

**ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗΣ
ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΚΑΙ ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ
ΦΑΣΗΣ ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΦΕΡΟΥΣΩΝ**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΙΩΑΝΝΗ Γ. ΔΑΓΡΕ

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΟΥΧΟΥ ΜΗΧΑΝΙΚΟΥ Η/Υ & ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗΣ ΣΧΟΛΗΣ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟΥ ΠΑΤΡΩΝ**

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΑΤΡΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

ΑΡΙΘΜΟΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ

267

ΠΑΤΡΑ 2011

ΠΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ

Πιστοποιείται ότι η παρούσα διδακτορική διατριβή με θέμα:

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΚΑΙ ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΗΣ ΘΟΥΥΒΟΥ ΦΑΣΗΣ ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΦΕΡΟΥΣΩΝ

Του **Ιωάννη Γ. Δαγρέ** Διπλωματούχου Μηχανικού Ηλεκτρονικών Υπολογιστών & Πληροφορικής (Πανεπιστήμιο Πατρών) παρουσιάστηκε στο Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών (ΗΜ&ΤΥ) του Πανεπιστημίου Πατρών, στις 4 Φεβρουαρίου 2011 και εγκρίθηκε από την ακόλουθη Εξεταστική Επιτροπή:

Αθανάσιος Στουραΐτης, Καθηγητής Παν/μίου Πατρών (τμήμα ΗΜ&ΤΥ),
Επιβλέπων Καθηγητής

Ανδρέας Πολύδωρος, καθηγητή Παν/μίου Αθηνών (τμήμα Φυσικής), Μέλος της
συμβουλευτικής επιτροπής

Παναγιώτης Τσακαλίδης, Αναπληρωτής Καθηγητής Παν/μίου Κρήτης (τμήμα
Επιστήμης Υπολογιστών), Μέλος της συμβουλευτικής επιτροπής

Βασίλης Παλιουράς, Επίκουρος Καθηγητής Παν/μίου Πατρών (τμήμα ΗΜ&ΤΥ)


Γρηγόριος Καλύβας, επίκουρος καθηγητής Παν/μίου Πατρών (τμήμα ΗΜ&ΤΥ)

Θεόδωρος Αντωνακόπουλος, καθηγητής Παν/μίου Πατρών (τμήμα ΗΜ&ΤΥ)

Χρήστος Κακλαμάνης, Καθηγητής Παν/μίου Πατρών (τμήμα μηχανικών ΗΥ και
πληροφορικής)


Πάτρα, 4 Φεβρουαρίου 2011

Ο Επιβλέπων Καθηγητής



A. Στουραΐτης

Ο Πρόεδρος του Τμήματος



A. Τζες

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Αθανάσιο Στουραΐτη. Όλα αυτά τα χρόνια με στήριξε και μου συμπαραστάθηκε σε οποιοδήποτε πρόβλημα παρουσιάστηκε. Ευχαριστώ επίσης τον καθηγητή Παναγιώτη Τσακαλίδη, ο οποίος με εισήγαγε στον κόσμο των τηλεπικοινωνιών. Ιδιαίτερος θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Πολύδωρο, ο οποίος όλα αυτά τα χρόνια με καθοδηγούσε ερευνητικά και με στήριζε ηθικά, αφιερώνοντας σε εμένα ένα μεγάλο μέρος του πολύτιμου χρόνου του. Η συνεργασία μας θα μου μείνει αξέχαστη.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τα υπόλοιπα μέλη της επταμελούς επιτροπής κ. Χρήστο Κακλαμάνη, Καθηγητή του τμήματος Μηχανικών Η&Υ και Πληροφορικής, Γρηγόριο Καλύβα, Επίκουρο Καθηγητή του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών, κ. Θεόδωρο Αντωνάκοπουλος, Καθηγητή του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών, κ. Βασίλειο Παλιουρά, Επίκουρο Καθηγητή του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών για την τιμή που μου έκαναν.

Ευχαριστώ επίσης όλους τους συναδέλφους από το Εργαστήριο Ψηφιακής Επεξεργασίας Σημάτων και Εικόνων του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών Παν/μιου Πατρών καθώς και από το εργαστήριο Ασύρματων Επικοινωνιών του τμήματος Φυσικής του Καποδιστριακού Παν/μίου Αθηνών για τη συνεργασία, την παρέα, τις ενδιαφέρουσες συζητήσεις και το αρμονικό κλίμα.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες τέλος θα ήθελα να απευθύνω προς την οικογένειά μου και σε όλους τους κοντινούς μου ανθρώπους για την υποστήριξη και την ανοχή που έδειξαν στις προτεραιότητες που επέβαλε αυτή η προσπάθεια όλα αυτά τα χρόνια.

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας διδακτορικής διατριβής είναι η μελέτη και ο σχεδιασμός καινοτόμων αλγορίθμων φυσικού επιπέδου σε ασύρματα συστήματα επικοινωνίας που χρησιμοποιούν *διαμόρφωση με πολύπλεξη συχνότητας ορθογωνίων φερουσών* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM*). Η έρευνα επικεντρώθηκε σε δύο κατηγορίες προβλημάτων, στον σχεδιασμό αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης καθώς και αλγορίθμων αντιμετώπισης ισχυρού θορύβου φάσης.

Αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι εκτίμησης φάσης με γραμμική πολυπλοκότητα, μέσω ενός καινούργιου εναλλακτικού μοντέλου περιγραφής του συστήματος. Το μοντέλο αυτό επιτρέπει την επέκταση των κλασικών αλγορίθμων εκτίμησης της κοινής φάσης με στόχο την εκτίμηση του συνολικού διανύσματος θορύβου φάσης. Επιπλέον, η τεχνική *διαγώνιας φόρτωσης* (*diagonal-loading*) προσαρμόστηκε κατάλληλα για τη βελτίωση σύγκλισης της προτεινόμενης λύσης. Τέλος, προτάθηκε και αξιολογήθηκε ένα συνολικό σύστημα OFDM όπου η εκτίμηση του καναλιού, της διαταραχής φάσης και των δεδομένων βασίζονται στο κριτήριο ελαχίστων τετραγώνων, διατηρώντας έτσι τη συνολική πολυπλοκότητα σε χαμηλά επίπεδα.

Στο πλαίσιο του σχεδιασμού αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης προτείνεται ένα γενικό μοντέλο περιγραφής απόδοσης συστήματος ικανό να περιγράψει τα αναπτυσσόμενα πρωτόκολλα μετάδοσης. Η πρόταση αυτή εντάσσεται στην οικογένεια των τεχνικών *ισοδύναμης σηματοθοροβικής απεικόνισης* (*Effective SNR Mapping - ESM*). Χρησιμοποιώντας τις τεχνικές ESM και κατάλληλους περιορισμούς στην παραμετροποίηση των μεταβλητών μετάδοσης, αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι προσαρμοστικής διαμόρφωσης χαμηλής πολυπλοκότητας που ικανοποιούν διαφορετικά κριτήρια βελτιστοποίησης. Επιπρόσθετα, προτείνεται ένα γενικό πλαίσιο για τον σχεδιασμό αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης, χρησιμοποιώντας προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης. Ορίστηκαν οι κατάλληλες μετρικές για την ποσοτικοποίηση της σπατάλης ενέργειας που επιφέρει η χρήση προσεγγιστικών μοντέλων. Μελετήθηκε η επίδραση της καθυστέρησης ανατροφοδότησης *πληροφορίας καναλιού* στους αλγορίθμους και παρήχθησαν κατάλληλα μοντέλα περιγραφής απόδοσης που συμπεριλαμβάνουν το χρόνο καθυστέρησης.

Το συνολικό αποτέλεσμα της εργασίας είναι αλγόριθμοι που καταφέρνουν υψηλή απόδοση συστήματος, με χαμηλή πολυπλοκότητα, κάτι το οποίο τους κάνει υλοποιήσιμους σε ρεαλιστικά συστήματα.

Abstract

The objective of this thesis is to study and develop novel, low complexity physical layer algorithms for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) based communication systems. The study aims at two algorithmic categories, namely adaptive modulation and coding and compensation of severe phase noise (PHN) errors.

A parameterized windowed least-squares (WLS) decision directed phase error estimator is proposed via proper (alternative) system modeling, applied to both channel estimation and data detection stage in OFDM systems. The window is optimized so as to minimize the post-compensation error variance (PCEV) of the residual phase, analytically computed for arbitrary PHN and frequency offset (FO) models. Closed-form expressions for near-optimal windows are derived for zero-mean FO, Wiener and first-order autoregressive PHN models, respectively. Furthermore, the *diagonal-loading* approach is properly employed, initially proposed for providing robustness to a general class of estimators in the presence of model mismatch, to enhance convergence of the iterative estimation scheme, in those high-SNR regions where the effect of data decision errors dominates performance. In the proposed OFDM scheme, channel, IFO estimation and data equalization are also based on the LS criterion, thus keeping the overall system complexity low.

A generic performance description model is proposed and used for AMC algorithmic design, capable of describing most of current and under preparation communication protocols. This model proposition is incorporated to a larger family of performance modelling techniques named Effective SNR Mapping techniques (ESM). Using the ESM techniques and proper parameter adaptation constraints, a number of low-complexity AMC algorithms are developed under a chosen set of optimization scenarios. A framework for the design of AMC algorithms using approximate performance description models is proposed. Specific bounds are derived for quantifying the power loss when using approximate models. The effect of outdated channel state information is also studied by statistically characterizing the effective SNR at the receiver. This description allows parameter adaptation under mobility scenarios.

The main value of this collective procedure is the development of low complexity-high performance algorithms, implementable on pragmatic OFDM systems

Αφιερωμένο στους Γονείς μου

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 Εισαγωγή στη Διδακτορική Διατριβή.....	1
1.1 Εισαγωγή.....	1
1.1.1 Σχεδιασμός αλγορίθμων αντιμετώπισης ισχυρού θορύβου φάσης.....	3
1.1.2 Σχεδιασμός αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης.....	4
1.2 Δομή της Διατριβής.....	5
1.3 Δημοσιεύσεις στο πλαίσιο της διατριβής.....	6
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 Εισαγωγή στο OFDM.....	9
2.1 Ιστορική αναδρομή της μετάδοσης OFDM.....	9
2.2 Βασικές αρχές σήματος OFDM.....	11
2.2.1 Σήμα OFDM.....	12
2.2.2 Παραγωγή των φερουσών με τη χρήση του IFFT.....	14
2.2.3 Χρόνος ελέγχου (guard time) και κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix).....	16
2.2.4 Εισαγωγή κυκλικού προθέματος.....	19
2.2.5 Παραθύρωση.....	21
2.2.6 Επιλογή βασικών παραμέτρων σχεδιασμό συστήματος OFDM.....	24
2.2.7 Επεξεργασία σήματος OFDM.....	25
2.2.8 Υπολογισμός SNR σε συστήματα μετάδοσης OFDM.....	26
2.2.9 Ιδιότητες του OFDM σήματος.....	27
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 Θόρυβος Φάσης σε OFDM Συστήματα.....	29
3.1 Εισαγωγή.....	29
3.2 Μοντέλο περιγραφής συστήματος OFDM με θόρυβο φάσης.....	30
3.3 Εναλλακτικό μοντέλο περιγραφής.....	33
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 Σύστημα Αντιμετώπισης Θορύβου Φάσης.....	35
4.1 Εισαγωγή.....	35
4.2 Εκτιμητής ελαχίστων τετραγώνων.....	35
4.3 Βελτιστοποίηση παραθύρου εφαρμογής.....	38
4.3.1 Αναλυτική παραγωγή της υπολειπόμενης διακύμανσης σφάλματος.....	39
4.3.2 Προσεγγιστική λύση κλειστής μορφής.....	40
4.3.3 Μελέτη προσεγγιστικών βημάτων επίλυσης.....	41
4.4 Εφαρμογή αλγορίθμου με διαδοχική εκτίμηση παραμέτρων.....	44
4.5 Πρόταση βελτίωσης ανθεκτικότητας.....	46
4.6 Υπολογιστική πολυπλοκότητα.....	48
4.7 Παράρτημα κεφαλαίου.....	50
A: Προσέγγιση υπολειπόμενης παρεμβολής.....	50
B: Υπολογισμός απαιτούμενων ροπών.....	51
Γ: Υπολογισμός των όρων θορύβου εκτίμησης.....	52
Δ: Συμμετρική λύση.....	53
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 Συγκριτική Αποτίμηση Απόδοσης Αλγορίθμων.....	55
5.1 Εισαγωγή.....	55
5.2 Στάδιο ανίχνευσης δεδομένων (DDS).....	55
5.3 Στάδιο εκτίμησης καναλιού (CES).....	57
5.4 Συνολικό σύστημα (CES+DDS).....	58
5.5 Ευαισθησία σε λάθη μοντέλου περιγραφής.....	60
5.6 Συμπεράσματα.....	63

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	Εισαγωγή στην Προσαρμοστική Διαμόρφωση και Κωδικοποίηση	65
6.1	Εισαγωγή.....	65
6.2	Θεμελιώδη όρια επικοινωνίας.....	65
6.2.1	Χωρητικότητα καναλιών	65
6.3	Τεχνικές επικοινωνίας για προσέγγιση των ορίων.....	69
6.3.1	Ανασκόπηση τεχνικών AMC.....	69
6.3.2	Προσαρμοστική Διαμόρφωση και κωδικοποίηση σε επίπεδο πακέτου.....	71
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	Αφαιρετική Περιγραφή Φυσικού Επιπέδου	75
7.1	Εισαγωγή.....	75
7.2	Μεθοδολογία αφαιρετικής περιγραφής φυσικού επιπέδου.....	76
7.2.1	ESM βάσει αμοιβαίας πληροφορίας	79
7.2.2	Εκθετική ESM (EESM)	84
7.3	Υπολογισμός του SINR ανά κανάλι	84
7.3.1	Συστήματα SISO.....	84
7.3.2	Συστήματα SIMO με MRC.....	85
7.3.3	Συστήματα με γραμμικό δέκτη MIMO.....	85
7.4	Αφαιρετική περιγραφή θορύβου ελαττωματικής λειτουργίας πομπού/δέκτη.....	87
7.5	Πειραματική μελέτη απόδοσης τεχνικών για ESM	89
7.5.1	Παραμετροποίηση των αποτελεσμάτων εξομοίωσης.....	89
7.5.2	Τεχνικές για ESM σε συστήματα με ισοδύναμη περιγραφή SISO	90
7.5.3	Επίδραση σφάλματος εκτίμησης καναλιού.....	97
7.6	Απόδοσης χρήσης ESM για AMC.....	98
7.7	Παράρτημα.....	101
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8	Σχεδιασμός Αλγορίθμων Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης	105
8.1	Προσαρμοστική διαμόρφωση σε επίπεδο πακέτου.....	105
8.2	Πλαίσιο σχεδιασμού AMC με προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης	106
8.3	Αλγόριθμοι κατανομής ενέργειας και bit βασισμένοι σε ESM.....	111
8.3.1	Μοντέλο περιγραφής C-OFDM συστημάτων.....	111
8.3.2	Αλγόριθμοι κατανομής ενέργειας	112
8.3.3	Ανάθεση Bit βάσει ESM.....	117
8.3.4	Αποτελέσματα προσομοιώσεων και παρατηρήσεις	118
8.4	Συμπεράσματα	126
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9	Προσαρμοστική Διαμόρφωση με Καθυστέρηση Ανατροφοδότησης	127
9.1	Εισαγωγή.....	127
9.2	Αποδοτικό SNR με παρωχημένη πληροφορία καναλιού	128
9.2.1	Περιγραφή μοντέλου.....	128
9.2.2	Στατιστική περιγραφή ισοδύναμου SNR	129
9.2.3	Ακρίβεια περιγραφής του ισοδύναμου SNR.....	132
9.3	Εφαρμογή προτεινόμενων μετρικών σε σύστημα OFDM	134
9.4	Υπολογιστική πολυπλοκότητα.....	138
9.5	Συμπεράσματα	139
9.6	Παράρτημα.....	139
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10	Συμπεράσματα και Μελλοντικές Ερευνητικές Κατευθύνσεις	143
10.1	Γενικό πλαίσιο σχεδιασμού αλγορίθμων φυσικού επιπέδου	143
10.2	Σχεδιασμός αλγορίθμων αντιμετώπισης ισχυρού θορύβου φάσης	146
10.3	Σχεδιασμός αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης	147
10.4	Μελλοντικές ερευνητικές κατευθύνσεις	149
	Βιβλιογραφία.....	151

Κατάλογος Σχημάτων

Εικόνα 2-1 Σχήμα (1.2): Τεχνική (α) μη επικαλυπτόμενων φερουσών, (β) επικαλυπτόμενων φερουσών	10
Εικόνα 2-2: Φάσμα (a) υποκανάλι OFDM, (b) σήμα OFDM	11
Εικόνα 2-3: Διαμορφωτής (OFDM).....	13
Εικόνα 2-4: Αποδιαμορφωτής (OFDM).....	13
Εικόνα 2-5: Χρονική επικάλυψη διαφορετικών φερουσών	15
Εικόνα 2-6: Φάσμα των ανεξάρτητων φερουσών μετάδοσης.....	15
Εικόνα 2-7: Εμφάνιση crosstalk για φέρουσα με μηδενικό σήμα κατά το χρόνο ελέγχου	17
Εικόνα 2-8: Σύμβολο OFDM με κυκλικό προθέμα.....	17
Εικόνα 2-9: Σήμα OFDM σε κανάλι 2-ray με 3 υποκανάλια.....	18
Εικόνα 2-10: 16-QAM constellation (α) multipath delay < guard time, (β) multipath delay > guard time κατά 3%, (γ) multipath delay > guard time κατά 10%.....	19
Εικόνα 2-11: Inter Frame Interference σε συστήματα OFDM.....	20
Εικόνα 2-12: Πυκνότητα φάσματος ισχύος (PSD) για 16, 64, 256 φέρουσες	21
Εικόνα 2-13: Εισαγωγή κυκλικού προθέματος.....	22
Εικόνα 2-14: Raised cosine windowing με rolloff factor 0, 0.025, 0.05 και 0.1.....	23
Εικόνα 2-15: Μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM πομποδέκτη	26
Εικόνα 2-16: Φάσμα λευκού θορύβου σε συστήματα α) μονής και β) πολλαπλών φερουσών	27
Εικόνα 3-1: Μπλοκ διάγραμμα μοντέλου περιγραφής αποστολής-λήψης δεδομένων	31
Εικόνα 3-2: Σχηματική παρουσίαση του εναλλακτικού μοντέλου περιγραφής.....	34
Εικόνα 4-1: ICI και A-PCEV απόδοση του WLS εκτιμητή για θόρυβο φάσης Wiener με $\sigma_{\phi}^2 = 10^{-3}$ και 10^{-4} , SNR=15dB και 25dB, $\delta = 0.1$, συναρτήσε του μήκους του συμμετρικού παραθύρου.....	42
Εικόνα 4-2: ICI και A-PCEV απόδοση του WLS εκτιμητή για Gaussian PHN με $a = 0.9$, $\sigma_{\phi}^2 = 10^{-2}, 10^{-3}$ και 10^{-4} , SNR=20dB, και $\delta = 0$, συναρτήσε του μήκους του συμμετρικού παραθύρου.....	43
Εικόνα 4-3: Βελτιστοποιημένο μήκος συμμετρικού παραθύρου συναρτήσε της διακύμανσης του PHN μέσω ανάλυσης και προσομοιώσεων.....	43
Εικόνα 4-4: μπλοκ διάγραμμα προτεινόμενου σχήματος.....	47
Εικόνα 5-1: Υποβάθμιση SNR για την επίτευξη BER 10^{-2} για τις διάφορες μεθόδους (AWGN).....	56
Εικόνα 5-2: Υποβάθμιση SNR για την επίτευξη BER 10^{-2} για τις διάφορες μεθόδους (Rayleigh).....	56
Εικόνα 5-3: Απόδοση της LS IFO εκτίμησης για διάφορα επίπεδα θορύβου φάσης.....	57
Εικόνα 5-4: Απόδοση MSE εκτίμησης καναλιού με PHN και IFO	58
Εικόνα 5-5: Συνολική απόδοση συστήματος για διάφορους συνδυασμούς CES/DDS λειτουργιών.....	59
Εικόνα 5-6: BER σε σχέση με IFO για δύο τιμές SNR, με χρήση του WLS και στα δύο στάδια CES και DDS.....	60
Εικόνα 5-7: Υποβάθμιση του SNR για την επίτευξη BER ίσου με 10^{-2} σε μη-ταιριαστό μοντέλο (Rayleigh κανάλι).....	62
Εικόνα 6-1: Σενάρια Διαστρωματικής Βελτιστοποίησης (Cross-Layer Optimization Scenarios).....	72
Εικόνα 7-1: Σχηματικό διάγραμμα ισοδύναμης απεικόνιση SNR	77
Εικόνα 7-2: Υπολογιστική διαδικασία ESM.....	78
Εικόνα 7-3: Σύστημα κωδικοποιημένης διαμόρφωσης των Bit διαφύλλωσης (Bit Interleaved coded modulation system).....	81
Εικόνα 7-4: Μπλοκ περιγραφής ισοδύναμου καναλιού.....	85
Εικόνα 7-5: Απόδοση συστήματος με θόρυβο φάσης μέσω ανάλυσης και εξομοίωσης	88

Εικόνα 7-6: Απόδοση CTC σε κανάλι AWGN	89
Εικόνα 7-7: Εξομοίωση και πρόβλεψη BLER για 4-QAM, ρυθμό=0.75, 1 υποκανάλι.....	91
Εικόνα 7-8: Αποτίμηση ESM για 4-QAM, rate=0.75, 1 υποκανάλι	92
Εικόνα 7-9: Πρόβλεψη BLER για 64-QAM, ρυθμός 5/6, 1 υποκανάλι.....	93
Εικόνα 7-10: Αποτίμηση ESM για 64-QAM, ρυθμός 5/6, 1 υποκανάλι.....	93
Εικόνα 7-11: Πρόβλεψη BLER για 2x2 ZF, QPSK, ρυθμό=3/4, 1 υποκανάλι.....	95
Εικόνα 7-12: Αποτίμηση απόδοσης ESM για 2x2 ZF, QPSK, ρυθμός 3/4, 1 υποκανάλι.....	95
Εικόνα 7-13: Πρόβλεψη BLER για 2x2 MMSE, QPSK, rate=3/4, 1 subchannel.....	96
Εικόνα 7-14: Αποτίμηση ESM για 2x2 MMSE, QPSK, ρυθμός=3/4, 1 υποκανάλι	96
Εικόνα 7-15: Πρόβλεψη BLER με σφάλμα στην πρόβλεψη καναλιού για 4-QAM, rate:3/4, 1 υποκανάλι.....	97
Εικόνα 7-16: Αποτίμηση ESM με σφάλμα στην πρόβλεψη καναλιού για 4-QAM, rate: 3/4, 1 υποκανάλι.....	98
Εικόνα 7-17: Ρυθμαπόδοση για διαφορετικά MCS σε AWGN κανάλι (κόκκινες καμπύλες) και σε κανάλια επιλεκτικής συχνότητας (μπλε καμπύλες).....	99
Εικόνα 7-18: Σύγκριση αποδόσεων για ASINR και MMIB	100
Εικόνα 7-19: Μέσο BLER για τη MMIB.....	101
Εικόνα 8-1: Βελτιστοποίηση παραμέτρων μετάδοσης σε επίπεδο πακέτου	105
Εικόνα 8-2: Ένα περιγραφικό πλαίσιο για τις διαδικασίες βελτιστοποίησης σε επίπεδο πακέτου.....	108
Εικόνα 8-3: Προσεγγιστική καμπύλη και καμπύλη προσομοίωσης της $I_M(\gamma)$ για 4,16 και 64-QAM.....	115
Εικόνα 8-4: Χαρακτηριστικά σχημάτων κατανομής ισχύος για γνωστές καταστάσεις καναλιού.....	117
Εικόνα 8-5: Αποτελέσματα αναλυτικής απόδοσης και απόδοσης προσομοίωσης για διάφορες περιπτώσεις πακέτων και C-BPL	120
Εικόνα 8-6: Απαιτούμενη αύξηση ενέργειας και συνολική επιπλέον ισχύς, 4-QAM, ρυθμός $\frac{3}{4}$	121
Εικόνα 8-7: Απαιτούμενη αύξηση ενέργειας και συνολική επιπλέον ισχύς, 16-QAM, ρυθμός $\frac{3}{4}$	121
Εικόνα 8-8: Αποτελέσματα απόδοσης προσομοίωσης και αναλυτική απόδοση για διαμόρφωση 4-QAM, και ρυθμούς $\frac{1}{2}$ και $\frac{3}{4}$ για διάφορες περιπτώσεις προσαρμογής ισχύος	122
Εικόνα 8-9: Αποτελέσματα απόδοσης προσομοίωσης και αναλυτική απόδοση για διαμόρφωση 64-QAM, και ρυθμούς $\frac{1}{2}$, $\frac{3}{4}$ και $\frac{5}{6}$ για διάφορες περιπτώσεις AMC	123
Εικόνα 8-10: Απαιτούμενη αύξηση ισχύος και συνολική επιπλέον ισχύς για 4-QAM, ρυθμό $\frac{3}{4}$	123
Εικόνα 8-11: Απαιτούμενη αύξηση ισχύος και συνολική επιπλέον ισχύς για 16-QAM, ρυθμό $\frac{3}{4}$	124
Εικόνα 8-12: Αποτελέσματα προσομοιώσεων για 4-QAM και 16-QAM, ρυθμούς $\frac{1}{2}$ και $\frac{3}{4}$ για την απόδοση των αλγορίθμων MMIB-BL και MMIB-BPL συγκριτικά με τους C-BPL και AWGN.....	124
Εικόνα 8-13: Αποτελέσματα απόδοσης πρόβλεψης για MCS με 4-QAM και 16-QAM, και ρυθμούς $\frac{1}{2}$ και $\frac{3}{4}$ με τη χρήση αλγορίθμων MMIB-BL και MMIB-BPL	125
Εικόνα 8-14: Απαιτούμενη αύξηση ισχύος και συνολική επιπλέον ισχύς για διαμόρφωση 4-QAM, ρυθμό $\frac{3}{4}$	125
Εικόνα 8-15: Απαιτούμενη αύξηση ισχύος και συνολική επιπλέον ισχύς για διαμόρφωση 16-QAM, ρυθμό $\frac{3}{4}$	126
Εικόνα 9-1: Γκαουσιανή προσέγγιση της PDF και κανονικοποιημένο ιστόγραμμα δεδομένων	132
Εικόνα 9-2: Προσομοιωμένη (ESNR) πιθανότητα διακοπής (outage) δοθέντος ενός συνόλου επιθυμητών (Pout) πιθανοτήτων (4-QAM)	133
Εικόνα 9-3: Προσομοιωμένη (ESNR) πιθανότητα διακοπής (outage) δοθέντος ενός συνόλου επιθυμητών (Pout) πιθανοτήτων (16-QAM)	134

Εικόνα 9-4: Προσομοιωμένη (ESNR) πιθανότητα διακοπής (outage) δοθέντος ενός συνόλου επιθυμητών (Pout) πιθανοτήτων (64-QAM)	134
Εικόνα 9-5: Καμπύλες αναφοράς AWGN απόδοσης για τις 7 λειτουργίες που χρησιμοποιήθηκαν και τα κατώφλια SNR για επιθυμητό BLER ίσο με 10^{-1}	135
Εικόνα 9-6: FUSK, 10^{-1} επιθυμητή έξοδος για επιθυμητό BLER= 10^{-2}	136
Εικόνα 9-7: FUSK, 10^{-2} επιθυμητή έξοδος για επιθυμητό BLER= 10^{-2}	137
Εικόνα 9-8: AMC, 10^{-1} επιθυμητή έξοδος για επιθυμητό BLER= 10^{-2}	137
Εικόνα 9-9: AMC, 10^{-2} επιθυμητή έξοδος για επιθυμητό BLER= 10^{-2}	138
Εικόνα 10-1: Σχηματικό διάγραμμα αλγοριθμικών επιλογών και μοντέλων.....	144
Εικόνα 11-2: Σχηματικό διάγραμμα ανταγωνιστικών επιλογών.....	145

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή στη Διδακτορική Διατριβή

1.1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια υπάρχει μια συνεχής αύξηση στις απαιτήσεις ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων όπως αυτές περιγράφονται στις προδιαγραφές των νέων και των επερχόμενων προτύπων ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών. Ο σχεδιασμός τέτοιων συστημάτων σε επίπεδο σύνδεσης φυσικού επιπέδου απαιτεί αρχικά τον κατάλληλο ορισμό βασικών προδιαγραφών που εξασφαλίζουν *χωρητικότητα* (*capacity*) καναλιού συστήματος ικανή να υποστηρίξει την επιθυμητή ταχύτητα μετάδοσης. Αφορούν κυρίως την κατάλληλη επιλογή του εύρους ζώνης λειτουργίας και την υιοθέτηση *τεχνολογιών πολλαπλών κεραιών τόσο στον πομπό όσο και τον δέκτη* (*Multiple Input Multiple Output technology - MIMO*). Το επόμενο σχεδιαστικό βήμα περιλαμβάνει την υιοθέτηση κατάλληλων τεχνικών εκπομπής και λήψης, ικανών να εκμεταλλεύονται στο έπακρο τη χωρητικότητα του νέου συστήματος. Σημαντικός παράγοντας στον ορισμό των βασικών προδιαγραφών είναι το κόστος που επιφέρουν στο σύστημα, είτε αυτό προέρχεται από την ανάγκη αγοράς του “ακριβού” φάσματος, είτε από την πολυπλοκότητα υλοποίησης. Στην περίπτωση επιλογής υψηλού εύρους ζώνης το κόστος πολυπλοκότητας σχετίζεται κυρίως με τη διαδικασία αναίρεσης της επίδρασης του καναλιού διάδοσης, γνωστή ως *εξίσωση καναλιού* (*channel equalization*). Η μείωση του «χρόνου διάρκειας συμβόλου» έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του αριθμού των συμβόλων που περιπλέκονται στο δέκτη λόγω της ύπαρξης συνιστωσών πολυδιόδευσης (*multipath*). Μία τεχνική η οποία έχει απλοποιήσει σημαντικά την πολυπλοκότητα υλοποίησης εξισωτών καναλιού, παρέχοντας ταυτόχρονα υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, είναι αυτή της πολυπλεξής με διαίρεση συχνότητας ορθογωνίων φερουσών (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM*).

Το OFDM είναι μία ευρέως διαδεδομένη τεχνική μετάδοσης σε ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα λόγω της υψηλής φασματικής αξιοποίησης την οποία παρέχει και της απλότητας με την οποία μπορεί να επιτευχθεί εξίσωση καναλιού. Έχει υιοθετηθεί από διάφορα καθιερωμένα πρότυπα όπως τα Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T), HIPERLAN-II, IEEE 802.11a και IEEE 802.16 και είναι μία από τις μεθόδους που διαδραματίζουν πρωταγωνιστικό ρόλο στα συστήματα 4ης γενεάς (4G) όπως WiMax (802.16e) και LTE advanced. Τα συστήματα OFDM μπορούν να χειριστούν αποδοτικά τη *φασματική επιλεκτικότητα* (*frequency selectivity*) των καναλιών διάδοσης, μετατρέποντας το *φασματικά επιλεκτικό - διαλειπτικό κανάλι* (*frequency-selective fading channel*) σε ένα σύνολο από ορθογώνια, *μη επιλεκτικά στη συχνότητα υπο-κανάλια* (*frequency- non selective ή flat fading channels*). Αυτό γίνεται με τη χρήση ορθογώνιων μετασχηματισμών και κυρίως με τη χρήση του ορθογώνιου μετασχηματισμού Fourier, λόγω της απλότητας υλοποίησης του. Πέρα

όμως από τα πλεονεκτήματα που το καθιέρωσαν ως τρόπο μετάδοσης δεδομένων σε ασύρματα δίκτυα, παρουσιάζει και κάποιες ευαισθησίες (δυσκολίες) που χρήζουν ιδιαίτερης προσοχής.

Τα συστήματα OFDM είναι ευάλωτα σε λάθη συγχρονισμού που προέρχονται, είτε από ισχυρό θόρυβο φάσης (*Phase Noise*), είτε από απόκλιση συχνότητας (*Frequency Offset*). Η απόδοση του συστήματος μειώνεται σημαντικά λόγω της διασυμβολικής παρεμβολής που προκαλείται από τη σχετική αναίρεση της ορθογωνιότητας κάτι που καθιστά αδύνατη την αποστολή σχηματισμών υψηλής τάξης για αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Τα τελευταία χρόνια έχει δημιουργηθεί μεγάλο ενδιαφέρον για σενάρια λειτουργίας με υψηλό θόρυβο φάσης. Το ενδιαφέρον αυτό προήλθε από την ανάγκη σχεδιασμού συστημάτων χαμηλού κόστους για μικροκυματικές ζεύξεις (>60GHz) για τους εξής λόγους: α) ο θόρυβος ενός ταλαντωτή αυξάνεται με το τετράγωνο της συχνότητας φέρουσας, και β) ταλαντωτές χαμηλού θορύβου στις συχνότητες αυτές αυξάνουν απαγορευτικά το κόστος υλοποίησης. Στο πλαίσιο αυτό είναι αναγκαία η ανάπτυξη νέων τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, που αντιμετωπίζουν μεγαλύτερα επίπεδα θορύβου φάσης. Στις περιπτώσεις αυτές, τυπικές λύσεις που χρησιμοποιούνταν στο παρελθόν όπως η διόρθωση της κοινής στροφής δεν είναι επαρκείς. Τότε, για την αφαίρεση της δια-συμβολικής παρεμβολής είναι απαραίτητη η εκτίμηση και η διόρθωση του συνολικού διάνυσματος θορύβου φάσης. Τεχνικές που ήδη έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία για το συγκεκριμένο πρόβλημα έχουν σημαντικό κόστος υλοποίησης, αναιρώντας έτσι το βασικό πλεονέκτημα της μετάδοσης OFDM, την χαμηλής πολυπλοκότητας υλοποίηση. Προκύπτει λοιπόν η αναγκαιότητα για ανάπτυξη τεχνικών χαμηλής πολυπλοκότητας οι οποίες στοχεύουν να διορθώσουν το συνολικό διάνυσμα θορύβου φάσης.

Όπως αναφέρθηκε, η επίτευξη των νέων απαιτήσεων ταχύτητας μπορεί εύκολα να επέλθει μέσω της αύξησης του εύρους ζώνης λειτουργίας. Εκτός του υψηλού κόστους που επιφέρει αυτή η επιλογή, συναντάται και αντικειμενική δυσκολία στο φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων επειδή είναι σήμερα *τεμαχισμένο (fragmented)* και κατελημμένο από έναν μεγάλο αριθμό συστημάτων. Επομένως, η έρευνα κατά τη διάρκεια των τελευταίων ετών έχει υποχρεωτικά στραφεί και προς τη βελτίωση της φασματικής αποδοτικότητας, έτσι ώστε υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης να μπορούν να επιτευχθούν μέσα από ένα δεδομένο εύρος ζώνης. Στοχεύοντας στη βέλτιστη εκμετάλλευση ενός δυναμικού καναλιού, έχουν προταθεί τεχνικές που προσαρμόζουν και ρυθμίζουν (σε πραγματικό χρόνο) τις παραμέτρους μετάδοσης βασισμένες στην εκτιμώμενη ποιότητα σύνδεσης. Αναφέρονται συλλογικά ως τεχνικές "*προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης*" (*Adaptive Modulation and Coding - AMC*) και παρέχουν ως έξοδο τιμές των παραμέτρων μετάδοσης. Χρησιμοποιούν *πληροφορία ανατροφοδότησης (feedback information)* και η επιλογή βασίζεται σε συναρτήσεις κόστους σχετικές με την *επιθυμητή ποιότητα της υπηρεσίας (Quality of Service - QoS)*. Βασική προϋπόθεση σχεδιασμού τεχνικών AMC είναι η ύπαρξη ενός μοντέλου περιγραφής της απόδοσης του συστήματος, που εμπερικλείει *συνολτικά* όλες τις παραμέτρους που την επηρεάζουν. Χρειάζεται δηλαδή ένα μοντέλο

χαμηλής πολυπλοκότητας, που και να χαρακτηρίζει την απόδοση σύνδεσης σαν συνάρτηση της πληροφορίας ανατροφοδότησης και παράλληλα να επιτρέπει τη χρησιμοποίησή του για σχεδιασμό αλγορίθμων βελτιστοποίησης πραγματικού χρόνου εκτέλεσης. Τα τελευταία χρόνια υπάρχει έντονο ενδιαφέρον για τη μελέτη προσεγγιστικών μοντέλων χαρακτηρισμού της απόδοσης (μέσω εξομοιώσεων) σε συστήματα OFDM πολλών χρηστών. Ο βασικός λόγος για τη δημιουργία τέτοιων προσεγγιστικών μοντέλων είναι η υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα που επιφέρει η εξομοίωση πολλαπλών διασυνδέσεων μεταξύ σταθμών βάσης (*base-stations*) και κινητών μονάδων (*mobile-stations*). Η ανάγκη αυτή δημιουργήθηκε από την εκμετάλλευση της στιγμιαίας κατάστασης (στιγμιότυπο) του καναλιού μεταξύ των χρηστών και σταθμού βάσης για την αύξηση της απόδοσης στα σύγχρονα κυψελωτά συστήματα (Radio Resource Management - RRM).

Τα συστήματα OFDM χρησιμοποιούνται (συνήθως) σε περιβάλλοντα επιλεκτικής εξασθένισης συχνότητας και ως εκ τούτου το κέρδος καναλιού είναι διαφορετικό σε κάθε υποφέρουσα (*Sub-Carrier - SC*). Έτσι, σε κάθε κωδικοποιημένο μπλοκ πληροφορίας που διαβιβάζεται μέσω πολλαπλών φερουσών, μετά την επεξεργασία (εξίσωση καναλιού, απο-διαμόρφωση, κ.τ.λ.), οι τιμές του σηματοθορυβικού λόγου (SNR) στις υποφέρουσες των συμβόλων που το αποτελούν είναι ανομοιόμορφες. Το αποτέλεσμα για μια μετάδοση ενός κωδικοποιημένου πακέτου είναι η δημιουργία κωδικοποιημένων συμβόλων με άνισα SNR στην είσοδο του αποκωδικοποιητή. Αυτό προκαλεί δυσκολία στην μοντελοποίηση της πρόβλεψης απόδοσης όταν χρησιμοποιούνται ισχυροί κώδικες καναλιού. Η δυσκολία μοντελοποίησης αυξάνει περαιτέρω με τη χρησιμοποίηση πολλαπλών κεραιών και μη-γραμμικών τεχνικών αποκωδικοποίησης. Στο πλαίσιο αυτό η ανάγκη για ανάπτυξη μοντέλων περιγραφής απόδοσης χαμηλής πολυπλοκότητας σε συνδυασμό με τις προαναφερθείσες δυσκολίες μοντελοποίησης δημιούργησαν ισχυρό ενδιαφέρον στον χώρο σχεδιασμού αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης.

Αντικείμενο της παρούσας διδακτορικής διατριβής είναι η ανάπτυξη καινοτόμων αλγορίθμων οι οποίοι **στοχεύουν να διατηρήσουν υψηλή απόδοση συστήματος με χαμηλή πολυπλοκότητα έτσι ώστε να είναι υλοποιήσιμοι από ρεαλιστικά συστήματα**. Η έρευνα επικεντρώθηκε σε δύο κατηγορίες προβλημάτων, στον σχεδιασμό αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης καθώς και αλγορίθμων αντιμετώπισης ισχυρού θορύβου φάσης. Στις επόμενες παραγράφους δίνεται μία συνοπτική περιγραφή του τρόπου προσέγγισης που ακολουθήθηκε καθώς και των βασικών καινοτομιών που παρουσιάζονται στα επόμενα κεφάλαια.

1.1.1 Σχεδιασμός αλγορίθμων αντιμετώπισης ισχυρού θορύβου φάσης

Η έρευνα σε αυτήν την κατηγορία στοχεύει στην ανάπτυξη αλγορίθμων χαμηλής πολυπλοκότητας για την εκτίμηση και αναίρεση (αφαίρεση) του συνολικού διανύσματος θορύβου φάσης σε συστήματα OFDM, τόσο κατά τη διαδικασία της εκτίμησης καναλιού όσο και κατά τη διάρκεια ανίχνευσης (απόφασης) δεδομένων. Αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι εκτίμησης φάσης με γραμμική πολυπλοκότητα,

παραμετρικά ορισμένου κυλιόμενου παραθύρου (*sliding window*), μέσω ενός καινούργιου εναλλακτικού μοντέλου περιγραφής του συστήματος. Το μοντέλο επιτρέπει την επέκταση των κλασικών αλγορίθμων εκτίμησης κοινής φάσης για να εκτιμηθεί το συνολικό διάνουσμα θορύβου φάσης. Το μήκος του παραθύρου, το οποίο αποτελεί τη βασική παράμετρο του προτεινόμενου αλγορίθμου, επιλέγεται έτσι ώστε να ελαχιστοποιεί τη δια-συμβολική παρεμβολή λόγω του υπολειπόμενου (μετά τη διόρθωση) θορύβου φάσης. Η βελτιστοποίηση αυτή έγινε εφικτή μέσω της αναλυτικής περιγραφής του υπολειπόμενου θορύβου φάσης, υπολογισμένου για διαφορετικά μοντέλα θορύβου φάσης και απόκλισης συχνότητας. Για τις κλασσικές περιπτώσεις μοντέλων περιγραφής, δόθηκαν λύσεις κλειστού τύπου και χαμηλής πολυπλοκότητας. Επιπλέον, η τεχνική *διαγωνίας φόρτωσης* (*diagonal-loading*) προσαρμόστηκε κατάλληλα για τη βελτίωση σύγκλισης της προτεινόμενης λύσης. Η μέθοδος αυτή έχει προταθεί για να παρέχει *ευρωστία* (*robustness*) σε εκτιμητές όταν υπάρχει δυσαρμονία μεταξύ του μοντέλου περιγραφής και των πραγματικών δεδομένων. Τέλος, προτάθηκε και αξιολογήθηκε ένα συνολικό σύστημα OFDM όπου η εκτίμηση του καναλιού, της διαταραχής φάσης και των δεδομένων του, βασίζονται στο κριτήριο ελαχίστων τετραγώνων κρατώντας έτσι τη συνολική πολυπλοκότητα σε χαμηλά επίπεδα.

Η βασική συνεισφορά της σχετικής έρευνας είναι η ανάπτυξη μιας νέας μεθοδολογίας καθώς και η ανάπτυξη σχετικών αλγορίθμων ικανών να επιτύχουν απόδοση κοντά στη βέλτιστη με σημαντικά χαμηλότερη πολυπλοκότητα από ανταγωνιστικές μεθόδους, υλοποιήσιμοι σε ρεαλιστικά συστήματα OFDM.

1.1.2 Σχεδιασμός αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης

Ο κύριος στόχος της σχετικής έρευνας σε αυτήν την κατηγορία είναι ο σχεδιασμός αλγορίθμων AMC χαμηλής πολυπλοκότητας για συστήματα OFDM. Αναπτύχθηκε ένα γενικό μοντέλο περιγραφής απόδοσης συστήματος ικανό να περιγράψει τα προς ανάπτυξη πρωτόκολλα μετάδοσης. Το μοντέλο, εμπεριέχει τις βασικές παραμέτρους μιας *πραγματικής* (δηλ., μη ιδεατής) λειτουργίας, συμπεριλαμβανομένων και των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών του περιβάλλοντος μετάδοσης. Η προσπάθεια αυτή εντάσσεται στην οικογένεια τεχνικών *ισοδύναμης σηματοθορυβικής απεικόνισης* (*Effective SNR Mapping - ESM*) που στόχο έχουν να δώσουν ένα συμβιβαστικό μοντέλο ανάμεσα στην απλουστευμένη περιγραφή του συστήματος (για λόγους πρακτικότητας) και την ακριβή περιγραφή αυτού (για λόγους απόδοσης). Το μοντέλο επιτυγχάνει να περιγράψει συστήματα με μεγάλο εύρος επιλογών όπως, τεχνικές κωδικοποίησης MIMO, κώδικες καναλιού, αλγόριθμους εκτίμησης παραμέτρων, ατελειών παραμέτρων συστήματος μετάδοσης (διαμόρφωσης-αποδιαμόρφωσης), κ.λπ., μέσω καταλλήλως επιλεγμένων προσεγγιστικών βημάτων. Πάνω σε αυτό το μοντέλο περιγραφής αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι προσαρμοστικής διαμόρφωσης, βάσει διαφορετικών κριτηρίων βελτιστοποίησης.

Στο πλαίσιο της σχετικής έρευνας αποδείχθηκε αναλυτικά ότι ο ρυθμός λανθασμένων δυαδικών ψηφίων (*Bit Error Rate - BER*) ενός συστήματος, που χρησιμοποιεί ήπια (*soft*) αποκωδικοποίηση, μπορεί να προσεγγιστεί με μία μη γραμμική συνάρτηση της αντίστοιχης (σε SNR) απόδοσης ενός συστήματος χωρίς κωδικοποίηση (*Uncoded BER - UBER*), όταν χρησιμοποιείται *πολυπλέκτης καναλιού* (*channel interleaver*). Η σχέση αυτή επιτρέπει τη βελτιστοποίηση των παραμέτρων μετάδοσης ενός συστήματος με κωδικοποίηση, με χρήση της περιγραφής απόδοσης του συστήματος χωρίς κωδικοποίηση. Σημαντική είναι η κατασκευή ενός πίνακα αντιστοίχισης του *απαραίτητου UBER* για την επίτευξη του *επιθυμητού BER*. Η αντιστοίχιση αυτή αποτέλεσε ένα από τα βασικά βήματα απλοποίησης του μοντέλου περιγραφής αλλά και σχεδιασμού αλγορίθμων AMC. Χρησιμοποιώντας τις τεχνικές ESM και κατάλληλους περιορισμούς στην παραμετροποίηση των μεταβλητών μετάδοσης, αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι χαμηλής πολυπλοκότητας οι οποίοι: α) εγγυώνται ένα επιθυμητό BER σε κάθε πραγμάτωση καναλιού β) ελαχιστοποιούν το BER υπό τον περιορισμό συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος. Τέλος, έχουν απόδοση πλησίον του ορίου όπως αυτό τίθεται από ένα μη επιλεκτικό κανάλι στο αντίστοιχο SNR του συστήματος. Παρουσιάζεται ένα γενικό πλαίσιο για τον σχεδιασμό αλγορίθμων AMC, χρησιμοποιώντας τα προαναφερθέντα προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης. Ορίστηκαν κατάλληλες μετρικές για την ποσοτικοποίηση της σπατάλης ενέργειας που επιφέρει η χρήση προσεγγιστικών (αντί των ιδανικών) μοντέλων περιγραφής. Τέλος, μελετήθηκε η επίδραση της καθυστέρησης ανατροφοδότησης πληροφορίας καναλιού (*Channel State Information - CSI*) στους αλγορίθμους AMC. Χρησιμοποιώντας την *παρωχημένη πληροφορία καναλιού* (*outdated CSI*), υπολογίστηκε η στατιστική περιγραφή της μετρικής ESM στο δέκτη, η οποία αποτελεί τη βάση για ανάπτυξη αλγορίθμων AMC.

1.2 Δομή της Διατριβής

Στο δεύτερο κεφάλαιο της διατριβής δίνεται μία αναλυτική περιγραφή της μετάδοσης OFDM [1] και εξηγούνται οι λόγοι που καθιστούν αναγκαία την αντιμετώπιση του θορύβου φάσης και τον σχεδιασμό αλγορίθμων AMC.

Στα κεφάλαια 3 έως 5 μελετάται ο σχεδιασμός αλγορίθμων αντιμετώπισης θορύβου φάσης. Πιο αναλυτικά, το κεφάλαιο 3 παρέχει μια σύντομη περιγραφή του προβλήματος θορύβου φάσης σε συστήματα OFDM, του μαθηματικού μοντέλου περιγραφής, καθώς και σύνοψη της βιβλιογραφίας αναφορικά με τους τρόπους αντιμετώπισης. Παρουσιάζεται επίσης το εναλλακτικό μοντέλο περιγραφής πάνω στο οποίο βασίζεται η ανάλυση και η βελτιστοποίηση του προτεινόμενου εκτιμητή.

Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζονται: ο προτεινόμενος εκτιμητής διανύσματος συνολικής διαταραχής φάσης, η διαδικασία παραμετρικής βελτιστοποίησής του, καθώς και η πρακτική εφαρμογή του σε ένα σύστημα OFDM τόσο κατά τη διαδικασία εκτίμησης καναλιού όσο και κατά τη διάρκεια ανίχνευσης δεδομένων.

Στο κεφάλαιο 5 αποτιμάται η απόδοση και η πολυπλοκότητα του προτεινόμενου σχήματος και συγκρίνεται με εκείνες προηγούμενων προσεγγίσεων που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία.

Τα κεφάλαια 6 έως 9 μελετώνται θέματα σχεδιασμού αλγορίθμων AMC. Το κεφάλαιο 6 εισάγει μια αναγκαία ανασκόπηση στη χωρητικότητα ασύρματων καναλιών και τους ορισμούς της καθώς και σε σχετικά ζητήματα, με την έμφαση να δίνεται σε σενάρια επικοινωνίας που περιλαμβάνουν την ύπαρξη πληροφορίας καναλιού στον πομπό. Τέλος, γίνεται ανασκόπηση των τεχνικών AMC που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία με ιδιαίτερη έμφαση στην περιγραφή σεναρίων βελτιστοποίησης σε επίπεδο πακέτου.

Στο κεφάλαιο 7 παρουσιάζονται οι τεχνικές ισοδύναμης σηματοθορυβικής απεικόνισης για την αφαιρετική περιγραφή απόδοσης του φυσικού επιπέδου που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία καθώς και σχετικά αποτελέσματα της παρούσας διατριβής, για το ίδιο θέμα. Παρουσιάζεται επίσης μία εκτενής μελέτη απόδοσης των ESMτεχνικών για ένα σύστημα συμβατό με το WiMax.

Στο κεφάλαιο 8 μελετάται ο σχεδιασμός αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Επιπλέον, αναπτύσσεται ένα γενικό πλαίσιο σχεδιασμού χρησιμοποιώντας προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης, καθώς και ορίζονται οι κατάλληλες μετρικές για την ποσοτικοποίηση της σπατάλης ενέργειας αποστολής συμβόλων που επιφέρει η χρήση τέτοιων μοντέλων. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι AMC, χαμηλής πολυπλοκότητας που βασίζονται σε τεχνικές ESM, καθώς και πειραματικά αποτελέσματα της απόδοσής τους σε ένα WiMax-συμβατό σύστημα.

Στο κεφάλαιο 9 γίνεται μελέτη του τρόπου προσαρμογής των παραμέτρων μετάδοσης χρησιμοποιώντας παρωχημένη πληροφορία καναλιού. Παρουσιάζονται τα προσεγγιστικά βήματα για την παραγωγή της στατιστικής περιγραφής της τιμής του ισοδύναμου σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη, η οποία υπολογίζεται με βάση την παρωχημένη πληροφορία καναλιού. Τέλος παρουσιάζεται ένα παράδειγμα εφαρμογής της παραπάνω στατιστικής περιγραφής στο πλαίσιο προσαρμογής των παραμέτρων μετάδοσης ενός συστήματος.

Κλείνοντας, στο κεφάλαιο 10 δίνεται μία γενική αποτίμηση της συνολικής προσφοράς μέσω ενός πλαισίου σχεδιασμού αλγορίθμων φυσικού επιπέδου, καθώς και μια σύντομη περιγραφή πιθανών μελλοντικών ερευνητικών κατευθύνσεων.

1.3 Δημοσιεύσεις στο πλαίσιο της διατριβής

Συνολικά, έρευνα που παρουσιάστηκε στο διδακτορικό δημοσιεύτηκε τμηματικά στα παρακάτω

- [1] K. Babionitakis, I. Dages, K. Nakos and D. Reisis, "A VLSI Architecture for Minimizing the Transmission Power in OFDM Transceivers," in *Proc. 10th International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS '03)*, United Arab Emirates, December 2003.

- [2] **I.Dagres** and A.Polydoros "Dynamic Transceivers: Adaptivity and Reconfigurability at the Signal-Design Level" Software Defined Radio Forum Technical Conference, Orlando, USA, Nov. 2003.
- [3] A.Zalonis, **I.Dagres** and A.Polydoros, "Attributes of Real Time Intelligence in Flexible Radios" Proceedings of COST 289 Seminar on Spectrum and Power Efficient Broadband Communications, Budapest, Hungary, July 2004.
- [4] A.Polydoros and **I.Dagres**, " Dynamic Signal Design as a manifestation of Flexible Radio " Proceedings of URSI'05 Symposium, Poznan, Poland, April 2005.
- [5] **I.Dagres**, A.Zalonis and A.Polydoros, "An Efficient Adaptive Space Time Coding Scheme for MIMO-OFDM Systems" IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit 2005, Dresden, Germany, June 2005.
- [6] **I.Dagres** and A.Polydoros, "Mode adaptation combined with power allocation for guaranteed QoS constraints in COFDM transceivers" International Wireless Summit - WPMC, Aalborg, Denmark, Sept. 2005.
- [7] **I.Dagres**, A.Zalonis and A.Polydoros "Flexible-Radio: A General Framework with PHY-layer algorithm-design insights"EUROCON 2005, Belgrade, Serbia & Montenegro, Nov. 2005.
- [8] A.Polydoros, **I.Dagres**, N.Dimitriou and A.Zalonis , "Dynamic Signal Design Optimization as a Flexible Radio paradigm" Wireless World Research Forum - WWRF15 Meeting, Paris, France, Dec. 2005.
- [9] **I.Dagres**, A.Zalonis, N.Dimitriou, K.Nikitopoulos and A.Polydoros, "Flexible Radio: a Framework for Optimized Multimodal Operation via Dynamic Signal Design" EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2005:3, 284-297, Special issue on Reconfigurable Radio for future generation wireless systems, August 2005.
- [10] A.Polydoros, **I.Dagres** and A.Zalonis, "Flexible Radio: A PHY-Layer Constrained-Optimization Perspective" Signal Processing for Space Communications (SPSC 2006), ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, Sep. 2006.
- [11] **I. Dagres**, A. Polydoros, K. Nikitopoulos, "Robust Phase Noise Compensation in OFDM via a Dual-Model Approach", ISSSTA 2008.
- [12] **I.Dagres** and A.Polydoros, "Decision-directed least-squares phase perturbation compensation in OFDM systems" IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, No 9, Sept. 2009
- [13] A.Kliks, A.Zalonis, **I.Dagres**, A.Polydoros and H.Bogucka, "PHY abstraction methods for OFDM and NOFDM systems" Journal of Telecommunications and Information Technology, No. 3, 2009
- [14] A.Zalonis, N.Miliou, **I.Dagres**, A.Polydoros and H.Bogucka, "Trends in Adaptive Modulation and Coding" Advances in Electronics and Telecommunications, vol. 1, no. 1, April 2010
- [15] **I.Dagres**, N.Miliou, A.Zalonis, A.Polydoros and A.Kliks, "Bit-Power Loading Algorithms Based on Effective SINR Mapping Techniques" 21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2010), Istanbul, Turkey, Sept. 2010

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

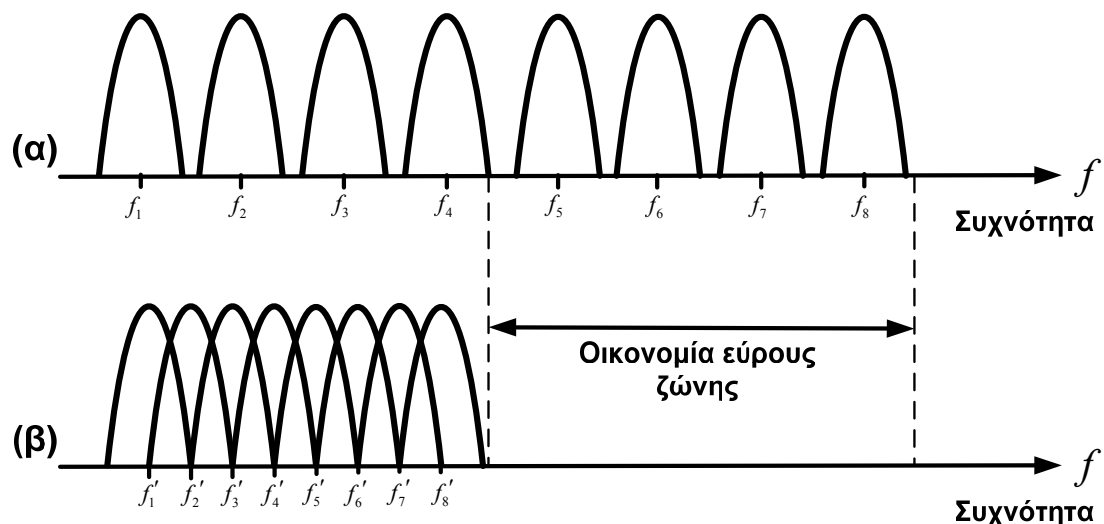
Εισαγωγή στο OFDM

2.1 Ιστορική αναδρομή της μετάδοσης OFDM

Η μετάδοση OFDM μπορεί να εξεταστεί τόσο σαν τεχνική διαμόρφωσης, όσο και σαν τεχνική πολύπλεξης. Πρόκειται για μια ειδική περίπτωση μετάδοσης multi-carrier, όπου η συνολική ροή δεδομένων μεταδίδεται μέσω ενός αριθμού υποκαναλιών, όπου το κάθε ένα έχει χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης. Ένας από τους βασικότερους λόγους χρήσης της διαμόρφωσης OFDM είναι ο αποδοτικός τρόπος που διαχειρίζεται τη διάδοση μέσω πολλών μονοπατιών. Επιπλέον, αυξάνει την ανθεκτικότητα απέναντι σε φαινόμενα εξασθένησης επιλεκτικής συχνότητας, καθώς και σε φαινόμενα παρεμβολής μεταξύ γειτονικών υποκαναλιών μετάδοσης [1]. Σε ένα σύστημα με μία φέρουσα μετάδοσης, μια απλή εξασθένιση ή μια παρεμβολή, μπορεί να οδηγήσει σε αποτυχία ολόκληρου του δικτύου μετάδοσης. Αντίθετα, σε ένα σύστημα πολλαπλών φερουσών, θα επηρεαστεί μόνο ένα μικρό ποσοστό των φερουσών μετάδοσης. Σε ένα κλασικό παράλληλο σύστημα, το εύρος της συχνότητας του σήματος διαιρείται σε N μη επικαλυπτόμενα «κομμάτια» και το κάθε κομμάτι αντιστοιχεί σε ένα υπο-κανάλι. Από κάθε φέρουσα μεταδίδεται ένα ξεχωριστό σύμβολο και έπειτα οι N φέρουσες πολυπλέκονται στο πεδίο της συχνότητας. Η επιλογή μη επικαλυπτόμενων πεδίων φάσματος, οφείλεται στο ότι προσπαθούμε να αποφύγουμε φαινόμενα παρεμβολής μεταξύ των υπο-καναλιών μετάδοσης. Ωστόσο, η τεχνική αυτή οδηγεί σε μη αποδοτική χρήση του διαθέσιμου φάσματος. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού, προτάθηκαν συστήματα που συνδυάζουν την παράλληλη ροή δεδομένων και την τεχνική πολύπλεξης συχνότητας (Frequency Division Multiplexing) με επικαλυπτόμενα κανάλια μετάδοσης. Στην περίπτωση αυτή, αν b είναι ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης του σήματος, τότε το φάσμα της συχνότητας διαιρείται σε b υποκανάλια, όπου το κάθε ένα έχει πολύ μικρότερο ρυθμό μετάδοσης. Τα δεδομένα δηλαδή που μεταδίδονταν με υψηλό ρυθμό από ένα κανάλι, θα μεταδίδονται τώρα παράλληλα από ξεχωριστά υποκανάλια με χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Επιπλέον τα δεδομένα πολυπλέκονται με κατάλληλες τεχνικές, ώστε να επιτευχθεί αποδοτικότερη χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης.

Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται η διαφορά μεταξύ της τεχνικής μη επικαλυπτόμενων φερουσών και της τεχνικής επικαλυπτόμενων φερουσών. Όπως μπορούμε εύκολα να παρατηρήσουμε, χρησιμοποιώντας την τεχνική επικαλυπτόμενων φερουσών, μπορούμε να εξοικονομήσουμε μέχρι και 50% του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Για την πλήρη εκμετάλλευση της τεχνικής επικαλυπτόμενων φερουσών, θα πρέπει να μειωθεί η ανεπιθύμητη παρεμβολή μεταξύ των φερουσών μετάδοσης, κάτι που απαιτεί την «ορθογωνιότητα» μεταξύ τους. Η λέξη «ορθογωνιότητα» υποδηλώνει ότι υπάρχει μια ακριβής μαθηματική σχέση

μεταξύ των συχνοτήτων των διαφορετικών φερουσών στο σύστημα. Με την τεχνική του FDM οι φέρουσες τοποθετούνται στη σειρά με τέτοιο τρόπο ώστε ο δέκτης, με τη χρήση κατάλληλων φίλτρων και αποδιαμορφωτών, να μπορεί να διαχωρίσει τα υποκανάλια μεταξύ τους. Σε τέτοιους δέκτες ωστόσο, χρησιμοποιούνται μπάντες ελέγχου (guard bands) μεταξύ των διαφορετικών φερουσών στο πεδίο της συχνότητας, κάτι που έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση της αξιοποίησης του διαθέσιμου φάσματος.



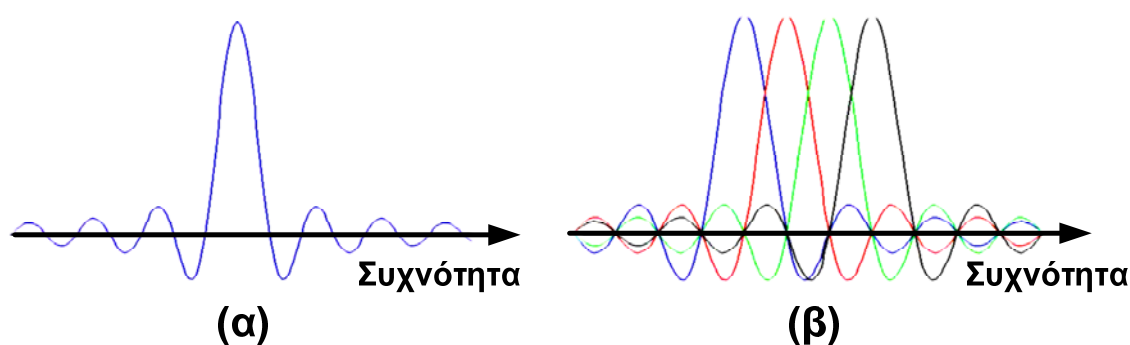
Εικόνα 2-1 Σχήμα (1.2): Τεχνική (α) μη επικαλυπτόμενων φερουσών, (β) επικαλυπτόμενων φερουσών

Η λύση στο παραπάνω πρόβλημα δίνεται από την τεχνική διαμόρφωσης OFDM, όπου η τοποθέτηση των φερουσών γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε να επικαλύπτονται οι μπάντες ελέγχου, χωρίς ωστόσο να υπάρχουν φαινόμενα ανεπιθύμητης παρεμβολής μεταξύ τους. Για να επιτευχθεί αυτό, είναι απαραίτητο οι φέρουσες να είναι μαθηματικά ορθογώνιες μεταξύ τους.

Εφόσον η τεχνική διαμόρφωσης OFDM παρουσιάζει αυτά τα πλεονεκτήματα, έγινε αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας από τη δεκαετία του 1970 κι έπειτα. Έτσι, σε πολλά συστήματα παράλληλης μετάδοσης, εφαρμόστηκε ο Διακριτός Μετασχηματισμός Fourier (DFT) σαν ένα μέρος των τεχνικών διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Στο παρακάτω σχήμα, Εικ. 2-2α, δίνεται μια φασματική απεικόνιση ενός ξεχωριστού υποκαναλιού. Στην Εικ. 2-2β, φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο πολυπλέκονται τα υποκανάλια δημιουργώντας το σήμα OFDM. Κάθε υποκανάλι έχει τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης και καταλαμβάνει το ίδιο εύρος συχνοτήτων. Άξιο παρατήρησης στο σχήμα αυτό, είναι το γεγονός ότι η κεντρική συχνότητα του κάθε υποκαναλιού δεν επηρεάζεται (παρεμβάλλεται) από άλλα υποκανάλια. Επομένως, αν χρησιμοποιήσουμε DFT στο δέκτη και υπολογίσουμε τις τιμές συσχέτισης με την

κεντρική συχνότητα της κάθε φέρουσας, θα ανακτηθούν τα δεδομένα χωρίς παρεμβολές.

Στη συνέχεια αναπτύχθηκε η κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ειδικού σκοπού, που εκτελούν τον Γρήγορο Μετασχηματισμό Fourier (FFT), ο οποίος είναι μια αποδοτική υλοποίηση του DFT. Πρόσφατα, η ραγδαία ανάπτυξη της τεχνολογίας των VLSI (Very Large Scale Integration), είχε σαν αποτέλεσμα να διατίθενται στο εμπόριο FFT chips μεγάλου μεγέθους και υψηλής ταχύτητας, χωρίς ιδιαίτερο οικονομικό κόστος. Με τον τρόπο αυτό, τόσο ο πομπός, όσο και ο δέκτης υλοποιούνται με χρήση FFT τεχνικών, με αποτέλεσμα τη μείωση του αριθμού των πράξεων από N^2 (με χρήση DFT), σε $N \log N$ [21].



Εικόνα 2-2: Φάσμα (α) υποκανάλι OFDM, (β) σήμα OFDM

2.2 Βασικές αρχές σήματος OFDM

Όπως είδαμε, η βασική αρχή των συστημάτων OFDM είναι ο διαχωρισμός ενός υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε ταυτόχρονη μετάδοση των δεδομένων μέσω υποκαναλιών με χαμηλότερη ροή. Για κάθε ένα από τις παράλληλες φέρουσες μετάδοσης αυξάνεται η διάρκεια του συμβόλου, κάτι που έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση της σχετικής ποσότητας διασποράς στο χρόνο που προκαλείται από το delay spread των πολλών μονοπατιών. Επιπλέον, με τη χρήση ενός χρόνου ελέγχου (guard time) σε κάθε σύμβολο OFDM εξαλείφεται το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής (Inter-Symbol Interference - ISI). Μέσα στο χρόνο αυτό το σύμβολο OFDM επεκτείνεται κυκλικά για την αποφυγή παρεμβολής μεταξύ των υποκαναλιών.

Κατά το σχεδιασμό ενός συστήματος OFDM, αντικείμενο μελέτης γίνεται ένας αριθμός παραμέτρων, όπως είναι ο αριθμός των φερουσών μετάδοσης, η απόσταση μεταξύ τους, ο χρόνος ελέγχου, η διάρκεια του συμβόλου, η τεχνική διαμόρφωσης αν φορέα μετάδοσης, ή ακόμα και ο τύπος του κώδικα διόρθωσης λαθών. Η επιλογή των κατάλληλων παραμέτρων επηρεάζεται από τις απαιτήσεις του συστήματος, όπως είναι το διαθέσιμο εύρος φάσματος, ο απαιτούμενος ρυθμός μετάδοσης bit, το ανεκτό delay spread και οι τιμές Doppler. Για παράδειγμα, για να έχουμε μεγαλύτερη

ανεκτικότητα σε delay spread, απαιτείται μεγάλος αριθμός φερουσών μετάδοσης σε μικρή απόσταση μεταξύ τους. Το αντίθετο ωστόσο ισχύει, αν επιθυμούμε υψηλή ανεκτικότητα σε Doppler spread και θόρυβο. Όλα αυτά τα ζητήματα σχεδιασμού ενός συστήματος OFDM θα μας απασχολήσουν αργότερα.

2.2.1 Σήμα OFDM

Στη γενική μορφή του το σήμα OFDM μπορεί να εκφραστεί σαν ένα σύνολο από διαμορφωμένες φέρουσες που μεταδίδονται παράλληλα:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k=0}^{N-1} C_{k,n} g_k(t - nT_s) \right) \quad (2.1)$$

με

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T_s) \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases} \quad (2.2)$$

και

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, k = 0, \dots, N-1 \quad (2.3)$$

όπου $C_{k,n}$ είναι το σύμβολο που μεταδίδεται στη k -οστή υποφέρουσα κατά τη n -οστή περίοδο συμβόλου (T_s), N είναι το πλήθος των φερουσών, f_k είναι συχνότητα της k -οστής υποφέρουσας και f_0 η χαμηλότερη συχνότητα που χρησιμοποιείται.

Ορίζουμε σαν n -οστό frame το σύμβολο που μεταδίδεται στο n -οστό διάστημα σηματοδοσίας $n * T_s$ και το συμβολίζουμε σαν $F_n(t)$.

Αντικαθιστώντας με $F_n(t)$ στην (1.1) τον παράγοντα που αντιστοιχεί στο n -οστό OFDM frame, η σχέση γίνεται:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n(t) \quad (2.4)$$

και συνεπώς, το $F_n(t)$ αντιστοιχεί στο σύνολο συμβόλων $C_{k,n}$ για $k = 0, \dots, N-1$, καθένα από το οποία αντιστοιχεί στην υποφέρουσα f_k .

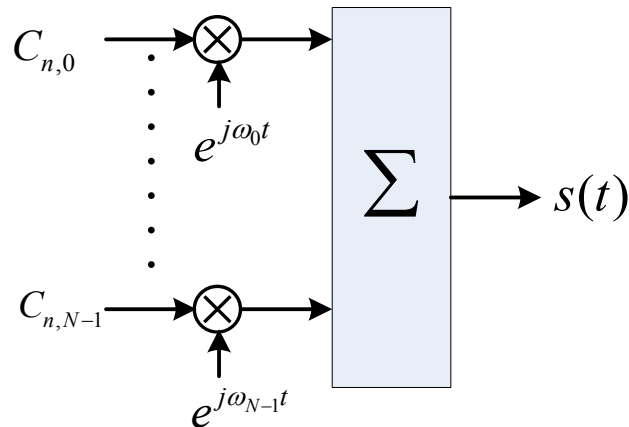
Η αποδιαμόρφωση βασίζεται στην ορθογωνιότητα των φερουσών $g_k(t)$, δηλαδή:

$$\int_R g_k(t) g^*(t) dt = T_s \times \delta(k-1) \quad (2.5)$$

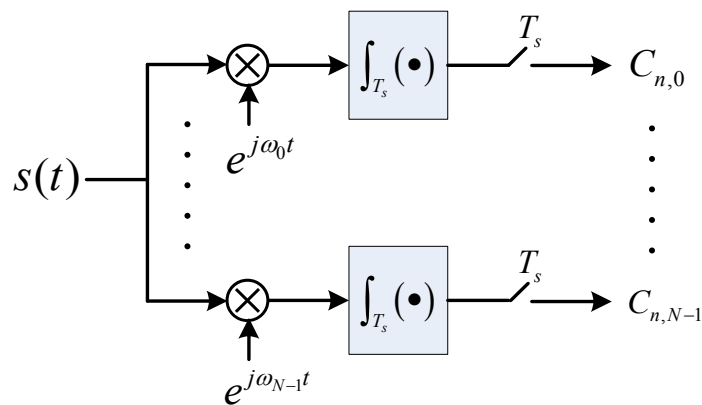
οπότε η αποδιαμόρφωση θα εκφράζεται από τη σχέση:

$$C_{k,n} = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} s(t) g_k^*(t) dt \quad (2.6)$$

Τα μπλοκ διαγράμματα του διαμορφωτή και του αποδιαμορφωτή φαίνονται στα σχήματα που ακολουθούν. Για λόγους απλότητας παραλείπονται τα στοιχεία που είναι σχετικά με τη μετάδοση.



Εικόνα 2-3: Διαμορφωτής (OFDM)



Εικόνα 2-4: Αποδιαμορφωτής (OFDM)

Παρατηρούμε ότι και στη διαμόρφωση, και στην αποδιαμόρφωση, απαιτείται μεγάλος αριθμός (N) από πανομοιότυπα blocks, πράγμα που καθιστά σχετικά ασύμφορη την υλοποίηση των παραπάνω διατάξεων. Το πρόβλημα αντιμετωπίζεται επιτυχώς κάνοντας χρήση των ιδιοτήτων φιλτραρίσματος του DFT. Δειγματοληπώντας το χαμηλής συχνότητας σήμα με ρυθμό N/T_s , το σήμα OFDM μπορεί να εκφραστεί ως:

$$F_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} g_k(t - nT_s) \Big|_{t = \left(n + \frac{M}{N}\right) T_s}, m = 0 \dots N-1 \quad (2.7)$$

το οποίο ισοδυναμεί με:

$$F_n(m) = e^{j2\pi f_0 T_s \frac{m}{M}} \left(\sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi k \frac{m}{N}} \right) \quad (2.8)$$

$$= N \times IDFT \{ C_{k,n} \}.$$

2.2.2 Παραγωγή των φερουσών με τη χρήση του IFFT

Το σήμα OFDM αποτελείται από ένα άθροισμα υποκαναλιών, τα οποία έχουν διαμορφωθεί βάσει κάποιας τεχνικής, όπως είναι η Phase Shift Keying (PSK), ή η Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Αν λοιπόν d_i είναι τα μιγαδικά QAM σύμβολα, N_s ο αριθμός των υποκαναλιών, T η διάρκεια ενός συμβόλου και f_c η συχνότητα της φέρουσας μετάδοσης, τότε ένα σύμβολο OFDM που αρχίζει σε χρόνο $t = t_s$ μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t-t_s)) \right\}, & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.9)$$

Συχνά για την απεικόνιση ενός συμβόλου OFDM, μπορεί να συναντήσουμε την εξίσωση (2.10) με κάπως διαφορετική μορφή

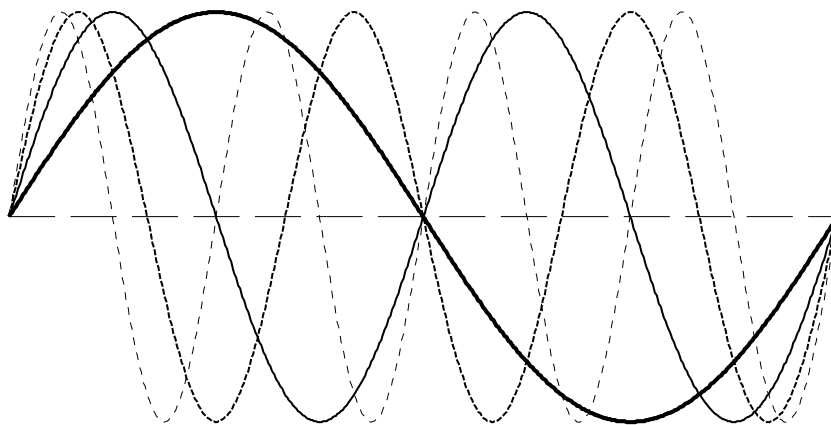
$$s(t) = \begin{cases} s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)), & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.10)$$

Με την αναπαράσταση αυτή τα δύο μέρη του σήματος OFDM πρέπει να πολλαπλασιαστούν με το συνημίτονο και το ημίτονο της συχνότητας του φορέα για να παραχθεί το σήμα OFDM.

Ας εξετάσουμε στη συνέχεια ένα παράδειγμα ενός σήματος OFDM που μεταδίδεται από 4 SC. Τα SC έχουν ίδια φάση και ίδιο πλάτος, αλλά στην πράξη τα πλάτη και οι φάσεις μπορούν να διαμορφωθούν με διαφορετικό τρόπο για κάθε ένα. Σημειώνεται ότι στο παράδειγμα το κάθε SC έχει ακριβώς ακέραιο αριθμό κύκλων στο διάστημα T , ενώ ο αριθμός των κύκλων μεταξύ γειτονικών διαφέρει ακριβώς κατά 1. Η ιδιότητα αυτή εξασφαλίζει την ορθογωνιότητα μεταξύ τους. Έτσι τα τέσσερα SC έχουν 1, 2, 3 και 4 κύκλους στο διάστημα T , όπως φαίνεται και στην Εικ. 2-6.

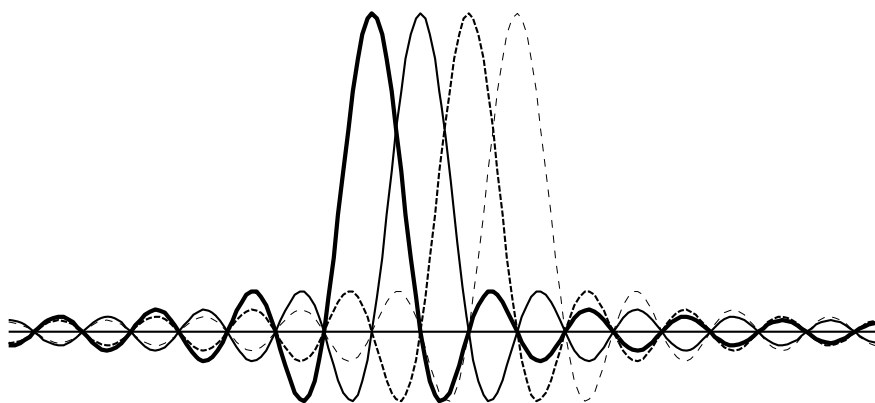
Η ορθογωνιότητα μεταξύ των διαφορετικών SC μετάδοσης μπορεί να περιγραφεί και με άλλο τρόπο. Σύμφωνα με τη σχέση 2.10, κάθε σύμβολο OFDM περιέχει SC που δεν είναι μηδέν για ένα χρονικό διάστημα T . Επομένως το φάσμα ενός συμβόλου είναι η συνέλιξη διαφορετικών παλμών Dirac που βρίσκονται στις συχνότητες των διαφορετικών SC, με το φάσμα ενός τετραγωνικού παλμού να είναι 1 για μια χρονική περίοδο T και μηδέν αλλού. Το πλάτος φάσματος του τετραγωνικού παλμού είναι ίσο με $\operatorname{sinc}(\pi fT)$ και είναι μηδενικό για όλες τις συχνότητες f που

είναι ακέραια πολλαπλάσια του $1/T$. Η επίδραση αυτή φαίνεται στην Εικ. 2-5 όπου είναι ορατή η επικάλυψη των ημιτονοειδών παλμών των διαφορετικών φορέων. Στο μέγιστο σημείο του φάσματος κάθε φορέα, το φάσμα όλων των άλλων SC είναι μηδενικό. Επειδή ένας δέκτης OFDM στην ουσία υπολογίζει τις τιμές φάσματος στα σημεία εκείνα που αντιστοιχούν στο μέγιστο των ανεξάρτητων SC, μπορεί να αποδιαμορφώσει κάθε φορέα χωρίς παρεμβολές από τους υπόλοιπους.



