη τιμή της επιμέρους πιθανότητας του κάθε συμβόλου [111], εκφραζόμενο ως

$$\tilde{P}e = \frac{1}{N_C N_T} \sum_{n=1}^{N_C} \sum_{i=1}^{N_T} \left(\prod_{j=1}^{N_T-i} (1 + \alpha_{k_{N_T-j+1}|1}) \right) P e_{k_i|S}, \quad (5.14)$$

όπου το $\alpha_{k_i|k_j}$ υποδηλώνει την διάδοση του ενδεχόμενου σφάλματος στο k_i -στο βήμα ανίχνευσης της SIC, δεδομένου ότι k_j βήματα ανίχνευσης από τα $(k_i - 1)$ προηγούμενα βήματα έχουν ανιχνευθεί εσφαλμένα, υπό το καθεστώς ημιτελούς

Πίνακας 5.2: Ο προτεινόμενος μηχανισμός μεταγωγής ZF-MMSE-SIC για συστήματα MIMO-OFDM

<i>for</i> $n = 0, 1, \dots, N_C - 1$	(a)
<i>for</i> $c = 0, 1, \dots, N_R - 1$	(b)
<i>for</i> $i = 0, 1, \dots, N_T - 1$	(c)
<i>if</i> $\{\Re(\langle y \rangle_c) \geq S \text{ and } \Im(\langle y \rangle_c) \geq S\}$ <i>then</i>	(d)
$\mathbf{G}_1 = (\mathbf{HP})^+ = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{H}^+$	(e)
$k_1 = \arg \min_j \left\ \langle \mathbf{HP}^+ \rangle_j \right\ ^2$	(f)
$\mathbf{w}_{k_i} = \langle \mathbf{G}_i \rangle_{k_i}$	(g)
$z_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i} \mathbf{y}_i$	(h)
$\hat{x}_{k_i} = \vec{Q}(z_{k_i})$	(i)
$\mathbf{y}_{i+1} = \mathbf{y}_i - \hat{x}_{k_i} [\mathbf{HP}]_{k_i}$	(j)
$\mathbf{G}_{i+1} = ([\mathbf{HP}]_{k_i}^+)^+ = \mathbf{P}^{-1} [\mathbf{H}]_{k_i}^+$	(k)
$k_{i+1} = \arg \min_{j \notin \{k_1, k_2, \dots, k_i\}} \left\ \langle ([\mathbf{HP}]_{k_i}^+)^+ \rangle_j \right\ ^2$	(l)
$i \leftarrow i + 1$	(m)
<i>elseif</i> $\{\Re(\langle y \rangle_c) \text{ and/or } \Im(\langle y \rangle_c) \in (-S, S)\}$ <i>and while</i> $\{c < N_R - 1\}$ <i>then</i>	(n)
$c \leftarrow c + 1$	(o)
<i>else</i> $\{\Re(\langle y \rangle_{N_R-1}) \text{ and/or } \Im(\langle y \rangle_{N_R-1}) \in (-S, S)\}$ <i>then</i>	(p)
$\hat{\mathbf{G}}_1 = \left((\mathbf{HP})^H (\mathbf{HP}) + \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_T} \right)^{-1} (\mathbf{HP})^H$	(q)
$\hat{k}_1 = \arg \max_j \frac{ (\hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{HP})_{jj} ^2}{\sigma_w^2 \ \langle \hat{\mathbf{G}}_1 \rangle_j\ ^2 + \sum_{l \neq j} (\hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{HP})_{jl} ^2}$	(r)
$\mathbf{w}_{\hat{k}_i} = \langle \hat{\mathbf{G}}_i \rangle_{\hat{k}_i}$	(s)
$z_{\hat{k}_i} = \mathbf{w}_{\hat{k}_i} \mathbf{y}_i$	(t)
$\hat{x}_{\hat{k}_i} = \vec{Q}(z_{\hat{k}_i})$	(u)
$\mathbf{y}_{i+1} = \mathbf{y}_i - \hat{x}_{\hat{k}_i} [\mathbf{HP}]_{\hat{k}_i}$	(v)
$\hat{\mathbf{G}}_{i+1} = \left(([\mathbf{HP}]_{\hat{k}_i}^{\hat{k}_i})^H ([\mathbf{HP}]_{\hat{k}_i}^{\hat{k}_i}) + \sigma_w^2 [\mathbf{I}_{N_T}]_{\hat{k}_i}^{\hat{k}_i} \right)^{-1} ([\mathbf{HP}]_{\hat{k}_i}^{\hat{k}_i})^H$	(w)
$\hat{k}_{i+1} = \arg \max_{j \notin \{\hat{k}_1, \hat{k}_2, \dots, \hat{k}_i\}} \frac{ (\hat{\mathbf{G}}_{i+1} [\mathbf{HP}]_{\hat{k}_i}^{\hat{k}_i})_{jj} ^2}{\sigma_w^2 \ \langle \hat{\mathbf{G}}_{i+1} \rangle_j\ ^2 + \sum_{l \neq j} (\hat{\mathbf{G}}_{i+1} [\mathbf{HP}]_{\hat{k}_i}^{\hat{k}_i})_{jl} ^2}$	(x)
$i \leftarrow i + 1$	(y)
$n \leftarrow n + 1$	(w)



Σχήμα 5.1: Σχηματική απεικόνιση του αλγορίθμου μεταγωγής εξισορρόπησης.

ακύρωσης παρεμβολής. Ωστόσο, στο κεφάλαιο αυτό, θεωρείται μία τέλεια διαδικασία ακύρωσης παρεμβολής (που συνεπάγεται ένα τέλει CSI στο δέκτη), δηλαδή $\alpha_{k_i|k_j} = 0$. Η συγκεκριμένη παραδοχή προκύπτει διότι στο σημείο αυτό εξετάζεται η βελτιστοποίηση του εν λόγω αλγορίθμου μεταγωγής καθώς η διάδοση ενός ενδεχόμενου σφάλματος της SIC θεωρείται ένα τυχαίο γεγονός, το οποίο δεν επηρεάζει την προτεινόμενη μεθοδολογία, ασυμπτωτικά.

Επιπροσθέτως, μπορεί να εξαχθεί ένα άνω όριο στην πιθανότητα του BER στην περίπτωση που ισχύει ότι $\beta \rightarrow 0$. Η συγκεκριμένη κατάσταση υποδηλώνει ότι όλα τα ληφθέντα σύμβολα αποκωδικοποιούνται, αποκλειστικά, με χρήση της τεχνικής ZF-SIC και το εν λόγω άνω όριο δίνεται ως

$$\check{P}e \leq \sum_{n=0}^{N_C-1} \sum_{i=0}^{N_T-1} Q \left(\sqrt{\rho_n^{k_i, ZF}} \right). \quad (5.15)$$

5.5 Αξιολόγηση απόδοσης

Στην ενότητα αυτή αξιολογείται η απόδοση του προτεινόμενου μηχανισμού, όσον αφορά τη συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα και την αντίστοιχη πιθανότητα σφαλμάτων του δέκτη.

5.5.1 Ανάλυση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας

Η συνολική πολυπλοκότητα στο δέκτη αξιολογείται, παρέχοντας άνω και κάτω όρια πολυπλοκότητας καθώς επίσης παρουσιάζεται η διαφορά της απόδοσης μεταξύ του προτεινόμενου δέκτη και της συμβατικής τεχνικής MMSE-SIC, σε υποδομές MIMO-OFDM. Η εν λόγω υπολογιστική πολυπλοκότητα αξιολογείται με βάση τις αναμενόμενες πράξεις κινητής υποδιαστολής, Floating Point operations (FLOPs). Στη συνέχεια του κεφαλαίου αυτού, η αναφορά σε σύνθετες πράξεις, Complex Operations (COs), περιλαμβάνει σύνθετου πολλαπλασιασμούς, Complex Multiplications (CMs), και σύνθετες προσθέσεις, Complex Additions (CAs). Ο υπολογισμός κάθε CA προσμετράται ως δύο FLOPs και ο αντίστοιχος υπολογισμός κάθε CM προσμετράται ως έξι FLOPs, που αποτελεί μία συνήθη αντιμετώπιση υπολογισμού των FLOPs [112].

Από την ιδιότητα των ερμιτιανών πινάκων προκύπτει ότι μόνο η μισή πολυπλοκότητα απαιτείται σε σχέση με γενικότερους πίνακες των ίδιων διαστάσεων. Εν γένει, η σημαντικότερη υπολογιστική επιβάρυνση εντοπίζεται στον υπολογισμό των CMs. Ο υπολογισμός του $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ απαιτεί $N_R N_T^2 - 1/2 N_T^2 + 1/2 N_T$ CMs, ενώ $3/2 N_T^3 + (N_R + 1) N_T^2 + 1/2 N_T$ CMs είναι απαραίτητοι προκειμένου να υπολογισθεί το $(\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_T})^{-1} \mathbf{H}^H$, θεωρώντας ότι η τιμή $\sigma^2 \mathbf{I}_{N_T}$ είναι γνωστή στο δέκτη.

Ωστόσο, ο ακριβής αριθμός των COs που χρειάζεται να επιτευχθεί για τη διαδικασία αντιστροφής του πίνακα καναλιού, μπορεί να διακυμανθεί, λόγω των ποικίλων μεθοδολογιών διαχείρισης των επιμέρους στοιχείων του πίνακα. Διαφορετικές προσεγγίσεις αντιστροφής πινάκων (για παράδειγμα η προσέγγιση Gauss-Jordan) ή/και η χρήση προηγμένων μεθόδων επεξεργασίας σήματος (για παράδειγμα η αποδόμηση QR ή LDL^H) έχουν ως αποτέλεσμα διαφορετική υπολογιστική επιβάρυνση στο δέκτη με το κόστος της απόδοσης σε BER ή των αυξημένων αναγκών σε υλισμικό. Ως εκ τούτου, η πολυπλοκότητα της διαδικασίας αντιστροφής του πίνακα καναλιού προσεγγίζεται (σε σχέση με τα CMs, CAs και COs) ως $\mathcal{O}(N_T^3)$.

Στην περίπτωση της τεχνικής SIC, η συνολική πολυπλοκότητα της διαδικασίας αντιστροφής του πίνακα μειώνεται λόγω της μερικής ακύρωσης του σήματος, που επιτυγχάνεται σε κάθε επανάληψη της SIC. Επομένως, η υπολογιστική επιβάρυνση στην i -στη επανάληψη της SIC μπορεί να εκφραστεί ως $\mathcal{O}((N_T - i)^3)$.

Το κάτω όριο πολυπλοκότητας της προτεινόμενης υβριδικής τεχνικής περιγράφεται όταν $\beta \rightarrow 0$, όπου όλα τα σύμβολα διαχειρίζονται από την ZF-SIC. Κατά τον ίδιο τρόπο, το άνω όριο πολυπλοκότητας λαμβάνεται όταν $\beta \rightarrow \infty$, όπου στην περίπτωση αυτή όλα τα σύμβολα διαχειρίζονται από την MMSE-SIC. Ο συνολικός αριθμός των CMs, CAs και COs δίνεται στον πίνακα 5.3.

Εστιάζοντας σε ένα σύστημα όπου όλοι οι χρήστες/κόμβοι διαθέτουν ίσο αριθμό κεραιοστοιχείων για εκπομπή και λήψη, δηλαδή $N_T = N_R$, ο τελικός αριθμός των COs δίνεται ως

$$CO_{\beta \rightarrow 0}^{N_T=N_R} = N_C \sum_{i=0}^{N_T-1} (2N_T^3 + 2N_T^2(1-2i) + 2N_T(i^2 - i + 1) + \mathcal{O}((N_T - i)^3)), \quad (5.16)$$

και

$$CO_{\beta \rightarrow \infty}^{N_T=N_R} = N_C \sum_{i=0}^{N_T-1} (3N_T^3 + N_T^2(2-6i) + N_T(3i^2 + 2 - i) + \mathcal{O}((N_T - i)^3)). \quad (5.17)$$

Θέτοντας τα άνω και κάτω ασυμπτωτικά όρια πολυπλοκότητας, ένα περισσότερο ακριβές ασυμπτωτικό όριο υπολογιστικής επιβάρυνσης μπορεί να εκφραστεί ως

$$\Theta(N_C(2N_T^3 + 2N_T^2 + N_T)). \quad (5.18)$$

Προκειμένου να απεικονιστεί το κέρδος πολυπλοκότητας του προτεινόμενου μηχανισμού, εισάγεται η παράμετρος $\xi = \frac{Flops_{proposed}}{Flops_{MMSE}}$, όπου $Flops_{proposed}$ είναι ο συνολικός αριθμός των FLOPs της υβριδικής SIC και $Flops_{MMSE}$ είναι ο αντίστοιχος αριθμός της συμβατικής τεχνικής MMSE-SIC. Στην εικόνα 5.2 απεικονίζεται η απόδοση του ξ για διάφορες τιμές β και $N_T = N_R$, λαμβάνοντας υπόψιν ένα δίκτυο MIMO-OFDM με 128 υποφέροντες και 20 κόμβους/χρήστες. Ως χαρακτηριστικό παράδειγμα, αξίζει να αναφερθεί ότι στην περίπτωση που $N_T = N_R = 6$ και $\beta = 3.5$, ο υβριδικός δέκτης απαιτεί $0.78 \times Flops_{MMSE}$ αριθμό από FLOPs προκειμένου να ολοκληρώσει την αποκωδικοποίηση ενός δεδομενορρεύματος OFDM. Το γεγονός αυτό

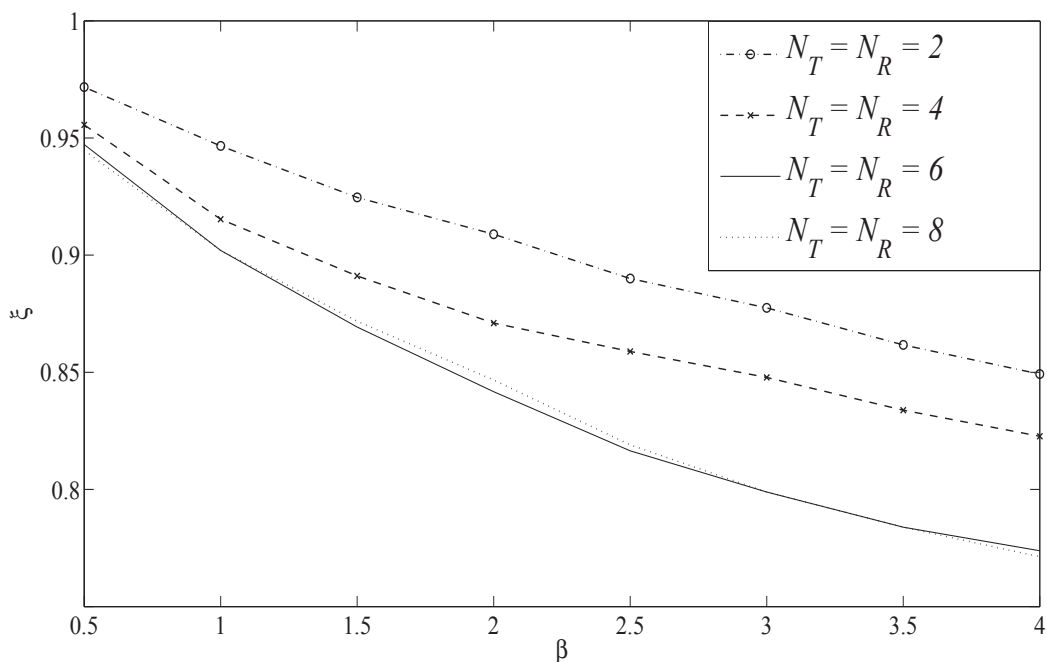
Πίνακας 5.3: Ασυμπτωτικά όρια πολυπλοκότητας της προτεινόμενης τεχνικής ZF-MMSE-SIC

$\beta \rightarrow 0$	$CAs = N_C \sum_{i=0}^{N_T-1} (N_R(N_T^2 - 2iN_T + i^2) + N_T - 1 + \mathcal{O}((N_T - i)^3))$ $CMs = N_C \sum_{i=0}^{N_T-1} (N_R(2N_T - i + N_T^2 - 2iN_T + i^2) + N_T + \mathcal{O}((N_T - i)^3))$ $COs = N_C \sum_{i=0}^{N_T-1} (2N_R(N_T^2 + N_T - i - 2iN_T + i^2) + N_T + N_R + \mathcal{O}((N_T - i)^3))$
$\beta \rightarrow \infty$	$CAs = N_C \sum_{i=0}^{N_T-1} (N_R(N_T^2 - 2iN_T + i^2 + 1) + N_T - 1 + \mathcal{O}((N_T - i)^3))$ $CMs = N_C \sum_{i=0}^{N_T-1} (2N_R(N_T^2 + i^2 - 2iN_T + N_T) - iN_R + N_T + \mathcal{O}((N_T - i)^3))$ $COs = N_C \sum_{i=0}^{N_T-1} (N_R(3N_T^2 + 3i^2 - 6iN_T - i + 2N_T) + N_R + N_T + \mathcal{O}((N_T - i)^3))$

αποτελεί μία σημαντική μείωση της συνολικής πολυπλοκότητας του δέκτη, αφού η προτεινόμενη μεθοδολογία δεν απαιτεί επιπρόσθετο κόστος στη διάρκεια της αποκωδικοποίησης ή σε ανάγκες υλισμικού. Η αποδοτικότητα της πολυπλοκότητας, η οποία προκύπτει, αποτελεί επακόλουθο του κέρδους διαφορισμού της διαδικασίας υβριδικής ανίχνευσης και της μεταγωγής. Επίσης, το υπολογιστικό κόστος του εν λόγω μηχανισμού μεταγωγής εξαρτάται αποκλειστικά από τον υπολογισμό του S , το οποίο θεωρείται πρακτικά αμελητέο.