Εικόνα 2-5: Χρονική επικάλυψη διαφορετικών φερουσών

Στην Εικ. 2-6 φαίνεται ότι το φάσμα του σήματος OFDM εκπληρώνει το κριτήριο του Nyquist για ένα ελεύθερο σχήμα παλμών με διασυμβολική παρεμβολή. Σημειώνεται ότι το σχήμα των παλμών παρουσιάζεται στο πεδίο της συχνότητας και όχι στο πεδίο του χρόνου, στο οποίο συνήθως εφαρμόζεται το κριτήριο του Nyquist.



Εικόνα 2-6: Φάσμα των ανεξάρτητων φερουσών μετάδοσης

Επομένως, έχοντας το μέγιστο του φάσματος ενός SC να διασταυρώνεται με τα μηδενικά των υπόλοιπων, αντί για τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI), αποφεύγεται η παρεμβολή μεταξύ φερουσών (Inter Carrier Interference - ICI).

Το μιγαδικό σήμα OFDM όπως ορίζεται από τη σχέση (2.11), στην πραγματικότητα δεν είναι τίποτα παραπάνω από τον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Fourier των N_s QAM συμβόλων εισόδου. Το αντίστοιχο σε διακριτό χρόνο είναι ο Αντίστροφος Διακριτός Μετασχηματισμός Fourier (IDFT), ο οποίος δίνεται από τη σχέση:

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi \frac{in}{N}), \quad (2.11)$$

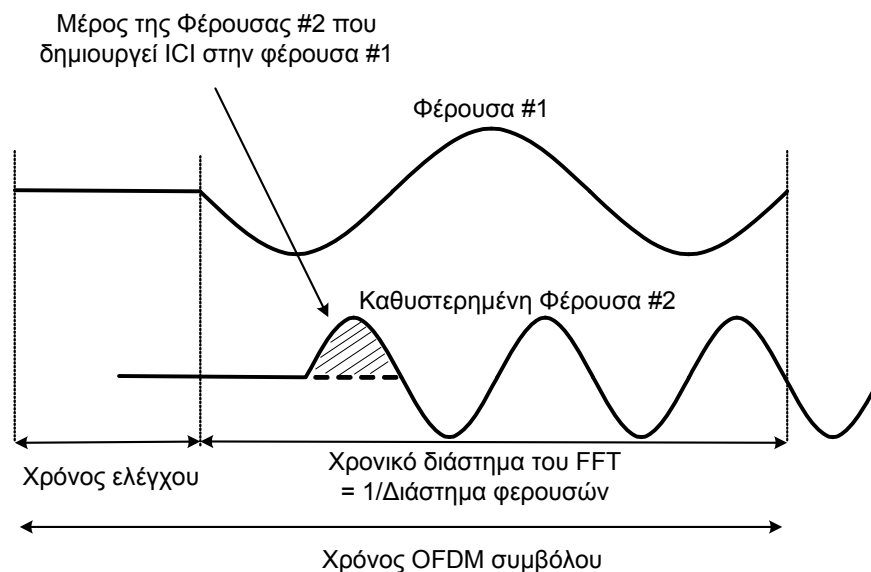
όπου ο χρόνος t αντικαθίσταται από τον αριθμό δειγμάτων n . Στην πράξη αυτός ο μετασχηματισμός μπορεί να υλοποιηθεί πολύ αποδοτικά από τον IFFT.

2.2.3 Χρόνος ελέγχου (*guard time*) και κυκλικό πρόθεμα (*cyclic prefix*)

Όπως αναφέρθηκε, ένας από τους σημαντικότερους λόγους χρήσης του OFDM, είναι ο αποδοτικός τρόπος αντιμετώπισης του delay spread. Αν τα δεδομένα εισόδου μεταδοθούν από N_s υποκανάλια (/ φέρουσες), τότε η διάρκεια του συμβόλου γίνεται N_s φορές μικρότερη. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την ταυτόχρονη μείωση της διασποράς καθυστέρησης (delay spread) του υποκαναλιού κατά τον ίδιο παράγοντα, αφού είναι ανάλογο με τη διάρκεια του συμβόλου. Ωστόσο, για την πλήρη ακύρωση του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) χρησιμοποιείται ένα χρονικό διάστημα για κάθε σύμβολο OFDM, ο οποίος είναι γνωστός σαν χρόνος ελέγχου (*guard time*) ή χρόνος προστασίας. Ο χρόνος αυτός επιλέγεται να είναι μεγαλύτερος του αναμενόμενου delay spread, έτσι ώστε κάποια συνιστώσα ενός συμβόλου που μεταδίδεται από κάποια φέρουσα να μην μπορεί να παρεμβληθεί με το επόμενο σύμβολο. Κατά το χρόνο ελέγχου δεν είναι αναγκαίο να μεταδίδεται σήμα. Στην περίπτωση όμως αυτή, θα εμφανίζονταν φαινόμενα παρεμβολής μεταξύ των φερουσών (ICI). Η παρεμβολή αυτή είναι γνωστή και με ως crosstalk, ενώ η παρουσία της σημαίνει ότι οι φέρουσες δεν είναι πλέον ορθογώνιες μεταξύ τους. Το φαινόμενο αυτό είναι ορατό στην Εικ. 2-7.

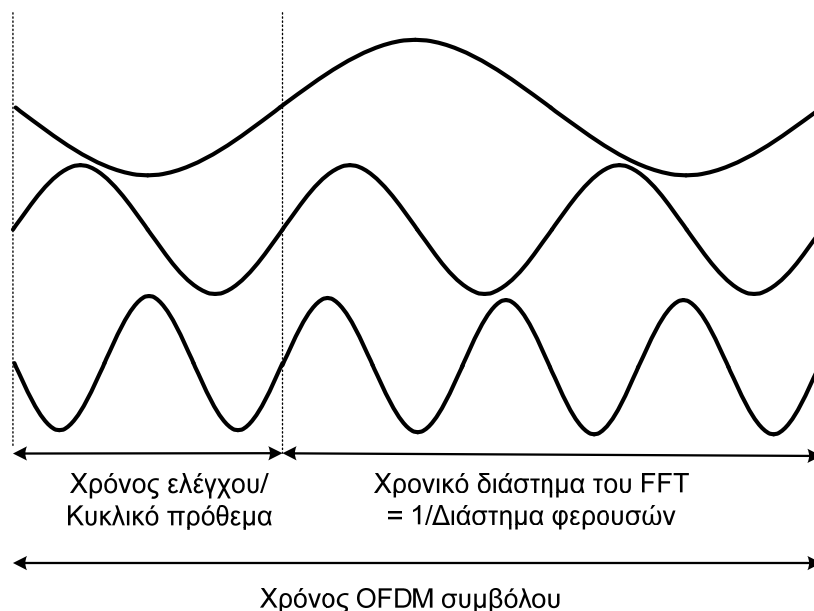
Στο παράδειγμα αυτό έχουμε δύο φέρουσες, εκ των οποίων η δεύτερη έχει καθυστέρηση. Όταν ο δέκτης OFDM προσπαθήσει να αποδιαμορφώσει την πρώτη φέρουσα, θα συμπεριλάβει κάποια παρεμβολή από τη δεύτερη φέρουσα. Αυτό συμβαίνει διότι μέσα στο διάστημα του FFT, η διαφορά των κύκλων των δύο φερουσών δεν είναι ακέραιος αριθμός. Την ίδια στιγμή, η πρώτη φέρουσα θα παρεμβάλλεται στην αποδιαμόρφωση της δεύτερης με τον ίδιο τρόπο.

Για την αποφυγή της παρεμβολής ICI, το σύμβολο OFDM επεκτείνεται κυκλικά όπως φαίνεται στην Εικ. 2-8. Η τεχνική αυτή εξασφαλίζει ότι τα καθυστερημένα αντίγραφα του συμβόλου OFDM θα έχουν πάντοτε έναν ακέραιο αριθμό κύκλων στο διάστημα του FFT, όσο η καθυστέρηση αυτή είναι μικρότερη του χρόνου ελέγχου (*guard time*).



Εικόνα 2-7: Εμφάνιση crosstalk για φέρουσα με μηδενικό σήμα κατά το χρόνο ελέγχου

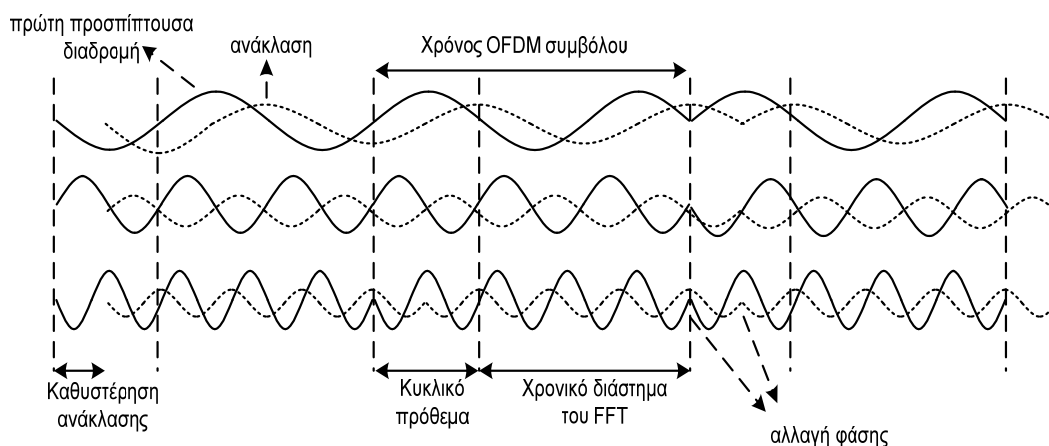
Σαν αποτέλεσμα, σήματα που μεταδίδονται από πολλές φέρουσες (/μονοπάτια) με καθυστερήσεις μικρότερες του guard time δεν μπορούν να προκαλέσουν φαινόμενα παρεμβολής ICI.



Εικόνα 2-8: Σύμβολο OFDM με κυκλικό πρόθεμα

Στη συνέχεια δίνεται ένα παράδειγμα που επιδεικνύει τον τρόπο με τον οποίο η μετάδοση από πολλά μονοπάτια επηρεάζει το σήμα OFDM. Στην Εικ. 2-9 φαίνεται

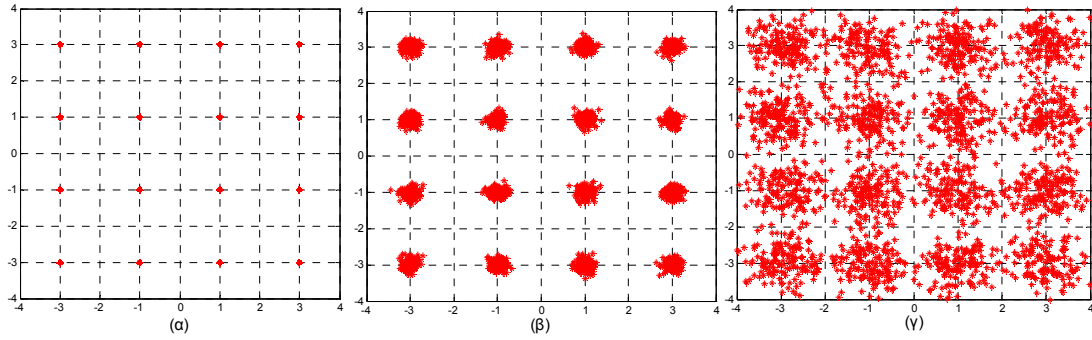
ένα κανάλι δύο ακτίνων μετάδοσης (2-ray channel), όπου οι διακεκομμένες καμπύλες απεικονίζουν καθυστερημένες αναπαραστάσεις των πυκνών. Οι τρεις φέρουσες μετάδοσης απεικονίζονται για χρονικό διάστημα τριών συμβόλων OFDM. Στην πραγματικότητα, ένας δέκτης OFDM βλέπει μόνο το άθροισμα όλων αυτών των σημάτων, αλλά γίνεται απεικόνιση των τριών συνιστωσών του σήματος για να είναι εμφανέστερα τα προβλήματα παρεμβολής που προκαλεί η μετάδοση μέσω πολλαπλών μονοπατιών. Οι φέρουσες χρησιμοποιούν διαμόρφωση BPSK, κάτι που σημαίνει ότι στα όρια των συμβόλων είναι δυνατό να υπάρχουν εναλλαγές φάσης μέχρι και 180 μοίρες. Για τις διακεκομμένες καμπύλες, αυτές οι εναλλαγές φάσης εμφανίζονται με συγκεκριμένη καθυστέρηση μετά το πρώτο μονοπάτι. Στο παράδειγμα αυτό, η καθυστέρηση των μονοπατιών είναι μικρότερη από το χρόνο ελέγχου (multipath delay < guard time), κάτι που σημαίνει ότι δεν έχουμε αλλαγές φάσης κατά το διάστημα του FFT. Επομένως ο δέκτης βλέπει το άθροισμα καθαρών ημιτονοειδών κυμάτων με κάποιες μετατοπίσεις φάσης. Η άθροιση δεν καταστρέφει την ορθογωνιότητα των φερουσών, αλλά προκαλεί μια μετατόπιση φάσης για κάθε φέρουσα. Η ορθογωνιότητα χάνεται αν η καθυστέρηση των μονοπατιών γίνει μεγαλύτερη από το χρόνο ελέγχου (multipath delay > guard time). Στην περίπτωση αυτή, οι αλλαγές φάσης των καθυστερημένων μονοπατιών πέφτουν μέσα στο διάστημα του FFT, στο δέκτη.



Εικόνα 2-9: Σήμα OFDM σε κανάλι 2-ray με 3 υποκανάλια

Η άθροιση των ημιτονοειδών κυματομορφών του πρώτου μονοπατιού με τα κύματα των καθυστερημένων μονοπατιών που έχουν υποστεί μετατόπιση φάσης, δεν δίνει πια ένα σύνολο καθαρών ημιτονοειδών κυμάτων και έχει σαν σίγουρο αποτέλεσμα την παρουσία φαινομένων παρεμβολής.

Για να πάρουμε μια ιδέα του πόσο αυξάνονται τα φαινόμενα παρεμβολής όταν η καθυστέρηση υπερβαίνει το χρόνο ελέγχου, η Εικ. 2-10 περιέχει τρία διαγράμματα ενός OFDM δικτύου με 48 φέρουσες, όπου η κάθε μία έχει διαμορφωθεί με 16-QAM.



Εικόνα 2-10: 16-QAM constellation (α) multipath delay < guard time, (β) multipath delay > guard time κατά 3%, (γ) multipath delay > guard time κατά 10%

- Η Εικ. 2-10α δείχνει τον καθαρό σχηματισμό 16-QAM, ο οποίος παρατηρείται όποτε η καθυστέρηση είναι μικρότερη από το χρόνο ελέγχου.
- Στην Εικ. 2-10β η καθυστέρηση των μονοπατιών υπερβαίνει το χρόνο ελέγχου κατά ένα ποσοστό 3% του διαστήματος FFT. Επομένως οι φέρουσες δεν είναι πια κάθετες, αλλά η παρεμβολή είναι αρκετά μικρή και παίρνουμε ένα λογικό σχηματισμό.
- Στην Εικ. 2-10γ η καθυστέρηση των μονοπατιών υπερβαίνει το χρόνο ελέγχου κατά ένα ποσοστό 10% του διαστήματος FFT, κάτι που προκαλεί τη σοβαρή κηλίδωση του σχηματισμού και την ύπαρξη πολύ μεγάλου ρυθμού παρουσίας λαθών.

2.2.4 Εισαγωγή κυκλικού προθέματος

Είναι γνωστό ότι ένα σήμα $s(t)$, όταν διέλθει από κανάλι με κρουστική απόκριση $h(t)$ τότε η έξοδος του καναλιού ισούται με:

$$r(t) = h(t) * s(t), \quad (2.12)$$

ή σε διακριτό χρόνο:

$$r_m = \sum_{i=0}^L h_i s_{m-i}, \quad (2.13)$$

όπου L το μήκος του καναλιού.

Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα, αν το κανάλι μεταφοράς δεν είναι ιδανικό τότε παρουσιάζονται φαινόμενα παρεμβολής, τόσο μεταξύ των συμβόλων (παρεμβολή ISI) και των υποκαναλιών (παρεμβολή ICI), όσο και μεταξύ συμβόλων γειτονικών frames (Inter Frame Interference). Για την αποφυγή τέτοιου είδους ανεπιθύμητων παρεμβολών, κρίθηκε αναγκαία η ύπαρξη ενός χρόνου ελέγχου (guard time), καθώς και η εισαγωγή κυκλικού προθέματος (cyclic prefix). Στο σχήμα που ακολουθεί γίνεται σαφής η ανάγκη για εισαγωγή αυτού του προθέματος μεταξύ

γειτονικών frames, ώστε να «απορροφηθεί» η καθυστέρηση του καναλιού και να ακυρώνονται οι παρεμβολές ICI και IFI.

Όπως είδαμε, η εισαγωγή κυκλικού προθέματος μήκους L χρονικών δειγμάτων μεταξύ γειτονικών frames, μπορεί να επιτευχθεί απλά εισάγοντας L μηδενικά δείγματα στην αρχή κάθε frame.

Ωστόσο, για να περιοριστεί συγχρόνως και η παρεμβολή ISI στα πλαίσια του ίδιου frame, είναι προτιμότερο να χρησιμοποιήσουμε την επανάληψη των L τελευταίων χρονικών δειγμάτων αντί για μηδενικά. Στην περίπτωση αυτή, ο δέκτης μπορεί να ανακτήσει την κυκλική (περιοδική) συνέλιξη του αρχικού σήματος με το κανάλι, απλά παραλείποντας το κυκλικό πρόθεμα.

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{ccccccc}
 & \text{(n-1)th frame} & & \text{(n)th frame} & & \text{(n+1)th frame} & \\
 h_0 x \cdot \cdot \cdot & \boxed{S_{n-1,N-2} \quad S_{n-1,N-1} \quad S_{n,0} \quad S_{n,1} \quad \cdot \cdot \cdot} & & \boxed{S_{n,N-1} \quad S_{n+1,0} \quad \cdot \cdot \cdot} & & & \\
 & & & + & & & \\
 h_1 x & \cdot \cdot \cdot \boxed{S_{n-1,N-2} \quad S_{n-1,N-1} \quad S_{n,0} \quad S_{n,1} \quad \cdot \cdot \cdot} & & \boxed{S_{n,N-1} \quad S_{n+1,0} \quad \cdot \cdot \cdot} & & & \\
 & & & + & & & \\
 h_2 x & \cdot \cdot \cdot \boxed{S_{n-1,N-2} \quad S_{n-1,N-1} \quad S_{n,0} \quad S_{n,1} \quad \cdot \cdot \cdot} & & \boxed{S_{n,N-1} \quad S_{n+1,0} \quad \cdot \cdot \cdot} & & & \\
 & & & = & & & \\
 \cdot \cdot \cdot & \boxed{r_{n-1,N-2} \quad r_{n-1,N-1} \quad r_{n,0} \quad r_{n,1} \quad \cdot \cdot \cdot} & & \boxed{r_{n,N-1} \quad r_{n+1,0} \quad \cdot \cdot \cdot} & & & \\
 \end{array}
 \end{array}$$

Εικόνα 2-11: Inter Frame Interference σε συστήματα OFDM

Το κυκλικά εκτεταμένο frame μπορεί να γραφεί σαν:

$$\tilde{F}_n(m) = \begin{cases} F_n(N+m), m = -L \dots -1 \\ F_n(m), m = 0 \dots N-1 \end{cases} \quad (2.14)$$

όπου

$$F_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi k \frac{m}{N}}, \quad m = 0 \dots N-1 \quad (2.15)$$

Μετά την απομάκρυνση του προθέματος, το λαμβανόμενο frame μπορεί να γραφεί σαν

$$\hat{F}_n(m) = \sum_{i=0}^{N-1} F_n(m-i)_N \cdot h_i, \quad (2.16)$$

όπου ο όρος $(m-i)$ εκφράζει τη modulo- N αφαίρεση.

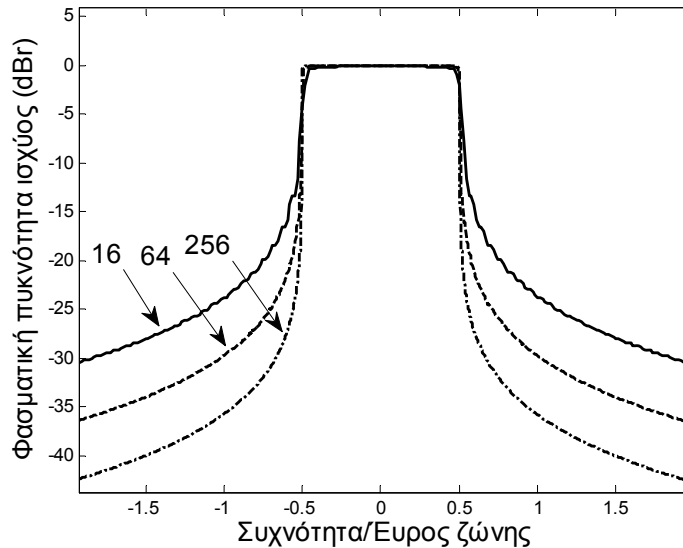
Μετά από αποδιαμόρφωση στο δέκτη με χρήση DFT παίρνουμε:

$$\hat{C}_{n,k} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \hat{F}_n(m) e^{-j2\pi k \frac{m}{N}} = C_{n,k} \cdot H_k, k = 0 \dots N-1 \quad (2.17)$$

όπου H_k είναι η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού στην υποφέρουσα συχνότητα f_k . Συνεπώς, χρησιμοποιώντας κυκλικό πρόθεμα με τον τρόπο που περιγράφεται, η επίδραση του καναλιού στο αρχικό σήμα μετασχηματίζεται σε πολλαπλασιασμό μεταξύ των μιγαδικών συμβόλων κάθε OFDM frame και των συντελεστών του H_k . Η εν λόγω ιδιότητα είναι εξαιρετικά χρήσιμη γιατί επιτρέπει σε λειτουργίες όπως η εξισορρόπηση του καναλιού και η ακύρωση των ανακλάσεων να γίνονται στο χώρο των συχνοτήτων, με σημαντικά μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα.

2.2.5 Παραθύρωση

Στις προηγούμενες ενότητες είδαμε πως δημιουργείται ένα σήμα OFDM με την εφαρμογή IFFT και την εισαγωγή κυκλικού προθέματος. Επίσης, επισημάνθηκε ότι κατά τη διαδικασία διαμόρφωσης των φερουσών, παρατηρούνται απότομες μεταβολές φάσης στα όρια των συμβόλων. Η εισαγωγή κυκλικού προθέματος μπορεί να αποτρέπει τη δημιουργία παρεμβολών μεταξύ δύο γειτονικών συμβόλων, αλλά δεν μπορεί να αποτρέψει την αργή μείωση του φάσματος που βρίσκεται εκτός ζώνης (out of band). Στην Εικ. 2-12 γίνεται φασματική απεικόνιση ενός συστήματος με 16, 64 και 256 φέρουσες αντίστοιχα.



Εικόνα 2-12: Πυκνότητα φάσματος ισχύος (PSD) για 16, 64, 256 φέρουσες

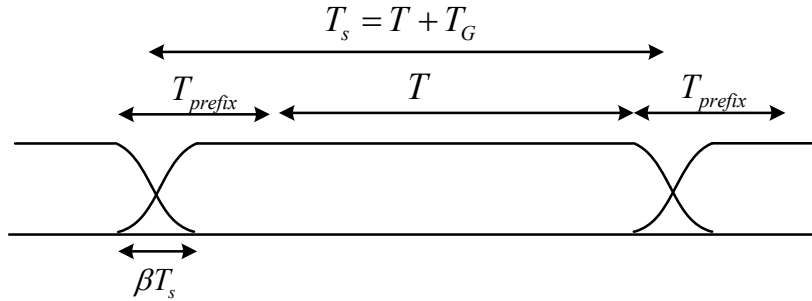
Όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των φερουσών, τόσο πιο γρήγορα «πέφτει» το φάσμα στην αρχή, κάτι που οφείλεται στο ότι οι πλευρικοί λοβοί βρίσκονται κοντύτερα μεταξύ τους. Ωστόσο, ακόμα και στην περίπτωση που έχουμε 256 φέρουσες, το εύρος ζώνης (bandwidth) είναι αρκετά μεγάλο, της τάξης των -40dB. Για να πετύχουμε μεγαλύτερους ρυθμούς μείωσης του φάσματος, μπορούμε να εφαρμόσουμε windowing (παραθύρωση) σε κάθε σύμβολο OFDM. Με τη μέθοδο

αυτή πετυχαίνουμε το πλάτος στα όρια του συμβόλου να πηγαίνει πιο ομαλά στο μηδέν. Ο πιο συνηθισμένος τύπος παραθύρου είναι το παράθυρο ανεστραμμένου συνημίτονου (raised cosine window), το οποίο ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi / (\beta T_s)) & , 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1.0 & , \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos((t - T_s)\pi / (\beta T_s)) & , T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (2.18)$$

όπου ο παράγοντας β ονομάζεται roll-of-factor και T_s είναι το διάστημα του συμβόλου, το οποίο είναι μικρότερο από τη συνολική διάρκεια του συμβόλου, αφού επιτρέπουμε τη μερική επικάλυψη των γειτονικών συμβόλων στην περιοχή βT_s .

Η αναπαράσταση του σήματος OFDM στο πεδίο του χρόνου φαίνεται στην Εικ. 2-13.



Εικόνα 2-13: Εισαγωγή κυκλικού προθέματος

Στο παραπάνω σχήμα T_s είναι το διάστημα του συμβόλου, T είναι το διάστημα του FFT, T_G είναι ο guard time, T_{prefix} είναι το pre-guard διάστημα, $T_{postfix}$ το post-guard διάστημα και β είναι ο roll-of-factor. Εκφράζοντας τα παραπάνω σε μορφή εξίσωσης, ένα σύμβολο OFDM που ξεκινά τη χρονική στιγμή $t = t_s = kT_s$ θα ορίζεται ως:

$$s_k(t) = \text{Re} \left\{ w(t - t_s) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s(k+1/2)} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t - t_s - T_{prefix})) \right\} \quad (2.19)$$

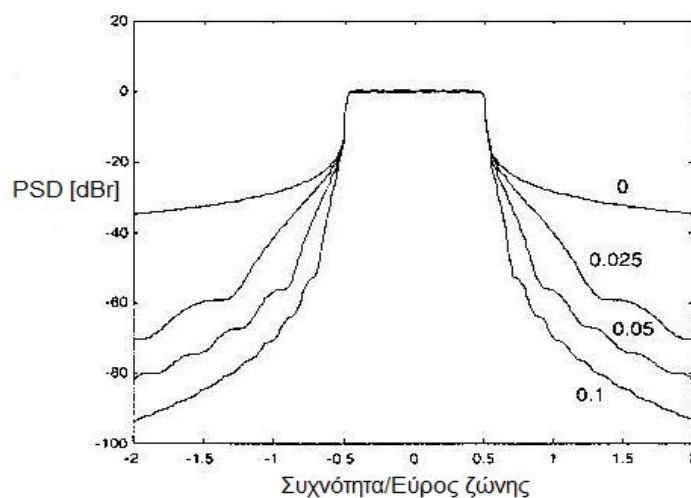
για $t_s \leq t \leq t_s + T(1 + \beta)$ και

$$s_k(t) = 0, \text{ για } t < t_s \wedge t > t_s + T_s(1 + \beta). \quad (2.20)$$

Στην πράξη το σήμα OFDM δημιουργείται με την παρακάτω διαδικασία. Αρχικά σε N_c QAM τιμές εισόδου εισάγονται μηδενικά, ώστε να πάρουμε N δείγματα εισόδου, τα οποία χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό του IFFT. Στη συνέχεια, τα

τελευταία T_{prefix} δείγματα της εξόδου του IFFT εισάγονται στην αρχή του συμβόλου OFDM και τα πρώτα $T_{postfix}$ δείγματα προσαρτώνται στο τέλος του συμβόλου. Έπειτα, το σύμβολο OFDM πολλαπλασιάζεται με ένα παράθυρο ανεστραμμένου συνημίτονου $w(t)$ για τη γρηγορότερη μείωση της ισχύος των εκτός ζώνης φερουσών. Τέλος, ακολουθεί η πρόσθεση του συμβόλου με την έξοδο του προηγούμενου συμβόλου με καθυστέρηση T_s , με τρόπο τέτοιο ώστε να υπάρχει μια περιοχή επικάλυψης βT_s , όπου β είναι ο roll-of-factor του παραθύρου ανεστραμμένου συνημίτονου.

Στην Εικ. 2-14 φαίνεται η πυκνότητα φάσματος ισχύος για σύστημα με 64 φέρουσες και διάφορες τιμές του roll-of-factor β .



Εικόνα 2-14: Raised cosine windowing με rolloff factor 0, 0.025, 0.05 και 0.1

Αν λοιπόν $\beta = 0.025$, η περιοχή επικάλυψης είναι το 2.5% του διαστήματος συμβόλου T_s . Ωστόσο, ακόμα και για αυτή την πολύ μικρή τιμή, υπάρχει μεγάλη βελτίωση στο εκτός ζώνης φάσμα. Μεγαλύτερες τιμές του β επιφέρουν ακόμη μεγαλύτερη βελτίωση, με κόστος τη μειωμένη ανεκτικότητα σε delay spread. Για τη μείωση του εκτός ζώνης φάσματος, αντί για windowing μπορούμε να εφαρμόσουμε διάφορες τεχνικές φιλτραρίσματος. Ο πολλαπλασιασμός ενός συμβόλου OFDM με ένα παράθυρο σημαίνει ότι το φάσμα θα είναι το αποτέλεσμα της συνέλιξης της συνάρτησης φάσματος του παραθύρου με ένα σύνολο παλμών στις συχνότητες των SCs.

Στην περίπτωση που εφαρμόζεται φιλτράρισμα, η συνέλιξη γίνεται στο πεδίο του χρόνου και το φάσμα του συμβόλου OFDM πολλαπλασιάζεται από τη συχνотική απόκριση του φίλτρου. Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι οι τεχνικές ψηφιακού φιλτραρίσματος υλοποιούνται με πιο πολύπλοκο τρόπο από τις τεχνικές windowing, καθώς ένα ψηφιακό φίλτρο απαιτεί τουλάχιστον μερικούς πολλαπλασιασμούς ανά δείγμα, ενώ με την εφαρμογή παραθύρου απαιτούνται μόνο λίγοι πολλαπλασιασμοί ανά σύμβολο, για τα δείγματα εκείνα που βρίσκονται στην επικαλυπτόμενη περιοχή.

Έτσι, αφού μόνο ένα μικρό ποσοστό των δειγμάτων βρίσκονται στην επικαλυπτόμενη περιοχή (rolloff region), η τεχνική εφαρμογής παραθύρου έχει πολυπλοκότητα μια τάξη μεγέθους μικρότερη από το ψηφιακό φιλτράρισμα.

2.2.6 Επιλογή βασικών παραμέτρων σχεδιασμό συστήματος OFDM

Κατά το σχεδιασμό ενός συστήματος OFDM, η επιλογή των βασικών παραμέτρων απαιτεί την ικανοποίηση διαφορετικών και συχνά αντικρουόμενων απαιτήσεων. Συνήθως υπάρχουν τρεις βασικές επιλογές: το εύρος ζώνης, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και το delay spread του καναλιού. Το delay spread καθορίζει την διάρκεια χρόνου του κυκλικού προθέματος. Αν θέλαμε να υιοθετήσουμε έναν απλό κανόνα, ο χρόνος αυτός θα πρέπει να είναι δύο έως τέσσερις φορές μεγαλύτερος από το delay spread. Η τιμή αυτή εξαρτάται από τον τύπο κωδικοποίησης και από την διαμόρφωση QAM. Μεγαλύτερη τάξη διαμόρφωσης (π.χ. 64-QAM), σημαίνει περισσότερη ευαισθησία σε παρεμβολές ICI και ISI από τη διαμόρφωση QPSK, ενώ ισχυρότερη κωδικοποίηση μειώνει την ευαισθησία σε τέτοιου είδους παρεμβολές.

Αν έχει καθοριστεί ο χρόνος κυκλικού προθέματος, μπορεί να οριστεί και η διάρκεια του συμβόλου. Για την ελαχιστοποίηση των απωλειών σε SNR που προκαλούνται από το CP, είναι επιθυμητό να έχουμε διάρκεια συμβόλου πολύ μεγαλύτερη από το CP. Ωστόσο, η τιμή αυτή δεν μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετα μεγάλη, καθώς μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλου σημαίνει περισσότερες φέρουσες και μικρότερη απόσταση (στο πεδίο της συχνότητας) μεταξύ τους, μεγαλύτερη πολυπλοκότητα υλοποίησης, μεγαλύτερη ευαισθησία σε θόρυβο και μετατοπίσεις φάσης [23], καθώς και αυξημένου λόγου PAP (λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ) [24], [25]. Ένας πρακτικός τρόπος είναι να επιλέγεται η διάρκεια συμβόλου τουλάχιστον πέντε φορές μεγαλύτερη από το χρόνο ελέγχου, κάτι που επιφέρει απώλεια SNR της τάξης του 1-dB λόγω του χρόνου ελέγχου.

Αφού καθοριστεί και η διάρκεια του συμβόλου, ακολουθεί ο αριθμός των φερουσών, ο οποίος προκύπτει απευθείας από τη διαίρεση του απαιτούμενου εύρους ζώνης με την απόσταση μεταξύ των φερουσών. Η απόσταση αυτή είναι το αντίστροφο της αφαίρεσης μεταξύ διάρκειας συμβόλου και χρόνου ελέγχου. Με άλλο τρόπο ο αριθμός των SCs μπορεί να καθοριστεί διαιρώντας το συνολικό ρυθμό μετάδοσης με το ρυθμό μετάδοσης ανά SC. Ο ρυθμός μετάδοσης ανά SC εξαρτάται με τη σειρά του από τον τύπο διαμόρφωσης, το ρυθμό κωδικοποίησης και το ρυθμό συμβόλων.

Σαν παράδειγμα, έστω ότι θέλουμε να σχεδιάσουμε ένα σύστημα με τις ακόλουθες απαιτήσεις:

- Bit rate = 20 Mbps
- Μέγιστο ανεκτό delay spread = 200ns
- Bandwidth < 15 MHz

Η απαίτηση που υπάρχει για μέγιστο ανεκτό delay spread = 200ns, υποδεικνύει ότι ασφαλής τιμή χρόνου ελέγχου είναι guard time = 800ns. Επιλέγουμε διάρκεια OFDM

συμβόλου 6 φορές μεγαλύτερη, οπότε symbol duration = 4.8μs, ώστε η απώλεια σε SNR να είναι της τάξης του 1-dB.

Στη συνέχεια υπολογίζουμε την απόσταση μεταξύ των SCs μετάδοσης, η οποία είναι: SC απόσταση = $1 / (\text{διάρκεια συμβόλου} - \text{διάρκεια CP}) = 1 / (4.8 - 0.8) \mu\text{s} = 250 \text{ KHz}$.

Για τον καθορισμό του αριθμού των SCs που χρειάζονται, βρίσκουμε το λόγο του επιθυμητού bit rate με το OFDM symbol rate. Επομένως για να επιτευχθεί ρυθμός μετάδοσης 20 Mbps, κάθε σύμβολο OFDM θα πρέπει να μεταφέρει 96 bits πληροφορίας καθώς $96 \text{ bits} / 4.8\mu\text{s} = 20 \text{ Mbps}$. Για να γίνει αυτό υπάρχουν διάφορες επιλογές. Η πρώτη είναι να χρησιμοποιήσουμε σχηματισμό 16-QAM με ρυθμό κωδικοποίησης coding rate $\frac{1}{2}$, για να έχουμε 2 bits ανά σύμβολο, ανά SC μετάδοσης. Στην περίπτωση αυτή χρειάζονται 48 SCs για να πάρουμε την απαιτούμενη τιμή των 96 bits ανά σύμβολο.

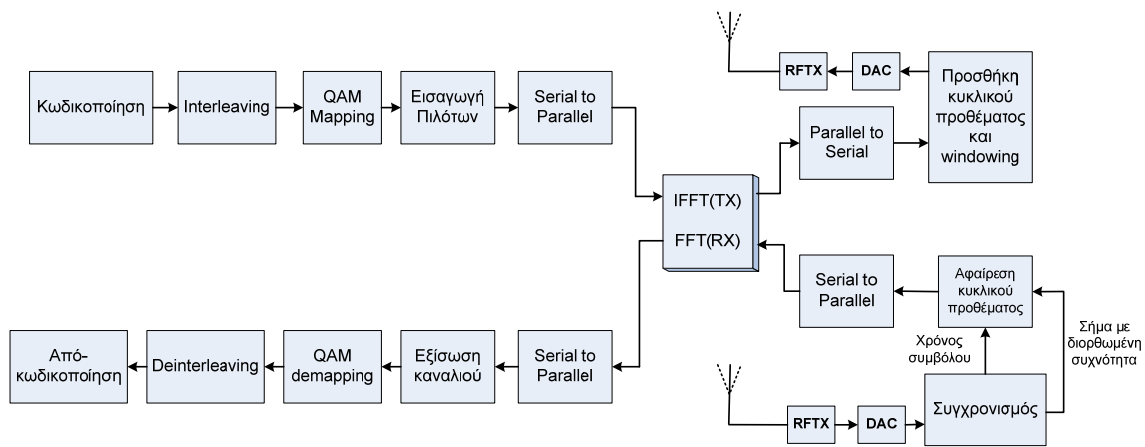
Μια άλλη επιλογή είναι να χρησιμοποιήσουμε QPSK με coding rate $\frac{3}{4}$, το οποίο μας δίνει 1.5 bits ανά σύμβολο, ανά SC μετάδοσης. Στην περίπτωση αυτή απαιτούνται 64 SCs για να πάρουμε την απαιτούμενη τιμή των 96 bits ανά σύμβολο. Ωστόσο, οι 64 SCs σημαίνουν εύρος ζώνης $64 * 250 \text{ KHz} = 16 \text{ MHz}$, το οποίο είναι μεγαλύτερο από το απαιτούμενο bandwidth. Για να πετύχουμε bandwidth μικρότερο από 15 MHz, ο αριθμός των SCs πρέπει να είναι μικρότερος από 60. Επομένως επιλέγεται η πρώτη περίπτωση με 48 SCs και σχηματισμό 16-QAM, αφού πληροί όλες τις προϋποθέσεις που απαιτούνται. Επιπλέον, η επιλογή αυτή έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί κατάλληλος radix-4 FFT/IFFT 64 σημείων, με τους 16 μηδενικούς SCs να χρησιμεύουν για την παροχή της απαραίτητης υπερδειγματοληψίας για την αποφυγή φαινομένων ψευδοθορύβου.

Μια περαιτέρω απαίτηση που μπορεί να επηρεάσει τις επιλεγμένες παραμέτρους είναι η απαίτηση για ακέραιο αριθμό δειγμάτων τόσο στο διάστημα του FFT/IFFT, όσο και στο διάστημα του συμβόλου. Για παράδειγμα, στην παραπάνω περίπτωση, θέλουμε να έχουμε ακριβώς 64 δείγματα στο διάστημα του FFT/IFFT για τη διατήρηση της ορθογωνιότητας μεταξύ των SCs. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί επιλέγοντας το ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με $64 / 4 \mu\text{s} = 16 \text{ MHz}$. Ωστόσο, για αυτόν τον συγκεκριμένο ρυθμό δειγματοληψίας, δεν υπάρχει ακέραιος αριθμός δειγμάτων με διάστημα συμβόλου 4.8μs. Η μόνη λύση στο πρόβλημα είναι να αλλάξουμε ελαφρά μια από τις παραμέτρους ώστε να συναντήσει έναν ακέραιο αριθμό. Για παράδειγμα, μπορούμε να θέσουμε τον αριθμό δειγμάτων ανά σύμβολο ίσο με 78, το οποίο θα μας δώσει ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με $78 / 4.8\mu\text{s} = 16.25 \text{ MHz}$. Έτσι το διάστημα του FFT θα γίνει ίσο με $64 / 16.25 \text{ MHz} = 3.9385 \mu\text{s}$, οπότε τόσο ο χρόνος ελέγχου, όσο και η απόσταση μεταξύ των SCs θα είναι λίγο μεγαλύτερη από ότι στην περίπτωση κανονικού διαστήματος FFT των 4 μs.

2.2.7 Επεξεργασία σήματος OFDM

Στις προηγούμενες ενότητες περιγράφηκε ο τρόπος σχηματισμού του σήματος OFDM με τη χρήση IFFT, την εισαγωγή κυκλικού προθέματος και την εφαρμογή παραθύρου. Ωστόσο, χρειάζονται περισσότερα για την κατασκευή ενός OFDM

modem. Στην Εικ. 2-15 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM modem, όπου το πάνω επίπεδο αποτελεί τον πομπό, ενώ το κάτω το δέκτη. Στο κέντρο βλέπουμε τον IFFT, ο οποίος διαμορφώνει ένα μπλοκ τιμών QAM εισόδου σε έναν αριθμό SCs. Στο δέκτη, οι SCs αποδιαμορφώνονται με τον FFT, ο οποίος εκτελεί την αντίστροφη διαδικασία. Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του FFT/IFFT είναι ότι ο FFT είναι σχεδόν πανομοιότυπος με τον IFFT. Στην πραγματικότητα, ο IFFT μπορεί να υλοποιηθεί με τη χρήση ενός FFT, ενώνοντας την είσοδο και την έξοδο του FFT και διαιρώντας το αποτέλεσμα με το μέγεθος του FFT. Έτσι είναι δυνατή η χρήση του ίδιου hardware σε πομπό και δέκτη. Φυσικά, αυτή η μείωση της πολυπλοκότητας είναι δυνατή μόνο σε περιπτώσεις που ένα modem δε χρειάζεται να εκπέμπει και να δέχεται ταυτόχρονα.



Εικόνα 2-15: Μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM πομποδέκτη

Στον δέκτη, μετά τη μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό, η ψηφιακή επεξεργασία του σήματος ξεκινά με μια φάση εκπαίδευσης (training) που βοηθά στο συγχρονισμό και καθορισμό των μετατοπίσεων στη συχνότητα. Ο FFT, όπως είδαμε, αποδιαμορφώνει όλες τις φέρουσες και η έξοδος του περιέχει N_s τιμές QAM που αντιστοιχούνται σε δυαδικές τιμές και αποκωδικοποιούνται για την παραγωγή τα δυαδικά δεδομένα στην έξοδο. Για τη σωστή αντιστοιχίση των τιμών QAM σε δυαδικές τιμές, πρέπει πρώτα να εκτιμηθούν οι φάσεις και τα πλάτη αναφοράς σε όλες τις φέρουσες. Εναλλακτικά, μπορούν να εφαρμοστούν διαφορετικές τεχνικές.

2.2.8 Υπολογισμός SNR σε συστήματα μετάδοσης OFDM

Στη συνέχεια παρουσιάζεται μια σύγκριση μεταξύ συστημάτων μονής φέρουσας και συστημάτων πολλαπλών φερουσών βασισμένη στο SNR. Όπως γνωρίζουμε, το SNR σε σύστημα μονής φέρουσας δίνεται από τη σχέση:

$$SNR_{sc} = \frac{P_s}{P_n}, \quad (2.21)$$

όπου P_s και P_n η ισχύς του σήματος και του θορύβου αντίστοιχα, ενώ ο ρυθμός λάθους ανά σύμβολο από τη σχέση:

$$SER_{sc} = \frac{(1/T)P_e}{(1/T)} = P_e, \quad (2.22)$$

όπου T είναι η περίοδος του συμβόλου, και P_e είναι η πιθανότητα λάθους.

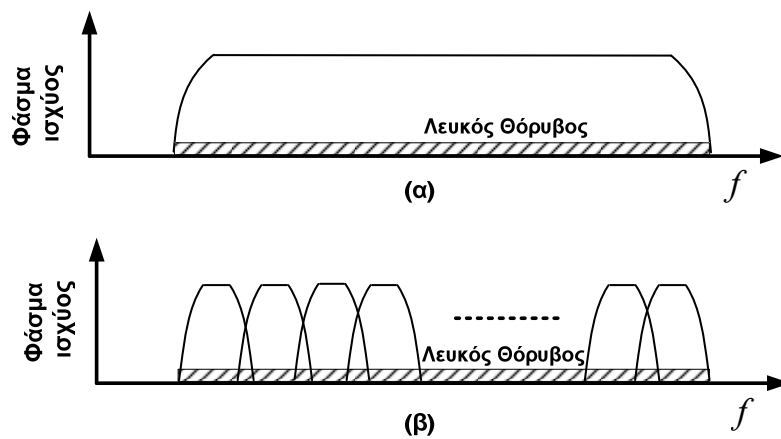
Για σύστημα πολλαπλών (έστω K) φερουσών έχουμε αντίστοιχα:

$$SNR_{MC} = \frac{P_s / K}{P_n / K} = \frac{P_s}{P_n} = SNR_{SC}, \quad (2.23)$$

και

$$SER_{MC} = \frac{(1/KT) \cdot K \cdot P_e}{(1/KT) \cdot K} = P_e = SER_{SC} \quad (2.24)$$

Παρατηρούμε ότι τόσο το SNR όσο και το SER (δεδομένου λευκού θορύβου) είναι το ίδιο και στις δύο περιπτώσεις. Στο σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζεται το φάσμα του παρατηρούμενου θορύβου.



Εικόνα 2-16: Φάσμα λευκού θορύβου σε συστήματα α) μονής και β) πολλαπλών φερουσών

2.2.9 Ιδιότητες του OFDM σήματος

Στην ενότητα αυτή θα αναφερθούμε επιγραμματικά στις ιδιότητες του σήματος OFDM, στα βασικά πλεονεκτήματα που παρουσιάζει, αλλά και στα μειονεκτήματά της σε σχέση με τα συστήματα μετάδοσης μονής φέρουσας.

Συνοψίζοντας λοιπόν από τις προηγούμενες ενότητες, τα βασικά πλεονεκτήματα της μετάδοσης OFDM είναι ότι:

- Κάνει αποδοτική χρήση του εύρους ζώνης (με το να επιτρέπει την επικάλυψη των φασμάτων των υποκαναλιών).
- Είναι πολύ λιγότερο ευαίσθητη στο φαινόμενο της επιλεκτικής εξασθένησης του καναλιού (frequency selective fading) σε σχέση με τα συστήματα μονής φέρουσας (single carrier).
- Εξαλείφει αποδοτικά τα φαινόμενα ISI και ICI με τη χρήση του χρόνου ελέγχου και την εισαγωγή κυκλικού προθέματος
- Με τη χρήση επαρκών μεθόδων κωδικοποίησης και παρεμβολής (interleaving) καναλιού μπορεί να ανακτήσει σύμβολα που έχουν αλλοιωθεί εξαιτίας της μη ομοιογενούς συμπεριφοράς του καναλιού.
- Είναι υπολογιστικά αποδοτική ως προς τη διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση, κάνοντας χρήση του FFT/IFFT, ενώ είναι δυνατή η χρήση του ίδιου hardware σε πομπό και δέκτη για την υλοποίηση του FFT/IFFT.
- Αποτελεί έναν αποδοτικό τρόπο για την αντιμετώπιση του multi-path delay spread.
- Σε σχετικά αργά μεταβαλλόμενα κανάλια, είναι δυνατή η σημαντική αύξηση της χωρητικότητας, μέσω της προσαρμογής του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε κάθε φέρουσα βάσει του SNR της συγκεκριμένης φέρουσας.
- Είναι ανθεκτική σε φαινόμενα παρεμβολής μεταξύ γειτονικών ζωνών συχνότητας (narrowband interference), αφού επηρεάζεται μόνο ένα μικρό ποσοστό των φερουσών.
- Καθιστά πιθανή την υλοποίηση δικτύων single-frequency, κάτι που είναι αρκετά ελκυστικό για εφαρμογές μετάδοσης.

Αντίθετα, σαν βασικά μειονεκτήματα μπορούν να αναφερθούν τα ακόλουθα:

- Είναι πιο επιρρεπής από τα συστήματα μονής φέρουσας σε αποκλίσεις συχνότητας και μετατοπίσεις φάσης.
- Το μεταδιδόμενο σήμα OFDM έχει πλάτος που προσομοιάζει με θόρυβο. Αυτό είναι απόρροια του γεγονότος ότι τα χρονικά δείγματα του σήματος είναι σε μεγάλο βαθμό ασυσχέτιστα μεταξύ τους και επομένως το σήμα OFDM έχει σχετικά μεγάλο λόγο $\frac{P_{peak}}{P_{avg}}$ (στιγμιαία προς μέση ισχύς). Το φαινόμενο αυτό τείνει να μειώσει την απόδοση του RF ενισχυτή αφού απαιτούνται πομποί με μεγάλο λόγο PAP, ενώ παράλληλα αυξάνει την πολυπλοκότητα των μετατροπέων ADC και DAC.

Για τη μείωση του λόγου PAP έχουν προταθεί αρκετές τεχνικές οι οποίες μπορούν να χωριστούν σε τρεις κύριες κατηγορίες. Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν τεχνικές όπως οι clipping, peak windowing και peak cancellation. Στη δεύτερη, ανήκουν οι τεχνικές κωδικοποίησης (coding) και στην τρίτη οι τεχνικές παρεμβολής (symbol scrambling).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Θόρυβος Φάσης σε OFDM Συστήματα

3.1 Εισαγωγή

Τα συστήματα OFDM που λειτουργούν σε ισχυρά επίπεδα θορύβου φάσης (*Phase Noise* - PHN) και μετατόπισης συχνότητας (*Frequency Offset* - FO) είναι γνωστό ότι υπόκεινται σημαντική υποβάθμιση της απόδοσης λόγω των υψηλών επιπέδων ολικής διαταραχής φάσης (*Total Phase Perturbation* - TPP). Η διαταραχή φάσης προκαλεί διακαναλική παρεμβολή (*Inter-Carrier Interference* - ICI), γεγονός που περιορίζει την απόδοσή τους [46-51] και καθιστά ανέφικτη τη χρήση σχηματισμών υψηλότερης τάξης για αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Σενάρια συστημάτων με ισχυρό θόρυβο φάσης έχουν γίνει σημαντικά λόγω του πρόσφατου ενδιαφέροντος για συστήματα μικροκυματικής μετάδοσης χαμηλού κόστους σε περιοχές υψηλών συχνοτήτων φέρουσας (>60GHz) [52-53]. Στις υψηλές συχνότητες τα σφάλματα φάσης είναι σημαντικά διότι η επίδραση ενός ενθόρυβου *ταλαντωτή* (*oscillator*) αυξάνεται με το τετράγωνο της συχνότητας της φέρουσας. Στο ισχυρά ενθόρυβο περιβάλλον ραδιοσυχνοτήτων (*world of "Dirty RF"*) όπως περιγράφεται χαρακτηριστικά στο [54], χρειάζονται νέες τεχνικές επεξεργασίας ψηφιακού σήματος για την αντιμετώπιση υψηλότερων επιπέδων θορύβου διαμόρφωσης, ώστε να χαλαρώσουν οι απαιτήσεις των μελλοντικών υποσυστημάτων ραδιοσυχνοτήτων.

Σε σενάρια ισχυρής διαταραχής φάσης, οι τυπικές λύσεις (π.χ., [55]-[57]) που απλά αντιμετωπίζουν τη διόρθωση της *περιστροφής της κοινής φάσης* (*Common-Phase Rotation* - CPR) δεν είναι ικανοποιητικές. Είναι απαραίτητη η χρήση πιο αποδοτικών μεθόδων εκτίμησης και αντιστάθμισης των διαταραχών φάσης, και συγκεκριμένα εκείνων που στοχεύουν παράλληλα στην αντιμετώπιση του φαινομένου της διακαναλικής παρεμβολής. Αρκετές τέτοιες μέθοδοι έχουν ήδη προταθεί στη βιβλιογραφία για εκτίμηση και διόρθωση του θορύβου φάσης και της μετατόπισης συχνότητας, τόσο στο *στάδιο ανίχνευσης δεδομένων* (*Data-Detection Stage* - DDS), όσο και στο *στάδιο εκτίμησης καναλιού* (*Channel-Estimation Stage* - CES). Στο [58] προτείνονται δύο διαφορετικές προσεγγίσεις *οδήγησης απόφασης* (*Decision-Directed* - DD) που χρησιμοποιούν τα κριτήρια *μέγιστης πιθανοφάνειας* (*Maximum Likelihood* - ML) και *γραμμικού ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος* (*Linear Minimum Mean Square Error* - LMMSE) για την εκτίμηση των όρων ICI στο DDS. Η προσέγγιση που χρησιμοποιεί το κριτήριο LMMSE δείχνει να εξασφαλίζει καλύτερη απόδοση με μεγαλύτερο κόστος πολυπλοκότητας υπολογισμού. Στο [59] προτείνεται ένας εκτιμητής LMMSE χαμηλότερης πολυπλοκότητας για την αντιμετώπιση των όρων ICI με την υψηλότερη ενέργεια στο DDS. Στο [60] προτάθηκε ένα σχήμα για την εκτίμηση του καναλιού και της *αρχικής μετατόπισης συχνότητας* (*Initial FO* - IFO) παρουσία του θορύβου φάσης το οποίο χρησιμοποιεί *πilotικά σύμβολα* (*pilot symbols*).

Αποδείχθηκε ότι η εκτίμηση καναλιού κοντά στο αντίστοιχο όριο Cramer-Rao είναι εφικτή για όλες τις περιοχές SNR πρακτικού ενδιαφέροντος. Στο [61] παρουσιάστηκαν αλγόριθμοι βασισμένοι σε ένα πιθανοκρατικό πλαίσιο που επιτρέπει την κοινή εκτίμηση των συμβόλων δεδομένων και του θορύβου φάσης. Μια σημαντική διαφορά αυτής της τελευταίας εργασίας σε σχέση με εκείνες που βασίζονται σε αυστηρές αποφάσεις είναι η χρήση κατανομών πιθανότητας για τα δεδομένα απόφασης, δηλαδή ήπιες αποφάσεις (*soft decisions*).

Οι μαθηματικοί συμβολισμοί που θα χρησιμοποιηθούν από τα Κεφάλαια 3,4 και 5 για την περιγραφή του προβλήματος και των λύσεων είναι οι εξής: Το σύμβολο \odot δηλώνει πολλαπλασιασμό όρων διανυσμάτων; $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$ και $(\cdot)^H$ δηλώνουν συζυγή, ανάστροφο και ανάστροφο Hermite αντίστοιχα, τα $E_x[\cdot]$ και $\text{Var}_x[\cdot]$ δηλώνουν τους τελεστές μέσης τιμής και διακύμανσης ως προς την *τυχαία μεταβλητή* (*random variable - R.V.*) x αντίστοιχα. Όταν χρησιμοποιείται το $x_{(i)}$ αντιστοιχεί στην από κοινού pdf όλων των τυχαίων μεταβλητών x_i που συνθέτουν το $x_{(i)}$. Τα $\text{Im}\{\cdot\}$ και $\text{Re}\{\cdot\}$ είναι τελεστές για το φανταστικό και το πραγματικό μέρος αντίστοιχα, $\mathbf{1}$ και $\mathbf{0}$ είναι τα μοναδιαία και τα μηδενικά διανύσματα αντίστοιχα, $N(\mathbf{0}, \mathbf{R})$ και $N_c(\mathbf{0}, \mathbf{R})$ είναι κατανομές πραγματικών και μιγαδικών κυκλικά συμμετρικών τυχαίων Gaussian διανυσμάτων με μέση τιμή $\mathbf{0}$ και πίνακα συσχέτισης \mathbf{R} αντίστοιχα, $\chi^2(\nu, \sigma^2)$ είναι μια *χι-τετράγωνο τυχαία μεταβλητή* (*chi-square R.V.*) με διασπορά σ^2 και ν βαθμούς ελευθερίας. Τα έντονα κεφαλαία σύμβολα αναπαριστούν πίνακες ενώ τα έντονα μικρά αναπαριστούν διανύσματα. $(\mathbf{X})_{i,j}$ είναι ο $(i,j)^{\text{ος}}$ όρος ενός πίνακα \mathbf{X} , και x_i είναι ο $i^{\text{ος}}$ όρος ενός διανύσματος \mathbf{x} . Η εκθετοποιημένη μορφή ενός διανύσματος \mathbf{x} με πραγματικές τιμές ορίζεται ως $\mathbf{x}^e \triangleq [\exp(jx_1), \dots, \exp(jx_N)]^T$, ενώ $\text{diag}\{\mathbf{x}\}$ είναι ο διαγώνιος πίνακας με τους όρους του διανύσματος \mathbf{x} στη διαγώνιό του. Το \mathbf{R}_x δηλώνει τον πίνακα αυτοσυσχέτισης ενός διανύσματος \mathbf{x} .

3.2 Μοντέλο περιγραφής συστήματος OFDM με θόρυβο φάσης

Το διάνυσμα συμβόλων αποστολής \mathbf{s} , μήκους N , κανονικοποιημένης ισχύος με αμοιβαία ανεξάρτητα στοιχεία (προσεγγιστικά) έτσι ώστε $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}$, μεταδίδεται μέσω των SCs του συμβόλου OFDM. Έπειτα από έναν αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier (IDFT) N -σημείων (N -point unitary IDFT) στον πομπό η έξοδος διατάσσεται σειριακά, επεκτείνεται με ένα κυκλικό πρόθεμα μήκους N_{CP} και το σήμα μεταδίδεται στο κανάλι. Στο δέκτη, μετά την αφαίρεση του κυκλικού προθέματος, το σήμα που λαμβάνεται δειγματοληπτικά μπορεί να αναπαρασταθεί σε διανυσματική μορφή ως

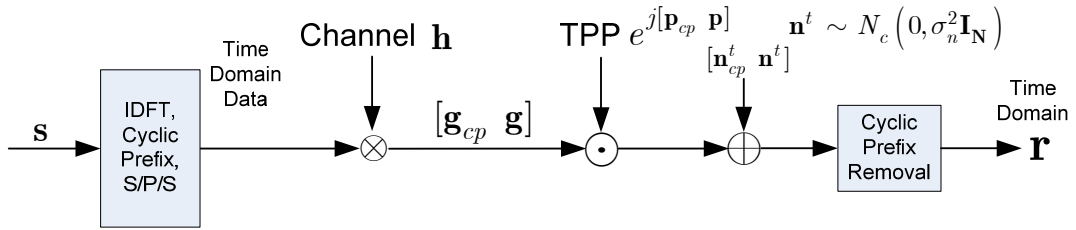
$$\mathbf{y} = \text{diag}\{\mathbf{p}^e\}\mathbf{g} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

όπου $\mathbf{g} \triangleq \mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{s}$, \mathbf{F} είναι ο μοναδιαίος DFT πίνακας μήκους N , $\mathbf{H} = \text{diag}\{\mathbf{h}^f\}$ όπου \mathbf{h}^f είναι η απόκριση συχνότητας του καναλιού, $\mathbf{n} \sim N_c(\mathbf{0}, \sigma_n^2 \mathbf{I})$ είναι το διάνυσμα του

πρόσθετου λευκού Gaussian θορύβου (AWGN) και \mathbf{p}^e είναι το εκθετοποιημένο διάνυσμα TPP. Το διάνυσμα της πραγματικής στροφής φάσης ισούται με

$$\mathbf{p} = \boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\varepsilon} + \mathcal{G}_{cp} \mathbf{1} \quad (3.2)$$

με το $\boldsymbol{\theta}$ να είναι το διάνυσμα θορύβου φάσης (PHN), το $\boldsymbol{\varepsilon} = \boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{v}$ είναι το διάνυσμα μετατόπισης συχνότητας που περιγράφει την αρχική ή την υπολειπόμενη μετατόπιση (μετά την αφαίρεση της αρχικής), ανάλογα με το στάδιο αναφοράς (CES ή DDS), το $\boldsymbol{\varepsilon}$ είναι η κανονικοποιημένη μετατόπιση συχνότητας με $|\boldsymbol{\varepsilon}| \leq 0.5$, $\mathbf{v} = (2\pi / N)[1, 2, \dots, N]^T$, και τέλος \mathcal{G}_{cp} είναι η αρχική μη σταθμισμένη συνολική στροφή φάσης.



Εικόνα 3-1: Μπλοκ διάγραμμα μοντέλου περιγραφής αποστολής-λήψης δεδομένων

Μετά από διακριτό μετασχηματισμό Fourier (DFT) στη δειγματοληφθείσα ακολουθία, η σχέση (3.1) γίνεται

$$\mathbf{y}^f = \mathbf{c}(0)\mathbf{g}^f + \mathbf{n}^{ICI} + \mathbf{n}^f \quad (3.3)$$

όπου $\mathbf{g}^f = \mathbf{H}\mathbf{s}$, \mathbf{n}^f είναι η αναπαράσταση του \mathbf{n} στη συχνότητα (επίσης λευκό), \mathbf{n}^{ICI} είναι το διάνυσμα θορύβου ICI του οποίου ο $i^{\text{στος}}$ όρος είναι (βλέπε [59])

$$n_i^{ICI} = \sum_{k=1, k \neq i}^N g_k^f c(i-k) \quad (3.4)$$

με

$$c(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e^{j2\pi(k-1)m/N} p_k^e \quad (3.5)$$

Παρατηρούμε, όσον αφορά την (3.5), ότι $c(0)$ είναι το CPR, ενώ το SNR του συστήματος ισούται με $\gamma_s \triangleq \sigma_g^2 / \sigma_n^2$.

Υπάρχουν δύο σημαντικοί τύποι PHN [50]: ο πρώτος είναι αποτέλεσμα ενός συστήματος κλειδωμένης συχνότητας (frequency-locked) και ο άλλος από το ισοδύναμο σύστημα κλειδωμένης φάσης (phased-locked).

Για τα συστήματα κλειδωμένης συχνότητας, χρησιμοποιείται το μοντέλο Wiener [47], όπου η στοχαστική διαδικασία περιγραφής του PHN προέρχεται από την «δειγματοληψία» μιας Wiener διαδικασίας συνεχούς χρόνου. Η $i^{\text{στη}}$ δειγματοληφθείσα τιμή του διάνυσματος PHN διακριτού χρόνου θ είναι

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \varphi_i, \quad i = 1 \dots N \quad (3.6)$$

όπου $\varphi_i = N(0, \sigma_\varphi^2)$. θεωρώντας $\theta_0 = 0$, ο πίνακα συσχέτισης του θ ισούται με

$$(\mathbf{R}_\theta)_{i,k} = \sigma_\varphi^2 \min\{i, k\} \quad (3.7)$$

και ο αντίστοιχος για το εκθετοποιημένο διάνυσμα PHN, θ^e , είναι

$$(\mathbf{R}_{\theta^e})_{i,k} = \exp\{-\sigma_\varphi^2 |i - k| / 2\} \quad (3.8)$$

αντίστοιχα.

Για τα συστήματα κλειδωμένης φάσης, χρησιμοποιείται τυπικά το Gaussian μοντέλο, όπου το θ_i μοντελοποιείται σαν μια στατική (stationary) στοχαστική διαδικασία, με πίνακα συσχέτισης διακριτού χρόνου είναι ίσο με:

$$(\mathbf{R}_\theta)_{i,k} = R(|i - k| T_s) \quad (3.9)$$

όπου T_s είναι η περίοδος δειγματοληψίας της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης συνεχούς χρόνου $R(t)$. Θα χρησιμοποιηθεί ένα autoregressive μοντέλο πρώτης τάξης, που περιγράφεται από την αναδρομική εξίσωση

$$\theta_i = a\theta_{i-1} + \varphi_i \quad (3.10)$$

όπου το φ_i ορίζεται όπως στο μοντέλο Wiener. Οι αντίστοιχοι πίνακες αυτοσυσχέτισης των θ και θ^e , θεωρώντας $|a| < 1$ και συνθήκες σταθερής κατάστασης, είναι:

$$(\mathbf{R}_\theta)_{i,k} = \frac{\sigma_\varphi^2 a^{|i-k|}}{1 - a^2} \quad (3.11)$$

και

$$(\mathbf{R}_{\theta^e})_{i,k} = \exp\left\{-\sigma_\varphi^2 \frac{1 - a^{|i-k|}}{1 - a^2}\right\} \quad (3.12)$$

αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι το μοντέλο πρώτης τάξης είναι το ίδιο με εκείνο που χρησιμοποιείται στα [53] και [55] μετά από κατάλληλη επιλογή των παραμέτρων του συστήματος, $a = \exp\{-2\pi\Omega_o / f_s\}$ και $\sigma_\varphi^2 = (1 - a^2)(\pi\theta_{rms} / 180)^2$.

Η κανονικοποιημένη τιμή του FO μοντελοποιείται σαν μια ομοιόμορφη (uniform) τυχαία μεταβλητή $\varepsilon \sim U(-\delta, \delta)$, $\delta > 0$ με $\sigma_\varepsilon^2 = \delta^2 / 3$. Για την περίπτωση του IFO, το δ

μπορεί να οριστεί με βάση τη χειρότερη αναμενόμενη τιμή ενώ, στην περίπτωση του RFO, το δ εξαρτάται από την απόδοση του αλγορίθμου εκτίμηση του IFO (εφόσον το RFO είναι η υπολειπόμενη μετατόπιση συχνότητας μετά από αυτό το αρχικό βήμα εκτίμησης). Οι πίνακες αυτοσυσχέτισης διακριτού χρόνου των $\boldsymbol{\varepsilon}$ και $\boldsymbol{\varepsilon}^e$ είναι

$$(\mathbf{R}_{\boldsymbol{\varepsilon}})_{i,k} = (2\pi / N)^2 ik\sigma_{\varepsilon}^2 \quad (3.13)$$

και

$$(\mathbf{R}_{\boldsymbol{\varepsilon}^e})_{i,k} \begin{cases} \frac{\sin((i-k)\frac{2\pi}{N}\delta)}{(i-k)\frac{2\pi}{N}\delta} & , i \neq k \\ 1 & , i = k \end{cases} \quad (3.14)$$

αντίστοιχα. Οι (3.13) και (3.14) εφαρμόζονται σε όλα τα στατιστικά μοντέλα περιγραφής FO μηδενικού μέσου όρου με διασπορά σ_{ε}^2 .

3.3 Εναλλακτικό μοντέλο περιγραφής

Σκοπός της παραγράφου είναι η πρόταση ενός κατάλληλου περιγραφικού μοντέλου για τη ληφθείσα ακολουθία δειγμάτων, διαφορετικού από το (3.1), το οποίο θα επιτρέπει την εκτίμηση του διανύσματος ολικής διαταραχής φάσης, με αλγορίθμους χαμηλής πολυπλοκότητα. Συγκεκριμένα, εφαρμόζουμε N διαφορετικές αρχικοποιήσεις ενός στατιστικού μοντέλου περιγραφής στο πεδίο του χρόνου για να περιγράψουμε το διάνυσμα φάσης. Κάθε αρχικοποίηση αφορά ένα συγκεκριμένο (έστω τον $l^{\sigma\omega}$) όρο αυτού του διανύσματος, του οποίου η τιμή θεωρείται ως η κοινή φάση για όλα τα ληφθέντα δείγματα. Στην Εικ. 3-2 παρουσιάζουμε σχηματικά το μοντέλο περιγραφής.

Επομένως, παραμετροποιημένο ως προς το p_l , το \mathbf{p} μπορεί να γραφεί ως

$$\mathbf{p} = p_l \mathbf{1} + \boldsymbol{\theta}(l) + \boldsymbol{\varepsilon}(l) \quad (3.15)$$

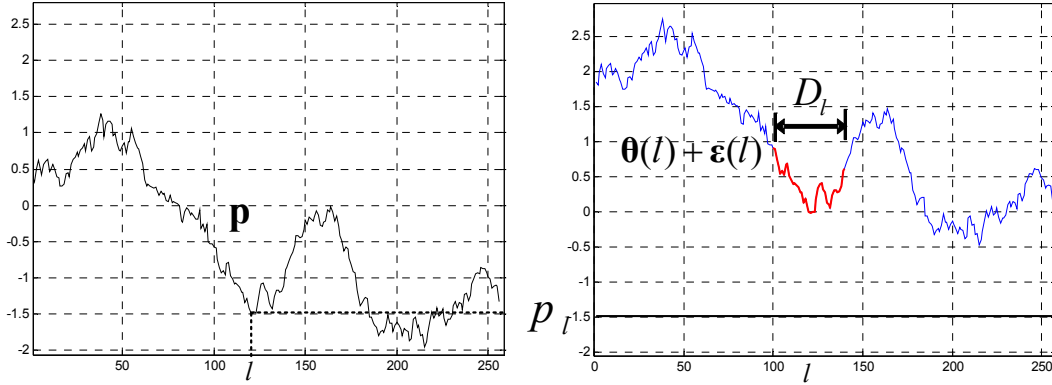
όπου $p_l = \theta_l + \vartheta_{cp} + \varepsilon_l$ όπως ορίζεται στην (2), $\boldsymbol{\varepsilon}(l) \triangleq \boldsymbol{\varepsilon} - \varepsilon_l \mathbf{1}$ και $\boldsymbol{\theta}(l) \triangleq \boldsymbol{\theta} - \theta_l \mathbf{1}$.

Με βάση την (3.15), και χρησιμοποιώντας την προσέγγιση μικρής γωνίας $e^{j\phi} \approx 1 + j\phi$ για τα στοιχεία του διανύσματος $\boldsymbol{\theta}(l) + \boldsymbol{\varepsilon}(l)$, η (3.1) γίνεται

$$\mathbf{y} = p_l^e \mathbf{g} + \boldsymbol{\theta}^n(l) + \boldsymbol{\varepsilon}^n(l) + \mathbf{n} \quad (3.16)$$

όπου $\boldsymbol{\theta}^n(l) \triangleq jp_l^e \mathbf{g} \odot \boldsymbol{\theta}(l)$ και $\boldsymbol{\varepsilon}^n(l) \triangleq jp_l^e \mathbf{g} \odot \boldsymbol{\varepsilon}(l)$. Ο εκθέτης 'n' δηλώνει "θόρυβο", καθώς αυτοί οι όροι θα θεωρούνται ως θόρυβος κατά τη διαδικασία εκτίμησης.

Το προτεινόμενο μοντέλο παραμετροποιείται κατά l και είναι γραμμικό ως προς τον όρο p_l^e .



Εικόνα 3-2: Σχηματική παρουσίαση του εναλλακτικού μοντέλου περιγραφής

Φυσικά, η ακρίβεια περιγραφής του μοντέλου μειώνεται για δείγματα μακριά από το l λόγω της προσέγγισης μικρής γωνίας που χρησιμοποιήθηκε. Όπως όμως θα δειχθεί αργότερα, μόνο τα δείγματα κοντά στο l θα χρησιμοποιηθούν από τον προτεινόμενο εκτιμητή στις περιοχές SNR με πρακτικό ενδιαφέρον.

Ακολουθώντας θα υπολογιστούν οι απαραίτητες στατιστικές περιγραφές για τα $\epsilon(l)$ και $\theta(l)$ που θα χρησιμοποιηθούν για τη βελτιστοποίηση του προτεινόμενου εκτιμητή. Κάνοντας χρήση της (3.13), αποδεικνύεται ότι το $\epsilon(l)$ είναι μηδενικής μέσης τιμής με

$$\left(\mathbf{R}_{\epsilon(l)}\right)_{i,k} = (2\pi / N)^2 (l-i)(l-k)\sigma_\epsilon^2 \quad (3.17)$$

Επιπλέον, οι στατιστικές του $\theta(l)$ καθορίζονται από χρησιμοποιούμενο μοντέλο θορύβου φάσης: Για PHN τύπου Wiener, περιέχονται δείγματα δύο διαφορετικών Wiener διαδικασιών, με αποτέλεσμα $\theta(l) \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{R}_{\theta(l)})$ με

$$\left(\mathbf{R}_{\theta(l)}\right)_{i,k} = \begin{cases} \sigma_\varphi^2 \min\{l-i, l-k\}, & i, k < l \\ \sigma_\varphi^2 \min\{i-l, k-l\}, & i, k > l \\ 0 & \text{αλλιώς} \end{cases} \quad (3.18)$$

Για Gaussian μοντέλο PHN και χρησιμοποιώντας την (3.14), πάλι $\theta(l) \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{R}_{\theta(l)})$ με

$$\left(\mathbf{R}_{\theta(l)}\right)_{i,k} = R(0) + R(|i-k|T_s) - R(|l-i|T_s) - R(|l-k|T_s) \quad (3.19)$$

Έχοντας υπολογίσει την αναγκαία στατιστική περιγραφή όλων των επιμέρους διανυσμάτων του εναλλακτικού μοντέλου περιγραφής, στο επόμενο κεφάλαιο θα δοθούν τα βήματα σχεδιασμού του αλγορίθμου εκτίμησης της συνολικής διαταραχής φάσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Σύστημα Αντιμετώπισης Θορύβου Φάσης

4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται μία συνολική λύση για ένα σύστημα OFDM, εύρωστο σε υψηλά επίπεδα θορύβου φάσης. Αρχικά περιγράφεται ο προτεινόμενος εκτιμητής διανύσματος συνολικής διαταραχής φάσης. Βασίζεται στον κλασικό εκτιμητή κοινής στροφής φάσης παραγόμενος με βάση το κριτήριο ελαχίστων τετραγώνων [55], παραμετροποιημένο στο μήκος ενός συμμετρικού παραθύρου που ορίζει τα δεδομένα που θα χρησιμοποιηθούν για την εκτίμηση. Έπειτα περιγράφεται η διαδικασία βελτιστοποίησης του μήκους παραθύρου, βάσει της αναλυτικής έκφρασης του υπολειπόμενου ICI μετά την διόρθωση. Τέλος περιγράφεται η πρακτική εφαρμογή του σε ένα σύστημα OFDM, τόσο στο στάδιο εκτίμησης καναλιού όσο και στο στάδιο ανίχνευσης δεδομένων. Προτείνεται μια τεχνική για την επίτευξη καλύτερης σύγκλισης όταν χρησιμοποιείται σε σχήμα επαναληπτικής εκτίμησης και διόρθωσης και τέλος, σχολιάζεται η επιπλέον πολυπλοκότητα που εισάγει σε σύγκριση με ανταγωνιστικά σχήματα και σε σχέση με ένα κλασικό σύστημα OFDM.

4.2 Εκτιμητής ελαχίστων τετραγώνων

Τα κλασικά OFDM συστήματα στοχεύουν στην εκτίμηση και διόρθωση μόνο του CPR. Ο εκτιμητής ελαχίστων τετραγώνων του CPR που προτείνεται στα [55] και [64] είναι μια ανθεκτική λύση για μέτριες διαταραχές φάσης όσον αφορά την υποβάθμιση του BER και δίνεται από τη σχέση

$$\hat{c}(0) = \mathcal{LS}(\mathbf{y}^f | \mathbf{g}^f, D^f) \triangleq \sum_{k \in D^f} (\mathbf{g}_k^f)^* y_k^f / \sum_{k \in D^f} |\mathbf{g}_k^f|^2 \quad (4.1)$$

Ο τελεστής $\mathcal{LS}(\bullet)$ που ορίζεται στη (4.1) είναι συνάρτηση ενός διανύσματος παρατήρησης (σ' αυτή την περίπτωση \mathbf{y}^f), που ορίζεται περαιτέρω από ένα άλλο διάνυσμα παραμέτρων (σ' αυτή την περίπτωση \mathbf{g}^f) και ένα σύνολο από δείκτες (σ' αυτή την περίπτωση D^f). Όπως είναι γνωστό [55], ο εκτιμητής ελαχίστων τετραγώνων ικανοποιεί επίσης και άλλα κριτήρια (π.χ. μέγιστης πιθανοφάνειας) για κλασική γραμμική παραμετρική εκτίμηση σε περιβάλλον λευκού θορύβου (που είναι η περίπτωση στο [55] κάτω από κατάλληλες προσεγγίσεις). Το σύνολο $D^f = \{i_1, i_2, \dots, i_s\}$ αναπαριστά είτε δείκτες πιλοτικών φερουσών (pilot-bearing sub-carrier indices) για μεθόδους εκτίμησης βάσει πιλοτικών συμβόλων, είτε δεδομένων (data-bearing sub-carrier indices), για μεθόδους οδήγησης απόφασης, είτε συνδυασμού των δύο. Ωστόσο, όπως αναφέρθηκε, σε περιβάλλον με ισχυρές

διαταραχές φάσης, είναι απαραίτητη μια διαδικασία εκτίμησης και διόρθωσης του διανύσματος ολικής διαταραχής φάσης και όχι μόνο του CPR. Χρησιμοποιώντας τις στατιστικές περιγραφές των διανυσμάτων διαταραχής φάσης του προηγούμενου κεφαλαίου, ο εκτιμητής LMMSE στο πεδίο το χρόνου αποδεικνύεται [65] ότι είναι,

$$\hat{\mathbf{p}}^e = \mathbf{R}_{\mathbf{p}^e} \mathbf{G}^H \left(\mathbf{G} \mathbf{R}_{\mathbf{p}^e} \mathbf{G}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{y} \quad (4.2)$$

με $\mathbf{G} = \text{diag}\{\mathbf{g}\}$ και $\mathbf{R}_{\mathbf{p}^e} = \mathbf{R}_{\theta^e} \odot \mathbf{R}_{\mathbf{e}^e}$ εφόσον ο θόρυβος φάσης και η μετατόπιση συχνότητας μπορούν με ασφάλεια να θεωρηθούν ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές. Το υπολογιστικό κόστος αυτής της λύσης είναι αντίστοιχο με εκείνο της επίλυσης ενός συστήματος εξισώσεων τάξης N . Το κόστος αυτό είναι απαγορευτικό για ένα σύστημα OFDM που κύριο στόχο έχει τη χαμηλή πολυπλοκότητα. Σχήματα οδήγησης απόφασης (DD) που χρησιμοποιούν το κριτήριο LMMSE μόνο για την εκτίμηση του διανύσματος διαταραχής φάσης, προτείνονται στα [58] και [59]. Στο [58], προτείνεται το ισοδύναμο του (4.2) στο πεδίο της συχνότητας, όπου εκτιμώνται οι συντελεστές Fourier του θορύβου φάσης (δηλαδή ο μετασχηματισμός Fourier του θ^e).

Ο προτεινόμενος εκτιμητής LS, βλέπε (4.3), επιχειρεί να συνδυάσει τη χαμηλή πολυπλοκότητα του εκτιμητή CPR (4.1) εφαρμοζόμενος όμως στο γενικότερο πρόβλημα της εκτίμησης του διανύσματος TPP όπως στο (4.2). Σημαντικό ρόλο έχει η δυϊκότητα μεταξύ του μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας στην (3.3) και στο εναλλακτικό μοντέλο στο πεδίο του χρόνου που προτείνουμε στην (3.9). Η δυϊκότητα αυτή αναφέρεται σε κάθε συνιστώσα του διανύσματος TPP, και συνεπώς μπορεί να χρησιμοποιηθεί ακριβώς το ίδιο προσεγγιστικό μοντέλο όπως στην παραγωγή της (4.1) [55][64]. Συνεπώς, προτείνεται η χρήση και η βελτιστοποίηση ενός παραμετρικού LS εκτιμητή όπως αυτός ορίζεται στην (4.1). Έστω ότι το $D(l) \triangleq \{l - L_-(l), \dots, l + L_+(l)\}$ είναι το σύνολο των δεικτών των $L_-(l) + L_+(l) + 1$ χρονικά γειτονικών δειγμάτων γύρω από το l , δηλαδή ένα παράθυρο μέσα στο οποίο περιορίζεται η εκτίμηση του $l^{\text{στω}}$ στοιχείου του διανύσματος φάσης. Σύμφωνα με τα παραπάνω, ο προτεινόμενος windowed-LS (WLS) εκτιμητής στο πεδίο του χρόνου για το p_l^e ορίζεται ως

$$\hat{p}_l^e \triangleq \mathcal{LS}(\mathbf{y} | \mathbf{g}, D(l)) \quad (4.3)$$

και παραμετροποιείται από το παράθυρο δεικτών $D(l)$ (η βελτιστοποίηση των οποίων θα μας απασχολήσει αργότερα). Αποδεικνύεται ότι $E_{p_l^e | p_l^e} [\hat{p}_l^e] = p_l^e$, δηλαδή πρόκειται για έναν αμερόληπτο (unbiased) εκτιμητή με θόρυβο εκτίμησης που δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{n}^{\text{total}} = \mathcal{LS}(\boldsymbol{\theta}^n(l) + \boldsymbol{\varepsilon}^n(l) + \mathbf{n} | \mathbf{g}, D(l)) \quad (4.4)$$

Συνοψίζοντας, ο εκτιμητής της (4.3) έχει τελεστές της ίδιας μορφής με την (4.1), αλλά τώρα αναφέρεται στο νέο μοντέλο περιγραφής στο πεδίο του χρόνου (3.9), ξεχωριστά για κάθε χρονικό δείγμα l . Οι παράμετροι $L_-(l), L_+(l)$ θα καθορίζουν ένα εφικτό παράθυρο $D(l)$ αν ικανοποιούν τις παρακάτω προϋποθέσεις:

$$0 \leq L_-(l) < l \text{ και } 0 \leq L_+(l) \leq N - l \quad (4.5)$$

Είναι ενδιαφέρον να παρατηρήσουμε ότι για τα $L_-(l)=l-1$ και $L_+(l)=N-l$, $\hat{p}_l^e = \hat{c}(0)$ για κάθε $l (l=1 \dots N)$, ο προτεινόμενος εκτιμητής απλοποιείται στον κλασικό εκτιμητή του CPR. Για $L_-(l)=L_+(l)=0$, απλοποιείται στον εκτιμητή ML που προτείνεται στο [58]. Επιπλέον, οι παραπάνω εκφράσεις υποθέτουν ένα τυχαίο \mathbf{g} το οποίο μπορεί κατάλληλα να εκτιμηθεί επακριβώς είτε στο στάδιο εκτίμησης καναλιού είτε στο στάδιο εκτίμησης δεδομένων. Λεπτομέρειες για τα πρακτικά ζητήματα εκτίμησης του \mathbf{g} χρησιμοποιώντας τεχνικές οδήγησης απόφασης (decision-directed) θα δοθούν παρακάτω.

Λόγω της εκθετοποιημένης μορφής του διανύσματος TPP, μας ενδιαφέρει μόνο η πραγματική γωνία $\hat{p}_l = \arg\{\hat{p}_l^e\}$ της μιγαδικής εκτίμησης \hat{p}_l^e κατά τη διαδικασία διόρθωσης της φάσης. Σε κάθε δείγμα στο πεδίο του χρόνου αφαιρούμε την στροφή μέσω ενός πολλαπλασιασμού με $\exp(-j\hat{p}_l)$. Επομένως, το υπολειπόμενο σφάλμα φάσης για το δείγμα l μετά από αυτή τη διόρθωση φάσης είναι

$$r_l = \arg\{p_l^e \exp(-j\hat{p}_l)\} = \arg\{p_l^e (\hat{p}_l^e)^*\} \quad (4.6)$$

Στο Παράρτημα Α, το συνολικό επίπεδο ενέργειας της υπολειπόμενης διακαναλικής παρεμβολής προσεγγίζεται από την ενέργεια του μέσου υπολειπόμενου σφάλματος φάσης (A-PCEV). Επειδή αποδεδειγμένα ο εκτιμητής είναι αμερόληπτος (χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα από τα Παραρτήματα Β και Γ) αυτό το επίπεδο ενέργειας ισούται με το A-PCEV, δηλαδή

$$\tilde{\sigma}_{\text{ICI}}^2 \approx \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \text{Var}[r_l] \quad (4.7)$$

Θα αναφερόμαστε στην ελαχιστοποίηση της (4.7) ως το κριτήριο A-PCEV. Θα χρησιμοποιηθεί για τη βελτιστοποίηση της (4.3) επιτυγχάνοντας την ελαχιστοποίηση του υπολειπόμενου ICI και συνεπώς βέλτιστη, με βάση την απόδοση του συστήματος, εκτίμηση.

4.3 Βελτιστοποίηση παραθύρου εφαρμογής

Στη συνέχεια υπολογίζουμε το βέλτιστο παράθυρο εφαρμογής βάσει του κριτηρίου A-PCEV. Χρησιμοποιώντας την προσέγγιση μικρής γωνίας για το r_l στη (4.6) και όταν $\hat{p}_l^e \approx p_l^e$ ($|\hat{p}_l^e| \approx 1$), έχουμε

$$r_l \approx \text{Im}\{p_l^e (\hat{p}_l^e)^*\} \quad (4.8)$$

Χρησιμοποιώντας τις (4.3) (4.4) και (4.8) η μέση διακύμανση σφάλματος μετά τη διόρθωση του r_l προσεγγίζεται ως,

$$\text{Var}[r_l] \approx \text{Var}[n_l^{\text{LS}}] + \text{Var}[\varepsilon_l^{\text{LS}}] + \text{Var}[\theta_l^{\text{LS}}] \quad (4.9)$$

όπου n_l^{LS} , $\varepsilon_l^{\text{LS}}$ και θ_l^{LS} είναι τυχαίες τιμές που παράγονται από το φανταστικό μέρος του τελεστή $\mathcal{L}\mathcal{S}(\cdot | \mathbf{g}, D(l))$ στο \mathbf{n} , $\mathbf{j}\mathbf{g} \odot \boldsymbol{\varepsilon}(l)$ και $\mathbf{j}\mathbf{g} \odot \boldsymbol{\theta}(l)$, αντίστοιχα. Για την εύρεση του βέλτιστου παραθύρου (για κάθε l) πρέπει να λύσουμε την

$$(L_-(l), L_+(l)) = \underset{(L_-(l) \in \{0, \dots, L-1\}, L_+(l) \in \{0, \dots, N-l\})}{\text{arg min}} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \text{Var}[r_l] \right\} \quad (4.10)$$

Για να λύσουμε την (4.10), πρέπει να εξαχθούν εκφράσεις κλειστής μορφής για την (4.9). Ο υπολογισμός της (4.9) εξαρτάται από το σενάριο υλοποίησης, καθώς είτε το \mathbf{g} μπορεί να θεωρηθεί γνωστό (εκτιμημένο) όταν ο υπολογισμός γίνεται για κάθε σύμβολο (το \mathbf{g} εξαρτάται από το κανάλι και τα δεδομένα), είτε το \mathbf{g} μπορεί να μοντελοποιηθεί στοχαστικά όταν ο υπολογισμός γίνεται για κάθε πλαίσιο (frame) αποστολής συμβόλων.

Για την «ανα σύμβολο» περίπτωση, η (4.9) μπορεί να υπολογιστεί ως (βλ. Παρ. Β)

$$\text{Var}[r_l] = \frac{\sigma_n^4 / 4 + \sum_{k \in D(l)} \sum_{i \in D(l)} (\mathbf{R}_{\boldsymbol{\varepsilon}(l) + \boldsymbol{\theta}(l)})_{k,i} |\mathbf{g}_k|^2 |\mathbf{g}_i|^2}{\left(\sum_{k \in D(l)} |\mathbf{g}_k|^2 \right)^2} \quad (4.11)$$

όπου $(\mathbf{R}_{\boldsymbol{\varepsilon}(l) + \boldsymbol{\theta}(l)})_{k,i} = (\mathbf{R}_{\boldsymbol{\varepsilon}(l)})_{k,i} + (\mathbf{R}_{\boldsymbol{\theta}(l)})_{k,i}$. Για τη λύση της (4.10) με χρήση της (4.11) για γνωστό \mathbf{g} (και για κάθε l) απαιτούνται τεχνικές ακέραιου προγραμματισμού (integer-programming techniques) όπου και η επίλυση θα επαναλαμβάνεται για κάθε σύμβολο OFDM ξεχωριστά. Αναμένεται καλύτερη απόδοση σε σχέση με την «ανα πλαίσιο» περίπτωση, καθώς η εκτιμώμενη τιμή του \mathbf{g} υπολογίζεται με ακρίβεια, αλλά το μειονέκτημα είναι η απαγορευτική πολυπλοκότητα υπολογισμού. Επομένως θα επικεντρωθούμε στην «ανα πλαίσιο» περίπτωση, όπου ο υπολογισμός της (4.9)

βασίζεται σε στατιστική περιγραφή του \mathbf{g} . Παρακάτω, στην παράγραφο 4.3.1, ορίζονται εκφράσεις κλειστής μορφής και για τους τρεις όρους της (4.9) με βάση τη στατιστική περιγραφή του \mathbf{g} . Για να αποφύγουμε μια πολύπλοκη αριθμητική διαδικασία για την (4.10), υπολογίζουμε μια προσεγγιστική λύση κλειστής μορφής για τον προσδιορισμό βέλτιστου παραθύρου στην παράγραφο 4.3.2. Στην παράγραφο 4.3.3 ελέγχουμε την ακρίβεια της προηγηθείσας ανάλυσης και την ποιότητα της προσέγγισης του ICI καθώς και των προτεινόμενων λύσεων μέσω κατάλληλα επιλεγμένων προσομοιώσεων σε κανάλια με επίπεδη αλλά και επιλεκτική απόκριση συχνότητας.

4.3.1 Αναλυτική παραγωγή της υπολειπόμενης διακύμανσης σφάλματος

Αρχικά υπολογίζονται εκφράσεις κλειστής μορφής για τους τρεις όρους της (4.9). Τα αποτελέσματα που ακολουθούν εκφράζονται σαν συναρτήσεις των L_-, L_+ . Ο δείκτης l παραλείπεται, λόγω ανεξαρτησίας των αποτελεσμάτων από την τιμή του. Ωστόσο, το l χρησιμοποιείται για να καθορίζει τις οριακές συνθήκες (4.5) για τα $L_-(l), L_+(l)$. Θα αναφερόμαστε στο unconstrained-PCEV όταν η (4.5) δεν λαμβάνεται υπόψη.

Μοντελοποιώντας το \mathbf{g} σαν $N_c(\mathbf{0}, \sigma_g^2 \mathbf{I})$, ακριβές για κανάλι επίπεδης συχνότητας, τότε (βλ. Παράρτημα Γ)

$$\text{Var}[n_i^{\text{LS}}] = \frac{1}{2\gamma_s L_{s,+}^{1,1}} \quad (4.12)$$

και

$$\text{Var}[\varepsilon_i^{\text{LS}}] = \left(\frac{2\pi}{N}\right)^2 \frac{\sigma_\varepsilon^2}{12} \frac{4L_{s,+}^{3,3} + 6L_{s,+}^{2,2} + 2L_{s,+}^{1,1} + 3(L_{s,+}^{2,1} - L_{s,-}^{2,1})^2}{(L_{s,+}^{1,1} + 1)(L_{s,+}^{1,1} + 2)} \quad (4.13)$$

με $L_{s,+}^{p_1, p_2} \triangleq (L_-)^{p_1} + (L_+)^{p_2}$. Τότε τα $L_{s,+}^{p_1, p_2}$ και $L_{s,-}^{p_1, p_2}$ ορίζονται παρομοίως.

Όσον αφορά το θ_i^{LS} , η απάντηση εξαρτάται από το μοντέλο,

$$\text{Var}[\theta_i^{\text{LS}}] = \frac{\sigma_\varphi^2}{3} \frac{L_{s,+}^{3,3} + 3L_{s,+}^{2,2} + 2L_{s,+}^{1,1}}{(L_{s,+}^{1,1} + 1)(L_{s,+}^{1,1} + 2)} \quad (4.14)$$

για μοντέλο Wiener, και

$$\text{Var}[\theta_i^{\text{LS}}] = \frac{(L_{s,+}^{1,1} + 2)(L_{s,+}^{1,1} \rho_0 - 2 \sum_{i=-L_-, i \neq 0}^{L_+} \rho_{|i|}) + \sum_{i=-L_-, i \neq 0}^{L_+} \sum_{k=-L_-, k \neq 0}^{L_+} \rho_{|k-i|}}{(L_{s,+}^{1,1} + 1)(L_{s,+}^{1,1} + 2)} \quad (4.15)$$

για Gaussian μοντέλο με $\rho_i = R(|i|T_s)$. Άλλες περιπτώσεις μπορούν να υπολογιστούν με τη βοήθεια του Παραρτήματος Γ και τη χρήση των αντίστοιχων στατιστικών.

Παρατηρούμε ότι η σχέση (4.13) ισχύει όχι μόνο για ομοιόμορφη αλλά επίσης και για οποιαδήποτε κατανομή περιγραφής του FO με διασπορά που ισούται με σ_ε^2 .

4.3.2 Προσεγγιστική λύση κλειστής μορφής

Έχοντας παράγει όλους τους απαιτούμενους όρους, το βέλτιστο παράθυρο μπορεί κατ' αρχήν να υπολογιστεί αριθμητικά [65]. Για να μειώσουμε επιπλέον την πολυπλοκότητα, υπολογίζεται μια λύση κλειστής μορφής για την επίλυση της (4.10) ακολουθώντας μια διαδικασία δύο βημάτων: Αρχικά υπολογίζεται ένα προσεγγιστικά βέλτιστο παράθυρο που ελαχιστοποιεί το unconstrained- PCEV. Αυτό το παράθυρο χρησιμοποιείται για όλες τις τιμές του l που ικανοποιούν την (4.5), ενώ για εκείνες τις «ακραίες» τιμές του l που δεν την ικανοποιούν, υιοθετείται μια ευριστική προσέγγιση.

Όπως φαίνεται στο Παράρτημα Δ, το unconstrained-PCEV ελαχιστοποιείται από ένα συμμετρικό παράθυρο, παραμετροποιημένο ως προς L , αν η αναζήτηση περιορίζεται σε παράθυρα περιττού μήκους (συνολικό μήκος $2L + 1$). Επομένως, ένα προσεγγιστικά βέλτιστο παράθυρο (καθώς δεν μελετάμε παράθυρα άρτιου μήκους) ανήκει στο χώρο των συμμετρικών παραθύρων. Αυτό το παράθυρο μπορεί εύκολα να υπολογιστεί σε κλειστή μορφή καθώς τα $\text{Var}[\varepsilon_l^{\text{LS}}(L)]$ και $\text{Var}[\theta_l^{\text{LS}}(L)]$ (βλ. Παράρτημα Δ για τους σχετικούς ορισμούς) μπορούν να προσεγγιστούν από γραμμικές εκφράσεις. Η εξίσωση (4.13) μπορεί να γραφεί ως

$$\text{Var}[\varepsilon_l^{\text{LS}}(L)] \approx (2\pi / N)^2 \sigma_\varepsilon^2 (a_\varepsilon L + c_\varepsilon) \quad (4.16)$$

ενώ οι (4.14) και (4.15) ως

$$\text{Var}[\theta_l^{\text{LS}}(L)] \approx \sigma_\varphi^2 (a_\theta L + c_\theta) \quad (4.17)$$

Στις (4.16) και (4.17), έγιναν γραμμικές ως προς το L προσεγγίσεις με κατάλληλα επιλεγμένες παραμέτρους a_ε , c_ε , a_θ , c_θ . Για μοντέλο Wiener και μετατοπίσεις συχνότητας μηδενικού μέσου όρου επιλέγουμε $a_\theta = a_\varepsilon = 1/6$ (οι σταθεροί όροι αγνοούνται κατά τη διαδικασία ελαχιστοποίησης). Για μοντέλο πρώτης τάξης Gaussian, μπορεί να χρησιμοποιηθεί γραμμική προσέγγιση για συγκεκριμένες περιοχές των τιμών του a . Για $a > 0.9$ η προσέγγιση που χρησιμοποιήθηκε είναι $a_\theta = 0.17$.

Με τη βοήθεια των παραπάνω γραμμικών προσεγγίσεων και θεωρώντας προσωρινά το L σαν συνεχή παράμετρο, το unconstrained-PCEV περιορισμένο στο χώρο των συμμετρικών παραθύρων ελαχιστοποιείται όταν

$$L^c = \frac{1}{2\sqrt{\gamma_s (a_\theta \sigma_\varphi^2 + a_\varepsilon (2\pi / N)^2 \sigma_\varepsilon^2)}} \quad (4.18)$$

Μια προσεγγιστική λύση για το βέλτιστο συμμετρικό παράθυρο για την unconstrained έκδοση της (4.9) είναι η $L_- = L_+ = \tilde{L}$, όπου ο \tilde{L} είναι ο πλησιέστερος ακέραιος στο L^c και μεγαλύτερος της μονάδας. Επομένως, η προτεινόμενη προσεγγιστικά βέλτιστη λύση για την (4.10) είναι

$$\begin{aligned} L_-(l) &= \max\{l - \tilde{L}, 1\} \\ L_+(l) &= \min\{l + \tilde{L}, N\} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Για εκείνα τα l για τα οποία το \tilde{L} δεν ικανοποιεί τη (4.5), η ευρετική προσέγγιση είναι να «αποκόπουμε» το παράθυρο στις οριακές τιμές επιτρέποντας το l να παίρνει τιμές από 1 έως N . Συμπερασματικά, ο προτεινόμενος εκτιμητής δίνεται από τη (4.3), με χρήση της (4.19) για τις παραμέτρους του σχετικού με τη συνολική διαταραχή φάσης παραθύρου, ενώ η διόρθωση εκτελείται με τον κλασικό τρόπο: πολλαπλασιάζοντας κάθε δείγμα στο πεδίο του χρόνου με $\exp(-j\hat{p}_i)$.

4.3.3 Μελέτη προσεγγιστικών βημάτων επίλυσης

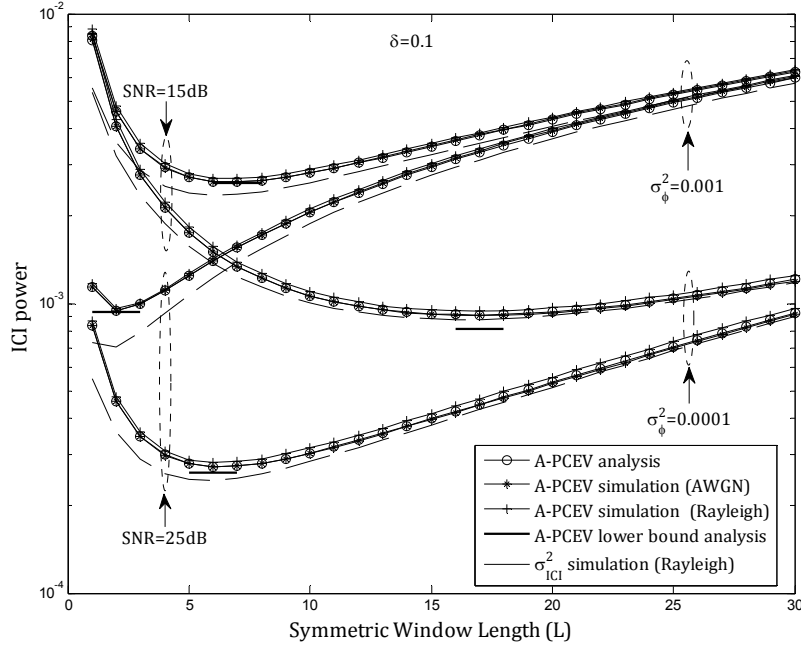
Πραγματοποιήθηκε προσομοίωση για τον υπολογισμό του A-PCEV υποθέτοντας άριστη γνώση του καναλιού και των δεδομένων. Τα αποτελέσματά φαίνονται στις Εικόνες 4-1, 4-2 και 4-3. Οι προσομοιώσεις επιβεβαιώνουν:

- την ακρίβεια του αναλυτικού υπολογισμού του PCEV της παραγράφου 4.3.1,
- την ποιότητα της προσέγγισης της (4.7) σαν συνάρτηση του υπολειπόμενου ICI,
- την αμελητέα απώλεια απόδοσης λόγω της υιοθέτησης ενός συμμετρικού παραθύρου (που περικόπεται στις άκρες) σε σύγκριση με το βέλτιστο παράθυρο,
- την ακρίβεια της πρακτικής λύσης στις (4.18)-(4.19) σε σύγκριση με το πραγματικά βέλτιστο συμμετρικό παράθυρο που θα προέκυπτε από την αριθμητική λύση της (4.10) με τη βοήθεια των (4.12)-(4.15).

Οι παράμετροι της προσομοίωσης είναι: 128 υπό-φέρουσες, διαμόρφωση 16-QAM και $N_{CP}=10$ δείγματα. Το κανάλι επλεκτικής συχνότητας αντιστοιχεί σε ένα Rayleigh κανάλι κρουστικής απόκρισης με εκθετική μείωση ενέργειας μήκους N_{CP} .

Στην Εικ. 4-1 σχεδιάζονται η ενέργεια του υπολειπόμενου ICI, $\tilde{\sigma}_{ICI}^2$, και ο κυριότερος όρος του, το A-PCEV, που προκύπτουν από τη χρήση του προτεινόμενου εκτιμητή σαν συνάρτηση του μήκους \tilde{L} του συμμετρικού παραθύρου της (4.19). Το A-PCEV σχεδιάζεται αναλυτικά (Παράρτημα Α) και μέσω εξομοίωσης για AWGN και Rayleigh κανάλια. Φαίνεται επίσης και το χαμηλότερο όριο του A-PCEV, που παράγεται από την αριθμητική λύση της (4.10). Οι τιμές των παραμέτρων για τις προσομοιώσεις φαίνονται στο σχετικό υπόμνημα. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν

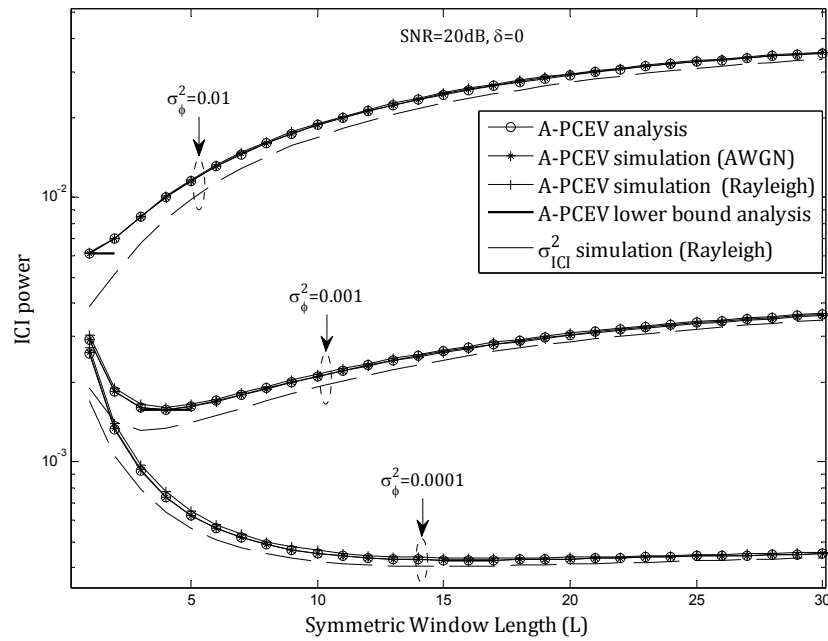
την εγκυρότητα της θεωρητικής ανάλυσης για το A-PCEV τόσο σε περιβάλλον AWGN, όσο και σε περιβάλλον Rayleigh. Συγκεκριμένα, τα αποτελέσματα για AWGN συμφωνούν με την ανάλυση, ενώ παρατηρείται μια πολύ μικρή απόκλιση για την περίπτωση Rayleigh, όπως άλλωστε αναμενόταν.



Εικόνα 4-1: ICI και A-PCEV απόδοση του WLS εκτιμητή για θόρυβο φάσης Wiener με $\sigma_\phi^2 = 10^{-3}$ και 10^{-4} , SNR=15dB και 25dB, $\delta = 0.1$, συναρτήσει του μήκους του συμμετρικού παραθύρου.

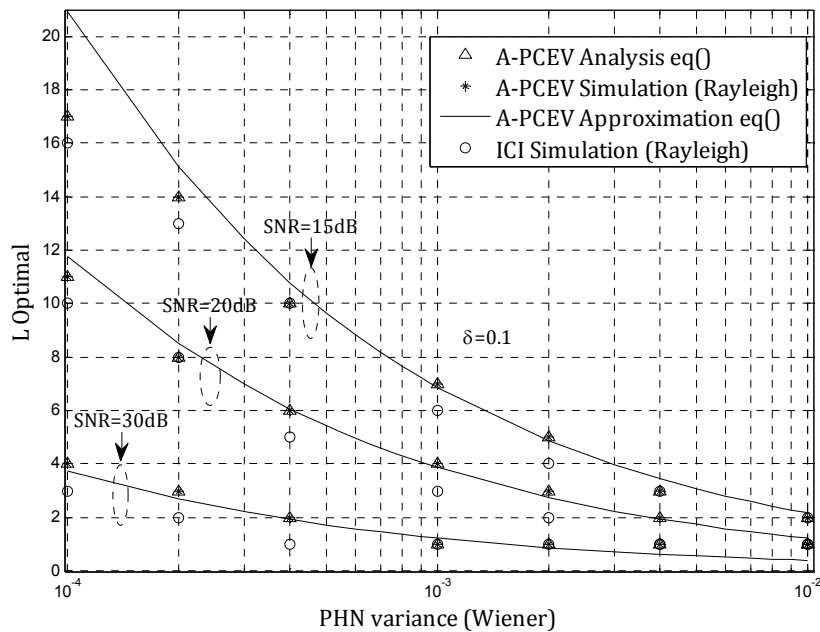
Διαφαίνεται επίσης το γεγονός ότι το A-PCEV είναι ο κυριότερος όρος του ICI (4.7) καθώς το ICI ακολουθεί τη μορφή του A-PCVE, δικαιολογώντας τη χρήση της στον καθορισμό του μήκους του βέλτιστου παραθύρου. Τέλος, τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν επίσης ότι μπορεί να επιτευχθεί «σχεδόν» βέλτιστη απόδοση μέσω της προσέγγισης με συμμετρικό παράθυρο (συγκριτικά με την επιλογή του βέλτιστου παραθύρου). Το συμμετρικό παράθυρο παρουσιάζει αμελητέα υποβάθμιση της απόδοσης σε σχέση με τη μέθοδο επιλογής βέλτιστου παραθύρου (αυτό εκφράζεται από το κατώτερο όριο του A-PCEV). Ο λόγος αυτής της ασήμαντης υποβάθμισης, η οποία παρατηρείται κυρίως όταν το βέλτιστο L είναι μεγάλο και ο αριθμός των οριακών (περικομμένων) δειγμάτων είναι επίσης μεγάλος, είναι ο όρος λόγο του FO. Πιο συγκεκριμένα, ο τελευταίος όρος του αριθμητή στην (4.13) αυξάνεται λόγω της ασυμμετρίας των μετατοπισμένων παραθύρων.

Στην Εικ. 4-2, σχεδιάζονται παρόμοια σενάρια με την Εικ. 4-1, αλλά αυτή τη φορά για Gaussian θόρυβο φάσης με $a = 0.9$ και σταθερό SNR ίσο με 20dB, χωρίς θόρυβο μετατόπισης συχνότητας (FO). Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων επιβεβαιώνουν και πάλι την ανάλυση, ενώ η (4.19) παρέχει απαντήσεις πολύ κοντινές στη βέλτιστη λύση ακόμα και για μεγάλα L (όπως άλλωστε αναμενόταν λόγω της απουσίας FO).



Εικόνα 4-2: ICI και A-PCEV απόδοση του WLS εκτιμητή για Gaussian PHN με $a=0.9$, $\sigma_\phi^2 = 10^{-2}, 10^{-3}$ και 10^{-4} , SNR=20dB, και $\delta=0$, συναρτήσει του μήκους του συμμετρικού παραθύρου.

Στην Εικ. 4-3, σχεδιάζεται το βέλτιστο μήκος συμμετρικού παραθύρου συναρτήσει του PHN μέσω προσομοίωσης και ανάλυσης. Έχουν επιλεγεί τρεις τιμές SNR, με σταθερό FO και ίσο με 0.1.



Εικόνα 4-3: Βελτιστοποιημένο μήκος συμμετρικού παραθύρου συναρτήσει της διακύμανσης του PHN μέσω ανάλυσης και προσομοιώσεων.

Η ανάλυση της παραγράφου 4.3.1 είναι πάντοτε σύμφωνη με τις προσομοιώσεις του A-PCEV. Φαίνεται επίσης ότι η προσεγγιστικά βέλτιστη λύση κλειστής μορφής της (30) είναι κοντά στην ακριβή λύση (με αριθμητική επίλυση) για μικρά μήκη παραθύρου, ενώ παρεκκλίνει ελαφρά για μεγαλύτερα μήκη παραθύρου (και πάλι λόγω του FO). Με βάση το ICI της προσομοίωσης, το βέλτιστο μήκος είναι είτε ακριβώς ίσο με αυτό που υπολογίστηκε από το κριτήριο A-PCEV, είτε ένα δείγμα μικρότερο. Αυτό σημαίνει πρακτικά ότι είναι εγγυημένη μια τιμή προσεγγιστικά βέλτιστου παραθύρου ως προς την ελαχιστοποίηση του ICI.

4.4 Εφαρμογή αλγορίθμου με διαδοχική εκτίμηση παραμέτρων

Κατά την παραγωγή του προτεινόμενου εκτιμητή, θεωρήθηκε γνωστή η ακριβής τιμή του \mathbf{g} ενώ στην πράξη αυτή πρέπει να υπολογιστεί. Σε ένα σχήμα οδήγησης απόφασης, το \mathbf{g} υπολογίζεται επαναληπτικά. Σε κάθε βήμα η προηγούμενη εκτίμηση του διανύσματος χρησιμοποιείται για τη διόρθωση της φάσης, ενώ έπειτα λαμβάνονται διαδοχικά νέες αποφάσεις για τα δεδομένα και το κανάλι οι οποίες χρησιμοποιούνται με τη σειρά τους για την ενημέρωση της εκτίμησης. Στο $i^{\text{στο}}$ βήμα, τα δείγματα μετά τη διόρθωση της φάσης τους (στο πεδίο της συχνότητας) είναι

$$\mathbf{y}^{f(i)} = \mathbf{F}(\text{diag}\{\exp\{-j\hat{\mathbf{p}}^{(i)}\}\})\mathbf{y}^{(i)} \quad (4.20)$$

όπου $\hat{\mathbf{p}}^{(i)}$ είναι το όρισμα του εκτιμώμενου εκθετοποιημένου TPP διανύσματος κατά την $i^{\text{στη}}$ επανάληψη (οι άλλες παράμετροι ορίζονται αναλόγως).

Στο στάδιο εκτίμησης καναλιού μεταδίδεται ένα γνωστό OFDM σύμβολο (ένα «προοίμιο» - 'preamble'). Έστω ότι το preamble σύμβολο είναι το \mathbf{d} (χρησιμοποιώντας σύμβολα μοναδιαίας ενέργειας) και έστω \mathbf{h} το διάνυσμα κρουστικής απόκρισης του καναλιού μήκους N_{CP} . Ο LS εκτιμητής καναλιού, υποθέτοντας τέλεια ανάκτηση και διόρθωση φάσης είναι ο

$$\hat{\mathbf{h}}^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^H \mathbf{D}^H \mathbf{y}^{f(i)} \quad (4.21)$$

όπου $\mathbf{D} = \text{diag}\{\mathbf{d}\}$ και \mathbf{W} είναι ένας $N \times N_{\text{CP}}$ πίνακας που περιέχει τις πρώτες N_{CP} στήλες του \mathbf{F} έτσι ώστε $\mathbf{H} = \text{diag}\{\mathbf{W}\mathbf{h}\}$. Για $\hat{\mathbf{p}}^{(0)} = \mathbf{0}$, φαίνεται ξεκάθαρα ότι το εκτιμώμενο κανάλι εμπεριέχει το CPR αφού αυτό δεν διορθώθηκε στο πρώτο βήμα. Αυτή η μη διορθωμένη περιστροφή θα υπήρχε ακόμα κι αν γινόταν πρώτα η εκτίμηση της φάσης, όπως φαίνεται στο [60] όπου γίνεται αναλυτική συζήτηση για το συγκεκριμένο θέμα. Αυτό διότι το μοντέλα περιγραφής είναι ανεξάρτητο της κοινής στροφής που είτε μπορεί να αποδοθεί στο θόρυβο φάσης, είτε στο κανάλι. Δεν προκαλεί ωστόσο υποβάθμιση της απόδοσης καθώς απομακρύνεται από το βήμα εξίσωσης καναλιού. Στο επόμενο κεφάλαιο το CPR λαμβάνεται υπόψη κατά την

προσομοίωση της MSE απόδοσης της εκτίμησης καναλιού, όπου ως κανάλι λογίζεται αυτό που συμπεριλαμβάνει την κοινή στροφή λόγω θορύβου φάσης.

Μετά την τελευταία επανάληψη, το εκτιμώμενο διάνυσμα TRP χρησιμοποιείται για την εκτίμηση του IFO. Εφόσον το CPR εμπεριέχεται στο μοντέλο του καναλιού, η εκτίμηση της φάσης μπορεί να γραφεί ως

$$\hat{\mathbf{p}} = \arg(\hat{\mathbf{p}}^e) = \bar{\boldsymbol{\varepsilon}} + \bar{\boldsymbol{\theta}} + \hat{\mathbf{p}}^{error} \quad (4.22)$$

όπου $\hat{\mathbf{p}}^{error}$ είναι το σφάλμα εκτίμησης και $\bar{\boldsymbol{\theta}}$, $\bar{\boldsymbol{\varepsilon}}$ είναι τα διανύσματα φάσης και FO που προκύπτουν μετά την αφαίρεση της μέσης τιμής τους. Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στο γεγονός ότι κατά την υλοποίηση του τελεστή γωνίας της (4.22) θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη πιθανά άλματα της απόλυτης φάσης μεγαλύτερα από π . Σε αυτή την περίπτωση, οι φάσεις πρέπει να μετατρέπονται στη συμπληρωματική ως προς το 2π τιμή. Χρησιμοποιώντας την προσέγγιση ελαχίστων τετραγώνων που προτείνεται στο [62] για συστήματα χωρίς θόρυβο φάσης, η εκτίμηση της IFO δίνεται από τη σχέση

$$\hat{\boldsymbol{\varepsilon}} = \mathcal{LS}(\hat{\mathbf{p}} | \bar{\mathbf{v}}, \{1, \dots, N\}) \quad (4.23)$$

όπου $\bar{v}_i = v_i - (\pi + 1/N)$. Το RFO επίπεδο καθορίζεται από τη διασπορά του σφάλματος εκτίμησης της (35). Μια προσέγγιση του μπορεί να υπολογιστεί υποθέτοντας $\bar{\boldsymbol{\theta}} \gg \hat{\mathbf{p}}^{error}$,

$$\text{RFO} \approx \bar{\mathbf{v}}^T \mathbf{R}_{\bar{\boldsymbol{\theta}}} \bar{\mathbf{v}} / \bar{\mathbf{v}}^T \bar{\mathbf{v}} \quad (4.24)$$

Ο πίνακας αυτοσυσχέτισης του $\bar{\boldsymbol{\theta}}$ μετά από μερικούς αλγεβρικούς υπολογισμούς ισούται με

$$\begin{aligned} (\mathbf{R}_{\bar{\boldsymbol{\theta}}})_{i,k} &= (\mathbf{R}_{\boldsymbol{\theta}})_{i,k} \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N ((\mathbf{R}_{\boldsymbol{\theta}})_{i,t} + (\mathbf{R}_{\boldsymbol{\theta}})_{k,t}) \\ &+ \frac{1}{N^2} \sum_{s=1}^N \sum_{t=1}^N (\mathbf{R}_{\boldsymbol{\theta}})_{s,t} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Για Wiener θόρυβο φάσης, μια έκφραση κλειστής μορφής είναι η

$$(\mathbf{R}_{\bar{\boldsymbol{\theta}}})_{i,k} = \left(\min\{i,k\} - \frac{i(2N-i+1) + k(2N-k+1)}{2N} + \left(\frac{N}{3} + \frac{1}{6N} + \frac{1}{2} \right) \right) \sigma_{\varphi}^2 \quad (4.26)$$

Η προσέγγιση της (4.24) είναι πολύ ακριβής στις περιοχές υψηλών SNR, όπως θα φανεί μέσω προσομοιώσεων στο επόμενο κεφάλαιο. Επομένως, θα χρησιμοποιείται επίσης σαν εκτίμηση του επιπέδου διακύμανσης του RFO στο στάδιο ανίχνευσης

δεδομένων, για τον υπολογισμό του βέλτιστου παραθύρου. Σε περιπτώσεις όπου η πραγματική διακύμανση του IFO είναι μικρότερη από εκείνη που υπολογίζεται από την (4.24) είναι προτιμότερο να μην γίνεται εκτίμηση και διόρθωση του IFO χρησιμοποιώντας την (4.23).

Στο στάδιο ανίχνευσης δεδομένων, το κανάλι θεωρείται γνωστό (κατάλληλα εκτιμημένο κατά το στάδιο εκτίμησης καναλιού), ενώ οι αρχικές αποφάσεις για τα δεδομένα γίνονται υποθέτοντας $\hat{\mathbf{p}}^{(0)} = \hat{c}(0)\mathbf{1}$, δηλαδή ανίχνευση δεδομένων με αφαίρεση μόνο του CPR όπως υλοποιείται στο [55]. Η εκτίμηση του IFO στο CES θεωρείται ότι έχει ήδη αφαιρεθεί. Στα επακόλουθα βήματα γίνονται αυστηρές αποφάσεις χρησιμοποιώντας τις LS εκτιμήσεις (LS εξίσωση) των δεδομένων:

$$\hat{s}_l^{(i)} = \mathcal{LS}(\hat{\mathbf{y}}^{f(i)} | \hat{\mathbf{h}}^f, \{l\}) \quad (4.27)$$

Τόσο στο DDS όσο και στο CES, το σημαντικότερο βήμα που διευκολύνει την αρχικοποίηση, κι επομένως τη σύγκλιση, είναι η επιτυχημένη αφαίρεση του CPR. Στο DDS αυτή είναι δεδομένη καθώς το CPR προ-εξουδετερώνεται, ενώ στο CES επιτυγχάνεται μέσω της ενσωμάτωσής του στο κανάλι.

4.5 Πρόταση βελτίωσης ανθεκτικότητας

Ο εκτιμητής που αναπτύχθηκε ως τώρα υποθέτει τέλεια γνώση του καναλιού και τέλειες αποφάσεις για τα δεδομένα. Αυτό οδηγεί σε ένα προσεγγιστικό μοντέλο επειδή η ληφθείσα παρατήρηση έχει στην πραγματικότητα υπολογιστεί βασιζόμενη σε ενθόρυβη πληροφορία κατάστασης καναλιού (CSI) και σε αποφάσεις δεδομένων με σφάλματα. Αυτό επηρεάζει αρνητικά την απόδοση σε περιοχές υψηλού SNR όπου τα σφάλματα απόφασης, λόγω του ICI, τείνουν να υπερισχύσουν της επίδρασης του θερμικού θορύβου. Η ανθεκτικότητα των εκτιμητών σχεδιασμένων βάσει προσεγγιστικών μοντέλων μελετήθηκε στο [63]. Όταν υπάρχει παρουσία παρεμβολής, αλλά δε λογίζεται κατά τη διαδικασία σχεδιασμού, ένας εκτιμητής μπορεί να γίνει περισσότερο ανθεκτικός όταν οι παράμετροί του επιλέγονται με βάση μια υποθετικά χαμηλότερη, από την υπολογίσιμη, τιμή SNR. Η τεχνική αυτή ονομάζεται διαγώνια φόρτωση επειδή ισοδυναμεί με την αύξηση των διαγώνιων όρων του πίνακα συνδιακύμανσης των ληφθέντων δειγμάτων, ανεβάζοντας έτσι ηθελημένα το επίπεδο του λευκού θορύβου στο μοντέλο περιγραφής. Το ποσό αύξησης λευκού θορύβου ή ισοδύναμα το χαμηλότερο SNR επιλέγεται ευρετικά στο [63], αλλά είναι πάντοτε ανάλογο με την ενέργεια του παρεμβάλλοντος σήματος κι επομένως ερμηνεύεται σαν λόγος σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (signal to interference plus noise ratio - SINR). Υιοθετώντας αυτή την προσέγγιση για το παρόν σχήμα, η μοναδική παράμετρος που θα πρέπει να υπολογιστεί είναι το επιπρόσθετο επίπεδο λευκού θορύβου που θα εισαχθεί κατά τον υπολογισμό του βέλτιστου μεγέθους παραθύρου.

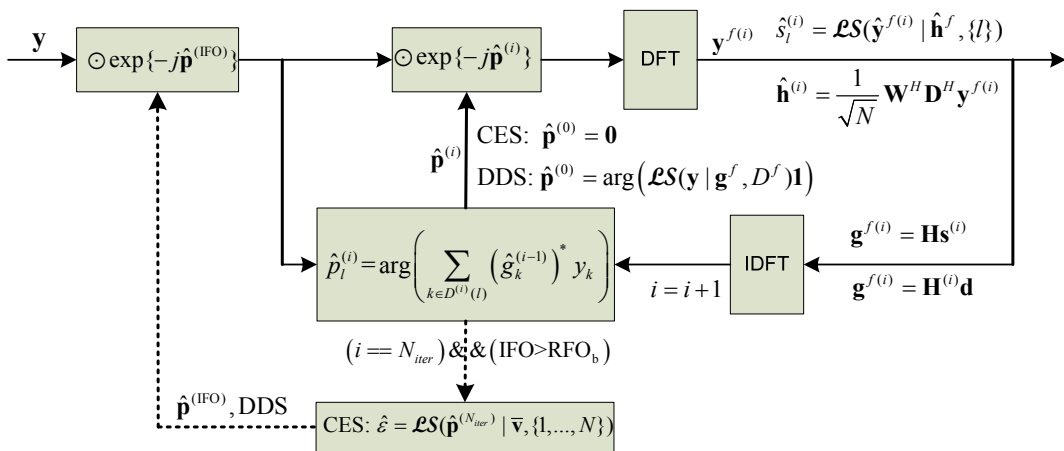
Στα [59] και [64] μελετήθηκε η υποβάθμιση της απόδοσης OFDM στο DDS παρουσία ICI που προκαλεί ο θόρυβος φάσης, με εκτίμηση και αφαίρεση μόνο του CPR. Όλες

αυτές οι προσεγγίσεις μοντελοποιούν το ICI σαν ένα επιπρόσθετο όρο λευκού θορύβου με ενέργεια που καθορίζεται από τα στατιστικά δεδομένα του θορύβου φάσης. Γενικεύοντας αυτά τα αποτελέσματα, και συμπεριλαμβάνοντας τη διαταραχή της FO, είναι απλό να δειχθεί ότι

$$\sigma_{ICI}^2 = 1 - \mathbf{1}^T \mathbf{R}_p \mathbf{1} / N^2 \quad (4.28)$$

με το SINR να δίνεται από τη σχέση $\gamma_{ICI} \approx (1 - \sigma_{ICI}^2) \sigma_g^2 / (\sigma_n^2 + \sigma_{ICI}^2)$. Γνωρίζοντας επομένως τις αναγκαίες στατιστικές περιγραφές του TPP, μπορεί κανείς να προσεγγίσει τον υπολογισμό της απόδοσης του συστήματος σαν να αναφέρεται σε ένα σύστημα χωρίς σφάλματα φάσης αλλά με χαμηλότερο SNR λειτουργίας. Με άλλα λόγια, ένα λευκό σήμα παρεμβολής μπορεί να μοντελοποιήσει αποτελεσματικά την υποβάθμιση της απόδοσης λόγω της ICI. Ακολουθώντας την προσέγγιση διαγώνιας φόρτωσης, το $D(l)$ μπορεί να επιλεγεί με βάση το SINR. Στις περισσότερες περιπτώσεις είναι αρκετό ένα συντηρητικό άνω όριο για το επιπρόσθετο επίπεδο θορύβου. Στο CES, μόνο ένα μικρό τμήμα του ICI επηρεάζει τις εκτιμήσεις λόγω της μικρής διάστασης του καναλιού. Επομένως, αναμένεται οριακή υποβάθμιση της απόδοσης λόγω του προσεγγιστικού μοντέλου.

Για να βελτιώσουμε τη σύγκλιση του εκτιμητή μπορούμε να επιλέξουμε το SINR κάθε ενδιάμεσου βήματος επανάληψης, ώστε με κάποιον τρόπο να απεικονίσουμε την αύξηση ακρίβειας του προσεγγιστικού μοντέλου λόγω καλύτερων αποφάσεων δεδομένων ή της βελτιωμένης εκτίμησης της κατάστασης του καναλιού. Αυτό μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας το πραγματικό SINR στην πρώτη επανάληψη, ενώ στο τελευταίο βήμα λαμβάνεται υπόψη μόνο ο λευκός θόρυβος, δηλαδή το SNR του συστήματος. Οι ενδιάμεσες τιμές SNR υπολογίζονται ευρετικά μέσω γραμμικής παρεμβολής μεταξύ των δύο ακραίων τιμών σε λογαριθμική κλίμακα. Ένα μπλοκ διάγραμμα του προτεινόμενου σχήματος δίνεται στην Εικόνα 4-4.



Εικόνα 4-4: μπλοκ διάγραμμα προτεινόμενου σχήματος

Τα αλγοριθμικά βήματα του σχήματος OFDM με βάση τον WLS συνοψίζονται στον Πίνακα 4-I, όπου το N_{iter} δηλώνει τον αριθμό των επαναλήψεων.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4-I
OFDM ΣΧΗΜΑ ΜΕ ΒΑΣΗ ΤΟΝ WLS

Βήμα 1) Αρχικοποίηση [CES/DES]

Υπολογισμός του γ_{ICI} από τον PHN και - [Όριο CFO/RFO (4.24)]

Για $i = 1$ έως N_{iter}

$$\gamma^{(i)} = \gamma_{ICI} + (i-1)(\gamma_{sys} - \gamma_{ICI}) / (N_{iter} - 1)$$

υπολόγισε το $D^{(i)}(l)$ από τις (4.18),(4.19) χρησιμοποιώντας το $\gamma^{(i)}$

Τέλος

Βήμα 2) Για κάθε [preamble/symbol], δηλ. [CES/DES]

Υπολόγισε το $\mathbf{y}^{f(0)}$ (4.20) θεωρώντας $[\hat{\mathbf{p}}^{(0)} = \mathbf{0} / \hat{\mathbf{p}}^{(0)} = \hat{c}(0)\mathbf{1}]$

Υπολόγισε $[\hat{\mathbf{h}}^{(0)}$ από (4.21)/ $\mathbf{s}^{(0)}$ από το $\hat{\mathbf{s}}^{(0)}$, (4.27)]

Για $i = 1 : N_{iter}$

Υπολόγισε το $\hat{\mathbf{g}}^{(i-1)}$ από τα $\hat{\mathbf{h}}^{(i-1)}$ και $[\mathbf{d}/\mathbf{s}^{(i-1)}]$

Για $l = 1 : N$

$$\hat{p}_l^{(i)} = \arg \left(\sum_{k \in D^{(i)}(l)} (\hat{\mathbf{g}}_k^{(i-1)})^* y_k \right)$$

Τέλος

Υπολόγισε το $\mathbf{y}^{f(i)}$ (4.20) χρησιμοποιώντας το $\hat{\mathbf{p}}^{(i)}$

Υπολόγισε - $[\hat{\mathbf{h}}^{(i)}$ από (4.21)/ $\mathbf{s}^{(i)}$ από το $\hat{\mathbf{s}}^{(i)}$, (4.27)]

Τέλος

Υπολόγισε το $\hat{\mathbf{e}}$ (4.23) από το $\hat{\mathbf{p}}^{(N_{iter})}$ (4.22)

$$[\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{h}}^{(N_{iter})} / \mathbf{s} = \mathbf{s}^{(N_{iter})}]$$

Τα βήματα αφαίρεσης του εκτιμώμενου IFO δεν συμπεριλαμβάνονται καθώς είναι όμοια για όλα τα σχήματα.

4.6 Υπολογιστική πολυπλοκότητα

Στο DDS, η υπολογιστική διαφορά μεταξύ του WLS και του LMMSE οφείλεται στις διαφορετικές εκφράσεις κατά την εκτίμηση του εκθετοποιημένου TPP διανύσματος στις (4.3) και (4.2), αντίστοιχα. Για τον WLS, εφόσον υπάρχουν εκφράσεις κλειστής μορφής για τον υπολογισμό του μήκους του συμμετρικού παραθύρου, και ο αριθμητής του LS είναι επαρκής για τον καθορισμό του ορίσματος του, αυτό που χρειάζεται να υπολογιστεί είναι το (βλ. επίσης Πίνακα 4-I)

$$\mathbf{S}_l^{(i)} = \sum_{k \in D^{(i)}(l)} (\hat{\mathbf{g}}_k^{(i-1)})^* y_k, l=1..N \quad (4.29)$$

όπου ο άνω δείκτης i δηλώνει τον αριθμό επανάληψης. Έστω ότι L_o είναι το υπολογισμένο μήκος συμμετρικού παραθύρου. Αν ορίσουμε σαν $\mathbf{q}^{(i)} = (\hat{\mathbf{g}}^{(i-1)})^* \odot \mathbf{y}$ (που απαιτεί N πολλαπλασιασμούς μιγαδικών) και $\mathbf{S}_1^{(i)} = \sum_{k=1}^{L_o} q_k^i$ (που απαιτεί L_o προσθέσεις μιγαδικών), ο κάθε όρος $\mathbf{S}_l^{(i)}$ μπορεί να υπολογιστεί αναδρομικά:

$$\mathbf{S}_l^{(i)} = \mathbf{S}_{l-1}^{(i)} - q_{l-1}^{(i)} + q_{l+1}^{(i)}, \quad l = 2 \dots N \quad (4.30)$$

όπου $q_k^i = 0$ για $1 > k > N$. Επομένως, σε κάθε αναδρομή προστίθενται $N - L_o$ μη μηδενικά στοιχεία του $\mathbf{q}^{(i)}$ και αφαιρούνται $N - L_o$ μη μηδενικά στοιχεία του \mathbf{s}^i , που μας οδηγεί συνολικά σε N πολλαπλασιασμούς, N προσθέσεις και $N - L_o$ αφαιρέσεις μιγαδικών σε κάθε επανάληψη, δηλαδή σε συνολική πολυπλοκότητα τάξης $O(N)$. Συγκριτικά, για τον ίδιο όρο, ο LMMSE απαιτεί τη λύση ενός συστήματος εξισώσεων N -τάξης, δηλαδή πολυπλοκότητα $O(N^3)$ (σε κάθε επανάληψη). Όλοι οι άλλοι υπολογισμοί όπως N πράξεις υπολογισμού γωνίας μιγαδικού, ο FFT, καθώς και αυστηρές αποφάσεις είναι ίδιοι και για τους δύο αλγόριθμους. Επομένως, εφόσον η κυριότερη υπολογιστική επιβάρυνση του WLS είναι ο FFT, η συνολική πολυπλοκότητα είναι τάξης $O(N_{\text{iter}} \text{Mlog}(N))$, ενώ για τον LMMSE εκτιμητή είναι $O(N_{\text{iter}} N^3)$. Ο αλγόριθμος επανάληψης υπό συνθήκη (Iterative Conditional Mode - ICM) του [61] έχει την καλή ιδιότητα της αποφυγής των διαδοχικών αυστηρών αποφάσεων δεδομένων αλλά η πολυπλοκότητά του καθορίζεται και σε αυτή την περίπτωση από την αναγκαία επίλυση ενός συστήματος N -τάξης (για κάθε επανάληψη). Σε αυτή την προσέγγιση προτείνεται μια επαναληπτική υπο-βέλτιστη *conjugate-gradient* μέθοδος, η οποία χρειάζεται περίπου 8 επαναλήψεις (για την επίλυση αυτού του συστήματος εξισώσεων μέσα σε κάθε επανάληψη) για να επιτευχθεί σύγκλιση σε μεσαία επίπεδα θορύβου φάσης. Ακόμα και αυτή η προσέγγιση επιφέρει πολυπλοκότητα μεγαλύτερη του WLS. Ο αλγόριθμος που προτείνεται στο [59] ανταλλάσσει κέρδος σε πολυπλοκότητα με το κέρδος σε απόδοση. Υπολογιστικά, η πολυπλοκότητα καθορίζεται από την ανάγκη επίλυσης ενός συστήματος $(2K + 1)$ -τάξης, όπου K είναι ο αριθμός των εκτιμημένων όρων ICI στο πεδίο της συχνότητας. Μπορούν να παραχθούν σχήματα με χαμηλότερη πολυπλοκότητα από αυτή που προτείνεται, αλλά όπως όμως θα αποδειχθεί αργότερα, ο WLS υπερτερεί ακόμα και του LMMSE πλήρους τάξης (οπότε ακόμα περισσότερο σχημάτων με μειωμένη απόδοση). Η ML [68] προσεγγίζει την προτεινόμενη πολυπλοκότητα (καθώς μπορεί να θεωρηθεί ως μια ειδική περίπτωση του WLS), ωστόσο υστερεί σε απόδοση όλων των άλλων μεθόδων.

Όσον αφορά το CES, αν και η υπολογιστική του πολυπλοκότητα αποτελεί πολύ μικρό μέρος της συνολικής του συστήματος, λόγω του μικρού αριθμού συμβόλων που εμπλέκονται, το προτεινόμενο σχήμα πάλι υπερτερεί των ανταγωνιστικών. Πιο συγκεκριμένα, για το CES στη μέθοδο WLS, η LS εκτίμηση καναλιού είναι τάξης

$O(N_{cp}N)$ και η εκτίμηση του FO είναι τάξης $O(N)$, με συνολική πολυπλοκότητα $O(N_{iter}(\log(N) + N_{cp})N)$. Συγκριτικά, το τροποποιημένο JCPCE σχήμα του [60] για από κοινού εκτίμηση καναλιού, μετατόπισης συχνότητας και θορύβου φάσης απαιτεί την επίλυση ενός συστήματος τάξης- $N/2$ για εκτίμηση του IFO και ενός συστήματος τάξης- N για την εκτίμηση του θορύβου φάσης, αντίστοιχα, κι επομένως συνολική πολυπλοκότητα τάξης $O(N^3)$. Έχουν προταθεί επίσης διάφορες υπο-βέλτιστες conjugate-gradient μέθοδοι οι οποίες οδηγούν σε πολυπλοκότητα τάξης $O(N\log(N))$.

4.7 Παράρτημα κεφαλαίου

A: Προσέγγιση υπολειπόμενης παρεμβολής

Μετά την αφαίρεση της εκτίμησης του διανύσματος TRP από τα ληφθέντα δεδομένα, η υπολειπόμενη περιστροφή φάσης για κάθε δείγμα μπορεί να προσεγγιστεί ως $r_i^e \approx 1 + jr_i$. Επομένως η (3.3) γίνεται

$$\mathbf{y} \approx (1 + \tilde{c}(0))\mathbf{g}^f + \tilde{\mathbf{n}}^{ICI} + \mathbf{n}^f \quad (4.31)$$

με το \tilde{n}_i^{ICI} να υπολογίζεται όπως στην (3.4) χρησιμοποιώντας το $\tilde{c}(m)$. Το $\tilde{c}(m)$ δίνεται από την (3.5) αντικαθιστώντας το p_k^e με jr_k . Χρησιμοποιώντας τα ίδια βήματα προσέγγισης με τη [69] για τον καθορισμό του ICI ($E[|h_k^f|^2] = 1$, ασυσχέτιστοι όροι ICI), καθώς και ενέργεια δεδομένων κανονικοποιημένη στη μονάδα, η ενέργεια του υπολειπόμενου ICI μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση

$$\tilde{\sigma}_{ICI}^2 \approx \sum_{m=1}^{N-1} E[|\tilde{c}(m)|^2] = \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N E[r_k r_l] \sum_{m=1}^{N-1} e^{j2\pi(k-l)m/N} \quad (4.32)$$

Καθώς

$$\sum_{m=1}^{N-1} e^{j2\pi(k-l)m/N} = \begin{cases} N-1, & k=l \\ -1, & k \neq l \end{cases} \quad (4.33)$$

τότε

$$\tilde{\sigma}_{ICI}^2 \approx \left(\frac{N-1}{N}\right) \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E[r_k^2] - \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1, k \neq l}^N E[r_k r_l] \quad (4.34)$$

Ο πρώτος όρος της (4.34) είναι και ο κυριότερος επειδή η συσχέτιση φθίνει απότομα για μακρινά δείγματα. Για μεγάλα N , το $\tilde{\sigma}_{ICI}^2$ μπορεί να προσεγγιστεί περαιτέρω από την

$$\tilde{\sigma}_{ICI}^2 \approx \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E[r_k^2] \quad (4.35)$$

δηλαδή από τη μέση ενέργεια σφάλματος φάσης μετά τη διόρθωση. Όταν η διόρθωση γίνεται με απο-περιστροφή των ληφθέντων δειγμάτων στο πεδίο του χρόνου χρησιμοποιώντας την εκτιμηθείσα φάση, το υπολειπόμενο σφάλμα φάσης ισούται με το σφάλμα εκτίμησης.

B: Υπολογισμός απαιτούμενων ροπών

Ας ορίσουμε την τυχαία μεταβλητή $z \triangleq 1/x$ όπου $x \sim \chi^2(n_x, \sigma^2)$. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της z είναι

$$f_z(z) = \frac{1}{\Gamma(n_x/2)2^{n_x/2}\sigma^{n_x}} \left(\frac{1}{z}\right)^{n_x/2-1} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}z^{-1}} \quad (4.36)$$

επομένως

$$E_z[z] = \int_0^\infty z f_z(z) dz = \frac{1}{\sigma^2(n_x - 2)} \quad (4.37)$$

Έστω τώρα η τυχαία μεταβλητή $z \triangleq \frac{x}{x+y}$ όπου τα x, y είναι στατιστικά ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές με $x \sim \chi^2(n_x, \sigma^2)$, $y \sim \chi^2(n_y, \sigma^2)$. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της z είναι [68]

$$f_z(z) = \frac{\Gamma(n'_x + n'_y)}{\Gamma(n'_x)\Gamma(n'_y)} z^{n'_x-1} (1-z)^{n'_y-1} \quad (4.38)$$

όπου $n'_x = n_x/2$, $n'_y = n_y/2$. Άρα,

$$E_z[z] = \frac{n'_x}{(n'_x + n'_y)} \quad (4.39)$$

και

$$E_z[z^2] = \frac{n'_x(n'_x + 1)}{(n'_x + n'_y)(n'_x + n'_y + 1)} \quad (4.40)$$

Έστω η τυχαία μεταβλητή $w \triangleq \sum_{i \in D} x_i y_i / \sum_{i \in D} x_i$, όπου τα x_i και y_i είναι στατιστικά ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές με $x_i \sim \chi^2(2, \sigma^2)$, $E_{y_i}[y_i] = m_i$, $E_{y_i}[y_i y_j] = \rho_{i,j}$ και D το παράθυρο μήκους M των δεικτών των τυχαίων μεταβλητών. Τότε,

$$E_{y_{(t)}|x_{(t)}} [w] = \sum_{i \in D} x_i m_i / \sum_{k \in D} x_k \quad (4.41)$$

Επίσης $x_i / \sum_{k \in D} x_k = \frac{x_i}{x_i + x'}$ με $x' \sim \chi^2(2M - 2, \sigma^2)$. Επομένως, από τις (51) και (53),

$$E_{x_{(t)}, y_{(t)}} [w] = E_{x_{(t)}} [E_{y_{(t)}|x_{(t)}} [w]] = \frac{1}{M} \sum_{i \in D} m_i \quad (4.42)$$

Επιπλέον

$$E_{y_{(t)}|x_{(t)}} [w^2] = \frac{\sum_{i \in D} \sum_{k \in D} x_i x_k \rho_{i,k}}{\left(\sum_{i \in D} x_i \right)^2} \quad (4.43)$$

Χρησιμοποιώντας την (4.43) και αναδιαμορφώνοντας κατάλληλα

$$E_{x_{(t)}, y_{(t)}} [w^2] = E_x \left[\frac{\sum_{i \in D} x_i^2 \rho_{i,i} + \frac{1}{2} \sum_{i \in D} \sum_{k \in D, k \neq i} \left((x_i + x_k)^2 - x_i^2 - x_k^2 \right) \rho_{k,i}}{\left(\sum_{i \in D} x_i \right)^2} \right] \quad (4.44)$$

Επίσης $(x_i + x_k) / \sum_{m \in D} x_m = \frac{x''}{x'' + x'''}$ με $x'' \sim \chi^2(4, \sigma^2)$, $x''' \sim \chi^2(2M - 4, \sigma^2)$. Επομένως, από τις (4.44) και (4.40) έχουμε

$$E_{x_{(t)}, y_{(t)}} [w^2] = \frac{\sum_{i \in D} \rho_{i,i} + \sum_{i \in D} \sum_{k \in D} \rho_{i,k}}{M(M+1)} \quad (4.45)$$

Γ: Υπολογισμός των όρων θορόβου εκτίμησης

Για το $\text{Var}[n_t^{\text{LS}}]$,

$$\begin{aligned} n_t^{\text{LS}} &= \text{Im}\{LS(\mathbf{n} | \mathbf{g}, D(l))\} \\ &= \frac{\sum_{k \in D(l)} (\text{Re}\{g_k\} \text{Im}\{n_k\} - \text{Im}\{g_k\} \text{Re}\{n_k\})}{\sum_{k \in D(l)} |g_k|^2} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Τότε

$$E_{n_{(t)}, g_{(t)}} \left[\left(n_t^{\text{LS}} \right)^2 \right] = E_{g_{(t)}} \left[E_{n_{(t)}|g_{(t)}} \left[\left(n_t^{\text{LS}} \right)^2 \right] \right] \quad (4.47)$$

όπου

$$E_{n_{(l)}|g_{(l)}} \left[\left(n_l^{\text{LS}} \right)^2 \right] = \sigma_n^2 / \left(2 \sum_{k \in D(l)} |g_k|^2 \right) \quad (4.48)$$

Για την «ανα σύμβολο» περίπτωση και καθώς $E_{n_{(l)}|g_{(l)}} [n_l^{\text{LS}}] = 0$, η $\text{Var}_{n_{(l)}|g_{(l)}} [n_l^{\text{LS}}]$ ισούται με την (4.48). Για την «ανα πλαίσιο» περίπτωση και καθώς $E_{n_{(l)}|g_{(l)}} [n_l^{\text{LS}}] = 0$, η $\text{Var}_{n_{(l)}|g_{(l)}} [n_l^{\text{LS}}]$ δίνεται από την (4.47). Επειδή $\sum_{k \in D(l)} |g_k|^2 \sim \chi^2(2(L_- + L_+ + 1), \sigma_g^2 / 2)$, η (4.12) προκύπτει από τις (4.47),(4.48) και (4.37).

Για την $\text{Var}[\varepsilon_l^{\text{LS}}]$,

$$\begin{aligned} \varepsilon_l^{\text{LS}} &= \text{Im} \{ \mathcal{L}S(j\mathbf{g} \odot \varepsilon(l) | \mathbf{g}, D(l)) \} \\ &= \sum_{k \in D(l)} |g_k|^2 \varepsilon_k(l) / \sum_{k \in D(l)} |g_k|^2 \end{aligned} \quad (4.49)$$

Η $\text{Var}_{n_{(l)}|g_{(l)}} [\varepsilon_l^{\text{LS}}]$ μπορεί να υπολογιστεί από την (4.49) χρησιμοποιώντας τις (4.41) και (4.43). Εφόσον $g_k \sim \chi^2(2, \sigma_g^2 / 2)$ και το $D(l)$ έχει μήκος $(L_- + L_+ + 1)$, η (4.13) προκύπτει από την (4.49) χρησιμοποιώντας τις (4.42), (4.45), τις στατιστικές του $\varepsilon(l)$ και κάποιες αλγεβρικές πράξεις. Ο υπολογισμός της $\text{Var}[\theta_l^{\text{LS}}]$ μπορεί να γίνει με τον ίδιο τρόπο τόσο για την περίπτωση μοντέλου θορύβου φάσης Wiener, όσο και για την περίπτωση πρώτης τάξης Gaussian μοντέλου θορύβου φάσης.

Δ: Συμμετρική λύση

Σ' αυτό το Παράρτημα αποδεικνύεται ότι το συμμετρικό παράθυρο παραμετροποιημένο κατά L έχει το ελάχιστο unconditional- PCEV σε σχέση με όλα τα παράθυρα που έχουν το ίδιο μήκος, δηλαδή μεταξύ όλων των $D(l) = \{l - L_-, \dots, l + L_+\}$ με $L_- + L_+ = 2L$.

Απόδειξη: Για $L_- < L_+$ (το ίδιο μπορεί να αποδειχθεί και για $L_+ > L_-$) υπάρχει ένας ακέραιος p , όπου $0 < p < L$, ώστε $L_- = L - p$ και $L_+ = L + p$. Επομένως, αντικαθιστώντας τα L_-, L_+ στην (4.18) και μετά από κάποιες πράξεις προκύπτει

$$\begin{aligned} \text{Var}[\varepsilon_l^{\text{LS}}] &= \text{Var}[\varepsilon_l^{\text{LS}}(L)] + \left(\frac{2\pi}{N} \right)^2 \frac{\sigma_\varepsilon^2}{12} \frac{12(L+2)p^2 + (4Lp+2p)^2}{(2L+1)(2L+2)} \\ &\geq \text{Var}[\varepsilon_l^{\text{LS}}(L)] \end{aligned} \quad (4.50)$$

όπου το $\varepsilon_l^{\text{LS}}(L)$ είναι ο αντίστοιχος όρος για το συμμετρικό παράθυρο. Το ίδιο μπορεί να αποδειχθεί και για την $\text{Var}[\theta_l^{\text{LS}}]$, δηλαδή,

$$\text{Var}[\theta_l^{\text{LS}}] \geq \text{Var}[\theta_l^{\text{LS}}(L)] \quad (4.51)$$

για θόρυβο φάσης Wiener και Gaussian πρώτης τάξης.

Επίσης

$$\text{Var}[n_l^{\text{LS}}] = \frac{1}{4\gamma_{\text{sys}}L} = \text{Var}[n_l^{\text{LS}}(L)] \quad (4.52)$$

για όλα τα L, L_+ . Καθώς το unconditional-PCEV του δείγματος l είναι το άθροισμα των (4.50), (4.51) και (4.52), ελαχιστοποιείται επομένως από το συμμετρικό παράθυρο παραμετροποιημένο κατά L .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Συγκριτική Αποτίμηση Απόδοσης Αλγορίθμων

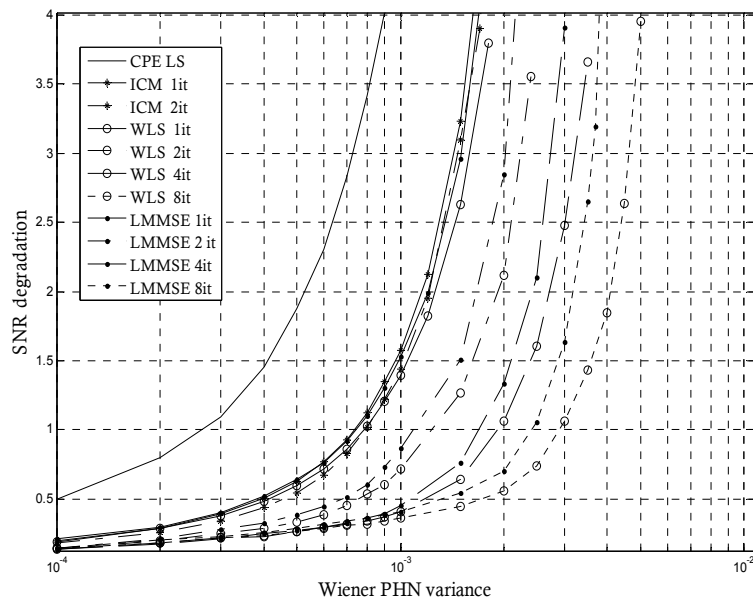
5.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται αποτίμηση και σύγκριση της απόδοσης του προτεινόμενου σχήματος με άλλες προσεγγίσεις που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία. Λαμβάνονται υπόψη μοντέλα καναλιών τόσο επίπεδης όσο και επιλεκτικής απόκρισης συχνότητας ώστε να εξασφαλιστεί η ανθεκτικότητα των αλγορίθμων κάτω από διαφορετικές συνθήκες καναλιού. Οι αλγόριθμοι που επιλέχθηκαν για λόγους σύγκρισης στο στάδιο ανίχνευσης δεδομένων είναι ο ICM του [61] και ο LMMSE του [58], οι οποίοι μπορούν να θεωρηθούν σαν ειδική περίπτωση (εκτίμηση πλήρους τάξης) του αλγόριθμου του [59]. Όπως αναφέρθηκε, ο αλγόριθμος ICM εκτελεί από κοινού ανίχνευση δεδομένων και θορύβου φάσης, ενώ στο [58] οι εκτιμήσεις φάσης με τον LMMSE γίνονται μέσω αυστηρών αποφάσεων κατά την αποδιαμόρφωση των δεδομένων αποστολής. Καθώς και οι δύο τεχνικές απαιτούν επίλυση συστημάτων, έχουν προταθεί επαναληπτικές τροποποιήσεις που επιτυγχάνουν σύγκλιση σε μικρό αριθμό επαναλήψεων. Στις προσομοιώσεις που παραθέτουμε παρακάτω, χρησιμοποιήσαμε ρουτίνες που υλοποιούν πλήρη αντιστροφή του πίνακα συστήματος για την επίλυση, και για τις δύο τεχνικές, σε κάθε επανάληψη, ώστε να εξασφαλιστεί η μέγιστη απόδοσή τους. Για το στάδιο εκτίμησης καναλιού χρησιμοποιούμε για σύγκριση την τροποποιημένη μέθοδο JCPCE. Για την αρχική εκτίμηση της κοινής στροφής (CPR), χρησιμοποιείται η προσέγγιση LS βάσει πιλοτικών συμβόλων που προτείνεται στο [55] (δηλ. 4.13 με το D^f να υποδηλώνει τους δείκτες των πιλότων). Οι παράμετροι του συστήματος προσομοίωσης είναι οι ίδιες με αυτές του προηγούμενου κεφαλαίου, χρησιμοποιώντας 10 SCs πιλότους, αρκετοί στο πλήθος για πρακτικά βέλτιστη εκτίμηση του CPR.

5.2 Στάδιο ανίχνευσης δεδομένων (DDS)

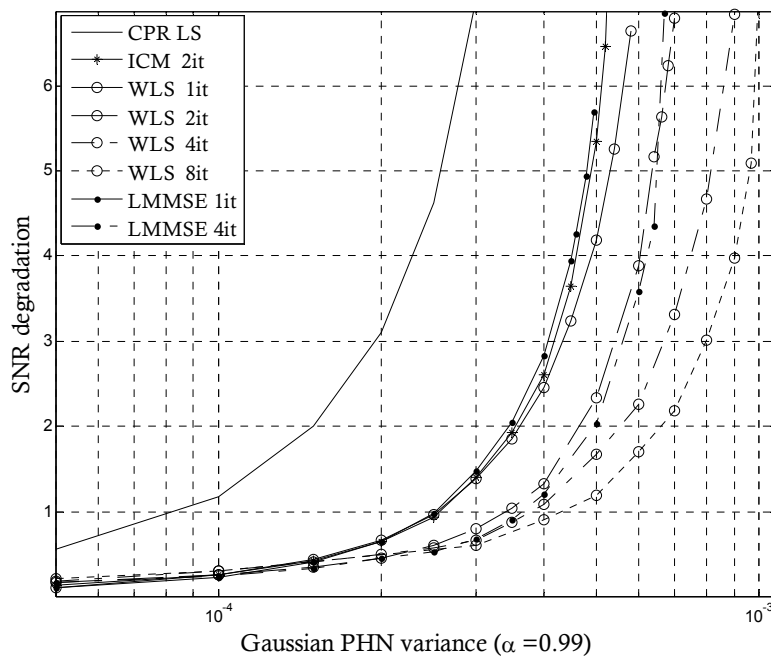
Στην Εικ. 5-1, παρουσιάζεται η υποβάθμιση του SNR σε σχέση με σύστημα χωρίς θόρυβο φάσης για επίτευξη BER της τάξης του 10^{-2} , για AWGN, 16-QAM, θόρυβο φάσης Wiener, μηδενικό RFO και τέλεια γνώση CSI. Το SNR του συστήματος χωρίς PHN είναι ≈ 13.9 dB. Η απόδοση με τον αλγόριθμο ICM σχεδιάζεται για δύο επαναλήψεις (δεν παρατηρείται βελτίωση για περισσότερες). Παρουσιάζεται επίσης η απόδοση του WLS και του LMMSE για 1,2,4 και 8 επαναλήψεις. Παρατηρούμε ότι ο LMMSE αποδίδει λίγο χειρότερα από τον WLS για τον ίδιο αριθμό επαναλήψεων. Για υποβάθμιση SNR μικρότερη από 1dB, ο WLS επεκτείνει την ανθεκτικότητα στο θόρυβο φάσης για σχεδόν μια τάξη μεγέθους, όσον αφορά στη διακόμευση του PHN

που μπορεί να διαχειριστεί το σύστημα. Για $\sigma_\phi^2 < 10^{-3}$, η επιλογή των 2 επαναλήψεων είναι ένας καλός συμβιβασμός μεταξύ κέρδους απόδοσης και πολυπλοκότητας.



Εικόνα 5-1: Υποβάθμιση SNR για την επίτευξη BER 10^{-2} για τις διάφορες μεθόδους (AWGN)

Στην Εικ. 5-2 επαναλαμβάνονται οι προηγούμενες συγκρίσεις, αλλά τώρα για κανάλι Rayleigh με 64-QAM διαμόρφωση και θόρυβο φάσης Gaussian ($\alpha = 0.99$).

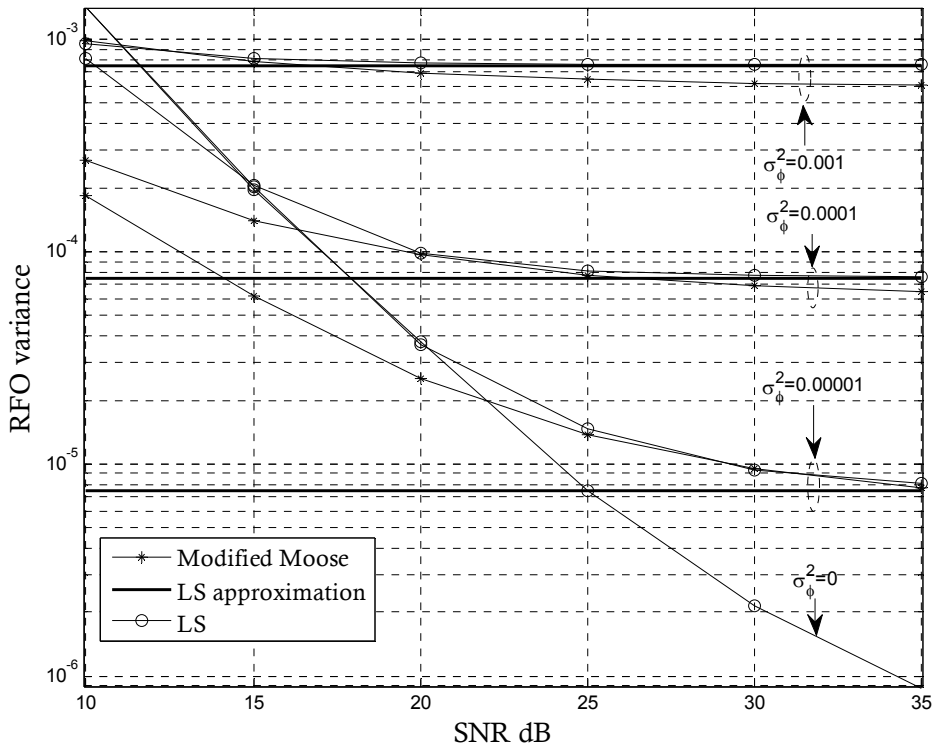


Εικόνα 5-2: Υποβάθμιση SNR για την επίτευξη BER 10^{-2} για τις διάφορες μεθόδους (Rayleigh)

Το SNR του συστήματος χωρίς PHN είναι ≈ 26.1 dB. Ο WLS και πάλι υπερτερεί του LMMSE και του ICM. Επιτυγχάνει την ίδια απόδοση με τον LMMSE με σχεδόν τις μισές επαναλήψεις. Ο ICM και πάλι δε βελτιώνεται μετά τις δύο επαναλήψεις.