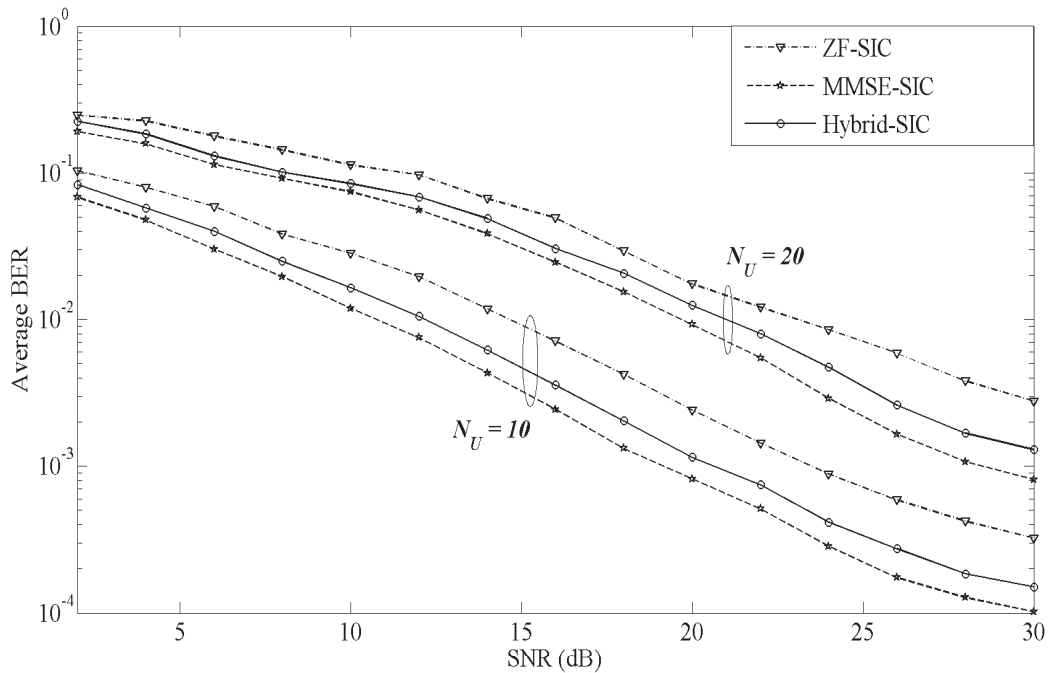
5.5.2 Απόδοση BER

Η αξιολόγηση της απόδοσης BER του υβριδικού δέκτη έχει πραγματοποιηθεί με χρήση προσομοιώσεων τύπου Monte Carlo. Η εικόνα 5.3 απεικονίζει την πιθανότητα BER της προτεινόμενης SIC για διάφορα επίπεδα συστημικού SNR, όταν $N_T = N_R = 4$ και $\beta = 2$. Επιπλέον, για λόγους αναφοράς, παρουσιάζεται η επίδοση των συμβατικών ZF- και MMSE-SIC. Όπως απεικονίζεται, η μέση πιθανότητα BER μειώνεται όσο αυξάνεται το συστημικό SNR, σε όλες τις τεχνικές SIC. Επίσης, η προτεινόμενη τεχνική παρουσιάζει μία ενδιαμέση συμπεριφορά συγκρινόμενη με τις συμβατικές, όπως ήταν αναμενόμενο. Η διαφορά στην απόδοση είναι περίπου ίσο με 2 – 3dB και στις δύο περιπτώσεις χρηστών. Η διαφορά απόδοσης των εν λόγω τεχνικών SIC στις δύο περιπτώσεις χρηστών είναι περίπου 8 – 9dB. Το γεγονός αυτό οφείλεται στα φαινόμενα MAI και PAPR, τα οποία γίνονται περισσότερο

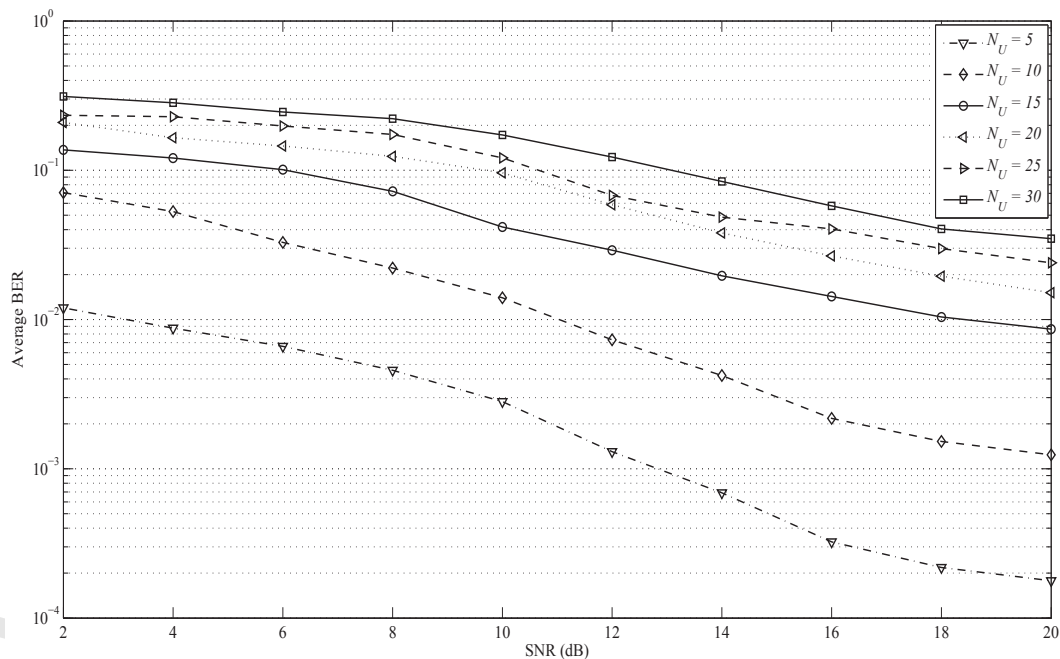


Σχήμα 5.2: Το κέρδος πολυπλοκότητας για διάφορες τιμές β και $N_T = N_R$, λαμβάνοντας υπόψιν ένα δίκτυο MIMO-OFDM με 128 υποφέροντες και 20 κόμβους.

έντονα όσο αυξάνονται οι χρήστες του συστήματος. Η εικόνα 5.4 απεικονίζει με περισσότερη λεπτομέρεια το γεγονός αυτό. Πιο συγκεκριμένα, όσο μειώνονται οι



Σχήμα 5.3: Μέση πιθανότητα BER σε διάφορες συνθήκες συστημικού SNR. Το σύστημα περιλαμβάνει διαφορετικές περιπτώσεις χρηστών, όταν $N_T = N_R = 4$ και $\beta = 2$.



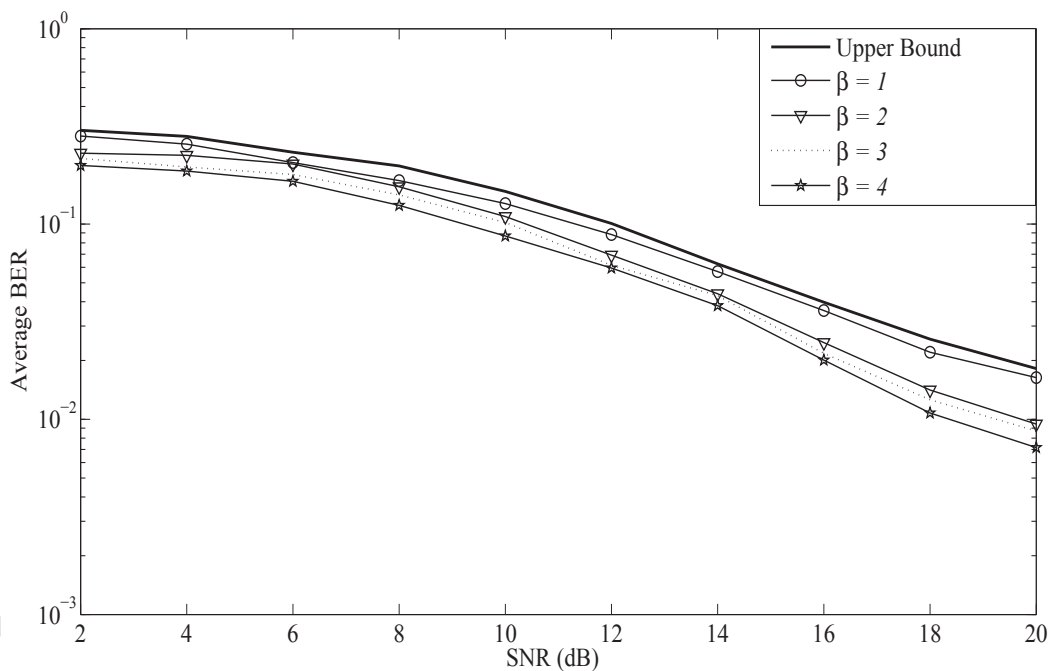
Σχήμα 5.4: Μέση πιθανότητα BER σε διάφορες συνθήκες συστημικού SNR. Το σύστημα περιλαμβάνει διαφορετικές περιπτώσεις χρηστών, όταν $N_T = N_R = 2$ και $\beta = 3$.

χρήστες του συστήματος βελτιώνεται η απόδοση BER, λόγω του μειωμένου αριθμού K_u που συνεπάγεται στη μειωμένη διακύμανση του PARP μεταξύ των επιμέρους υποφερόντων.

Η εικόνα 5.5 απεικονίζει την απόδοση BER της υβριδικής SIC υπό διαφορετικές τιμές β , όταν $N_T = N_R = 6$ και $N_U = 20$. Το άνω όριο (Upper Bound) υποδεικνύει την περίπτωση που $\beta \rightarrow 0$. Για μεγαλύτερες τιμές του β και επομένως του κατωφλίου S , το BER βελτιώνεται. Επίσης, για μεγαλύτερα επίπεδα κατωφλίου, η πιθανότητα της ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης των συμβόλων με χρήση της ZF-SIC μειώνεται εν αντιθέσει με την αντίστοιχη πιθανότητα της χρήσης MMSE-SIC, η οποία είναι περισσότερο αξιόπιστη.

5.6 Αλγόριθμος μεταγωγής με κριτήριο την εργοδική χωρητικότητα του συστήματος

Στις προηγούμενες ενότητες αναλύθηκε εκτενώς η μεθοδολογία της προτεινόμενης μεταγωγής σε υβριδικούς δέκτες ZF-MMSE-SIC. Η εν λόγω μεθοδολογία βασίζεται κυρίως στα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των επιμέρους εξισορροπιτών του συστήματος, ενώ η απόφαση μεταγωγής πραγματοποιείται ευρετικά



Σχήμα 5.5: Μέση πιθανότητα BER σε διάφορες συνθήκες συστημικού SNR, για διάφορες τιμές β , όταν $N_T = N_R = 6$ και $N_U = 20$.

(heuristically), λαμβάνοντας υπόψιν το μέσο πλάτος του σήματος, προς όφελος της μειωμένης πολυπλοκότητας του συστήματος.

Ωστόσο, σε ορισμένες περιπτώσεις, η αποδοτική λειτουργία του συστήματος μετάδοσης και, ως εκ τούτου, η διασφάλιση της ποιότητας υπηρεσιών των χρηστών μπορεί να βασίζεται στην εργοδική χωρητικότητα του δικτύου. Στις εν λόγω περιπτώσεις κρίνεται απαραίτητος ο σχεδιασμός ενός εναλλακτικού κατώφλιου μεταγωγής, το οποίο λαμβάνει υπόψιν την εργοδική χωρητικότητα των χρηστών, όσον αφορά το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, συνεπώς βασίζεται στο κατάλληλο κριτήριο χωρητικότητας.

Στην ενότητα αυτή προσδιορίζεται ο προσαρμοσμένος μηχανισμός μεταγωγής για υβριδικούς δέκτες ZF-MMSE-SIC και το αντίστοιχο κατώφλι εργοδικής χωρητικότητας. Έστω ένας δεδομένος ρυθμός μετάδοσης που πρέπει να εξασφαλίζεται, C_R .

Ισχύει ότι

$$C_n^{i,ZF} = BW \times E [\log_2(1 + \Omega \rho_n^{i,ZF})], \quad (5.19)$$

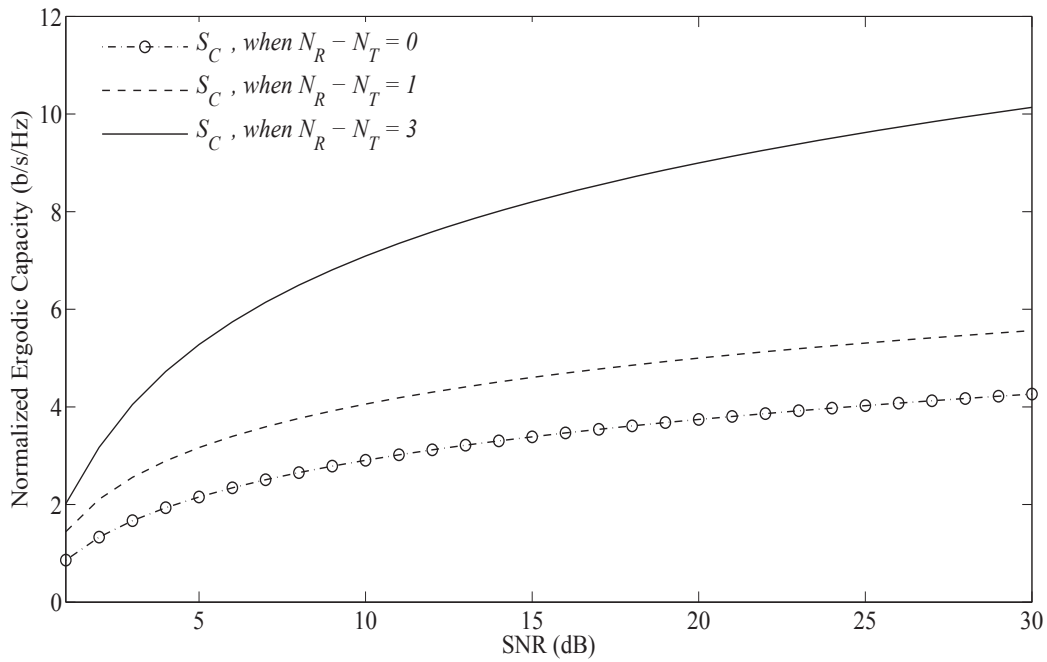
και

$$C_n^{i,MMSE} = BW \times E [\log_2(1 + \Omega \rho_n^{i,MMSE})], \quad (5.20)$$

όπου $C_n^{i,j}$ είναι η εργοδική χωρητικότητα στο i -στο βήμα της SIC του n -στου υποφέροντα, όσον αφορά τον j -στο εξισορροπητή, το Ω υποδηλώνει τη μέση τιμή συστημικού SNR και BW είναι το εύρος ζώνης του συστήματος (ανά υποφέροντα). Στη συνέχεια της ενότητας παραλείπονται οι δείκτες i και n , εφόσον η ανάλυση που ακολουθεί ισχύει σε κάθε επανάληψη της SIC και σε κάθε επιμέρους υποφέροντα OFDM, μολονότι εξαρτάται μόνο από τη στιγμιαία τιμή SNR.

Από την ανάλυση της προηγούμενης ενότητας προκύπτει ότι $\rho^{MMSE} > \rho^{ZF}$. Συγκεκριμένα ισχύει ότι [113] $\rho^{MMSE} = \rho^{ZF} + \psi(SNR)$, όπου το $\psi(SNR)$ είναι στατιστικά ανεξάρτητο του ρ^{ZF} καθώς επίσης αποτελεί μία μονοτονικά αυξανόμενη συνάρτηση του ληφθέντος SNR. Ως εκ τούτου, επαναδιατυπώνοντας την εργοδική χωρητικότητα ως $E[\log_2(1 + \exp(\ln(x)))]$ και αναγνωρίζοντας ότι το $\log_2(1 + \alpha \exp(x))$ χαρακτηρίζεται από κυρτή καμπύλη στο x όταν $\alpha > 0$, προκύπτει ότι $C_R^{ZF} \subseteq C_R^{MMSE}$, όπου C_R^j είναι το εύρος χωρητικότητας, το οποίο μπορεί να υποστηριχτεί από τον j -στο εξισορροπητή.

Εφόσον ισχύει ότι $C_R^{ZF} \leq C^{ZF}$, το κατώφλι εργοδικής χωρητικότητας, S_C , το οποίο εξαρτάται από το στιγμιαίο SNR ($\gamma = \rho^{ZF}$), εκφράζεται ως $S_C = C^{ZF}$. Επομένως, ο δέκτης μετατρέπεται σε ZF-SIC όταν $C_R \leq C^{ZF}$ και σε MMSE-SIC όταν $C_R > C^{ZF}$.



Σχήμα 5.6: Η απόδοση του S_C σε διαφορετικές συνθήκες συστημικού SNR, για διαφορετικές τιμές $N_R - N_T$.

Στη συνέχεια υπολογίζεται η εργοδική χωρητικότητα της τεχνικής ZF-SIC, η οποία δίνεται ως

$$C^{ZF} = BW \int_0^{\infty} \log_2(1 + \Omega\gamma) f_{\gamma}^{ZF}(\gamma) d\gamma, \quad (5.21)$$

όπου $f_{\gamma}^{ZF}(\gamma)$ είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας, Probability Density Function (PDF), του εξισορροπητή MIMO-ZF. Στην περίπτωση των διαλείψεων καναλιού Rayleigh, η εν λόγω PDF εκφράζεται ως

$$f_{\gamma}^{ZF}(\gamma) = \frac{1}{(N_R - N_T)!} \gamma^{N_R - N_T} \exp(-\gamma). \quad (5.22)$$

Εφαρμόζοντας την [114, εξ. 4.337/5], μπορεί να εξαχθεί μία κλειστού τύπου εξίσωση για το C^{ZF} (και, συνεπώς, για το S_C) ως

$$C^{ZF} = \frac{BW}{(N_R - N_T)! \ln(2)} \sum_{\mu=0}^{N_R - N_T} \frac{(N_R - N_T)!}{(N_R - N_T - \mu)!} \times \left[\frac{(-1)^{N_R - N_T - \mu - 1}}{\Omega^{N_R - N_T - \mu}} \exp\left(\frac{1}{\Omega}\right) Ei\left(-\frac{1}{\Omega}\right) + \sum_{k=1}^{N_R - N_T - \mu} (k-1)! \left(-\frac{1}{\Omega}\right)^{N_R - N_T - \mu - k} \right], \quad (5.23)$$

όπου $Ei(\cdot)$ είναι η συνάρτηση εκθετικού ολοκληρώματος [114, εξ. 8.211/1]. Στην περίπτωση που ισχύει ότι $N_T = N_R$, η εξ. 5.23 μπορεί να απλουστευθεί ως

$$C_{N_T=N_R}^{ZF} = -\frac{BW}{\ln(2)} \exp\left(\frac{1}{\Omega}\right) Ei\left(-\frac{1}{\Omega}\right). \quad (5.24)$$

Η εικόνα 5.6 απεικονίζει την κανονικοποιημένη εργοδική χωρητικότητα ($\bar{C} = C/BW$) υπό διαφορετικές συνθήκες συστημικού SNR. Είναι φανερό ότι το κατώφλι μεταγωγής, S_C , εξαρτάται άμεσα από την τιμή $N_R - N_T$, δηλαδή όσο αυξάνεται ο αριθμός των κεραιοστοιχείων του δέκτη επηρεάζεται περισσότερο δραστικά η απόφαση μεταγωγής μεταξύ των εν λόγω εξισορροπιτών.

5.7 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφηκε μία νέα υβριδική τεχνική SIC, η οποία χρησιμοποιεί τους εξισορροπιτές ZF και MMSE, από κοινού. Συγκεκριμένα, η εν λόγω τεχνική λειτουργεί με βάση έναν κατάλληλο μηχανισμό μεταγωγής μεταξύ των δύο εξισορροπιτών, σύμφωνα με την τιμή ενός κατωφλίου. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του υβριδικού μηχανισμού μελετήθηκε όπου προέκυψαν τα άνω και κάτω όρια πολυπλοκότητας καθώς επίσης αναλύθηκε εκτενώς η απόδοση του δέκτη σε BER. Στην περίπτωση των συστημάτων τα οποία είναι οδηγούμενα με βάση την εργοδική χωρητικότητα, ένα εναλλακτικό κατώφλι μεταγωγής προσαρμόζεται κατάλληλα, όπου λειτουργεί λαμβάνοντας υπόψη την επίδοση της εργοδικής χωρητικότητας των επιμέρους εξισορροπιτών και το ρυθμό μετάδοσης του εκάστοτε συστήματος.

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Κεφάλαιο 6

Ανάλυση επίδοσης της τεχνικής V-BLAST σε κανάλια διαλείψεων Nakagami- m

Περίληψη

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται η επίδοση της τεχνικής V-BLAST, η οποία χρησιμοποιεί την ZF-SIC με υιοθέτηση της βέλτιστης ταξινόμησης συμβόλων, όταν το κανάλι μετάδοσης υπόκειται σε διαλείψεις Nakagami- m . Η εν λόγω τεχνική εφαρμόζεται σε συστήματα MIMO με δύο και N_R κεραιοστοιχεία στον πομπό και το δέκτη, αντίστοιχα, καθώς επίσης λαμβάνεται υπόψη η ενδεχόμενη διάδοση σφαλμάτων της SIC. Αποτέλεσμα της ανάλυσης αποτελεί η εξαγωγή κλειστού τύπου εκφράσεων για το μέσο ρυθμό σφαλμάτων και την πιθανότητα διακοπής (λειτουργίας), στην περίπτωση των δυαδικών και των τετραγωνικών M -στων σχημάτων διαμόρφωσης. Τέλος, η συγκεκριμένη ανάλυση συνοδεύεται με τα αντίστοιχα αποτελέσματα αξιολόγησης, όπου επιδεικνύεται η χρησιμότητα της προτεινόμενης μεθόδου.