5.3 Στάδιο εκτίμησης καναλιού (CES)

Στην Εικ. 5-3 φαίνεται η απόδοση της LS εκτίμησης του IFO για Rayleigh κανάλι, διαμόρφωση 16QAM, Gaussian PHN ($\alpha = 0.96$) και IFO με $\delta = 0.5$. Το θεωρητικό κατώτερο όριο προσεγγίζεται με μεγάλη ακρίβεια από την απόδοση του προτεινόμενου εκτιμητή στις περιοχές υψηλού SNR (από 20 dB και πάνω).

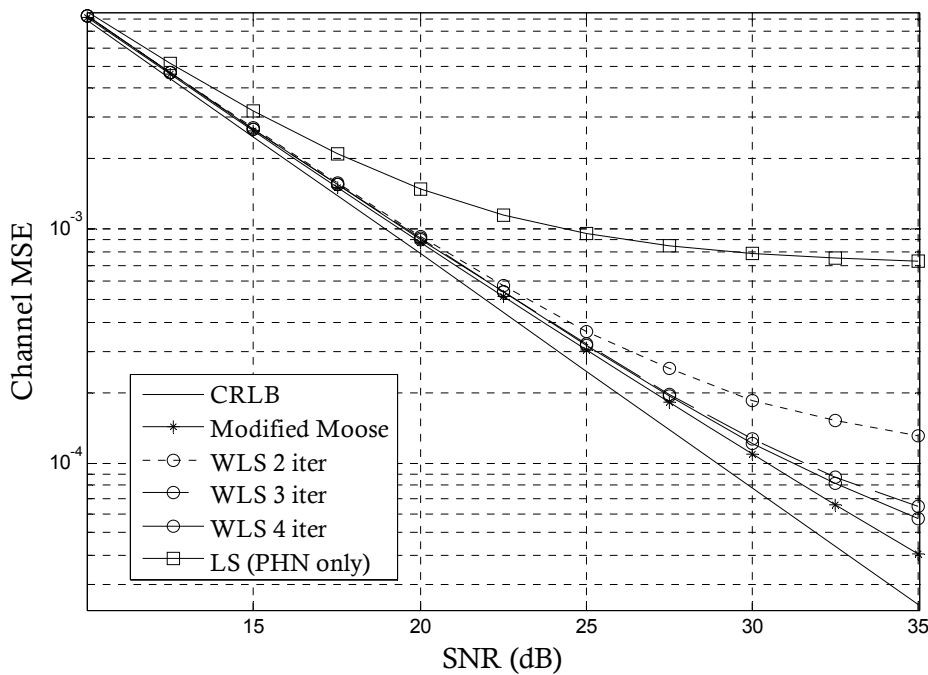


Εικόνα 5-3: Απόδοση της LS IFO εκτίμησης για διάφορα επίπεδα θορύβου φάσης

Στην ίδια εικόνα, φαίνεται επίσης και η απόδοση του τροποποιημένου Moose εκτιμητή του IFO [60]. Ο εκτιμητής αυτός είναι όμοιος με εκείνον που προτάθηκε στο [67], κατάλληλα προσαρμοσμένος ώστε να λαμβάνει υπόψη το θόρυβο φάσης. Η απόδοσή του είναι καλύτερη στις περιοχές χαμηλού SNR, αλλά είναι αρκετά κοντά στην απόδοση του προτεινόμενου εκτιμητή LS στις περιοχές υψηλού SNR. Σημειώνουμε ωστόσο, ότι εκτός από την υπολογιστική πολυπλοκότητα της επίλυσης ενός συστήματος τάξης- $(N/2)$, αυτό το σχήμα απαιτεί μια πολύ συγκεκριμένη δομή για τα preambles καθώς οι μισοί μόνο από τους SCs του preamble θα πρέπει να περιέχουν σύμβολα πλότους (οι άλλοι μισοί δεν πρέπει να χρησιμοποιούνται). Τέλος, αξ σημειωθεί ότι αφού και οι δύο εκτιμητές δεν είναι *Μπεϋζιανής φύσης* (of Bayesian nature), η απόδοσή τους καθορίζεται από το επίπεδο θορύβου φάσης στις περιοχές υψηλού SNR (ανεξαρτήτως από την prior στατιστική περιγραφή του IFO).

Στην Εικ. 5-4 παρουσιάζεται η απόδοση του προτεινόμενου σχήματος στο CES για 2 έως 4 επαναλήψεις. Οι παράμετροι είναι: κανάλι Rayleigh, διαμόρφωση 16QAM, θόρυβος φάσης Wiener με $\sigma_\phi^2 = 10^{-3}$ και IFO ίσο με 0.5. Εμφανίζονται επίσης το όριο CRB καθώς και η απόδοση του τροποποιημένου σχήματος JCPCE, όπου και τα δύο καθορίζονται στο [60], που χρησιμοποιούν τον τροποποιημένο Moose εκτιμητή του IFO. Αυτή η υλοποίηση δείχνει να έχει καλή απόδοση χωρίς να απαιτεί επαναλήψεις, αλλά παρουσιάζει υψηλή πολυπλοκότητα. Το προτεινόμενο WLS σχήμα επιτυγχάνει σχεδόν την ίδια απόδοση χωρίς αντιστροφές πινάκων ή την ανάγκη χρήσης preambles με συγκεκριμένη δομή. Στην εικόνα σχεδιάζεται επίσης και ο τυπικός εκτιμητής καναλιού LS (μόνο για την περίπτωση του PHN), ώστε να γίνει εμφανής η υποβάθμιση της απόδοσης όταν ο θόρυβος φάσης PHN δεν διαχειριστεί κατάλληλα.

Τέλος, αξιωματικά επιλέχθηκε υψηλή τιμή για το δ ώστε να γίνει εμφανές ότι είναι εγγυημένη η ικανοποιητική εκτίμηση τόσο του FO, όσο και του καναλιού (δηλαδή πολύ κοντά στα αντίστοιχα όρια) ακόμα και σ' αυτή τη ακραία περίπτωση.



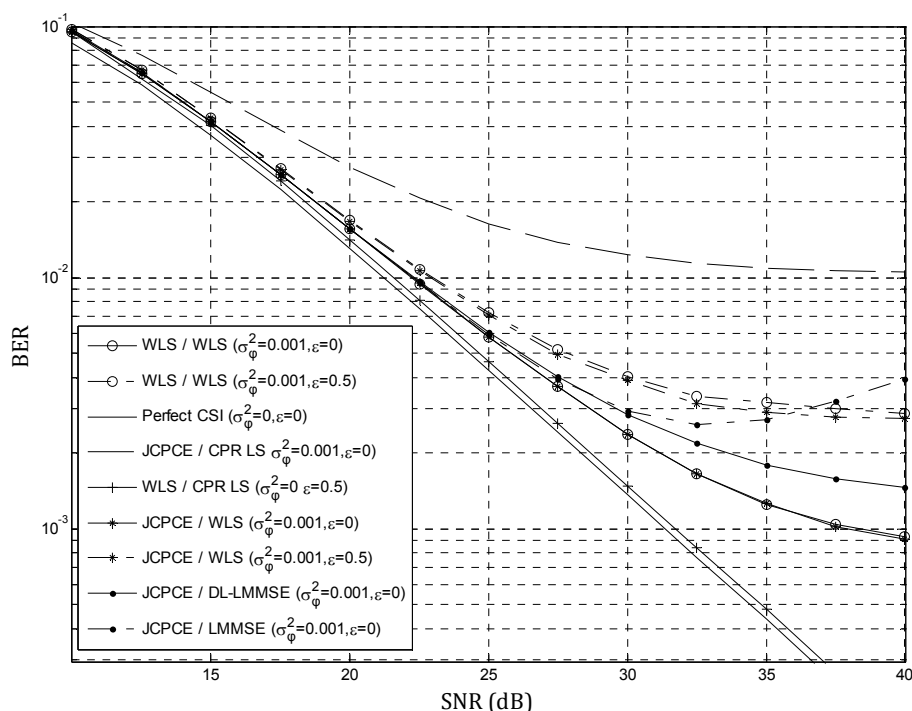
Εικόνα 5-4: Απόδοση MSE εκτίμησης καναλιού με PHN και IFO

5.4 Συνολικό σύστημα (CES+DDS)

Στην Εικ. 5-5 αποτιμάται η απόδοση του συνολικού συστήματος (δηλαδή των CES και DDS διαδοχικά) για διάφορους συνδυασμούς αλγορίθμων και σεναρίων προσομοίωσης. Σε όλες τις περιπτώσεις χρησιμοποιείται κανάλι Rayleigh και διαμόρφωση 16-QAM, με τον αριθμό των επαναλήψεων να είναι σταθερός και ίσος με 4. Η καμπύλη που αντιστοιχεί στον JCPCE /CPR-LS ($\sigma_\phi^2 = 10^{-3}$, $\delta = 0$) δίνεται ώστε να φανεί η υποβάθμιση της απόδοσης που προκαλεί ο θόρυβος φάσης από μόνος

του, χρησιμοποιώντας το βέλτιστο εκτιμητή καναλιού. Όπως παρατηρούμε, το ICI προκαλεί ισχυρή υποβάθμιση της απόδοσης για BER κοντά στο 10^{-2} . Αντιθέτως, παρουσία μόνο της αρχικής μετατόπισης συχνότητας (IFO), η διαδοχή των WLS/CPR-LS παρουσιάζει σχεδόν βέλτιστη απόδοση ακόμα και σε περιοχές υψηλού SNR. Αυτά τα δύο σενάρια συμπεριλαμβάνονται ώστε να διευκρινιστεί ότι για αυτές τις συγκεκριμένες τιμές PHN και IFO, η υποβάθμιση της απόδοσης οφείλεται κυρίως στο θόρυβο φάσης. Σημειώνεται ότι υπάρχουν πολλοί αλγόριθμοι στη βιβλιογραφία που μπορούν να εκτιμήσουν και να αφαιρέσουν το IFO πολύ αποτελεσματικά και με χαμηλότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα [22], αλλά αποτυγχάνουν παρουσία ισχυρού θορύβου φάσης καθώς δεν έχουν σχεδιαστεί για αυτήν την περίπτωση.

ω

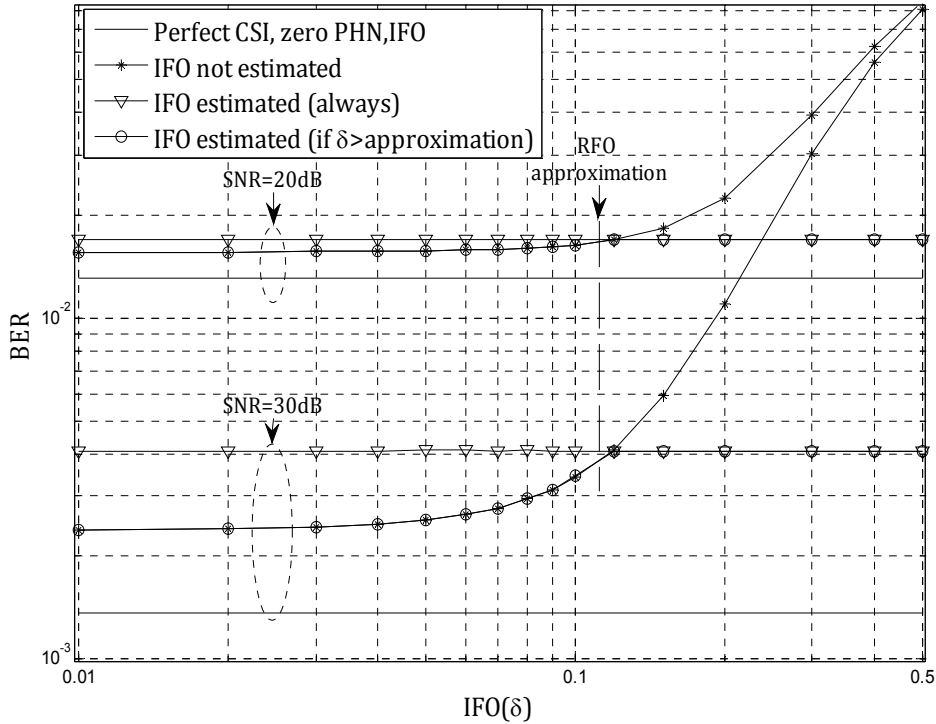


Εικόνα 5-5: Συνολική απόδοση συστήματος για διάφορους συνδυασμούς CES/DDS λειτουργιών.

Η απόδοση της διαδοχής WLS/WLS είναι σχεδόν παρόμοια με αυτή της JCPCE/WLS όταν έχουμε παρουσία θορύβου φάσης μόνο. Παρατηρούμε μια οριακή διαφορά στην υψηλή περιοχή SNR όταν προστίθεται μετατόπιση συχνότητας (χρησιμοποιώντας τον τροποποιημένο Moose JCPCE), κάτι που υποδηλώνει την αναγκαιότητα υιοθέτησης της προτεινόμενης μεθόδου και στα δύο στάδια εκτίμησης. Παρουσιάζεται επίσης και η απόδοση της χρήσης JCPCE/LMMSE διαδοχικά παρουσία μόνο PHN. Εδώ παρατηρείται μια οριακή διαφορά στις περιοχές SNR πρακτικού ενδιαφέροντος, αλλά η σύγκλιση του LMMSE αποτυγχάνει στις περιοχές υψηλού SNR. Παρουσιάζεται επίσης και η εφαρμογή της διαγώνιας φόρτωσης στον

LMMSE (ονομαστικά DL-LMMSE). Παρατηρούμε ότι η σύγκλιση βελτιώνεται, αλλά ο WLS ακόμα παρουσιάζει καλύτερη απόδοση.

Οι αρχικοποιήσεις που χρησιμοποιήθηκαν για τα αποτελέσματα της Εικ. 5-6, είναι οι ίδιες με αυτές της Εικ. 5-5, με τον περιορισμό της χρήσης του WLS και στα δύο στάδια CES και DDS. Επίσης καθορίζεται το SNR στα 20 dB και τα 30 dB. Στην Εικ. 5-6, παρουσιάζεται η απόδοση (BER) σε σχέση με το IFO, όταν αυτή κυμαίνεται από 0.01 έως 0.5.



Εικόνα 5-6: BER σε σχέση με IFO για δύο τιμές SNR, με χρήση του WLS και στα δύο στάδια CES και DDS.

Όπως φαίνεται, κάθε φορά που γίνεται εκτίμηση του IFO, η απόδοση παραμένει σταθερή ανεξάρτητα από την prior στατιστική του IFO. Ωστόσο, όταν η αρχική μετατόπιση συχνότητας είναι «μικρή», δηλαδή κάτω από το κατώφλι που προσδιορίζει η προσέγγιση της (4.24), είναι προτιμότερο να μην εκτιμάται το IFO. Κι αυτό διότι ο θόρυβος φάσης επηρεάζει αρνητικά τον εκτιμητή σε σχέση με την (πιθανός χαμηλή) πραγματική του τιμή. Τα δεδομένα αντιστρέφονται πάνω από την τιμή του κατωφλίου, όπως φαίνεται και στην Εικ. 9, κάτι που σημαίνει ότι η εξίσωση (4.24) μπορεί να αξιοποιηθεί για την απόφαση του πότε θα χρησιμοποιείται ο εκτιμητής IFO.

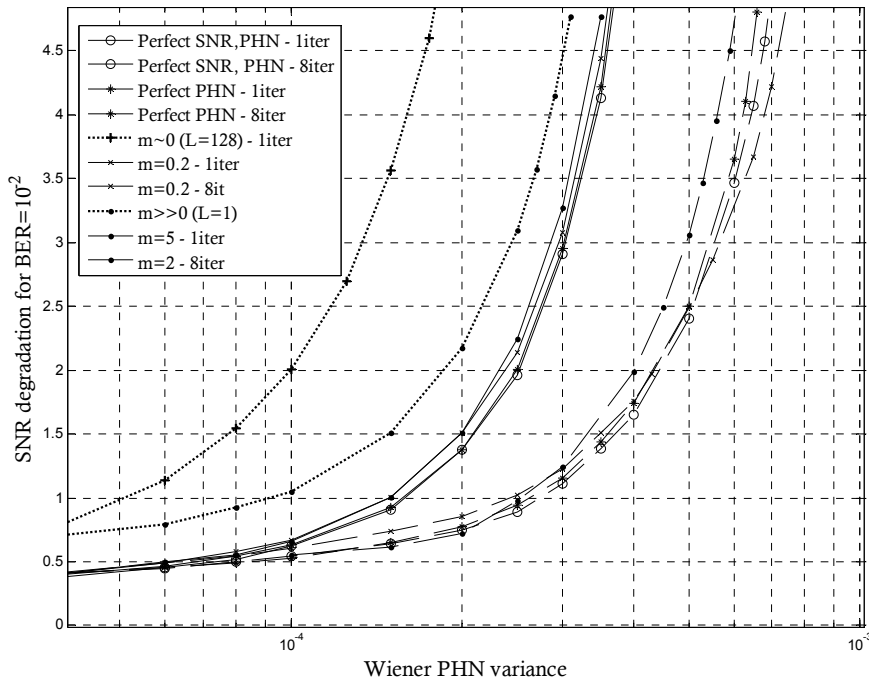
5.5 Ευαισθησία σε λάθη μοντέλου περιγραφής

Η απόδοση του προτεινόμενου σχήματος υποβαθμίζεται φυσιολογικά όταν οι παράμετροι που είναι σχετικές με το βέλτιστο παράθυρο αποκλίνουν από τις υποθετικές τιμές, δηλαδή τις τιμές του SNR, του θορύβου φάσης και της στατιστικής

περιγραφής του IFO. Για να εξετάσουμε την ανθεκτικότητα σε τέτοιες πιθανές «ακατάλληλες» (mismatched) παραμέτρους SNR και SINR, χρησιμοποιείται ένας απλός εκτιμητής επιπέδου διακόμενου θορύβου. Σε κάθε επανάληψη του CES, εκτιμάται το διάνυσμα θορύβου $\hat{\mathbf{n}}^{f(i)}$ με αφαίρεση του $\hat{\mathbf{g}}^{f(i)}$ από το διάνυσμα $\hat{\mathbf{y}}^{f(i)}$ που έχει διορθωμένη τη φάση. Για τον καθορισμό τόσο του SINR, όσο και του SNR, χρησιμοποιείται ο λόγος ενέργειας του εκτιμημένου καναλιού προς τη διακόμευση του $\hat{\mathbf{n}}^{f(i)}$ σε κάθε επανάληψη. Συγκεκριμένα, το SINR προέρχεται από την εκτιμώμενη τιμή λόγου της πρώτης επανάληψης (δηλαδή πριν την αφαίρεση του εκτιμημένου TPP), ενώ το SNR από την τιμή λόγου της κάθε επανάληψης (δηλαδή η εκτίμηση για το SNR διαφοροποιείται με την επανάληψη). Στη συνέχεια αυτές οι τιμές τροφοδοτούνται στο DDS στάδιο για τον καθορισμό του συμμετρικού παραθύρου.

Στην Εικ. 5-7 φαίνεται η υποβάθμιση του SNR για BER ίσο με 10^{-2} σε κανάλι Rayleigh, διαμόρφωση 64-QAM, θόρυβο φάσης Wiener και μηδενικό CFO, για το προτεινόμενο σχήμα με 4 επαναλήψεις στο CES και είτε 1 είτε 8 επαναλήψεις στο DDS. Όπως αναλύθηκε, η απόδοση όταν έχουμε σωστές παραμέτρους επηρεάζεται ελάχιστα από τη χρήση των προαναφερθέντων SNR και SINR εκτιμητών τόσο για τις περιπτώσεις με επαναλήψεις, όσο και χωρίς επαναλήψεις (όπου υποθέτουμε τέλεια γνώση των στατιστικών δεδομένων του PHN).

Για να αποτιμήσουμε την υποβάθμιση της απόδοσης λόγω χρήσης μη-ταιριαστού μοντέλου PHN (PHN model mismatch), προστίθεται μια σκόπιμη αβεβαιότητα ως ακολούθως: η μοντελοποιημένη διακόμευση θορύβου φάσης Wiener (αυτή που λαμβάνεται υπόψη από τον υπολογισμό του παραθύρου) είναι ίση με την πραγματική τιμή, πολλαπλασιασμένη από μία παράμετρο «ακαταλληλότητας» m . Έστω ότι $L^{(i)}$ είναι το μήκος του παραθύρου που παίρνει συνεχείς τιμές και υπολογίζεται μέσω της σχέσης (4.18), χρησιμοποιώντας τις εκτιμηθείσες παραμέτρους SNR και SINR και υποθέτοντας την πραγματική διακόμευση του PHN (το $L^{(i)}$ είναι σχεδόν βέλτιστο όπως δείχθηκε προηγουμένως). Τότε η αντίστοιχη «ακατάλληλη» (mismatched) τιμή θα είναι ίση με $L^{(i)}/\sqrt{m}$ (που σημαίνει ότι «ακατάλληλο» μοντέλο μεταφράζεται απ' ευθείας σε «ακατάλληλο» παράθυρο (window mismatch)). Οι δύο ακραίες τιμές μήκους παραθύρου που μπορούν να υπολογιστούν από την (4.19) είναι είτε 1, είτε N , που αντιστοιχούν σε πολύ υψηλές και χαμηλές τιμές του m . Χρησιμοποιώντας αυτές τις δύο ακραίες τιμές μήκους παραθύρου για ολόκληρο το πεδίο τιμών του PHN αναπαριστούμε τα όρια χαμηλότερης απόδοσης για οποιοδήποτε «ακατάλληλο» μοντέλο (για το υποτιθέμενο σενάριο) και συμπεριλαμβάνονται και τα δύο στην Εικ. 5-7 (για μία επανάληψη). Για $L=N$, η απόδοση είναι η ίδια με εκείνη της καθαρής αφαίρεσης του κυκλικού προθέματος (CPR), καθώς τώρα ο εκτιμητής υποβαθμίζεται στον LS-CPR. Για $L=1$, η απώλεια σε dB εξαρτάται από το επίπεδο του PHN, και κυμαίνεται μεταξύ ενός κλάσματος του ενός dB μέχρι και 2 dB.



Εικόνα 5-7: Υποβάθμιση του SNR για την επίτευξη BER ίσου με 10^{-2} σε μη-ταιριαστό μοντέλο (Rayleigh κανάλι)

Οι συγκεκριμένες τιμές της παραμέτρου m που παρουσιάζονται, έχουν επιλεγεί με τέτοιο τρόπο ώστε να επιφέρουν οριακή υποβάθμιση της απόδοσης και αυτό γίνεται και στα δύο σενάρια, τόσο με επαναλήψεις, όσο και χωρίς. Επιλέγουμε $m=0.2$ και στα δύο σενάρια για να παρουσιαστούν περιπτώσεις όπου η διακύμανση που ο θορύβου φάσης λογίζεται μικρότερους (under-modeled), το οποίο πρακτικά σημαίνει ότι διπλασιάζουμε περίπου το μήκος του παραθύρου. Για το σενάριο χωρίς επαναλήψεις παρατηρείται μόνο μία οριακή μετατόπιση στο κάτω όριο σφάλματος. Για το σενάριο με επαναλήψεις παρατηρείται μια αμελητέα απώλεια όταν το mismatch είναι χαμηλό (απόδοση κοντά στο βέλτιστο), ενώ όταν αυξάνεται παρουσιάζεται μια οριακή βελτίωση. Για περιπτώσεις όπου η διακύμανση του θορύβου φάσης έχει λογιστεί μεγαλύτερη (over-modeled), επιλέγονται οι τιμές $m=5$ και $m=2$ για τα σενάρια χωρίς επαναλήψεις και με επαναλήψεις, αντίστοιχα. Για την πρώτη περίπτωση, το μήκος του παραθύρου σχεδόν υποδιπλασιάζεται αποδίδοντας περίπου όπως και όταν διπλασιάζεται. Για τη δεύτερη περίπτωση, η τιμή του m επιλέγεται να είναι 2 ώστε να επιτευχθεί απόδοση κοντά στη βέλτιστη (οι επαναλήψεις είναι περισσότερο ευαίσθητες σε περίπτωση του over-modeling). Σε αυτήν την περίπτωση, η απώλεια στην απόδοση είναι μόνο μια μικρή μετατόπιση του κάτω ορίου σφάλματος.

Παρατηρούμε ότι οι παραπάνω τιμές μη βέλτιστου παραθύρου, που είναι αποτέλεσμα μιας συγκεκριμένης παραμέτρου «ακαταλληλότητας» του μοντέλου θορύβου φάσης, στην ουσία αναπαριστά οποιοδήποτε mismatch, είτε με την έννοια λάθους παραμετροποίησης ενός μοντέλου είτε με την έννοια της λάθους

μοντελοποίησης, που οδηγεί σε αυτές τις τιμές παραμέτρων του παραθύρου. Για παράδειγμα, το PHN μοντέλο μπορεί λανθασμένα να λογιστεί ως Γκαουσιανό, ή να μοντελοποιηθεί μια μετατόπιση συχνότητας που στην πραγματικότητα δεν υπάρχει, οδηγώντας ξανά σε λανθασμένο καθορισμό παραθύρου είτε μεγαλύτερου είτε μικρότερου.

5.6 Συμπεράσματα

Προτάθηκε ένα εναλλακτικό γραμμικό μοντέλο περιγραφής της συνολικής διαταραχής φάσης για συστήματα OFDM, οδηγώντας στην ανάπτυξη ενός ανθεκτικού εκτιμητή LS χαμηλής πολυπλοκότητας. Ο εκτιμητής αυτό υπερτερεί μεταξύ άλλων παρόμοιων αλγορίθμων της βιβλιογραφίας τόσο σε απόδοση (BER) όσο και σε πολυπλοκότητα, όταν εφαρμόζεται στο DDS στάδιο, ενώ επιτυγχάνει εκτίμηση καναλιού (MSE) κοντά στο όριο Cramer-Rao όταν εφαρμόζεται στο στάδιο CES. Τα συμπεράσματα αυτά εξήχθησαν μέσω προσομοιώσεων σε σενάρια ισχυρού θορύβου φάσης, μετατόπισης συχνότητας και διαφορετικών μοντέλων περιγραφής καναλιού. Ένα επιπλέον πλεονέκτημα του προτεινόμενου σχήματος εκτός από την απόδοση και το κέρδος σε πολυπλοκότητα, είναι ότι μπορεί να υλοποιηθεί από λειτουργικά μπλοκ ήδη παρόντα στα OFDM συστήματα (εκτιμητής CPR, FFT). Τέλος, η προσέγγιση της διαγώνιας φόρτωσης προτάθηκε με επαναληπτική μορφή ώστε να επιτευχθεί καλύτερη σύγκλιση του προτεινόμενου αλγορίθμου. Αυτή η τεχνική μπορεί επίσης να εφαρμοστεί αποτελεσματικά σε άλλους αλγόριθμους οδήγησης απόφασης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Εισαγωγή στην Προσαρμοστική Διαμόρφωση και Κωδικοποίηση

6.1 Εισαγωγή

Στοχεύοντας στην έμφυτη χωρητικότητα του υποκείμενου καναλιού, έχουν προταθεί τεχνικές που προσαρμόζουν και ρυθμίζουν (σε πραγματικό χρόνο) τις παραμέτρους μετάδοσης βασισμένες στην ποιότητα σύνδεσης. Αναφέρονται συλλογικά ως τεχνικές "προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης" και παρέχουν ως έξοδο τις τιμές των παραμέτρων μετάδοσης που υιοθετούνται σε μια επόμενη περίοδο μετάδοσης. Βασίζονται στις πληροφορίες ανατροφοδότησης και η επιλογή γίνεται σύμφωνα με τις επιλεγμένες συναρτήσεις κόστους σχετικές με την επιθυμητή ποιότητα της υπηρεσίας (QoS).

Δίδεται λοιπόν μια ανασκόπηση στη χωρητικότητα ασύρματων-καναλιών, στους ορισμούς και τα σχετικά ζητήματα με έμφαση στα σενάρια επικοινωνίας που περιλαμβάνουν την ύπαρξη πληροφορίας καναλιού. Επίσης, μια συνοπτική παρουσίαση συστημάτων που μοντελοποιούν την ύπαρξη πολλαπλασιαστικού θορύβου (εξασθένηση) σε ένα ασύρματο περιβάλλον, δεδομένου ότι τέτοια εξασθένηση είναι η κύρια πηγή μεταβλητότητας καναλιών που υπαγορεύει την ανάγκη για τεχνικές προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Επιπλέον, θα χαρακτηριστούν τα θεμελιώδη θεωρητικά όρια μετάδοσης πληροφορίας τέτοιων συστημάτων.

6.2 Θεμελιώδη όρια επικοινωνίας

6.2.1 Χωρητικότητα καναλιών

Η αξιολόγηση των ορίων χωρητικότητας για διάφορα μοντέλα καναλιών και σενάρια συστημάτων είναι ένα ερευνητικό θέμα με μεγάλο ενδιαφέρον ήδη την πρωτοποριακή εργασία του Shannon [86]. Ο προσδιορισμός τέτοιων ορίων απόδοσης καθορίζει το πλαίσιο για το σχεδιασμό και την ανάπτυξη βέλτιστων τεχνικών επικοινωνίας. Σε πολλές περιπτώσεις, ο ακριβής υπολογισμός της χωρητικότητας καναλιών είναι ένα δύσκολο πρόβλημα. Σε μερικές περιπτώσεις, αυτά τα όρια μπορούν να οδηγήσουν στον ακριβή προσδιορισμό της χωρητικότητας καναλιών. Σε όλες τις περιπτώσεις εντούτοις, οποιοσδήποτε διαθέσιμος αναλυτικός χαρακτηρισμός της χωρητικότητας ενός συστήματος χρησιμεύει ως ένα κριτήριο απόδοσης και ένα εργαλείο για το σχεδιασμό συστημάτων.

6.2.1.1 Χωρητικότητα καναλιών εξασθένησης με παράπλευρη πληροφορία

Στην ασύρματη μετάδοση, τα κανάλια συνήθως αλλάζουν διαρκώς λόγω των αλλαγών στο περιβάλλον μετάδοσης ή λόγω της κινητικότητας των χρηστών. Πρακτικά, στις περισσότερες περιπτώσεις, και ανάλογα με τη σχετική δυναμική, το

σύστημα είναι σε θέση να εξαγάγει πολύτιμες πληροφορίες σχετικά με το επικρατούν επίπεδο της διαδικασίας εξασθένησης καναλιού. Αυτό το είδος πληροφορίας αναφέρεται συνήθως ως παράπλευρη πληροφορία καναλιού (*Channel State Information* - CSI) και μπορεί είτε να είναι διαθέσιμη και στα δύο άκρα (στον πομπό και στο δέκτη), είτε στο δέκτη (Rx) μόνο αλλά όχι στον πομπό (Tx). Ο βαθμός ακρίβειας του CSI είναι μια κρίσιμη παράμετρος για την απόδοση του υπό εξέταση συστήματος. Η περίπτωση όπου το κανάλι θεωρείται τέλεια γνωστό στο δέκτη ή/και το πομπό έχει μελετηθεί εκτενώς στη βιβλιογραφία. Για ένα σενάριο Rayleigh-fading SISO, εξετάστηκε αρχικά σε μια εργασία από τον Ericsson [69], όπου δίδονται οι αναλυτικές εκφράσεις για τη χωρητικότητα με τέλει CSI στο δέκτη. Σε μια πιο πρόσφατη εργασία (Ozarow et al [70]), τα αποτελέσματα παρήχθησαν για το μέσο όρο χωρητικότητας καθώς επίσης και την πιθανότητα διακοπής λειτουργίας (outage) σε κυψελωτό δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, υποθέτοντας τέλει CSI στο δέκτη.

Στα πρόσφατα σύστημα OFDM εφαρμόζεται μια στρατηγική όπου οι κατ' εκτίμηση τιμές του CSI αναμεταδίδονται στο πομπό με διαφορετικά επίπεδα ακρίβειας. Είναι επομένως ιδιαίτερου ενδιαφέροντος να επανεξεταστούν τα προηγούμενα αποτελέσματα για τη χωρητικότητα των εξασθενίζοντων καναλιών αλλά τώρα με διαθέσιμη παράπλευρη πληροφορία στον πομπό. Οι Goldsmith και Varaiya [71] ανέλυσαν την ικανότητα των καναλιών επίπεδης εξασθένησης με τέλει CSI στο πομπό ή/και το δέκτη. Οι Borade και Zheng [72] ερεύνησαν, μεταξύ άλλων σεναρίων, τη χωρητικότητα καναλιών σε περιοχές χαμηλού SNR όταν έχουν και οι δύο πλευρές τέλει CSI. Έδειξαν ότι, για τις πολύ χαμηλές τιμές του SNR η χωρητικότητα είναι $SNR \log(1/SNR)$ και αυτό επιτυγχάνεται με on-off σηματοδότηση με σταθερό "on" επίπεδο.

Στην πράξη, εντούτοις, πρόσβαση σε τέλει CSI δεν μπορεί να έχει καμία πλευρά, κυρίως λόγω των γρήγορων αλλαγών στο εξασθενίζον περιβάλλον και την περιορισμένη ενέργεια που μπορεί να διατεθεί στα σύμβολα πλότων για να βοηθήσουν την εκτίμηση του καναλιού. Κατά συνέπεια, έχει γίνει εκτενής έρευνα για την περίπτωση όπου το CSI είναι είτε ατελές είτε, σε ακραία περίπτωση, απολύτως μη διαθέσιμο σε καθεμία πλευρά. Οι Abou-Faycal et al [73] έχουν μελετήσει τη χωρητικότητα του εξασθενίζοντος καναλιού Rayleigh θεωρώντας άγνωστα τα εξασθενίζοντα επίπεδα καναλιού. Έδειξαν ότι η βέλτιστη κατανομή της εισόδου (σήμα αποστολής) είναι διακριτή. Αυτό είναι ένα αποτέλεσμα που προκαλεί έκπληξη, ειδικά σε σύγκριση με τη συνεχή Γκαουσιανή κατανομή που είναι η βέλτιστη όταν το CSI είναι διαθέσιμο και τέλεια γνωστό. Κάτω από έναν περιορισμό στο μέγιστο σήμα εισόδου ενός εξασθενίζοντος καναλιού Rician, αυτή η ιδιότητα της διακριτής κατανομής για την επίτευξη της χωρητικότητας έχει αποδειχθεί επίσης στα [74], [75] [76] και, γενικότερα, για μια ευρεία τάξη των καναλιών SISO στο [77]. Η χωρητικότητα και η βέλτιστη κατανομή εισόδου σε ένα σενάριο MIMO εξασθενίζοντος καναλιού Rayleigh έχει παραχθεί από τους Marzetta και Hochwald [78] όπου το CSI είναι επίσης μη διαθέσιμο και στις δύο πλευρές. Αυτή η εργασία προκάλεσε την περαιτέρω έρευνα για τη διακριτικότητα των βέλτιστων κατανομών

εισόδου σε σενάρια MIMO. Οι Zheng και Tse [79] εξέτασαν τη χωρητικότητα MIMO Rayleigh εξασθενίζοντας καναλιών σε υψηλό SNR.

Εντούτοις, στις περισσότερες περιπτώσεις ενδιαφέροντος, αυτές οι ακραίες υποθέσεις κατοχής είτε τέλει CSI είτε καθόλου CSI δεν ισχύουν. Ειδικότερα, τα πρακτικά συστήματα OFDM τείνουν να είναι μεταξύ αυτών των δύο άκρων, εκτός από όταν υπάρχει υψηλή κινητικότητα. Η ανάλυση λοιπόν της χωρητικότητας των εξασθενιζόντων καναλιών με ατελές ή "θορυβώδες" CSI είναι μεγάλου πρακτικού ενδιαφέροντος. Η Medard [80] ερευνήσε την επίδραση της ατελούς γνώσης του CSI στη χωρητικότητα καναλιών, υπολογίζοντας άνω και κάτω όρια στα επιτεύξιμα ποσά αμοιβαίας πληροφορίας. Οι Lapidath και Shamai [81] ανέλυσαν τα αποτελέσματα των λαθών εκτίμησης καναλιών στην απόδοση όποτε υιοθετούνται τα Γκαουσουσιανά codebooks μαζί με αποκωδικοποίηση πλησίον-γειτόνων. Η χωρητικότητα των ελλειπώς γνωστών εξασθενιζόντων καναλιών εξετάζεται στο [82] για περιοχές χαμηλού SNR και στο [83] για περιοχές υψηλού SNR. Αυτά τα αποτελέσματα, εντούτοις, δεν έχουν εξετάσει δεδομένες τεχνικές εκπαίδευσης και εκτίμησης και τους αναγκαίους για αυτές διαθέσιμους πόρους. Μια ανάλυση της χωρητικότητας καναλιών που λαμβάνει υπόψη τη διαδικασία εκπαίδευσης σε Rayleigh block εξασθένησης κανάλι μπορεί να βρεθεί στο [84]. Πρόσφατα, οι Hassibi και Hochwald [85] εξέτασαν μερικά συστήματα με εκπαίδευση για κανάλια MIMO.

Θα εστιάσουμε τώρα περαιτέρω στη χωρητικότητα εξασθενιζόντων καναλιών με CSI διαθέσιμο στο πομπό. Όταν το CSI αφορά τις τιμές των εξασθενιζόντων καναλιών, αντιμετωπίζεται ως αιτιατή (casual) παράπλευρη πληροφορία στο πομπό, σε αντιδιαστολή με τη μη-αιτιατή (noncausal) παράπλευρη πληροφορία που δεν αντιμετωπίζεται σε αυτήν την έρευνα. Σε αυτήν την περίπτωση, τεχνικές όπως ο προσαρμοστικός έλεγχος ρυθμού/ενέργειας, MIMO beam-forming, γεμίσματος νερού (water-filling) κ.λπ. μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Η αιτιατή περίπτωση του CSI στον πομπό εισήχθη αρχικά από τον Shannon [86] όπου έδειξε ότι το κανάλι αυτό μπορεί να μετασχηματιστεί σε ένα κανάλι χωρίς CSI ενός αλφάβητου εκθετικά μεγαλύτερου σε μέγεθος.

Υποθέτοντας αιτιατό πομπό CSI, περιγράφουμε εν συντομία τα αποτελέσματα που αναφέρονται στα τυπικά μοντέλα εξασθένησης της βιβλιογραφίας.

Σταδιακή εξασθένηση (slow fading): Όταν ο πομπός γνωρίζει το CSI, μια επιλογή είναι ο έλεγχος της ισχύος μετάδοσης με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται ο αντίστοιχος ρυθμός μέγιστης πληροφορίας ανεξάρτητα από το στάδιο εξασθένησης. Όσον αφορά την ισχύ, αυτή η αποτελεσματική στρατηγική "αντιστροφής καναλιού" εγγυάται ένα δέκτη σταθερού SNR, ανεξάρτητο της ενίσχυσης του καναλιού. Όταν είναι εφικτή μια τόσο ακριβής αντιστροφή καναλιού, επιλέγονται κάποιοι προκαθορισμένοι ρυθμοί. Ωστόσο, χρειάζεται να καταναλωθεί αρκετά μεγάλη ποσότητα ενέργειας ώστε να 'αντιστραφεί' ένα πολύ κακό κανάλι, γεγονός που θέτει πρακτικές δυσκολίες σε συστήματα με περιορισμούς στη μέγιστη μετάδοση ισχύος.

Απότομη εξασθένηση (fast fading): Ο στόχος τώρα είναι η μεγιστοποίηση του μέσου ρυθμού πληροφορίας, όπου ο μέσος όρος θα προκύπτει μετά από αρκετές περιόδους

χρόνου συνοχής του καναλιού. Η βέλτιστη κατανομή ενέργειας και ρυθμού σε αυτή την περίπτωση βασίζεται στην αρχή γεμίσματος νερού (water-filling). Γενικά, ο πομπός κατανέμει περισσότερη ισχύ όταν το κανάλι είναι καλό, εκμεταλλευόμενος αυτή τη βελτιωμένη κατάσταση του καναλιού, και λιγότερη ή ακόμα και καθόλου όταν το κανάλι είναι ανεπαρκές. Αυτό θεμελιώνεται ως η αντιστροφή διαδικασία της παραπάνω στρατηγικής αντιστροφής καναλιού. Η water-filling χωρητικότητα οδηγεί σε σχήμα κωδικοποίησης μεταβλητού ρυθμού.

Στην παραπάνω περιγραφή, το water-filling γίνεται στο πεδίο του χρόνου. Δυσκολία εμφανίζεται όταν έχουμε κανάλι επιλεκτικής συχνότητας όπου το water-filling γίνεται στους SCs του OFDM. Και στις δύο περιπτώσεις, μπορούμε να δούμε το πρόβλημα σαν το πρόβλημα κατανομής ενέργειας και bit σε παράλληλα κανάλια. Συγκρίνοντας τη χωρητικότητα του καναλιού στην περίπτωση πλήρους γνώσης του CSI στον πομπό, με τη χωρητικότητα στην περίπτωση γνώσης του CSI μόνο στο δέκτη (Receiver-Only CSI - RxO-CSI), μπορούν να εξαχθούν μερικά χρήσιμα συμπεράσματα. Συγκεκριμένα, όταν έχουμε πλήρη γνώση του CSI, στις περιοχές χαμηλού SNR η χωρητικότητα είναι σημαντικά μεγαλύτερη από τη χωρητικότητα στην περίπτωση γνώσης της CSI μόνο στο δέκτη (RxO-CSI), ενώ στις περιοχές υψηλού SNR η διαφορά μεταξύ τους τείνει στο μηδέν. Σε μια αρκετά ευρεία περιοχή SNR, το κέρδος της water-filling προσέγγισης σε σχέση με τη χωρητικότητα της RxO-CSI περίπτωσης είναι πολύ μικρό. Μια περιεκτική αποτίμηση των θεωρητικών αποτελεσμάτων πληροφοριών σε εξασθενίζοντα κανάλια μπορεί να βρεθούν στο [19]. Όταν δεν έχουμε τέλεια γνώση του καναλιού στον πομπό, η χωρητικότητα είναι $\beta SNR \log(1/SNR)$, όπου β είναι μια βαθμωτή παράμετρος ($0 \leq \beta \leq 1$) που περιγράφει το κλάσμα της ενέργειας καναλιού στο μέρος του καναλιού που είναι γνωστό στον πομπό. Μια ανάλυση της μετάδοσης σε Rician κανάλια με μερική γνώση CSI στον πομπό μπορεί επίσης να βρεθεί στα [74]-[75].

6.2.1.2 Χωρητικότητα MIMO

Η χρήση πολλαπλών κεραιών, κάτω από κατάλληλες συνθήκες, παρέχει επιπρόσθετες χωρικές διαστάσεις στην επικοινωνία, αποδίδοντας κέρδος σε βαθμούς ελευθερίας. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της χωρητικότητας. Στην πραγματικότητα, η χωρητικότητα τέτοιων καναλιών MIMO με N κεραιές μετάδοσης και λήψης είναι ανάλογη του N . Η επικοινωνία MIMO είναι ένα ευρύ και ενδιαφέρον θέμα με πολλές εφαρμογές. Συγκεκριμένα, σε περιοχές υψηλού SNR, οι τεχνικές MIMO γίνονται τα κυριότερα εργαλεία για τη σημαντική αύξηση της χωρητικότητας μέσω του κέρδους σε βαθμούς ελευθερίας που αναφέρθηκε προηγουμένως, όπως και για το κέρδος σε ισχύ.

Η χρήση πολλαπλών κεραιών μετάδοσης και λήψης παρέχει πολλά πλεονεκτήματα τόσο για τα κανάλια απότομης εξασθένησης, όσο και για τα κανάλια σταδιακής εξασθένησης. Στη γρήγορη εξασθένηση, η ποικιλομορφία (diversity) της κεραιάς επιφέρει κέρδος σε ισχύ καθώς και κέρδος σε βαθμούς ελευθερίας. Η ανάλυση καναλιού MIMO απότομης εξασθένησης είναι απλούστερη και εστιάζεται κυρίως στη

χωρητικότητα του καναλιού, ενώ η ανάλυση της σταδιακής εξασθένησης είναι γενικώς περισσότερο πολύπλοκη. Σε αυτή την περίπτωση ο στόχος είναι η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας συναρτήσει του επιθυμητού ρυθμού. Η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας περιγράφει την αντιστρόφως ανάλογη σχέση που υπάρχει μεταξύ της πιθανότητας σφάλματος και του ρυθμού δεδομένων. Στη σταδιακή εξασθένηση, υπάρχει τριπλό κέρδος από την εισαγωγή πολλαπλών κεραιών, δηλαδή σε ισχύ, βαθμούς ελευθερίας και ποικιλομορφία (diversity gain). Στην περιοχή υψηλού SNR, γίνεται μια προσέγγιση της πιθανότητας διακοπής λειτουργίας που ξεπερνά τα οφέλη της επικοινωνίας MIMO για κανάλια σταδιακής εξασθένησης. Αυτή είναι η θεμελιώδης ανταλλαγή μεταξύ του αυξημένου ρυθμού δεδομένων (μέσω μιας αύξησης των χωρικών βαθμών ελευθερίας - κέρδος πολύπλεξης) και της αυξημένης αξιοπιστίας (μέσω μιας αύξησης του κέρδους ποικιλομορφίας). Η βέλτιστη ανταλλαγή ποικιλομορφίας-πολύπλεξης χρησιμοποιείται σαν σημείο αναφοράς κατά τη σύγκριση γνωστών χωροχρονικών σχημάτων και βοηθάει στο σχεδιασμό βέλτιστου χωροχρονικού κώδικα.

Εξετάζοντας χρονικά αμετάβλητο Γκαουσιανό κανάλι MIMO, η διάσταση του χώρου παίζει τον ίδιο ρόλο με τις διαστάσεις χρόνου και συχνότητας στο χρονικά μεταβαλλόμενο εξασθενίζον κανάλι με πλήρη γνώση του CSI και του χρονικά αμετάβλητου καναλιού επιλεκτικού στη συχνότητα. Η χωρητικότητα επομένως εξασφαλίζεται από ένα water-filling σχήμα κατανομής ισχύος, μολονότι το water-filling γίνεται στο πεδίο του χώρου. Εξαρτάται κατά πολύ από τις ιδιοτιμές του πίνακα κέρδους του καναλιού, που αντιστοιχούν στα λεγόμενα *ιδιο-κανάλια* (*eigen-channels*). Για υψηλά SNR, όπου το επίπεδο του “νερού” είναι χαμηλό, είναι ασυμπτωτικά καταλληλότερο να κατανεύουμε ίσες ποσότητες ισχύος στα μη μηδενικά ιδιο-κανάλια. Ο αριθμός των χωρικών βαθμών ελευθερίας αναπαριστά τη διάσταση του εκπεμπόμενου σήματος όπως τροποποιείται από το κανάλι MIMO. Παρέχει μια ενδεικτική μετρική της χωρητικότητας του καναλιού. Σε χαμηλά SNR, η βέλτιστη στρατηγική είναι να κατανεμηθεί ισχύς μόνο στο ισχυρότερο ιδιο-κανάλι. Σε αυτό το καθεστώς, η τάξη του πίνακα του καναλιού είναι λιγότερο κατάλληλη για το χαρακτηρισμό της χωρητικότητας του καναλιού. Αντιθέτως, η ενέργεια που μεταδόθηκε μέσα από το κανάλι είναι μια πιο κρίσιμη παράμετρος. Για λεπτομερέστερη ανάλυση της επικοινωνίας MIMO καθώς και για όλα τα σχετικά ζητήματα ο αναγνώστης παραπέμπεται στο [88].

6.3 Τεχνικές επικοινωνίας για προσέγγιση των ορίων

6.3.1 Ανασκόπηση τεχνικών AMC

Μια ανασκόπηση των πιθανών στρατηγικών προσαρμογής μπορεί να βρεθεί στο [89] με εκτεταμένη βιβλιογραφία στο θέμα. Εδώ παρουσιάζεται μια μικρή περίληψη αυτής της ανασκόπησης. Όπως προαναφέρθηκε, υπάρχουν πολλοί πιθανοί συνδυασμοί των κριτηρίων προσαρμογής, στόχων και περιορισμών. Για παράδειγμα, στη στρατηγική που είναι προσανατολισμένη στη ρυθμαπόδοση, ο

αλγόριθμος AMC βοηθά στην παροχή του υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης bit (ή της αποδοτικότητας φάσματος) για ένα απαιτούμενο BER και ένα σταθερά εκπεμπόμενο όριο ισχύος. Αυτό ήταν ένα από τα πρώτα σχήματα προσαρμοστικής μετάδοσης που προτάθηκε από τους Steele και Webb [90] για διαμόρφωση QAM μονής φέρουσας και εξασθενίζοντα κανάλια στενής ζώνης. Εκμεταλλευόμενοι τη χωρητικότητα του χρονικά σταθερού καναλιού, διάφορα συνδεδεμένα σχήματα κωδικοποίησης με προσαρμοστικό ρυθμό κώδικα ερευνώνται στο [91]. Τα σχήματα με μεταβλητό ρυθμό κώδικα και ισχύ ερευνώνται στα [92], [93], [94], [95], [96], ενώ θέματα λανθάνουσας κατάστασης και παρεμβολών με turbo-coded προσαρμογή μελετώνται στα [97], [98]. Στα [99], και [100] αναπτύσσονται διεξοδικά οι έννοιες της διαμόρφωσης QAM και κωδικοποίησης σε συστήματα OFDM. Στα [101], [102], [103] έχουν εξετασθεί τεχνικές προσαρμοστικής επιλογής SCs μετάδοσης για δυναμικές συνδέσεις OFDM TDMA, η ποικιλομορφία χώρου και χρόνου στα [104]-[105], τα πολύ-κωδικοποιημένα συστήματα στα [106]-[107], όπως και η έρευνα των κρίσιμων παραγόντων που επηρεάζουν την απόδοση της AMC στα [108]-[111]. Ενδιαφέρουσες προτάσεις για αλγόριθμους AMC προσανατολισμένους στη ρυθμαπόδοση μπορούν να βρεθούν στα [112]-[116].

Το σύνολο των παραμέτρων μετάδοσης που υπόκεινται προσαρμογή είναι γενικά μεγάλο (π.χ. μέγεθος σχηματισμού διαμόρφωσης, ρυθμός κώδικα, ισχύς πομπού, ρυθμός συμβόλων, αριθμός SCs, αριθμός κεραιών, κλπ.). Επιπλέον, ένας αποφασιστικός παράγοντας που επηρεάζει την επιλογή των παραμέτρων είναι η στόχευση σε πρακτική πολυπλοκότητα. Για παράδειγμα στο [117] αποδεικνύεται ότι με τη ρύθμιση μόνο της ισχύος ή μόνο του ρυθμού bit, η χωρητικότητα που προκύπτει είναι ελάχιστα μικρότερη από εκείνη που θα προέκυπτε αν ρυθμίζαμε και τις δύο αυτές παραμέτρους. Στο [118] παρουσιάστηκε μια μελέτη για τη μεγιστοποίηση της αποδοτικότητας φάσματος μεταβάλλοντας ευνοϊκά τους συνδυασμούς του ρυθμού μετάδοσης και της εκπεμπόμενης ενέργειας με περιορισμούς μέσης ενέργειας και στιγμιαίου (ή μέσου) BER. Λαμβάνονται υπόψη τόσο η προσαρμογή συνεχούς ρυθμού, όσο και η προσαρμογή διακριτού ρυθμού. Το συμπέρασμα ήταν ότι η χρήση μόνο ενός ή δύο βαθμών ελευθερίας στην προσαρμογή αποφέρει αποδοτικότητα φάσματος κοντά στη μέγιστη δυνατή που θα είχαμε με τη χρήση όλων των βαθμών ελευθερίας.

Στα σύρματα δίκτυα με περιορισμούς ισχύος, μια συνηθισμένη ρυθμιζόμενη παράμετρος είναι η συνολική κατανάλωση ισχύος ενός πομποδέκτη για το στοχευόμενο επίπεδο QoS. Τα κίνητρα για αυτή την προσέγγιση είναι συνήθως η επέκταση του χρόνου ζωής της μπαταρίας, η ελαχιστοποίηση της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας σε πυκνοκατοικημένες περιοχές, η μείωση του κόστους στα δίκτυα που βασίζονται στις υποδομές, καθώς και η μείωση των παρεμβολών. Σε αυτή την περίπτωση οι παράμετροι μετάδοσης θα πρέπει να προσαρμοστούν ώστε να ελαχιστοποιηθεί η απαιτούμενη ισχύς για την επεξεργασία του σήματος βασικής ζώνης (baseband processing) καθώς και η ισχύς της κεραιάς εκπομπής. Επομένως απαιτείται κάποια ισορροπία κατά την επιλογή των κριτηρίων βελτιστοποίησης.

Ενδιαφέρουσες προτάσεις για αλγόριθμους AMC προσαρμοσμένους στην ισχύ και διάφορες στρατηγικές βελτιστοποίησης μπορούν να βρεθούν στα [92], [120]-[124].

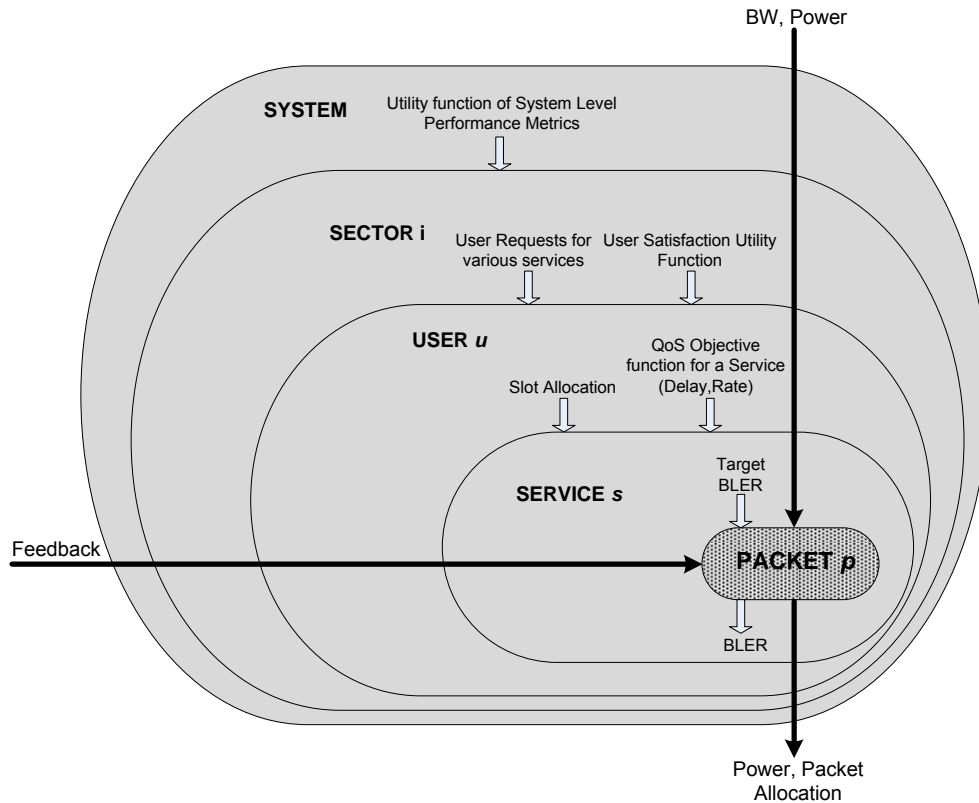
Υπάρχουν επίσης ενδιαφέρουσες προτάσεις στη βιβλιογραφία που αφορούν προσαρμοστικά σχήματα πολλών χρηστών. Στα συστήματα πολλών χρηστών (π.χ. στα προσαρμοστικά FDMA) οι SCs μπορούν να κατανεμηθούν στους χρήστες με ένα βέλτιστο τρόπο, λαμβάνοντας υπόψη την ποιότητα του καναλιού του κάθε χρήστη. Ένα παράδειγμα είναι ο αλγόριθμος που περιγράφεται στο [125] που στοχεύει στην ελαχιστοποίηση της συνολικής ισχύος εκπομπής μέσω προσαρμοστικής κατανομής bit και ισχύος σε πολλούς χρήστες. Στο [126] αναπτύσσεται ένα πλαίσιο ανάλυσης της απόδοσης ενός γενικευμένου συστήματος σε ένα γενικό δίκτυο, που χρησιμοποιείται για τη σύγκριση της απόδοσης σε πλήρως φορτωμένα κυψελοειδή συστήματα με διαφορετικούς τύπους προσαρμογής δικτύου.

6.3.2 Προσαρμοστική Διαμόρφωση και κωδικοποίηση σε επίπεδο πακέτου

6.3.2.1 Περίληψη

Η αρχιτεκτονική προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης αποτελείται από: (α) ένα κριτήριο προσαρμογής ή γενικά μια συνάρτηση κόστους που να σχετίζεται με τις παραμέτρους της ποιότητας υπηρεσίας (QoS), (β) τον τύπο της πληροφορίας για την κατάσταση του καναλιού (CSI) που πρέπει να γνωρίζει ο πομπός (Tx) για το υποκανάλι που τον συνδέει με κάθε εν δυνάμει δέκτη (Rx), πληροφορία που συχνά δεν είναι τέλεια, αλλά λανθασμένη ή παρωχημένη (outdated), (γ) τον συγκεκριμένο αλγόριθμο βελτιστοποίησης που χρησιμοποιείται σε αυτό το πρόβλημα και (δ) τις εξόδους που προκύπτουν από αλγόριθμο AMC βελτιστοποίησης (δηλαδή, ένα σετ παραμέτρων μετάδοσης για να χρήση στον επόμενο χρόνο μετάδοσης). Όσον αφορά τα κριτήρια προσαρμογής, υπάρχουν πολλαπλές επιλογές και συνδυασμοί αυτών των επιλογών. Συγκεκριμένες μετρικές/ποσότητες μπορεί να συνθέτουν τις εισόδους (απαιτήσεις και περιορισμούς) για τη μία στρατηγική ή το κριτήριο/έξοδο για μία άλλη. Κάποιες ποσότητες (όπως η ρυθμιαπόδοση δεδομένων) μπορεί να συνιστούν ένα κριτήριο (αντικειμενική συνάρτηση), ενώ άλλες, όπως το όριο και η καθυστέρηση της ισχύος μετάδοσης, μπορεί να λογιστούν σαν περιορισμοί. Μεταβάλλοντας αυτές τις επιλογές προκύπτει ένας μεγάλος αριθμός στρατηγικών προσαρμογής. Η προσαρμογή αυτής της πληθώρας επιλογών είναι μια πραγματική πρόκληση, και για μερικές από αυτές μπορεί να οδηγήσει σε αρκετά πολύπλοκες και πρακτικά ανεφάρμοστες λύσεις.

Οι διάφορες πτυχές βελτιστοποίησης που εμφανίζονται στη διαστρωματική βελτιστοποίηση (cross-layer optimization) ενός κυψελωτού συστήματος απεικονίζονται στην Εικ. 6-1. Οι διαδικασίες βελτιστοποίησης των παραμέτρων του πομπού στα υψηλότερα στρώματα του συστήματος αποκαλούνται συνήθως “διαδικασίες RRM”, ενώ στα στρώματα στα χαμηλά επίπεδα (χρήστη/υπηρεσίας) “αλγόριθμοι AMC”.



Εικόνα 6-1: Σενάρια Διαστρωματικής Βελτιστοποίησης (Cross-Layer Optimization Scenarios)

Όλα τα σενάρια βελτιστοποίησης διασταυρώνονται από τους δύο βασικούς κοινούς πόρους, το εύρος ζώνης και την ισχύ, και έχουν σαν εισοδο την πληροφορία ανάδρασης (η ανάδραση μπορεί να περιέχει διάφορες μορφές πληροφορίας, CSI, μετρήσεις σφάλματος και ούτω καθεξής). Η αντικειμενική συνάρτηση (objective function) που χρησιμοποιείται για κάθε στρώμα συνήθως αναφέρεται ως *συνάρτηση χρησιμότητας (utility function)*. Αυτές οι συναρτήσεις χρησιμοποιούνται σε μεγάλο βαθμό στη διαστρωματική βελτιστοποίηση. Ορίζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να εξισορροπήσουν την αποδοτικότητα και την αμεροληψία κατά την κατανομή των πόρων σε συστήματα με ετερογενείς υπηρεσίες. Συνεπώς, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να βελτιστοποιήσουν την κατανομή των ραδιο-πόρων (radio resource allocation) για διαφορετικές εφαρμογές καθώς και να οικοδομήσουν μια γέφυρα μεταξύ του φυσικού, του MAC, και των υψηλότερων επιπέδων.

Μια λειτουργική συνάρτηση αντιστοιχεί τους πόρους που χρειάζεται ένας χρήστης πάνω σε πραγματικό αριθμό. Για παράδειγμα, στις περισσότερες ασύρματες εφαρμογές, ένας αξιόπιστος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων ο πιο καθοριστικός παράγοντας για την ικανοποίηση των χρηστών. Επομένως, η συνάρτηση χρησιμότητας $F_U(r)$ θα πρέπει να είναι αύξουσα στο ρυθμό δεδομένων r . Για παράδειγμα, όταν $F_U(r) = r$, η συνάρτηση χρησιμότητας είναι απλά η ρυθμαπόδοση, συνήθως χρησιμοποιούμενη στη βελτιστοποίηση λειτουργίας δικτύων. Όταν όμως η συνάρτηση χρησιμότητας έχει το ρόλο της σύλληψης των «προτιμήσεων» του χρήστη, όπως το επίπεδο ικανοποίησης για την ανάθεση προκαθορισμένων πόρων, δε μπορεί

να παραχθεί μόνο μέσα από θεωρητική προσέγγιση. Σε αυτή την περίπτωση, μπορεί να εκτιμηθεί από υποκειμενικές έρευνες. Για την υπηρεσία *ανάθεσης καλύτερης προσπάθειας* (*best-effort traffic*), ένα παράδειγμα μιας συνάρτησης χρησιμότητας μπορεί να περιγραφεί από τη σχέση: $F_U(r) = a + b \ln(r - c)$, όπου r είναι σε μονάδες kbps και οι $a, b, c > 0$ είναι κατάλληλα επιλεγμένες σταθερές. Για να αποφύγουμε την κατανομή πάρα πολλών πόρων στο χρήστη που έχει καλές συνθήκες καναλιού, η κλίση των λειτουργικών καμπυλών γενικά μειώνεται με βάση το ρυθμό δεδομένων. Στο κέντρο της Εικ. 6-1 βρίσκεται το μικρότερο στοιχείο ενός συστήματος επικοινωνιών με βάση τα πακέτα (*packet-based communication system*), το ίδιο το πακέτο. Επομένως για όλα τα επίπεδα των προβλημάτων βελτιστοποίησης είναι αναγκαία η ύπαρξη ενός μοντέλου πρόβλεψης της απόδοσης του δικτύου πακέτων (*packet link-performance prediction model*) κάτω από συνθήκες μερικής γνώσης του CSI. Η ακρίβεια τέτοιων μοντέλων διαδραματίζει πολύ σημαντικό ρόλο στα κατώτερα στρώματα, ενώ στα ανώτερα στρώματα συνήθως επαρκούν χονδρικές εκτιμήσεις.

Ένας γενικός ορισμός του “πακέτου” είναι αυτός του μικρότερου τμήματος μιας επικοινωνιακής οντότητας που υλοποιείται από ένα δοθέν σύστημα (και περιέχει μοναδικό περιεχόμενο πληροφορίας) και το οποίο μπορεί να λογιστεί είτε ως ορθώς ληφθέν, είτε ως απορριφθέν από την πλευρά της επεξεργασίας του χρήστη σε επίπεδο συνδέσμου, καθορίζοντας έτσι την απόδοση του συνδέσμου. Αυτός ο ορισμός είναι συμβατός με συστήματα που βασίζονται στα πακέτα όπως το WiMAX, όπου το κάθε πακέτο χαρακτηρίζεται από το ρυθμό κώδικα, το μέγεθος του μπλοκ και το σχηματισμό διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκαν, αλλά περιγράφει επίσης μη κωδικοποιημένα συστήματα όπου το πακέτο μπορεί να αντικατασταθεί από ένα σύμβολο. Αυτός ο ορισμός έχει ως μόνη χρησιμότητα το σωστό προσδιορισμό των σημαντικότερων παραμέτρων απόδοσης ενός συστήματος, έχοντας στόχο τον σχεδιασμό αλγορίθμων AMC.

Όταν σχεδιάζουμε αλγόριθμους AMC, η πρόβλεψη της *απόδοσης σε επίπεδο συνδέσμου* (*Link-Level Performance - LLP*) πακέτων με γνώση μερικής CSI πληροφορίας είναι θεμελιώδης απαίτηση για όλα τα προβλήματα βελτιστοποίησης. Σε μερικές ενδιαφέρουσες περιπτώσεις (π.χ. συστήματα με βάση OFDMA), η ακριβής συνάρτηση LLP είναι δύσκολο να παραχθεί σε κατάλληλη μορφή που να επιτρέπει την βελτιστοποίηση παραμέτρων μετάδοσης σε πραγματικό χρόνο εκτέλεση. Επομένως, η ανάγκη ανέρχεται στην εύρεση ενός *συνεπτυγμένου* μοντέλου *εκτίμησης* απόδοσης επιπέδου συνδέσμου (*Compact LLP Estimation - CLLPE*) όπου θα έχει τα εξής χαρακτηριστικά: α) θα λαμβάνει υπόψη την παραμετροποίηση του μεταδιδόμενου σήματος, δοθέντων των καταστάσεων του καναλιού και των παρεμβολών, και β) θα είναι αρκετά λεπτομερές ώστε να συμπεριλαμβάνει ζητήματα μοντελοποίησης καναλιού όπως η επίδραση των πολλαπλών κεραιών στον πομπό και/ή στο δέκτη, τις τεχνικές MIMO που χρησιμοποιήθηκαν (π.χ. σχηματισμού δέσμης (*beam-forming*) ή άλλων χωρικών σχημάτων πολύπλεξης) και τον τύπο του δέκτη. Αυτή η μοντελοποίηση δεν είναι πάντοτε εφικτή. Για παράδειγμα, για

ανερχόμενα συστήματα (όπως το WiMAX και το LTE.ADV) που εμπλέκουν σενάρια με υψηλής τάξης σχήματα MIMO και προσεγγιστικών δεκτών ML, είναι πολύ δύσκολο να εξάγουμε CLLPE μοντέλα, ακόμα και για την απλούστερη περίπτωση της απόδοσης χωρίς κωδικοποίηση. Επιπλέον, τα σφάλματα εκτίμησης και οι καθυστερήσεις ανάδρασης περιπλέκουν το πρόβλημα ακόμα περισσότερο.

Υποθέτοντας ότι υπάρχει ένα πρωτόκολλο επαναμετάδοσης που εγγυάται πάντοτε την επιτυχή παράδοση του πακέτου, οι περιορισμοί σε BLER μπορούν να αντιστοιχηθούν κατάλληλα σε περιορισμούς καθυστέρησης. Με βάση αυτή την αντιστοιχηση, αντί να θεωρήσουμε ξεχωριστά το AMC στο φυσικό επίπεδο και το HARQ στο δίκτυο δεδομένων, μπορεί να ακολουθηθεί ένας διαστρωματικός σχεδιασμός που θα βελτιστοποιεί την κοινή επίδραση των δύο, ώστε να βελτιωθεί ο πραγματικός ρυθμός δεδομένων του συστήματος. Όταν αναφερόμαστε σε εφαρμογές που έχουν περιορισμούς καθυστέρησης (delay-constrained applications) (π.χ. ήχος, video, παιχνίδια), το AMC θα πρέπει να ελαχιστοποιήσει το BLER για ένα συγκεκριμένο σταθερό ρυθμό δεδομένων ή να μεγιστοποιήσει την αποδοτικότητα φάσματος για ένα συγκεκριμένο περιορισμό BLER. Για εφαρμογές που δεν απαιτούν αυστηρούς περιορισμούς καθυστέρησης οι χρήστες ενδιαφέρονται μόνο για το μέσο αριθμό bit σωστής πληροφορίας ανά μονάδα χρόνου (γνωστό και ως “goodput”), ανεξάρτητα από το ρυθμό της επαναμετάδοσης.

Έχοντας δώσει μια περιγραφή των χαρακτηριστικών των προβλημάτων βελτιστοποίησης στην περιοχή σχεδιασμού αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης, ανακεφαλαιώνουμε ως εξής. Το σημαντικότερο σημείο είναι η επιλογή του μοντέλου περιγραφής της απόδοσης, μια και θα καθορήσει την μορφή της αντικειμενικής συνάρτησης βελτιστοποίησης, ανεξάρτητα των άλλων λεπτομερειών του σεναρίου. Η πολυπλοκότητα των λύσεων καθορίζεται κυρίως από την μορφή της αντικειμενικής συνάρτησης. Η απόδοση των λύσεων επηρεάζεται από την ακρίβεια του μοντέλου περιγραφής απόδοσης. Η αύξηση της ακρίβειας του μοντέλου περιγραφής απόδοσης επιφέρει αύξηση της πολυπλοκότητας.

Ο σχεδιασμός αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης απαιτεί ουσιαστικά την κατάλληλη εξισορρόπηση των παραπάνω αντικρουόμενων στοιχείων. Η επιλογή του κατάλληλου μοντέλου περιγραφής της απόδοσης είναι το θέμα που θα συζητήσουμε στο επόμενο κεφάλαιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

Αφαιρετική Περιγραφή Φυσικού Επιπέδου

7.1 Εισαγωγή

Αντικείμενο του κεφαλαίου είναι τα μοντέλα πρόβλεψης της απόδοσης διασύνδεσης φυσικού επιπέδου. Τα μοντέλα αυτά συμπεριλαμβάνουν με έναν υπολογιστικά απλό τρόπο, όλες τις βασικές βαθμίδες ενός συστήματος που επηρεάζουν την απόδοση. Η κατασκευή και περιγραφή ενός μοντέλου με τα παραπάνω χαρακτηριστικά αναφέρεται ως *αφαιρετική περιγραφή φυσικού επιπέδου* (*PHY layer Abstraction*). Η δημιουργία μια τέτοιας, αποδοτικής υπολογιστικά, περιγραφής πηγάζει από την τεράστια υπολογιστική πολυπλοκότητα που επιφέρει η ανάγκη εξομοίωσης πολλαπλών διασυνδέσεων μεταξύ σταθμών βάσης και κινητών μονάδων σε ένα εξομοιωτή συστήματος. Μια τέτοια περιγραφή απαιτείται να είναι ακριβής, υπολογιστικά απλή, εφαρμόσιμη σε διαφορετικά μοντέλα καναλιών, επεκτάσιμη σε μοντέλα παρεμβολών καθώς και τεχνολογιών υποστήριξης πολλαπλών-κεραιών.

Στο παρελθόν, οι προσομοιώσεις επιπέδου συστήματος αποσκοπούσαν στο χαρακτηρισμό της μέσης απόδοσης, η οποία ήταν χρήσιμη στην παροχή οδηγιών-κατευθύνσεων για το σχεδιασμό του συστήματος, το σχεδιασμό εκμετάλλευσης συχνοτήτων (*frequency planning*) κ.λπ. Για τέτοιου είδους προσομοιώσεις, η ποσοτικοποίηση της μέσης απόδοσης ενός συστήματος γινόταν με τη χρήση της τοπολογίας και των μακρο-χαρακτηριστικών των καναλιών για να υπολογιστεί μια γεωμετρική (ή του μέσου όρου) κατανομή του σηματοθορυβικού λόγου (SNR) σε ολόκληρη την κυψέλη. Έπειτα, το γεωμετρικό SNR κάθε συνδρομητή αντιστοιχιζόταν στο υψηλότερο σχηματισμό διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (*Modulation and Coding Scheme - MCS*), το οποίο θα μπορούσε να υποστηριχθεί βάσει πινάκων σύνδεσης επιπέδων SNR με την μέση απόδοση. Οι πίνακες υπολογίζονταν χρησιμοποιώντας τις στατιστικές γρήγορης εξασθένησης καναλιού (*fast fading statistics*). Αυτοί πίνακες σύνδεσης του SNR με την μέσο *ρυθμό λάθους παραλαβής πακέτου* (*packet error rate - PER*) εξυπηρετούσαν το ρόλο της αφαιρετικής περιγραφής φυσικού επιπέδου. Παραδείγματα αυτής της στατικής μεθοδολογίας μπορούν να βρεθούν στα [127] και [128]. Τα σύγχρονα κυψελωτά συστήματα για την αύξηση της απόδοσης εκμεταλλεύονται τη στιγμιαία κατάσταση του καναλιού μεταξύ των χρηστών και της βάσης s . Η δρομολόγηση πακέτων καθώς και η χρησιμοποίηση προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης αποτελούν παραδείγματα προσαρμοστικών διαδικασιών που υιοθετούνται για να βελτιώσουν την απόδοση συστημάτων. Επομένως, οι σύγχρονες μεθοδολογίες αξιολόγησης απόδοσης σε επίπεδο συστημάτων πρέπει να βασίζονται στη μοντελοποίηση της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος, συμπεριλαμβάνοντας μοντέλα γρήγορης εξασθένησης καναλιού. Εδώ η προσομοίωση επιπέδου συστήματος πρέπει να

υποστηρίζει μια αφαιρετική περιγραφή του φυσικού επιπέδου για να προβλεφθεί ακριβώς η στιγμιαία απόδοση όλων των ενεργών διασυνδέσεων.

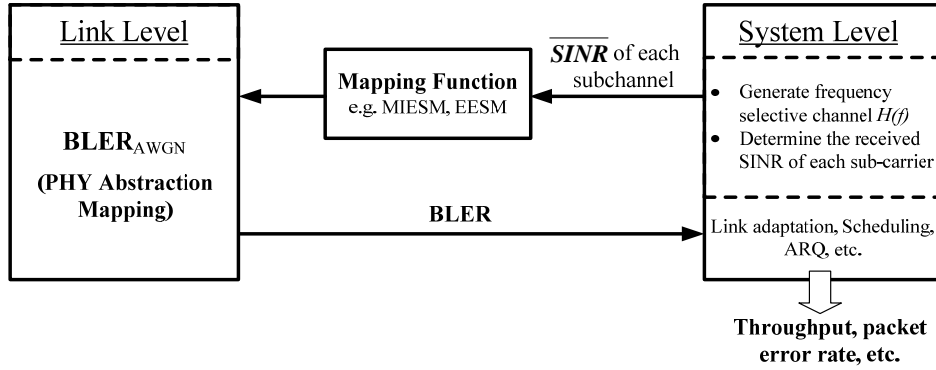
7.2 Μεθοδολογία αφαιρετικής περιγραφής φυσικού επιπέδου

Η μεθοδολογία της αφαιρετικής περιγραφής του φυσικού επιπέδου για την πρόβλεψη της στιγμιαίας απόδοσης διασυνδέσεων είναι θέμα με έντονο ερευνητικό ενδιαφέρον και έχει λάβει ιδιαίτερη προσοχή στη βιβλιογραφία [3]-[12]. Ο ρόλος μιας τέτοιας μεθόδου είναι να προβλεφθεί το ποσοστό λάθους κωδικοποιημένου μπλοκ πληροφορίας (BLER) για ένα συγκεκριμένο στιγμιότυπο καναλιού που χρησιμοποιείται στη διαβίβαση του κωδικοποιημένου μπλοκ(FEC). Ένα κωδικοποιημένο μπλοκ μπορεί να διαβιβαστεί μέσω ενός επιλεκτικού καναλιού στο χρόνο ή/και τη συχνότητα. Παράδειγμα αποτελούν τα συστήματα OFDM όπου υπάρχει επιλεκτική εξασθένηση συχνότητας, και ως εκ τούτου το κέρδος καναλιού να είναι διαφορετικό σε κάθε SC. Έτσι, σε κάθε κωδικοποιημένο πακέτο που διαβιβάζεται μέσω πολλαπλών SCs, μετά την επεξεργασία (εξίσωση καναλιού, αποδιαμόρφωση, κ.λ.π) οι τιμές SNR των συμβόλων που το αποτελούν είναι ανομοιόμορφες. Επιπλέον, τα κέρδη καναλιών των SCs μπορούν να είναι επιλεκτικά και στο χρόνο, δηλ. να αλλάζει η τιμή τους στο χρόνο ως αποτέλεσμα είτε της δυναμικής συμπεριφοράς του καναλιού, είτε ακόμη των πιθανών καθυστερήσεων που οφείλονται στις αναμεταδόσεις πακέτων. Το αποτέλεσμα για μια μετάδοση ενός μεγάλου κωδικοποιημένου πακέτου είναι η ύπαρξη συμβόλων με άνισα SNR στην είσοδο του αποκωδικοποιητή. Προκειμένου να προβλεφθεί η τελική απόδοση (μετά την αποκωδικοποίηση), θεωρούνται ως εισοδοί στη μεθοδολογία οι τιμές SNR στην είσοδο του αποκωδικοποιητή FEC μετά την επεξεργασία του δέκτη. Επειδή στην γενική περίπτωση θα υπάρχουν και άλλες πηγές θορύβου εκτός του AWGN, αντί για SNR θα αναφερόμαστε σε SINR (Signal to Interference plus Noise). Η χρήση του SINR αντί του SNR γίνεται κύριος διότι τα συστήματα για τα οποία προτάθηκαν οι τεχνικές είναι πολλαπλών χρηστών. Έτσι σε κάθε χρήστη έχουμε παρεμβολή από αυτούς που χρησιμοποιούν το ίδιο φάσμα.

Δεδομένου ότι οι καμπύλες απόδοσης διασύνδεσης για κάθε διακριτή επιλογή παραμέτρων μετάδοσης παράγονται υποθέτοντας επίπεδη απόκριση καναλιού (AWGN) σε δεδομένο SINR, απαιτείται ένα ισοδύναμο SINR (*effective SINR*), για να απεικονίσει τα πολλαπλά επίπεδα SINR επάνω στις καμπύλες επιπέδων συνδέσεων με σκοπό να καθοριστεί το αναμενόμενο BLER. Αυτή η απεικόνιση καλείται *ισοδύναμη απεικόνιση SNR* (Effective SNR Mapping - ESM). Το ESM ορίζεται ως η συμπίεση του διανύσματος των λαμβανόμενων τιμών SINR σε μία βαθμωτή τιμή ενός ισοδύναμου SINR, το οποίο μπορεί έπειτα να αντιστοιχηθεί περαιτέρω σε έναν αριθμό BLER όπως φαίνεται στην Εικ. 1.

Έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία διάφορες προσεγγίσεις ESM για την πρόβλεψη της στιγμιαίας απόδοσης διασυνδέσεων. Τα παραδείγματα περιλαμβάνουν τη μέση στιγμιαία χωρητικότητα [129]-[131], την *εκθετική απεικόνιση ισοδύναμου SNR* (*Exponential Effective SNR Mapping - EESM*) [132], [134]-[136] και την

απεικόνιση ισοδύναμου SNR αμοιβαίας πληροφορίας (Mutual Information ESM – MIESM), [138]-[139]. Στην κατηγορία MIESM υπάρχουν δύο παραλλαγές, μια βασισμένη στην αμοιβαία πληροφορία (Mutual Information – MI) ανά λαμβανόμενο σύμβολο, κανονικοποιημένη για να παραγάγει το MI ανά bit και μια που το υπολογίζει άμεσα.



Εικόνα 7-1: Σχηματικό διάγραμμα ισοδύναμης απεικόνιση SNR

Κάθε μια από αυτές τις τεχνικές χρησιμοποιεί μια διαφορετική συνάρτηση ισοδύναμης απεικόνισης του διανύσματος τιμών SINR σε έναν αριθμό. Λαμβάνοντας υπόψη το στιγμιαίο EESM, MIESM, κ.τ.λ ισοδύναμο SINR, το BLER για κάθε MCS υπολογίζεται χρησιμοποιώντας μια κατάλληλη απεικόνιση (συνήθως με την μορφή πίνακα).

Ακολούθως δίδεται μια συνοπτική περιγραφή των συμβόλων που θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια του κεφαλαίου για την περιγραφή των μεθόδων αφαιρετικής περιγραφής φυσικού επιπέδου.

Συμβολισμοί:

- N : Αριθμός των SCs που χρησιμοποιούνται, δηλ. μέγεθος του FFT
- n : είναι ο δείκτης του εκάστοτε SC, $n = 1, 2, \dots, N$
- N_T : αριθμός των κεραιών μετάδοσης σε μια δομή MIMO,
- N_R : αριθμός των κεραιών λήψης σε μια δομή MIMO,
- M : μέγεθος του σχηματισμού διαμόρφωσης,
- $m = \log_2 M$ είναι ο αριθμός των bit ανά σύμβολο διαμόρφωσης ,
- J : αριθμός των μπλοκ σε ένα πακέτο,
- \mathbf{H} : πίνακας του MIMO καναλιού με διαστάσεις $N_R \times N_T$,
- \mathbf{H}^H : Ο Ερμιτιανός πίνακα του \mathbf{H} ,
- $N(\mu, \sigma^2)$: δηλώνει τη Γκαουσιανή συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Gaussian probability density function – pdf) με μέσο μ και διασπορά σ^2 .

Για όλες τις μεθόδους ESM, το ακόλουθο σύστημα περιγράφει τη σχέση MIMO,

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{U}, \quad (7.1)$$

όπου \mathbf{Y} είναι το διάνυσμα του ληφθέντος σήματος από τις N_R κεραιές, \mathbf{X} είναι το διάνυσμα των συμβόλων που μεταδόθηκαν αρχικά, διαστάσεων $N_T \times 1$ (το \mathbf{X} είναι απλά βαθμωτό στην περίπτωση των SISO/SIMO), και \mathbf{U} είναι το διάνυσμα θορύβου διαστάσεων $N_R \times 1$, Γκαουσιανό, μιγαδικό, κυκλικά συμμετρικό διάνυσμα μηδενικού μέσου όρου.

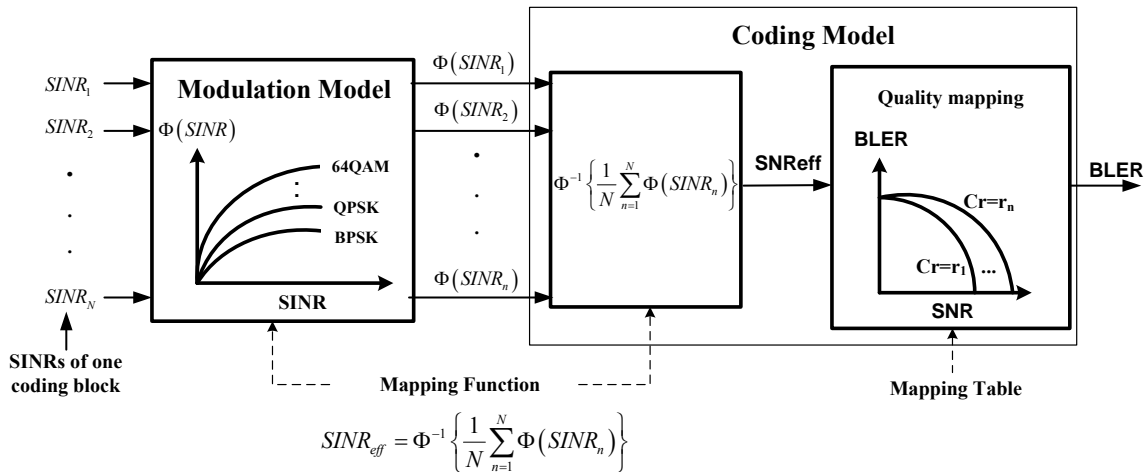
Γενικά, όλες οι τεχνικές για ESM υπολογίζουν ένα ισοδύναμο SINR ($SINR_{eff}$),

$$SINR_{eff} = \Phi^{-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \Phi(SINR_n) \right\}, \quad (7.2)$$

όπου $SINR_n$ είναι το SINR στον $n^{στο}$ SC, N είναι ο αριθμός των συμβόλων σε ένα κωδικοποιημένο μπλοκ, ή ο αριθμός των SCs που χρησιμοποιήθηκαν σε ένα σύστημα OFDM και $\Phi(\cdot)$ είναι μια αντιστρέψιμη συνάρτηση.

Στην περίπτωση του ESM με βάση το MI, η $\Phi(\cdot)$ προκύπτει από τη χωρητικότητα υπο-περιορισμό σχηματισμού διαμόρφωσης. Αντίθετα, στην περίπτωση του EESM, η συνάρτηση $\Phi(\cdot)$ προκύπτει από το όριο Chernoff της πιθανότητας σφάλματος.

Στην Εικ. 7-2 παρουσιάζεται ένα σχηματικό διάγραμμα για τις προσεγγίσεις ESM. Δοθέντος ενός συνόλου από N SINR's ληφθέντων συμβόλων κωδικοποιητή σε επίπεδο προσομοίωσης συστήματος, που δηλώνονται σαν $SINR_1, SINR_2, SINR_3, \dots, SINR_N$, υπολογίζεται ένα ισοδύναμο SINR που χρησιμοποιείται για γίνει εκτίμηση του BLER.



Εικόνα 7-2: Υπολογιστική διαδικασία ESM

Στις επόμενες τρεις παραγράφους, περιγράφονται οι τρεις βασικές τεχνικές ESM. Βρίσκουν εφαρμογή σε συστήματα SISO/SIMO καθώς και για MIMO με γραμμικούς δέκτες, όπου η αποστολή-λήψη-εξίσωση μπορεί να περιγραφεί με ένα ισοδύναμο SISO.

7.2.1 ESM βάσει αμοιβαίας πληροφορίας

Η ακρίβεια απόδοσης μιας μετρικής ESM βασισμένης στο ΜΙ εξαρτάται από το ισοδύναμο κανάλι πάνω στο οποίο ορίζεται. Η χωρητικότητα είναι η αμοιβαία πληροφορία με βάση ένα Γκαουσιανό κανάλι με Γκαουσιανές εισόδους (σύμβολα). Η χωρητικότητα υπο-περιορισμό σχηματισμού διαμόρφωσης είναι η αμοιβαία πληροφορία ενός “καναλιού συμβόλων” (δηλ. περιορίζεται από τα σύμβολα εισόδου ενός μιγαδικού συνόλου).

Ο υπολογισμός του ΜΙ ανά κωδικοποιημένο bit μπορεί να προσεγγιστεί από το ΜΙ σε επίπεδο ληφθέντων συμβόλων. Η μέθοδος ESM που βασίζεται σε αυτή τη προσέγγιση ονομάζεται *ρυθμός ληφθέντων bit αμοιβαίας πληροφορίας* (received bit mutual information rate - RBIR). Η μέθοδος υπολογισμού αμοιβαίας πληροφορίας σε επίπεδο bit ονομάζεται *μέση αμοιβαία πληροφορία ανά bit* (mean mutual information per bit - MMIB).

7.2.1.1 Κριτήριο Ρυθμού ληφθέντων bit πληροφορίας (RBIR)

Η ανα-σύμβολο αμοιβαία πληροφορίας (SI) δίνεται από τη σχέση

$$SI(SINR_n, m(n)) = \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E_U \left\{ \log_2 \left(1 + \sum_{k=1, k \neq m}^M \exp \left[-\frac{|X_k - X_m + U|^2 - |U|^2}{(1/SINR_n)} \right] \right) \right\} \quad (7.3)$$

όπου ο U είναι μιγαδική, Γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή, μηδενικού μέσου όρου με διασπορά $1/(2SINR_n)$, το $SINR_n$ είναι το SINR μετά την εξίσωση καναλιού στο n -στό σύμβολο (ή SC) και $m(n)$ είναι ο αριθμός των bit στο n -στό σύμβολο (ή SC).

Υποθέτοντας ότι για τη μετάδοση ενός κωδικοποιημένου μπλοκ χρησιμοποιούνται N SCs, η κανονικοποιημένη αμοιβαία πληροφορία ανά ληφθέν bit δίνεται από τη σχέση

$$RBIR = \frac{\sum_{n=1}^N SI(SINR_n, m(n))}{\sum_{n=1}^N m(n)}, \quad (7.4)$$

Αρχικά παράγονται οι καμπύλες συμβόλων αμοιβαίας πληροφορίας $SI(SINR, m)$ στο σύστημα προσομοίωσης, για κάθε τάξη σχηματισμών διαμόρφωσης, και οι τιμές αυτές αποθηκεύονται σε ένα πίνακα αντιστοίχισης (π.χ. πίνακας 24 [139]).

Είναι σημαντικό να σημειώσουμε ότι ακόμα κι αν αναφερόμαστε ότι το κωδικοποιημένο μπλοκ που μεταδίδεται πάνω από ένα σύνολο SCs, γενικά, μπορεί να μεταδοθεί σε άλλες διαστάσεις, συμπεριλαμβανομένων των χωρικών διαστάσεων που είναι διαθέσιμες σε συστήματα MIMO. Επιπλέον, παρατηρούμε ότι στο παραπάνω σύστημα, η αμοιβαία πληροφορία μπορεί να υπολογιστεί ακόμα και για ανάμεικτη χρήση σχηματισμών διαμόρφωσης μέσα στο κωδικοποιημένο μπλοκ. Η RBIR παρέχει μια άμεση σχέση με το BLER που εξαρτάται μόνο από τις καμπύλες

απόδοσης σύνδεσης AWGN για δεδομένο ρυθμό και μήκος μπλοκ κώδικα και είναι ανεξάρτητη από το σχηματισμό διαμόρφωσης. Αυτό το χαρακτηριστικό είναι χρήσιμο για τον υπολογισμό απόδοσης σε περιπτώσεις που το κωδικοποιημένο μπλοκ περιέχει ανάμεικτα διαμορφωμένα σύμβολα (Bit Loading).

Για να γίνει εφικτή η διασύνδεση μεταξύ RBIR και BLER, θα πρέπει να ακολουθηθούν τα παρακάτω βήματα:

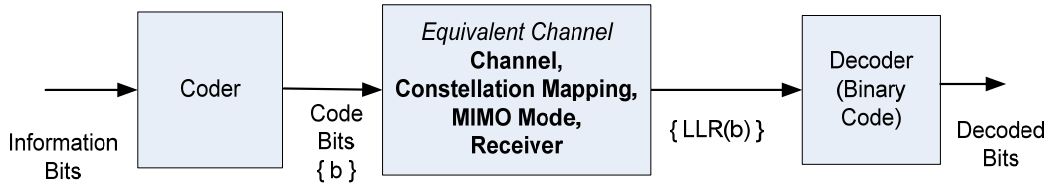
1. (offline) Υπολογισμός των καμπυλών απόδοσης σε AWGN.
2. (offline) Υπολογισμός της (7.3) για ένα αριθμό από SNR τιμές (ενδιάμεσες μπορούν να υπολογιστούν με παρεμβολή).
3. Υπολογισμός του ισοδύναμου SINR με βάση το RBIR και τον πίνακα αντιστοίχισης.
4. Χρήση του $SINR_{eff}$ που υπολογίστηκε στο βήμα 1 με τη διασύνδεση του βήματος 2, ώστε να υπολογιστεί σχέση μεταξύ $SINR_{eff}$ και BLER.

7.2.1.2 Κριτήριο μέσης αμοιβαίας πληροφορίας ανά bit (MMIB)

Όπως περιγράψαμε προηγουμένως στη μέθοδο RBIR, είναι δυνατό να υπολογίσουμε την αμοιβαία πληροφορία ανά bit από το κανάλι συμβόλων με απλή κανονικοποίηση της “υπο περιορισμό συμβόλου” χωρητικότητας (διαιρώντας με την τάξη σχηματισμού). Ωστόσο, στο κανάλι συμβόλων δε συνυπολογίζεται η διασύνδεση των σχηματισμών διαμόρφωσης, δηλαδή ο ακριβής τρόπος αντιστοίχισης των bit σε σύμβολα, οπότε και είναι ανεξάρτητο αυτού. Η μέθοδος υπολογισμού της αμοιβαίας πληροφορίας στο ίδιο το κανάλι των bit ονομάζεται *αμοιβαία πληροφορία ανά κωδικοποιημένο Bit (mutual information per coded Bit - MIB)*, ή MMIB αν αναφερόμαστε στον μέσο όρο πολλαπλών MIB’s. Είναι πιθανό για κάποιες αντιστοιχίσεις σχηματισμών (π.χ. κωδικοποίηση Gray), οι MMIB και RBIR να είναι ισοδύναμες.

Γενικότερα, δεδομένου ότι ο στόχος μας είναι η περιγραφή της απόδοσης του υποκείμενου δυαδικού κώδικα, η πλησιέστερη προσέγγιση λαμβάνεται με τον ορισμό του καναλιού πληροφορίας στο επίπεδο κωδικοποιητή-αποκωδικοποιητή. Δηλαδή ορίζοντας το MI μεταξύ των bit εισόδου (στην αντιστοίχιση QAM) και του λόγου του *λογάριθμου πιθανοφάνειας (Log-Likelihood Ratio - LLR)* των bit εξόδου (του μηχανισμού υπολογισμού του LLR στο δέκτη), όπως φαίνεται στο σχηματικό διάγραμμα της Εικ. 7-3. Ο ορισμός του “καναλιού bit” συμπεριλαμβάνει SIMO/MIMO κανάλια και δέκτες. Αποδεικνύεται ότι αυτός ο ορισμός απλοποιεί περισσότερο την αφαιρετική περιγραφή του PHY, απομακρύνοντας μας από ένα εμπειρικά ρυθμιζόμενο μοντέλο και παρουσιάζοντας στη θέση του λειτουργίες MIB ισοδύναμων καναλιών bit.

Στο κανάλι δυαδικών δεδομένων της Εικ 7-3, ο σκοπός τώρα είναι να οριστούν οι συναρτήσεις που θα εκφράζουν το MI ανά bit. Στις παρακάτω παραγράφους παρουσιάζεται μια αποτελεσματική προσέγγιση για τον υπολογισμό του MIB [139] μέσω προσέγγισης της PDF των LLR ως μίξη Γκαουσιανών τυχαίων μεταβλητών.



Εικόνα 7-3: Σύστημα κωδικοποιημένης διαμόρφωσης των Bit διαφύλλωσης (Bit Interleaved coded modulation system)

Η σκέψη της παραγωγής της αμοιβαίας πληροφορίας μεταξύ κωδικοποιημένων bit και των LLR τιμών, ήταν γνωστή από τη δουλειά στο MIESM για BPSK [141]. Για διαμόρφωση BPSK ωστόσο, η χωρητικότητα σε επίπεδο bit είναι η ίδια με τη χωρητικότητα σε επίπεδο συμβόλων.

Η αμοιβαία πληροφορία (MI) των κωδικοποιημένων bit εξαρτάται από τον τρόπο αντιστοίχισης bit σε σύμβολα. Στην μέθοδο MMIB λαμβάνεται το MI κάθε καναλιού δυαδικών δεδομένων και υπολογίζεται ο μέσος όρος για όλα τα bit μέσα σ' ένα σύμβολο QAM.

Μετά την κωδικοποίηση (π.χ. Turbo ή CTC), παράγεται ένα δυαδικά κωδικοποιημένο σύνολο bit c_k πριν από την αντιστοίχιση σε QAM. Η διαμόρφωση QAM μπορεί να αναπαρασταθεί σαν ένας πίνακας αντιστοίχισης $\mu: A \rightarrow X$, όπου το A είναι το σύνολο των m -ακολουθιών (m -tuples), $m \in \{2, 4, 6\}$ που αναπαριστούν το QPSK, το 16-QAM και το 64-QAM, από δυαδικά ψηφία και X είναι ο σχηματισμός. Δοθείσης της παρατήρησης y_n που αντιστοιχεί στο $n^{\text{στό}}$ σύμβολο QAM μιας κωδικολέξης, ο αποδιαμορφωτής υπολογίζει το LLR. Το $LLR(b_{i,n})$ του $i^{\text{στού}}$ bit από το οποίο αποτελείται το σύμβολο υπολογίζεται μέσω της ακόλουθης έκφρασης (όπου ο δείκτης n παραλείπεται για ευκολία)

$$LLR(b_i) = \ln \left(\frac{P(y | b_i = 1)}{P(y | b_i = 0)} \right) \quad (7.5)$$

Σε ένα σύστημα κωδικοποιημένης διαμόρφωσης με διαφύλλωση Bit (Bit-Interleaved coded modulation system) με μεγάλο μπλοκ κωδικοποίησης, ο διαφύλλωτης bit διαχωρίζει αποτελεσματικά τη μνήμη του διαμορφωτή, και το σύστημα μπορεί να αναπαρασταθεί σαν ένα σύνολο παράλληλων ανεξάρτητων καναλιών δυαδικών δεδομένων [141]. Εννοιολογικά, ολόκληρη η διαδικασία κωδικοποίησης μπορεί να αναπαρασταθεί όπως φαίνεται στην Εικ. 7-3. Λόγω της ασυμμετρίας του σχηματισμού διαμόρφωσης, η θέση του κάθε bit μέσα στο διαμορφωμένο σύμβολο περνάει από διαφορετικό «ισοδύναμο» bit- κανάλι. Στο παραπάνω μοντέλο, κάθε κωδικοποιημένο bit αντιστοιχείται τυχαία (με πιθανότητα $1/m$) σε κάποιο από τα m bit-κανάλια. Η αμοιβαία πληροφορία του ισοδύναμου καναλιού μπορεί να εκφραστεί ως:

$$I(b, LLR) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m I(b_i, LLR(b_i)) \quad (7.6)$$

όπου $I(b_i, LLR(b_i))$ είναι η αμοιβαία πληροφορία μεταξύ bit εισόδου και LLR εξόδου για το $i^{\text{στό}}$ bit του σχηματισμού διαμόρφωσης. Όπως εύκολα φαίνεται, το bit LLR εκφράζει τη διαδικασία από-διαμόρφωσης για τον υπολογισμό του LLR, η οποία δεν απεικονιζόταν σε επίπεδο συμβόλου MI και RBIR όπως ορίστηκαν παραπάνω. Αυτή είναι και η κυριότερη διαφορά μεταξύ του προσδιορισμού της μετρικής σε επίπεδο bit και σε επίπεδο συμβόλου.

Γενικεύοντας ωστόσο ακόμα περισσότερο, η μέση αμοιβαία πληροφορία που υπολογίζεται λαμβάνοντας υπόψη τις παρατηρήσεις πάνω από N σύμβολα (ή χρήσεις του καναλιού) της κωδικολέξης, μπορεί να υπολογιστεί ως

$$M_I = \frac{1}{mN} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^m I(b_i^{(n)}, LLR(b_i^{(n)})) \quad (7.7)$$

Η συνάρτηση αμοιβαίας πληροφορίας $I(b_i^{(n)}, LLR(b_i^{(n)}))$ είναι φυσικά συνάρτηση του SINR του συμβόλου QAM, κι έτσι η μέση αμοιβαία πληροφορία M_I (MMIB) μπορεί να γραφεί ως εξής

$$M_I = \frac{1}{mN} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^m I_{m, b_i^{(n)}}(\text{SINR}_n) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N I_m(\text{SINR}_n) \quad (7.8)$$

Η μέση αμοιβαία πληροφορία εξαρτάται από το SINR σε κάθε διαμορφωμένο σύμβολο (με δείκτη n) και από το δείκτη κωδικοποιημένου bit i (ή i -στο bit καναλιού), και μεταβάλλεται με βάση την τάξη σχηματισμού διαμόρφωσης m . Επομένως, η σχέση $I_{m, b_i^{(n)}}(\text{SINR})$ για κάθε τύπο διαμόρφωσης και κάθε δείκτη bit στοιχείου είναι απαραίτητη αν θέλουμε να κατασκευάσουμε την $I_m(\text{SINR})$.

Μια έκφραση κλειστής μορφής για διαμόρφωση BPSK/QPSK δίνεται στα [141]-[142], με μορφή μη γραμμικής συνάρτησης που μπορεί να υπολογιστεί κατά προσέγγιση σε πολυωνυμική μορφή. Για τη συγκεκριμένη περίπτωση των BPSK/QPSK, η συνάρτηση θα είναι ίδια με εκείνη που πήραμε από τον ορισμό της αμοιβαίας πληροφορίας ενός καναλιού συμβόλων (το κανάλι συμβόλων είναι απλά ένα κανάλι bit στην περίπτωση του BPSK).

Για BPSK, η PDF του LLR είναι Γκαουσιανή και η MIB μπορεί να εκφραστεί ως

$$J(x) \approx \begin{cases} a_1 x^3 + b_1 x^2 + c_1 x, & \text{if } x \leq 1.6363 \\ 1 - \exp(a_2 x^3 + b_2 x^2 + c_2 x + d_2) & \text{if } 1.6363 \leq x \leq \infty \end{cases} \quad (7.9)$$

όπου $a_1 = -0.04210661$, $b_1 = 0.209252$ και $c_1 = -0.00640081$ για την πρώτη προσέγγιση, και όπου $a_2 = 0.00181492$, $b_2 = -0.142675$, $c_2 = -0.0822054$ και $d_2 = 0.0549608$ για τη δεύτερη προσέγγιση.

Η συνάρτηση αντιστροφής που χρειάζεται για τον υπολογισμό του ισοδύναμου SINR δίνεται από τη σχέση,

$$J^{-1}(y) \approx \begin{cases} a_3 y^2 + b_3 y + c_3 \sqrt{y}, & \text{if } 0 \leq y \leq 0.3646 \\ a_4 \log_e [b_4 (y-1)] + c_4 y & \text{if } 0.3646 < y \leq 1 \end{cases} \quad (7.10)$$

όπου $a_3 = 1.09542$, $b_3 = 0.214217$, $c_3 = 2.33727$, $a_4 = -0.706692$, $b_4 = -0.386013$, $c_4 = 1.75017$.

Αποδεικνύεται ότι οι PDF των LLR για κάθε άλλο τύπο σχηματισμού διαμόρφωσης μπορεί να προσεγγιστεί σαν μια ανάμειξη Γκαουσιανών κατανομών που δεν επικαλύπτονται στις περιοχές υψηλού SINR. Ακολουθώς, η αντίστοιχη MIB μπορεί να εκφραστεί σαν ένα άθροισμα $J(\bullet)$ συναρτήσεων, δηλαδή

$$I_m(x) = \sum_{k=1}^K a_k J(c_k x) \quad \text{όπου} \quad \sum_{k=1}^K a_k = 1$$

Θα χρησιμοποιήσουμε αυτή την παραμετροποιημένη συνάρτηση για να εκφράσουμε όλες τις μη γραμμικές συναρτήσεις MIB. Οι αντίστοιχες παράμετροι θα αλλάζουν τιμές σαν συνάρτηση της τάξης σχηματισμού διαμόρφωσης.

Οι βελτιστοποιημένες συναρτήσεις για QPSK, 16-QAM και 64-QAM δίνονται στον Πίνακα 1.

Πίνακας 7-I: Αριθμητικές προσεγγίσεις για αντιστοιχίσεις MIB

Συνάρτηση MIB	Αριθμητική Προσέγγιση
$I_2(\gamma)$ (QPSK)	$J(2\sqrt{\gamma})$ (<i>Exact</i>)
$I_4(\gamma)$ (16-QAM)	$\frac{1}{2}J(0.8\sqrt{\gamma}) + \frac{1}{4}J(2.17\sqrt{\gamma}) + \frac{1}{4}J(0.965\sqrt{\gamma})$
$I_6(\gamma)$ (64-QAM)	$\frac{1}{3}J(1.47\sqrt{\gamma}) + \frac{1}{3}J(0.529\sqrt{\gamma}) + \frac{1}{3}J(0.366\sqrt{\gamma})$

Εφόσον το MMIB υπολογίζεται με χρήση της εξίσωσης (7.9) και του Πίνακα 7-I για ένα σύνολο SCs που αντιστοιχούν σε κωδικοποιημένα σύμβολα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας απ' ευθείας συσχετισμός MMIB και BLER, ώστε να πάρουμε το ρυθμό λανθασμένων μπλοκ, χωρίς αναγκαστικά να ορίσουμε ένα ισοδύναμο SINR.

Για την αντιστοίχιση MMIB σε BLER, μπορούν να χρησιμοποιηθούν πίνακες αντιστοίχισης καμπύλων αναφοράς AWGN για διαφορετικά MCS. Μια άλλη εναλλακτική λύση είναι η προσέγγιση της καμπύλης αναφοράς με μια παραμετρική συνάρτηση. Ένα παράδειγμα παραμετρικής συνάρτησης που παρουσιάστηκε στο [139] είναι ένα Γκαουσιανό αθροιστικό μοντέλο, που παραμετροποιείται ως

$$y = \frac{a}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{x-b}{\sqrt{2c}} \right) \right], \quad c \neq 0 \quad (7.11)$$

όπου a είναι το “ύψος μετάβασης” της καμπύλης ρυθμού σφαλμάτων, το b είναι το “κέντρο μετάβασης” και το c σχετίζεται με το “εύρος μετάβασης” (εύρος μετάβασης = $1.349c$) της Γκαουσιανής αθροιστικής κατανομής.

7.2.2 Εκθετική ESM (EESM)

Η μετρική του EESM δίνεται από τη σχέση

$$\operatorname{SINR}_{\text{eff}} = -\beta \ln \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp \left(-\frac{\operatorname{SINR}_n}{\beta} \right) \right) \quad (7.12)$$

όπου β είναι ρυθμιστική τιμή πειραματικής βελτιστοποίησης που εξαρτάται από το MCS και το μήκος του μπλοκ κωδικοποίησης. Στο παράρτημα του κεφαλαίου δίδεται μία απόδειξη της μεθόδου.

7.3 Υπολογισμός του SINR ανά κανάλι

Όλες οι τεχνικές ESM χρησιμοποιούν τις τιμές SINR που προκύπτουν μετά την επεξεργασία ανά κανάλι μέσα στο κωδικοποιημένο μπλοκ, από την είσοδο μέχρι τον αποκωδικοποιητή. Οι τιμές των SINR ανά κανάλι εξαρτώνται επομένως από τον αλγόριθμο που χρησιμοποιείται στον πομπό/δέκτη για την κωδικοποίηση/αποκωδικοποίηση των συμβόλων. Μερικές ενδεικτικές περιπτώσεις περιγράφονται παρακάτω.

7.3.1 Συστήματα SISO

Για να γίνει μια προσπάθεια επεξήγησης του πώς μπορούν να υπολογιστούν οι τιμές SINR, ας θεωρήσουμε αρχικά την απλή περίπτωση ενός συστήματος SISO με ένα κλασικό δέκτη προσαρμοσμένου φίλτρου (*matched filter receiver*). Χωρίς βλάβη της γενικότητας, ας δηλώσουμε με το δείκτη 0 το χρήστη του οποίου το SINR θέλουμε να υπολογίσουμε. Το σήμα στον n -στό SC του δέκτη για το χρήστη 0 υπολογίζεται ως εξής:

$$Y^{(0)}(n) = H^{(0)}(n)X^{(0)}(n) + \sum_{j=1}^{N_I} H^{(j)}(n)X^{(j)}(n) + U^{(0)}(n) \quad (7.13)$$

όπου

N_I είναι ο αριθμός των παρεμβολών (άλλοι χρήστες),

$H^{(j)}(n)$ είναι το κέρδος καναλιού για το επιθυμητό MS στον n -στό SC και τον j -στό χρήστη/τομέα,

$X^{(j)}(n)$ είναι τα σύμβολα που μεταδόθηκαν από τον j -στό χρήστη/τομέα στον n -στό SC,

$U^{(0)}(n)$ είναι ο θερμικός θόρυβος του δέκτη, που μοντελοποιείται σαν AWGN θόρυβος μηδενικού μέσου όρου και διασποράς σ^2 .

Χρησιμοποιώντας ένα δέκτη προσαρμοσμένου φίλτρου, που δίνεται από το $H^{(0)}(n)^* Y^{(0)}(n)$, το SINR μετά την επεξεργασία (εξίσωση) μπορεί να εκφραστεί ως

$$SINR^{(0)}(n) = \frac{|H^{(0)}(n)|^2}{\sigma^2 + \sum_{j=1}^{N_r} |H^{(j)}(n)|^2} \quad (7.14)$$

7.3.2 Συστήματα SIMO με MRC

Για να πάρουμε το SINR μετά την επεξεργασία ανά SC για σύστημα SIMO με MRC, υποθέτουμε σύστημα μία κεραία στον πομπό και N_r κεραιές στο δέκτη. Το σήμα που έλαβε ο n -στός υποφορέας στην r -στή κεραία λήψης εκφράζεται από την παρακάτω σχέση

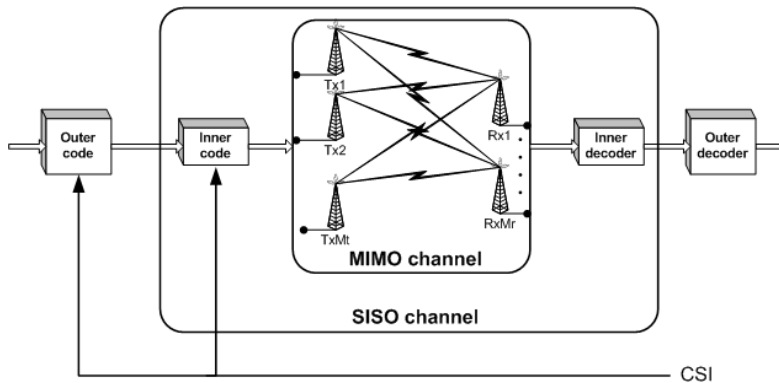
$$Y_r^{(0)}(n) = H_r^{(0)}(n)X^{(0)}(n) + \sum_{j=1}^{N_r} H_r^{(j)}(n)X^{(j)}(n) + U_r^{(0)}(n) \quad (7.15)$$

Μετά τη διαδικασία της MRC, το SINR μετά την επεξεργασία του επιθυμητού χρήστη για το n -στό υπο-φορέα δίνεται ως εξής

$$SINR^{(0)}(n) = \frac{\left(\sum_{r=0}^{N_r-1} |H_r^{(0)}(n)|^2 \right)^2}{\left(\sum_{r=0}^{N_r-1} |H_r^{(0)}(n)|^2 \right) \sigma^2 + \sum_{j=1}^{N_r} \left| \sum_{r=0}^{N_r-1} H_r^{(0)}(n)^* H_r^{(j)}(n) \right|^2} \quad (7.16)$$

7.3.3 Συστήματα με γραμμικό δέκτη MIMO

Στους γραμμικούς αντισταθμιστές όπως ο zero-forcing (ZF) και ο ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE), κάθε ένα από τα N_T MIMO συρμούς θεωρείται σαν ένα ισοδύναμο κανάλι SISO με τα SINR να υπολογίζονται από τους συνδυασμούς των SINR του γραμμικού δέκτη, όπως φαίνεται στην Εικ. 7-4.



Εικόνα 7-4: Μπλοκ περιγραφής ισοδύναμου καναλιού

Ας υποθέσουμε ένα απλό παράδειγμα όπου έχουμε N_T κεραιές στο πομπό και N_R στο δέκτη, μεταδίδονται N_T συρμοί δεδομένων και $N_R \geq N_T$. Υποθέτουμε επίσης ότι όλοι οι χρήστες χρησιμοποιούν το ίδιο σχήμα MIMO για αποστολή δεδομένων. Το σήμα λήψης από τον χρήστη 0 μπορεί να γραφεί ως:

$$\underline{Y}^{(0)}(n) = \underline{H}^{(0)}(n)\underline{X}^{(0)}(n) + \sum_{j=1}^{N_I} \underline{H}^{(j)}(n)\underline{X}^{(j)}(n) + \underline{U}^{(0)} \quad (7.17)$$

όπου,

$\underline{Y}^{(0)}(n)$ είναι το διάστασης $N_R \times 1$ διάνυσμα περιγραφής της εισόδου για το χρήστη 0 στο n -στό SC,

$\underline{H}^{(j)}(n)$ είναι ο διάστασης $N_R \times N_T$ πίνακας κέρδους καναλιού που περιγράφει όλους τους χρήστες στο n -στό SC του χρήστη 0,

$\underline{X}^{(0)}(n)$ και $\underline{X}^{(j)}(n)$ είναι διανύσματα συμβόλων ($N_T \times 1$) που μεταδόθηκαν από τον 0 και τον j -στό χρήστη στον n -στό SC, με πίνακες διασποράς $\sigma_0^2 \underline{I}$ και $\sigma_j^2 \underline{I}$ $j=1,2,\dots,N_I$, αντίστοιχα, και

$\underline{U}^{(0)}$ είναι το διάνυσμα θερμικού θορύβου του δέκτη, που μοντελοποιείται σαν AWGN θόρυβος μηδενικού μέσου όρου και πίνακα διασποράς $\sigma^2 \underline{I}$, όπου \underline{I} είναι ο $N_R \times N_R$ μοναδιαίος πίνακας.

Υποθέτοντας ότι έχουμε ένα MMSE δέκτη, το από-διαμορφωμένο διάνυσμα συμβόλων ισούται με

$$\underline{X}^{(0)}(n) = \underline{W}^*(n)\underline{Y}^{(0)}(n) \quad (7.18)$$

όπου ο πίνακας MMSE $\underline{W}(n)$ ($N_R \times N_T$) ισούται με

$$\underline{W}(n) = \left(\sigma_0^2 \underline{H}^{(0)}(n)\underline{H}^{(0)*}(n) + \tilde{\sigma}^2 \right)^{-1} \sigma_0^2 \underline{H}^{(0)}(n) \quad (7.19)$$

όπου $\tilde{\sigma}^2 = \sigma^2 \underline{I} + \sum_{j=1}^{N_I} \sigma_j^2 \underline{H}^{(j)}(n)\underline{H}^{(j)*}(n)$.

Για να υπολογίσουμε τα SINR μετά την επεξεργασία, ορίζουμε πρώτα τις παρακάτω εκφράσεις: $\underline{D}(n) = \text{diag} \left[\underline{W}^*(n)\underline{H}^{(0)}(n) \right]$ όπου ορίζει το κέρδος του χρήστη 0 και $\underline{I}_{self}(n) = \underline{W}^*(n)\underline{H}^{(0)}(n) - \underline{D}(n)$ όπου ορίζει την εσωτερική παρεμβολή μεταξύ των διαφορετικών συρμών συμβόλων του χρήστη 0. Τα SINR μετά την επεξεργασία στο n -στό SC του δέκτη του χρήστη 0 και του k -στου συρμού συμβόλων ισούται με:

$$SINR_k^{(0)}(n) = \frac{\text{diag} \left[\sigma_0^2 D(n) D^*(n) \right]_{kk}}{\text{diag} \left[\sigma^2 W^*(n) W(n) + \sigma_0^2 I_{self} I_{self}^* + \sum_{j=1}^{N_f} \sigma_j^2 W^*(n) \underline{H}^{(j)}(n) \underline{H}^{(j)*}(n) W(n) \right]_{kk}} \quad (7.20)$$

7.4 Αφαιρετική περιγραφή θορύβου ελαττωματικής λειτουργίας πομπού/δέκτη

Σημαντικό βήμα για την ακρίβεια της αφαιρετικής περιγραφής απόδοσης φυσικού επιπέδου είναι ο σωστός υπολογισμός της επιρροής πρακτικών αλγορίθμων εκτίμησης των παραμέτρων χαρακτηρισμού του περιβάλλοντος. Η μεθοδολογία που ακολουθείται είναι η μοντελοποίηση της επιρροής από μια κατάλληλη συνιστώσα Αθροιστικού Λευκού Γκαουσιανού Θορύβου (AWGN). Παραθέτουμε παρακάτω δύο ενδεικτικά παραδείγματα για την μοντελοποίηση του θορύβου κακού συγχρονισμού και εκτίμησης καναλιού.

Στην περίπτωση θορύβου φάσης και υπολειπόμενης μετατόπισης συχνότητας, υποθέτουμε ότι η κοινή περιστροφή φάσης όλων των SCs έχει εξουδετερωθεί επαρκώς με τη βοήθεια συμβόλων οδηγών ή και δεδομένων [143]. Μια έκφραση κλειστού τύπου που υπολογίζει τη συνιστώσα αθροιστικού θορύβου λόγω του θορύβου φάσης δίνεται στο [144]. Υποθέτοντας κανονικοποιημένη υπολειπόμενη μετατόπιση συχνότητας $\Delta\phi$, και θόρυβο φάσης με διασπορά σ_ϕ^2 (μοντέλο Wiener), το ICI για τον k -στο SC δίνεται από τη σχέση:

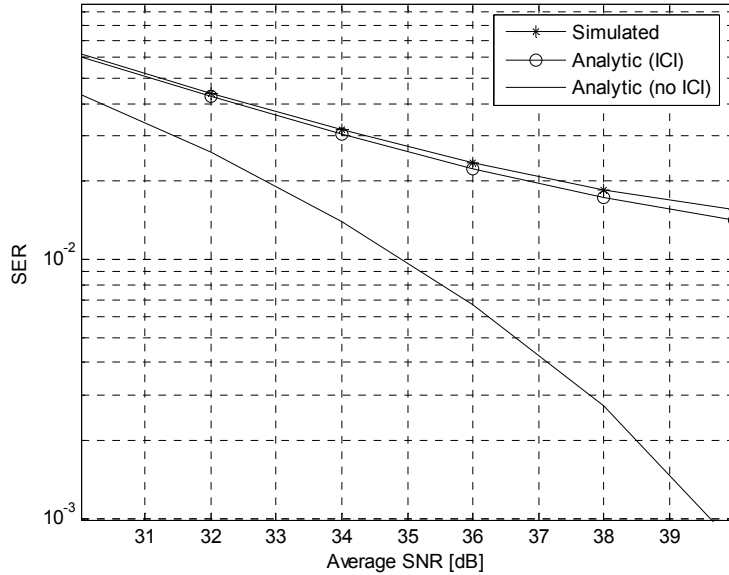
$$ICI(k) = \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X(l)H(l)I(l-k) \quad (7.21)$$

όπου $I(l)$, $l=0 \dots N-1$ είναι ο FFT της διαδικασίας τυχαίας φάσης συν τον όρο της υπολειπόμενης μετατόπισης συχνότητας (residual frequency offset) και $X(l)$ είναι το σύμβολο που μεταδόθηκε στον l -στο SC. Η μέση ενέργεια των συμβόλων που μεταδόθηκαν θεωρείται γνωστή. Η στατιστική περιγραφή του ICI απαιτεί τον υπολογισμό του $E \left[|I(p)|^2 \right]$ και δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$E \left[|I(p)|^2 \right] = \frac{1}{N^2} \left\{ 2\Re \left(\frac{d_p^{N+1} - (N+1)d_p + N}{(d_p - 1)^2} \right) - N \right\} \quad (7.22)$$

όπου $d_p = e^{j(2\pi(p-\Delta\phi) - (\sigma_\phi^2/2))}$. Η μοντελοποίηση του θορύβου φάσης με προσθετικό όρο λευκού θορύβου παρέχει μεγάλη ακρίβεια στον προσδιορισμό της απόδοσης συστήματος σε περιοχές SNR πρακτικού ενδιαφέροντος, όπως μπορούμε να δούμε στην Εικ. 7-5. Εκεί παρουσιάζονται οι καμπύλες απόδοσης μέσω ανάλυσης και εξομοίωσης του συστήματος. Οι επιλεγμένες παράμετροι του συστήματος είναι: 64-

QAM modulation, μήκος FFT $N = 256$, κυκλικό πρόθεμα μήκους 45 δειγμάτων, $\Delta\phi = 2\%$, $\sigma_\phi = 0.003$. Έχει χρησιμοποιηθεί στιγμιότυπο ενός καναλιού επιλεκτικού στη συχνότητα και αμετάβλητου στο χρόνο, που περιγράφει ένα non-line-of-sight κανάλι συστήματος σταθερής ασύρματης προσπέλασης. Η κοινή στροφή φάσης έχει εκτιμηθεί από τον LS αλγόριθμο του [143], χρησιμοποιώντας 16 ισαπέχοντα στη συχνότητα πιλοτικά σύμβολα.



Εικόνα 7-5: Απόδοση συστήματος με θόρυβο φάσης μέσω ανάλυσης και εξομοίωσης

Στην περίπτωση της εκτίμησης καναλιού, ας υποθέσουμε ότι $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{H}_1 \dots \hat{H}_N]$ είναι το διάνυσμα εκτίμησης του SISO ισοδύναμου καναλιού στο πεδίο της συχνότητας. Ας υποθέσουμε επίσης ότι η διαφορά του διανύσματος εκτίμησης καναλιού από το πραγματικό μοντελοποιείται από ένα μιγαδικό Γκαουσιανό διάνυσμα λάθους \mathbf{H}_n . Η υπόθεση αυτή είναι ισοδύναμη με το να υποθέσουμε ότι το διανύσματα εκτίμησης και αυτό του πραγματικού καναλιού είναι συσχετισμένα. Έστω ρ ο συντελεστής συσχέτισης, τότε το \mathbf{H} μπορεί να γραφεί ως συνάρτηση του $\hat{\mathbf{H}}$ σαν:

$$\mathbf{H} = \rho \hat{\mathbf{H}} + \mathbf{H}_n \quad (7.23)$$

όπου τα στοιχεία του διανύσματος \mathbf{H}_n είναι ανεξάρτητες μιγαδικές Γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές με μηδενική μέση τιμή και διασπορά ίση με $\sigma_{H_n}^2$. Αυτό το μοντέλο περιγραφής έχει χρησιμοποιηθεί σε αρκετές εργασίες, όπως για παράδειγμα στις [145], [146]. Με βάση την μοντελοποίηση που περιγράφεται από την (7.23), αν υποθέσουμε σύμβολα με ενέργεια αποστολής κανονικοποιημένη στη μονάδα, ο επιπρόσθετος λευκός θόρυβος έχει διασπορά ίση με $\sigma_{H_n}^2$ και το κανάλι που θα χρησιμοποιείται για εξίσωση και υπολογισμό των μετρικών ESM ισούται με $\rho \hat{\mathbf{H}}$.

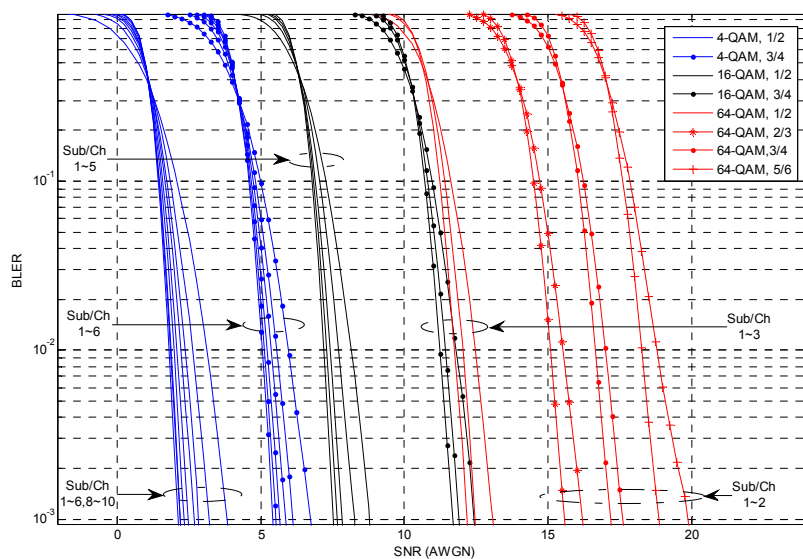
7.5 Πειραματική μελέτη απόδοσης τεχνικών για ESM

Στόχος αυτής της ενότητας είναι μια συγκριτική αποτίμηση των γνωστών μεθόδων ESM για πρόβλεψη του BLER σε σχέση με την απαιτούμενη πολυπλοκότητα και την ακρίβεια υπολογισμού. Με βάση αυτή την αποτίμηση, θα εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα για τη δυνατότητα χρήσης των μεθόδων ESM κατά το σχεδιασμό αλγορίθμων AMC.

7.5.1 Παραμετροποίηση των αποτελεσμάτων εξομοίωσης

Ο εξομοιωτής που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή των αποτελεσμάτων υποστηρίζει τόσο τις βασικές λειτουργίες σε επίπεδο σύνδεσης (διαμόρφωση, κωδικοποίηση, εξίσωση καναλιού, αποκωδικοποίηση), όσο και τα μοντέλα αφαίρεσης όπως περιγράφηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Καλύπτει επίσης συστήματα με μεγάλο αριθμό κεραιών και τύπων δέκτη (Zero Forcing (ZF), MMSE). Η μέθοδος αφαιρετικής περιγραφής για τους γραμμικούς δέκτες περιλαμβάνει κυρίως τον υπολογισμό των SINR του SISO ισοδύναμου καναλιού μετά την επεξεργασία στο δέκτη.

Η παραμετροποίηση είναι συμβατή με το πρωτόκολλο 802.16 (WiMAX). Το κανάλι που χρησιμοποιείται μπορεί να επιλεγεί να είναι επίπεδο στη συχνότητα (AWGN) για την παραγωγή των καμπύλων απόδοσης διασύνδεσης ή επιλεκτικό, όπως αυτό περιγράφεται στο [139] για τη μοντελοποίηση του καναλιού μετάδοσης συστημάτων WiMax. Η κωδικοποίηση του καναλιού βασίζεται σε *συνελικτικό turbo κώδικα* (Convolutional Turbo Code - CTC) όπως περιγράφεται στο [147]. Στην Εικ. 7-6 παρουσιάζονται οι καμπύλες απόδοσης διασύνδεσης (BLER) των 32 καταστάσεων CTC (Πίνακας 524 του [147]) που χρησιμοποιούνται για ESM σε AWGN κανάλι.



Εικόνα 7-6: Απόδοση CTC σε κανάλι AWGN

7.5.2 Τεχνικές για ESM σε συστήματα με ισοδύναμη περιγραφή SISO

Σε αυτό το σημείο γίνεται αποτίμηση των τριών μεθόδων ESM για τις περιπτώσεις SISO και SIMO, καθώς και των σχημάτων MIMO που ανήκουν σε αυτή την κατηγορία. Παρουσιάζονται και σχολιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τα συγκεκριμένα σενάρια, δίνοντας έμφαση στην αφαιρετική περιγραφή φυσικού επιπέδου με σκοπό την αξιοποίησή της για σχεδιασμό αλγορίθμων AMC. Για τα επιλεγμένα σχήματα, χρησιμοποιήθηκαν 100 διαφορετικά στιγμιότυπα καναλιού με συνολική ενέργεια για κάθε ένα στιγμιότυπο κανονικοποιημένη στη μονάδα.

Οι μέθοδοι ESM που εξετάζονται είναι:

- 1) Με βάση την αμοιβαία πληροφορία
 - a. Ρυθμός ληφθέντων bit αμοιβαίας πληροφορίας (RBIR)
 - b. Μέση αμοιβαία πληροφορία ανά bit (MMIB)
- 2) Εκθετική ESM (EESM)

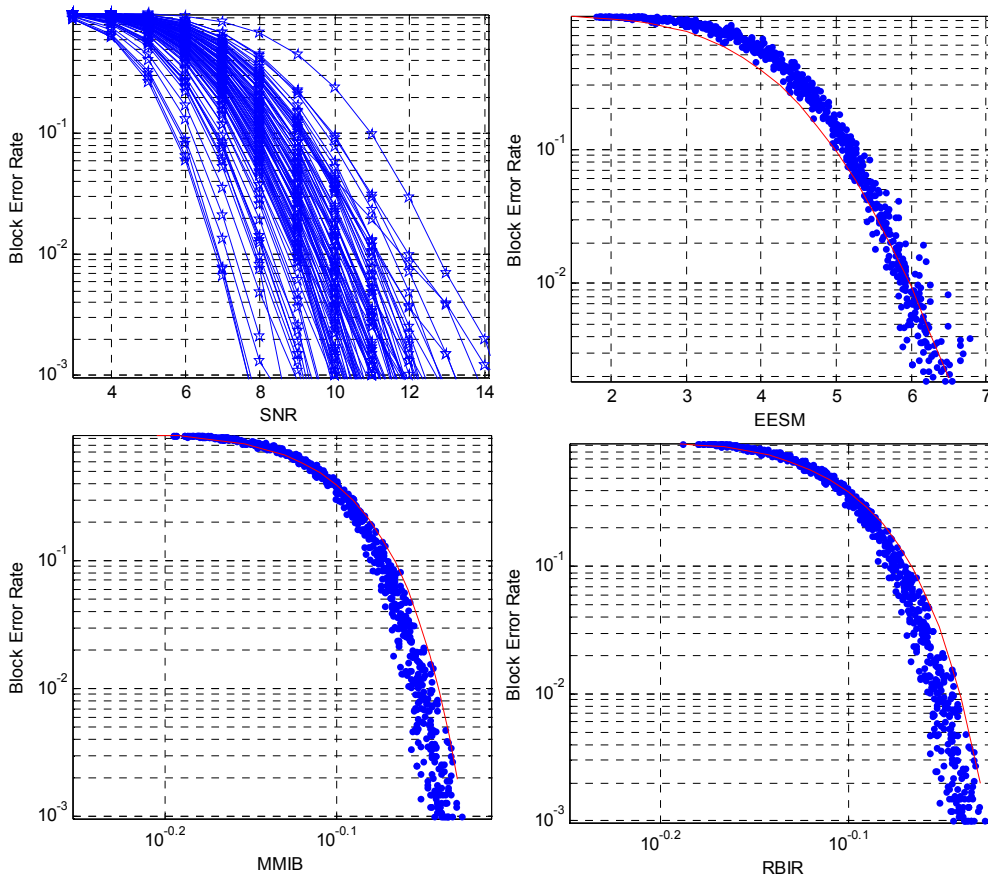
Θα γίνει φανερό από όλα τα επιλεγμένα παραδείγματα ότι η απόδοση δε μπορεί να εκτιμηθεί ή να προβλεφθεί με αποδεκτή ακρίβεια με βάση το μέσο SINR (*Average SINR* - ASINR). Η διασπορά της τιμής της απόδοσης διαφορετικών στιγμιότυπων καναλιού με ίδιο μέσο SNR είναι πολύ υψηλή ακόμα και για μεγάλα μεγέθη μπλοκ κώδικα.

Παράδειγμα A: Σχηματισμός 4-QAM, ρυθμός 0.75, 1 υποκανάλι

Στην Εικ. 7-7 (όπως και σε όλες τις σχετικές εικόνες), σχεδιάζονται οι καμπύλες απόδοσης για το AWGN, και τα διαφορετικά στιγμιότυπα του επιλεκτικού στη συχνότητα καναλιού. Απεικονίζεται το BLER με βάση το μέσο SNR για κάθε στιγμιότυπο, υπολογισμένο με χρήση εξομοίωσης καθώς και υπολογισμένο με τις τρεις υπό εξέταση τεχνικές για ESM. Στο επιλεγμένο σενάριο το μήκος του μπλοκ είναι μικρό (1 υποκανάλι & 4-QAM) με σκοπό τη δοκιμή των μεθόδων ESM κάτω από τις χειρότερες συνθήκες απόδοσης ενός WiMax συμβατού συστήματος. Αυτό γιατί η διασπορά στην απόδοση για διαφορετικά στιγμιότυπα καναλιού μικραίνει αντιστρόφως ανάλογα με το μήκος του μπλοκ κώδικα.

Στην περίπτωση της τεχνικής EESM, η ακρίβεια πρόβλεψης σε διάφορες περιοχές BLER μπορούσε να ρυθμιστεί μέσω κατάλληλης στάθμισης (*calibration*) που επιτυγχάνεται με κατάλληλη επιλογή της τιμής της παραμέτρου β , διαφορετικής για κάθε MCS. Επειδή μας ενδιαφέρει να συγκρίνουμε τις τεχνικές με σκοπό την εφαρμογή τους σε αλγορίθμους AMC, επιλέγουμε να χρησιμοποιούμε την τιμή του β που προέρχεται από την αναλυτική προσέγγιση της πιθανότητας σφάλματος bit για δεδομένο σχηματισμό. Έτσι η απόδοση δεν εξαρτάται από το μοντέλο του καναλιού. Για M-QAM σχηματισμούς, έχει δείχθει ότι επιλέγοντας $\beta = 2(M - 1) / 3$ η

προσέγγιση είναι καλή για χαμηλά BLER, το οποίο είναι βολικό για τον σχεδιασμό AMC.



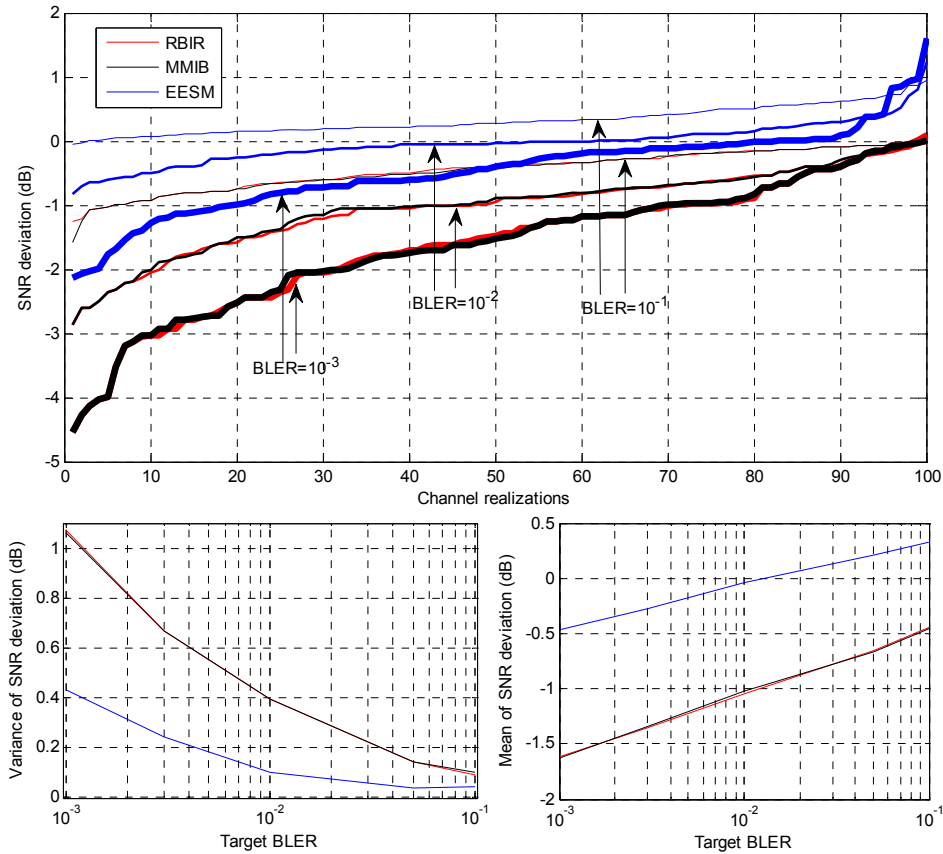
Εικόνα 7-7: Εξομοίωση και πρόβλεψη BLER για 4-QAM, ρυθμό=0.75, 1 υποκανάλι

Στην Εικ. 7-7 συγκρίνεται η προβλεφθείσα απόδοση για κάθε ένα από τα στιγμιότυπα καναλιού, με την πραγματική απόδοση προσομοίωσης.

Η απόδοση σχεδιασμένη ως προς το μέσο SNR ανα-στιγμιότυπο παρουσιάζει μεγάλη διακύμανση, με διαφορά που φτάνει τα 6dB για $BLER=10^{-2}$. Είναι λοιπόν εμφανές ότι το μέσο SNR είναι ακατάλληλο για τον προσδιορισμό της απόδοσης. Στις υπόλοιπες τρεις γραφικές παραστάσεις σχεδιάζεται η απόδοση ως προς την αντίστοιχη μετρική ESM σε σύγκριση με την καμπύλη απεικόνισης. Ιδανικά όλα τα σημεία πρόβλεψης θα έπρεπε να συμπίπτουν με την καμπύλη AWGN. Είναι προφανής η μείωση της διακύμανσης ως προς την αντίστοιχη μετρική, αλλά χρειάζεται και η μετατροπή της πρόβλεψης σε πραγματικό SNR για να βγουν ασφαλή συμπεράσματα και συγκρίσεις μεταξύ των διαφορετικών μετρικών.

Στην Εικ. 7-8, απεικονίζεται η απόκλιση σε SNR (μέσο SNR ανά κωδική λέξη) της πρόβλεψης από την πραγματική για τρεις τιμές επιθυμητού BLER. Ακόμη, σχεδιάζονται η μέση τιμή και η διακύμανση αυτής της απόκλισης. Οι RBIR και MMIB έχουν σχεδόν ισοδύναμη απόδοση όπως αναμενόταν. Αυτό διότι στους σχηματισμούς 4-QAM οι μετρικές είναι ισοδύναμες (μικρές αποκλίσεις οφείλονται

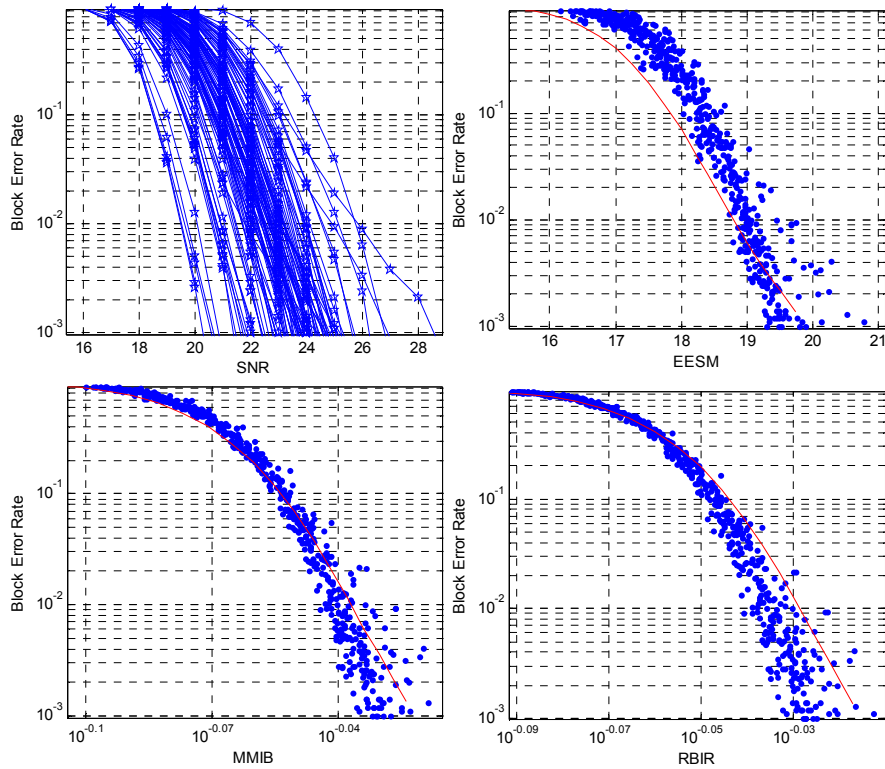
στις διαφορετικές προσεγγίσεις υπολογισμού). Η EESM παρουσιάζει καλύτερη διακύμανση και για τις τρεις τιμές επιθυμητού BLER, ενώ έχει σχεδόν την ίδια απόδοση, στο μέσο όρο, για το συγκεκριμένο μοντέλο καναλιού. Αναφορικά με τη μέση τιμή, σημαντική είναι η κλίση, μια και μία σταθερή απόκλιση μέσης τιμής για κάθε τιμή του BLER μπορεί εύκολα εκ των προτέρων να αφαιρεθεί.



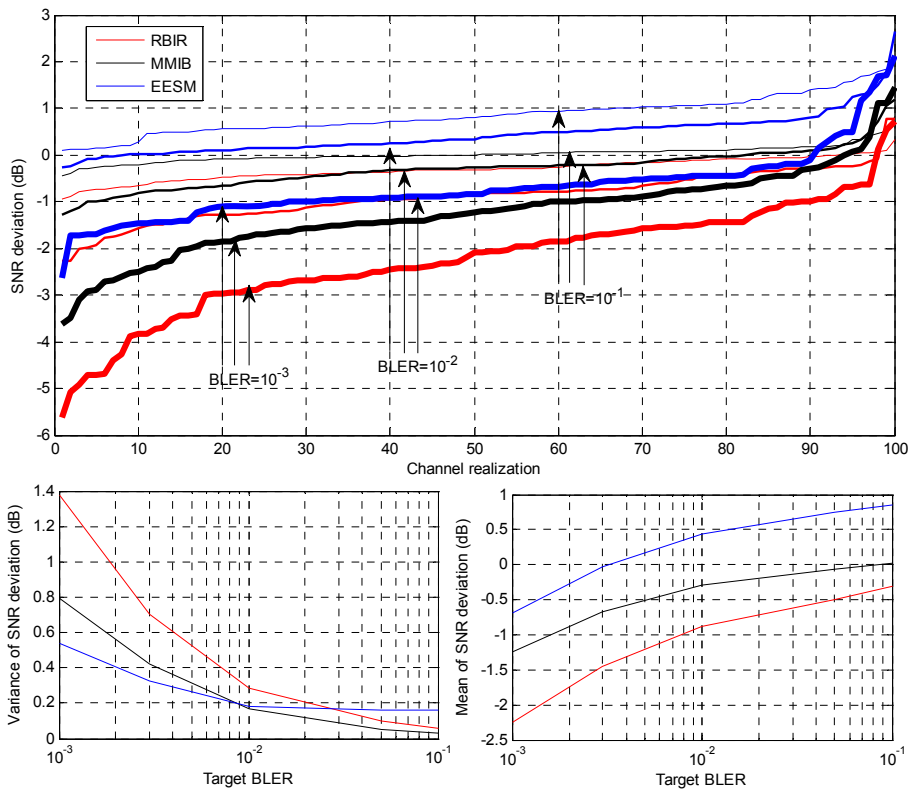
Εικόνα 7-8: Αποτίμηση ESM για 4-QAM, rate=0.75, 1 υποκανάλι

Παράδειγμα Β: Σχηματισμός 64-QAM, ρυθμός 5/6, 1 υποκανάλι.

Σε αυτό το σενάριο επιλέχθηκε σχηματισμός 64-QAM. Οι επιλογές του ενός υποκαναλιού και ρυθμού ίσου με 5/6 έγιναν για να έχουμε πάλι τον πιο «αδύναμο» κώδικα για τον επιλεγμένο σχηματισμό. Αυτή η επιλογή παρουσιάζει επίσης μεγάλες αποκλίσεις στην απόδοση για τα διαφορετικά στιγμιότυπα καναλιού, όπως φαίνεται και στην Εικ. 7-9, όπου εμφανίζονται περιπτώσεις καναλιού με διαφορά 6.5dB για BLER=10⁻². Η απόδοση της μεθόδου RBIR σε σχέση με εκείνη της MMIB αναμένεται να είναι διαφορετική σε αυτή την περίπτωση καθώς για σχηματισμό 64-QAM το RBIR είναι μια προσέγγιση της αμοιβαίας πληροφορίας, ανεξάρτητη του τρόπου αντιστοίχισης bit στο σύμβολο, και αναμένεται να έχει μια σχετικά υποβαθμισμένη απόδοση.



Εικόνα 7-9: Πρόβλεψη BLER για 64-QAM, ρυθμός 5/6, 1 υποκάναλι



Εικόνα 7-10: Αποτίμηση ESM για 64-QAM, ρυθμός 5/6, 1 υποκάναλι

Στην Εικ. 7-10 αυτή η διαφορά ποσοτικοποιείται, καθώς η μέθοδος MMIB παρουσιάζει καλύτερη διακύμανση της απόκλισης πρόβλεψης SNR από τη RBIR για όλες τις τιμές επιθυμητού BLER. Είναι επίσης καλύτερη και κατά το μέσο όρο. Η EESM παρουσιάζει την καλύτερη διακύμανση και μέσο όρο για BLER=10⁻³. Είναι επίσης συγκρίσιμη με τη MMIB για BLER=10⁻².

Παράδειγμα Γ: MIMO 2x2 με δέκτη αντιστροφής καναλιού, QPSK, ρυθμό 3/4, 1 υποκανάλι.

Στην περίπτωση των γραμμικών δεκτών (όπως αυτός στο παράδειγμα) τα SINR των SCs μετά την επεξεργασία υπολογίζονται όπως στην παράγραφο 7.3.3 με τον MMSE δέκτη. Υποθέτουμε *κάθετη κωδικοποίηση (vertical encoding)* όπου και οι δύο συρμοί δεδομένων που μεταδίδονται από τις δύο κεραιές ανήκουν στην ίδια κωδική λέξη. Ο πλήρης διαχωρισμός των δύο συρμών που επιτυγχάνεται με την πλήρη αντιστροφή καναλιού μηδενίζει το όρο της εσωτερικής παρεμβολής ($I_{self}(n)$). Έχει όμως και ως αποτέλεσμα την μεγάλη διακύμανση του SINR στο SISO ισοδύναμο κανάλι, κάτι που οδηγεί σε μεγάλες αποκλίσεις απόδοσης για διαφορετικά στιγμιότυπα καναλιού όπως φαίνεται και στην Εικ. 7-11.

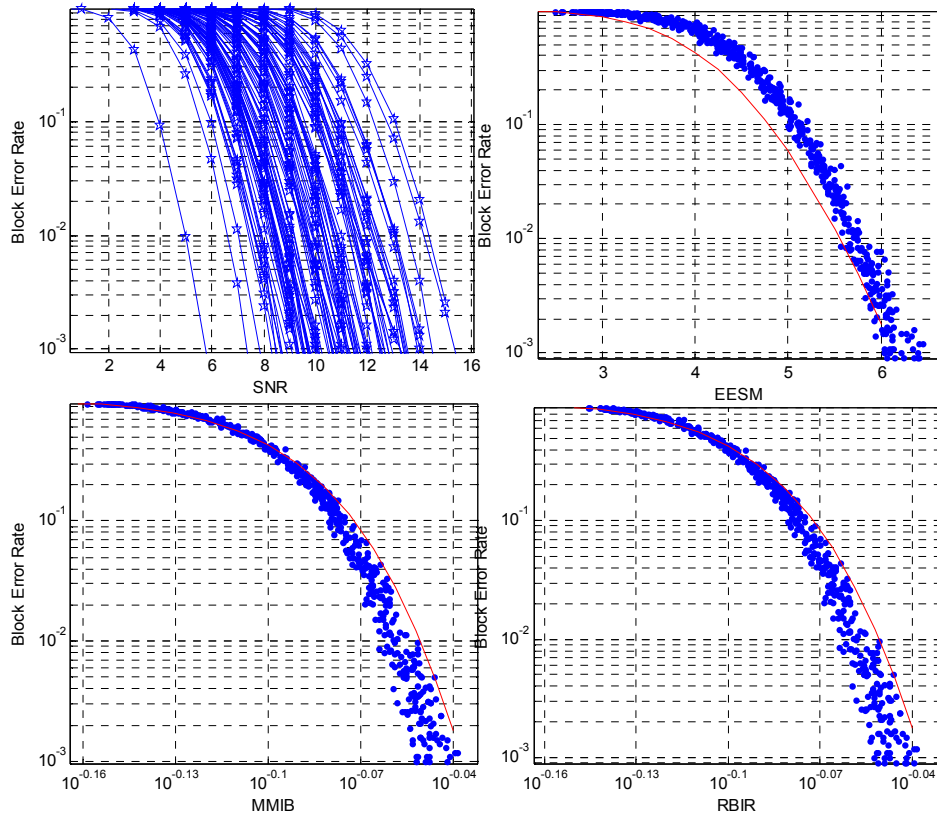
Ενώ η διακύμανση είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη περίπτωση του SISO καναλιού (παράδειγμα Α) παρατηρούμε ότι η χρήση ισχυρότερου κώδικα ενισχύει την απόδοση της πρόβλεψης και για τις τρεις τεχνικές. Ο κώδικας είναι ισχυρότερος διότι χρησιμοποιείται διπλάσιο μήκος κωδικής λέξης, αφού από ένα υποκανάλι μεταδίδονται δύο συρμοί. Αυτό διαπιστώνεται με τη σύγκριση της Εικ. 7-12 με την 7-8. Η υψηλή διακύμανση είναι ένα γνωστό πρόβλημα του δέκτη αντιστροφής καναλιού.

Συγκρίνοντας τις δύο τεχνικές, η απόδοση της EESM είναι έχει χαμηλότερη διακύμανση απόκλισης SNR για όλες τις τιμές BLER, ενώ είναι μικρότερη του 0.1dB και για τις τρεις τιμές BLER. Η ισοδυναμία των δύο μετρικών (RBIR και MMIB) είναι αναμενόμενη (4-QAM). Η απόκλιση μέσης τιμής παρουσιάζει την ίδια συμπεριφορά (κλίση) και για τις τρεις τεχνικές.

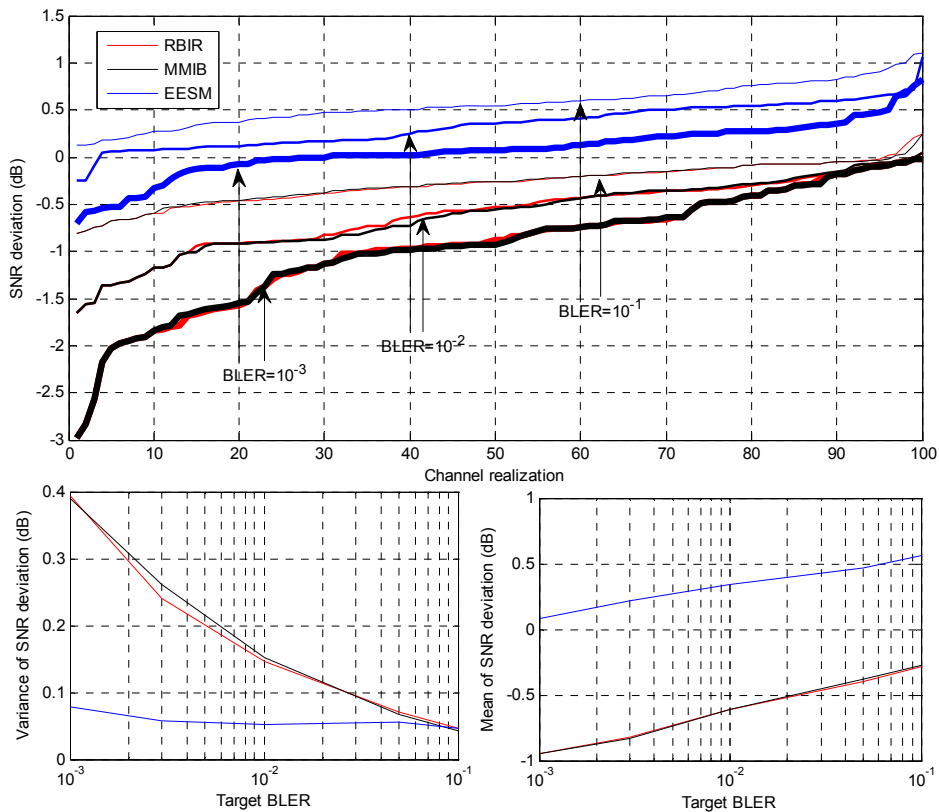
Παράδειγμα Δ: MIMO 2x2 με δέκτη MMSE, QPSK, ρυθμός 3/4, 1 υποκανάλι.

Η απόδοση των μετρικών με τη χρήση του MMSE εκτιμητή απεικονίζεται στις Εικόνες 7-13 και 7-14. Υποθέτουμε *κάθετη κωδικοποίηση* και σε αυτήν την περίπτωση. Στην περίπτωση αυτή αναμένεται μικρότερη διακύμανση των τιμών του SINR στο ισοδύναμο κανάλι. Αυτό επιτυγχάνεται με την ελεγχόμενη διασυμβολική παρεμβολή που εισάγει για να αποφευχθεί η ενίσχυση του θορύβου.

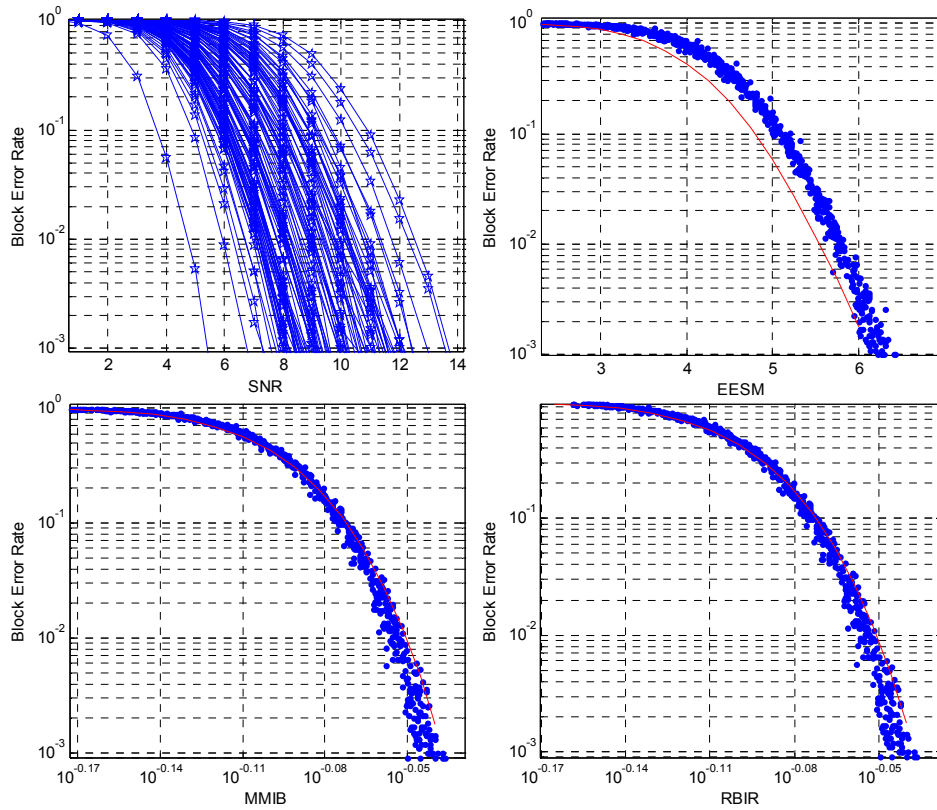
Ο δέκτης παρουσιάζει, όπως αναμενόταν, μικρότερη διακύμανση απόδοσης σε σχέση με τον ZF. Η μοντελοποίηση της διασυμβολικής παρεμβολής, που εισάγει ο MMSE δέκτης σε κάθε συρμό, με λευκό θόρυβο, δεν επηρεάζει την απόδοση πρόβλεψης που είναι καλύτερη από την αντίστοιχη του ZF δέκτη. Παρουσιάζεται πρακτικά ελάχιστη διακύμανση απόκλισης αλλά και μέσης τιμής και για τις τρεις τεχνικές.