6.1 Εισαγωγή

Η τεχνική V-BLAST αποτελεί μία από τις πλέον θεμελιώδεις μεθόδους λήψης για συστήματα MIMO διότι επιτυγχάνει υψηλή φασματική απόδοση και κέρδος χωρητικότητας [115, 116]. Στην πραγματικότητα η V-BLAST εφαρμόζει διαδοχική ακύρωση παρεμβολών σε ένα συγκεκριμένο αριθμό επαναλήψεων, η οποία εξαρτάται από τη στρατηγική αποκωδικοποίησης που ακολουθείται. Συγκεκριμένα, ο αριθμός των επαναλήψεων SIC ισούται με N_T στην περίπτωση της καθορισμένης στρατηγικής ενώ είναι ανάλογος του αριθμού αυτού στην περίπτωση της ήπιας στρατηγικής αποκωδικοποίησης. Επιπλέον, η απόδοση της τεχνικής V-BLAST ενισχύεται όταν εφαρμόζεται η μέθοδος της ταξινόμησης των συμβόλων, όπως έχει ήδη αναφερθεί στα προηγούμενα κεφάλαια.

Δύο από τα σημαντικότερα κριτήρια που χαρακτηρίζουν την επίδοση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων είναι ο μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου, Average Symbol Error Rate (ASER), και η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας, Outage Probability. Λόγω της πολυπλοκότητας που χαρακτηρίζει τη λειτουργία της τεχνικής V-BLAST (ή MIMO-SIC), οι περισσότερες ερευνητικές μελέτες έχουν επικεντρωθεί σε αριθμητικές μεθόδους (για παράδειγμα, προσομοιώσεις Monte Carlo) για τον προσδιορισμό των ανωτέρω κριτηρίων ή/και προσεγγίσεις με βάση το στιγμιαίο ρυθμό σφάλματος συμβόλου/δυφίου.

Ως εκ τούτου, οι αναλυτικές μελέτες για την εν λόγω τεχνική είναι αρκετά περιορισμένες στη βιβλιογραφία, μέχρι στιγμής. Πιο συγκεκριμένα, στη μελέτη [117] εκφράζεται το ASER και η πιθανότητα διακοπής για συστήματα MIMO $2 \times N_R$ στην περίπτωση της ταξινομημένης SIC, ενώ τα αποτελέσματα αυτά γενικεύονται (όπου παρουσιάζονται οι αντίστοιχες εκφράσεις ορίων) στις μελέτες [116, 118] για συστήματα MIMO $N_T \times N_R$ στην περίπτωση της μη ταξινομημένης και της ταξινομημένης SIC, αντίστοιχα. Ωστόσο, οι ανωτέρω μελέτες πραγματοποιήθηκαν για κανάλια διαλείψεων Rayleigh ενώ η ενδεχόμενη διάδοση σφάλματος μεταξύ των διαδοχικών επαναλήψεων της SIC δε λήφθηκαν υπόψιν.

Στο κεφάλαιο αυτό, παρουσιάζεται μία αναλυτική μεθοδολογία της ταξινομημένης SIC για συστήματα MIMO $2 \times N_R$ σε κανάλια διαλείψεων Nakagami-m. Το Nakagami-m αποτελεί ένα σύνθετο μοντέλο διαλείψεων που περιλαμβάνει τις διαλείψεις Rayleigh ως ειδική περίπτωση και περιγράφεται αναλυτικά στις επόμενες ενότητες. Επίσης, παρουσιάζονται κλειστού τύπου εκφράσεις για το άνω όριο της ASER και την πιθανότητα διακοπής, όταν η ενδεχόμενη διάδοση σφάλματος της τεχνικής SIC λαμβάνεται υπόψιν.

6.2 Στατιστικά χαρακτηριστικά των επαναλήψεων της τεχνικής SIC

Εξετάζεται η περίπτωση συστημάτων MIMO $2 \times N_R$, όπου $N_R \geq 2$. Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα σημαντικότερα στατιστικά χαρακτηριστικά του μοντέλου διάλειψης και των επαναλήψεων της SIC. Ο μηχανισμός εξισορρόπησης που υιοθετείται στην ανάλυση που ακολουθεί είναι ο ZF (δέκτες ZF-SIC).

6.2.1 Κανάλι διαλείψεων

Έστω ότι $x = \sum_{l=1}^{2N_R} x_l$ είναι η συνολική ισχύς του ληφθέντος σήματος. Στην περίπτωση των ανεξάρτητα κατανομημένων (στο πεδίο του χώρου) διαλείψεων Nakagami- m , η PDF και η αθροιστική συνάρτηση κατανομής, Cumulative Distribution Function (CDF), του x δίνονται, αντίστοιχα, ως

$$f_x(x) = \frac{\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m}{\Gamma(m)} x^{m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega}x\right), \quad x \geq 0, \quad (6.1)$$

και

$$\mathcal{F}_x(x) = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{m}{\Omega}x\right), \quad (6.2)$$

όπου $\Gamma(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Γάμμα [114, εξ. 8.310/1], $\gamma(\cdot, \cdot)$ είναι η κάτω ημιτελής συνάρτηση Γάμμα [114, εξ. 8.350/1], $m = 2N_R \times m_N$ είναι η κανονικοποιημένη παράμετρος μορφοποίησης των διαλείψεων Nakagami- m σε σχέση με τον αριθμό των κεραιοστοιχείων του πομποδέκτη (ο δείκτης 2 υποδηλώνει τον αριθμό των κεραιοστοιχείων στον πομπό), $0.5 \leq m_N < \infty$, $\Omega = \mathcal{E}[x] E_s/N_0$ είναι η μέση ισχύς του σήματος, E_s είναι η ενέργεια του συμβόλου και N_0 είναι η φασματική πυκνότητα μονής πλευράς του AWGN. Αξίζει να αναφερθεί ότι το εν λόγω μοντέλο διαλείψεων περιλαμβάνει την κατανομή Rayleigh για $m_N = 1$ και την Γκαουσιανή κατανομή για $m_N = 0.5$, ως ειδικές περιπτώσεις. Επίσης, για οριακές τιμές $m_N \rightarrow \infty$ προσεγγίζει το ιδανικό κανάλι AWGN, καθώς επίσης προσεγγίζει ικανοποιητικά το περιβάλλον διαλείψεων λόγω της πολύοδης διάδοσης τόσο σε εσωτερικούς όσο και σε εξωτερικούς χώρους.

6.2.2 Πρώτη επανάληψη της τεχνικής SIC

Η CDF του x στην πρώτη επανάληψη της SIC εκφράζεται ως [117, εξ. 29]

$$F_1^l(x) = (N_R - 1) \int_0^1 \mathcal{F}_x^2\left(\frac{x}{t}\right) t^{N_R-2} dt. \quad (6.3)$$

Δυστυχώς, εισάγοντας την εξίσωση 6.2 στην 6.3, δε μπορεί να εξαχθεί μία κλειστού τύπου έκφραση για την $F_1'(x)$, λόγω της κάτω ημιτελούς συνάρτησης Γάμμα. Συνεπώς, στη συνέχεια παρουσιάζεται το άνω όριο της $F_1'(x)$, το οποίο μπορεί να εκφραστεί σε κλειστού τύπου μορφή. Καταρχάς, ισχύει ότι

$$F_1(x) = (N_R - 1) \int_0^1 \mathcal{F}_x\left(\frac{x}{t}\right) t^{N_R-2} dt \geq F_1'(x). \quad (6.4)$$

Χρησιμοποιώντας την [114, εξ. 9.31/2] και στη συνέχεια την [114, εξ. 7.811/2] προκύπτει ότι

$$F_1(x) = \frac{(N_R - 1)}{\Gamma(m)} G_{3,2}^{1,2} \left[\left(\frac{\Omega}{m x} \right) \left| \begin{matrix} 2 - N_R, 1 - m, 1 \\ 0, 1 - N_R \end{matrix} \right. \right], \quad (6.5)$$

όπου η $G_{p,q}^{m,n}[\cdot | \cdot]$ υποδηλώνει τη συνάρτηση Meijer G [114, εξ. 9.30].

Ως εκ τούτου, χρησιμοποιώντας την πρώτη παράγωγο της εξίσωσης 6.5, προκύπτει η PDF του x ως

$$f_1(x) = \frac{\partial F_1(x)}{\partial x} = \frac{(N_R - 1) \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{N_R-1}}{\Gamma(m)} x^{N_R-2} \Gamma\left(m - N_R + 1, \frac{m}{\Omega} x\right), \quad (6.6)$$

όπου $\Gamma(\cdot, \cdot)$ είναι η άνω ημιτελής συνάρτηση Γάμμα [114, εξ. 8.350/2].

6.2.3 Δεύτερη επανάληψη της τεχνικής SIC

Η CDF του x στη δεύτερη επανάληψη της SIC, $F_2(x)$, δίνεται ως [117, εξ. 25]

$$F_2(x) = 1 - [1 - \mathcal{F}_x(x)]^2 \approx 2 \mathcal{F}_x(x). \quad (6.7)$$

Στην πραγματικότητα έχει αποδειχθεί ότι η CDF του x , στη δεύτερη επανάληψη της SIC, είναι διπλάσια της αντίστοιχης CDF της πρώτης επανάληψης, δηλαδή $2\mathcal{F}_x(2x)$. Το γεγονός αυτό παρατηρείται διότι η ισχύς του θορύβου κατά τη διάρκεια της επεξεργασίας του σήματος στη δεύτερη επανάληψη είναι διπλάσια της ισχύος του θορύβου που λαμβάνεται στον εκάστοτε ακροδέκτη λήψης. Πιο συγκεκριμένα ισχύει ότι $\sigma_i^2 = (N_R - 2 + i) \sigma^2$ [117, Παράρτημα I], όπου σ_i^2 και σ^2 είναι η ισχύς του θορύβου στην i -στη επανάληψη της SIC και η ισχύς του συνολικού θορύβου, αντίστοιχα. Επομένως, με βάση τις εξισώσεις 6.2, 6.7 και την ανωτέρω διαπίστωση, η $F_2(x)$ μπορεί να προσεγγιστεί ως

$$F_2(x) \approx 2 \mathcal{F}_x(2x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \gamma\left(m, \frac{2m}{\Omega} x\right). \quad (6.8)$$

Συνεπώς, η αντίστοιχη PDF εκφράζεται ως

$$f_2(x) = \frac{\partial F_2(x)}{\partial x} = \frac{2^{m+1} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m}{\Gamma(m)} x^{m-1} \exp\left(-\frac{2m}{\Omega}x\right). \quad (6.9)$$

6.3 Ανάλυση επίδοσης

6.3.1 Μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου

Ο μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου (ASER) στην i -στη επανάληψη της SIC, $\bar{P}_{s,i}$ ⁶, μπορεί να εξαχθεί λαμβάνοντας την εκτιμώμενη τιμή της πιθανότητας σφάλματος υπό συνθήκη, Conditional Error Probability (CEP), $P_e(\epsilon|x_i)$, σε σχέση με την $f_i(x_i)$, όπου εκφράζεται ως

$$\bar{P}_{s,i} \triangleq \int_0^\infty P_e(\epsilon|x_i) f_i(x_i) dx_i, \quad i = 1, 2. \quad (6.10)$$

Στην περίπτωση των δυαδικών διαμορφώσεων, η CEP προσδιορίζεται ως [119]

$$P_e(\epsilon|x_i) = \frac{\Gamma(\beta, \alpha x_i)}{2\Gamma(\beta)}, \quad (6.11)$$

όπου τα α και β αποτελούν συγκεκριμένες σταθερές των οποίων οι τιμές καθορίζουν τον εκάστοτε τύπο διαμόρφωσης. Στην περίπτωση των τετραγωνικών διαμορφώσεων \mathcal{M} -στων καταστάσεων, οι οποίες χρησιμοποιούνται συνήθως σε σχετικά υψηλούς δείκτες συστημικού SNR, η CEP προσδιορίζεται ως [119]

$$P_e(\epsilon|x_i) = \alpha \operatorname{erfc}\left(\sqrt{b} x_i\right), \quad (6.12)$$

όπου $\operatorname{erfc}(\cdot)$ είναι η συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος [114, εξ. 8.250/4].

Το συνολικό ASER του συστήματος εκφράζεται ως

$$\bar{P}_{s,total} = \bar{P}_{s,1} + \bar{P}_{s,2}(1 - \bar{P}_{s,1}) = \bar{P}_{s,1} + \bar{P}_{s,2} - \bar{P}_{s,1} * \bar{P}_{s,2}. \quad (6.13)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι η εξίσωση 6.13 περιλαμβάνει την πιθανότητα της διάδοσης του σφάλματος μεταξύ των δύο διαδοχικών επαναλήψεων της SIC. Συγκεκριμένα, αντικατοπτρίζει τις εξής περιπτώσεις

- η ανίχνευση και η αποκωδικοποίηση πραγματοποιείται χωρίς σφάλμα στην πρώτη επανάληψη ενώ εντοπίζεται σφάλμα στη δεύτερη επανάληψη,

⁶Ο μέσος ρυθμός σφάλματος δυφίου (ABER) προκύπτει άμεσα από το ASER ως $\bar{P}_{b,i} = \bar{P}_{s,i}/\log_2 \mathcal{M}$, αφού ισχύει ότι $E_s = E_b \log_2 \mathcal{M}$, όπου E_b είναι η ισχύς του δυφίου.

- εντοπίζεται σφάλμα και στις δύο επαναλήψεις της τεχνικής SIC.

Οι δύο πρώτοι όροι της εξίσωσης 6.13 θεωρούνται στατιστικά ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές διότι οι αντίστοιχες PDF που τις χαρακτηρίζουν είναι εξίσου ανεξάρτητες, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Ωστόσο, ο τρίτος όρος της εξίσωσης αυτής περιλαμβάνει μία συγκεκριμένη συνθηκοθέτηση των x_1 και x_2 , τα οποία δεν είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους. Ως εκ τούτου, η περισσότερη σύνθετη διμεταβαλλόμενη (συσχετισμένη) PDF απαιτείται στην περίπτωση αυτή. Επιπλέον, το $\overline{P_{s,1}} * \overline{P_{s,2}}$ αναπαριστά ένα στατιστικό δεύτερης τάξης, το οποίο μπορεί να προκαλέσει τη διακύμανση του συνολικού ASER, κυρίως όταν το συστημικό SNR είναι σχετικά χαμηλό (όπου η παρουσία της διάδοσης σφάλματος της SIC είναι περισσότερο έντονη). Στη συνέχεια, παρουσιάζονται ακριβείς εκφράσεις κλειστού τύπου για το συνολικό ASER, τόσο για δυαδικές όσο και για \mathcal{M} -στων καταστάσεων διαμορφώσεις.

6.3.1.1 Μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου στην πρώτη επανάληψη SIC

Με βάση τις εξισώσεις 6.6 και 6.11 και χρησιμοποιώντας την εξίσωση [120, εξ. 2.10.6/1], προκύπτει το ASER στην περίπτωση των δυαδικών διαμορφώσεων, το οποίο εκφράζεται ως

$$\begin{aligned} \overline{P}_{s,1}^{(Binary)} &= \frac{1}{2} - \frac{(N_R-1)\alpha^\beta \Gamma(\beta+m)}{2\beta(\beta+N_R-1)\Gamma(\beta)\Gamma(m)\left(\frac{m}{\Omega}\right)^\beta} \\ &\times {}_3F_2\left(m+\beta, \beta, N_R+\beta-1; \beta+1, N_R+\beta; -\frac{\Omega\alpha}{m}\right), \end{aligned} \quad (6.14)$$

όπου η ${}_pF_q$ υποδηλώνει τη γενικευμένη υπεργεωμετρική συνάρτηση [114, εξ. 9.14/1].

Κατά τον ίδιο τρόπο, λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις 6.6 και 6.12 και χρησιμοποιώντας την εξίσωση [120, εξ. 2.10.8/2], προκύπτει το ASER στην περίπτωση των διαμορφώσεων \mathcal{M} -στων καταστάσεων, το οποίο εκφράζεται ως

$$\begin{aligned} \overline{P}_{s,1}^{(M-ary)} &= \frac{\alpha(N_R-1)\left(\frac{m}{\beta\Omega}\right)^m \Gamma(m+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} \Gamma(m)m(m-N_R+1)} \\ &\times {}_3F_2\left(m-N_R+1, m, m+\frac{1}{2}; m-N_R+2, m+1; -\frac{m}{\beta\Omega}\right) \\ &- \frac{\alpha\left(\frac{m}{\beta\Omega}\right)^{N_R-1} \Gamma(m+N_R-1)\Gamma\left(N_R-\frac{1}{2}\right)}{\sqrt{\pi}\Gamma(m)}. \end{aligned} \quad (6.15)$$

6.3.1.2 Μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου στη δεύτερη επανάληψη SIC

Με βάση τις εξισώσεις 6.9 και 6.11 και χρησιμοποιώντας την εξίσωση [120, εξ. 2.10.3/2], προκύπτει το ASER στην περίπτωση των δυαδικών διαμορφώσεων, το οποίο εκφράζεται ως

$$\bar{P}_{s,2}^{(Binary)} = 1 - \frac{\alpha^\beta \Gamma(m+\beta)}{\beta \Gamma(\beta)\Gamma(m)\left(\frac{2m}{\Omega}\right)^\beta} {}_2F_1\left(\beta, m+\beta; \beta+1; -\frac{\alpha\Omega}{2m}\right). \quad (6.16)$$

Στην περίπτωση των διαμορφώσεων \mathcal{M} -στων καταστάσεων, καθώς λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις 6.9 και 6.12 και χρησιμοποιώντας την εξίσωση [120, εξ. 2.8.5/6], προκύπτει το αντίστοιχο ASER ως

$$\bar{P}_{s,2}^{(\mathcal{M}-ary)} = 2\alpha - \frac{4\alpha\sqrt{\beta}\Gamma(m+\frac{1}{2})}{\Gamma(m)\sqrt{\frac{2m}{\Omega}}\sqrt{\pi}} {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, m+\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; -\frac{\beta\Omega}{2m}\right). \quad (6.17)$$

6.3.1.3 Μέσος ρυθμός σφάλματος συμβόλου του γινομένου συσχέτισης

Το ASER που οφείλεται στο γινόμενο των συσχετισμένων x_1 και x_2 (Cross-Product ASER), μεταξύ των δύο διαδοχικών επαναλήψεων της SIC, μπορεί να εξαχθεί ως

$$\overline{P_{s,1} * P_{s,2}} = \int_0^\infty P_e(\epsilon|y) f_y(y) dy, \quad (6.18)$$

όπου $y = x_1 x_2$ και $f_y(y)$ είναι η PDF του γινομένου συσχέτισης. Με βάση την εξίσωση 6.8 και εφόσον ισχύει η συνθήκη [121, εξ. 6.74] έχουμε ότι

$$f_y(y) = \int_0^\infty \frac{1}{x_1} f_{x_1, x_2}\left(x_1, \frac{y}{x_1}\right) dx_1. \quad (6.19)$$

Στη συνέχεια, θεωρείται ότι το μέσο SNR είναι ίσο σε όλα τα κεραιστοιχεία του πομποδέκτη. Η διμεταβαλλόμενη PDF για διαλείψεις καναλιού Nakagami-m, $f_{x_1, x_2}(x_1, x_2)$, εκφράζεται ως [122, εξ. 2]

$$f_{x_1, x_2}(x_1, x_2) = \frac{4(x_1 x_2)^{\frac{m}{2}} \exp\left(-\frac{x_1+x_2}{\Omega(1-\rho)}\right)}{\Gamma(m)\Omega^{m+1}(1-\rho)\rho^{\frac{m-1}{2}}} \mathcal{I}_{m-1}\left(\frac{2\sqrt{\rho x_1 x_2}}{\Omega(1-\rho)}\right), \quad (6.20)$$

όπου $\mathcal{I}_\nu(\cdot)$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel του πρώτου είδους και τάξης ν [120, Παράρτημα II.10/1] και το ρ υποδηλώνει το συντελεστή συσχέτισης, όπου δίνεται ως

$$\rho = \frac{\text{cov}(x_1, x_2)}{\sqrt{\text{var}(x_1)\text{var}(x_2)}}, \quad 0 < \rho < 1. \quad (6.21)$$

Χρησιμοποιώντας την [114, εξ. 3.478/4], η εξίσωση 6.19 μπορεί να αξιολογηθεί αναλυτικά ως

$$f_y(y) = \frac{y^{\frac{m}{2}}}{4^m \Gamma(m) \Omega^{m+1} (1-\rho) \rho^{\frac{m-1}{2}}} \mathcal{I}_{m-1} \left(\frac{\sqrt{\rho y}}{\Omega(1-\rho)} \right) \mathcal{K}_0 \left(\frac{\sqrt{y}}{\Omega(1-\rho)^2} \right), \quad (6.22)$$

όπου $\mathcal{K}_\nu(\cdot)$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel του δεύτερου είδους και τάξης ν [120, Παράρτημα II.10/2].

Δυστυχώς, λαμβάνοντας υπόψιν τις εξισώσεις 6.22 και 6.18 είναι πολύ δύσκολο, αν όχι αδύνατο, να εξαχθεί μία κλειστή αναλυτική έκφραση για το ASER του γινομένου συσχέτισης, απευθείας. Ωστόσο, μετασχηματίζοντας τη συνάρτηση $\mathcal{I}_\nu(\cdot)$ σε άθροισμα απειροσειράς, ισχύει ότι

$$\mathcal{I}_\nu(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(z/2)^{2k+\nu}}{k! \Gamma(k+\nu+1)}. \quad (6.23)$$

Συνεπώς, με βάση τα ανωτέρω καθώς επίσης χρησιμοποιώντας την [120, εξ. 2.16.1/31], το ASER του γινομένου συσχέτισης για δυαδικές διαμορφώσεις εκφράζεται ως

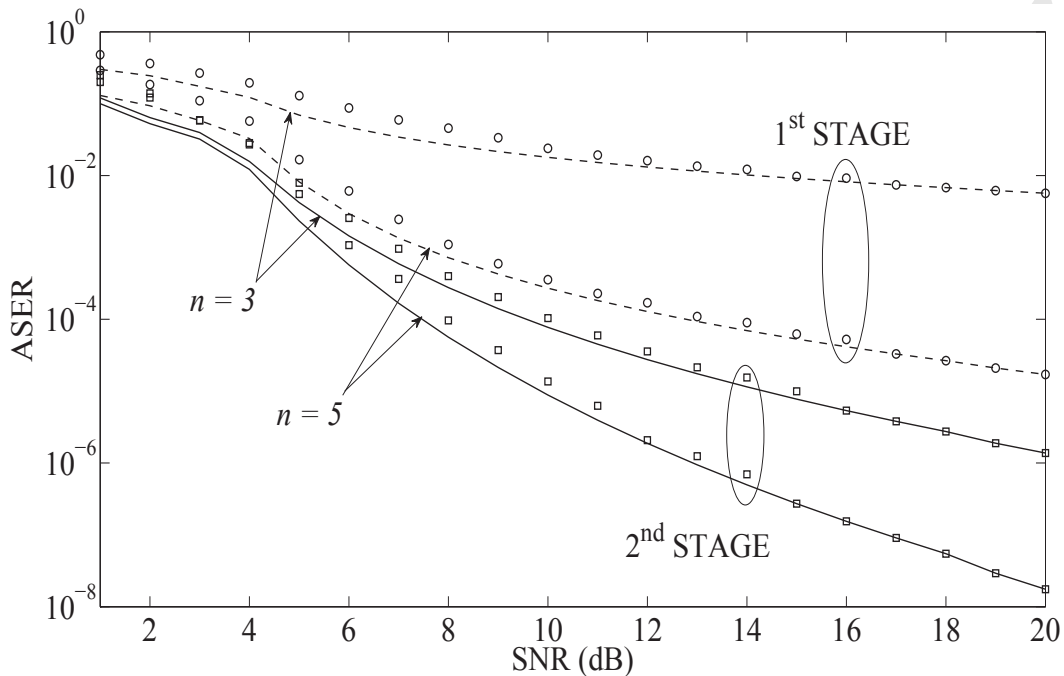
$$\begin{aligned} \overline{P_{s,1} * P_{s,2}}^{(Binary)} &= \frac{1}{4^{m+\frac{1}{2}} \Gamma(m) \Omega^{m+1} (1-\rho) \rho^{\frac{m-1}{2}} \Gamma(\beta)} \\ &\times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\rho}}{4\alpha^{k+m} (1-\rho) \Omega \Gamma(k+m) k!} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\beta+m+k+j)}{\Gamma^2(j+1) 2^{k+j+m}} \left(\frac{1}{2\sqrt{\alpha} \Omega(1-\rho)} \right)^{2j} \\ &\times \left[2\psi(j+1) + \frac{1}{m+k+j} - \psi(\beta+m+k+j) - 2 \ln \left(\frac{1}{2\sqrt{\alpha} \Omega(1-\rho)} \right) \right], \quad (6.24) \end{aligned}$$

όπου $\psi(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Δίγαμμα [114, εξ. 8.360/1].

Κατά τον ίδιο τρόπο, χρησιμοποιώντας την [120, εξ. 2.16.1/25], το ASER του γινομένου συσχέτισης για διαμορφώσεις M-στων καταστάσεων εκφράζεται ως

$$\begin{aligned} \overline{P_{s,1} * P_{s,2}}^{(M-ary)} &= \frac{\alpha}{4^m \Gamma(m) \Omega^{m+1} (1-\rho) \rho^{\frac{m-1}{2}}} \\ &\times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\rho}}{2\beta^{k+m} \sqrt{\pi} (1-\rho) \Omega \Gamma(k+m) k!} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\Gamma(k+j+m+\frac{1}{2})}{\Gamma^2(j+1) 2^{k+j+m}} \left(\frac{1}{2\sqrt{\beta} \Omega(1-\rho)} \right)^{2j} \\ &\times \left[2\psi(j+1) + \frac{1}{m+k+j} - \psi \left(m+k+j+\frac{1}{2} \right) - 2 \ln \left(\frac{1}{2\sqrt{\beta} \Omega(1-\rho)} \right) \right]. \quad (6.25) \end{aligned}$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι οι αθροιστικές απειροσειρές των εξισώσεων 6.24 και 6.25 συγκλίνουν πολύ γρήγορα για διάφορες τιμές συσχετισμού και συστημικού SNR, γεγονός που μετατρέπει τις εν λόγω απειροσειρές σε αθροιστικές σειρές μικρού εύρους επαναλήψεων, κατάλληλες για πρακτικές εφαρμογές. Ως χαρακτηριστικό

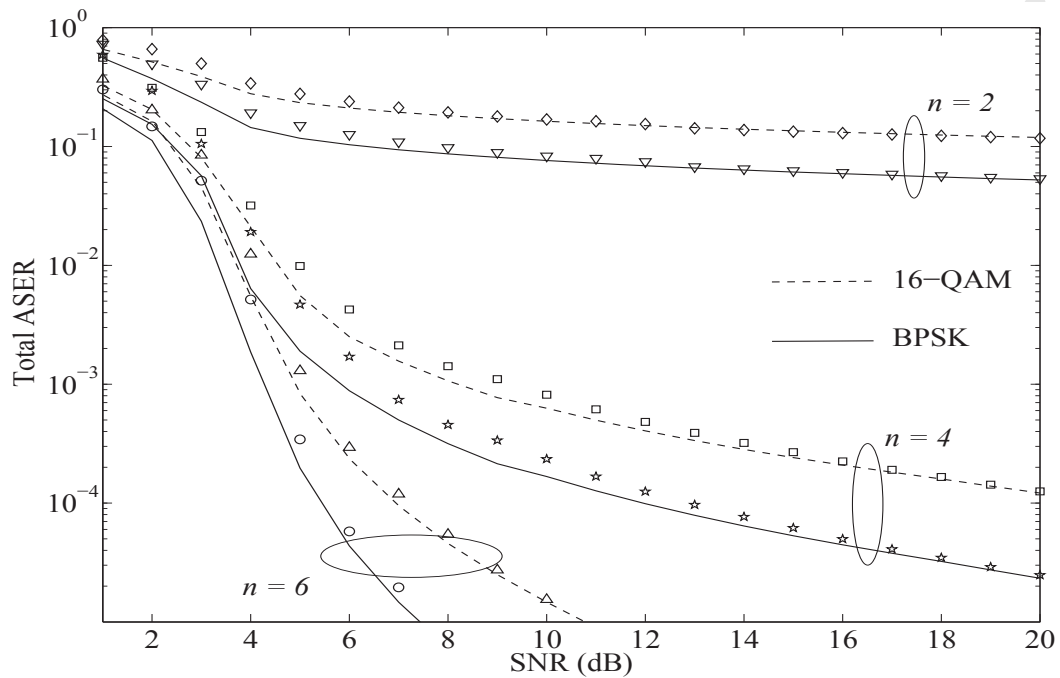


Σχήμα 6.1: Το ASER στην πρώτη και δεύτερη επανάληψη SIC σε διαφορετικές τιμές συστημικού SNR, για συστήματα MIMO $2 \times N_R$, όταν $m_N = 1$ και το σχήμα διαμόρφωσης είναι BPSK.

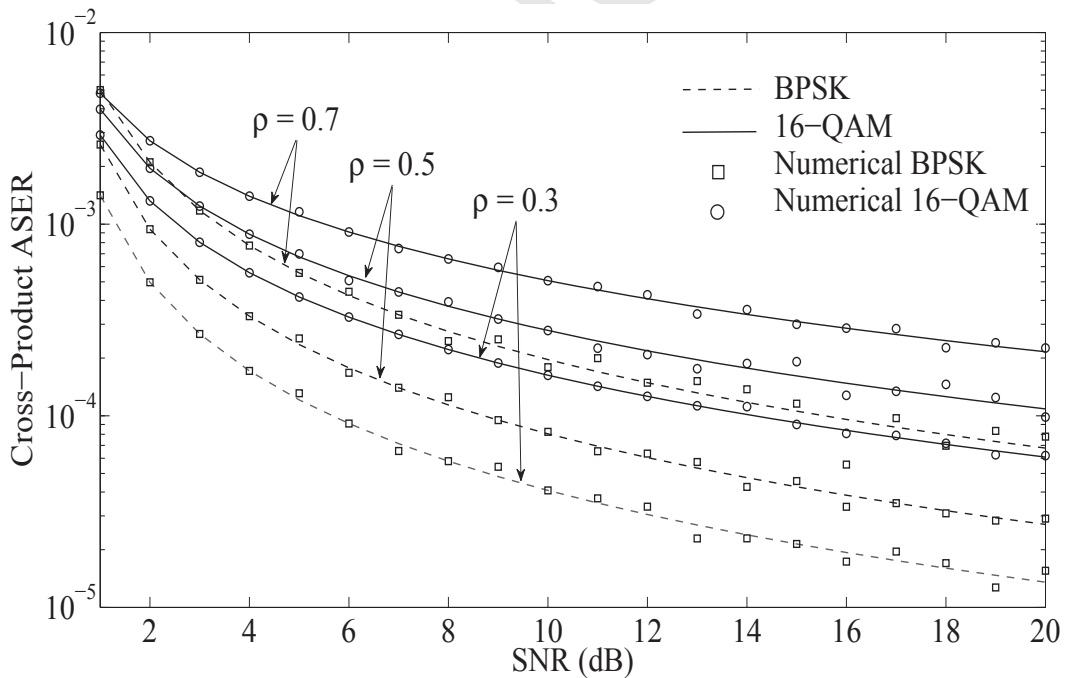
παράδειγμα, αναφέρεται ότι μόνο 4 αθροιστικοί όροι χρειάζονται προκειμένου να συγκλίνει το $\frac{P_{s,1} * P_{s,2}^{(M-ary)}}{P_{s,1} * P_{s,2}^{(M-ary)}}$ έως και το 9^ο σημαντικό δεκαδικό ψηφίο, όταν $m = 2$ και $\rho = 0.7$.

Οι εικόνες 6.1 και 6.2 απεικονίζουν την επίδοση του ASER των δύο διαδοχικών επαναλήψεων της τεχνικής SIC και του συνολικού ASER στο δέκτη, αντίστοιχα.

Είναι φανερό ότι η επίδοση του ASER επηρεάζεται άμεσα από τον αριθμό των κεραιοστοιχείων του δέκτη και από το βαθμό διάλειψης στο κανάλι επικοινωνίας (διακυμάνσεις της τιμής m_N). Επιπλέον, παρατηρείται το γεγονός ότι το ASER που προκαλεί το γινόμενο συσχέτισης είναι πολύ μικρό στη συντριπτική πλειοψηφία των περιπτώσεων που λήφθηκαν υπόψη (ως χαρακτηριστικό παράδειγμα, για $m_N = 1$, $\Omega = 6\text{dB}$ και $N_R = 3$ είναι λιγότερο από 10^{-5}) και, ως εκ τούτου, ανάγεται το συμπέρασμα ότι η επίδραση του στο συνολικό ASER μπορεί να θεωρηθεί ασήμαντη. Ακόμη και στη δυσμενέστερη περίπτωση του συστήματος, όταν ο δέκτης αποτελείται από δύο κεραιοστοιχεία και οι διαλείψεις στο κανάλι είναι εξαιρετικά έντονες ($m_N = 0.5$), το εν λόγω ASER είναι χαμηλό και, συνεπώς, η επίδραση αυτού στο συνολικό ASER δεν προκαλεί σημαντικές διακυμάνσεις. Το γεγονός αυτό απεικονίζεται στην εικόνα 6.3.



Σχήμα 6.2: Το συνολικό ASER, όπως δίνεται στην εξ. 6.13, σε διαφορετικές τιμές συστημικού SNR, για συστήματα MIMO $2 \times N_R$, όταν το σχήμα διαμόρφωσης είναι BPSK.



Σχήμα 6.3: Το ASER που οφείλεται στο γινόμενο συσχέτισης, σε διαφορετικές τιμές συστημικού SNR, για συστήματα MIMO 2×2 , σε ποικίλες συνθήκες συσχέτισης και διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης.

6.3.2 Πιθανότητα διακοπής λειτουργίας

Η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας στην πρώτη επανάληψη της τεχνικής SIC, $P_{out,1}(x_{th})$, ισούται με την αντίστοιχη CDF του x σε σχέση με την τιμή $x_{th} \geq 0$, που υποδηλώνει ένα ενεργειακό κατώφλι του δείκτη SNR του συστήματος. Συνεπώς, χρησιμοποιώντας την ιδιότητα της συνάρτησης Meijer G [114, εξ. 9.31/2] στην εξίσωση 6.5, ισχύει ότι

$$\begin{aligned} P_{out,1}(x_{th}) &= \frac{(N_R - 1)}{\Gamma(m)} G_{3,2}^{1,2} \left[\left(\frac{\Omega}{m x_{th}} \right) \middle| \begin{matrix} 2 - N_R, 1 - m, 1 \\ 0, 1 - N_R \end{matrix} \right] \\ &= \frac{(N_R - 1)}{\Gamma(m)} G_{2,3}^{2,1} \left[\left(\frac{m}{\Omega} x_{th} \right) \middle| \begin{matrix} 1, N_R \\ N_R - 1, m, 0 \end{matrix} \right]. \end{aligned} \quad (6.26)$$

Η αντίστοιχη πιθανότητα διακοπής λειτουργίας στη δεύτερη επανάληψη της τεχνικής SIC, όταν η ενδεχόμενη διάδοση σφάλματος δε λαμβάνεται υπόψιν, προκύπτει από την εξίσωση 6.8 ως

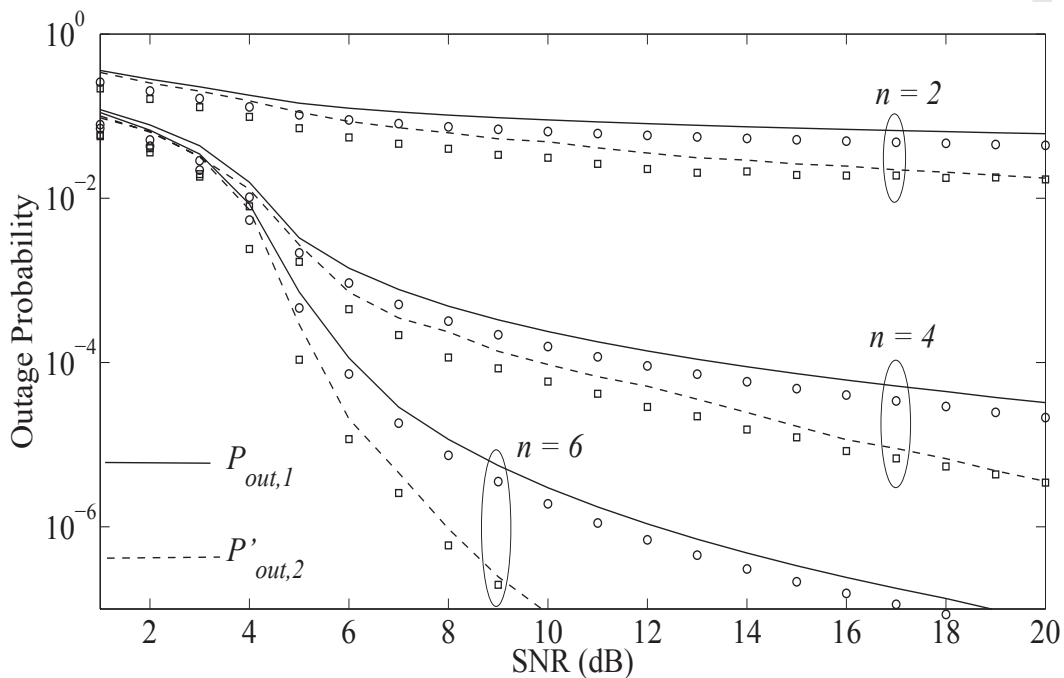
$$P_{out,2}(x_{th}) = \frac{2}{\Gamma(m)} \gamma \left(m, \frac{2m}{\Omega} x_{th} \right). \quad (6.27)$$

Ωστόσο, σε ρεαλιστικές συνθήκες η διάδοση του σφάλματος ανάμεσα στις διαδοχικές επαναλήψεις της SIC αποτελεί μία σημαντική παράμετρο επίδρασης στη συνολική επίδοση του δέκτη. Στην περίπτωση αυτή, η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας, $P'_{out,2}(x_{th})$, εκφράζεται ως

$$\begin{aligned} P'_{out,2}(x_{th}) &= F_2(x_{th})(1 - \bar{P}_{s,1}) + \bar{P}_{s,1} \\ &= \frac{2}{\Gamma(m)} \gamma \left(m, \frac{2m}{\Omega} x_{th} \right) (1 - \bar{P}_{s,1}) + \bar{P}_{s,1}. \end{aligned} \quad (6.28)$$

Ως εκ τούτου, παρατηρείται ότι το $P_{out,1}$ μεταβάλλεται ανεξάρτητα από τη διάδοση του σφάλματος, ενώ το $P'_{out,2}(x_{th})$ εξαρτάται από το $\bar{P}_{s,1}$, το οποίο επιφέρει ένα άνω όριο στην απόδοση της εν λόγω πιθανότητας διακοπής.

Η εικόνα 6.4 απεικονίζει την πιθανότητα διακοπής σε ποικίλες συνθήκες συστημικού SNR για συστήματα MIMO $2 \times N_R$. Προκύπτει ότι όσο αυξάνει το κέρδος χωρικού διαφορισμού, η πιθανότητα διακοπής μειώνεται και για τις δύο επαναλήψεις της τεχνικής SIC.



Σχήμα 6.4: Πιθανότητα διακοπής λειτουργίας σε ποικίλες συνθήκες συστημικού SNR για συστήματα MIMO $2 \times N_R$, όταν $m_N = 2$ και το σχήμα διαμόρφωσης είναι BPSK.