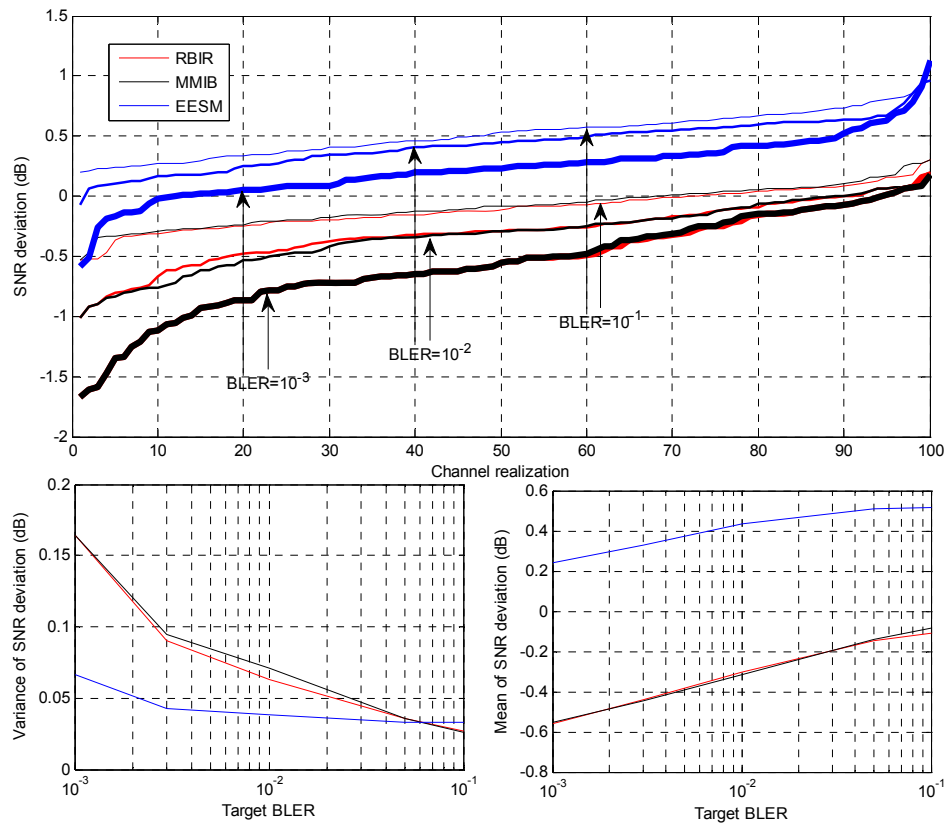
Εικόνα 7-11: Πρόβλεψη BLER για 2x2 ZF, QPSK, ρυθμός=3/4, 1 υποκανάλι



Εικόνα 7-12: Αποτίμηση απόδοσης ESM για 2x2 ZF, QPSK, ρυθμός 3/4, 1 υποκανάλι



Εικόνα 7-13: Πρόβλεψη BLER για 2x2 MMSE, QPSK, rate=3/4, 1 subchannel



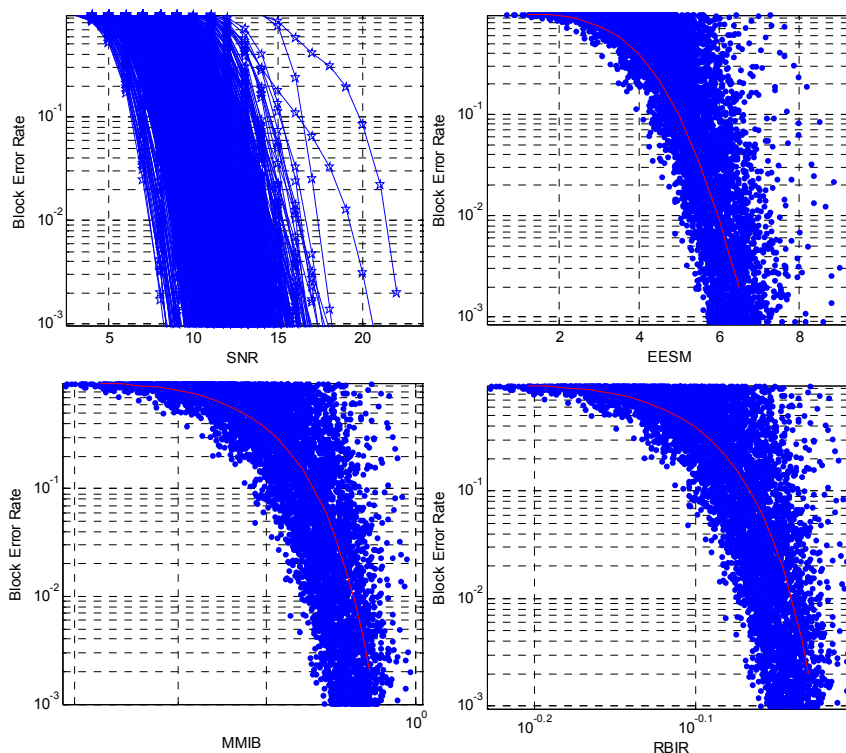
Εικόνα 7-14: Αποτίμηση ESM για 2x2 MMSE, QPSK, ρυθμός=3/4, 1 υποκάναλι

7.5.3 Επίδραση σφάλματος εκτίμησης καναλιού

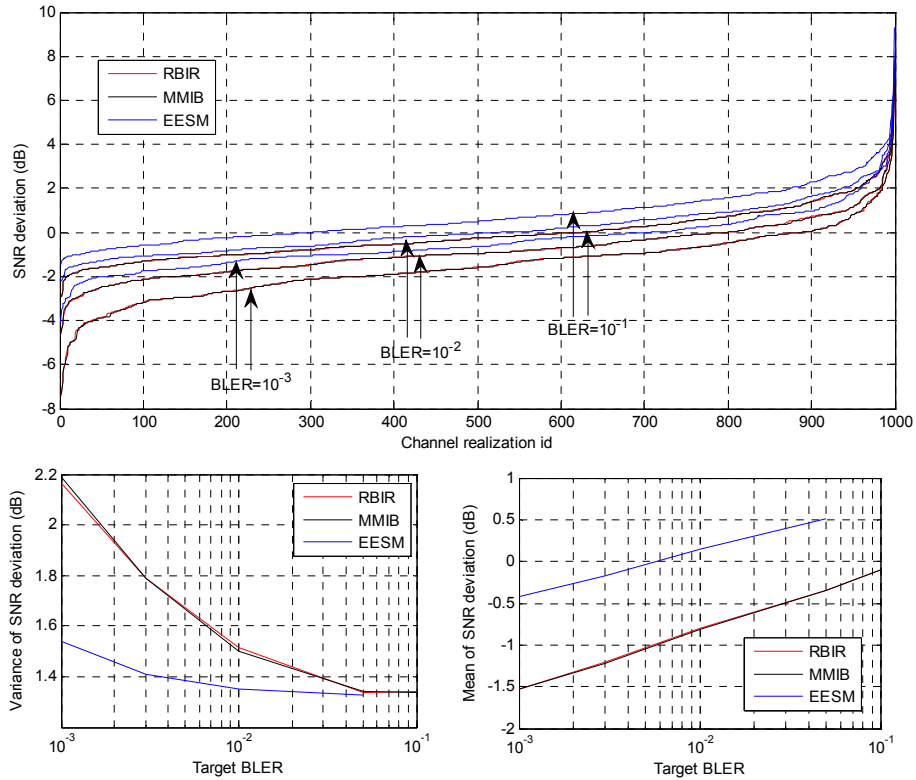
Το σφάλμα πρόβλεψης καναλιού είναι αναπόφευκτο. Στο [139] αυτό το σφάλμα μοντελοποιείται σαν ένας ισοδύναμος Γκαουσιανός θόρυβος. Η διακύμανση αυτού του ισοδύναμου θορύβου υπολογίζεται ως πολλαπλάσιο του πραγματικού θορύβου του συστήματος. Αυτή η μοντελοποίηση της διακύμανσης είναι κατάλληλη κυρίως για τον υπολογισμό του σφάλματος εκτίμησης. Μοντέλα σφάλματος καθυστερημένης ανατροφοδότησης δεν περιγράφονται στο [139] και εισάγονται στα πλαίσια της παρούσας διατριβής στο Κεφάλαιο 9.

Στις επόμενες προσομοιώσεις, προστίθεται σκόπιμα στην πρόβλεψη του καναλιού ένα Γκαουσιανό σφάλμα με διακύμανση ίση με $\sigma^2/2$ όπου σ^2 είναι η διακύμανση του λευκού θορύβου του συστήματος. Επαναλαμβάνουμε το πείραμα A (SISO, 4-QAM, ρυθμός 3/4, 1 υποκανάλι), σε αυτή την περίπτωση για 1000 στιγμιότυπα καναλιού.

Σε σχέση με την περίπτωση που δεν υπάρχουν σφάλματα CSI, η διασπορά της εκτιμηθείσας απόδοσης σε σχέση με την πραγματική αυξάνεται σημαντικά. Αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς το μοντέλο είναι ακριβές για μακροπρόθεσμες στατιστικές (long-term statistics), δηλαδή τη μέση απόδοση ενός στιγμιότυπου για μεγάλο αριθμό frames. Αυτό απεικονίζεται καλύτερα στην Εικ. 7-16 σε σχέση με την 7-15. Ακόμα κι αν η ακρίβεια πρόβλεψης είναι χαμηλότερη σε σχέση με την περίπτωση μηδενικού σφάλματος CQI, η βελτίωση πρόβλεψης σε σχέση με το μέσο SINR είναι μεγάλη.



Εικόνα 7-15: Πρόβλεψη BLER με σφάλμα στην πρόβλεψη καναλιού για 4-QAM, rate:3/4, 1 υποκανάλι



Εικόνα 7-16: Αποτίμηση ESM με σφάλμα στην πρόβλεψη καναλιού για 4-QAM, rate: 3/4, 1 υποκανάλι

7.6 Απόδοσης χρήσης ESM για AMC

Σε αυτή την ενότητα γίνεται αποτίμηση της απόδοσης ενός βασικού αλγόριθμου AMC (baseline algorithm) βασισμένου σε ESM. Θα παρουσιαστεί η απόδοση συστήματος SISO σε επίπεδο σύνδεσης για την περίπτωση ανάθεσης ενός μόνο υποκαναλιού σε ένα χρήστη. Στον Πίνακα 2, φαίνονται τα οκτώ διαφορετικά MCS που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αυτό το παράδειγμα. Ο σχεδιασμός του σεναρίου της προσομοίωσης, στοχεύει στην αποτίμηση της απόδοσης της διαδικασίας επιλογής MCS με βάση μια επιλεγμένη μετρική ESM, παρά στην αποτίμηση της ρυθμαπόδοσης ενός συνδέσμου σε ένα ρεαλιστικό περιβάλλον λειτουργίας. Κάθε σημείο SINR αναπαριστά το μέσο SNR που χρησιμοποιείται μέσα σε κάθε μπλοκ (ή και υποκανάλι) και όχι το μακροπρόθεσμο μέσο SINR του συστήματος.

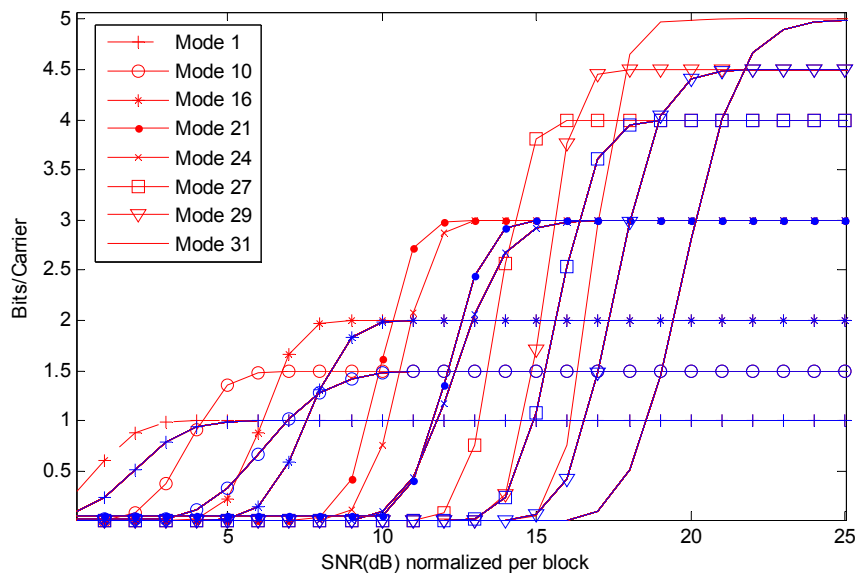
Σε όλα τα στιγμιότυπα η μέση ενέργεια είναι κανονικοποιημένη στη μονάδα, όπως ήδη περιγράφηκε στα προηγούμενα παραδείγματα. Στην Εικ. 7-17 παρουσιάζεται το αποτέλεσμα ρυθμαπόδοσης ωφέλιμης πληροφορίας (goodput) για το συγκεκριμένο σενάριο για την περίπτωση AWGN καναλιού, καθώς και για κανάλια επιλεκτικά στη συχνότητα (Baseline PedB) για κάθε ένα από τα MCS ξεχωριστά.

Χρησιμοποιήθηκαν 100 διαφορετικά στιγμιότυπα καναλιού ώστε να πάρουμε τα παρακάτω αποτελέσματα. Η ρυθμαπόδοση δεν αποτελεί ένα πολύτιμο δείκτη απόδοσης αν δεν συνδυαστεί με ένα απαιτούμενο περιορισμό μέγιστου BLER για τον

έλεγχου της καθυστέρησης που δημιουργείται από την ανάγκη επαναποστολής πακέτων.

Πίνακας 7-II: MCS λειτουργίες

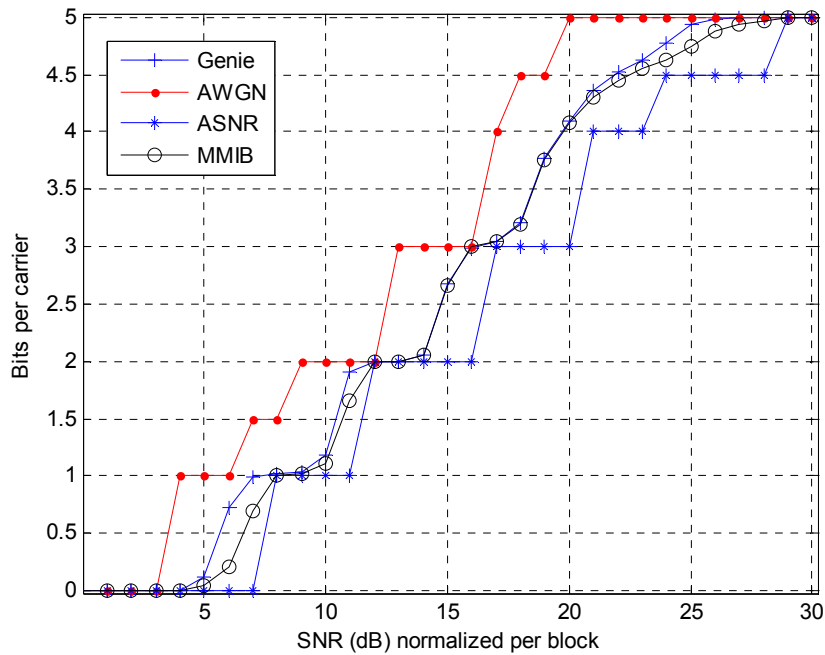
ID Λειτουργίας	Σχηματισμός	Ρυθμός	Info Bits/Carrier
1	4-QAM	$\frac{1}{2}$	1
10	4-QAM	$\frac{3}{4}$	1.5
16	16-QAM	$\frac{1}{2}$	2
21	16-QAM	$\frac{3}{4}$	3
24	64-QAM	$\frac{1}{2}$	3
27	64-QAM	$\frac{2}{3}$	4
29	64-QAM	$\frac{3}{4}$	4.5
31	64-QAM	$\frac{5}{6}$	5



Εικόνα 7-17: Ρυθμαπόδοση για διαφορετικά MCS σε AWGN κανάλι (κόκκινες καμπύλες) και σε κανάλια επιλεκτικής συχνότητας (μπλε καμπύλες)

Στα ακόλουθα αποτελέσματα παρουσιάζουμε τη ρυθμαπόδοση με επιπλέον στόχο τον περιορισμό επιθυμητού BLER της τάξης του 0.001 για κάθε TX πλαίσιο (Frame). Τα κριτήρια που χρησιμοποιήθηκαν για την επιλογή του κατάλληλου MCS ήταν το ASINR και το MMIB. Το ASINR υποδηλώνει την κλασική μέθοδο χρήσης του κατωφλίων μέσω SINR του υποκαναλιού για την χρήση ή όχι ενός MCS.

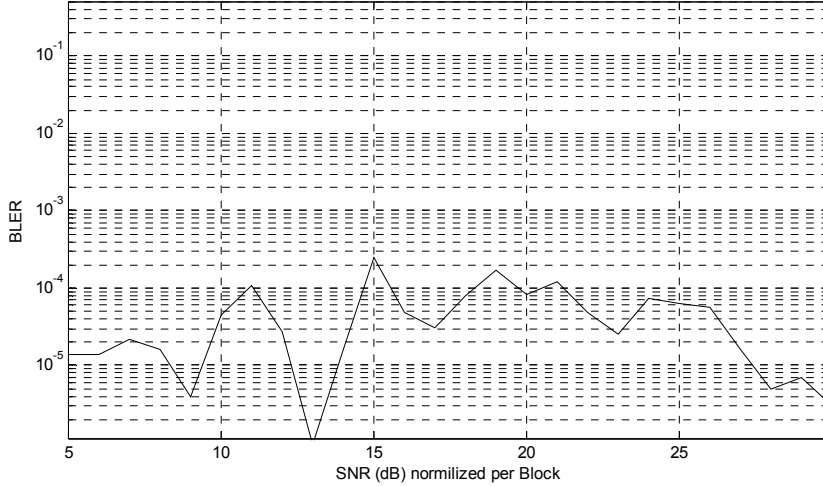
Εφόσον το ASINR σαν μετρική ESM αποτυγχάνει όπως δείχθηκε στις προηγούμενες παραγράφους, παρέχουμε τα κατάλληλα κατώφλια SNR για κάθε MCS με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Η MMIB επιλέγεται σαν αντιπροσωπευτική των μεθόδων ESM, και τα αποτελέσματα της εξομοίωσης παρουσιάζονται στην Εικ. 7-18.



Εικόνα 7-18: Σύγκριση αποδόσεων για ASINR και MMIB

Η απόδοση για AWGN είναι ίδια και για τις δύο μετρικές και παρουσιάζεται στην Εικ. 7-20 μόνο για να λειτουργήσει ως ανώτατο όριο εφικτής απόδοσης (περιοριζόμενο στους επιλεγμένους κώδικες). Για όλες τις άλλες καμπύλες χρησιμοποιήθηκε το κανάλι βασικής ζώνης (Baseline channel) που περιγράφηκε στο [139]. Η «Genie» καμπύλη δημιουργήθηκε χρησιμοποιώντας τα παραγόμενα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για την επιλογή του καλύτερου MCS, και επομένως λειτουργεί σαν ένα ανώτατο όριο για την απόδοση οποιασδήποτε μετρικής. Η διαφορά στην απόδοση μεταξύ της «Genie» και της AWGN αποδίδεται αποκλειστικά στην επιλεκτικότητα του καναλιού στη συχνότητα (καθώς το μέσο SINR κανονικοποιείται ανά μπλοκ). Αυτή η απώλεια μπορεί να εξουδετερωθεί μόνο με τη χρήση μεθόδων κατανομής ενέργειας και bit (bit-power loading). Το ASINR αναπαριστά μια κλιμακωτή απόδοση (όπως και στην περίπτωση του AWGN) καθώς το κάθε MCS έχει επιλεγεί για συγκεκριμένη περιοχή SINR που ικανοποιεί τον περιορισμό BLER για κάθε στιγμιότυπο καναλιού. Όπως παρατηρούμε, το ASINR έχει κατώτερη απόδοση σε σχέση με την MMIB. Είναι σημαντικό να τονίσουμε ότι αυτά τα κατώφλια για το ASINR υπολογίστηκαν για το συγκεκριμένο σενάριο και δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διαφορετικό σενάριο. Για να διασφαλίζουμε την εφαρμογή σε διαφορετικά μοντέλα καναλιού, πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα σενάριο χειρότερης περίπτωσης, το οποίο τελικά χαμηλώνει την απόδοση ακόμα περισσότερο. Το MMIB είναι ανεξάρτητο από το μοντέλο καναλιού που χρησιμοποιείται, και παρουσιάζεται να αποδίδει σχεδόν τόσο καλά όσο και το ανώτερο όριο «Genie». Το BLER κατώφλι έχει μετρηθεί ότι μπορεί να εγγυηθεί στο 96% των περιπτώσεων (που είναι και 100% στις περισσότερες τιμές SINR).

Στην Εικ. 7-19 φαίνεται το μέσο BLER όταν χρησιμοποιούμε την MMIB και δείχνει να εξασφαλίζει μια ανθεκτική απόδοση, σχεδόν μια τάξη μεγέθους μικρότερη από το επιθυμητό BLER.



Εικόνα 7-19: Μέσο BLER για τη MMIB

Παρόμοια αποτελέσματα με την MMIB μπορούν να απεικονιστούν και για τις άλλες μεθόδους ESM. Η επιτυχής χρήση των μεθόδων ESM για AMC επιδεικνύεται μέσω αποτελεσμάτων προσομοίωσης σε επίπεδο συνδέσμου. Οι μέθοδοι ESM απαιτούν την ίδια τάξη πολυπλοκότητας σε σχέση με το κανονικό ASINR για την περίπτωση SISO. Το άθροισμα των SINR μέσα στο μπλοκ κώδικα (απαιτείται για τον υπολογισμό του μέσου) αντικαθίσταται με το άθροισμα μιας μη γραμμικής συνάρτησης του SINR, που υλοποιείται εύκολα μέσω look-up-tables. Για τη περίπτωση ML-MIMO συστήματος η πολυπλοκότητα για την ESM αυξάνεται αξιοσημείωτα, όπου για αριθμό κεραιών μεγαλύτερο του δύο, είναι ένα πρόβλημα ανοικτό για διερεύνηση.

7.7 Παράρτημα

Η πιθανότητα λανθασμένης αποκωδικοποίησης μιας κωδικής λέξης, για κώδικες που ισοδυναμούν με ένα συμπλεγματικό (N, K) κώδικα δίδεται κατά τα γνωστά από τη σχέση

$$P_{word} \leq \sum_{d=1}^N A_d P_2(d) \tag{7.24}$$

Όπου A_d η γνωστή μας WEF και $P_2(d)$ η πιθανότητα εσφαλμένης αποκωδικοποίησης, αντί της μηδενικής λέξης μιας άλλης με Hamming βάρος d. Λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας του υπολογισμού της WEF για τους turbo κώδικες, προτείνεται ένας προσεγγιστικός υπολογισμός της μέσης τιμής του άνω

ορίου, υπολογίζοντας τη μέση τιμή ως προς όλες τις δυνατές διατάξεις διαπλοκής. Η μέση τιμή της WEF είναι

$$\overline{A_d} = \sum_{j=1}^K \binom{K}{i} p(d|i) \quad (7.25)$$

Όπου $\binom{K}{i}$ είναι ο αριθμός των δυνατών λέξεων με Hamming βάρος εισόδου I και $p(d|i)$ η πιθανότητα μια κωδική λέξη με Hamming βάρος i να παράγει μια κωδική λέξη με Hamming βάρος d .

Συνεπώς προκύπτει ένα «μέσο» άνω όριο για την πιθανότητα λάθος λέξης και λάθος bit :

$$P_{word} \leq \sum_{d=d_{min}}^N A_d P_2(d) \quad (7.26)$$

$$= \sum_{i=1}^K \sum_{d=d_{min}}^N \binom{K}{i} p(d|i) P_2(d) \quad (7.27)$$

$$= \sum_{i=1}^K \binom{K}{i} E_{d|i} [P_2(d)] \quad (7.28)$$

και

$$\overline{P_{bit}} \leq \sum_{i=1}^K \frac{i}{K} \binom{K}{i} E_{d|i} [P_2(d)] \quad (7.29)$$

Ας θεωρήσουμε δύο κωδικές λέξεις c_0 και c_1 που έχουν Hamming απόσταση d και η διαφορά τους είναι στα bits (i_1, i_2, \dots, i_d) . Η ακριβής πιθανότητα του λάθους αποκωδικοποίησης της κωδικής λέξης c_0 στην c_1 είναι

$$P(c_0 \rightarrow c_1 | a) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0} \sum_{k=1}^d a_{ik}^2}\right) \leq \frac{1}{2} e^{-E_s/N_0 \sum_{k=1}^d a_{ik}^2} \quad (7.30)$$

Προκειμένου να υπολογίσουμε τη μέση πιθανότητα λάθους λέξης πρέπει να υπολογίσουμε τη μέση τιμή της $P(c_0 \rightarrow c_1 | a)$, όπως έχουμε αναφέρει και σε προηγούμενο κεφάλαιο, ως προς όλες τις τιμές του a , όπου αν θεωρήσουμε αουσχέτιστο το θόρυβο προκύπτει

$$P(c_0 \rightarrow c_1) \leq \frac{1}{2} \sum p_a(a) e^{-E_s/N_0 \sum_{k=1}^d a_{ik}^2} \quad (7.31)$$

$$\approx \frac{1}{2} \left(\sum p_a(a_i) e^{-E_s/N_0 a_i^2} \right)^d \quad (7.32)$$

Ο όρος $\sum p_a(a_i)e^{-E_s/N_0 a_i^2}$ αποτελεί μια προσέγγιση της απόδοσης του συστήματος χωρίς κωδικοποίηση. Συνεπώς, μπορούμε να διατυπώσουμε την πρόταση, ότι η απόδοση του συστήματος με κωδικοποίηση προσδιορίζεται από την απόδοση χωρίς κωδικοποίηση για κάθε επιθυμητή τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο και βασιζόμενοι σε αυτή τη διαπίστωση μπορούμε σε κάθε περίπτωση να επιλέγουμε τις τιμές των παραμέτρων του κώδικα.

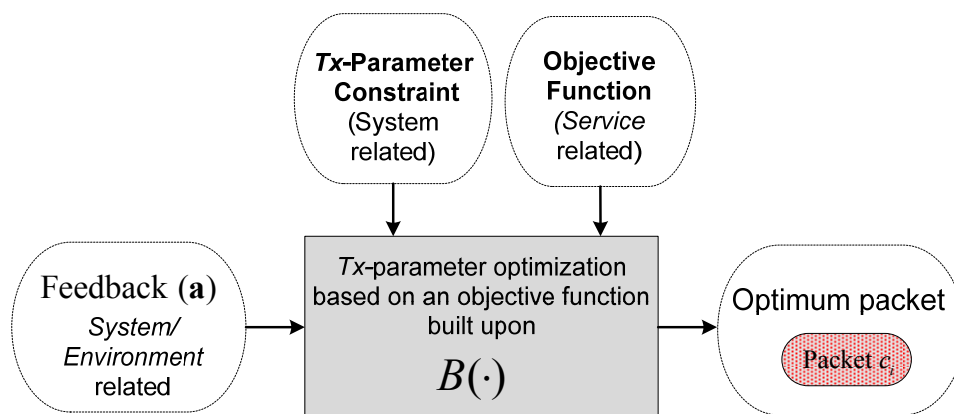
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

Σχεδιασμός Αλγορίθμων Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης

8.1 Προσαρμοστική διαμόρφωση σε επίπεδο πακέτου

Όπως παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 6 (Εικ. 6-28), υπάρχουν αρκετά σενάρια προβλημάτων προσαρμοστικής διαμόρφωσης που εμφανίζονται στη *διαστρωματική* (*cross-layer*) βελτιστοποίηση συστήματος. Στη βάση όλων των σεναρίων βρίσκεται το πακέτο δεδομένων μετάδοσης. Το κεφάλαιο αυτό επικεντρώνεται στη βελτιστοποίηση της παραμετροποίησης πακέτου όπου συμβολίζεται με T_x και αποτελείται από τα *διανύσματα ανάθεσης ενέργειας και δεδομένων* (*power- and bit-allocation vectors*). Με αυτή τη προσέγγιση δεν περιοριζόμαστε σε συγκεκριμένα σενάρια αφού ακολουθείται η κατασκευή ενός γενικού πλαισίου περιγραφής για τις διαδικασίες βελτιστοποίησης σε επίπεδο πακέτου, με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι εύκολη η ένταξή τους σε πολλαπλά σενάρια διαστρωματικής βελτιστοποίησης. Ακολούθως, αναπτύσσεται ένα γενικό πλαίσιο σχεδιασμού αλγορίθμων AMC χρησιμοποιώντας προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης. Ορίζονται επίσης κατάλληλες μετρικές για την ποσοτικοποίηση της σπατάλης ενέργειας που απορρέει από τη χρήση προσεγγιστικών αντί τέλειων μοντέλων περιγραφής.

Στην Εικ. 8-1 απεικονίζεται ένα γενικό διάγραμμα που περιγράφει συνοπτικά τη διαδικασία της βελτιστοποίησης AMC με τη βοήθεια μιας συνάρτησης απόδοσης $B(T_x | \mathbf{a})$ σε επίπεδο σύνδεσης. Πρόκειται για συνάρτηση που επιστρέφει το *ρυθμό σφάλματος μπλοκ* (*Block Error Rate - BLER*) έχοντας ως είσοδο τις παραμέτρους μετάδοσης T_x και την κατάσταση του καναλιού \mathbf{a} .



Εικόνα 8-1: Βελτιστοποίηση παραμέτρων μετάδοσης σε επίπεδο πακέτου

Η *αντικειμενική συνάρτηση* που χρησιμοποιείται ανά-περίπτωση εξαρτάται από την υπό εξέταση υπηρεσία (*service*). Οι περιορισμοί (*constraints*) για την παραμετροποίηση του T_x επιβάλλονται από το σύστημα και περιγράφουν κυρίως

τους κανόνες επιλογής των παραμέτρων. Η πληροφορία ανατροφοδότησης (*feedback information*) σχετίζεται με το κανάλι και μπορεί να πάρει διάφορες μορφές. Η απόδοση ενός πακέτου χαρακτηρίζεται πλήρως από τις εξής παραμέτρους: το συνολικό ποσό πληροφορίας (μετρούμενο σε bit), τους πόρους που απορροφά (power-bandwidth) και το αναμενόμενο BLER.

8.2 Πλαίσιο σχεδιασμού AMC με προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης

Η έξοδος της διαδικασίας βελτιστοποίησης που παρουσιάζεται στην Εικ. 8-1, δοθέντων των περιορισμών προσαρμοστικότητας των παραμέτρων μετάδοσης και της κατάστασης του καναλιού, πρέπει να παρέχει στην έξοδο «*Pareto optimal*» πακέτα όσον αφορά το αναμενόμενο BLER και τη συνολική ενέργεια αποστολής. Το σενάριο βελτιστοποίησης που ορίζεται μέσω μιας αντικειμενικής συνάρτησης σχετικής με την υπηρεσία (*service-related objective function*), είναι αυτό που καθορίζει την τελική επιλογή των παραμέτρων μετάδοσης του πακέτου, ανάμεσα πάντα στο χώρο των *Pareto optimal* λύσεων. Ωστόσο, υπάρχουν μερικά σοβαρά πρακτικά ζητήματα που πρέπει να ληφθούν υπόψη, ώστε να είναι εφικτή η υλοποίηση αυτής της διαδικασίας βελτιστοποίησης, όπως:

1. Ο σχεδιασμός μοντέλων πρόβλεψης BLER που έχουν μεγάλη ακρίβεια και ταυτόχρονα μικρή πολυπλοκότητα είναι πολύ δύσκολος (μερικές φορές και αδύνατος) για ένα σύστημα με κωδικοποίηση καναλιού. Επομένως, θα πρέπει να γίνουν προσεγγίσεις για τον υπολογισμό του αναμενόμενου BLER (ESM). Η υιοθέτηση προσεγγιστικών μοντέλων μας οδηγεί στη μοντελοποίηση του εκτιμώμενου BLER ως μια τυχαία μεταβλητή, ισχυρά συσχετιζόμενη με το πραγματικό BLER. Μια χρήσιμη και αρκετά πλήρης περιγραφή θα ήταν η pdf της πραγματικής τιμής δεδομένου του BLER εκτίμησης, η οποία θα ήταν περιγραφική της αβεβαιότητας που έχουμε για την πραγματική τιμή. Στο πλαίσιο σχεδιασμού που προτείνεται χρησιμοποιήθηκε ως περιγραφική παράμετρος η πιθανότητα ότι το πραγματικό BLER είναι ίσο ή μικρότερο μιας δοθείσας τιμής b . Αναφερόμαστε σε αυτή την παράμετρο ως *διαθεσιμότητα*, τη συμβολίζουμε με f_b . Η συγκεκριμένη επιλογή έγινε διότι ένα σύστημα μπορεί είτε να διαχειριστεί ένα προκαθορισμένο BLER, είτε να αποτύχει τελείως όταν το ξεπεράσει (το ARQ να μην μπορεί να αντισταθμίσει τα σφάλματα, ή η παραγόμενη καθυστέρηση να είναι μη αποδεκτή). Υπολογίζεται πειραματικά για συγκεκριμένες τιμές που χρησιμοποιούνται σε πραγματικά συστήματα.
2. Κάθε πακέτο, ή ομάδα πακέτων, αντιστοιχεί σε διαφορετικό *CLLPE* μοντέλο, που εξαρτάται από τη συγκεκριμένη μέθοδο κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται ή και την παραμετροποίηση του/των (T_x). Αυτό σημαίνει ότι: (α) κάθε πακέτο ή γκρουπ πακέτων πρέπει να βελτιστοποιείται ξεχωριστά με βάση το κατάλληλο *CLLPE* μοντέλο και (β) η διαθεσιμότητα θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη προσεκτικά για κάθε πακέτο ή γκρουπ πακέτων.

3. Κάποια *CLLPE* μοντέλα είναι ακατάλληλα για χρήση βελτιστοποίησης σε πραγματικό χρόνο εκτέλεσης, ενώ κάποια άλλα όχι. Η χρήση ενός *CLLPE* έναντι ενός άλλου υπαγορεύεται από τις λεπτομέρειες του σεναρίου βελτιστοποίησης του συστήματος.

Για να κατασκευάσουμε τις κατάλληλες μετρικές ώστε να ποσοτικοποιήσουμε αποτελεσματικά την απόδοση της διαδικασίας βελτιστοποίησης με προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης, ορίζουμε κάποιες βοηθητικές συναρτήσεις:

Ορίζουμε ως *δυική LLP* συνάρτηση οποιαδήποτε συνάρτηση συσχετίζει ένα σετ παραμέτρων μετάδοσης $\mathbf{T}_x = (\mathbf{p}, \mathbf{s})$ ενός πακέτου με το αναμενόμενο BLER, δοθείσας της κατάσταση του καναλιού. Η $G_i(\mathbf{p}, \mathbf{s}, b | \mathbf{a})$ είναι μία τέτοια συνάρτηση, η οποία επιστρέφει τον παράγοντα συνολικού κέρδους ισχύος που πρέπει να πολλαπλασιαστεί με το \mathbf{p} έτσι ώστε το αναμενόμενο BLER του πακέτου c_i να είναι ακριβώς ίσο με b . Επειδή ένας τέτοιος πολλαπλασιασμός του διανύσματος συνολικής ισχύος επηρεάζει μόνο το μέσο SNR και όχι το σχήμα της κατανομής ισχύος, η $G_i(x \cdot \mathbf{p}, \mathbf{s}, b | \mathbf{a})$ είναι μονότονη συνάρτηση ως προς x , με $x \geq 0$. Αυτό διότι το BLER είναι αύξουσα συνάρτηση του μέσου SNR για οποιοδήποτε τιμές των $\mathbf{a}, \mathbf{s}, c_i$. Είναι εύκολο να δειχθεί με βάση τον ορισμό της $G_i()$ ότι:

$$G_i(G_i(\mathbf{p}, \mathbf{s}, b | \mathbf{a}) \cdot \mathbf{p}, \mathbf{s}, b | \mathbf{a}) = 1 \quad (8.1)$$

Μπορούμε επίσης να υπολογίσουμε το απαιτούμενο SNR που χρειάζεται για να επιτευχθεί η ισότητα $\text{BLER} = b$ για ένα συγκεκριμένο σετ \mathbf{T}_x διαιρώντας το υπάρχον μέσο SNR με $G_i(\mathbf{p}, \mathbf{s}, b | \mathbf{a})$. Μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό του αναμενόμενου BLER επιλύοντας, ως προς την παράμετρο b , την εξίσωση

$$G_i(\mathbf{p}, \mathbf{s}, b | \mathbf{a}) = 1 \quad (8.2)$$

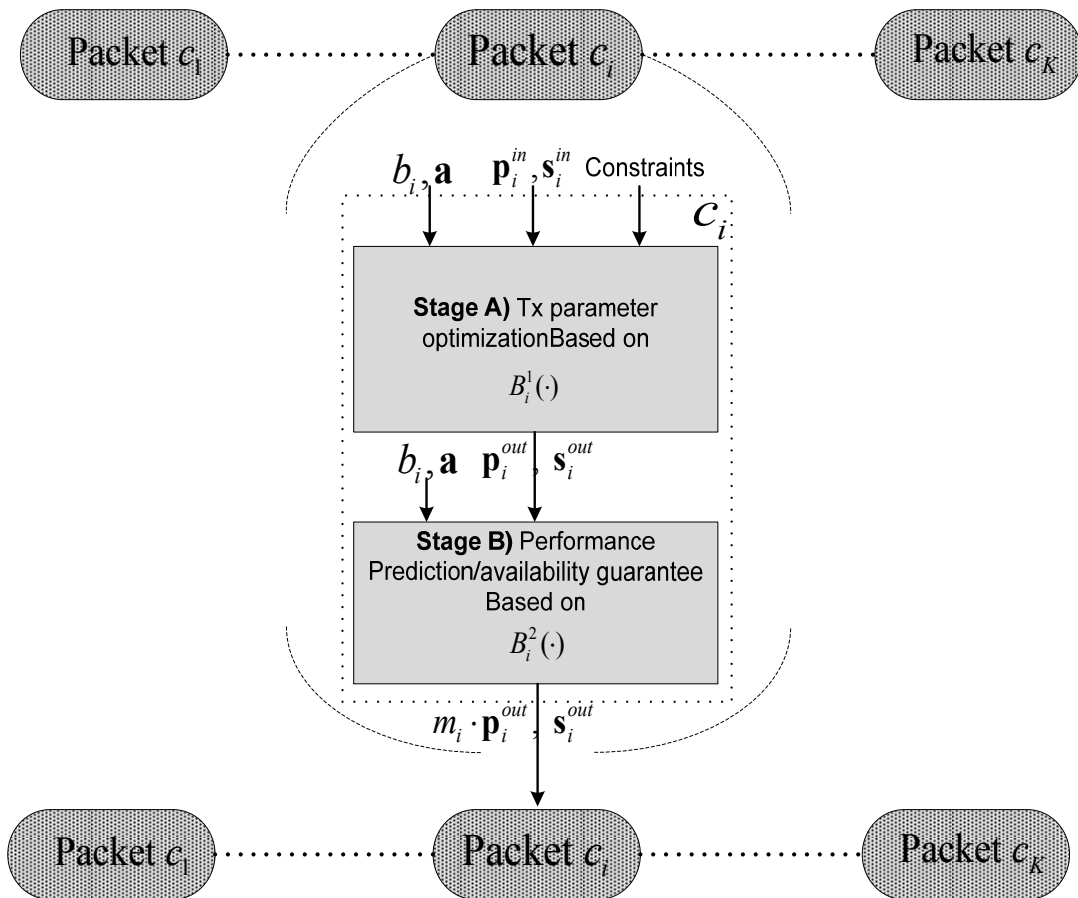
δοθέντων των \mathbf{p}, \mathbf{s} και \mathbf{a} . Επομένως, με βάση τον προηγούμενο ορισμό, η $G_i(\cdot)$ είναι μια *δυική LLP* συνάρτηση. Η συνάρτηση αυτή θα χρησιμοποιηθεί για την περιγραφή της διαφοράς μέσης ισχύος μεταξύ της πραγματικής απόδοσης ενός πακέτου σε σχέση με την εκτιμηθείσα, για την επίτευξη BLER ίσου με b . Η διαφορά αυτή είναι σημαντική για τον προσδιορισμό της απόδοσης ενός μοντέλου, υπολογίζεται συνήθως με χρήση αποτελεσμάτων εξομοίωσης και χρησιμοποιήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο για τη σύγκριση των μεθόδων ESM.

Όλες οι μέθοδοι ESM μπορούν να χρησιμοποιηθούν κατάλληλα για την προσέγγιση της $G_i(\cdot)$, για όλες ή και για μερικές περιοχές του χώρου πιθανών παραμέτρων μετάδοσης \mathbf{T}_x , μέσω της επίλυσης της ακόλουθης εξίσωσης (ως προς x):

$$\Phi_i^{-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N_c} \Phi_{M_k} (xp_k a_k) \right) = \gamma_{i,b}^{\text{eff}} \quad (8.3)$$

για δεδομένα \mathbf{T}_x, \mathbf{a} , όπου $\gamma_{i,b}^{\text{eff}}$ είναι το απαιτούμενο ισοδύναμο SNR για την επίτευξη BLER ίσου με b . Επομένως, μπορούμε να ορίσουμε την $\tilde{G}_i^{\text{ESM}}(\cdot)$ σαν μια προσέγγιση της $G_i(\cdot)$ όταν βασίζεται σε συγκεκριμένη τεχνική ESM (για παράδειγμα, την ονομάζουμε $\tilde{G}_i^{\text{MMIB}}(\cdot)$ όταν χρησιμοποιείται το κριτήριο MMIB). Κάποιες τεχνικές για ESM (π.χ. η EESM) μπορούν να χρησιμοποιηθούν αποτελεσματικά μόνο όταν το \mathbf{s} έχει τον ίδιο σχηματισμό (δεν ορίζεται για συνδυασμό σχηματισμών). Επομένως προσεγγίζεται η $G_i(\cdot)$ μόνο για μια «περιοχή» του χώρου \mathbf{T}_x όπως δηλώθηκε προηγουμένως.

Όπως φαίνεται στην Εικ. 8-1, η $G_i(\cdot)$ (σαν δυική συνάρτηση της $B(\cdot)$) είναι απαραίτητη για τη βελτιστοποίηση των παραμέτρων μετάδοσης. Για κώδικες που πλησιάζουν τη χωρητικότητα του καναλιού, είναι δύσκολο να πάρουμε κλειστή αναλυτική μορφή για την $G_i(\cdot)$.



Εικόνα 8-2: Ένα περιγραφικό πλαίσιο για τις διαδικασίες βελτιστοποίησης σε επίπεδο πακέτου

Σε αυτήν την περίπτωση, μπορούμε να προσεγγίσουμε αυτή τη συνάρτηση με ακρίβεια για ένα συγκεκριμένο σετ παραμέτρων μέσω εκτεταμένων προσομοιώσεων. Επομένως, στη συνέχεια, όποτε αναφερόμαστε στην $G_i(\cdot)$ θα υποθέτουμε υπολογισμό μέσω προσομοιώσεων.

Αναλύοντας τις παραπάνω τρεις θεωρήσεις, προτείνουμε το διαχωρισμό της διαδικασίας βελτιστοποίησης των παραμέτρων μετάδοσης \mathbf{T}_x για το $i^{\text{ο}}$ πακέτο σε δύο στάδια, όπως φαίνεται στην Εικ. 8-2. Κάθε στάδιο βασίζεται στη δική του LLP συνάρτηση, έστω $B_i^1(\cdot)$ και $B_i^2(\cdot)$. Δεν έχει νόημα ο διαχωρισμός όταν χρησιμοποιείται η ίδια LLP συνάρτηση και για τα δύο στάδια. Στο πρώτο στάδιο γίνεται η βελτιστοποίηση του \mathbf{T}_x . Στο δεύτερο στάδιο εξασφαλίζεται η επιθυμητή ποιότητα σύνδεσης μέσω κατάλληλης αύξησης της συνολικής ισχύος. Προϋπόθεση λοιπόν για το δεύτερο στάδιο είναι η off-line ανάλυση και ποσοτικοποίησης της αβεβαιότητας εκτίμησης.

Στη συνέχεια της ανάλυσης θα υποθέτουμε κανονικοποιημένο κανάλι με $a_k = |H_k|^2$, όπου $\sigma^2 = 1$ και $(1/N_{c_i}) \sum_{k=1}^N |H_k|^2 = 1$. Αυτή η υπόθεση δεν επηρεάζει τη γενικότητα των παραγόμενων αποτελεσμάτων καθώς το μέσο SNR είναι ανεξάρτητο από το πραγματικό σχήμα (κατανομή) των κερδών του καναλιού.

Έστω ότι $\tilde{G}_i(\cdot)$ είναι μια προσέγγιση της $G_i(\cdot)$. Ας υποθέσουμε επίσης ότι $\mathbf{T}_{i,b}$ είναι το σετ των βελτιστοποιημένων \mathbf{T}_x τιμών, βασισμένων στο $\tilde{G}_i(\cdot)$, για οποιαδήποτε κατάσταση καναλιού εισόδου, δηλαδή,

$$\tilde{G}_i(\tilde{\mathbf{p}}_i, \tilde{\mathbf{s}}_i, b | \mathbf{a}) = 1 \text{ για } (\tilde{\mathbf{p}}_i, \tilde{\mathbf{s}}_i, \mathbf{a}) \in \mathbf{T}_{i,b} \quad (8.4)$$

Η παράμετρος διαθεσιμότητας f_b που ορίστηκε προηγουμένως μπορεί τώρα να υπολογιστεί ως η πιθανότητα ενός γεγονότος $\{G_i(\tilde{\mathbf{p}}_i, \tilde{\mathbf{s}}_i, b | \mathbf{a}) \leq 1\}$ για $(\tilde{\mathbf{p}}_i, \tilde{\mathbf{s}}_i, \mathbf{a}) \in \mathbf{T}_{i,b}$, το οποίο περιγραφικά ισούται με την πιθανότητα να έχει το πακέτο πραγματικό BLER μικρότερο ή ίσο από το b της πρόβλεψης. Επιπλέον ορίζουμε το p_{i,f_b}^{boost} σαν την επιπρόσθετη ποσότητα ενέργειας («ενίσχυση») που χρειάζεται ώστε η πιθανότητα του $\{G_i(p_{i,f_b}^{\text{boost}} \cdot \mathbf{p}^{\text{so}}, \mathbf{s}^{\text{so}}, b | \mathbf{a}) \leq 1\}$ να ισούται με f_b .

Στο πρώτο βήμα το \mathbf{T}_x βελτιστοποιείται με βάση το $B_i^1(\cdot)$ συν τους σχετικούς περιορισμούς, ενώ στο δεύτερο βήμα υπολογίζεται ένας όρος διόρθωσης για το συνολικό κέρδος ισχύος με τη χρήση του $B_i^2(\cdot)$. Αυτός ο όρος πολλαπλασιάζει το διάνυσμα ισχύος ώστε να συναντώνται οι απαιτήσεις διαθεσιμότητας.

Έστω ότι $(\mathbf{p}^{\text{o}}, \mathbf{s}^{\text{o}}, \mathbf{a}) \in \mathbf{T}_{i,b}^{\text{o}}$ είναι το σετ των βελτιστοποιημένων \mathbf{T}_x με βάση το $G_i(\cdot)$ και f_b είναι η απορρέουσα διαθεσιμότητα από ένα $CLLPE$ μοντέλο στο πρώτο στάδιο, για ένα δοθέν b . Τότε, η επιπλέον της αναγκαίας ισχύος που ξοδεύεται λόγω του σφάλματος μοντελοποίησης είναι

$$P_{i,f_b}^{\text{waste}} = E_{\mathbf{T}_{i,b}^{\text{so}}} [\bar{p}^{\text{so}}] / E_{\mathbf{T}_{i,b}^{\text{o}}} [\bar{p}^{\text{o}}] \quad (8.5)$$

όπου $\mathbf{T}_{i,f_b}^{\text{o}}$ είναι το σεντ παραμέτρων μετάδοσης ελάχιστης ενέργειας του $\mathbf{T}_{i,b}^{\text{o}}$ που έχει διαθεσιμότητα ίση με f_b , τα \bar{p} και \bar{p}^{o} υποδηλώνουν τη μέση ενέργεια που απαιτείται για κάθε κατάσταση καναλιού όταν χρησιμοποιείται η βέλτιστη και η προσεγγιστική μοντελοποίηση αντίστοιχα. Αυτή η μετρική δε μπορεί να υπολογιστεί ακριβώς καθώς η $G_i(\cdot)$ είναι άγνωστη για οποιοδήποτε μοντέλο καναλιού εκτός του AWGN. Ωστόσο, συνήθως χρησιμοποιείται η μέση διαφορά ισχύος (σε dB) σε σχέση με ένα επίπεδο (AWGN) κανάλι σαν μια μετρική για την ποσοτικοποίηση αυτής της απώλειας.

Έχοντας την προσέγγιση $(\tilde{\mathbf{p}}_i, \tilde{\mathbf{s}}_i, \mathbf{a}) \in \mathbf{T}_{i,b}$ από το πρώτο στάδιο, κάνουμε την υπόθεση ότι το δεύτερο στάδιο εγγυάται τη διαθεσιμότητα με τη χρήση της $\tilde{G}_i(\cdot)$. Η μέση επιπλέον (της ελάχιστης) ενέργεια που χάνεται από το σύστημα λόγω της χρήσης ενός προσεγγιστικού μοντέλου στο δεύτερο επίπεδο ισούται με:

$$P_{i,f_b}^{\text{Extra}} = p_{i,f_b}^{\text{boost}} / E[G_i(G_i^{\text{Sub}}(\mathbf{p}^{\text{so}}, \mathbf{s}^{\text{so}}, b | \mathbf{a}) \mathbf{p}^{\text{so}}, \mathbf{s}^{\text{so}}, b | \mathbf{a})] \quad (8.6)$$

Ας υποθέσουμε μια στρατηγική βελτιστοποίησης S σε επίπεδο υπηρεσίας, η οποία χρησιμοποιεί μια συγκεκριμένη $\tilde{G}_i(\cdot)$. Έστω επίσης ότι \mathbf{T}_{b,f_b}^S είναι το σεντ των \mathbf{T}_x και των καταστάσεων καναλιού που χρησιμοποιούνται από αυτή τη στρατηγική και παρέχοντας διαθεσιμότητα f_b . Τότε έχουμε:

$$\mathbf{T}_{f_b}^S = \mathbf{T}_{f_b}^{S,1} \cup \dots \cup \mathbf{T}_{f_b}^{S,i} \cup \dots \cup \mathbf{T}_{f_b}^{S,K} \quad (8.7)$$

όπου το $\mathbf{T}_{b,f_b}^{k,i}$ περιέχει τα \mathbf{T}_x και τις καταστάσεις καναλιού που χρησιμοποιήθηκαν για το πακέτο c_i . Έστω επίσης ότι $f_b^i = f(\mathbf{T}_{f_b}^{k,i}) / f(\mathbf{T}_{f_b}^k)$ είναι η συνολική πιθανότητα χρήσης του πακέτου. Στην περίπτωση αυτή, η συνολική απώλεια $P_{\text{TL},f_b}^{\text{Sub}}$ σε σχέση με τη βέλτιστη στρατηγική θα περιορίζεται ως εξής:

$$\sum_{i=1}^K f_b^i P_{i,f_b}^{\text{Extra}} \leq P_{\text{TL},f_b}^{\text{Sub}} \leq \sum_{i=1}^K f_b^i (P_{i,f_b}^{\text{Extra}} + P_{i,f_b}^{\text{waste}}) \quad (8.8)$$

Έχοντας ορίσει τις μετρικές ποσοτικοποίησης της απώλειας λόγω χρήσης προσεγγιστικών μοντέλων, έχουμε τα εργαλεία για την αποτίμηση της απόδοσης των προτεινόμενων αλγορίθμων σε σύγκριση με τη βέλτιστη δυνατή.

8.3 Αλγόριθμοι κατανομής ενέργειας και bit βασισμένοι σε ESM

Σε αυτή τη παράγραφο θα ασχοληθούμε με τον σχεδιασμό αλγορίθμων για τη βέλτιστη κατανομή ενέργειας και bit βασισμένοι σε μεθόδους ESM. Οι αλγόριθμοι περιγράφουν τη βελτιστοποίηση που γίνεται στο πρώτο στάδιο, όπου η ακρίβεια των μοντέλων περιγραφής δεν λαμβάνεται υπόψη. Παρουσιάζονται λύσεις για βέλτιστη κατανομή ενέργειας, bit, ή και τα δύο.

8.3.1 Μοντέλο περιγραφής C-OFDM συστημάτων

Η έξοδος ενός αποδιαμορφωτή για το k οστό SC σε ένα σύστημα C-OFDM εκφράζεται από τη σχέση:

$$y_k = \sqrt{p_k} H_k s_k + n_k \quad (8.9)$$

όπου H_k είναι το τυχαίο μιγαδικό πολλαπλασιαστικό κέρδος καναλιού, n_k είναι ο προσθετικός μιγαδικός Gaussian θόρυβος με μηδενικό μέσο όρο και διασπορά σ^2 , s_k τα κωδικοποιημένα σύμβολα δεδομένων με μοναδιαία μέση ενέργεια και p_k η ισχύς εκπομπής. Ορίζοντας το $a_k = |H_k|^2 / \sigma^2$ σαν το SNR καναλιού στο k οστό SC το αντίστοιχο SNR στον αποδιαμορφωτή είναι ίσο με $\gamma_k = a_k p_k$. Το ίδιο περιγραφικό μοντέλο χρησιμοποιείται και για γραμμικούς δέκτες MIMO, για το συνολικό ισodύναμο κανάλι όπως ορίζεται στο προηγούμενο κεφάλαιο. Τα αντίστοιχα διανύσματα υποδηλώνονται με έντονα σύμβολα (π.χ. \mathbf{p}, \mathbf{s}).

Όπως αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, οι μέθοδοι μοντελοποίησης ESM υπολογίζουν μια τιμή αποτελεσματικού SNR (*effective SNR*), που συμβολίζεται με γ_i^{eff} , και απεικονίζει την απόδοση ενός συγκεκριμένου κώδικα για τη μετάδοση μιας κωδικολέξης (μέσα στο i οστό πακέτο) μέσω πολλών SCs στην αντίστοιχη AWGN απόδοση με πραγματικό SNR ίσο με το αποτελεσματικό, όπου

$$\gamma_i^{\text{eff}} = \Phi_{M_i}^{-1} \left\{ \frac{1}{N_i} \sum_{k=1}^{N_i} \Phi_{M_i}(\gamma_k) \right\} \quad (8.10)$$

Εδώ, N_i είναι ο αριθμός των συμβόλων που χρησιμοποιούνται στο μπλοκ κώδικα, M_i είναι η τάξη σχηματισμού του i οστού πακέτου και $\Phi_{M_i}(\cdot)$ είναι μια αντιστρέψιμη συνάρτηση. Στην περίπτωση της ESM με βάση την αμοιβαία πληροφορία, [139], [148], η $\Phi_{M_i}(\cdot)$ προκύπτει από την περιορισμένη αμοιβαία πληροφορία. Στην περίπτωση της εκθετικής ESM (EESM), [139], [149], η $\Phi_{M_i}(\cdot)$ προκύπτει από το όριο Chernoff της πιθανότητα σφάλματος. Γενικά, μια τελική απεικόνιση στο παραγόμενο BLER δίνεται από την $B_i^{\text{ESM}}(\gamma_i^{\text{eff}})$, που υλοποιείται συνήθως με ένα LUT καταγραφής της απόδοσης πακέτου σε AWGN. Η παράμετρος i χρησιμοποιείται παντού σαν

δείκτης προσδιορισμού ενός πακέτου με συγκεκριμένη διαμόρφωση, ρυθμό κώδικα και μέγεθος μπλοκ.

8.3.2 Αλγόριθμοι κατανομής ενέργειας

Δύο σενάρια βελτιστοποίησης κατανομής ενέργειας χρησιμοποιούνται ευρέως. Το ένα χρησιμοποιεί έναν περιορισμό συνολικής ενέργειας (*Power Constraint* – PC) και το άλλο χρησιμοποιεί περιορισμό επιθυμητού BLER (*BLER Constraint* – BC). Στο PC σενάριο, στόχος είναι να βρεθεί η κατανομή ενέργειας που ελαχιστοποιεί το BLER με βάση έναν περιορισμό συνολικής ενέργειας, ενώ στο BC σενάριο, στόχος είναι η εύρεση της βέλτιστης κατανομής ενέργειας (ελάχιστη συνολική) που εγγυάται το επιθυμητό BLER. Τα δύο σενάρια είναι δυικά (κάθε λύση του ενός σεναρίου είναι λύση και για το άλλο με διαφορετικές αρχικές συνθήκες), και η επιλογή να χρησιμοποιήσουμε είτε το ένα είτε το άλλο καθορίζεται από τους περιορισμούς και το σχεδιασμό ενός συστήματος.

Για το σενάριο PC, η συνάρτηση Lagrange [150] που αντιστοιχεί στο i στο πακέτο εκφράζεται από τη σχέση

$$J_i(\mathbf{p}) = \frac{1}{N_i} \sum_{k=1}^{N_i} \Phi_{M_i}(a_k p_k) + \lambda \left(\sum_{k=1}^{N_i} p_k - N_i \bar{P} \right) \quad (8.11)$$

Με τον περιορισμό ισχύος να δίνεται αρχικά από τη σχέση

$$\sum_{k=1}^{N_i} p_k = N_i \bar{P} \quad (8.12)$$

Στην (3) το λ δηλώνει τον πολλαπλασιαστή Lagrange και το \bar{P} τον περιορισμό μέσης ισχύος. Για το σενάριο BC, η αντίστοιχη συνάρτηση Lagrange δίνεται από τη σχέση

$$J_i(\mathbf{p}) = \sum_{k=1}^{N_i} p_k + \lambda \left(\frac{1}{N_i} \sum_{k=1}^{N_i} \Phi_{M_i}(a_k p_k) - \Phi_M(\gamma_{i,b}^{\text{eff}}) \right) \quad (8.13)$$

με τον περιορισμό του BLER που αντιστοιχεί σε έναν περιορισμό ενεργού SNR να δίνεται αρχικά από τη σχέση

$$\frac{1}{N_i} \sum_{k=1}^{N_i} \Phi_{M_i}(a_k p_k) = \Phi_{M_i}(\gamma_i^{\text{eff}}) \quad (8.14)$$

όπου το $\gamma_{i,b}^{\text{eff}}$ είναι το απαιτούμενο ισοδύναμο SNR (effective SNR) που πρέπει να έχει το i στο πακέτο για την επίτευξη του επιθυμητού BLER. Παραγωγίζοντας τις (8.11) και (8.13) ως προς p_k και θέτοντας το ίσο με μηδέν, φθάνουμε σε σύστημα N_i

εξισώσεων. Επιλύοντας τες μαζί με τις (8.12) και (8.14), βρίσκουμε τις βέλτιστες τιμές p_k . Ακολούθως δίνεται μια γενική επαναληπτική λύση, παρόμοια με αυτή που προτείνεται στο [151], με κάποιες τροποποιήσεις για ταχύτερη σύγκλιση.

Γενικός επαναληπτικός αλγόριθμος ανάθεσης ενέργειας

Βήμα 1) Αρχικοποίηση ($l=0$): Αρχικοποίησε το διάνυσμα μήκους βήματος $\boldsymbol{\mu}^{(0)}$ (π.χ. $\mu_k^{(0)} = 0.9, k = 1..N_i$) και το διάνυσμα κατανομής ισχύος $\mathbf{p}^{(0)}$ ώστε να ικανοποιείται ο σχετικός περιορισμός:

για το σενάριο PC: $p_k^{(0)} = \bar{P}, k = 1..N_i$.

για το σενάριο BC: οποιαδήποτε λύση της (8.14) (π.χ. $p_k = \gamma_{M_i}^{\text{eff}}/a_k$)

Βήμα 2) Ανανέωση ενέργειας: Ανανέωσε το διάνυσμα κατανομής ενέργειας ($\mathbf{p}^{(l+1)}$):

$$p_k^{(l+1)} = p_k^{(l)} - \mu_k^{(l)} \frac{\partial}{\partial p_k^{(l)}} J_i(\mathbf{p}^{(l)}),$$

όπου το λ^l καθορίζεται από τον περιορισμό.

Για το σενάριο PC: υπάρχουν εκφράσεις κλειστού τύπου (υποθέτοντας ότι η $\Phi_{M_i}(\cdot)$ είναι διαφορίσιμη.

$$\lambda^{(l)} = -\frac{1}{N_i \sum_{k=1}^{N_i} \mu_k^{(l)}} \sum_{k=1}^{N_i} \mu_k^{(l)} \frac{d}{dp_k^{(l)}} \Phi_{M_i}(a_k p_k^{(l)}).$$

Για το σενάριο BC: απαιτείται η λύση της ακόλουθης εξίσωσης (μη πρακτικό όταν είναι μη γραμμική)

$$\sum_{k=1}^{N_i} \Phi_{M_i} \left(a_k p_k^{(l)} - a_k \mu_k^{(l)} \left(1 + \lambda^{(l)} \frac{1}{N_i} \frac{d}{dp_k^{(l)}} \Phi_{M_i}(a_k p_k^{(l)}) \right) \right) = N_i \Phi_{M_i}(\gamma_i^{\text{eff}})$$

Βήμα 3) Ρύθμιση μήκους βήματος: Αν όλα τα στοιχεία του ανανεωμένου διανύσματος ανάθεσης ισχύος είναι θετικά τότε πήγαινε στο βήμα 4. Αλλιώς, για όλα τα $k \mid p_k^{(l+1)} \leq 0$ θέσε

$$\mu_k^{(l)} = \rho p_k^{(l)} \left/ \frac{\partial}{\partial p_k^{(l)}} J_i(\mathbf{p}^{(l)}) \right.,$$

όπου ρ είναι ένας κλιμακωτός παράγοντας μικρότερος της μονάδας.

Βήμα 4) Επανάληψη ή τερματισμός: Αν ο αριθμός επαναλήψεων είναι μικρότερος από το μέγιστο επιτρεπτό όριο και απαιτούνται περισσότερες επαναλήψεις για σύγκλιση, αύξησε το l κατά ένα και πήγαινε στο βήμα 2. Αλλιώς τερμάτισε τη διαδικασία.

8.3.2.1 Κατανομή ενέργειας βασισμένη στην τεχνική EESM

Η συνάρτηση αντιστοίχισης αποτελεσματικού SNR δίνεται από τη σχέση

$$\Phi_M(\gamma) = \exp(-\gamma / \beta_M), \quad (8.15)$$

όπου το β_M είναι μια ρυθμιστική παράμετρος βελτιστοποίησης που εξαρτάται από τον σχήμα διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (Modulation and Coding Scheme - MCS) και το μήκος του μπλοκ κωδικοποίησης. Υπάρχουν αναλυτικές λύσεις και για τις δύο περιπτώσεις:

Και για τα δύο σενάρια, αν $p_k < 0$, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τις συνθήκες Kuhn-Tucker όπου τα αρνητικά στοιχεία του p_k μηδενίζονται και τα υπόλοιπα επαναυπολογίζονται μέχρι όλοι οι όροι να είναι μη αρνητικοί:

$$p_k = \begin{cases} \frac{\beta_{M_i}}{a_k} (\log(a_k) - \lambda_o) & a_k > \exp(\lambda_o) \\ 0, & a_k \leq \exp(\lambda_o) \end{cases} \quad (8.16)$$

όπου για το σενάριο PC το $\lambda_o = \log(\beta_{M_i} N_i \lambda)$ υπολογίζεται έτσι ώστε να ικανοποιεί τον περιορισμό ολικής ισχύος:

$$\lambda_o = \frac{\beta_{M_i} \sum_{k \in S} \log(a_k) / a_k - N_i \bar{P}}{\beta_{M_i} \sum_{k \in S} 1 / a_k} \quad (8.17)$$

ενώ για το σενάριο BC το $\lambda_o = \log(\beta_{M_i} N_i / \lambda)$ και το λ υπολογίζονται ώστε να ικανοποιούν τον περιορισμό αποτελεσματικού SNR,

$$\lambda = \frac{\beta_{M_i} \sum_{k \in S} 1 / a_k}{\exp(-\gamma_i^{\text{eff}} / \beta_{M_i}) - n_z / N_i} \quad (8.18)$$

όπου $S = \{k \mid a_k > \exp(\lambda_o)\}$ και n_z είναι ο αριθμός των p_k που μηδενίζονται.

8.3.2.2 Κατανομή ενέργειας βασισμένη στην μέθοδο MMIB

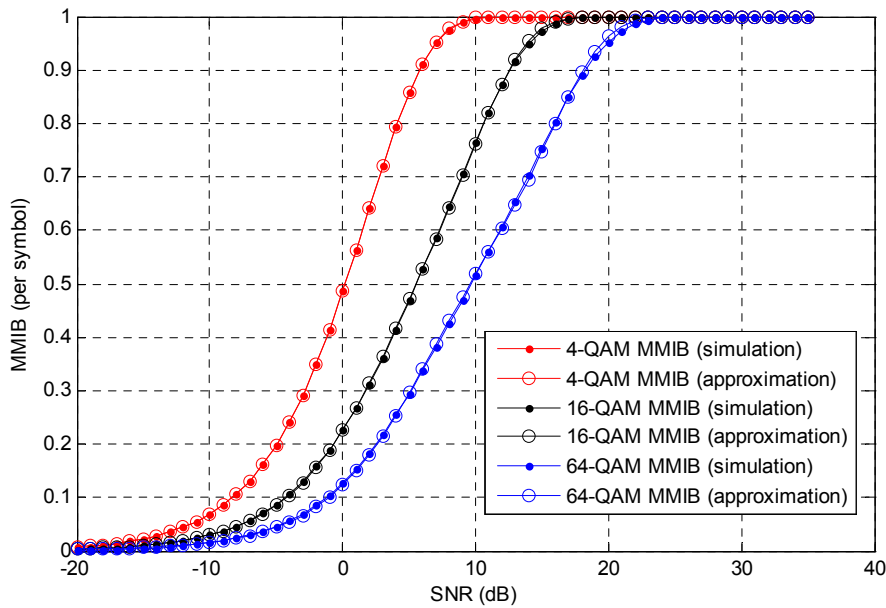
Η αμοιβαία πληροφορία του κωδικοποιημένου bit εξαρτάται από την πραγματική αντιστοίχιση στο σύμβολο κατά τη διαμόρφωση καθώς και από το SNR. Η MMIB για ένα συγκεκριμένο σύμβολο, $I_M(\gamma)$, είναι επίσης συνάρτηση του SNR και ορίζεται από την αμοιβαία πληροφορία ενός συμβόλου. Υποθέτοντας ένα πακέτο συμβόλων που έχουν τον ίδιο σχηματισμό διαμόρφωσης, το MMIB του πακέτου υπολογίζεται τότε από τη σχέση

$$MI_i = \frac{1}{N_i} \sum_{k=1}^{N_i} I_{M_i}(\gamma_k) \quad (8.19)$$

Επομένως είναι αναγκαία η αποτίμηση της $I_M(\gamma)$ για οποιαδήποτε τύπο σχηματισμού διαμόρφωσης M που χρησιμοποιείται στο σύστημα. Προσεγγίζουμε το $I_M(\gamma)$ μέσω μιας παραμετροποιημένης σιγμοειδούς συνάρτησης:

$$I_M(\gamma) \approx 1 - \sum_{m=1}^2 q_{1,m}^{(M)} \exp(-q_{2,m}^{(M)} \gamma) \quad (8.20)$$

όπου τα $q_{1,1}^{(M)}, q_{1,2}^{(M)}, q_{2,1}^{(M)}, q_{2,2}^{(M)}$ παίρνουν μη αρνητικές τιμές, και υπολογίζονται με βάση μια μη-γραμμική προσαρμογή (*non-linear fitting*) της (8.20) στο πραγματικό (υπολογισμένο μέσω προσομοιώσεων) $I_M(\cdot)$. Η κατανομή ενέργειας που βασίζεται στη MMIB υλοποιείται χρησιμοποιώντας τη (8.20) και τον επαναληπτικό αλγόριθμο που περιγράφηκε παραπάνω. Εφόσον η προτεινόμενη προσέγγιση είναι μια κοίλη συνάρτηση του γ και παράλληλα προσεγγίζει σχεδόν τέλεια το αποτέλεσμα της προσομοίωσης (όσο φαίνεται στην Εικ. 8-3) η λύση αναμένεται να είναι πολύ κοντά στη βέλτιστη.



Εικόνα 8-3: Προσεγγιστική καμπύλη και καμπύλη προσομοίωσης της $I_M(\gamma)$ για 4,16 και 64-QAM

8.3.2.3 Ανάθεση ενέργειας με εξίσωση ισοδύναμου SNR

Η ανάθεση ενέργειας με εξίσωση ισοδύναμου SNR (E-SNR) είναι ανάλογη με εκείνη της εξίσωσης του πραγματικού SNR που προτείνεται στο [151] για την ελαχιστοποίηση του BER. Τα p_k υπολογίζονται από τη σχέση

$$p_k = \gamma_{M_i}^{\text{eff}} / a_k \quad (8.21)$$

στο BC σενάριο, ή από την

$$p_k = N_i \bar{P} / a_k \sum_{l=1}^{N_i} \frac{1}{a_l} \quad (8.22)$$

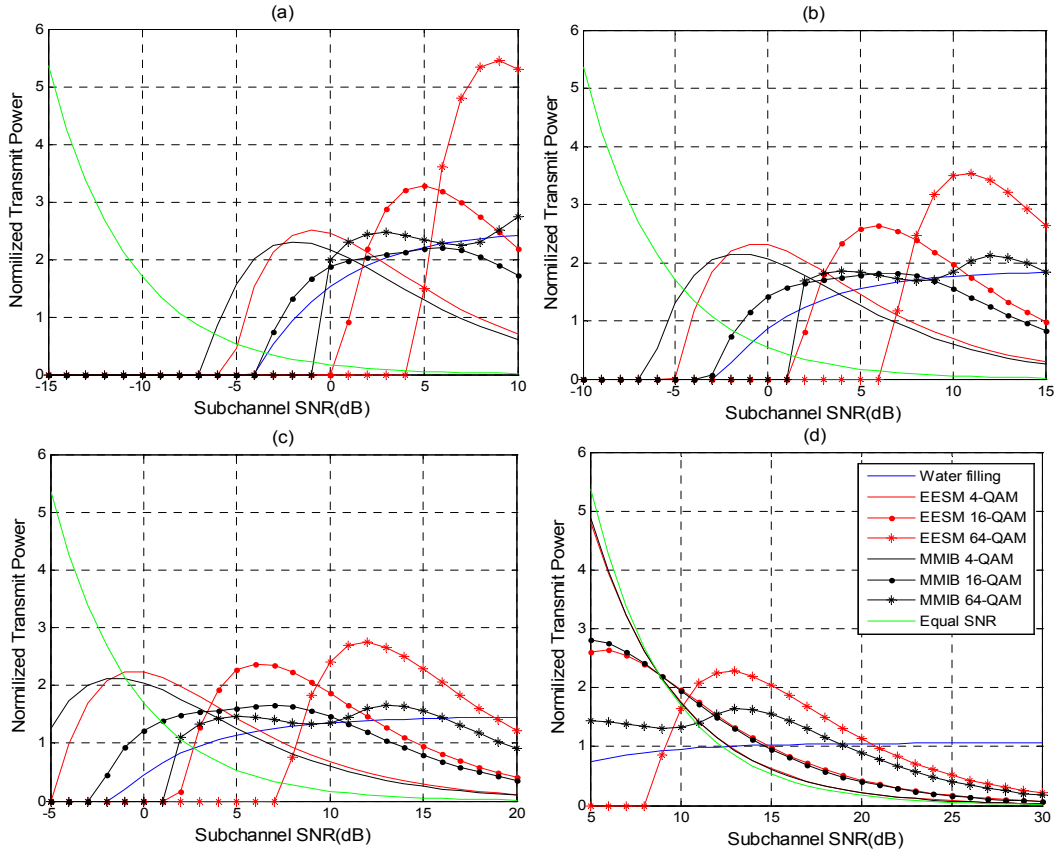
για το PC σενάριο. Το μειονέκτημα αυτού του σχήματος ανάθεσης είναι ότι αρκετή ενέργεια χάνεται στους SCs με μηδενικό φασματικό κέρδος καναλιού. Το πλεονέκτημά της ωστόσο, είναι η χαμηλή του πολυπλοκότητα και το γεγονός ότι μετατρέπει αποτελεσματικά το επιλεκτικό κανάλι εξασθένησης σε ένα μη επιλεκτικό AWGN κανάλι, για το οποίο η απόδοση εκτιμάται εύκολα μέσω του μέσου SNR (χωρίς την ανάγκη μεθόδου ESM) και χωρίς αβεβαιότητα.

8.3.2.4 Χαρακτηριστικά αλγορίθμων κατανομής ενέργειας

Σε αυτή την ομάδα προσομοιώσεων, χρησιμοποιήθηκαν οι ανεπτυγμένοι αλγόριθμοι κατανομής ενέργειας καθώς και ο κλασικός αλγόριθμος Water-Filling (WF) [71]. Στην Εικ. 8-4 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα κατανομής για 25 υποθετικούς SCs. Θέτοντας συγκεκριμένες τιμές SNR που αποσκοπούν να αναπαραστήσουν διαφορετικές καταστάσεις στιγμιότυπων καναλιού, δίνεται μία εποπτική μελέτη του τρόπου ανάθεσης ενέργειας που ακολουθεί κάθε τεχνική ξεχωριστά. Οι τιμές που δίνονται στους 25 SCs είναι διαδοχικές με βήμα 1 dB, έχοντας ως αποτέλεσμα περιοχές SNR των 25dB. Παρουσιάζονται τέσσερις περιπτώσεις, με ελάχιστη τιμή -15, -10, -5 και 5 dB. Τα τέσσερα στιγμιότυπα αυτά του καναλιού καλύπτουν μία μεγάλη περιοχή μέσου SNR.

Στην Εικ. 8-4 παρουσιάζονται και οι τρεις διαφορετικές περιπτώσεις για τις MMIB και EESM, που προκύπτουν με βάση το μέγεθος σχηματισμού. Οι τεχνικές WF και E-SNR είναι ανεξάρτητες από το μήκος σχηματισμού που χρησιμοποιείται, κι επομένως επιδεικνύουν παρόμοια συμπεριφορά για όλα τα σενάρια. Η WF πάντα αναθέτει περισσότερη ενέργεια στους SCs με υψηλό SNR, ενώ το αντίθετο συμβαίνει με την E-SNR. Οι μέθοδοι ESM παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά με την WF όταν οι συνθήκες του καναλιού είναι κακές (βλ. Εικ. 8-4.α) για τον αντίστοιχο σχηματισμό, και παρόμοια με την E-SNR όταν οι συνθήκες του καναλιού είναι καλές (βλ. Εικ. 8-4.β).

Επίσης, τόσο η MMIB, όσο και η EESM μειώνουν την ανάθεση ισχύος όσο το SNR αυξάνεται πέρα από κάποιο όριο που εξαρτάται από το μέγεθος του σχηματισμού και την κατανομή SNR μεταξύ των SCs. Για την περίπτωση της MMIB, αυτή η συμπεριφορά είναι αναμενόμενη καθώς η περιορισμένη στον σχηματισμό αμοιβαία πληροφορία δεν αυξάνει πέραν μιας συγκεκριμένης τιμής SNR, κάνοντας έτσι προτιμότερη την ανάθεση ενέργειας σε SCs με χαμηλότερο SNR.



Εικόνα 8-4: Χαρακτηριστικά σχημάτων κατανομής ισχύος για γνωστές καταστάσεις καναλιού

8.3.3 Ανάθεση Bit βάσει ESM

Η πρόταση αλγόριθμου ανάθεσης bit θα βασιστεί στην γενική λύση του Willink για τον προσδιορισμό της κατανομής bit και ενέργειας [158]. Το πρόβλημα ανάθεσης bit και ενέργειας στο [158] διαιδρήθηκε σε δύο υπο-προβλήματα, αρχικά στον προσδιορισμό της κατανομής των bit (*bit allocation*) υποθέτοντας μια αρχική κατανομή ενέργειας, και στη συνέχεια στον προσδιορισμό της κατανομής ενέργειας (*power allocation*) με βάση την προηγούμενη ανάθεση bit. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται συνεχώς μέχρι να μην παρατηρούνται άλλες αλλαγές στην κατανομή ενέργειας και bit.

Συμβατές τεχνικές ESM είναι εκείνες που επιτρέπουν τους μικτούς σχηματισμούς, δηλαδή

$$\gamma_{\mathbf{M}}^{\text{eff}'} = \Phi_c^{-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N_c} \Phi_{M_k}(\gamma_k) \right) \quad (8.23)$$

όπου η Φ_c^{-1} είναι οποιαδήποτε αντίστροφη συνάρτηση σχετική με τα πακέτα και την επιλογή κωδικοποίησης (ρυθμός, μήκος μπλοκ). Ακολουθώντας τις προδιαγραφές του συστήματος WiMax, οι επιτρεπτοί σχηματισμοί είναι οι 4, 16 και 64-QAM.

Αλγόριθμος ανάθεσης Bit

Βήμα 1) Αρχικοποίηση (επανάληψη $l=0$): Αρχικοποίησε το διάνυσμα ισχύος και το διάνυσμα μεγέθους σχηματισμού \mathbf{M} , π.χ. $p_k = \bar{P}, M_k = M_i$.

Βήμα 2) Ορίζουμε το M_k^+ να είναι το μέγεθος του αμέσως μεγαλύτερου σχηματισμού από το M_k ή και το ίδιο αν το M_k παίρνει τη μεγαλύτερη δυνατή τιμή. Το M_k^- ορίζεται ανάλογα. Έστω ότι $\mathbf{M}_k^+ = [M_1, \dots, M_k^+, \dots, M_N]$ (το \mathbf{M}_k^- ορίζεται ανάλογα).

Υπολόγισε τα διανύσματα \mathbf{D}^+ όπου $D_k^+ = \gamma_{\mathbf{M}_k^+}^{\text{eff}'} - \gamma_{\mathbf{M}}^{\text{eff}'}$ και \mathbf{D}^- με

$$D_k^- = \gamma_{\mathbf{M}_k^-}^{\text{eff}'} - \gamma_{\mathbf{M}}^{\text{eff}'}$$

Υπολόγισε $D_{\max}^+ = \max_k \{D_k^+\}$, $K_{\max}^+ = \arg \max_k \{D_k^+\}$ και D_{\max}^-, K_{\max}^-

ανάλογα.