6.4 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύθηκε και αξιολογήθηκε η επίδοση της τεχνικής V-BLAST, η οποία εφαρμόζει την ταξινομημένη SIC στο δέκτη συστημάτων MIMO με δύο και N_R κεραιοστοιχεία στον πομπό και το δέκτη, αντίστοιχα. Οι διαλείψεις στο κανάλι επικοινωνίας θεωρήθηκαν στατιστικά ανεξάρτητες Nakagami-m τυχαίες μεταβλητές, στο πεδίο του χώρου. Παρουσιάστηκαν ακριβείς εκφράσεις κλειστού τύπου για το μέσο ρυθμό σφάλματος συμβόλου και την πιθανότητα διακοπής λειτουργίας, σε περιπτώσεις δυαδικών και M -στων διαμορφώσεων. Επιπλέον, το φαινόμενο της ενδεχόμενης διάδοσης σφάλματος μεταξύ των διαδοχικών επαναλήψεων της τεχνικής SIC λήφθηκε υπόψη στα εξαγόμενα αποτελέσματα. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο μέσος ρυθμός σφάλματος, που οφείλεται στο γινόμενο συσχέτισης των εν λόγω διαδοχικών επαναλήψεων, επιφέρει ελάχιστη επίδραση στο συνολικό μέσο ρυθμό σφαλμάτων του συστήματος. Επίσης, το φαινόμενο αυτό γίνεται πιο έντονο όσο αυξάνεται ο αριθμός των κεραιοστοιχείων στο δέκτη. Τέλος, παρατηρήθηκε ότι η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας μειώνεται στη δεύτερη επανάληψη της SIC ακόμη και όταν εντοπίζεται σφάλμα στην πρώτη αντίστοιχη επανάληψη.

Κεφάλαιο 7

Έλεγχος πρόσβασης και κατανομή ραδιοπόρων σε συστήματα OFCDM

Περίληψη

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται μία νέα τεχνική μετάδοσης για συστήματα OFCDM πολλαπλών χρηστών. Υιοθετείται η κωδικοποίηση εξάπλωσης της πληροφορίας σε δύο διαστάσεις, στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας, προκειμένου να αξιοποιηθεί το διπλό κέρδος διαφορισμού στα εν λόγω πεδία. Επίσης, προτείνεται ένας δεκτοκεντρικός (receiver-centric) μηχανισμός μετάδοσης, όπου ο δέκτης καθορίζει την πρόσβαση, την εγκαθίδρυση της επικοινωνίας και την ανάθεση συστημικών πόρων στους επιμέρους χρήστες. Ο στόχος είναι η βελτιστοποίηση της ανθεκτικότητας και της αξιοπιστίας του συστήματος, όσον αφορά τον επιμέρους ρυθμό σφαλμάτων, καθώς επίσης και η ανάλυση επίδοσης της πιθανότητας διακοπής λειτουργίας των χρηστών. Τα αριθμητικά αποτελέσματα της μελέτης αποδεικνύουν ότι ο προτεινόμενος μηχανισμός υπερέχει της συμβατικής μετάδοσης OFCDM(A), στις ανωτέρω μετρικές.

7.1 Εισαγωγή

Η τεχνική μετάδοσης της ορθογωνικής πολυπλεξίας στη συχνότητα και τον κώδικα, OFCDM, έχει προσφάτως προταθεί στο πλαίσιο ανάπτυξης της πολλαπλής πρόσβασης των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τέταρτης γενιάς (4G) [123, 124]. Η εν λόγω τεχνική περιγράφηκε στα κεφάλαια 2, 3 και 4 στην περίπτωση που ακολουθείται ο συμβατικός τρόπος μετάδοσης, κατά την οποία χρησιμοποιείται η μονοδιάστατη κωδικοποίηση εξάπλωσης στο πεδίο της συχνότητας. Στο κεφάλαιο αυτό, η κωδικοποίηση εξάπλωσης σε κάθε δεδομένο ρεύμα προσαρμόζεται σε δύο διαστάσεις, 2 dimensional (2D), ταυτοχρόνως, η οποία πραγματοποιείται στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας.

Έχει αποδειχθεί στη μελέτη [125] ότι η μετάδοση 2D-OFCDM υπερέχει των μεταδόσεων της πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα σε πολλούς υποφέροντες, MultiCarrier-Code Division Multiple Access (MC-CDMA) και της άμεσης ακολουθίας MC-CDMA, Direct Sequence MC-CDMA (MC-DS-CDMA), όσον αφορά την ανθεκτικότητα και την αξιοπιστία του συστήματος. Το γεγονός αυτό επιτυγχάνεται διότι κάθε δεδομένο ρεύμα εξαπλώνεται ταυτοχρόνως σε πολλαπλούς υποφέροντες και πολλαπλά σύμβολα OFCDM. Ως εκ τούτου, η επίδοση του συστήματος βελτιστοποιείται (στο επίπεδο του ρυθμού σφαλμάτων) με την εκμετάλλευση του διπλού κέρδους διαφορισμού στο πεδίο τόσο της συχνότητας όσο και του χρόνου. Επιπλέον, αξίζει να αναφερθεί ότι η μετάδοση OFCDM αντιμετωπίζει αποτελεσματικά το πρόβλημα του περιορισμού της ισχύος μετάδοσης των πολλαπλών χρηστών, ιδιαίτερα στην περίπτωση της κατεύθυνσης προς τα άνω, γεγονός που αντικατοπτρίζει ποικίλες σύγχρονες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές (για παράδειγμα, τα κυτταρικά ή τα αδόμητα-*ad hoc* δίκτυα) [126].

Η βελτιστοποίηση του ρυθμού σφαλμάτων δυφίου (BER) και της πιθανότητας διακοπής λειτουργίας στα συστήματα 2D-OFCDM αποτελεί έναν από τους πλέον σημαντικούς στόχους της ερευνητικής δραστηριότητας στο χώρο [124, 125]. Η υιοθέτηση της τεχνικής ανάθεσης υποφερόντων ανά χρήστη, που βασίζεται στη μεθοδολογία της ομαδοποίησης των υποφερόντων του συστήματος ανάλογα με τις καναλικές διαλείψεις του κάθε χρήστη και το βαθμό συμφόρησης των μεταδιδόμενων δεδομένο ρευμάτων, αποτελεί μία αποτελεσματική προσέγγιση προς την επίτευξη του στόχου αυτού. Στο κεφάλαιο αυτό, προτείνεται ένας *δεκτοκεντρικός* μηχανισμός μετάδοσης, όπου ο δέκτης (και όχι ο χρήστης/πομπός που ενδέχεται να αποστείλει δεδομένα) καθορίζει την πρόσβαση, την εγκαθίδρυση της επικοινωνίας

και την ανάθεση συστημικών πόρων στους επιμέρους χρήστες, με στόχο τη βελτίωση της προαναφερθείσας μεθοδολογίας. Στη μελέτη [127] προτάθηκε ένας παρόμοιος δεκτοκεντρικός μηχανισμός μετάδοσης σε συμβατικά συστήματα CDMA, στα οποία χρησιμοποιείται μονοδιάστατη κωδικοποίηση εξάπλωσης στο πεδίο του χρόνου. Τα αποτελέσματα της μελέτης αυτής έδειξαν ότι ο δεκτοκεντρικός μηχανισμός υπερέχει σε ανθεκτικότητα και αξιοπιστία έναντι του συμβατικού πομποκεντρικού (sender-centric) μηχανισμού μετάδοσης.

Ωστόσο, η δεκτοκεντρική προσέγγιση δεν έχει μελετηθεί σε συστήματα OFCDM με δισδιάστατη κωδικοποίηση εξάπλωσης, μέχρι στιγμής. Στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται διεξοδικά ο ανωτέρω τρόπος μετάδοσης καθώς επίσης παρουσιάζονται τα επιμέρους αποτελέσματα, όπου αποδεικνύεται ότι ο προτεινόμενος μηχανισμός υπερέχει σε απόδοση της συμβατικής πομποκεντρικής τεχνικής μετάδοσης σε συστήματα 2D-OFCDM. Τα πλεονεκτήματα της δεκτοκεντρικής μετάδοσης 2D-OFCDM συνοψίζονται ως

1. κάθε ενεργή ζεύξη αποστολέα-δέκτη δεν είναι απαραίτητο να ενημερώνεται για άλλες παράλληλες μεταδόσεις της ίδιας ομάδας υποφερόντων, όσον αφορά την ανάθεση ραδιοπόρων του συστήματος και την ανεκτικότητα του επιπέδου παρεμβολής στο δέκτη,
2. το σύστημα μετάδοσης είναι πλήρως κατανεμημένο, διότι δεν είναι απαραίτητη η παρουσία μίας κεντροποιημένης μονάδας, η οποία θα έπρεπε να καθορίζει τις μεταδόσεις των επιμέρους χρηστών,
3. στο δέκτη μπορεί να επιτευχθεί μία ακριβής εκτίμηση του επιπέδου της συνολικής παρεμβολής, μολονότι χρειάζεται μία ελάχιστη επιβάρυνση σηματοδότησης μεταξύ των χρηστών/πομπών.

7.2 Περιγραφή του συστήματος

Στην ενότητα αυτή περιγράφεται ο τρόπος μετάδοσης της πληροφορίας από τους πολλαπλούς χρήστες και η μεθοδολογία που ακολουθείται στο δέκτη καθώς επίσης αναλύεται η επίδοση του προτεινόμενου μηχανισμού.

7.2.1 Μετάδοση συστημάτων 2D-OFCDM πολλαπλής πρόσβασης

Το σύστημα OFCDM αποτελείται από M υποφέροντες, οι οποίοι διαχωρίζονται σε έναν πεπερασμένο αριθμό ομάδων ως

$$G_y = \{m_y, m_{y+\mu}, m_{y+2\mu}, \dots, m_{y+(M_y-1)\mu}\}, \quad (7.1)$$

όπου $y = \{1, 2, \dots, Y\}$, μ είναι η φασματική απόσταση μεταξύ των υποφερόντων και M_y είναι ο αριθμός των υποφερόντων στην ομάδα y . Εφαρμόζοντας την ανωτέρω ομαδοποίηση επιτυγχάνεται μία μείωση της συνολικής παρεμβολής, η οποία προκαλείται από την εξάπλωση των δεδομενορρευμάτων στο πεδίο της συχνότητας [124]. Το σύστημα μπορεί να υποστηρίξει ένα μέγιστο αριθμό χρηστών, για παράδειγμα B χρήστες. Κατά τη μετάδοση της πληροφορίας του k -στου χρήστη, κάθε επιμέρους δυφίο υπόκειται σε μία δισδιάστατη κωδικοποίηση μέσω ενός μοναδικού ψευδοτυχαίου, PseudoNoise (PN), κώδικα $C_{S\mathcal{F}}^{(k)} = M_y \times N$, όπου το N εκφράζει το εύρος εξάπλωσης στο πεδίο του χρόνου. Στην ακόλουθη ανάλυση, το κανάλι θεωρείται ημι-στατικό σε σχέση με τη διάρκεια του συμβόλου T_b καθώς επίσης οι διαλείψεις του σήματος μοντελοποιούνται ως ανεξάρτητα κατανεμημένες Rayleigh μεταβλητές για διαφορετικούς χρήστες, υποφέροντες και μεταδιδόμενα δυφία.

Η κίνηση καταφθάνει σε κάθε χρήστη σε ριπές (bursts) συγκεκριμένου μεγέθους. Η εφαρμογή του δεκτοκεντρικού συστήματος OFCDM βασίζεται σε δύο διαδοχικές φάσεις μετάδοσης, τη *φάση ανίχνευσης* και τη *φάση δεδομένων*. Πριν τη μετάδοση των δεδομενορρευμάτων, ο χρήστης εισχωρεί στη φάση ανίχνευσης με την αποστολή ενός τόνου σηματοδοσίας στο δέκτη. Ο τόνος αυτός δε μεταδίδει πραγματική πληροφορία και αποτελεί ουσιαστικά ένα αντίγραφο του κώδικα ανίχνευσης, C_p , ο οποίος είναι κοινός προς όλους τους χρήστες του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, ο εν λόγω τόνος αξιοποιείται από το δέκτη προκειμένου να εκτιμηθεί ένα μέρος της επερχόμενης παρεμβολής που θα προκαλέσει ο χρήστης. Επίσης, χρησιμοποιείται ώστε να υπολογιστεί η επίδραση της μετάδοσης του χρήστη αυτού (με την εισαγωγή του στη φάση δεδομένων) στις υπόλοιπες μεταδόσεις χρηστών που μπορεί να πραγματοποιούνται, το εκάστοτε χρονικό διάστημα. Επιπλέον, τα στατιστικά που εκλαμβάνονται από τη φάση ανίχνευσης υποδεικνύουν στο δέκτη το βαθμό διάλειψης των σημάτων και, με τον τρόπο αυτό, όλοι οι χρήστες ανατίθενται κατάλληλα στις αντίστοιχες ομάδες υποφερόντων.

Εφόσον, το κανάλι θεωρείται ημι-στατικό (δηλαδή το m -στο στοιχείο διάλειψης κάθε χρήστη, που ανήκει στο ίδιο δεδομένορρευμα OFCDM, παραμένει σταθερό στο πεδίο του χρόνου αλλά μπορεί να διακυμαίνεται μεταξύ διαδοχικών δεδομενορρευμάτων), προσδιορίζεται ο κώδικας ανίχνευσης ως $C_p = M_y \times N_p$, όπου το

$N_p \in (0, N]$ παίρνει μοναδιαία τιμή. Με την εν λόγω μοντελοποίηση του C_p , ο δέκτης ενημερώνεται για την κατάσταση διαλείψεων στο κανάλι με τη μικρότερη δυνατή επιβάρυνση, όσον αφορά την προσαύξηση παρεμβολής, εφαρμόζοντας εξάπλωση στο πεδίο του χρόνου το οποίο είναι ίσο με τη διάρκεια ενός μικροστοιχείου (chip) C_{SF} . Επιπλέον, κάθε χρήστης κατέχει ένα προσωπικό αναγνωριστικό που συσχετίζεται άμεσα με ένα μοναδικό ζεύγος $M_y \times N_p$, όπου χρησιμοποιείται προς τη μετάδοση των αντίστοιχων κωδίκων C_p .

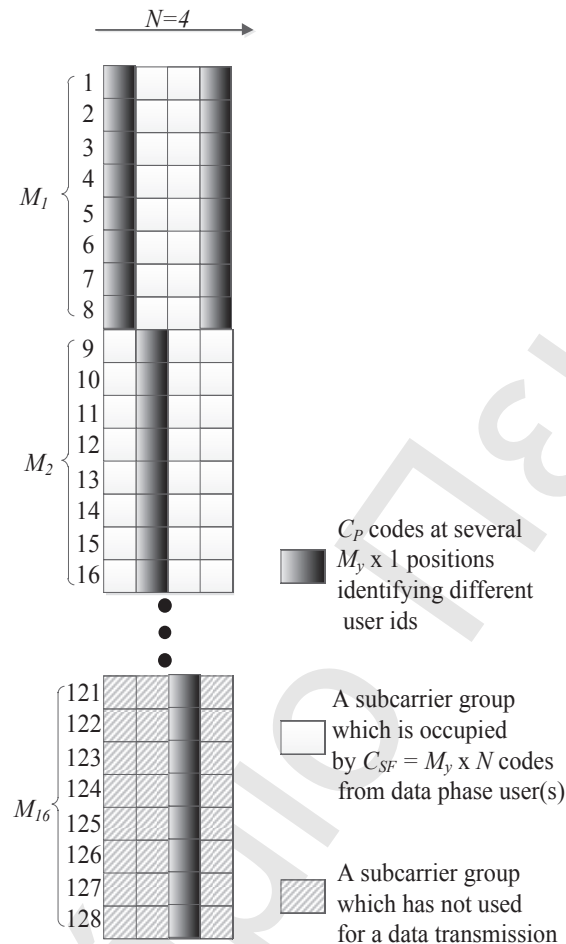
Ο στόχος της ανωτέρω στρατηγικής είναι η απομόνωση των τόνων σηματοδοσίας μεταξύ των διαφορετικών χρηστών που εισέρχονται στη φάση ανίχνευσης, με χρήση του διαφορισμού των δύο διαστάσεων που διέπουν ένα δεδομένο ρευμα OFCDM. Συνεπώς, ο δέκτης αναγνωρίζει τον εκάστοτε χρήστη με τον εντοπισμό της θέσης του αντίστοιχου C_p , κατά τη διάρκεια της λήψης. Επίσης, με την εφαρμογή του προτεινόμενου C_p , μία συνολική αποδοτικότητα ισχύος επιτυγχάνεται στο σύστημα καθώς επίσης ενισχύεται το κέρδος διαφορισμού πολλαπλών χρηστών. Αξίζει να σημειωθεί ότι ένα ενδεχόμενο συμβάν σύγκρουσης πληροφοριών/δεδομένων/σηματοδοσίας αποφεύγεται πλήρως, με τη χρήση του προτεινόμενου μηχανισμού μετάδοσης.

Κατά τη διάρκεια της φάσης δεδομένων, όλοι οι χρήστες/αποστολείς που ανήκουν σε μία συγκεκριμένη ομάδα υποφερόντων εκμεταλλεύονται το διαφορισμό του καναλιού στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου. Ο κάθε χρήστης, πλέον, χρησιμοποιεί τον προσωπικό του C_{SF} , ο οποίος είναι διαθέσιμος στο δέκτη, εκ των προτέρων. Μετέπειτα, ο εκάστοτε χρήστης συνεχίζει να μεταδίδει μερικά τεμάχια της πληροφορίας προς αποστολή σε όλα τα επακόλουθα δεδομενορρέυματα OFCDM, στο αντίστοιχο G_y , έως ότου ολοκληρωθεί η αποστολή της συνολικής πληροφορίας. Η εικόνα 7.1 απεικονίζει ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα του προτεινόμενου μηχανισμού μετάδοσης 2D-OFCDM, όταν $C_{SF} = 8 \times 4$.

7.2.2 Μεθοδολογία λήψης

Το συνολικό λαμβανόμενο σήμα εκφράζεται ως

$$r(t) = \sqrt{2\epsilon_c} \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_j b_j^k \sum_{m=1}^M v_{j,m}^k \alpha_{j,m}^k c_{j,m}^{F(k)} \Lambda_{j,m}^k \sum_{n=1}^N c_{j,m,n}^{T(k)} p[t - (jN + n)T_c] + \sum_{k'=1}^{K'} \sum_{m=1}^M v_{j,m}^{k'} \alpha_{j,m}^{k'} c_{j,m}^{F(k')} \Lambda_{j,m}^{k'} \sum_{n=1}^N c_{j,m,n}^{T(k')} p[t - (jN + 1)T_c] \right\} + n(t), \quad (7.2)$$



Σχήμα 7.1: Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα του προτεινόμενου μηχανισμού μετάδοσης 2D-OFCDM με 128 υποφέροντες, όταν $C_{SF} = 8 \times 4$.

όπου $(.)'$, T_c , ϵ_c και $p[.]$ υποδηλώνουν ένα στιγμιότυπο ανίχνευσης, τη διάρκεια του μικροστοιχείου, την ισχύ του μικροστοιχείου και ένα φίλτρο σχηματώσης τετραγωνικών παλμών, αντίστοιχα. Θεωρώντας διαμόρφωση σημάτων BPSK, ισχύει ότι $b_j^k = \pm 1, j \in \mathbb{N}$. Ο όρος $\alpha_{j,m}^k$ εκφράζει το πλάτος της διάλειψης Rayleigh για τον m -στο υποφέροντα του k -στου χρήστη, κατά τη διάρκεια μετάδοσης του j -στου δυφίου. Επίσης, ισχύει ότι $\Lambda_{j,m}^k = \cos(\omega_m t + \phi_{j,m}^{(k)})$, ενώ τα ω_m και $\phi_{j,m}^{(k)}$ υποδηλώνουν την m -στη συχνότητα υποφέροντα και την αντίστοιχη ολίσθηση φάσης (που προκαλείται από το κανάλι) του ληφθέντος σήματος για τον k -στο χρήστη. Τα μικροστοιχεία PN στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου δίνονται, αντίστοιχα, ως $c^{F(\cdot)}$ και $c^{T(\cdot)}$. Η παράμετρος $v_{j,m}^k = 1$ αν και μόνο αν $m \in G_y$. Στην αντίθετη περίπτωση, όπου $m \notin G_y$, ισχύει ότι $v_{j,m}^k = 0$. Τέλος, $n(t)$ είναι ο θόρυβος AWGN, με φασματική πυκνότητα ισχύος διπλής πλευράς $N_o/2$.