Βήμα 3) If $D_{\max}^+ + D_{\max}^- > 0$ και $K_{\max}^+ \neq K_{\max}^-$ {

$$M_{K_{\max}^+} = M_{K_{\max}^+}^+ \text{ και } M_{K_{\max}^-} = M_{K_{\max}^-}^- \}$$

Else if K_{\max}^+ equal to K_{\max}^- {

Έστω ότι το $D_{\max 2}^+$ είναι η δεύτερη μεγαλύτερη τιμή και τα $K_{\max 2}^+, D_{\max 2}^-, K_{\max 2}^-$ ορίζονται ανάλογα.

If $D_{\max}^+ + D_{\max 2}^- > D_{\max 2}^+ + D_{\max}^-$ & $D_{\max}^+ + D_{\max 2}^- > 0$ {

$$M_{K_{\max}^+} = M_{K_{\max}^+}^+ \text{ και } M_{K_{\max 2}^-} = M_{K_{\max 2}^-}^- \}$$

Else if $D_{\max 2}^+ + D_{\max}^- > 0$ {

$$M_{K_{\max 2}^+} = M_{K_{\max 2}^+}^+ \text{ and } M_{K_{\max}^-} = M_{K_{\max}^-}^- \}$$

Else {

Finish=True}}

Else {

Finish=True}

Βήμα 4) If (not Finish & $l < \text{MaxIterations}$) {

$l = l + 1$ and goto **Βήμα 2**}

8.3.4 Αποτελέσματα προσομοιώσεων και παρατηρήσεις

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων χωρίζονται σε τρία μέρη, ανάλογα με τους περιορισμούς προσαρμογής. Το πρώτο μέρος είναι για σταθερή ενέργεια ανά SC

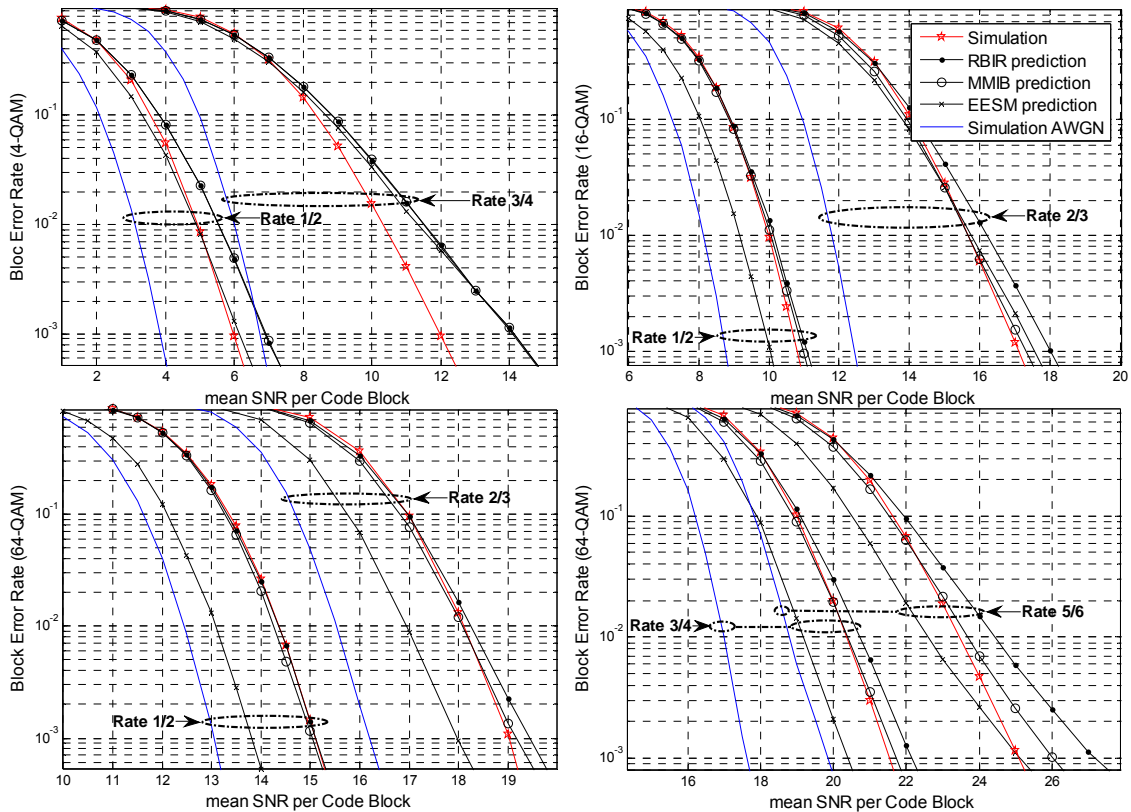
(συμβατό με το WiMax σενάριο) και ανά υποκανάλι, το δεύτερο είναι μόνο για προσαρμογή ενέργειας ανά SC και το τρίτο τόσο για προσαρμογή bit, όσο και για προσαρμογή bit και ενέργειας. Ο λόγος για αυτή τη διάκριση είναι η διερεύνηση των επιπρόσθετων κερδών που επιτεύχθηκαν με τη χαλάρωση των περιορισμών. Σε κάθε μέρος παρουσιάζονται κάποιες χαρακτηριστικές περιπτώσεις απόδοσης για επιλεγμένα MCS. Παρουσιάζονται δύο τύποι αποτελεσμάτων προσομοίωσης: Αρχικά, η μέση απόδοση BLER συγκρίνεται με την εκτίμησή της με βάση τις τεχνικές ESM καθώς και με την απόδοση με επίπεδο κανάλι (AWGN). Από αυτές τις καμπύλες μπορούμε να βγάλουμε τα εξής συμπεράσματα: (α) μπορούμε να διακρίνουμε την υποβάθμιση που προκαλούν οι μεταβολές SNR συγκρίνοντας τις αντίστοιχες του επιπέδου καναλιού και (β) μπορούμε να αποτιμήσουμε την απόδοση πρόβλεψης της τεχνικής ESM συγκρίνοντας με αυτή της εξωμοίωσης. Από πλευράς ανάλυσης απόδοσης σε επίπεδο συστήματος, η διαφορά μεταξύ πραγματικής και εκτιμώμενης για ένα συγκεκριμένο επιθυμητό BLER θα μπορούσε να ερμηνευθεί σαν τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής απόδοσης του συστήματος και εκείνης που προβλέπεται από το αφηρημένο μοντέλο. Το «πραγματικό» σύστημα είναι εκείνο που χρησιμοποιεί ένα κατώφλι SNR για να τηρήσει συγκεκριμένο MCS. Από πλευράς AMC, η ακρίβεια πρόβλεψης είναι μια ένδειξη για την επιτυχημένη χρήση της μεθόδου ESM κατά τον αλγοριθμικό σχεδιασμό. Ωστόσο, η ακρίβεια πρόβλεψης από μόνη της δεν αποκαλύπτει τίποτα για το κέρδος ενέργειας που θα έχουμε με τη χρήση τεχνικών AMC σε σχέση με τις κλασικές μεθόδους κατωφλίων SNR. Για την ποσοτικοποίηση αυτού του κέρδους, ακολουθεί ένα δεύτερο μέρος αποτελεσμάτων προσομοίωσης, το οποίο αποτιμά την ακρίβεια πρόβλεψης και το κέρδος ενέργειας που επιφέρει.

Στις προσομοιώσεις που παρουσιάζονται ακολούθως στόχος είναι η αποτίμηση της απόδοσης συγκεκριμένων επιλογών MCS που χαρακτηρίζουν κάθε φορά ένα πακέτο και της διαδικασίας βελτιστοποίησης μέσω μιας μεθόδου ESM παρά η αποτίμηση της ρυθμιζόμενης απόδοσης του συστήματος σε ρεαλιστικό περιβάλλον. Κάθε σημείο SNR αναπαριστά το μέσο SNR σε κάθε υποκανάλι και όχι το μακροπρόθεσμο μέσο SNR του συστήματος. Αυτό σημαίνει ότι όλα τα στιγμιότυπα του καναλιού έχουν κανονικοποιημένη μέση ισχύ ίση με τη μονάδα. Τα μοντέλα καναλιού που χρησιμοποιήθηκαν είναι το AWGN και το βασικό μοντέλο επιλεκτικής συχνότητας (Baseline PedB) που περιγράφεται στο [139] για WiMax συστήματα. Για την περίπτωση του καναλιού επιλεκτικής συχνότητας, χρησιμοποιήθηκαν 100 διαφορετικά στιγμιότυπα καναλιού με αποστολή 10000 πακέτων για κάθε στιγμιότυπο ξεχωριστά. Χρησιμοποιούνται MCS που καταλαμβάνουν ένα υποκανάλι καλύπτοντας έτσι τη χειρότερη περίπτωση απόδοσης μοντέλων πρόβλεψης. Η τεχνική επιλογής SC για τη δημιουργία υποκαναλιών (*channelization*) επιλέχθηκε σκόπιμα να είναι η PUSC ώστε να είναι εφικτή η αποτίμηση δύσκολων σεναρίων με υψηλές διακυμάνσεις SNR μεταξύ των SC μετάδοσης μέσα σε μια κωδικολέξη.

8.3.4.1 Κατανομή σταθερής ενέργειας και bit

Σε αυτό το σύνολο προσομοιώσεων, υποθέτουμε ανάθεση σταθερής (ομοιόμορφης) ενέργειας και κοινού σχηματισμού ανα SC πακέτου (Constant Bit-Power Loading – C-BPL). Η παραμετροποίηση αυτή, αν και περιοριστική, αποτελεί το βασικό σενάριο λειτουργίας του WiMax. Στην Εικ. 8-5 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης της απόδοσης για τις επιλεγμένα MCS τόσο σε επίπεδο κανάλι (AWGN), όσο και σε κανάλι επιλεκτικής συχνότητας (Ped B).

Συγκρίνοντας τις αποδόσεις προσομοίωσης για την περίπτωση καναλιού επιλεκτικής συχνότητας με εκείνη του επιπέδου καναλιού (AWGN) παρατηρούμε υψηλή υποβάθμιση απόδοσης, ειδικά για τις περιπτώσεις με υψηλούς ρυθμούς κωδικοποίησης. Η χειρότερη υποβάθμιση της απόδοσης παρουσιάζεται στο MCS με σχηματισμό 4-QAM, με ρυθμό κωδικοποίησης $\frac{1}{2}$. Το απαιτούμενο μέσο SNR για την επίτευξη BLER της τάξης του 10^{-3} είναι πάνω από 5 dB μακριά από την περίπτωση του AWGN.

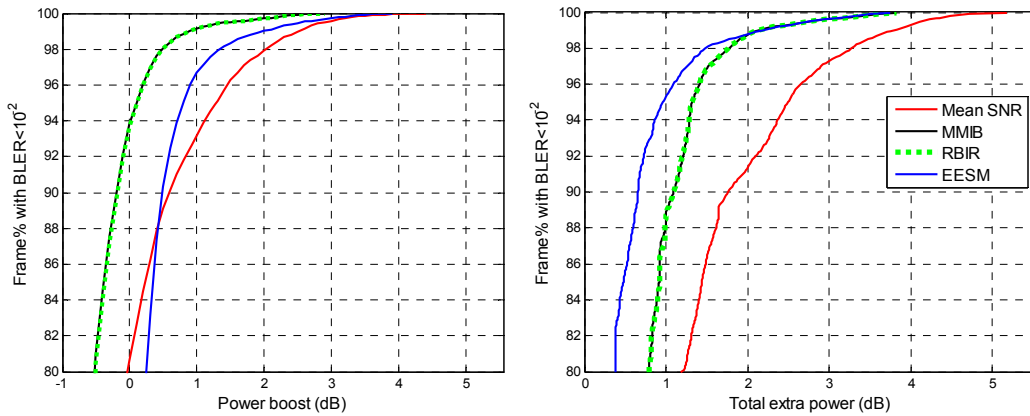


Εικόνα 8-5: Αποτελέσματα αναλυτικής απόδοσης και απόδοσης προσομοίωσης για διάφορες περιπτώσεις πακέτων και C-BPL

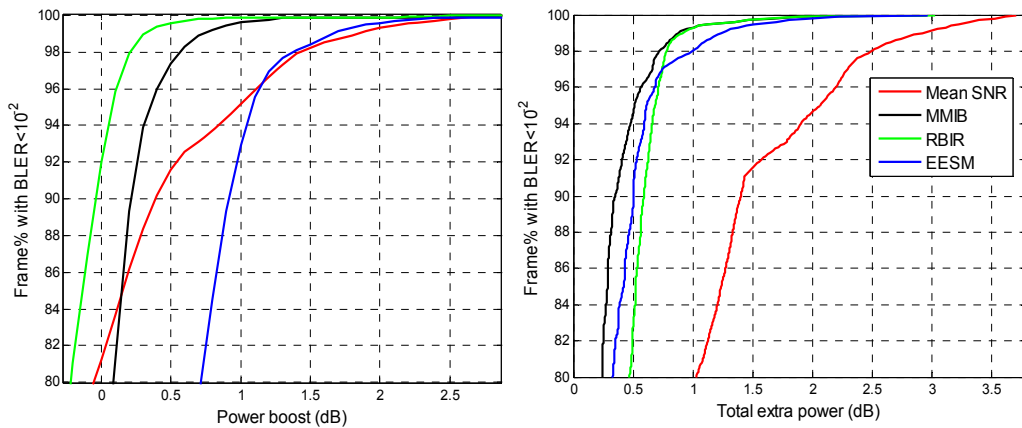
Η περίπτωση AWGN μπορεί να εκληφθεί σαν άνω όριο απόδοσης, καθώς οι CTC κώδικες έχουν βέλτιστη απόδοση σε κανάλια AWGN. Επίσης παρουσιάζονται οι καμπύλες προβλεπόμενης με βάση τις ESM προσεγγίσεις απόδοσης. Οι καμπύλες πρόβλεψης είναι ενδεικτικές της απόδοσης που θα έχει ένα σύστημα που θα επιλέγει

τη χρησιμοποίηση ενός πακέτου βάσει μιας μετρικής ESM. Για παράδειγμα, στην περίπτωση MCS με ρυθμό κωδικοποίησης που ισούται με $\frac{1}{2}$ η πρόβλεψη είναι πολύ καλή σε όλους τους σχηματισμούς για τις EESM και MMIB. Υπάρχει απόκλιση για την RBIR καθώς μεγαλώνει η τάξη σχηματισμού, κάτι αναμενόμενο από τη θεωρία. Επίσης η απόκλιση γίνεται μεγαλύτερη καθώς αυξάνεται ο ρυθμός κωδικοποίησης για όλες τις τεχνικές. Έμφαση πρέπει να δοθεί στο γεγονός ότι οι προβλέψεις ESM βασίζονται σε κάθε στιγμιότυπο του καναλιού. Για παράδειγμα, αν το κανάλι είναι επίπεδο, η πρόβλεψη απόδοσης ακολουθεί επακριβώς την AWGN καμπύλη. Η διαφορά στην εκτίμηση του μέσου BLER μπορεί να ερμηνευτεί σαν η μέση απώλεια ισχύος λόγω του ότι δεν έχουμε τέλειo CLLPE μοντέλο.

Στην Εικ. 8-6, απεικονίζεται η απαραίτητη αύξηση ενέργειας συναρτήσει της προκύπτουσας διαθεσιμότητας $f_{10^{-2}}$ για διάφορες μεθόδους ESM και διαμόρφωση 4-QAM με ρυθμό $\frac{3}{4}$. Επίσης απεικονίζεται η αντίστοιχη απώλεια ενέργειας λόγω αβεβαιότητας. Δηλαδή η συνολική επιπλέον ενέργεια που ξοδεύεται ως προς τη διαθεσιμότητα που επιτυγχάνεται.



Εικόνα 8-6: Απαιτούμενη αύξηση ενέργειας και συνολική επιπλέον ισχύς, 4-QAM, ρυθμός $\frac{3}{4}$

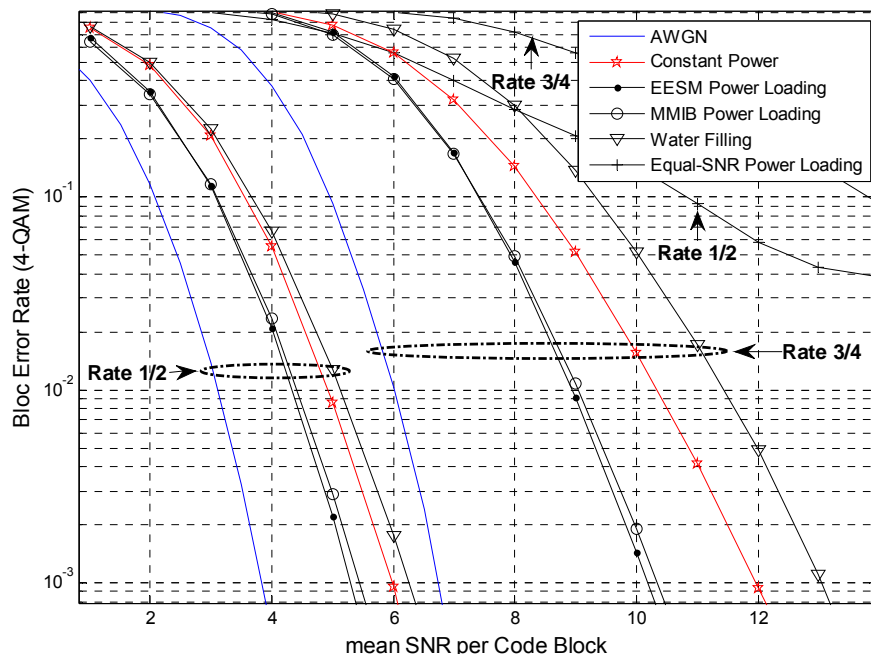


Εικόνα 8-7: Απαιτούμενη αύξηση ενέργειας και συνολική επιπλέον ισχύς, 16-QAM, ρυθμός $\frac{3}{4}$

Για εύρος διαθεσιμότητας της τάξης του 90 με 98% από τη χρήση των μεθόδων ESM, παρατηρείται κέρδος από 1dB μέχρι 1.5dB, σε σχέση με τη κλασική μέθοδο που βασίζεται σε κατώφλι μέσου SNR. Παρομοίως, στην Εικόνα 8-7 υιοθετώντας τις μεθόδους ESM, παρατηρείται πλεόνασμα συνολικών απωλειών ενέργειας από 1 μέχρι 2 dB. Τα παραπάνω αποτελέσματα είναι ενδεικτικά του δυνητικού κέρδους ενέργειας με την υιοθέτηση μεθόδων ESM ακόμη και στην περίπτωση που δεν επιτρέπεται η προσαρμοστικότητα των παραμέτρων μετάδοσης. Για τη χρήση λοιπόν προσεγγιστικών μοντέλων απόδοσης είναι αναγκαία η κατασκευή των καμπωλών της απαιτούμενης αύξησης ενέργειας. Έτσι ανάλογα με την επιθυμητή διαθεσιμότητα της εκάστοτε υπηρεσίας υπολογίζεται και η ελάχιστη ενέργεια πακέτου που θα την εξασφαλίσει.

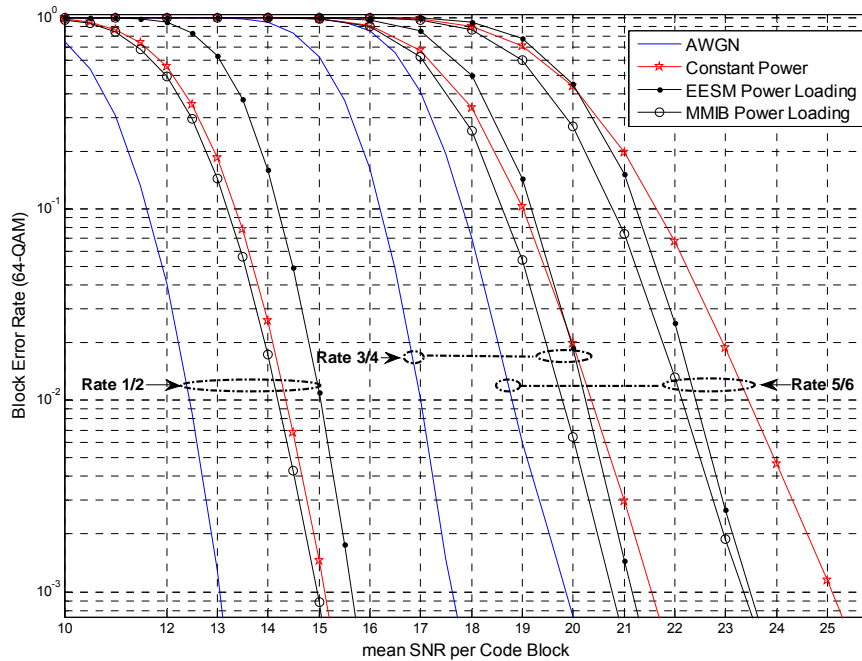
Το κέρδος σε απόδοση αν υιοθετήσουμε πολιτικές κατανομής ενέργειας για διαμόρφωση 4-QAM και ρυθμούς $\frac{1}{2}$ και $\frac{3}{4}$ απεικονίζεται στην Εικόνα 8-8. Το E-SNR εμφανίζει μεγάλη υποβάθμιση της απόδοσης, όπως αναμενόταν, καθώς σπαταλά ενέργεια σε SCs με χαμηλό SNR. Η σχεδόν αντίθετη προσέγγιση, δηλαδή το WF, υποφέρει επίσης από υποβάθμιση απόδοσης σε σχέση με την απλή περίπτωση κατανομής σταθερής ενέργειας. Αυτό συμβαίνει διότι η WF πρέπει να χρησιμοποιείται από κοινού με τον αλγόριθμο ανάθεσης bit ώστε να είναι διακριτό το κέρδος σε απόδοση.

Τα κέρδη που απεικονίζονται από τη χρήση μεθόδων ESM, κυμαίνονται από 1 μέχρι 1.8 dB με βάση το ρυθμό κωδικοποίησης.

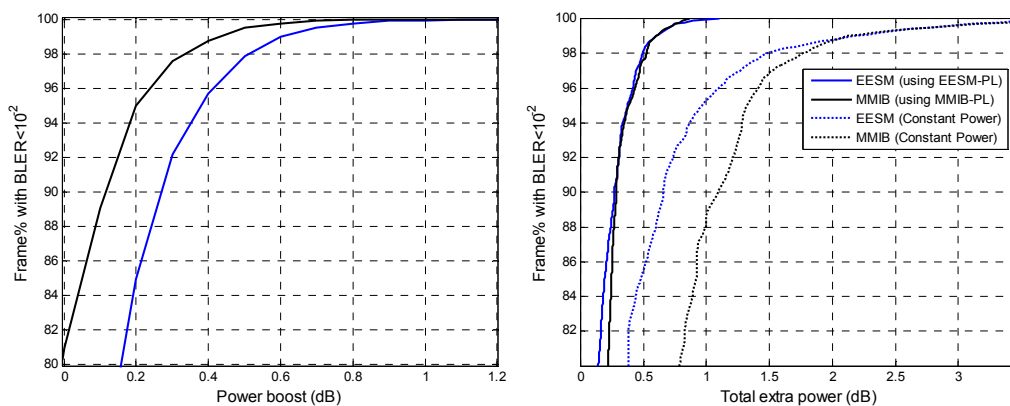


Εικόνα 8-8: Αποτελέσματα απόδοσης προσομοίωσης και αναλυτική απόδοση για διαμόρφωση 4-QAM, και ρυθμούς $\frac{1}{2}$ και $\frac{3}{4}$ για διάφορες περιπτώσεις προσαρμογής ισχύος

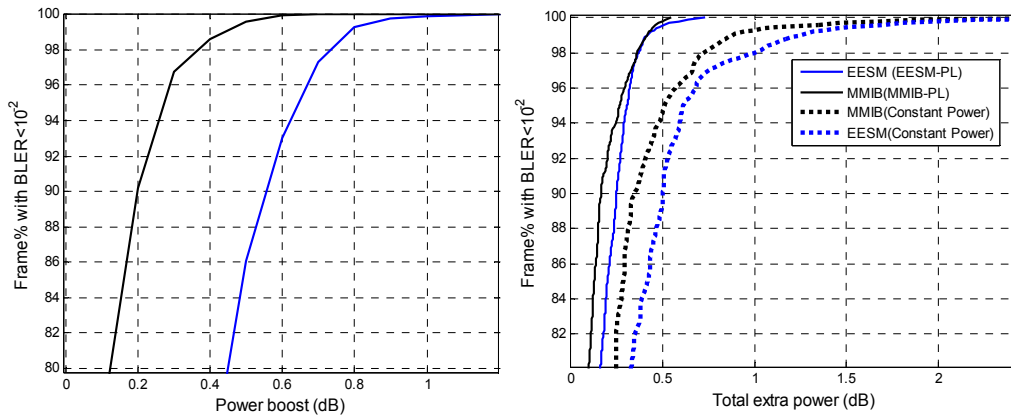
Στην Εικόνα 8-9 απεικονίζεται το κέρδος σε απόδοση αν υιοθετήσουμε μεθόδους ESM κατανομής ενέργειας για σχηματισμό 64-QAM και ρυθμούς $\frac{1}{2}$, $\frac{3}{4}$ και $\frac{5}{6}$. Είναι εμφανές ότι η μέθοδος MMIB υπερτερεί της EESM, ενώ το κέρδος αυξάνεται όσο η κωδικοποίηση γίνεται ασθενέστερη και δε μπορεί να διαχειριστεί τις διακυμάνσεις του SNR στο κανάλι. Μάλιστα η απόδοση της EESM στην περίπτωση ρυθμού $\frac{1}{2}$ είναι στην πραγματικότητα χειρότερη από την περίπτωση κατανομής σταθερής ισχύος. Αυτό είναι ένα πρόβλημα που σχετίζεται με την ακρίβεια μοντελοποίησης.



Εικόνα 8-9: Αποτελέσματα απόδοσης προσομοίωσης και αναλυτική απόδοση για διαμόρφωση 64-QAM, και ρυθμούς $\frac{1}{2}$, $\frac{3}{4}$ και $\frac{5}{6}$ για διάφορες περιπτώσεις AMC



Εικόνα 8-10: Απαιτούμενη αύξηση ισχύος και συνολική επιπλέον ισχύος για 4-QAM, ρυθμό $\frac{3}{4}$

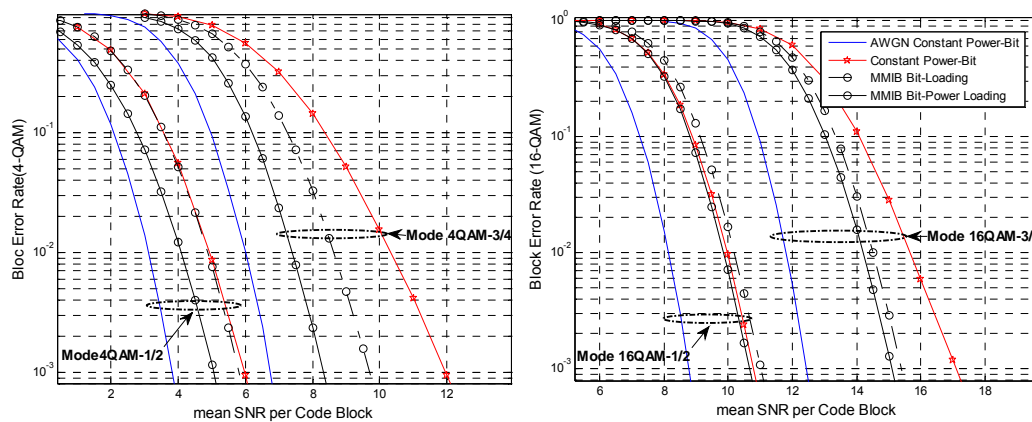


Εικόνα 8-11: Απαιτούμενη αύξηση ισχύος και συνολική επιπλέον ισχύος για 16-QAM, ρυθμό $\frac{3}{4}$

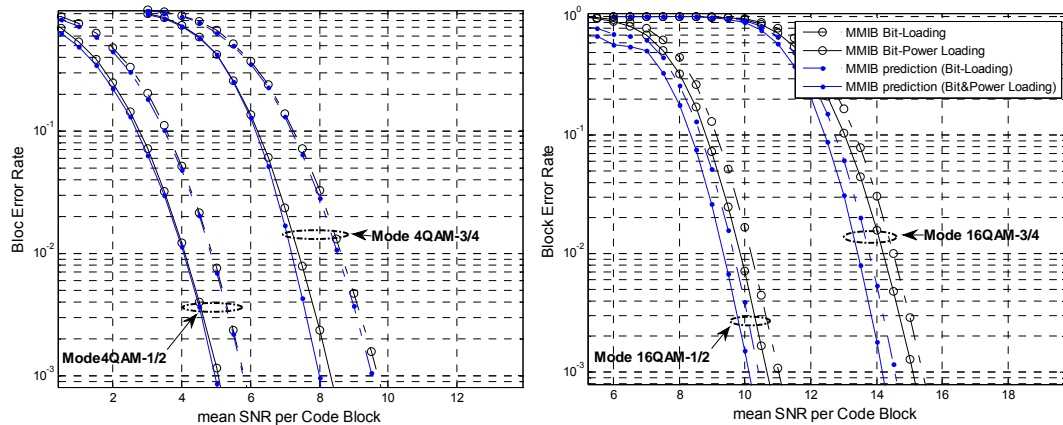
Στις Εικόνες 8-10 και 8-11 παρουσιάζονται η απαιτούμενη ενίσχυση σε σχέση με τη διαθεσιμότητα για $BLER=10^{-2}$ και η συνολική απώλεια επιπλέον ενέργειας για τους αλγόριθμους κατανομής ενέργειας MMIB-PL και EESM-PL, με ρυθμό κωδικοποίησης $\frac{3}{4}$ και σχηματισμούς 4-QAM και 16-QAM αντίστοιχα. Σχεδιάζεται επίσης και η καμπύλη σταθερής κατανομής ως μέτρο σύγκρισης. Παρατηρούμε ότι η συνολική απώλεια ενέργειας λόγω αβεβαιότητας μειώθηκε σε σχέση με εκείνη της σταθερής ανάθεσης. Αυτό σημαίνει ότι έχουμε καλύτερη πρόβλεψη απόδοσης στο δεύτερο στάδιο όταν έχει χρησιμοποιηθεί αλγόριθμος κατανομής ενέργειας στο πρώτο. Επομένως, το συνολικό κέρδος από τη χρήση αλγορίθμων κατανομής ισχύος είναι διπλός. Προέρχεται και από την βελτιστοποίηση κατανομής ενέργειας του πρώτου σταδίου αλλά και από την μείωση αβεβαιότητας της πρόβλεψης του δεύτερου

8.3.4.2 Ανάθεση Bit και Ενέργειας

Σε αυτό το σύνολο αποτελεσμάτων προσομοίωσης χρησιμοποιούμε τον προτεινόμενο αλγόριθμο ανάθεσης bit και ενέργειας που βασίζεται στο κριτήριο MMIB, καθώς είναι και το μόνο που υποστηρίζει μικτούς σχηματισμούς.



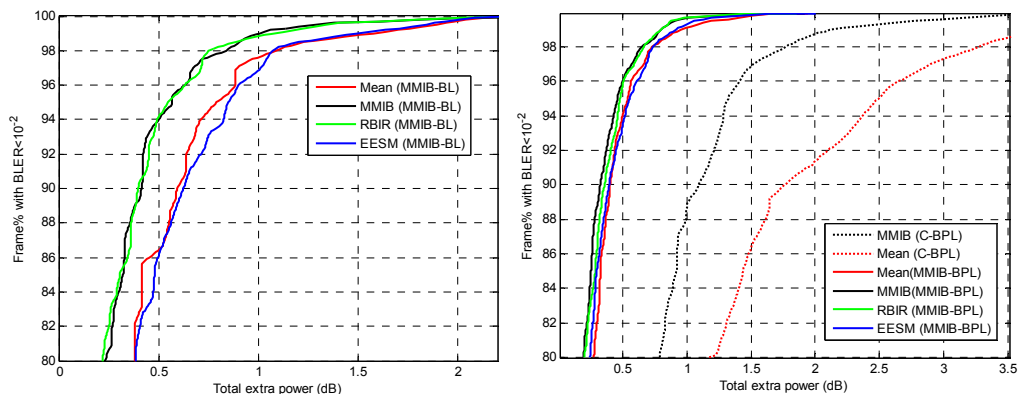
Εικόνα 8-12: Αποτελέσματα προσομοιώσεων για 4-QAM και 16-QAM, ρυθμούς $\frac{1}{2}$ και $\frac{3}{4}$ για την απόδοση των αλγορίθμων MMIB-BL και MMIB-BPL συγκριτικά με τους C-BPL και AWGN



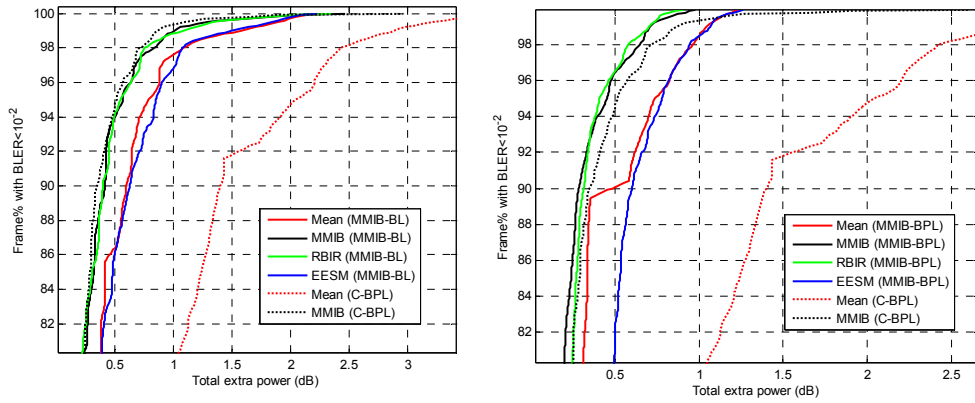
Εικόνα 8-13: Αποτελέσματα απόδοσης πρόβλεψης για MCS με 4-QAM και 16-QAM, και ρυθμούς $\frac{1}{2}$ και $\frac{3}{4}$ με τη χρήση αλγορίθμων MMIB-BL και MMIB-BPL

Στην 8-12 απεικονίζεται η απόδοση τεσσάρων MCS με τη χρήση των αλγορίθμων MMIB-BL και MMIB-BPL. Το μέγεθος σχηματισμού που αναγράφεται είναι εκείνο των αρχικών πακέτων με αντίστοιχο ρυθμό και μήκος μπλοκ κωδικοποίησης. Πακέτα που χρησιμοποιούν διαμόρφωση 64-QAM δε μπορούν να χρησιμοποιηθούν με τους προτεινόμενους αλγόριθμους ανάθεσης bit καθώς υποθέτουμε ότι ένα μεγαλύτερο μέγεθος διαμόρφωσης δεν υποστηρίζεται (η εκχώρηση bit θα παρέμενε ως έχει). Ενώ το κέρδος σε απόδοση για τις περιπτώσεις 4-QAM (ρυθμός $\frac{1}{2}$ και $\frac{3}{4}$) και 16-QAM (ρυθμός $\frac{3}{4}$) συμπεριφέρεται όπως ήταν αναμενόμενο, αυτό δε συμβαίνει για την περίπτωση 16-QAM (ρυθμός $\frac{1}{2}$), όπου η απόδοση είναι οριακά χειρότερη και οριακά καλύτερη από του C-BPL από τη χρήση του MMIB-BL και του MMIB-BPL αντίστοιχα. Αυτή η συμπεριφορά υποδεικνύει ένα πρόβλημα ακρίβειας του μοντέλου.

Η Εικ. 8-13 παρουσιάζει την πραγματική απόδοση των δύο αλγορίθμων συγκριτικά με την εκτιμώμενη. Είναι φανερό ότι η ακρίβεια χειροτερεύει για την περίπτωση πακέτων με σχηματισμό 16-QAM. Αυτή η αστοχία στην ακρίβεια του μοντέλου απεικονίζεται επίσης και στις γραφικές παραστάσεις της συνολικής απώλειας επιπλέον ισχύος στις Εικόνες 8-15 και 8-16.



Εικόνα 8-14: Απαιτούμενη αύξηση ισχύος και συνολική επιπλέον ισχύος για διαμόρφωση 4-QAM, ρυθμό $\frac{3}{4}$



Εικόνα 8-15: Απαιτούμενη αύξηση ισχύος και συνολική επιπλέον ισχύς για διαμόρφωση 16-QAM, ρυθμό $\frac{3}{4}$

Συγκριτικά με την περίπτωση που έχουμε μόνο κατανομή ενέργειας η αβεβαιότητα αυξάνεται οριακά. Τα αποτελέσματα υποδεικνύουν ότι χρειάζεται να υλοποιηθούν βήματα διόρθωσης (calibration) για την περίπτωση χρήσης μικτών διαμορφώσεων ώστε να εκμεταλλευθούμε πλήρως τα πιθανά κέρδη ισχύος επιτρέποντας τη χρήση ανάθεσης bit και ενέργειας.

8.4 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε ένα γενικό πλαίσιο για τον σχεδιασμό αλγορίθμων AMC, χρησιμοποιώντας τα προαναφερθέντα προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης. Ορίστηκαν κατάλληλες μετρικές για την ποσοτικοποίηση της σπατάλης ενέργειας που επιφέρει η χρήση προσεγγιστικών (αντί των ιδανικών) μοντέλων περιγραφής.

Προτάθηκαν αλγόριθμοι ανάθεσης ενέργειας που βασίζονται σε δύο κατηγορίες μεθόδων ESM: η μία βασίζεται στην αμοιβαία πληροφορία (MMIB) και η άλλη στο όριο Chernoff της πιθανότητας σφάλματος (EESM), για συστήματα τόσο με περιορισμούς ισχύος όσο και με περιορισμούς BLER. Δόθηκε επίσης μια περιληπτική σύνοψη των πλεονεκτημάτων και των μειονεκτημάτων σε σχέση με την πολυπλοκότητα και το κέρδος σε απόδοση που επιφέρουν οι δύο αλγοριθμικές κλάσεις. Οι αλγόριθμοι ανάθεσης ενέργειας με βάση τη τεχνική EESM εμφανίζουν χαμηλή πολυπλοκότητα (λύσεις κλειστού τύπου) και για τα δύο σενάρια, PC και BC. Για τον αλγόριθμο που βασίζεται στον MMIB απαιτείται μια επαναληπτική μέθοδος. Η αποτίμηση της απόδοσης υποδεικνύει ότι οι αλγόριθμοι που βασίζονται στην MMIB υπερτερούν οριακά εκείνων που βασίζονται στην EESM, για το σενάριο που παρουσιάστηκε με βάση ένα 802.16 συμβατό σύστημα.

Συμπερασματικά, η υιοθέτηση της EESM σε σχέση με την MMIB για τη ανάθεση ενέργειας είναι ξεκάθαρα προτιμότερη, καθώς το οριακό κέρδος σε απόδοση με τη χρήση της MMIB δε δικαιολογεί την επιπλέον πολυπλοκότητα. Αυτό δεν ισχύει στην περίπτωση που χρησιμοποιείται επιπλέον η φόρτωση bit, καθώς μόνο η τεχνική MMIB ESM υποστηρίζει μικτούς σχηματισμούς.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

Προσαρμοστική Διαμόρφωση με Καθυστέρηση Ανατροφοδότησης

9.1 Εισαγωγή

Η διατήρηση παροχής υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε σενάρια υψηλής κινητικότητας των χρηστών είναι μία από τις σημαντικότερες προκλήσεις των ασύρματων συστημάτων επόμενης γενιάς. Ένα από τα πολλά ζητήματα που προκύπτουν σε τέτοια σενάρια είναι η μελέτη του τρόπου προσαρμογής των παραμέτρων μετάδοσης χρησιμοποιώντας *παρωχημένη πληροφορία καναλιού (outdated CSI)*. Το πρόβλημα της παρωχημένης πληροφορίας καναλιού όμως δεν περιορίζεται μόνο σε σενάρια μεγάλης κινητικότητας χρηστών. Ο τρόπος υλοποίησης και χρήσης του καναλιού ανατροφοδότησης μπορεί επίσης να ευθύνεται για την ενδεχόμενη καθυστέρηση. Η συνήθης υπόθεση μοντελοποίησης ακαριαίας ανατροφοδότησης (μηδενική καθυστέρηση) ή της ανά-frame διαθεσιμότητας της πληροφορίας καναλιού για όλες τις ενεργές συνδέσεις, είναι σενάρια μη ρεαλιστικά. Σε ένα ρεαλιστικό σύστημα, είτε μπορεί να θεωρηθεί ότι υπάρχει ένα κανάλι ανατροφοδότησης που δεσμεύει ένα μέρος του συνολικού εύρους του συστήματος (που χρησιμοποιείται από όλους τους χρήστες), είτε ένα μέρος του δεσμευμένου εύρους κάθε διασύνδεσης, όταν δεσμεύεται για κάθε μία ξεχωριστά. Και στις δύο περιπτώσεις, είναι αναγκαία μία στρατηγική ανατροφοδότησης που λαμβάνει υπόψη τις ιδιαιτερότητες και τους περιορισμούς του κάθε σεναρίου για τη μεγιστοποίηση της ρυθμαπόδοσης και την εγγύηση της ποιότητας υπηρεσίας για κάθε διασύνδεση. Σε κάθε περίπτωση, είτε για τον σχεδιασμό αποδοτικών στρατηγικών ανατροφοδότησης, είτε τον σχεδιασμό αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης, είναι αναγκαία η ύπαρξη μοντέλου απόδοσης σε επίπεδο συνδέσμου, παραμετροποιημένου και ως προς το χρόνο καθυστέρησης παροχής-χρησιμοποίησης της πληροφορίας ανατροφοδότησης.

Χρησιμοποιώντας τις μεθόδους ισοδύναμης απεικόνισης SNR, η καθυστέρηση ανατροφοδότησης επιβάλλει την αντιμετώπιση του ισοδύναμου SNR στον δέκτη ως τυχαία μεταβλητή. Έτσι λοιπόν, σε αυτό το κεφάλαιο υπολογίζεται η στατιστική περιγραφή του αποδοτικού SNR στον δέκτη, αναγκαία για τον χαρακτηρισμό της απόδοσης. Χρησιμοποιείται για το σκοπό αυτό η EESM καθώς και η MMIB τεχνική. Ως παράδειγμα χρήσης των παραγομένων στατιστικών περιγραφών, υπολογίζεται το outage ισοδύναμο SNR στο δέκτη βάσει της πληροφορίας ανατροφοδότησης, έτσι ώστε να είναι εγγυημένη η ποιότητα υπηρεσίας κάτω από ρεαλιστικά σενάρια καθυστέρησης.

Προσαρμοστική διαμόρφωση με χρησιμοποίηση πρόβλεψης του καναλιού στον δέκτη είχε μελετηθεί στο [159], αλλά δεν κάλυπτε συστήματα που χρησιμοποιούν

κώδικα καναλιού. Μια ακόμη καινοτόμος τεχνική βασισμένη στην πρόβλεψη του καναλιού και στη βέλτιστη μετατόπιση κατωφλίων είχε παρουσιαστεί στο [160]. Ο Rhee [161] έδωσε λύση με τη βοήθεια ενός auto-regressive μοντέλου. Το μειονέκτημα της είναι το μέγεθος της μνήμης που απαιτείται για την εκτίμηση του καναλιού. Στο [162], προτείνεται μια εύρωστη τεχνική προσαρμοστικής διαμόρφωσης σε περιβάλλον με καθυστέρηση ανατροφοδότησης. Η πληροφορία καναλιού της τωρινής χρονικής περιόδου χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της υπο-συνθήκης πυκνότητας πιθανότητας της τιμής του SNR στον δέκτη μιας επόμενης χρονικής περιόδου, και με τη βοήθειά της, ο αναμενόμενος ρυθμός λάθους πλαισίου της επόμενης περιόδου. Έτσι, το κατάλληλο MCS μπορεί να προσδιοριστεί.

Όλες οι προηγούμενες προσεγγίσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συστήματα με κωδικοποιητή καναλιού μόνο όταν το κανάλι στα διαφορετικά σύμβολα που αποτελούν μια κωδική λέξη είναι επίπεδο. Σε αυτά τα συστήματα το μέσο SNR είναι αρκετό για τον προσδιορισμό της απόδοσης του συστήματος. Η προτεινόμενη προσέγγιση σε αυτό το κεφάλαιο επεκτείνει προηγούμενες εργασίες για περιπτώσεις που δεν ισχύει η υπόθεση του επίπεδου SNR μέσα στην κωδική λέξη. Αυτό επιτυγχάνεται όπως προαναφέρθηκε με τον υπολογισμό της στατιστικής περιγραφής της χρησιμοποιούμενης μετρικής ESM στο δέκτη. Οι απλοποιημένες εκφράσεις που δίδονται μπορούν να χρησιμοποιηθούν και στην περίπτωση του επίπεδου καναλιού, παρέχοντας εναλλακτικά εργαλεία από αυτά που είδη έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία [162], χωρίς την ανάγκη πολύπλοκων υπολογισμών.

9.2 Αποδοτικό SNR με παρωχημένη πληροφορία καναλιού

9.2.1 Περιγραφή μοντέλου

Επαναλαμβάνοντας την βασική εξίσωση της περιγραφής της εισόδου στο δέκτη ενός συστήματος COFDM για τον κ-στο SC:

$$y_k = \sqrt{p_k} h_k s_k + n_k, \quad (9.1)$$

όπου h_k είναι το μιγαδικό μηδενικής μέσης τιμής Γκαουσιανό πολλαπλασιαστικό κέρδος καναλιού με διασπορά σ_h^2 , n_k ο μιγαδικός μηδενικής μέσης τιμής Γκαουσιανός προσθετικός θόρυβος με διασπορά σ_w^2 , s_k είναι το κωδικοποιημένο σύμβολο κανονικοποιημένης ισχύος και p_k η ισχύς μετάδοσης. Το αντίστοιχο SNR ισούται με $\gamma_k = p_k |h_k|^2 / \sigma_w^2$. Οι βασικές υποθέσεις στο υπο-εξέταση σενάριο είναι CSI παρωχημένο στον πομπό και τέλεια γνωστό στον δέκτη. Η στατιστική περιγραφή της μεταβολής του καναλιού ακολουθεί το μοντέλο Jakes [163]. Έστω h_k^t και $h_k^{t+\tau}$ το κέρδος του καναλιού στον SC κ τις χρονικές στιγμές t και $t+\tau$ αντίστοιχα. Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης δίνεται από $E \left[h_k^t (h_k^{t+\tau})^* \right] = \sigma_h^2 J_0(2\pi f_{\max} \tau)$, όπου $J_0(\cdot)$

είναι η μηδενικής τάξης συνάρτηση Bessel πρώτης τάξης και f_{\max} η μέγιστη συχνότητα μετατόπισης Doppler. Δεσμευμένη στο h_k^t , το $h_k^{t+\tau}$ είναι Γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή με μέση τιμή ρh_k^t και διασπορά $\sigma_\tau^2 = (1 - \rho^2)\sigma_h^2$ όπου

$$\rho = \frac{E\left[h_k^t (h_k^{t+\tau})^*\right]}{\sigma_h^2} = J_0(2\pi f_{\max} \tau) \quad (9.2)$$

είναι ο συντελεστής συσχέτισης μεταξύ των h_k^t και $h_k^{t+\tau}$. Ορίζουμε το επίπεδο θορύβου του καναλιού να είναι ίσο με $\sigma_h^2 / \sigma_\tau^2 = 1 / (1 - \rho^2)$. Κάτω από αυτές τις προϋποθέσεις, αφού $h_k^{t+\tau} | h_k^t \sim CN(\rho h_k^t, \sigma_\tau^2)$, το $|h_k^{t+\tau}|^2$ ακολουθεί μία noncentral chi-square κατανομή με

$$P\left(|h_k^{t+\tau}|^2 = x | h_k^t\right) = \frac{1}{\sigma_\tau^2} e^{-\left(\rho^2 |h_k^t|^2 + x\right) / \sigma_\tau^2} I_0\left(2\sqrt{\frac{\rho^2 |h_k^t|^2 x}{\sigma_\tau^4}}\right) \quad (9.3)$$

και συσσωρευτική κατανομή πιθανότητας που ισούται με

$$P\left(|h_k^{t+\tau}|^2 = x | h_k^t\right) = 1 - Q_1\left(\sqrt{\frac{2\rho^2 |h_k^t|^2}{\sigma_\tau^2}}, \sqrt{\frac{2x}{\sigma_\tau^2}}\right) \quad (9.4)$$

όπου $I_0(\cdot)$ είναι η μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους, και Q_1 η γενικευμένη Marcum-Q συνάρτηση πρώτης τάξης. Ο έλεγχος της διακοπής λειτουργίας (outage probability) απαιτεί, είτε με τον υπολογισμό του outage για μία δοθείσα τιμή του SNR, είτε υπολογίζοντας το SNR για μία συγκεκριμένη τιμή outage. Και στις δύο περιπτώσεις εμπεριέχεται ο υπολογισμός τιμών της Marcum-Q συνάρτησης, ένας μη πρακτικός υπολογισμός για ρεαλιστικά συστήματα.

9.2.2 Στατιστική περιγραφή ισοδύναμου SNR

Όπως περιγράψαμε στο κεφάλαιο 6, οι μέθοδοι ESM υπολογίζουν μια τιμή ισοδύναμου SNR, ονομαστικά γ_i^{eff} , που αντιστοιχεί την απόδοση μετάδοσης (για το i στο πακέτο) πάνω από ένα υποσύνολο SCs με διαφορετικό κέρδος καναλιού στην αντίστοιχη AWGN (επίπεδο κανάλι) απόδοση, όπου

$$\gamma_i^{\text{eff}} = \Phi_{M_i}^{-1}\left\{\frac{1}{N_i} \sum_{k=1}^{N_i} \Phi_{M_i}(\gamma_k)\right\}. \quad (9.5)$$

Εδώ, N_i είναι ο αριθμός των συμβόλων που χρησιμοποιήθηκαν σε ένα κωδικοποιημένο μπλοκ, M_i είναι η τάξη σχηματισμού διαμόρφωσης του i στού πακέτου και $\Phi_{M_i}(\cdot)$ μια αυστηρά αντιστρέψιμη συνάρτηση, η οποία έχει βαρύνουσα σημασία για τη μεθοδολογία.

Για τη μέθοδο EESM, έχουμε:

$$\Phi_M(\gamma) = \exp(-\gamma / \beta_M) \quad (9.6)$$

όπου η β_M είναι μια παράμετρος στάθμισης για βελτιστοποίηση απόδοσης που εξαρτάται από την επιλογή σχηματισμού διαμόρφωσης και παραμέτρων κωδικοποίησης (MCS).

Η αμοιβαία πληροφορία (MI) εξαρτάται από το SNR και τον τρόπο αντιστοίχισης των κωδικοποιημένων bit στα σύμβολα διαμόρφωσης. Η MMIB για ένα συγκεκριμένο σύμβολο $I_M(\gamma)$ είναι συνάρτηση του SNR και ορίζεται ως η μέση αμοιβαία πληροφορία όλων των bit ενός συμβόλου. Στο Κεφάλαιο 8 προσεγγίσαμε την $I_M(\gamma)$ μέσω μιας παραμετροποιημένης σιγμοειδούς συνάρτησης:

$$I_M(\gamma) \approx 1 - \sum_{m=1}^2 q_{1,m}^{(M)} \exp(-q_{2,m}^{(M)} \gamma) \quad (9.7)$$

όπου τα $q_{1,m}^{(M)}, q_{2,m}^{(M)}$ παίρνουν διαφορετικές πραγματικές μη αρνητικές τιμές ανά τύπο διαμόρφωσης, και υπολογίστηκαν με βάση τη μη γραμμική προσαρμογή της (9.7) στο πραγματικό $I_M(\cdot)$. Η μέθοδος ESM με βάση το κριτήριο MMIB μπορεί να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας την

$$\Phi_M(\gamma) = 1 - I_M(\gamma) \quad (9.8)$$

αντί της απευθείας χρήσης του $I_M(\gamma)$. Με αυτόν τον τρόπο, εκφράζουμε το $\Phi_M(\gamma)$ τόσο για το κριτήριο EESM όσο και για το MMIB ως:

$$\Phi_M(\gamma) = \sum_{m=1}^2 c_{1,m}^{(M)} \exp(-c_{2,m}^{(M)} |h_k|^2) \quad (9.9)$$

όπου για το EESM

$$c_{1,1}^{(M)} = 1, c_{2,1}^{(M)} = p_k / \beta_M \sigma_w^2, \text{ και } c_{i,2}^{(M)} = 0 \quad (9.10)$$

και για το MMIB

$$c_{1,m}^{(M)} = q_{1,m}^{(M)} \text{ και } c_{2,m}^{(M)} = p_k q_{1,m}^{(M)} / \sigma_w^2. \quad (9.11)$$

Όταν χρησιμοποιούνται γειτονικοί SCs για την αποστολή ενός πακέτου (λειτουργία AMC) και το μήκος πακέτου δεν υπερβαίνει το εύρος συνοχής συχνότητας του καναλιού, μπορούμε να ισχυριστούμε ότι οι SCs είναι τόσο συσχετισμένοι όπου

$$\gamma_i^{\text{eff}} = \gamma_k \quad (9.12)$$

για οποιοδήποτε k . Έτσι η πιθανότητα outage μπορεί να υπολογιστεί με τη χρήση της (9.12).

Όταν το δίκτυο είναι σε λειτουργία AMC αλλά ένα πακέτο χρησιμοποιεί και απομακρυσμένα υπο-κανάλια (σε σχέση με το εύρος συνοχής συχνότητας), ή όταν το σύστημα χρησιμοποιεί μια λειτουργία ανάθεσης πόρων που στοχεύει στην εκμετάλλευση της ποικιλομορφίας (π.χ. λειτουργία PUSK/FUSK για WiMax), όπου κάθε ξεχωριστό κέρδος SC μπορεί να λογιστεί ως στατιστικά ανεξάρτητο από τα υπόλοιπα, τότε χρειάζεται να υπολογίσουμε τη στατιστική περιγραφή της τυχαίας μεταβλητής

$$y_{M_i} = \frac{1}{N_i} \sum_{k=1}^{N_i} \Phi_{M_i}(\gamma_k) \quad (9.13)$$

Στην λειτουργία AMC, το N_i προσδιορίζει τον αριθμό του συνόλου SCs με στατιστικά ανεξάρτητα κέρδη ενώ σε λειτουργία PUSK/FUSK το συνολικό αριθμό SCs μέσα σε ένα πακέτο.

Για το άθροισμα ενός σαφώς μεγάλου αριθμού τέτοιων τυχαίων παραμέτρων, δικαιολογείται η χρήση του Κεντρικού Οριακού Θεωρήματος. Στο παράρτημα του κεφαλαίου παρουσιάζεται ο υπολογισμός των κατάλληλων όρων για τον υπολογισμό της μέσης τιμής και της διακύμανσης της (9.13), ικανών για τη στατιστική περιγραφή μιας Γκαουσιανής τυχαίας μεταβλητής.

Ως παράδειγμα παραθέτουμε την περίπτωση της τεχνικής EESM, όπου χρησιμοποιώντας τις (9.10) και (9.25) έχουμε:

$$E[\Phi_M(\gamma)] = \frac{1}{1 + \sigma_\tau^2 p_k / \beta_M \sigma_w^2} e^{-\frac{p_k \rho^2 |h_k|^2}{p_k \sigma_\tau^2 + \beta_M \sigma_w^2}} \quad (9.14)$$

και

$$v_{1,1}^{(M)} = 1, v_{1,(2,3)}^{(M)} = 0, v_{2,1}^{(M)} = 2 p_k / \beta_M \sigma_w^2 \quad (9.15)$$

Όπου και από την (9.26) παίρνουμε:

$$E[\Phi_M(\gamma)^2] = \frac{1}{1 + 2\sigma_\tau^2 p_k / \beta_M \sigma_w^2} e^{-\frac{p_k \rho^2 |h_k|^2}{p_k \sigma_\tau^2 + \beta_M \sigma_w^2 / 2}} \quad (9.16)$$

και τέλος

$$\text{Var}[\Phi_{M_i}] = \frac{1}{1 + 2p_k \sigma_\tau^2 / \sigma_w^2 \beta_{M_i}} \exp\left(-\frac{p_k \rho^2 |h'_k|^2}{\beta_{M_i} \sigma_w^2 + 2p_k \sigma_\tau^2}\right) - \left(\frac{1}{1 + p_k \sigma_\tau^2 / \sigma_w^2 \beta_{M_i}} \exp\left(-\frac{p_k \rho^2 |h'_k|^2}{\beta_{M_i} \sigma_w^2 + p_k \sigma_\tau^2}\right) \right)^2 \quad (9.17)$$

Έτσι, βάσει του κεντρικού οριακού θεωρήματος η pdf της y_{M_i} δίνεται ως

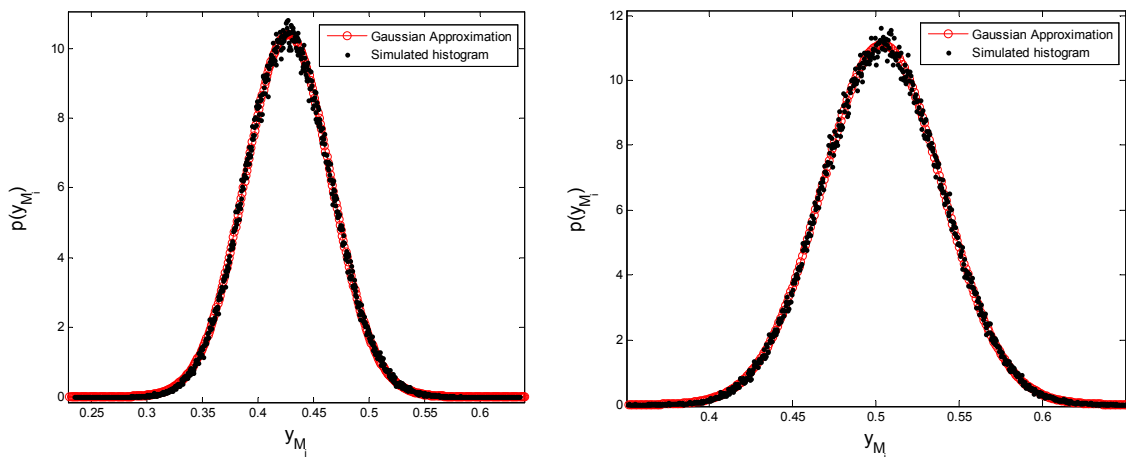
$$y_{M_i} \approx N\left(\sum_{k=1}^{N_i} E[\Phi_{M_i}]_k / N_i, \sum_{k=1}^{N_i} \text{Var}[\Phi_{M_i}]_k / N_i\right) \quad (9.18)$$

9.2.3 Ακρίβεια περιγραφής του ισοδύναμου SNR

Τα αποτελέσματα της ακόλουθης προσομοίωσης στοχεύουν στην αποτίμηση της ακρίβειας προσέγγισης της προηγούμενης παραγράφου. Χρησιμοποιείται ένα WiMax PUSC υποκανάλι, που αποτελείται από 24 ασυσχέτιστους SCs, και το ισοδύναμο SNR υπολογίστηκε βασισμένο στην τεχνική EESM για δύο περιπτώσεις:

- α) υποθέτοντας μέγεθος σχηματισμού διαμόρφωσης $M=16$ και επίπεδο θορύβου καναλιού ίσο με 10dB
- β) $M=64$ με επίπεδο θορύβου καναλιού ίσο με 20dB.

Η pdf της Γκαουσιανής που υπολογίστηκε με βάση τη (9.18) ταιριάζει τέλεια με το κανονικοποιημένο ιστόγραμμα των δεδομένων της προσομοίωσης και για τις δύο περιπτώσεις, όπως φαίνεται στην Εικ. 9-1.



Εικόνα 9-1: Γκαουσιανή προσέγγιση της PDF και κανονικοποιημένο ιστόγραμμα δεδομένων

Επομένως, υιοθετώντας τη Γκαουσιανή προσέγγιση, είναι πολύ απλός ο υπολογισμός του ESNR outage ως

$$ESNR_{out} = \left(\sum_{k=1}^{N_i} E[\Phi_{M_i}]_k / N_i \right) + \sqrt{\sum_{k=1}^{N_i} \text{Var}[\Phi_{M_i}]_k / N_i} \mathcal{Q}^{-1}(P_{out}) \quad (9.19)$$

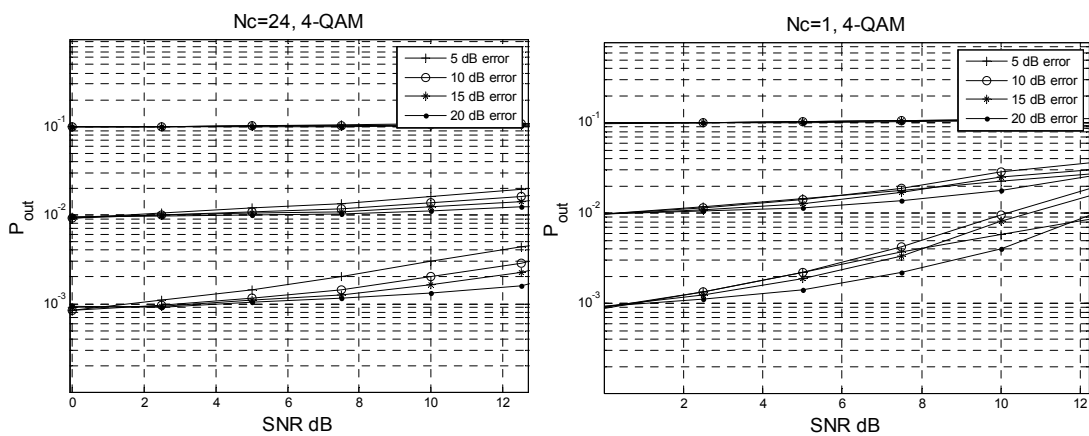
όπου P_{out} είναι η επιθυμητή πιθανότητα outage.

Για τον έλεγχο της ακρίβειας προσέγγισης στον υπολογισμό της πιθανότητας outage (όπου η ακρίβεια παίζει το σημαντικότερο ρόλο), πραγματοποιήθηκαν οι παρακάτω προσομοιώσεις:

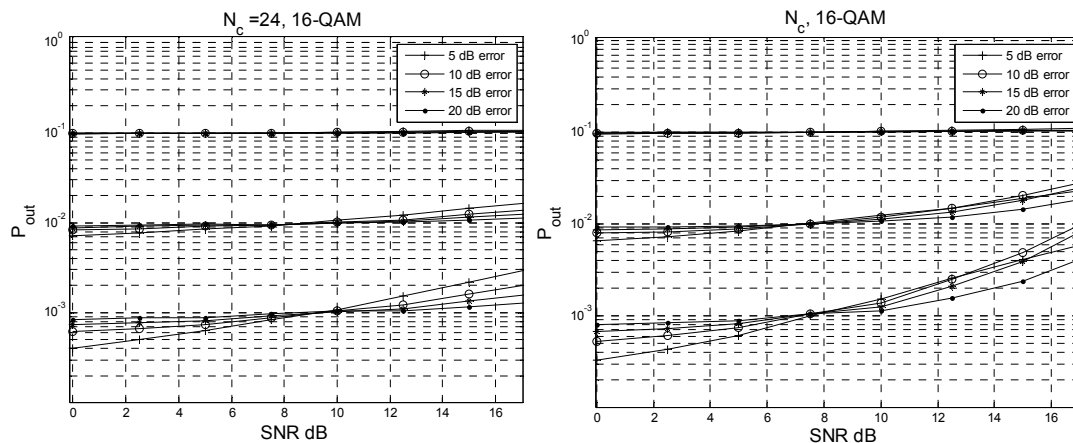
Για τέσσερις τιμές επιπέδου θορύβου καναλιού (θόρυβος λόγω της καθυστέρησης ανατροφοδότησης) ίσες με 5, 10, 15, 20 dB, και για τρία μεγέθη σχηματισμού διαμόρφωσης (4, 16 και 64 QAM), απεικονίζονται γραφικά η πιθανότητα του ESNR outage, P_{out} , ως συνάρτηση του SNR για τρεις επιθυμητές τιμές, 10^{-1} , 10^{-2} και 10^{-3} . Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στις Εικ. 9-2~9.4 για λειτουργίες PUSK και AMC.

Για την περίπτωση λειτουργίας PUSK, η ακρίβεια των τιμών πρόβλεψης είναι εξαιρετική για τιμές outage πρακτικού ενδιαφέροντος ($>10^{-2}$), ενώ επιτυγχάνεται αποδεκτή απόδοση ακόμα και για μικρές τιμές outage σε περιοχές SNR που δεν παρουσιάζουν πρακτικό ενδιαφέρον για τους αντίστοιχους σχηματισμούς QAM.

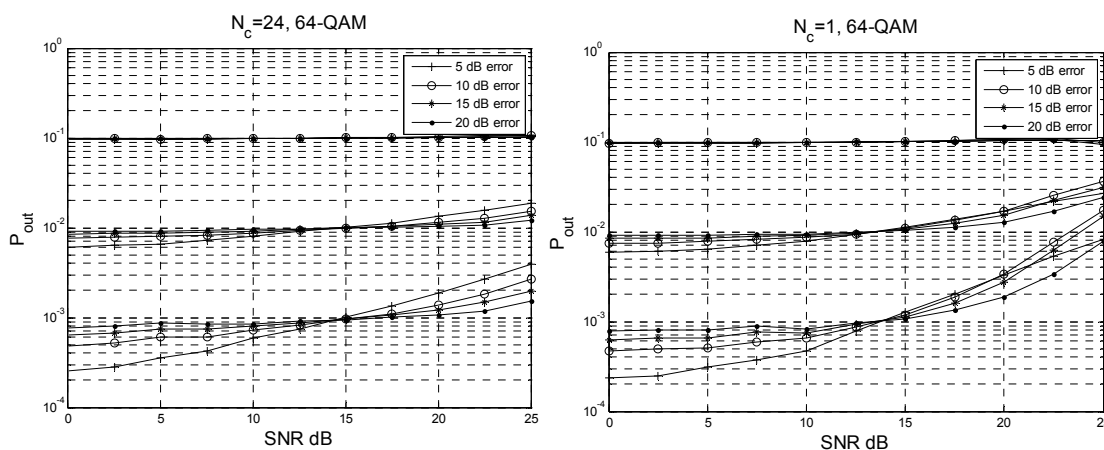
Ο αριθμός των ασυσχέτιστων SC's που χρησιμοποιήθηκαν, N_c , ισούται με 24, ένα σενάριο χειρότερης περίπτωσης όσον αφορά την απόδοση πακέτου για WiMax σύστημα όπου χρησιμοποιείται μόνο ένα υπο-κανάλι. Για την περίπτωση της λειτουργίας AMC, χρησιμοποιήθηκε και πάλι το σενάριο χειρότερης περίπτωσης, όπου λογίζεται ως αντιπροσωπευτική η τιμή ενός μόνο SC σε ένα υπο-κανάλι (όλα τα SC's θεωρούνται υψηλά συσχετιζόμενα). Επομένως χρησιμοποιείται η στατιστική περιγραφή ενός μόνο SC. Σε αυτή την περίπτωση, η Γκαουσιανή προσέγγιση της (9.19) είναι ακριβής μόνο για $P_{out} > 10^{-1}$, ενώ επιτυγχάνεται αποδεκτή απόδοση σε περιοχές SNR πρακτικού ενδιαφέροντος για $10^{-1} > P_{out} > 10^{-2}$.



Εικόνα 9-2: Προσομοιωμένη (ESNR) πιθανότητα διακοπής (outage) δοθέντος ενός συνόλου επιθυμητών (P_{out}) πιθανοτήτων (4-QAM)



Εικόνα 9-3: Προσομοιωμένη (ESNR) πιθανότητα διακοπής (outage) δοθέντος ενός συνόλου επιθυμητών (P_{out}) πιθανοτήτων (16-QAM)



Εικόνα 9-4: Προσομοιωμένη (ESNR) πιθανότητα διακοπής (outage) δοθέντος ενός συνόλου επιθυμητών (P_{out}) πιθανοτήτων (64-QAM)

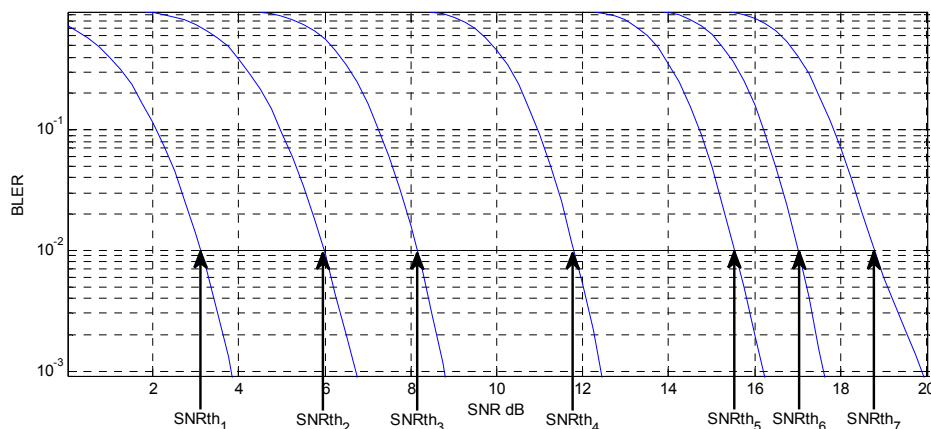
9.3 Εφαρμογή προτεινόμενων μετρικών σε σύστημα OFDM

Υλοποιούμε ένα απλό σενάριο προσομοίωσης που υποδεικνύει την υπεροχή της χρήσης των προτεινόμενων μετρικών ESM σε σύγκριση με το βασικό σύστημα που υποθέτει ανατροφοδότηση μηδενικής καθυστέρησης. Προσομοιώνεται ένα WiMax συμβατό σύστημα που χρησιμοποιεί ένα υπο-κανάλι και το μέσο SNR που κυμαίνεται από 0 έως 25 dB. Υπολογίζεται το μέσο goodput (σε αυτό το εύρος SNR) μαζί με την πιθανότητα του outage για επιθυμητό BLER ίσο με 10^{-2} , και για διαφορετικές τιμές του συντελεστή συσχέτισης CSI (που μοντελοποιεί την καθυστέρηση). Ο συντελεστής μεταβάλλεται από 0.99 έως 0.1, καλύπτοντας περιπτώσεις σχεδόν μηδενικής καθυστέρησης μέχρι και πλήρως παρωχημένου CSI. Επιλέγεται πάντοτε το MCS που αποδίδει την υψηλότερη ρυθμαπόδοση ενώ παράλληλα επιτυγχάνει το επιθυμητό BLER ($<10^{-2}$). Στο συμβατικό σύστημα αυτό γίνεται με τη σύγκριση του ισοδύναμου SNR, που υπολογίστηκε με βάση το CSI, με

ένα σύνολο σταθερών κατώφλιων. Μία MCS επιλογή είναι επιτυχής υποψήφια για χρήση αν το εκτιμώμενο ESNR υπερβαίνει το αντίστοιχο (για το επιθυμητό BLER) κατώφλι. Τα επτά διαφορετικά MCS που επιτρέπονται για χρήση σε αυτό το παράδειγμα και τα αντίστοιχα κατώφλια SNR φαίνονται στον Πίνακα 9-1 και την Εικ. 9-5. Για το προτεινόμενο σύστημα, το εκτιμηθέν ESNR υπολογίζεται με τη χρήση της προταθείσας μετρικής με βάση μια επιθυμητή πιθανότητα outage. Η μετρική συγκρίνεται τώρα με το ίδιο σύνολο σταθερών κατώφλιων όπως και με το συμβατικό σύστημα.

Πίνακας 9-1: Επιτρεπτά MCS

Mode ID	Constellation	Rate	Info Bits/Carrier
1	4-QAM	1/2	1
10	4-QAM	3/4	1.5
16	16-QAM	1/2	2
21	16-QAM	3/4	3
27	64-QAM	2/3	4
29	64-QAM	3/4	4.5
31	64-QAM	5/6	5

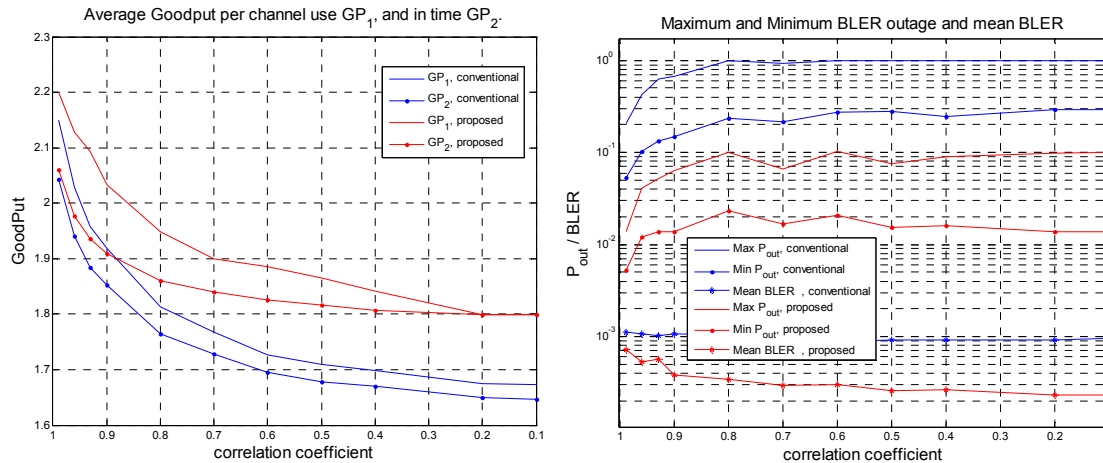


Εικόνα 9-5: Καμπύλες αναφοράς AWGN απόδοσης για τις 7 λειτουργίες που χρησιμοποιήθηκαν και τα κατώφλια SNR για επιθυμητό BLER ίσο με 10^{-1}

Οι τιμές ρυθμαπόδοσης υπολογίζονται κατά μέσο όρο σε όλο το εύρος του SNR των προσομοιώσεων και επίσης, κατά τη διάρκεια χρήσης του δικτύου (όταν επιλέγεται ένα MCS), με συμβολισμό GP_1 , ή κατά το συνολικό χρόνο προσομοίωσης, με συμβολισμό GP_2 . Και οι δύο τιμές πρέπει να παρασταθούν γραφικά, καθώς μια πολύ συντηρητική επιλογή των MCS θα μπορούσε να οδηγήσει σε ένα πολύ υψηλό GP_1 αλλά με φτωχό GP_2 , κι επομένως να κάνει άδικη τη διαδικασία σύγκρισης με το συμβατικό σύστημα. Απεικονίζουμε επίσης το μέσο BLER, τη μέση και μέγιστη τιμή outage. Καθώς το σύστημα δε χρησιμοποιεί την ελάχιστη ισχύ για κάθε MCS, τον περισσότερο χρόνο η εκπεμπόμενη ισχύς είναι περισσότερη από αυτή που χρειάζεται

για την επίτευξη του απαιτούμενου QoS με το συγκεκριμένο MCS. Αυτό συμβαίνει λόγω της μεγάλης διαφοράς απαιτούμενου SNR μεταξύ διαδοχικών MCS. Αυτός είναι και ο λόγος που σχεδιάζουμε την πιθανότητα outage χειρότερης περίπτωσης, έτσι ώστε να δειχθεί πόσο ακριβής είναι η προτεινόμενη μετρική. Σε ένα σύστημα που τα πακέτα βελτιστοποιούνται από άποψη ισχύος, η μέση και η μεγαλύτερη πιθανότητα για outage θα ήταν ίσες αν η προτεινόμενη μετρική ήταν ακριβής. Οπότε, το σενάριο που επιλέχθηκε μπορεί να λογιστεί ως η «χειρότερη περίπτωση» για την επίδειξη του πιθανού κέρδους σε ρυθμαπόδοση σε σχέση με το συμβατικό σύστημα.

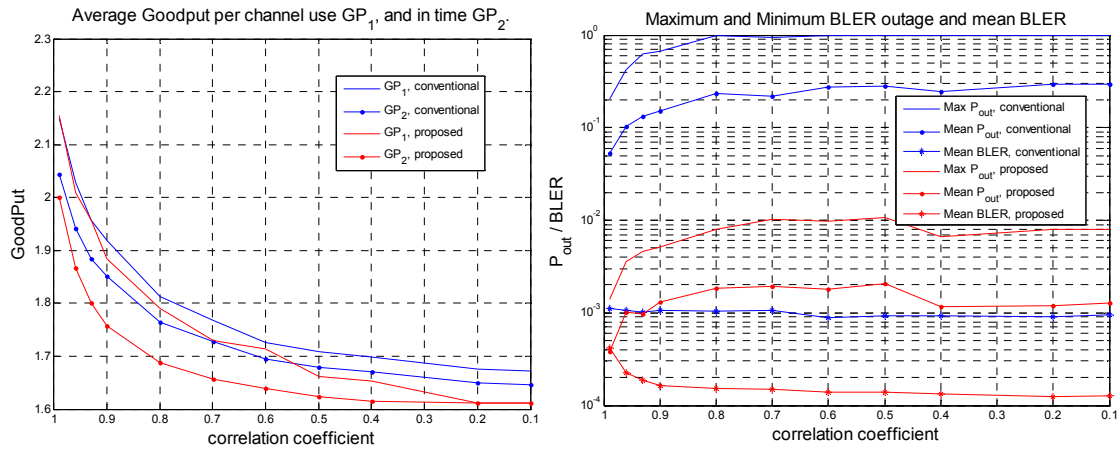
Οι Εικ. 9-6 και Εικ. 9-7 απεικονίζουν την περίπτωση του FUSK όταν η επιθυμητή πιθανότητα outage είναι 10^{-1} και 10^{-2} αντίστοιχα. Οι μπλε καμπύλες χρησιμοποιούνται για το συμβατικό σύστημα και οι κόκκινες αυτές που χρησιμοποιούν το προτεινόμενο.



Εικόνα 9-6: FUSK, 10^{-1} επιθυμητή έξοδος για επιθυμητό BLER= 10^{-2}

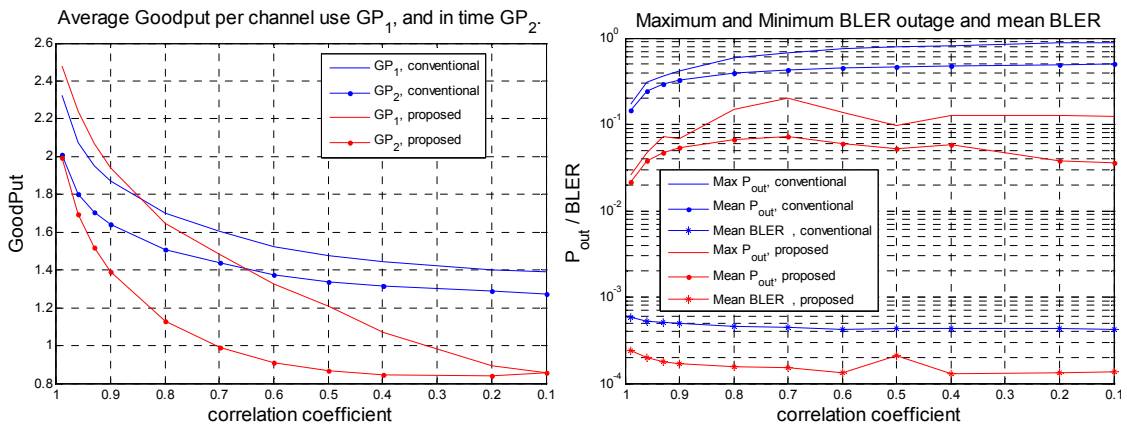
Οι προτεινόμενες μετρικές κατάφεραν και στα δύο σενάρια να εγγυηθούν τη μέγιστη επιθυμητή πιθανότητα διακοπής λειτουργίας για όλη την περιοχή τιμών του συντελεστή συσχέτισης. Το κόστος της χρήσης μιας συντηρητικής τεχνικής στον πραγματικό ρυθμό δεδομένων είναι εμφανής μόνο όταν η επιθυμητή πιθανότητα διακοπής λειτουργίας είναι πολύ μικρή (Εικ. 9-7). Το ποσοστό μείωσης του χρόνου χρήσης του καναλιού για αποστολή δεδομένων μπορεί συγκριτικά να εξαχθεί από τη σχετική αλλαγή του GP_1 σε σχέση με το GP_2 .

Σε όλες τις περιπτώσεις το συμβατικό σύστημα έχει αποδεκτή πιθανότητα outage μόνο για πολύ μικρές τιμές του συντελεστή συσχέτισης. Έτσι, δίκαιη σύγκριση για τον εφικτό ρυθμό δεδομένων μεταξύ των δύο συστημάτων μπορεί να γίνει μόνο για μικρές τιμές του συντελεστή συσχέτισης. Ακόμη και σε αυτές τις περιοχές τιμών, το προτεινόμενο σύστημα αποδίδει καλύτερα από το συμβατικό.



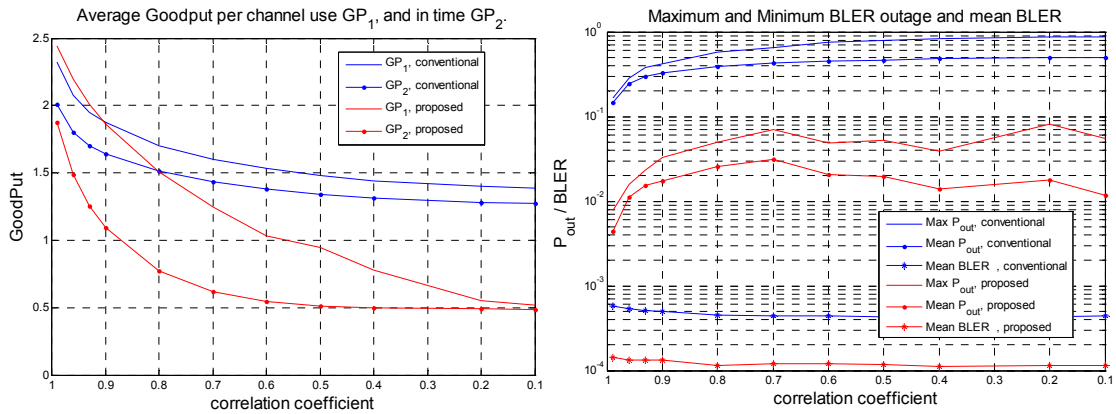
Εικόνα 9-7: FUSK, 10^{-2} επιθυμητή έξοδος για επιθυμητό BLER= 10^{-2}

Στις Εικ. 9-8 και 9-9 παρουσιάζεται η περίπτωση ενός AMC συμβατού τρόπου λειτουργίας, όπου όλοι οι SCs έχουν υψηλή συσχέτιση για επιθυμητό outage 10^{-1} και 10^{-2} αντίστοιχα. Οι μπλε καμπύλες χρησιμοποιούνται για το συμβατικό και οι κόκκινες για το προτεινόμενο σύστημα.



Εικόνα 9-8: AMC, 10^{-1} επιθυμητή έξοδος για επιθυμητό BLER= 10^{-2}

Όπως αναμενόταν από την ανάλυση, η πιθανότητα outage είναι κοντά στην επιθυμητή όταν παίρνει 'υψηλές' τιμές (10^{-1}), αλλά αποτυγχάνει στις χαμηλές. Όταν η τιμή του συντελεστή συσχέτισης είναι μεγάλη, τότε επιτυγχάνει να είναι κοντά και για τις χαμηλές επιθυμητές τιμές του outage. Αυτό δεν μπορεί να χαρακτηριστεί περιοριστικό διότι ο AMC τρόπος λειτουργίας χρησιμοποιείται για αυτές τις περιοχές τιμών. Σε σενάρια υψηλής καθυστέρησης ανατροφοδότησης πληροφορίας καναλιού χρησιμοποιούνται τρόποι λειτουργίας που εκμεταλλεύονται την ποικιλομορφία (σαν το PUSK).



Εικόνα 9-9: AMC, 10^{-2} επιθυμητή έξοδος για επιθυμητό BLER= 10^{-2}

9.4 Υπολογιστική πολυπλοκότητα

Για να είμαστε σε θέση να σχολιάσουμε την επιπρόσθετη πολυπλοκότητα που θα επιφέρει η χρήση των προτεινόμενων μετρικών σε ένα σύστημα, ας υποθέσουμε το εξής απλό σενάριο. Για κάθε ενεργή σύνδεση επιλέγεται ένα MCS που εγγυάται την απαιτούμενη ποιότητα λειτουργίας (QoS). Οι υποψήφιες MCS επιλογές είναι συνήθως εκείνες που έχουν μήκος μπλοκ ίσο με το slot ανάθεσης της συγκεκριμένης διασύνδεσης που έχει και την καλύτερη απόδοση για την ίδια ρυθμαπόδοση (συνήθως η επιλογή με το μεγαλύτερο μήκος μπλοκ). Επειδή ο υπολογισμός της μετρικής ESM είναι συνάρτηση του μεγέθους σχηματισμού, η (9.13) πρέπει να υπολογιστεί για κάθε δυνατό συνδυασμό επιτρεπτής επιλογής μήκους σχηματισμού και μπλοκ κώδικα. Βάσει αυτού του υπολογισμού, το μέσο BLER για κάθε υποψήφιο MCS μπορεί να υπολογιστεί μέσω μιας αντιστοίχισης, χρησιμοποιώντας ένα LUT που περιέχει τις AWGN καμπύλες αναφοράς. Ένας εναλλακτικός τρόπος για το τελευταίο είναι η χρήση κατάλληλων παραμετρικών συναρτήσεων, ικανών να προσεγγίσουν με μεγάλη ακρίβεια τις καμπύλες αναφοράς όπως περιγράφεται στο [139]. Έπειτα, βάσει των υπολογισμένων BLERs, διαλέγεται το MCS που εγγυάται το ζητούμενο QoS και παράλληλα μεγιστοποιεί την απόδοση. Το QoS συνήθως περιγράφεται από ένα επιθυμητό BLER. Βάσει του επιθυμητού BLER, υπολογίζονται τα κατάλληλα ESNR κατώφλια για όλες τις πιθανές MCS επιλογές και συγκρίνονται με το εκτιμώμενο πραγματικό ESNR. Τέλος επιλέγεται το MCS που ικανοποιεί την απαίτηση σε ESNR και έχει τον υψηλότερο ρυθμό.

Στο σενάριο που μόλις περιγράψαμε, το ESNR υπολογίζεται είτε υποθέτοντας ότι το κανάλι είναι σταθερό, είτε ότι δεν υπάρχει καθυστέρηση ανατροφοδότησης. Έτσι, δεν υποστηρίζονται σενάρια που το CSI είναι ξεπερασμένο. Χρησιμοποιώντας τις προτεινόμενες μετρικές είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε το αναγκαίο ξεπερασμένο ESNR που εγγυάται την outage πιθανότητα για το επιθυμητό BLER. Η επιπρόσθετη πολυπλοκότητα περιορίζεται μόνο στον υπολογισμό της (9.19), χρησιμοποιώντας τις (9.16) και (9.17). Έτσι λοιπόν η πολυπλοκότητα είναι παρόμοια με το αρχικό σύστημα

υπολογισμού των αρχικών μετρικών EESM, $O(n_{QAM} \times N_c)$, όπου n_{QAM} είναι ο αριθμός των υποψήφιων MCS επιλογών που χρησιμοποιούν διαφορετικούς σχηματισμούς, και N είναι ο αριθμός των SCs. Ο υπολογισμός των τιμών της αντίστροφης Q συνάρτησης στην (9.19) μπορούν να υλοποιηθούν χρησιμοποιώντας ένα μικρό σύνολο από προκαθορισμένες τιμές επιθυμητών outage πιθανοτήτων αποθηκευμένων σε ένα LUT.

Συμπερασματικά, η υλοποίηση των παραγόμενων μετρικών δεν αλλάζει την υπολογιστική πολυπλοκότητα ενός κλασικού συστήματος OFDMA. Δεν ισχύει το ίδιο για τη χρήση των προτεινόμενων μετρικών όταν θέλουμε αλγορίθμους που προσαρμόζουν την ενέργεια και τον σχηματισμό ανά SC. Αναλυτικές λύσεις δεν μπορούν να εξαχθούν όπως στο προηγούμενο κεφάλαιο, όπου θεωρούσαμε αμετάβλητο το CSI. Ένας από τους επόμενους ερευνητικούς στόχους είναι προσεγγιστικές τεχνικές που επιτυγχάνουν το παραπάνω με μικρή πολυπλοκότητα.

9.5 Συμπεράσματα

Με τον υπολογισμό των απαιτούμενων στατιστικών για τον χαρακτηρισμό του ισοδύναμου SNR μιας μελλοντικής περιόδου εκπομπής χρησιμοποιώντας το CSI τωρινής περιόδου, διαθέτουμε τα εργαλεία για τη βελτιστοποίηση των παραμέτρων μετάδοσης (AMC) με εγγύηση της επιθυμητής ποιότητας λειτουργίας. Η ακρίβεια της προτεινόμενης μετρικής επιβεβαιώθηκε χρησιμοποιώντας κατάλληλες εξομοιώσεις, έτσι ώστε να επιβεβαιωθούν τα προσεγγιστικά βήματα που ακολουθήσαμε. Οι εξομοιώσεις έδειξαν ότι αν και τα προσεγγιστικά βήματα βασίστηκαν στο κεντρικό οριακό θεώρημα η μετρική μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ακόμη και στη χειρότερη περίπτωση, αναφορικά με το κεντρικό οριακό θεώρημα. Τέλος, δόθηκε ένα απλό παράδειγμα μέσης απόδοσης διασύνδεσης ενός συστήματος που χρησιμοποιεί τις προτεινόμενες μετρικές, καταδεικνύοντας την ικανότητα ελέγχου της πιθανότητας διακοπής λειτουργίας όταν η πληροφορία ανατροφοδότησης είναι ξεπερασμένη.

9.6 Παράρτημα

Για το άθροισμα ενός αρκετά μεγάλου αριθμού τέτοιων τυχαιών μεταβλητών, δικαιολογείται η χρήση του Κεντρικού Οριακού Θεωρήματος. Επομένως, πρέπει να υπολογιστούν οι κατάλληλες ροπές. Υπολογίζονται λοιπόν τα εξής:

$$\begin{aligned}
 E[\Phi_M(\gamma)] &= \int_0^\infty \left(\sum_{m=1}^2 c_{1,m}^{(M)} e^{-c_{2,m}^{(M)} x} \right) \frac{1}{\sigma_\tau^2} e^{-\left(\rho^2 |h_k|^2 + x\right)/\sigma_\tau^2} I_0 \left(2\sqrt{\frac{\rho^2 |h_k|^2 x}{\sigma_\tau^4}} \right) \\
 &= \frac{1}{\sigma_\tau^2} e^{-\rho^2 a_k} \sum_{m=1}^2 c_{1,m}^{(M)} \int_0^\infty e^{-\left(c_{2,m}^{(M)} + \frac{1}{\sigma_\tau^2}\right)x} I_0 \left(2\sqrt{\frac{\rho^2 a_k x}{\sigma_\tau^2}} \right)
 \end{aligned} \tag{9.20}$$

και

$$E[\Phi_M(\gamma)^2] = \frac{1}{\sigma_\tau^2} e^{-\rho^2 a_k} \sum_{m=1}^3 v_{1,m}^{(M)} \int_0^\infty e^{-\left(v_{2,m}^{(M)} + \frac{1}{\sigma_\tau^2}\right)x} I_0\left(2\sqrt{\frac{\rho^2 a_k x}{\sigma_\tau^2}}\right) dx \quad (9.21)$$

όπου

$$v_{1,m}^{(M)} = \begin{cases} \left(c_{1,m}^{(M)}\right)^2, & m=1,2 \\ 2c_{1,1}^{(M)}c_{1,2}^{(M)}, & m=3 \end{cases} \quad (9.22)$$

και

$$v_{2,m}^{(M)} = \begin{cases} 2c_{2,m}^{(M)}, & m=1,2 \\ c_{2,1}^{(M)} + c_{2,2}^{(M)}, & m=3 \end{cases} \quad (9.23)$$

εφαρμόζοντας τους παρακάτω τύπους του Gradshteyn [164]:

$$a) \int_0^\infty e^{-sx} I_0(2\sqrt{cx}) dx = \frac{e^{\frac{1}{2}c}}{\sqrt{sc}} M_{-\frac{1}{2},0}\left(\frac{c}{s}\right) \quad [\text{Re } s > 0] \quad ([6] 6.614)$$

$$b) M_{-\frac{1}{2},0}(z) = z^{1/2} e^{-z/2} \Phi(1,1; z) \quad ([6], 9.220)$$

$$c) \Phi(1,1; z) = e^z \quad ([6], 9.215)$$

προκύπτει η παρακάτω σχέση:

$$\int_0^\infty e^{-sx} I_0(2\sqrt{cx}) dx = \frac{e^{\frac{c}{2s}}}{s}, \quad \text{Re } s > 0 \quad (9.24)$$

Χρησιμοποιώντας την (9.24) με τις (9.20) και (9.21) έχουμε:

$$\begin{aligned} E[\Phi_M(\gamma)] &= \frac{1}{\sigma_\tau^2} e^{-\rho^2 a_k} \sum_{m=1}^2 c_{1,l}^{(M)} \frac{e^{\frac{\rho^2 a_k}{\sigma_\tau^2 c_{2,m}^{(M)} + \frac{1}{\sigma_\tau^2}}}}{c_{2,m}^{(M)} + \frac{1}{\sigma_\tau^2}} \\ &= e^{-\rho^2 a_k} \sum_{m=1}^2 c_{1,l}^{(M)} \frac{e^{\frac{\rho^2 a_k}{\sigma_\tau^2 c_{2,m}^{(M)} + 1}}}{\sigma_\tau^2 c_{2,m}^{(M)} + 1} \end{aligned} \quad (9.25)$$

και

$$\begin{aligned}
 E\left[\Phi_M(\gamma)^2\right] &= \frac{1}{\sigma_\tau^2} e^{-\rho^2 a_k} \sum_{m=1}^3 v_{1,m}^{(M)} \frac{e^{\frac{\rho^2 a_k}{\sigma_\tau^2 v_{2,m}^{(M)} + \frac{1}{\sigma_\tau^2}}}}{v_{2,m}^{(M)} + \frac{1}{\sigma_\tau^2}} \\
 &= e^{-\rho^2 a_k} \sum_{m=1}^3 v_{1,m}^{(M)} \frac{e^{\frac{\rho^2 a_k}{\sigma_\tau^2 v_{2,m}^{(M)} + 1}}}{\sigma_\tau^2 v_{2,m}^{(M)} + 1}
 \end{aligned} \tag{9.26}$$

Χρησιμοποιώντας λοιπόν τις (9.25) και (9.26) είναι εύκολο να υπολογιστούν η μέση τιμή και η διασπορά.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10

Συμπεράσματα και Μελλοντικές Ερευνητικές Κατευθύνσεις

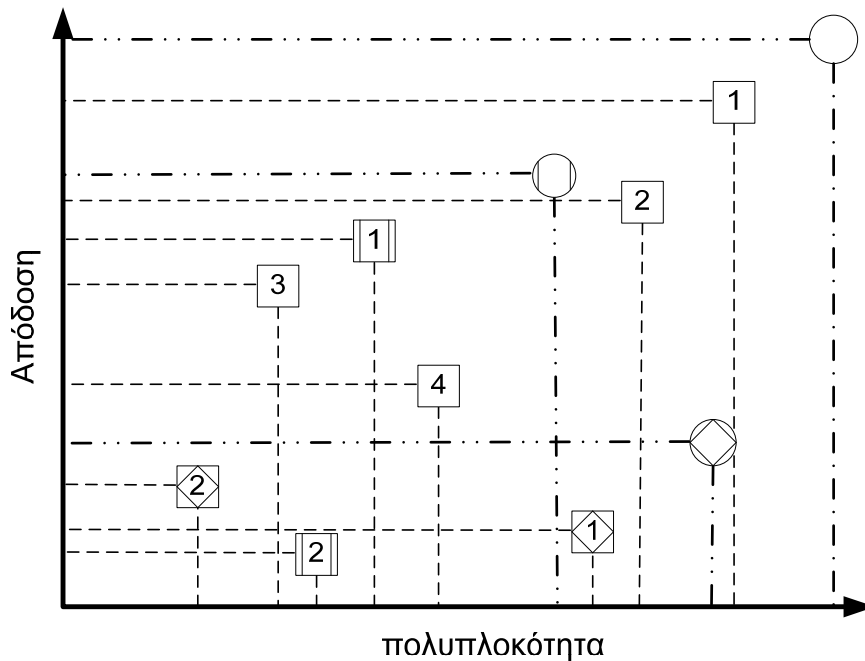
Στην παρούσα διατριβή μας απασχόλησαν θέματα σχεδιασμού αλγορίθμων φυσικού επιπέδου για τηλεπικοινωνιακά συστήματα βασισμένα στην διαμόρφωση OFDM. Στο παρόν κεφάλαιο, όπου είναι και το τελευταίο, δίνεται μία εικόνα της συνολικής συνεισφοράς καθώς και των σχεδιαστικών βημάτων που ακολουθήσαμε. Σκοπός μας δεν είναι μόνο η τελική αποτίμηση της συνεισφοράς, αλλά και η αποτύπωση μιας γενικότερης μεθοδολογικής προσέγγισης θεμάτων σχεδιασμού αλγορίθμων φυσικού επιπέδου. Παρουσιάζοντας αρχικά το γενικό πλαίσιο σχεδιασμού και με βάση αυτό κάνουμε μια ανακεφαλαίωση της δουλειάς που έγινε καθώς και μία αποτίμηση της προσφοράς. Κλείνοντας δίνονται κάποιες μελλοντικές κατευθύνσεις στο σχεδιασμό αλγορίθμων αντιμετώπισης θορύβου φάσης και προσαρμοστικής διαμόρφωσης.

10.1 Γενικό πλαίσιο σχεδιασμού αλγορίθμων φυσικού επιπέδου

Κατά το αρχικό στάδιο σχεδιασμού, βασικό βήμα είναι ο ορισμός/υιοθέτηση ενός *πλήρους* μοντέλου περιγραφής του υπο-εξέτασης συστήματος. Με τον χαρακτηρισμό *πλήρες* εννοούμε οποιοδήποτε *ικανοποιητικά*-προσεγγιστικό μοντέλο περιγραφής όπου το λάθος προσέγγισης δεν επηρεάζει (ή επηρεάζει ελάχιστα) τις μετρικές απόδοσης του συστήματος. Τέτοια μοντέλα περιγραφής μπορούν να είναι πολλά και να προκύπτουν είτε από τη συμπερίληψη διαφορετικών παραγόντων που δεν επηρεάζουν όμως άμεσα τις μετρικές απόδοσης, είτε λόγω του διαφορετικού τρόπου μοντελοποίησης αυτών. Η τελική επιλογή του σωστού μοντέλου καθορίζεται με βάση την πολυπλοκότητα που επιφέρει το επιλεγμένο μοντέλο στους προσ-ανάπτυξη αλγορίθμους. Παράλληλα με το αρχικό βήμα επιλογής μοντέλου, απαραίτητη είναι και η ενδεδειγμένη βιβλιογραφική έρευνα για την καταγραφή όλων των λύσεων που έχουν προταθεί για το συγκεκριμένο πρόβλημα, ή και παρόμοια προβλήματα. Η βιβλιογραφική έρευνα αυτή αποσκοπεί, όχι μόνο στην καταγραφή των υπάρχοντων λύσεων αλλά και στα μοντέλα περιγραφής στα οποία βασίζονται αυτές οι ήδη υπάρχουσες λύσεις. Με βάση την ανάλυση αυτή χαρτογραφείται η υπό εξέταση περιοχή, καταλήγοντας σε ένα σχηματικό διάγραμμα αλγοριθμικών επιλογών και μοντέλων όπως φαίνεται στην Εικ. 10-1.

Στο διάγραμμα απόδοσης-πολυπλοκότητας συμβολίζουμε με κύκλους τα σημεία που αντιστοιχούν στις βέλτιστες λύσεις των αντίστοιχων μοντέλων. Τα σημεία αυτά, τα οποία συνήθως υπολογίζονται μέσω κατάλληλης ανάλυσης, χρησιμεύουν ως όρια απόδοσης και οριοθετούν την ομάδα αλγορίθμων που σχεδιάζονται με βάση αυτά. Συμβολίζουμε με τετράγωνα συγκεκριμένες αλγοριθμικές λύσεις και με την αντίστοιχη εσωτερική διαγράμμιση το μοντέλο αναφοράς κατά τον σχεδιασμό τους. Οι ορισμοί των μετρικών της απόδοσης και της πολυπλοκότητας δεν είναι μοναδικοί,

και γενικά έχουν σχέση με το συγκεκριμένο σύστημα και την αρχιτεκτονική αναφοράς. Έχει μεγάλη σημασία ο κατάλληλος ορισμός, καθώς καθορίζει τη σχετική θέση των διαφορετικών τεχνικών στο διάγραμμα. Υπάρχουν πολλά παραδείγματα στη βιβλιογραφία όπου η λανθασμένη επιλογή μετρικών απόδοσης οδηγεί σε εσφαλμένα συμπεράσματα. Σαν παράδειγμα μπορούμε να αναφέρουμε τους χωρο-χρονικούς block-κώδικες που προσφέρουν κέρδος ποικιλομορφίας (diversity) σε βάρος του ρυθμού μετάδοσης. Έχει δείχθει ότι το κέρδος ποικιλομορφίας που επιφέρει ο εξωτερικός κώδικας καναλιού (που πάντα υπάρχει σε ένα σύγχρονο σύστημα) εκμηδενίζει πρακτικά το κέρδος που επιφέρει ο μπλοκ-κώδικας. Έτσι λοιπόν αν δεν ληφθεί υπόψη ο εξωτερικός κώδικας στην ποσοτικοποίηση της απόδοσης (όπως δυστυχώς συνήθως γίνεται στα άρθρα), θα οδηγηθούμε σε λανθασμένα συμπεράσματα σχετικά με τη βελτίωση απόδοσης που θα επιφέρουν στο σύστημα.

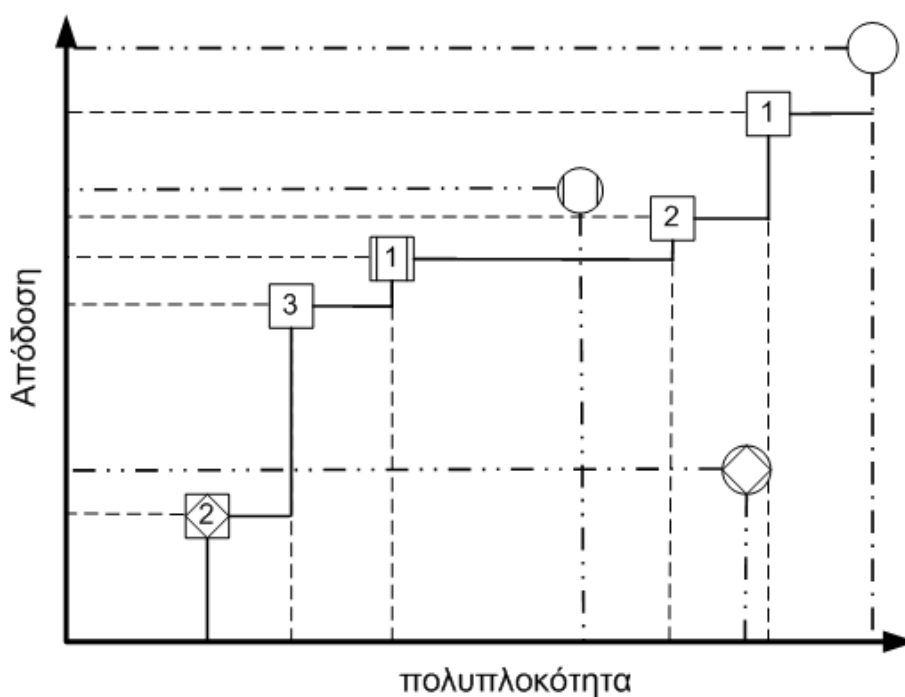


Εικόνα 10-1: Σχηματικό διάγραμμα αλγοριθμικών επιλογών και μοντέλων

Άλλο ένα παράδειγμα είναι η ποσοτικοποίηση του κέρδους των αλγορίθμων αφαίρεσης θορύβου φάσης. Η εφαρμογή του προτεινόμενου αλγορίθμου στα πλαίσια της εκτίμησης καναλιού είδαμε να υπολείπεται σε απόδοση βάσει του μέσου τετραγωνικού σφάλματος εκτίμησης σε σχέση με την τεχνική [60]. Όταν το μέτρο απόδοσης ήταν το BLER, όμως, οι διαφορές και σχετικές υπεροχές εκμηδενίστηκαν για τις περιοχές σηματοθορυβικού λόγου που παρουσιάζουν πρακτικό ενδιαφέρον, κάνοντας έτσι πιο ανταγωνιστική την χαμηλότερης πολυπλοκότητας προτεινόμενη τεχνική. Ομοίως, το κέρδος της εφαρμογής του αλγορίθμου στα πλαίσια εκτίμησης δεδομένων ερευνήθηκε σε χαμηλά (σε σχέση με τον σχηματισμό) SNR, διότι αυτές είναι οι περιοχές ενδιαφέροντος ενός συστήματος με εξωτερικό κώδικα. Ομοίως και

στην περίπτωση της πολυπλοκότητας, όπου η ποσοτικοποίηση έγινε βάσει του αριθμού των απαιτούμενων υπολογισμών. Μπορεί να υπάρξουν περιπτώσεις όπου η συγκεκριμένη ποσοτικοποίηση να μην είναι η κατάλληλη, όπως για παράδειγμα παράλληλες αρχιτεκτονικές όπου σημασία έχει το επίπεδο παραλληλισμού του αλγόριθμου. Ένας ακόμα σημαντικός παράγοντας είναι η κλίμακα η οποία χρησιμοποιείται για την απεικόνιση των διαφορετικών τιμών, η οποία παρουσιάζει εποπτικά το σχετικό κέρδος-κόστος που επιφέρει κάθε επιλογή. Στις περιπτώσεις που εξετάσαμε το κέρδος εκφραζόταν κυρίως με το κλασικό BLER σε λογαριθμική κλίμακα, και την πολυπλοκότητα σε τάξη υπολογισμών. Ανάλογα όμως με τη φύση του προβλήματος και την αρχιτεκτονική του συστήματος αναφοράς οι κατάλληλες κλίμακες ποικίλουν.

Επόμενο βήμα είναι η κατασκευή του “wave-front”. Είναι ουσιαστικά η γραμμή που οριοθετεί την πολυπλοκότητα που θα πρέπει να πληρώσουμε για να επιτύχουμε συγκεκριμένη απόδοση, η οποία προκύπτει απορρίπτοντας τις μη ανταγωνιστικές (για το συγκεκριμένο πρόβλημα) επιλογές. Διαγραμματικά, για κάθε ζευγάρι επιλογών όπου υπάρχει διασταύρωση ορίων, κρατάμε μόνο εκείνη που προσφέρει τη μεγαλύτερη απόδοση με μικρότερη πολυπλοκότητα. Για το παράδειγμα της Εικ. 10-1 το τελικό αποτέλεσμα φαίνεται στην εικόνα 10-2.



Εικόνα 11-2: Σχηματικό διάγραμμα ανταγωνιστικών επιλογών

Η παραπάνω συνοπτική-διαγραμματική περιγραφή είναι πολύτιμη για τους εξής λόγους:

Α) Δημιουργεί μία σαφή εικόνα της υπάρχουσας περιοχής αλγοριθμικών επιλογών για το σύστημα και το πρόβλημα που μας ενδιαφέρει να λύσουμε. Έτσι

μπορούμε είτε να επιλέξουμε τη λύση που έχει την καλύτερη σχέση απόδοσης-πολυπλοκότητας ή να προσδιοριστεί η περιοχή του διαγράμματος που μας ενδιαφέρει και για την οποία δεν υπάρχει ικανοποιητική λύση.

Β) Κατά τη διαδικασία του σχεδιασμού απαιτείται η δημιουργία προσεγγιστικών μοντέλων έτσι ώστε οι λύσεις να έχουν την επιθυμητή πολυπλοκότητα. Το διάγραμμα βοηθάει στην οριοθέτηση της απόδοσης των αλγορίθμων που θα προκύψουν βάσει της εκάστοτε επιλογής μοντέλου. Πολλές φορές κατά τη διάρκεια του σχεδιασμού γίνονται απλοποιήσεις στο μοντέλο για τη μείωση της πολυπλοκότητας της λύσης. Το κόστος σε απόδοση που επιφέρει κάθε φορά μια τέτοια επιλογή πρέπει να αποτιμάται.

Γ) Βοηθάει στη συγκριτική αποτίμηση της νέας πρότασης με την αλλαγή που επιφέρει στο *wave-front*, είτε πρόκειται για μία απλή μετακίνησή του, είτε για μετακίνηση και ταυτόχρονη διαγραφή επιλογών που παύουν να είναι ανταγωνιστικές. Το μέγεθος της μετατόπισης και το πλήθος των μη ανταγωνιστικών πλέον επιλογών χαρακτηρίζει την αξία της νέας πρότασης.

Συνοψίζοντας, αν και ασχοληθήκαμε με δύο διαφορετικά αλγοριθμικά προβλήματα κινηθήκαμε πάντα σε συμφωνία με το παραπάνω πλαίσιο μεθοδολογίας σχεδιασμού. Οι αλγόριθμοι που προτάθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια είτε απλά μετακίνησαν το *wave-front* είτε έκαναν άλλες επιλογές μη ανταγωνιστικές. Πιο αναλυτικά, περιγράφουμε στις επόμενες δύο παραγράφους μία γενική αποτίμηση της ερευνητικής προσπάθειας ερμηνεύοντάς την μέσα στο παραπάνω πλαίσιο μεθοδολογίας σχεδιασμού.

10.2 Σχεδιασμός αλγορίθμων αντιμετώπισης ισχυρού θορύβου φάσης

Η βιβλιογραφική έρευνα έδειξε ότι οι ανταγωνιστικές λύσεις του συγκεκριμένου προβλήματος, πριν τη δική μας ερευνητική δουλειά, χρησιμοποιούσαν δύο μοντέλα περιγραφής. Το πλήρες μοντέλο, όπου λαμβάνεται υπόψη η επίδραση του συνολικού διανύσματος φάσης, και το απλοποιημένο μοντέλο, όπου η επίδραση του θορύβου φάσης μοντελοποιείται ως μία κοινή στροφή συν ένα υπολειπόμενο θόρυβο.

Το απλοποιημένο μοντέλο επιτρέπει την αφαίρεση ενός μεγάλου μέρους της επίδρασης θορύβου φάσης, με ελάχιστη πολυπλοκότητα. Χρησιμοποιείται εκτενώς σε πρακτικά συστήματα OFDM όπου ο θόρυβος φάσης δεν είναι ισχυρός. Η βέλτιστη (πάντα μέσα στα πλαίσια του απλοποιημένου μοντέλου) λύση υπολογίζει με τη χρήση πιλοτικών συμβόλων την κοινή στροφή που μεγιστοποιεί την πιθανοφάνεια. Αυτή, καθώς και άλλες χαμηλότερης πολυπλοκότητας λύσεις παρουσιάζονται αναλυτικά στα [55-57].

Από την άλλη μεριά, στο πλήρες μοντέλο, η βέλτιστη λύση είναι δύσκολο να υπολογιστεί, αφού απαιτείται η κοινή εκτίμηση του διανύσματος φάσης συν του καναλιού ή και των δεδομένων.

Στην περίπτωση εκτίμησης των δεδομένων, προσεγγιστικές λύσεις δόθηκαν στα [61],[58],[59]. Η απλοποίηση που χρησιμοποιείται στο [61] βασίζεται σε κατάλληλη προσέγγιση της pdf περιγραφής των δεδομένων όταν το διάνυσμα φάσης θεωρείται γνωστό. Τα [58],[59] ακολουθούν τεχνικές οδήγησης απόφασης. Η τεχνική οδήγησης απόφασης μπορεί επίσης να θεωρηθεί ως υποπερίπτωση της τεχνικής προσέγγισης της pdf των δεδομένων. Θεωρητικά η προσέγγιση του [61] είναι μεγαλύτερης ακρίβειας σε σχέση με εκείνες της οδήγησης απόφασης, με αποτέλεσμα να έχει καλύτερη βέλτιστη απόδοση. Ο επαναληπτικός αλγόριθμος όμως που προτάθηκε στο [61] παρουσιάζει χαμηλότερη απόδοση από εκείνες στα [58],[59], λόγω κακής σύγκλισης. Η πρόταση στο πλαίσιο της διατριβής, όπου ανήκει στην κατηγορία εκτίμησης απόφασης, χρησιμοποιεί μία επιπλέον προσέγγιση όπως περιγράφεται αναλυτικά στο κεφάλαιο 3. Η επιπλέον προσέγγιση έχει ως αποτέλεσμα μια αναμενόμενη μείωση στη βέλτιστη απόδοση, σε σύγκριση με εκείνη του μοντέλου των [58],[59]. Ομοίως όμως και σε αυτήν την περίπτωση η απόδοση του προτεινόμενου αλγορίθμου είναι μεγαλύτερη. Χρησιμοποιώντας λοιπόν ένα προσεγγιστικό μοντέλο επιτυγχάνουμε να δώσουμε ένα αλγόριθμο μεγαλύτερης απόδοσης, σε σχέση με τους ανταγωνιστικούς, αλλά ταυτοχρόνως και μικρότερης πολυπλοκότητας. Η πρόταση αυτή, όχι μόνο μετατοπίζει το *wavefront*, αλλά και κάνει τις υπόλοιπες μεθόδους της ίδιας κατηγορίας μη ανταγωνιστικές.

Για την εκτίμηση του καναλιού, στο [60] προτάθηκε μία τεχνική οδήγησης απόφασης με αντίστοιχη απόδοση εκτίμησης καναλιού (MSE) κοντά στη βέλτιστη, όπως αυτή η βέλτιστη ορίζεται από το CRB όριο. Η απόδοση εκτίμησης καναλιού που προκύπτει από το προτεινόμενο σχήμα έχει χαμηλότερη απόδοση στο MSE εκτίμησης από εκείνη του [60], αλλά κοντά στο CRB. Η συγκριτική απόδοση σε BER έδειξε ότι οι δύο τεχνικές έχουν ελάχιστη διαφορά (της τάξης του .01dB), κάνοντας την προτεινόμενη τεχνική πιο ανταγωνιστική, μιας και η ελάχιστη αυτή διαφορά απόδοσης δεν δικαιολογεί την αύξηση της πολυπλοκότητας από $O(N_{iter} \log(N))$ που είναι του δικού μας σε $O(N^3)$ που είναι του [60].

Στην περίπτωση ύπαρξης μετατόπισης συχνότητας και θορύβου φάσης, το τροποποιημένο JCPCE σχήμα του [60], απαιτεί την επίλυση ενός συστήματος τάξης- $N/2$ για εκτίμηση του IFO και ενός συστήματος τάξης- N για την εκτίμηση του θορύβου φάσης, αντίστοιχα, κι επομένως συνολική πολυπλοκότητα τάξης $O(N^3)$. Το προτεινόμενο σχήμα με συνολική πολυπλοκότητα $O(N_{iter}(\log(N) + N_{CP})N)$ είναι πιο ανταγωνιστικό, μιας και η διαφορά απόδοσης είναι ελάχιστη στα SNR πρακτικού ενδιαφέροντος, όπως δείξαμε χρησιμοποιώντας κατάλληλες προσομοιώσεις.

10.3 Σχεδιασμός αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης

Στην κατηγορία αυτή, η ερευνητική προσπάθεια στόχευσε κυρίως στον καθορισμό ενός γενικού μοντέλου περιγραφής απόδοσης συστήματος ικανό να περιγράψει τα προς ανάπτυξη πρωτόκολλα μετάδοσης. Το βασικό πρόβλημα των υπάρχόντων μοντέλων περιγραφής της απόδοσης ήταν η δυσκολία συμπερίληψης του κώδικα

καναλιού. Η αναλυτική περιγραφή της απόδοσης ενός κώδικα καναλιού δεν έχει εύκολη μορφή που να επιτρέπει τη χρήση της σε πρακτικούς αλγορίθμους βελτιστοποίησης παραμέτρων μετάδοσης. Η μέθοδος που ακολουθήσαμε για τη δημιουργία ενός προσεγγιστικού μοντέλου εντάχθηκε στην οικογένεια τεχνικών *ισοδύναμης σηματοθορυβικής απεικόνισης (ESM)* που στόχο έχουν να δώσουν ένα συμβιβαστικό μοντέλο ανάμεσα στην απλουστευμένη περιγραφή του συστήματος (για λόγους πρακτικότητας) και την ακριβή περιγραφή αυτού (για λόγους απόδοσης). Το μοντέλο, όπως έχουμε εκτενώς αναλύσει, πετυχαίνει να περιγράψει συστήματα με μεγάλο εύρος επιλογών όπως, ΜΙΜΟ τεχνικές κωδικοποίησης, κώδικες καναλιού, αλγόριθμους εκτίμησης παραμέτρων, ατελειών παραμέτρων συστήματος μετάδοσης (διαμόρφωσης –αποδιαμόρφωσης), κ.λπ., μέσω καταλλήλως επιλεγμένων προσεγγιστικών βημάτων. Πάνω σε αυτό το μοντέλο περιγραφής αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι προσαρμοστικής διαμόρφωσης, βάσει διαφορετικών κριτηρίων βελτιστοποίησης. Την ανταγωνιστικότητα σε σχέση με προηγούμενες λύσεις στη βιβλιογραφία εγγυάται η μεγαλύτερη ακρίβεια περιγραφής απόδοσης σε συνδιασμό με τις βέλτιστες (για τα μοντέλα) λύσεις και την πολυπλοκότητα που δεν αυξήθηκε σε σχέση με τις προηγούμενες μεθόδους.

Επιπλέον, αναπτύξαμε ένα γενικό πλαίσιο σχεδιασμού αλγορίθμων AMC χρησιμοποιώντας προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης. Επίσης, ορίσαμε τις κατάλληλες μετρικές για την ποσοτικοποίηση της σπατάλης ενέργειας αποστολής συμβόλων που επιφέρει η χρήση τέτοιων μοντέλων. Η συνεισφορά αυτή βρίσκει εφαρμογή σε όλες τις προσπάθειες που χρησιμοποιούν προσεγγιστικά μοντέλα απόδοσης. Εκτός του ότι βοηθάει στην ανάπτυξη αλγορίθμων που εγγυούνται το ζητούμενο QoS, επιπλέον επιτρέπει τον προσδιορισμό του αναμενόμενου κέρδους απόδοσης που θα έχει μία ερευνητική λύση που θα βασίζεται σε οποιοδήποτε άλλο μοντέλο.

Τέλος, για κάθε μοντέλο απόδοσης είναι απαραίτητη η μελέτη της καθυστέρησης ανατροφοδότησης. Όσο πιο πολύπλοκο είναι το μοντέλο, τόσο πιο δύσκολη είναι η εξαγωγή της στατιστικής περιγραφής της απόδοσης. Με τον υπολογισμό των απαιτούμενων στατιστικών για τον χαρακτηρισμό του ισοδύναμου SNR μιας μελλοντικής περιόδου εκπομπής βάσει του CSI τωρινής περιόδου, διαθέτουμε τώρα τα εργαλεία για τη βελτιστοποίηση των παραμέτρων μετάδοσης με εγγύηση της επιθυμητής ποιότητας λειτουργίας. Αν και υπάρχουν στη βιβλιογραφία αντίστοιχες προσπάθειες χαρακτηρισμού του ισοδύναμου SNR, αυτές κάλυπταν συστήματα όπου το κανάλι είναι το ίδιο (σταθερό) μέσα στα διαφορετικά σύμβολα που αποτελούν μια κωδική λέξη. Σε αυτά τα συστήματα το μέσο SNR είναι προφανώς αρκετό για τον προσδιορισμό της απόδοσης. Εμείς επεκτείναμε προηγούμενες εργασίες για περιπτώσεις που δεν ισχύει η συνθήκη του ίδιου SNR μέσα στην κωδική λέξη. Αυτό επιτυγχάνεται όπως προαναφέρθηκε με τον υπολογισμό της στατιστικής περιγραφής της χρησιμοποιούμενης μετρικής ESM στο δέκτη. Οι απλοποιημένες εκφράσεις που δόθηκαν μπορούν να χρησιμοποιηθούν και στην περίπτωση του επίπεδου καναλιού, παρέχοντας εναλλακτικά εργαλεία από αυτά που ήδη έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία [162], χωρίς την ανάγκη πολύπλοκων υπολογισμών.

10.4 Μελλοντικές ερευνητικές κατευθύνσεις

Στον χώρο σχεδιασμού αλγορίθμων αντιμετώπισης θορύβου φάσης οι μελλοντικές κατευθύνσεις περιορίζονται στην κατάλληλη επιλογή μοντέλου περιγραφής απόδοσης, αλγοριθμικής επίλυσης και στη συμπερίληψη ή μη του εξωτερικού κώδικα καναλιού.

Στον στον χώρο σχεδιασμού αλγορίθμων AMC οι ερευνητικές κατευθύνσεις που προτείνονται είναι οι εξής:

Την τελευταία δεκαετία έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία πολλοί αλγόριθμοι AMC που προσαρμόζουν τις παραμέτρους μετάδοσης ενός συστήματος OFDM ανά SC με σκοπό τη βέλτιστη εκμετάλλευση της χωρητικότητας. Η σχέση μεταξύ του κέρδους απόδοσης και της απαιτούμενης για το σύστημα πολυπλοκότητας δεν είναι όμως ακόμη ξεκάθαρη. Ως αποτέλεσμα, παρατηρούμε ότι μόνο απλές υλοποιήσεις συμπεριλαμβάνονται στα νέα πρότυπα ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Το γεγονός αυτό πιθανότατα οφείλεται στα απλοποιημένα μοντέλα συστημάτων και περιγραφής που χρησιμοποιούνται κατά την ανάπτυξη των αλγορίθμων, κάνοντας μη *πειστική* τη συμπερίληψή τους σε ένα ρεαλιστικό σύστημα. Με γνώμονα μια ρεαλιστική προσέγγιση, σε αυτή τη διατριβή ασχοληθήκαμε με τη μελέτη αξιοποίησης παρωχημένης πληροφορίας καναλιού. Αρκετά θέματα μπορούν να μελετηθούν προς αυτή την κατεύθυνση, όπως η καταλληλότητα του απλοποιημένου μοντέλου περιγραφής καθυστέρησης, η πραγματική καθυστέρηση που επιφέρει ένα ρεαλιστικό κανάλι ανατροφοδότησης, η επιρροή της ARQ λειτουργίας, κ.λ.π.

Στα πλαίσια της προσπάθειας αυτής εντοπίστηκε ότι είναι πολύ δύσκολο να παραχθούν απλοποιημένα μοντέλα απόδοσης επιπέδου σύνδεσης για συστήματα που χρησιμοποιούν υψηλής τάξης MIMO σε συνδυασμό με μη γραμμικούς δέκτες. Ως παράδειγμα μπορούμε να φέρουμε τους δέκτες που σχεδιάζονται βάσει του κριτηρίου μέγιστης πιθανοφάνειας. Η μη γραμμικότητα επιφέρει συνήθως μεγάλη πολυπλοκότητα στη μοντελοποίηση ακόμη και για την απλούστερη περίπτωση απόδοσης χωρίς κωδικοποίηση καναλιού [169]. Συνεπώς είναι αναγκαία η ανάπτυξη αναλυτικών μοντέλων χαμηλής πολυπλοκότητας, ικανών να χρησιμοποιηθούν για βελτιστοποίηση σε πραγματικό χρόνο εκτέλεσης.

Μια νέα, επαναστατική τεχνολογία που αποσκοπεί στην αποδοτικότερη χρήση του φάσματος είναι οι **γνωστικές επικοινωνίες (Cognitive Radio)**. Εκεί η προσαρμοστικότητα παίζει σημαντικό ρόλο, καθώς ένα μεγάλο πλήθος παραμέτρων, όπως η φέρουσα συχνότητα, το στιγμιαίο εύρος ζώνης, ο σχηματισμός διαμόρφωσης, ο κώδικας καναλιού, ο χρονισμός του, ο ρυθμός δεδομένων, η ισχύς εκπομπής, ακόμα και τα χαρακτηριστικά ενός φίλτρου αποτελούν παραμέτρους λειτουργίας που μπορούν να είναι προσαρμοστικές. Έτσι, όλα τα ζητήματα που συζητήθηκαν στο πλαίσιο του σχεδιασμού αλγορίθμων AMC θα πρέπει να αντιμετωπιστούν και στα νέα αυτά συστήματα.

Υπάρχουν δύο κατηγορίες μεθόδων αντιμετώπισης προβλημάτων βελτιστοποίησης όταν χρησιμοποιούνται προσεγγιστικά μοντέλα περιγραφής ενός συστήματος. Η ουσιαστική διαφορά τους έγκειται στη χρήση ή όχι μετρήσεων στον υπολογισμό της

βέλτιστης στρατηγικής. Όταν δεν χρησιμοποιούνται μετρήσεις, τυπικά ακολουθείται μια εύρωστη «συντηρητική» στρατηγική, σκοπός της οποίας είναι να προστατεύει το σύστημα από όλο το πιθανό εύρος διακύμανσης του λάθους μοντελοποίησης [165, 166]. Στην κατηγορία αυτή ανήκει και το πλαίσιο σχεδιασμού που προτάθηκε σε αυτήν τη διατριβή. Όταν υπάρχουν διαθέσιμες μετρήσεις, η χρήση τους μπορεί να οδηγήσει σε λιγότερο συντηρητικές λύσεις [167]. Ενδιαφέρουσα λοιπόν θα ήταν η χρήση τέτοιων τεχνικών βελτιστοποίησης με χρήση κατάλληλων μετρήσεων στον δέκτη.

Στη παρούσα εργασία παρουσιάστηκε ένας ευρετικός τρόπος ποσοτικοποίησης της αβεβαιότητας του μοντέλου περιγραφής της απόδοσης του συστήματος. Υπάρχει εκτενής βιβλιογραφία στη μελέτη βέλτιστων τεχνικών ποσοτικοποίησης της αβεβαιότητας [168], από τον οποίο χώρο πολλές ιδέες και τεχνικές μπορούν να μεταφερθούν και βρουν εφαρμογή στα συστήματα που αναλύσαμε εδώ.

Βιβλιογραφία

- [1] R. van Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications". Artech House, 2000.
- [2] H. Harada and R. Prasad, "Simulation and Software Radio for Mobile Communications". Universal Personal Communications, 2001.
- [3] B. G. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng and Z. Cao, "Channel Estimation for OFDM Transmission in Multipath Fading Channels based on Parametric Channel Modeling". *IEEE Trans. Communications*, vol. 49, N. 3, pp. 467- 479, March 2001.
- [4] P. Hoeher, S. Kaiser and I. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by wiener filtering", in *Proc. ICASSP '97*, 1997, pp. 1845-1848.
- [5] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, "Broadband transmission using OFDM: System performance and receiver complexity", in *Proc. Int. Zurich Seminar on Broadband Communications*, 1998, pp. 99 - 104.
- [6] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition", *IEEE Trans. Communications*, vol. 46, pp. 931 - 939, July 1998.
- [7] Y. Li, L. J. Cimini and N. R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels", *IEEE Trans. Communications*, vol. 46, pp. 902 - 915, July 1998.
- [8] J. T. Chen, A. Paulraj and U. Reddy, "Multichannel maximum-likelihood sequence estimation (MLSE) equalizer for GSM using a parametric channel model", *IEEE Trans. Communications*, vol. 47, pp. 53 - 63, Jan. 1999.
- [9] I. Kang, M. P. Fitz and S. B. Gelfand, "Blind estimation of multi-path channel parameters: A modal analysis approach", *IEEE Trans. Communications*, vol. 47, pp. 1140 - 1150, Aug. 1999.
- [10] Overall Requirements on the Radio Interface(s) of the UMTS, ETSI SMG, ETSI, Tech. Rep. ETR/ SMG- 21.02, v.3.0.0, Valbonne, France, 1997.
- [11] M. Wax and T. Kailath, "Detection of signals by information theoretic criteria", *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-33, pp. 387 - 392, April 1985.
- [12] G. Xu, R. H. Roy III and T. Kailath, "Detection of number of sources via exploitation of centro-symmetry property", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, pp. 102 - 112, Jan. 1994.
- [13] P. Stoica and R. Moses, *Introduction to Spectral Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997.
- [14] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT - Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques", *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 37, pp. 984 - 995, July 1989.
- [15] B. G. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng and Z. Cao, "An improved combined symbol and sampling clock synchronization method for OFDM systems", in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC '99)*, vol. 3, New Orleans, LA, Sept. 1999, pp. 1153 - 1157.
- [16] B. G. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng and Z. Cao, "Timing recovery for OFDM transmission", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, pp. 2278- 2291, Nov. 2000.

-
- [17] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [18] Bin Yang, "Projection Approximation Subspace Tracking", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, No. 1, pp. 95 - 107, Jan. 1995.
- [19] K. Berberidis, "Block Subspace Updating Algorithms for Tracking Directions of Coherent Signals in SDMA Mobile Systems", 2003.
- [20] Bin Yang, "An extension of the PASTd Algorithm to both Rank and Subspace Tracking", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 2, No. 9, September 1995.
- [21] Zou, W. Y. and Y. Wu. "COFDM: an overview", *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 41, No. 1, pp. 1 - 8, March 1995.
- [22] Blahut, R. E., "Fast Algorithms for Digital Signal Processing". Reading, MA: Addison - Wesley, 1985.
- [23] Pollet, T., M. van Bladel and M. Moeneclaey, "BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 43, No. 2/3/4, pp. 191 - 193, Feb. - Apr. 1995.
- [24] Pauli, M. and H. P. Kuchenbecker, "Minimization of the Intermodulation Distortion of a Nonlinearly Amplified OFDM Signal", *Wireless Personal Communications*, vol. 4, No. 1, pp. 93 - 101, Jan. 1997.
- [25] Rapp, C., "Effects of HPA - Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM Signal for a Digital Sound Broadcasting System", *Proc. Of the Second European Conference on Satellite Communications*, Liege, Belgium, pp. 179 - 184, Oct. 22 - 24, 1991.
- [26] Tellado-Mourello, J., E. K. Wesel, J. M. Cioffi, "Adaptive DFE for GMSK in Indoor Radio Channels", *IEEE Trans. on Sel. Areas in Communications*, vol. 14, No. 3, pp. 492 - 501, Apr. 1996.
- [27] Wales, S. W., "Modulation and Equalization Techniques for HIPERLAN", *Proc. of PIMRC/WCN*, The Hague, The Netherlands, Sept. 21 - 23, pp. 959 - 963, 1994.
- [28] Sari, H., G. Karam, I. Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting", *IEEE Communications Magazine*, pp. 100 - 109, Feb. 1995.
- [29] Mosier, B. R. and R. G. Clabaugh, "Kineplex, a Bandwidth Efficient Binary Transmission System", *AIEE Trans.*, vol. 76, pp. 723 -728, Jan. 1958.
- [30] Porter, G. C., "Error Distribution and Diversity Performance of a Frequency Differential PSK HF modem", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-16, pp. 567 - 575, Aug. 1968.
- [31] Zimmerman, M. S. and A. L. Kirsch, "The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-15, pp. 197 - 205, April 1967.
- [32] Hirosaki, B., "An Orthogonally Multiplexed QAM system Using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-29, pp. 982 - 989, July 1981.
- [33] Keasler, W. E. and D. L. Bitzer, "High speed modem suitable for operating with a switched network", U.S. Patent No. 4,206,320, June 1980.
- [34] Chow, P. S., J. C. Tu and J. M. Cioffi, "Performance Evaluation of a Multichannel Transceiver System for ADSL and VHDSL services", *IEEE J. Selected Area*, vol. SAC-9, No. 6, pp. 909 - 919, Aug. 1991.
- [35] Chow, P. S., J. C. Tu and J. M. Cioffi, "A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Applications", *IEEE J. Selected Areas in Communications*, vol. SAC-9, No. 6, pp. 909 - 919, Aug. 1991.
-

-
- [36] Paiement, R. V., "Evaluation of Single Carrier and Multicarrier Modulation Techniques for Digital ATV Terrestrial Broadcasting", *CRC Report*, No. CRC-RP-004, Ottawa, Canada, Dec. 1994.
- [37] Sari, H., G. Karma and I. Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting", *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, pp. 100 - 109, Feb. 1995.
- [38] Oppenheim, A. V. and R. W. Schaffer, *Discrete-time Signal Processing*, Prentice-Hall International, ISBN 0-13-216771-9, 1989.
- [39] Hara, S., M. Mouri, M. Okada and N. Morinaga, "Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel", in *Wireless Personal Communications*, Kluwer Academic Publishers, vol. 2, pp. 335 - 356, 1996.
- [40] ETSI, "Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting to Mobile, Portable and Fixed Receivers", *European Telecommunication Standard*, ETS 300 - 401, Feb. 1995.
- [41] Tuttlebee, W. H. W. and D. A. Hawkins, "Consumer Digital Radio: From Concept to Reality", *Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 10, No. 6, pp. 263 - 276, Dec. 1998.
- [42] ETSI, "Digital Video Broadcasting: Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television", *European Telecommunication Standard*, EN 300 - 744, Aug. 1997.
- [43] Reimers, U., "DVB-T: The COFDM-Based System for Terrestrial Television", *Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 9, No. 1, pp. 28 - 32, Feb. 1997.
- [44] Takanashi, H. and R. van Nee, "Merged Physical Layer Specification for the 5-GHz Band", IEEE P802.11-98/72-rl, Mar. 1998.
- [45] IEEE, "Supplement to Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5-GHz Band", P802.11a/D7.0, July 1999.
- [46] T. Pollet, M. V. Bladel and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2, pp. 191-193, Feb. 1995.
- [47] L. Tomba, "On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 5, pp. 580-583, May 1998.
- [48] A. Armada, "Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 47 no. 2, pp. 153-159, Jun. 2001.
- [49] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Phase-impairment effects and compensation algorithms for OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 4, pp. 698-707, Apr. 2005.
- [50] L. Piazzi and P. Mandarini, "Analysis of phase noise effects in OFDM modems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 1696-1705, Oct. 2002.
- [51] M.S.El-Tanany, Y.Wu, and L.Hazy, "Analytical modeling and simulation of phase noise interference in OFDM-based digital television terrestrial broadcasting systems," *IEEE Trans. Broadcast.* Vol. 47, no. 3, pp. 20-31, Mar. 2001.
- [52] P. Smulders, "Exploiting the 60GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 140-147, Jan. 2002.

-
- [53] C. H. Doan et al., "Design considerations for 60GHz CMOS Radios," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, pp. 132-140, Dec. 2004.
 - [54] G. Fettweis et al, "Dirty RF: A New Paradigm", in *Proc. of the PIMRC'05*, Berlin, pp. 1340-1344, Sept. 2005.
 - [55] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Compensation schemes for phase noise and residual frequency offset in OFDM systems," in *Proc. GLOBECOM*, San Antonio, pp. 331-333, Nov. 2001.
 - [56] P. Robertson and S. Kaiser, "Analysis of the effects of phase noise in OFDM systems," in *Proc. ICC*, 1995.
 - [57] V.S Abhayawardhana and I.J. Wassell, "Common phase error correction with feedback for OFDM in wireless communication" in *Proc. GLOBECOM*, Taipei, Taiwan, pp. 651 - 652, Nov. 2002.
 - [58] S. Wu, P. Liu and Y. Bar-Ness, "Phase noise estimation and mitigation for OFDM Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 12, pp. 3616-3625, Dec. 2006.
 - [59] D. Petrovic, W. Rave and G. Fettweis, "Effects of phase noise on OFDM Systems with and without PLL: Characterization and compensation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 8, pp. 1607-1616, Aug. 2007.
 - [60] D. D. Lin, R. A. Pacheco, T. J. Lim and D. Hatzinakos, "Joint estimation of channel response, frequency offset and phase noise in OFDM," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 9, pp.3542-3554, Sep. 2006.
 - [61] D.D. Lin and T. Joon, "The variational inference approach to joint data detection and phase noise estimation in OFDM," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 5, pp. 1862-1874, May. 2007.
 - [62] J. Liu, and J. Li, "Parameter Estimation and Error Reduction for OFDM-Based WLANs" *IEEE Trans. on Mobile Computing*, Vol 3, No. 2, pp.152 -163, Apr. 2004.
 - [63] H. L. Van Trees, "Optimum array processing. Detection, estimation and modulation theory, part IV," John Wiley & Sons, 2002.
 - [64] S. Wu and Y. Bar-Ness, "OFDM systems in the presence of phase noise: Consequences and solutions," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 11, pp. 1988-1996, Nov. 2004.
 - [65] S. M. Kay, "Fundamentals of statistical processing, Volume I: Estimation theory," Prentice Hall, 1993.
 - [66] D. G.Luenberger, "Linear and nonlinear programming," Addison Wesley, Second Edition, 1984.
 - [67] P. H. Moose, "A Technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.* vol. 42, no. 10, pp.2908-2914, Oct. 1994.
 - [68] A. Papoulis and S.Unnikrishna, "Probability, random variables and stochastic processes," McGraw-Hill, Fourth Edition, 2002.
 - [69] T. Ericsson, "A Gaussian channel with slow fading," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 16, no. 3, pp. 353-355, May 1970.
 - [70] L. H. Ozarow, S. Shamai, and A. D. Wyner, "Information theoretic considerations for cellular mobile radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 359-377, May 1994.
 - [71] A. J. Goldsmith and P. P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 43, no. 6, pp. 1986-1992, Nov. 1997.
 - [72] S. Borade and L. Zheng, "Wideband fading channels with feedback," in *Proc. Allerton Conf. Commun. Control Comput.*, 2004.

-
- [73] I. Abou-Faycal, M. D. Trott, and S. Shamai (Shitz), "The capacity of discrete-time memoryless Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, no. 3, pp. 1290-1301, May 2001.
 - [74] M. C. Gursoy, H. V. Poor, and S. Verdú, "The noncoherent Rician fading channel - Part I : Structure of the capacity-achieving input," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 5, pp. 2193-2206, Sep.2005
 - [75] M. C. Gursoy, H. V. Poor, and S. Verdú, "The noncoherent Rician fading channel - Part II : Spectral efficiency in the low power regime,"*IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 5, pp. 2207-2221, Sep. 2005.
 - [76] M. C. Gursoy, H. V. Poor, and S. Verdú, "Spectral efficiency of peak power limited Rician block-fading channels," in *Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory*, Chicago, IL, Jul. 2, 2004, p. 543.
 - [77] J. Huang and S. P. Meyn, "Characterization and computation of optimal distributions for channel coding," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no.7
 - [78] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, "Capacity of a mobile multipleantenna communication link in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 1, pp. 139-157, Jan. 1999.
 - [79] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Communication on the Grassman manifold: A geometric approach to the noncoherent multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 2, pp. 359-383, Feb. 2002.pp. 2336-2351, Jul. 2005.
 - [80] M. Médard, "The effect upon channel capacity in wireless communications of perfect and imperfect knowledge of channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, no. 3, pp. 933-946, May 2000.
 - [81] A. Lapidoth and S. Shamai (Shitz), "Fading channels: How perfect need 'perfect side information' be?," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 5, pp. 1118-1134, May 2002.
 - [82] S. Verdú, "Spectral efficiency in the wideband regime," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 6, pp. 1319-1343, Jun. 2002.
 - [83] A. Lapidoth and S. M. Moser, "Capacity bounds via duality with applications to multiple-antenna systems on flat-fading channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2426-2467, Oct. 2003.
 - [84] M.Gursoy, "On the Capacity and Energy Efficiency of Training-Based Transmissions Over Fading Channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 55, no. 10, pp. 4543-4567, October 2009.
 - [85] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 4, pp. 951-963, Apr. 2003.
 - [86] C. E. Shannon, "Channels with Side Information at the Transmitter," *IBM J. Res. Dev.*, vol. 2, pp. 289-293, 1958
 - [87] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai (Shitz), "Fading channels: Information-theoretic and communications aspects," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 44, No. 6, pp. 2619-2692, October 1998
 - [88] D.Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
 - [89] G. Klang et al. "Identification of radio-link technologies", IST-2003-507581 WINNER, D2.1 Public Deliverable
 - [90] R. Steele, W. Webb, "Variable rate QAM for Data Transmission over Rayleigh fading Channels", in *Proc. IEEE Wireless'91*, Calgary, Canada, pp. 1-14, 1991
 - [91] N. Morinaga, M. Nakagawa, R. Kohno, "New Concepts and Technologies for Achieving Highly Reliable and High-Capacity Multimedia Wireless Communication Systems", *IEEE Commun. Magazine*, vol.35, pp.34-41, Jan. 1997
 - [92] Soon-Ghee Chua, Andrea J. Goldsmith, "Adaptive coded modulation for Fading Channels", in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, 1997, Montreal, Canada, pp. 1488-1492
 - [93] Andrea J. Goldsmith, Soon-Ghee Chua, "Variable-Rate Variable-Power MQAM for Fading Channels", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-45, pp. 1218 - 1230, October 1997.
 - [94] A. J. Goldsmith, P. P. Varaiya, "Capacity of Fading Channels with Channel Side Information", *IEEE Trans. IT*, Vol. 43, pp. 1986-1992, November 1997.
-

-
- [95] Seong Taek Chung, Andrea J. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-49, pp. 1561 - 1571, September 2001.
 - [96] Syed Ali Jafar, Sriram Vishwanath, Andrea Goldsmith; "Throughput maximization with multiple codes and partial outages", *Proc. IEEE GLOBECOM*, 2001, pp. 1307 - 1311, November 2001.
 - [97] L. Hanzo, C. H. Wong, M. S. Yee, "Adaptive Wireless Transceivers: Turbo-Coded, Turbo-Equalised and Space-Time Coded TDMA, CDMA and OFDM systems", John Wiley, March 2002.
 - [98] T. Keller, L. Hanzo: "Adaptive Modulation Techniques for Duplex OFDM Transmission", *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 5, September 2000.
 - [99] P.S Chow, J.M. Cioffi, J.A.C. Bingham "A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels", *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 43, no.2-4, pp.773-775, Feb-Apr 1995.
 - [100] R. F. H. Fisher, B. Huber, "A new loading algorithm for discrete multitone transmission", in *Proc. IEEE Globecom'96*, London, UK, 1996.
 - [101] H. Rohling, R. Grundheid, "Performance of an OFDM-TDMA mobile communication system", in *Proc. IEEE Globecom'96*, London, UK, 1996, pp. 1589-1593.
 - [102] Gerhard Münz, Stephan Pfletschinger, Joachim Speidel, "An Efficient Waterfilling Algorithm for Multiple Access OFDM", in the *Proc. Globecom 2002*, Taipei, Nov. 2002.
 - [103] S. Pfletschinger, G. Münz, J. Speidel, "Efficient Subcarrier Allocation for Multiple Access in OFDM Systems", *Int. OFDM Workshop 2002*, Sept 2002 Hamburg, Germany.
 - [104] S. Catreux, P. F. Driessen, L. J. Greenstein, "Attainable throughput of an interference-limited multiple-input multiple-output (MIMO) cellular system", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 49, August 2001, pp. 1307 - 1311.
 - [105] T. H. Liew, L. Hanzo, "Space-Time Block Coded Adaptive Modulation Aided OFDM", In *Proceedings of Globecom 2001*, pages pp. 136-140, San Antonio, USA, 2001.
 - [106] Z. Dlugaszewski, A. Piatyszek, K. Wesolowski, "Adaptive Multi-Coded OFDM Transmission for Selective Fading Channels", In *Proceedings of IST Mobile & Wireless Communications Summit*, Aveiro, Portugal, pp. 103-107, June 2003.
 - [107] K. Wesolowski, Z. Dlugaszewski, "Information Theory Aspects of Digital Transmission Over Fading Channels", In *Proceedings of X National Symposium of Radio Science*, Poznan, Poland, pp. 1-6, March 2002.
 - [108] Shengquan Hu, Alexandra Duel-Hallen; "Combined adaptive modulation and transmitter diversity using long range prediction for flat fading mobile radio channels", *Proc. IEEE GLOBECOM*, 2001, pp. 1256 - 1261, November 2001.
 - [109] T. Holliday, A. Goldsmith, P. Glynn, "Wireless Link Adaptation Policies: QoS for Deadline Constrained Traffic with Imperfect Channel Estimates", *Proc. ICC'02*, 28 April - 2 May, 2002, New York, NY, USA.
 - [110] S. Falahati, A. Svensson, M. Sternad, H. Mei, "Adaptive Trellis-coded Modulation over Predicted Flat Fading Channels", in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, Orlando, FL., Oct. 2003.
 - [111] S. Falahati, A. Svensson, T. Ekman, M. Sternad, "Adaptive Modulation Systems for Predicted Wireless Channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 2, pp. 307-316, Feb. 2004.
 - [112] I. Koutsooulos, L. Tassiulas, "Channel state-adaptive techniques for throughput enhancement in wireless broadband networks", *Proc. IEEE INFOCOM*, 2001, pp. 757 - 766, April 2001.
 - [113] Chang Heon Lim, John M. Cioffi, "Performance of the adaptive rate MQAM with on/Off power control", *IEEE Communications Letters*, vol. 5, pp. 16 - 18, January 2001.
-

-
- [114] Fei Tang, Luc Deneire, Marc Engels, Marc Moonen; "Adaptive link adaptation", Proc. IEEE GLOBECOM, 2001, pp. 1262 - 1266, November 2001.
 - [115] Velio Tralli, Alessandro Vaccari, Roberto Verdone, Oreste Andrisano, "Adaptive time and frequency resource assignment with COFDM for LMDS systems", IEEE Trans. Communications, vol. COM-49, pp. 235 - 238, February 2001.
 - [116] Sennur Ulukus, Ezio Biglieri, Moe Z. Win, "Optimum modulation and multicode formats in CDMA systems with multiuser receivers", Proc. IEEE INFOCOM, 2001, pp. 395 - 402, April 2001.
 - [117] G. Caire, S. Shamai, "On the Capacity of Some Channels with Channel State Information", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, pp. 2007-2019, Sept. 1999.
 - [118] Seong Taek Chung, Andrea J. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view", IEEE Trans. Communications, vol. COM-49, pp. 1561 - 1571, September 2001.
 - [119] Soon-Ghee Chua, Andrea J. Goldsmith, "Adaptive coded modulation for Fading Channels", in Proc. IEEE Int. Conf. Commun., 1997, Montreal, Canada, pp. 1488-1492.
 - [120] A. Ephremides, "Energy Concerns in Wireless Networks", IEEE Wireless Communications Special Issue on Energy-Aware Ad Hoc Wireless Networks, vol. 9, no. 4, Aug. 2002, pp. 48-59.
 - [121] M. Minto, D. Ragazzi, L. Agarossi, L. Giangaspero, "Minimum transmission power algorithm for OFDM-based flexible systems", Workshop on Broadband Wireless Ad-Hoc Networks and Services, 12-13 September 2002, The European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Sophia-Antipolis, FRANCE.
 - [122] A. Polydoros, J. Rautio, G. Razzano, H. Bogucka, D. Ragazzi, P. I. Dallas, A. Mammela, M. Benedix, M. Lobeira, L. Agarossi, "WIND-FLEX: Developing A Novel Test-Bed For Exploring Flexible Radio Concepts In An Indoor Environment", IEEE Communications Magazine, July 2003, Vol. 41, No. 7, pp. 116-122.
 - [123] Z. Długaszewski, K. Wesolowski, H. Bogucka, P. Tyczka, A. Piątyszek, A. Polydoros, K. Nikitopoulos, Y. Dagnes, G. Paltenghi, L. Giangaspero, M. Benedix, J. Ertel, "Information theory results derived from WIND-FLEX implementation", 4.6 Public Deliverable of the IST-1999-10025 project WIND-FLEX, Dec. 31st, 2002.
 - [124] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. Ben Letaief, R. D. Murch, "Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation", IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 17, pp. 1747 - 1758, October 1999.
 - [125] M. Johansson, "Diversity-Enhanced Equal Access - Considerable Throughput Gains with 1-bit Feedback", Proc. of Fifth IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Lisboa, Portugal, July 11-14, 2004.
 - [126] K. L. Baum, T. A. Kostas, P. J. Sartori, B. K. Clas-son, "Performance Characteristics of Cellular Sys-tems With Different Link Adaptation Strategies", IEEE Trans. On Vehicular Technology, vol. 52, no. 6, November 2003.
 - [127] Y. Leiba, Y. Segal, Z. Hadad and I. Kitroser, "Coverage capacity simulations for OFDMA PHY in ITU-T channel models", IEEE C802.16d-03/78r1, November 2003.
 - [128] Y. Leiba, I. Kitroser, Y. Segal and Z. Hadad, "Coverage simulation for OFDMA PHY mode", IEEE C802.16e-03/22r1, November 2003.
 - [129] Sony, Intel, "TGn Sync TGn Proposal MAC Simulation Methodology", IEEE 802.11-04/895r2, November 2004.
 - [130] A. Poloni, S. Valle, "Time Correlated Packet Errors in MAC Simulations", IEEE Contribution, 802.11-04-0064-00-000n, January 2004.
 - [131] J. Gilbert et al., "Unified Black Box PHY Abstraction Methodology", IEEE 802.11-04/0218r1, March 2004.
 - [132] 3GPP TR 25.892 V2.0.0 "Feasibility Study for OFDM for UTRAN enhancement", http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/tsg_ran/TSGR_24/Docs/PDF/RP-040221.pdf, June 2004.
 - [133] WG5 Evaluation Ad-hoc Group, "1x EV-DV Evaluation Methodology - Addendum (V6)," July 2001.
 - [134] Ericsson, "System level evaluation of OFDM- further considerations", TSG-RAN WG1 #35, R1-031303, November 2003.
-

-
- [135] Nortel, "Effective SIR Computation for OFDM System-Level Simulations," TSG-RAN WG1 #35, R1-031370, November 2003.
- [136] Nortel, "OFDM Exponential Effective SIR Mapping Validation, EESM Simulation Results for System-Level Performance Evaluations," 3GPP TSG-RAN-1/TSG-RAN-4 Ad-Hoc, R1-040089, January 2004.
- [137] K. Brueninghaus et al., "Link performance models for system level simulations of broadband radio access," IEEE PIMRC, September 2005.
- [138] L. Wan, et al, "A fading insensitive performance metric for a unified link quality model" Proceedings of IEEE WCNC, Vol.4, pp. 2110-2114, April 2006.
- [139] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, Task Group m: "IEEE 802.16m Evaluation Methodology Document (EMD)," IEEE 80216m-08_004r5, 15 Jan 2009, (online: http://wirelessman.org/tgm/docs/80216m-08_004r5.zip)
- [140] S. Tsai and A. Soong, "Effective-SNR Mapping for Modeling Frame Error Rates in Multiple-State Channels", 3GPP2-C30-20030429-010, April 2003.
- [141] G. Caire, "Bit-Interleaved Coded Modulation", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, No.3, May 1998.
- [142] J. Kim, et al., "Reverse Link Hybrid ARQ: Link Error Prediction Methodology Based on Convex Metric", Lucent Technologies, 3GPP2 TSG-C WG3 20030401-020, April 2003.
- [143] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Phase-impairment effects and compensation algorithms for OFDM systems," IEEE Transactions on Communications, vol. 53, No 3, March 2005.
- [144] S. Wu and Y. Bar-Ness, "OFDM systems in the presence of phase noise: consequences and solutions", IEEE Transactions on Communications, vol. 52, No 11, November 2004.
- [145] J. Wu, C. Xiao, and N. C. Beaulieu, "Optimal diversity combining based on noisy channel estimation", ICC 2004 - IEEE International Conference on Communications, no. 1, June 2004 pp. 214-218.
- [146] Y. Chen and C. Tellambura, "Performance Analysis of Maximum Ratio Transmission with Imperfect Channel Estimation", IEEE Communications Letters, vol. 9, No 4, April 2005.
- [147] DRAFT Standard for Local and metropolitan area networks:Air Interface for Broadband Wireless Access Systems, P802.16Rev2/D4 (April 2008).
- [148] S. Tsai and A. Soong, "Effective-SNR Mapping for Modeling Frame Error Rates in Multiple-State Channels", 3GPP2-C30-20030429-010, April 2003..
- [149] R. Yaniv, et al., "CINR Measurement using the EESM method," IEEE C802.16e-05/141r1, Mar 2005
- [150] Stephen Boyd and Lieven Vandenberghe "Convex optimization", Cambridge University Press, 2004.
- [151] C. S. Park and K. B. Lee, "Transmit Power Allocation for BER Performance Improvement in Multicarrier Systems", IEEE Transactions on Communications, vol. 52, no.10, October 2004.
- [152] S. Falahati, A. Svensson, M. Sternad, etc., "Adaptive modulation IEEE Global systems for predicted wireless channels," Telecommunications Conference, vol. 1, 2003, pp. 357-361.
- [153] T. T. Nogami, O. Nakamura, etc., "AMC design for BLER OFDM maintaining target quality over time-varying channels," IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., 2007. PIMRC 2007, Sept. 2007, pp. 1-5.
- [154] D. Rhee, J. H. Kwon, H. K. Hwang, etc., "Adaptive modulation and coding on multipath Rayleigh fading channels based on channel" the 8th International Conference Advanced Communication Technology, ICACT 2006, vol. 1, 2006, pp. 195-199.
- [155] Yi Wang, Qimei Cui , Xiaofeng TAO , Mingyu ZHOU "Robust AMC Scheme against Feedback Delay in Vehicular Environment" ICC 2009.
- [156] W. Jakes, D. Cox, "Microwave Mobile Communications", Wiley-IEEE Press, 1994.

-
- [157] I.S Gradshteyn, I. M. Ryzhik “ Tables of integrals, series and products”, seventh edition, Elsevier, Academic Press.
- [158] T.J Willink, P.H. Wittke, “Optimization and performance evaluation of multicarrier transmission”, IEEE Trans. on Information Theory, Vol. 43, pp. 426-440 Mar 1997.
- [159] S. Falahati, A. Svensson, M. Sternad, etc., “Adaptive modulation IEEE Global systems for redicted wireless channels,” Telecommunications Conference, vol. 1, 2003, pp. 357-361.
- [160] T. T. Nogami, O. Nakamura, etc., “AMC design for BLER OFDM maintaining target quality over time-varying channels,” IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., 2007. PIMRC 2007, Sept. 2007, pp. 1-5.
- [161] D. Rhee, J. H. Kwon, H. K. Hwang, etc., “Adaptive modulation and coding on multipath Rayleigh fading channels based on channel” the 8th International Conference Advanced Communication Technology, ICACT 2006, vol. 1, 2006, pp. 195-199.
- [162] Yi Wang, Qimei Cui , Xiaofeng TAO , Mingyu ZHOU "Robust AMC Scheme against Feedback Delay in Vehicular Environment" ICC 2009.
- [163] W. Jakes, D. Cox, “Microwave Mobile Communications”, Wiley-IEEE Press, 1994.
- [164] I.S Gradshteyn, I. M. Ryzhik “ Tables of integrals, series and products”, seventh edition, Elsevier, Academic Press.
- [165] P. Terwiesch, M. Agarwal, and D. W. T. Rippin. Batch unit optimization with imperfect modeling - a survey. J. Process Contr., 4:238–258, 1994.
- [166] D. Ruppen, C. Benthack, and D. Bonvin. Optimization of batch reactor operation under parametric uncertainty - computational aspects. J. Process Contr., 5(4):235–240, 1995.
- [167] M. Soroush and S. Valluri. An approach to optimization and control of batch processes. In American Control Conference, pages 490–494, Baltimore, MD, 1994.
- [168] Merlise Clyde and Edward I. George, "Model Uncertainty", Journal of Statistical Science, Vol. 19, No. 1, pp 81–94, 2004
- [169] F. Kharrat-Kammoun, S. Fontenelle, J. Boutros, “Accurate Approximation of QAM Error Probability on Quasi-Static MIMO Channels and Its Application to Adaptive Modulation”, IEEE Transactions on Information Theory 53(3): 1151-1160 (2007).