Προκειμένου να πραγματοποιηθεί με ακρίβεια η αποκωδικοποίηση των δεδομένων ενός χρήστη, για παράδειγμα του χρήστη 1, το λαμβανόμενο σήμα ανακτάται στη ζώνη βάσης (baseband) πολλαπλασιάζοντάς το με $\sqrt{2}\cos(\omega_m t - \phi_{j,m}^{(1)})$, ακολουθούμενο από το κατάλληλο χαμηλοπερατό φίλτράρισμα. Επιπλέον, η συνεισφορά της παρεμβολής για το χρήστη 1 εκφράζεται ως

$$\begin{aligned} I_j^{(1)} &= \sqrt{\epsilon_c} \left\{ \sum_{k \in G_y} b_j^{(k)} \sum_{m \in G_y} \alpha_{j,m}^{(1)} \alpha_{j,m}^{(k)} c_{j,m}^{F(1)} c_{j,m}^{F(k)} \Delta_{\phi}^{k,1} \right. \\ &\quad \times \frac{1}{T_c} \int_{t=jT_b}^{(j+1)T_b} \sum_{n=1}^N c_{j,m,n}^{T(1)} c_{j,m,n}^{T(k)} p[t - (jN + n)T_c] dt \\ &\quad + \sum_{k' \in G_y} \sum_{m \in G_y} \alpha_{j,m}^{(1)} \alpha_{j,m}^{(k')} c_{j,m}^{F(1)} c_{j,m}^{F(k')} \Delta_{\phi}^{k',1} \\ &\quad \left. \times \frac{1}{T_c} \int_{t=jT_b}^{(j+\frac{1}{N})T_b} \sum_{n=1}^N c_{j,m,n}^{T(1)} c_{j,m,n}^{T(k')} p[t - (jN + 1)T_c] dt \right\}, \end{aligned} \quad (7.3)$$

όπου $\Delta_{\phi}^{k,1} = \phi_{j,m}^{(k)} - \phi_{j,m}^{(1)}$.

Εφόσον τα δυοία πληροφορίας $b_j^{(1)}$ έχουν μηδενική μέση τιμή, η ισχύς του σήματος προς αποκωδικοποίηση εκφράζεται με τον υπολογισμό της αντίστοιχης διακύμανσης ως

$$P_{d_j}^{(1)} = N^2 \epsilon_c \left(A_{j,m}^{(1)} \right)^2, \quad (7.4)$$

όπου ισχύει ότι $A_{j,m}^{(1)} = \sum_{m \in G_y} (\alpha_{j,m}^{(1)})^2$. Η ισχύς του θορύβου AWGN υπολογίζεται ως

$$P_{n_j}^{(1)} = NN_o \sum_{m \in G_y} \left(\alpha_{j,m}^{(1)} \right)^2. \quad (7.5)$$

Με βάση το *θεώρημα του κεντρικού ορίου*, η ισχύς του $I_j^{(1)}$ μπορεί να προσεγγιστεί ως μία Γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή, η οποία παράγει ικανοποιητικά αποτελέσματα για σχετικά αυξημένο αριθμό χρηστών και εκφράζεται ως [125, 126]

$$P_{i_j}^{(1)} = \sum_{m \in G_y} (\alpha_{j,m}^{(1)})^2 \times \left\{ N \epsilon_c (K_y - 1) \mathcal{E} [(\alpha_y)^2] + \sum_{n=1}^N \epsilon_c v_n \mathcal{E} [(\alpha_y)^2] \right\}, \quad (7.6)$$

όπου ισχύει ότι

$$\mathcal{E} [(\alpha_y)^2] = \frac{1}{\mathcal{B}_y M_y} \sum_{\beta \in \mathcal{B}_y} \sum_{m \in G_y} (\alpha_y^{(\beta)})^2, \quad (7.7)$$

$$\mathcal{B}_y = K'_{G_y} \cup K_{G_y}, \quad (7.8)$$

και

$$K'_{G_y} \cap K_{G_y} = \emptyset. \quad (7.9)$$

Οι όροι K'_{G_y} και K_{G_y} υποδηλώνουν το συνολικό αριθμό χρηστών που ανήκουν στην ομάδα υποφερόντων G_y , για τη φάση ανίχνευσης και τη φάση δεδομένων, αντίστοιχα. Ως εκ τούτου, το SINR του k -στου χρήστη στην ομάδα G_y , κατά τη διάρκεια μετάδοσης του j -στου δυφίου, εκφράζεται ως

$$\gamma_{j,G_y}^{(k)} = \frac{N^2 \epsilon_c \sum_{m \in G_y} (\alpha_m^{(k)})^2}{N \epsilon_c (K_y - 1) \mathcal{E}[(\alpha_y)^2] + \sum_{n=1}^N \epsilon_c v_n \mathcal{E}[(\alpha_y)^2] + NN_o}, \quad (7.10)$$

όπου $v_n = 1$ αν και μόνο αν εντοπιστεί ένας τόνος σηματοδοσίας κατά το n -στο χρονικό στιγμιότυπο, αλλιώς ισχύει ότι $v_n = 0$.

7.2.3 Ο προτεινόμενος μηχανισμός

Ο κύριος στόχος είναι η μεγιστοποίηση του $\gamma_{j,G_y}^{(k)}$. Πιο συγκεκριμένα, ο προτεινόμενος μηχανισμός περιγράφεται αναλυτικά στα ακόλουθα βήματα:

Βήμα 1: Κατά τη διάρκεια ενός δεδομενορροεύματος OFCDM, ο δέκτης ελέγχει την ύπαρξη κάποιου τόνου σηματοδοσίας $\forall n \in (0, N]$ σε κάθε ομάδα υποφερόντων G_y , όπου $y \in (0, Y]$. Στην περίπτωση ύπαρξης κάποιου τόνου, καταγράφεται το εν λόγω συμβάν σηματοδοσίας ως $G_y(n)$, αναγνωρίζοντας, ταυτοχρόνως, τον αντίστοιχο k' -στο χρήστη.

Βήμα 2: Με βάση την εξίσωση 7.10, ο δέκτης υπολογίζει το $\gamma_{G_y}^{(k)'} \forall y, k'$, το οποίο εκφράζεται ως

$$\gamma_{G_y}^{(k)'} = \frac{N^2 \epsilon_c \sum_{m \in G_y} (\alpha_m^{(k)'})^2}{N \epsilon_c K_y \mathcal{E}[(\alpha_y)^2] + \sum_{n=1}^N \epsilon_c v_n^{(k)'} \mathcal{E}[(\alpha_y)^2] + NN_o}, \quad (7.11)$$

όπου $v_n^{(k)'} = 1$ αν και μόνο αν εντοπιστεί ένας τόνος σηματοδοσίας κατά το n -στο χρονικό στιγμιότυπο της ομάδας υποφερόντων G_y (καθώς εξαιρείται από τον εν λόγω υπολογισμό ο υπό εξέταση k' -στος χρήστης, δηλαδή ισχύει ότι $v_n^{(k)'} = 1, \forall (\cdot)' \neq (k)'$), ενώ $v_n^{(k)'} = 0$ στην αντίθετη περίπτωση. Μετέπειτα, ο δέκτης υπολογίζει το $\gamma_{G_{max}}^{(k)'} = \max[\gamma_{G_1}^{(k)'}, \gamma_{G_2}^{(k)'}, \dots, \gamma_{G_Y}^{(k)'}]$, όπου $\max[\cdot]$ είναι ο τελεστής μεγιστοποίησης.

Βήμα 3: Κατά τη διάρκεια λήψης του επόμενου δεδομενορροεύματος OFCDM, ο δέκτης υποδεικνύει στον k' -στο χρήστη το $G_{max}^{(k)'}$ αποστέλλοντας έναν τόνο σηματοδοσίας στο $G_{max}(n)$. Το $G_{max}^{(k)'}$ υποδηλώνει τη βέλτιστη ομάδα υποφερόντων για το συγκεκριμένο χρήστη (και, συνεπώς, για τους υπόλοιπους

χρήστες που ανήκουν στη φάση δεδομένων), προς χρησιμοποίηση για την αποστολή δεδομένων που θα ακολουθήσει.

Βήμα 4: Μετέπειτα, ο k' -στος χρήστης εισέρχεται στη φάση δεδομένων, αποστέλλοντας την αντίστοιχη πληροφορία στο δέκτη, χρησιμοποιώντας την ομάδα υποφερόντων G_{max} και το προσωπικό του αναγνωριστικό C_{SF} σε όλα τα επακόλουθα δεδομενορρεύματα OFCDM, έως ότου ολοκληρωθεί η μετάδοση της συνολικής πληροφορίας. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο δέκτης γνωρίζει εκ των προτέρων το ανωτέρω αναγνωριστικό (κωδικοποίηση εξάπλωσης) και εφόσον περιμένει τη λήψη δεδομένων από το συγκεκριμένο χρήστη στο G_{max} , η αποκωδικοποίηση πραγματοποιείται με ακρίβεια.

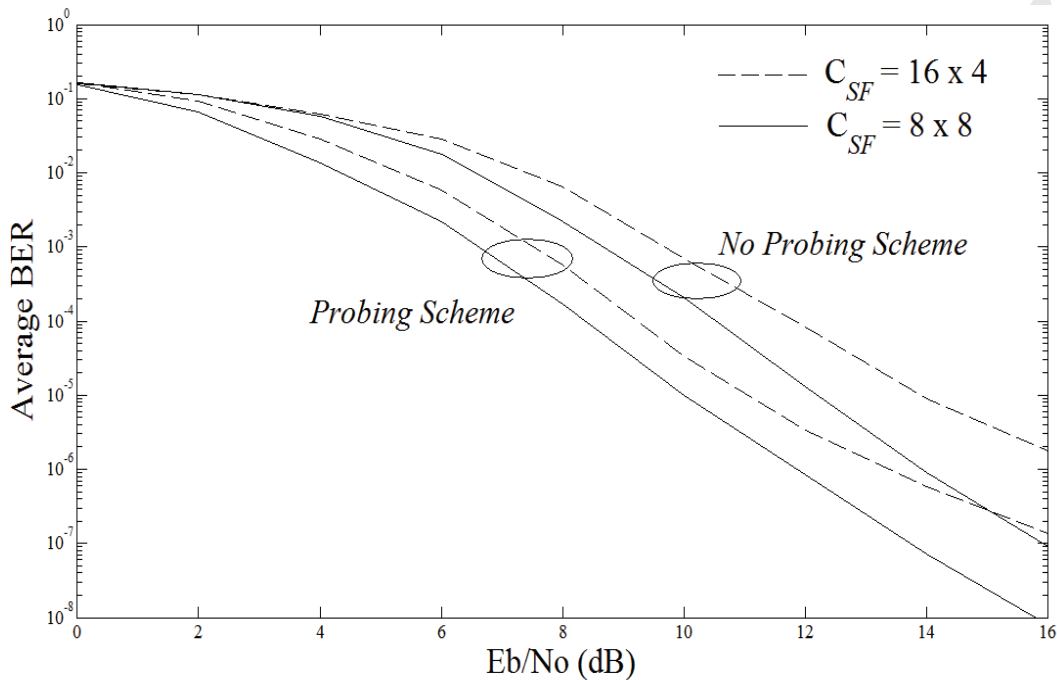
Έστω ότι ξ είναι ο αριθμός των διαδοχικών δεδομενορρευμάτων OFCDM, που απαιτούνται για την ολοκλήρωση της μετάδοσης της συνολικής πληροφορίας. Η διάρκεια μετάδοσης της εν λόγω ριπής δεδομένων μπορεί να εκφραστεί ως $\xi \times MT_b (= \xi \times MNT_c)$. Ως εκ τούτου, με την υιοθέτηση του προτεινόμενου μηχανισμού, η αντίστοιχη διάρκεια της ριπής δεδομένων δίνεται ως $(\xi + 2) \times MT_b$. Τα δύο επιπλέον δεδομενορρεύματα OFCDM προκύπτουν από την εφαρμογή της ανωτέρω διαδικασίας. Πιο συγκεκριμένα, ένα δεδομένορρευμα είναι απαραίτητο για την αποστολή/λήψη των τόνων σηματοδότησης (*Βήμα 1*) και άλλο ένα χρειάζεται προκειμένου να πραγματοποιηθεί η διαδικασία βελτιστοποίησης (*Βήμα 3*). Επίσης, για αρκετά αυξημένες τιμές του ξ , όπου αποτελεί μία συνθήκη που συναντάται συχνά σε ρεαλιστικές εφαρμογές, το κόστος επιβάρυνσης σηματοδότησης μπορεί να θεωρηθεί ασήμαντο.

7.3 Αξιολόγηση επίδοσης

Στην ενότητα αυτή, αξιολογείται η επίδοση του προτεινόμενου αλγορίθμου υπό το πρίσμα δύο εκ των πλέον σημαντικών μετρικών στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, το BER και η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας.

7.3.1 Αξιολόγηση επίδοσης του ρυθμού σφαλμάτων δυφίου

Ο ρυθμός σφαλμάτων δυφίου (BER) του προτεινόμενου μηχανισμού μετάδοσης αξιολογείται μέσω σειράς προσομοιώσεων τύπου Monte Carlo. Το εύρος ζώνης του συστήματος OFCDM είναι 20 MHz, αποτελούμενο από 128 υποφέροντες. Επιπλέον,



Σχήμα 7.2: Επίδοση του BER σε ποικίλες συνθήκες SNR, για 32 χρήστες και διαφορετικές κωδικοποιήσεις εξάπλωσης.

το σύστημα μπορεί να υποστηρίξει μέχρι 32 χρήστες, ταυτοχρόνως. Η άφιξη δεδομένων προς αποστολή σε κάθε χρήστη μοντελοποιείται ως μία διαδικασία Poisson, ενώ το μέγεθος ριπής ορίζεται ως 10^6 δυαδία. Εφόσον το σχήμα διαμόρφωσης θεωρείται ότι είναι BPSK, στο κεφάλαιο αυτό, η πιθανότητα BER του k -στου χρήστη, δίνεται ως

$$Pe^{(k)} \triangleq Q\left(\sqrt{2\bar{\gamma}_{G_y}^{(k)}}\right), \quad (7.12)$$

όπου το $\bar{\gamma}_{G_y}^{(k)}$ αντικατοπτρίζει το μέσο όρο των επιμέρους $\gamma_{j,G_y}^{(k)}$. Στην εικόνα 7.2 απεικονίζονται οι επιδόσεις του προτεινόμενου μηχανισμού (*probing scheme*) και του συμβατικού τρόπου μετάδοσης OFCDM [125, 126] (*no probing scheme*). Ως ενδεικτικό παράδειγμα, μοντελοποιούνται δύο περιπτώσεις κωδικοποίησης, για $C_{SF} = 16 \times 4$ και $C_{SF} = 8 \times 8$, αντίστοιχα. Είναι φανερό ότι η δεύτερη περίπτωση επιφέρει καλύτερη επίδοση BER και στις δύο προσεγγίσεις μετάδοσης OFCDM, γεγονός που οφείλεται στο υψηλότερο κέρδος διαφορισμού των πολλαπλών χρηστών, της συχνότητας και του χρόνου (εφόσον υιοθετείται η στρατηγική ομαδοποίησης των υποφερόντων). Ο προτεινόμενος μηχανισμός υπερέρχει έναντι του αντίστοιχου συμβατικού καθώς διαπιστώνεται ένα κέρδος της τάξης των 2.5dB, όπου αποτελεί ένα επακόλουθο της μεθοδολογίας σηματοδοσίας.

Αξίζει να σημειωθεί ότι το ανωτέρω κέρδος στην επίδοση του συστήματος συσχετίζεται άμεσα με τη δομή των κωδίκων C_p . Ο σχεδιασμός των στιγμιοτύπων

C_p μονής στήλης, όπως περιγράφηκε αναλυτικά στην προηγούμενη ενότητα, εξισορροπεί αποτελεσματικά την αντιστάθμιση μεταξύ του κέρδους διαφορισμού των πολλαπλών χρηστών και την ανθεκτικότητα στα σφάλματα, υπό ημι-στατικές συνθήκες διαλείψεων στο κανάλι.

7.3.2 Πιθανότητα διακοπής λειτουργίας

Η πιθανότητα διακοπής ορίζεται ως την πιθανότητα του στιγμιαίου SNR να είναι χαμηλότερο από ένα κατώφλι ισχύος, γ_{th} , καθώς εκφράζεται ως

$$P_{out} \triangleq Pr(\gamma \leq \gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} f_\gamma(\gamma) d\gamma = \mathcal{F}_\gamma(\gamma_{th}), \quad (7.13)$$

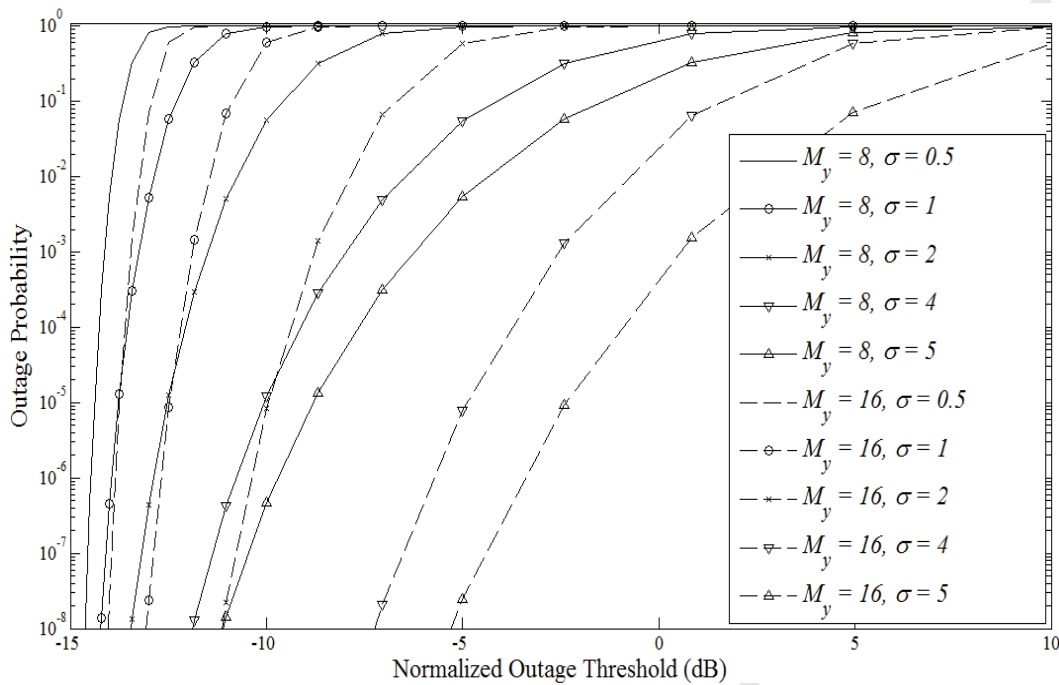
όπου $f_\gamma(\cdot)$ και $\mathcal{F}_\gamma(\cdot)$ υποδηλώνουν την PDF και την CDF του στιγμιαίου SNR, αντίστοιχα. Εφόσον, στο κεφάλαιο αυτό, το $\gamma(\cdot)$ συσχετίζεται άμεσα με το άθροισμα συγκεκριμένων i.i.d. Rayleigh παραμέτρων διάλειψης, ο αριθμός των οποίων εξαρτάται από το μέγεθος του M_y , χρησιμοποιείται μία ακριβής προσέγγιση [128] προκειμένου να εκτιμηθεί η $f_\gamma(\cdot)$, η οποία εκφράζεται ως

$$f_\gamma(\gamma) \simeq \frac{\gamma^{2M_y-1} e^{-\frac{\gamma^2}{2\zeta}}}{2^{M_y-1} \zeta^{M_y} (M_y-1)!} - \frac{(\gamma - \alpha_2)^{2M_y-2} e^{-\frac{\alpha_1(\gamma-\alpha_2)^2}{2\zeta}}}{2^{M_y-1} \zeta \left(\frac{\zeta}{\alpha_1}\right)^{M_y} (M_y-1)!} \times \alpha_0 [\zeta(2M_y\gamma - \alpha_2) - \alpha_1\gamma(\gamma - \alpha_2)^2]. \quad (7.14)$$

όπου $\zeta = \frac{\sigma}{M_y} [(2M_y-1)!!]^{1/M_y}$, σ είναι η παράμετρος μορφοποίησης της κατανομής και $(2M_y-1)!! = (2M_y-1)(2M_y-3)\dots 3 \cdot 1$. Οι σταθερές α_0 , α_1 και α_2 χρησιμοποιούνται ώστε να ενισχυθεί η ακρίβεια της εν λόγω προσέγγισης και καθορίζονται από το μέγεθος του M_y . Ως εκ τούτου, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις 7.13 και 7.14, προκύπτει ότι

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma_{th}) \simeq 1 - e^{-\frac{\gamma_{th}^2}{2\zeta}} \sum_{m=0}^{M_y-1} \frac{\left(\frac{\gamma_{th}^2}{2\zeta}\right)^m}{m!} - \gamma_{th} \frac{\alpha_0(\gamma_{th} - \alpha_2)^{2M_y-1} e^{-\frac{\alpha_1(\gamma_{th}-\alpha_2)^2}{2\zeta}}}{2^{M_y-1} \left(\frac{\zeta}{\alpha_1}\right)^{M_y} (M_y-1)!}, \quad (7.15)$$

Η εικόνα 7.3 απεικονίζει την πιθανότητα διακοπής για ποικίλες τιμές συστημικού SNR. Οι τιμές των σταθερών που χρησιμοποιήθηκαν στα εν λόγω αριθμητικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στον πίνακα 7.1 (αναλυτική απεικόνιση των τιμών αυτών, σε μεγαλύτερο εύρος, παρουσιάζεται στη μελέτη [128, Πίνακας I]). Όπως απεικονίζεται, η πιθανότητα διακοπής επηρεάζεται περισσότερο δραστικά με την αύξηση του M_y , ιδιαίτερα στις περιπτώσεις χαμηλού SNR, όσον αφορά το κανονικοποιημένο κατώφλι διακοπής ($\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{G_y}$). Το γεγονός αυτό παρατηρείται διότι



Σχήμα 7.3: Η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας σε ποικίλες τιμές κανονικοποιημένου κατωφλίου διακοπής ($\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{G_y}$), για διαφορετικές τιμές M_y και σ .

Πίνακας 7.1: Οι τιμές των σταθερών που χρησιμοποιήθηκαν στην προσέγγιση της εξ. 7.15

Μέγεθος M_y	α_0	α_1	α_2
8	0.0257	0.1172	0.9491
16	0.0291	0.0133	0.9338

όσο αυξάνεται το M_y ενισχύεται το κέρδος διαφορισμού στο πεδίο τη συχνότητας με το κόστος του χαμηλότερου κέρδους διαφορισμού πολλαπλών χρηστών και αντιστρόφως.

7.4 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύθηκε και αξιολογήθηκε μία νέα τεχνική μετάδοσης για συστήματα OFCDM με χρήση της δισδιάστατης κωδικοποίησης εξάπλωσης (2D-OFCDM) με βάση την οποία ο δέκτης ελέγχει την πρόσβαση και την ανάθεση ραδιοπόρων του συστήματος στους χρήστες. Χρησιμοποιήθηκε η στρατηγική ομαδοποίησης των υποφερόντων, όπου η ανάθεση των εν λόγω υποφερόντων στους χρήστες βασίζεται στο βαθμό διάλειψης του σήματος στο δέκτη και την επιφόρτιση του καναλιού. Ο προτεινόμενος μηχανισμός βασίζεται στη διεκπεραίωση δύο διαδοχικών φάσεων μετάδοσης, τη φάση ανίχνευσης (σηματοδοσίας) και τη φάση δεδομένων (αποστολή πληροφοριών). Τα αριθμητικά αποτελέσματα έδειξαν ότι ο

προτεινόμενος μηχανισμός μετάδοσης υπερέρχει σε ανθεκτικότητα σφαλμάτων και αξιοπιστία έναντι του συμβατικού τρόπου μετάδοσης 2D-OFCDM καθώς το κέρδος που προκύπτει είναι της τάξης των 2.5dB.

Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Κεφάλαιο 8

Συμπεράσματα και μελλοντική έρευνα

Περίληψη

Στο κεφάλαιο αυτό συγκεντρώνονται τα σημαντικότερα επιστημονικά ευρήματα της διατριβής καθώς επίσης ανακεφαλαιώνεται η συνεισφορά της. Επίσης, παρουσιάζονται κάποιες γενικές κατευθύνσεις για περαιτέρω έρευνα.

8.1 Συμπεράσματα

Η μελέτη της διατριβής εντάσσεται στην ερευνητική περιοχή των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων όταν η μετάδοση επιτυγχάνεται με χρήση της ορθογωνικής πολυπλεξίας στα πεδία της συχνότητας, του χώρου, της κωδικοποίησης και υβριδικές προσμίξεις αυτών. Αρχικά, εισάγεται το πρόβλημα της παρεμβολής στα συστήματα αυτά, το οποίο αποτελεί έναν από τους πλέον κατασταλτικούς παράγοντες προς τη διατήρηση ή/και τη βελτίωση της ποιότητας πληθώρας σύγχρονων υπηρεσιών. Στη συνέχεια οριοθετούνται οι στόχοι της διατριβής προς την αντιμετώπιση του συγκεκριμένου φαινομένου, με έμφαση τη δεκτοκεντρική προσέγγιση. Πιο συγκεκριμένα, η τεχνική SIC, ο έλεγχος πρόσβασης και η διαχείριση συστημικών ραδιοπόρων, από την πλευρά του δέκτη, αποτελούν το αντικείμενο μελέτης της παρούσας διατριβής. Τα κριτήρια με βάση τα οποία καθορίστηκε ο σχεδιασμός και η αξιολόγηση των επιμέρους τεχνικών που αναλύθηκαν εκτενώς στα προηγούμενα κεφάλαια είναι: η αποδοτική χρησιμοποίηση του εύρους ζώνης, η μείωση της σηματοδοσίας μεταξύ του πομπού και του δέκτη, η ενίσχυση της αξιόπιστης μετάδοσης σε επίπεδα σφαλμάτων και η μείωση της συνολικής υπολογιστικής πολυπλοκότητας του συστήματος.

Στα πλαίσια των προαναφερθέντων στόχων πραγματοποιήθηκε μία πλήρης καταγραφή των σημαντικότερων τεχνικών SIC, τα οποία εφαρμόζονται σε συστήματα MIMO-OF(C)DM. Η ανάλυση και η αξιολόγηση των τεχνικών αυτών έγινε με βάση το δείκτη PCT (αντιστάθμιση πολυπλοκότητας-επίδοσης), ο οποίος καθορίζει τη συνολική αποδοτικότητα του δέκτη. Η υιοθέτηση προηγμένων μεθοδολογιών επεξεργασίας σήματος, μέσω της αποδόμησης LDL^H ή QR, καθώς επίσης η παραμετροποίηση του πίνακα καναλιού με χρήση των κατάλληλων παραθύρων ολίσθησης αποτελούν τις ουσιαστικότερες κατευθύνσεις προς τη βελτιστοποίηση του δείκτη PCT.

Επιπλέον, προτάθηκε μία νέα υβριδική τεχνική SIC σε συστήματα MIMO-OFDM, η οποία χρησιμοποιεί τους εξισορροπητές ZF και MMSE, από κοινού, μέσω ενός κατάλληλου μηχανισμού μεταγωγής. Η λειτουργία του εν λόγω μηχανισμού και συνεπώς η διαδικασία της μεταγωγής επηρεάζει άμεσα τον τρόπο ανίχνευσης, αποκωδικοποίησης και ακύρωσης παρεμβολών, κατά τη λήψη του σήματος. Η απόφαση μεταγωγής μεταξύ των δύο εξισορροπητών βασίζεται στην τιμή ενός κατωφλίου. Ως εκ τούτου, ο προσδιορισμός του κατωφλίου αυτού είναι ιδιαίτερα σημαντικός για τη συνολική επίδοση του δέκτη, σε επίπεδα PCT. Δύο διαφορετικές μεθοδολογίες προτάθηκαν στη διατριβή αυτή. Στην πρώτη περίπτωση, η τιμή του κατωφλίου ισούται με το μέσο στιγμιαίο πλάτος του ληφθέντος σήματος. Η συγκεκριμένη

στρατηγική επιφέρει ελάχιστη επιβάρυνση στη συνολική πολυπλοκότητα του δέκτη ενώ θέτοντας το κατάλληλο μεταβλητό βάρος στην τιμή αυτή προκύπτουν διαφορετικές διαβαθμίσεις PCT. Επίσης, η υιοθέτηση του ανωτέρω προσδιορισμού κατωφλίου ενδείκνυται όταν το σήμα υπόκειται σε αργές διαλείψεις κατά τη μετάδοση στο ασύρματο κανάλι. Στη δεύτερη περίπτωση, η τιμή του κατωφλίου (και συνεπώς ο μηχανισμός μεταγωγής) ορίζεται με βάση τη διαφορετική εργοδική χωρητικότητα καναλιού που μπορεί να υποστηρίξουν οι δύο εξισορροπητές και τις απαιτήσεις των χρηστών του συστήματος. Η στρατηγική αυτή κρίνεται σκόπιμο να χρησιμοποιείται όταν το σήμα υπόκειται σε ταχείες διαλείψεις κατά τη μετάδοση στο ασύρματο κανάλι.

Η αξιολόγηση επίδοσης της τεχνικής SIC, υπό το πρίσμα της θεωρητικής ανάλυσης, αποτελεί επίσης ένα πολύ ενδιαφέρον ερευνητικό θέμα. Ωστόσο, η θεωρητική μελέτη της εν λόγω τεχνικής είναι αρκετά περιορισμένη στην ανοιχτή βιβλιογραφία μέχρι στιγμής, κυρίως εξαιτίας της περίπλοκης λειτουργίας της, ενώ περιορίζεται σε διαλείψεις τύπου Rayleigh θεωρώντας μία τέλεια αποκωδικοποίηση σε κάθε βήμα ακύρωσης. Οι παραδοχές/υποθέσεις αυτές δεν ανταποκρίνονται πάντοτε σε ρεαλιστικές συνθήκες, κατά τις οποίες οι διαλείψεις στο κανάλι μπορεί να μην περιγράφονται αποτελεσματικά μόνο με την κατανομή Rayleigh καθώς η διάδοση του σφάλματος αποτελεί ένα πιθανό ενδεχόμενο. Στην παρούσα διατριβή, παρουσιάζεται μία θεωρητική ανάλυση της τεχνικής SIC για συστήματα MIMO, όπου οι διαλείψεις στο κανάλι είναι τύπου Nakagami- m , γενικεύοντας με τον τρόπο αυτό την περίπτωση Rayleigh, καθώς επίσης η πιθανή διάδοση σφάλματος της SIC λαμβάνεται υπόψη. Τα οφέλη που προκύπτουν είναι η εξαγωγή καινοτομικών μαθηματικών εκφράσεων κλειστού τύπου για τα όρια του μέσου σφάλματος και της πιθανότητας διακοπής λειτουργίας, όταν το σύστημα υποστηρίζει δύο κεραιοστοιχεία στον πομπό και πολλαπλά κεραιοστοιχεία στο δέκτη. Στα αποτελέσματα αυτά υπολογίζεται η πιθανότητα διάδοσης σφάλματος μεταξύ των διαδοχικών βημάτων της SIC και αναλύεται η συνεισφορά της στα προαναφερθέντα στατιστικά επίδοσης του συστήματος.

Εκτός από την τεχνική SIC, η προσαρμογή του ελέγχου πρόσβασης μέσω της κατάλληλης διαχείρισης συστημικών ραδιοπόρων αποτελεί έναν εξίσου καθοριστικό παράγοντα προς την αντιμετώπιση των παρεμβολών στις σύγχρονες ασύρματες τηλεπικοινωνίες. Στην παρούσα διατριβή προτείνεται ένας νέος δεκτοκεντρικός αλγόριθμος ελέγχου πρόσβασης για συστήματα OFCDM πολλαπλής πρόσβασης, όπου η μετάδοση της πληροφορίας, η ανάθεση ραδιοπόρων στους επιμέρους χρήστες και η μείωση των παρεμβολών πραγματοποιούνται από την πλευρά του δέκτη.

Επιπλέον, περιγράφεται και αναλύεται η αρχιτεκτονική και η επίδοση του αλγορίθμου αυτού, καθώς επίσης αποδεικνύεται ότι υπερέχει σε επίπεδα PCT σε σχέση με τις συμβατικές μεθοδολογίες μετάδοσης OFCDM.

8.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Με την εκπόνηση της παρούσας διατριβής απαντήθηκαν κάποια ερωτήματα στην ερευνητική περιοχή των σύγχρονων ασύρματων τηλεπικοινωνιών και πιο συγκεκριμένα στην αντιμετώπιση παρεμβολών. Τα αποτελέσματα που εξήχθησαν κάλυψαν ένα τμήμα των ερωτημάτων αλλά ταυτόχρονα δημιούργησαν και μια σειρά άλλων. Τα πιο σημαντικά συνοψίζονται παρακάτω.

- Ένα πολύ ενδιαφέρον ερευνητικό θέμα, σε συνέχεια του πέμπτου κεφαλαίου, είναι η ανάπτυξη μηχανισμών μεταγωγής σε δέκτες SIC, συστημάτων MIMO-OFCDM, με χρήση της υβριδικής εξισορρόπησης καναλιού για την ανίχνευση του σήματος. Ο σχεδιασμός και η μοντελοποίηση του κατωφλίου μεταγωγής, θα μπορούσε να βελτιώσει περαιτέρω την αποδοτικότητα του δέκτη, στα συστήματα αυτά.
- Άλλο ένα ανοικτό, αλλά ταυτόχρονα αρκετά περίπλοκο, θέμα προς έρευνα είναι η θεωρητική ανάλυση επίδοσης της τεχνικής MMSE-SIC, σε συστήματα ενός ή πολλαπλών κεραιστοιχείων στον πομποδέκτη. Η εν λόγω μελέτη αποτελεί επέκταση του έκτου κεφαλαίου, στο οποίο μελετήθηκε η επίδοση δεκτών ZF-SIC.
- Τέλος, η μοντελοποίηση, ο σχεδιασμός και η ανάλυση επίδοσης της τεχνικής SIC καθώς και του ελέγχου πολλαπλής πρόσβασης όταν το σήμα υπόκειται σε σύνθετες διαλείψεις (μικρής και μεγάλης κλίμακας) αποτελεί ένα άλλο ενδιαφέρον ερευνητικό θέμα. Χαρακτηριστικά παραδείγματα των κατανομών που περιγράφουν αποτελεσματικά τις εν λόγω διαλείψεις περιγράφονται αποτελεσματικά από τις κατανομές \mathcal{K} , γενικευμένη \mathcal{K} και εκτεταμένη γενικευμένη \mathcal{K} [129, 130, 131].

Οι ανωτέρω προτάσεις αναμένεται να βελτιώσουν τις μεθοδολογίες που χρησιμοποιούνται για την αντιμετώπιση των παρεμβολών στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες και, ως εκ τούτου, αποτελούν άμεσο ερευνητικό στόχο του συγγραφέα της παρούσας διατριβής.

Βιβλιογραφία

- [1] ΜΟΤΟ-ΟΤΕ και ΕΛΟΤ, “Γενική και Ειδική Τηλεπικοινωνιακή Ορολογία, Αθήνα Ελλάδα,” vol. 10η έκδοση, Ιούνιος 2001.
- [2] T. Sarker, R. Mailloux, A. Oliner, M. Salazar-Palma, and D. Sengupta, *A Chronology of Developments of Wireless Communication and Supporting Electronics*. New York, NY, USA: Wiley-IEEE Press, 2006.
- [3] H. Bolcskei, “MIMO-OFDM wireless systems: basics, perspectives, and challenges,” *Wireless Communications, IEEE*, vol. 13, no. 4, pp. 31 –37, Aug. 2006.
- [4] “IEEE standard for local and metropolitan area networks part 20: Air interface for mobile broadband wireless access systems supporting vehicular mobilityphysical and media access control layer specification,” *IEEE Std 802.20-2008*, pp. 1 –1039, 29 2008.
- [5] A. Greenspan, M. Klerer, J. Tomcik, R. Canchi, and J. Wilson, “IEEE 802.20: Mobile broadband wireless access for the twenty-first century,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 46, no. 7, pp. 56 –63, July 2008.
- [6] “IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems amendment 2: Physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands and corrigendum 1,” *IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor 1-2005 (Amendment and Corrigendum to IEEE Std 802.16-2004)*, pp. 1 –822, 2006.
- [7] “3GPP TS36.201,” *LTE Physical Layer-General Description*, August 2007.
- [8] L. Sun, H. Tian, Q. yun Sun, D. ming Shen, and P. Zhang, “Traffic allocation scheme with cooperation of WWAN and WPAN,” *Communications Letters, IEEE*, vol. 14, no. 6, pp. 551 –553, June 2010.

- [9] J. Andrews, "Interference cancellation for cellular systems: a contemporary overview," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 12, no. 2, pp. 19 – 29, April 2005.
- [10] P. Cardieri, "Modeling interference in wireless ad hoc networks," *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 12, no. 4, pp. 551 –572, quarter 2010.
- [11] M. Costa, "Writing on dirty paper (corresp.)," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 3, pp. 439 – 441, May 1983.
- [12] M.-J. Hao and C.-H. Lai, "Precoding for PAPR reduction of OFDM signals with minimum error probability," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 1, pp. 120 –128, March 2010.
- [13] I. Krikidis and J. Thompson, "Opportunistic relay selection in cooperative systems with dirty-paper coding," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 7, pp. 3322 –3332, Sept. 2009.
- [14] S. Weber, J. Andrews, X. Yang, and G. de Veciana, "Transmission capacity of wireless ad hoc networks with successive interference cancellation," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 8, pp. 2799 –2814, Aug. 2007.
- [15] J. Andrews, W. Choi, and R. Heath, "Overcoming interference in spatial multiplexing MIMO cellular networks," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 14, no. 6, pp. 95 –104, Dec. 2007.
- [16] D. Divsalar, M. Simon, and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 2, pp. 258 –268, Feb. 1998.
- [17] M. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 4, pp. 509 –519, Apr. 1990.
- [18] T. Cover, "Broadcast channels," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 1, pp. 2 – 14, Jan. 1972.
- [19] M. Varanasi and T. Guess, "Optimum decision feedback multiuser equalization with successive decoding achieves the total capacity of the gaussian multiple-access channel," in *Signals, Systems Computers, 1997. Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on*, vol. 2, Nov. 1997, pp. 1405 –1409 vol.2.

- [20] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2005.
- [21] M.-L. Ku, W.-C. Chen, and C.-C. Huang, "Em-based iterative receivers for OFDM and BICM/OFDM systems in doubly selective channels," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 5, pp. 1405 –1415, May 2011.
- [22] J.-H. Park, Y. Whang, and K. Kim, "Low complexity MMSE-SIC equalizer employing time-domain recursion for OFDM systems," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 15, pp. 633 –636, 2008.
- [23] K. Kim and H. Park, "A low complexity ICI cancellation method for high mobility OFDM systems," in *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, vol. 5, May 2006, pp. 2528 –2532.
- [24] Y. Whang, J.-H. Park, and R. Whang, "Low complexity successive interference cancellation for OFDM systems over time-varying multipath channels," in *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th*, April 2009, pp. 1 –5.
- [25] S. Verdu, *Multiuser Detection*, 1st ed. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 1998.
- [26] M. Speth, A. Senst, and H. Meyr, "Low complexity space-frequency MLSE for multi-user COFDM," in *Global Telecommunications Conference, 1999. GLOBECOM '99*, vol. 5, 1999, pp. 2395 – 2399 vol.5.
- [27] F. Tosato and P. Bisaglia, "Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2," in *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, vol. 2, 2002, pp. 664 – 668 vol.2.
- [28] G. Einarsson and C.-E. Sundberg, "A note on soft decision decoding with successive erasures (corresp.)," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 1, pp. 88 – 96, Jan. 1976.
- [29] N. Benvenuto, P. Bisaglia, and M. Finco, "Soft-interference cancellation for downlink and uplink MC-CDMA systems," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on*, vol. 1, Sept. 2004, pp. 170 – 174 Vol.1.
- [30] J. Cimini, L., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 7, pp. 665 – 675, July 1985.

- [31] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for mobile radio applications," in *Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th*, June 1994, pp. 1635 –1639 vol.3.
- [32] Z. Zhang, W. Zhang, and C. Tellambura, "Robust ofdma uplink synchronization by exploiting the variance of carrier frequency offsets," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 5, pp. 3028 –3039, Sept. 2008.
- [33] H.-C. Wu, "Analysis and characterization of intercarrier and interblock interferences for wireless mobile OFDM systems," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 2, pp. 203 – 210, June 2006.
- [34] J.-J. van de Beek, P. Borjesson, M.-L. Boucheret, D. Landstrom, J. Arenas, P. Odling, C. Ostberg, M. Wahlqvist, and S. Wilson, "A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, no. 11, pp. 1900 –1914, Nov. 1999.
- [35] Z. Cao, U. Tureli, and Y.-D. Yao, "Analysis of two receiver schemes for interleaved OFDMA uplink," in *Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on*, vol. 2, Nov. 2002, pp. 1818 – 1821 vol.2.
- [36] T. Yucek and H. Arslan, "Carrier frequency offset compensation with successive cancellation in uplink OFDMA systems," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 10, pp. 3546 –3551, Oct. 2007.
- [37] E. Leung and P. Ho, "A successive interference cancellation scheme for an OFDM system," in *Communications, 1998. ICC 98. Conference Record.1998 IEEE International Conference on*, vol. 1, June 1998, pp. 375 –379 vol.1.
- [38] D. Marabissi, R. Fantacci, and S. Papini, "Robust multiuser interference cancellation for OFDM systems with frequency offset," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 11, pp. 3068 –3076, Nov. 2006.
- [39] Y. Li and N. Sollenberger, "Clustered OFDM with channel estimation for high rate wireless data," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 12, pp. 2071 –2076, Dec. 2001.
- [40] "IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems amendment 2: Physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands and corrigendum 1," *IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std*

- 802.16-2004/Cor 1-2005 (Amendment and Corrigendum to IEEE Std 802.16-2004), pp. 1 –822, 2006.
- [41] W. F. Trench, “An algorithm for the inverse of finite toeplitz matrices,” *J. Soc. Indust. Appl. Math*, vol. 3, no. 12, pp. 515 –522, 1964.
- [42] Y.-Y. Cheng, Y. Lee, and H.-J. Li, “Blind near-MAP selection diversity with multiuser detection for multiuser OFDM,” *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 13, no. 12, pp. 717 –720, Dec. 2006.
- [43] Y. Lee and D. Cox, “MAP selection-diversity DFE for indoor wireless data communications,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, no. 8, pp. 1376 –1384, Oct. 1998.
- [44] Y.-S. Choi, P. Voltz, and F. Cassara, “On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 8, pp. 1375 –1387, Aug. 2001.
- [45] L. L. Scharf, *Statistical Signal Processing*. U.S.A.: Addison-Wesley Publishing Company, 1991.
- [46] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*. Baltimore: MD: Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [47] X. Cai and G. Giannakis, “Bounding performance and suppressing intercarrier interference in wireless mobile OFDM,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 12, pp. 2047 – 2056, Dec. 2003.
- [48] F. Ling, “Matched filter-bound for time-discrete multipath Rayleigh fading channels,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 234, pp. 710 –713, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [49] S. U. Hwang, J. H. Lee, and J. Seo, “Low complexity iterative ICI cancellation and equalization for OFDM systems over doubly selective channels,” *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 1, pp. 132 –139, March 2009.
- [50] H. Roni, S.-W. Wei, Y.-H. Jan, T.-C. Chen, and J.-H. Wen, “Low complexity qSIC equalizer for OFDM system,” in *Consumer Electronics, 2009. ISCE '09. IEEE 13th International Symposium on*, May 2009, pp. 434 –438.
- [51] X. Huang and V. Y. Pan, “Fast rectangular matrix multiplication and applications,” *J. Complex.*, vol. 14, pp. 257–299, June 1998. [Online]. Available: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=299029.299038>

- [52] N. Benvenuto and P. Bisaglia, "Parallel and successive interference cancellation for MC-CDMA and their near-far resistance," in *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, vol. 2, Oct. 2003, pp. 1045 – 1049 Vol.2.
- [53] P. Kafle and A. Sesay, "Performance of multicarrier CDMA uplink with serial concatenated convolutional coding and successive interference cancellation," in *Military Communications Conference, 2001. MILCOM 2001. Communications for Network-Centric Operations: Creating the Information Force. IEEE*, vol. 2, 2001, pp. 1114 – 1118 vol.2.
- [54] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Serial concatenation of interleaved codes: performance analysis, design, and iterative decoding," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 3, pp. 909 –926, May 1998.
- [55] M. Debbah, B. Muquet, M. de Courville, M. Muck, S. Simoens, and P. Loubaton, "A MMSE successive interference cancellation scheme for a new adjustable hybrid spread OFDM system," in *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, vol. 2, 2000, pp. 745 –749 vol.2.
- [56] M. Debbah, P. Loubaton, and M. de Courville, "The spectral efficiency of linear precoders," in *Information Theory Workshop, 2003. Proceedings. 2003 IEEE*, March-4 April 2003, pp. 90 – 93.
- [57] —, "Asymptotic performance of successive interference cancellation in the context of linear precoded OFDM systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 9, pp. 1444 – 1448, Sept. 2004.
- [58] M. Eslami and W. Krzymien´ and, "An efficient low-complexity detector for spatially multiplexed MC-CDM," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 8, pp. 4286 –4297, Aug. 2010.
- [59] P. Vandenameele, L. Van der Perre, M. Engels, and H. De Man, "A novel class of uplink OFDM/SDMA algorithms for WLAN," in *Global Telecommunications Conference, 1999. GLOBECOM '99*, vol. 1A, 1999, pp. 6 –10 vol.1a.
- [60] P. Vandenameele, L. Van Der Perre, M. Engels, B. Gyselinckx, and H. De Man, "A combined OFDM/SDMA approach," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 18, no. 11, pp. 2312 –2321, Nov. 2000.
- [61] L. Yin, M. Qingmin, and Z. Hongbo, "An OFDM UWB multi-access scheme based on successive interference cancellation," in *Circuits and Systems for*

- Communications, 2008. ICCSC 2008. 4th IEEE International Conference on*, May 2008, pp. 521 –524.
- [62] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W. Gerstacker, and P. Hoeher, “Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey,” *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 11, no. 2, pp. 87 –105, quarter 2009.
- [63] A. Lozano and N. Jindal, “Transmit diversity vs. spatial multiplexing in modern MIMO systems,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 1, pp. 186 –197, Jan. 2010.
- [64] S. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, no. 8, pp. 1451 –1458, Oct. 1998.
- [65] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 2, pp. 744 –765, March 1998.
- [66] H. Jafarkhani, “A quasi-orthogonal space-time block code,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 1, pp. 1 –4, Jan. 2001.
- [67] C. Papadias and G. Foschini, “Capacity-approaching space-time codes for systems employing four transmitter antennas,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 3, pp. 726 – 732, March 2003.
- [68] C. Papadias and N. Sharma, “Full-rate full-diversity linear quasi-orthogonal space-time codes for any number of transmit antennas,” *Journal on Applied Signal Processing, EURASIP*, vol. 9, pp. 1246 – 1256, 2004.
- [69] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [70] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multi-element antennas,” *Journal Bell Labs Tech.*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [71] A. Sezgin, M. Schellmann, V. Jungnickel, and E. Costa, “Throughput analysis of diversity and multiplexing schemes for MIMO-SIC OFDM systems,” in *Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC '06. Fortieth Asilomar Conference on*, 29 2006–Nov. 1 2006, pp. 1252 –1255.

- [72] L. Zheng and D. Tse, "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 5, pp. 1073 – 1096, May 2003.
- [73] S. Reinhardt, T. Buzid, and M. Huemer, "Successive interference cancellation for SC/FDE-MIMO systems," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on*, Sept. 2006, pp. 1 –5.
- [74] H. Zhang, H. Dai, and B. Hughes, "Analysis on the diversity-multiplexing tradeoff for ordered MIMO SIC receivers," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, pp. 125 –133, Jan. 2009.
- [75] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Combined array processing and space-time coding," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 4, pp. 1121 –1128, May 1999.
- [76] R. Chen and K. Letaief, "High speed wireless data transmission in layered space-time trellis coded MIMO systems," in *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, vol. 1, April 2003, pp. 52 – 56 vol.1.
- [77] K. Letaief, E. Choi, J.-Y. Ahn, and R. Chen, "Joint maximum likelihood detection and interference cancellation for MIMO/OFDM systems," in *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, vol. 1, Oct. 2003, pp. 612 – 616 Vol.1.
- [78] Y.-K. Chen, H. C. Lee, J.-J. You, and S.-W. Wei, "Less complexity successive interference cancellation for OFDM system," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on*, Sept. 2007, pp. 1 –5.
- [79] Z. Bai, J. Berkmann, C. Spiegel, T. Scholand, G. Bruck, C. Drewes, B. Gunzelmann, and P. Jung, "On MIMO with successive interference cancellation applied to UTRA LTE," in *Communications, Control and Signal Processing, 2008. ISCCSP 2008. 3rd International Symposium on*, March 2008, pp. 1009 –1013.
- [80] B. Hassibi, "An efficient square-root algorithm for BLAST," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000. ICASSP '00. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on*, vol. 2, 2000, pp. II737 –II740 vol.2.

- [81] J. Benesty, Y. Huang, and J. Chen, "A fast recursive algorithm for optimum sequential signal detection in a BLAST system," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 7, pp. 1722 – 1730, July 2003.
- [82] K. Kusume, M. Joham, W. Utschick, and G. Bauch, "Cholesky factorization with symmetric permutation applied to detecting and precoding spatially multiplexed data streams," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 6, pp. 3089 –3103, June 2007.
- [83] T. Hsien Liu and Y.-L. Liu, "Modified fast recursive algorithm for efficient MMSE-SIC detection of the V-BLAST system," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 10, pp. 3713 –3717, Oct. 2008.
- [84] T.-H. Liu, "Some results for the fast MMSE-SIC detection in spatially multiplexed MIMO systems," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 11, pp. 5443 –5448, Nov. 2009.
- [85] S. Chen and Y. Yang, "Low-complexity MMSE-SIC equalizer employing LDL^H factorization for OFDM systems over time-varying channels," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 8, pp. 4128 –4131, Oct. 2010.
- [86] J.-H. Lee and S.-C. Kim, "Efficient ISI cancellation for STBC OFDM systems using successive interference cancellation," *Communications Letters, IEEE*, vol. 10, no. 8, pp. 629 –631, Aug. 2006.
- [87] Y. Li, J. Winters, and N. Sollenberger, "MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 9, pp. 1471 – 1477, Sept. 2002.
- [88] G. Berardinelli, C. Manchon, L. Deneire, T. Sorensen, P. Mogensen, and K. Pajukoski, "Turbo receivers for single user MIMO LTE-A uplink," in *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th*, April 2009, pp. 1 –5.
- [89] K. Kim and H. Park, "Modified successive interference cancellation for MIMO OFDM on doubly selective channels," in *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th*, April 2009, pp. 1 –5.
- [90] J.-W. Wee, J.-W. Seo, K.-T. Lee, Y.-S. Lee, and W.-G. Jeon, "Successive interference cancellation for STBC-OFDM systems in a fast fading channel," in *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, vol. 2, May-1 June 2005, pp. 841 – 844 Vol. 2.

- [91] L. Hanzo, *Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels*. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [92] M. El-Hajjar and L. Hanzo, "Multifunctional MIMO systems: A combined diversity and multiplexing design perspective," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 17, no. 2, pp. 73 –79, April 2010.
- [93] J. Ketonen, M. Myllyla, M. Juntti, and J. Cavallaro, "ASIC implementation comparison of SIC and LSD receivers for MIMO-OFDM," in *Signals, Systems and Computers, 2008 42nd Asilomar Conference on*, Oct. 2008, pp. 1881 –1885.
- [94] F.-T. Hsu and H.-J. Su, "Space-time codes for multiple access systems with low MMSE decoding complexity," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 10, pp. 4988 –4992, Oct. 2009.
- [95] M. Damen, H. El Gamal, and G. Caire, "On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 10, pp. 2389 – 2402, Oct. 2003.
- [96] T. Thomas and F. Vook, "A method for improving the performance of successive cancellation in mobile spread MIMO OFDM," in *Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*, vol. 1, 2002, pp. 18 – 22 vol.1.
- [97] R. Ghaffar and R. Knopp, "Low complexity BICM demodulation for MIMO transmission," in *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2008. SPAWC 2008. IEEE 9th Workshop on*, July 2008, pp. 396 –400.
- [98] "Enhancements for higher throughput," *IEEE 802.11 WG. IEEE 109/D1.0 Draft Amendment*, March 2006.
- [99] "Draft IEEE 110 evaluation methodology," *IEEE 110-07/037rl*, 2007.
- [100] "Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN)," *3GPP TR 25.913*, vol. 7.3.0, 2006.
- [101] T. Thomas, K. Baum, and F. Vook, "Modulation and coding rate selection to improve successive cancellation reception in OFDM and spread OFDM MIMO systems," in *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, vol. 4, May 2003, pp. 2842 – 2846 vol.4.
- [102] R. Ghaffar and R. Knopp, "Dual stream low complexity BICM reception and MIMO broadcast strategy," in *Personal, Indoor and Mobile Radio*

- Communications, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on*, Sept. 2008, pp. 1 –5.
- [103] D. Wubben and K.-D. Kammeyer, “Low complexity successive interference cancellation for per-antenna-coded MIMO-OFDM schemes by applying parallel-SQRD,” in *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, vol. 5, May 2006, pp. 2183 –2187.
- [104] Y. Zhou and T.-S. Ng, “Performance analysis on MIMO-OFCDM systems with multi-code transmission,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 9, pp. 4426 –4433, Sept. 2009.
- [105] J. An, B. Xu, R. Zhou, and A. Wang, “Successive interference cancellation detection for multicode STBC-MIMO systems,” in *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008. WiCOM '08. 4th International Conference on*, Oct. 2008, pp. 1 –4.
- [106] H. Lee, B. Lee, and I. Lee, “Iterative detection and decoding with an improved V-BLAST for MIMO-OFDM systems,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 24, no. 3, pp. 504 –513, March 2006.
- [107] E. C. Kim, J. S. Park, and J. Y. Kim, “Co-channel interference cancellation based on ZF/MMSE SIC with optimal ordering for cooperative communication systems,” in *Communications and Information Technology, 2009. ISCIT 2009. 9th International Symposium on*, Sept. 2009, pp. 404 –409.
- [108] O. Ben Sik Ali, C. Cardinal, and F. Gagnon, “On the performance of interference cancellation in wireless ad hoc networks,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 2, pp. 433 –437, Feb. 2010.
- [109] D. Stoyan, W. Kendall, and J. Mecke, *Stochastic geometry and its applications*. Wiley series in probability and statistics, 1995.
- [110] H. Zhuang, L. Dai, S. Zhou, and Y. Yao, “Low complexity per-antenna rate and power control approach for closed-loop V-BLAST,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 11, pp. 1783 – 1787, Nov. 2003.
- [111] S. H. Nam, O.-S. Shin, and K. B. Lee, “Transmit power allocation for a modified V-BLAST system,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 7, pp. 1074 – 1079, July 2004.
- [112] Y. H. Gan, C. Ling, and W. H. Mow, “Complex lattice reduction algorithm for low-complexity full-diversity MIMO detection,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 7, pp. 2701 –2710, July 2009.

- [113] Y. Jiang, M. Varanasi, and J. Li, "Performance analysis of ZF and MMSE equalizers for MIMO systems: An in-depth study of the high SNR regime," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 4, pp. 2008–2026, April 2011.
- [114] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products, 7th edition*. Academic Press, 2007.
- [115] E. Domanovitz and U. Erez, "Performance of multi-stratum space-time coding for $n_r \times 2$ mimo channels," *Communications Letters, IEEE*, vol. 15, no. 4, pp. 440–442, April 2011.
- [116] S. Loyka and F. Gagnon, "V-BLAST without optimal ordering: analytical performance evaluation for Rayleigh fading channels," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 1109–1120, June 2006.
- [117] —, "Performance analysis of the V-BLAST algorithm: an analytical approach," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 4, pp. 1326–1337, July 2004.
- [118] —, "On outage and error rate analysis of the ordered V-BLAST," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 10, pp. 3679–3685, Oct. 2008.
- [119] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels (Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing)*. Wiley-IEEE Press, Dec. 2004. [Online]. Available: <http://www.worldcat.org/isbn/0471649538>
- [120] B.-Y. A. Prudnikov, A. P. and O. I. Marichev, *Integral and Series. Vol. 2: Special Functions*. Gordon and Breach Science Publishers, 1986.
- [121] A. Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, 3rd ed. McGraw-Hill Companies, Feb. 1991. [Online]. Available: <http://www.worldcat.org/isbn/0070484775>
- [122] G. Karagiannidis, D. Zogas, and S. Kotsopoulos, "BER performance of dual predetection EGC in correlative Nakagami-m fading," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 1, pp. 50–53, Jan. 2004.
- [123] B.-J. Chang and C.-H. Wu, "Adaptive load balancing MDP-based approach of two-dimensional spreading for VSF-OFCDM in 4G next-generation cellular communications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 3, pp. 1143–1156, March 2009.

- [124] R. Caldwell and A. Anpalagan, "Adaptive subcarrier allocation in synchronous reverse links of a multicarrier CDMA system with time and frequency spreading," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 3, pp. 1494 –1501, May 2008.
- [125] C. You and D. Hong, "Multicarrier CDMA systems using time-domain and frequency-domain spreading codes," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 1, pp. 17 – 21, Jan. 2003.
- [126] K. Zheng, G. Zeng, and W. Wang, "Performance analysis for OFDM-CDMA with joint frequency-time spreading," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 1, pp. 144 – 148, March 2005.
- [127] H. Jiang, P. Wang, W. Zhuang, and X. Shen, "An interference aware distributed resource management scheme for CDMA-based wireless mesh backbone," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 12, pp. 4558 –4567, Dec. 2007.
- [128] J. Hu and N. Beaulieu, "Accurate simple closed-form approximations to Rayleigh sum distributions and densities," *Communications Letters, IEEE*, vol. 9, no. 2, pp. 109 – 111, Feb. 2005.
- [129] A. Abdi and M. Kaveh, "K distribution: an appropriate substitute for Rayleigh-lognormal distribution in fading-shadowing wireless channels," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 9, pp. 851 –852, Apr. 1998.
- [130] P. M. Shankar, "Error rates in generalized shadowed fading channels," *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 28, no. 3, pp. 233–238, 2004. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1023/B:wire.0000032253.68423.86>
- [131] F. Yilmaz and M.-S. Alouini, "A new simple model for composite fading channels: Second order statistics and channel capacity," in *Wireless Communication Systems (ISWCS), 2010 7th International Symposium on*, sept. 2010, pp. 676 –680.