ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μελέτη Συνεργατικών Ασύρματων Δικτύων, Διαμόρφωση Συνεργατικής Δέσμης και Τεχνικές Ακύρωσης Παρεμβολής

του **Μάντζα Ιωάννη (Α.Μ 3826)**

Επιβλέπων

Δρ. **Κόκκινος Ευάγγελος**

Χανιά, 2013

Αφιερωμένη στους γονείς μου

Περιεχόμενα

ΠΕΡΙΛΗΨΗ……...5
ABSTRACT……....……....6
Ακρωνύμια……7
Ευχαριστίες……8
1. Συνεργατική Διαμόρφωση Δέσμης ……..9
1.1 Εισαγωγή……9
1.2 Μοντέλο συστήματος και διαγράμματα δέσμης σταθερών κόμβων…….....11
1.2.1 Παράγοντας Συστοιχίας και Διάγραμμα Δέσμης……...12
1.2.2 Διαγράμματα Δέσμης σε Γραμμικές Συστοιχίες……...…14
1.2.3 Διαγράμματα Δέσμης Κυκλικής Συστοιχίας……17
1. 3 Συνεργατική Διαμόρφωση Δέσμης με Τυχαία Κατανεμημένους Κόμβους……...19
1.3.1 Καθορισμός……20
1.3.2 Διαγράμματα Μέσης Δέσμης……..22
1.3.3 Κατανομή Διαγραμμάτων Δέσμης……..24
1.3.4 Κατανομή του Μεγίστου στον Πλευρικό Λοβό……..28
1.4 Συμπεράσματα……..…30
Αναφορές……......31
2. Συνεταιριστικά Ασύρματα Δίκτυα……..…32
2.1 Εισαγωγή……...32
2.1.1 Σύνοψη……....33
2.1.2 Φυσική Συνεργασία Επιπέδων……...33
2.2 Μοντέλο Συστήματος……..35
2.2.1 Δίκτυο Ευρείας Εμβέλειας……..35
2.2.2 Πολλαπλές Ροές και Ροή Προτεραιότητας……....36
2.2.3 Συνεταιριστικά Λειτουργικά Υποσυστήματα……37
2.3 Γνωρίζοντας το Περιβάλλον: Πληροφορίες Κατάστασης Δικτύου…….....38
2.3.1 NSI Διαχείριση Επιφόρτισης……..…39
2.3.2 Μετρικό NSI……....39
2.4 Βρίσκοντας την Βέλτιστη Συνεργατική Διαδρομή…….……..40
2.4.1 Δρομολόγηση Συνεργατικών Διαδρομών…….……..40
2.4.2 Πλεγματική Αναπαράσταση…….……...41
2.4.3 Χρονισμός, Παρεμβολή, και Διαχείριση Διπλεξίας……....42
2.4.4 Διασταυρωτικοί Αλγόριθμοι……43
2.5 Ανίχνευση Δικτύου……....43
2.5.1 Συμπληρώνοντας το Πλέγμα: Συγκεντρώνοντας Καταστάσεις, Άκρα, και NSI….44
2.5.2 Συμπληρώνοντας το Πλέγμα: Μετακόμβοι……...45
2.6 Συμπεράσματα……45
Αναφορές……....46
3. Απόρριψη Παρεμβολής και Διαχείριση……..50
3.1 Εισαγωγή……...50
3.2 Αυτό-Παρεμβολή Ανάμεσα σε Συνεταιρίστηκα Δίκτυα……..51
3.2.1 Καταστολή Παρεμβολής ώστε να Επιτρέψει την Διανομή Φάσματος……..51
3.2.1.1 Άμεση Διαμόρφωση από Ακολουθία Μονού-Φορέα……52
3.2.1.2 Άμεση Διαμόρφωση από Ακολουθία Πολλαπλού-Φορέα……52
3.2.2 Αποτελέσματα Παρεμβολής σε Κανάλια Εκτίμησης Κατάστασης……..53
3.3 Άμβλυνση Παρεμβολής σε Συστήματα Πολλαπλού Φορέα με Τμηματική Διαμόρφωση ……..……...56
3.3.1 Άμβλυνση Παρεμβολής σε ένα μη Κωδικοποιημένο Σύστημα Πολλαπλού-Φορέα……..57
3.3.1.1 MC-CDMA……..60

3.3.1.2 OFDM……...62
3.3.1.3 Αποτελέσματα……...65
3.3.2 Άμβλυνση της παρεμβολής σε κωδικοποιημένα συστήματα πολλαπλού-φορέα…66
3.3.3 Ευαισθησία Doppler του OFDM σε Κινητές Εφαρμογές……....68
3.4 Καταστολή της Παρεμβολής σε Συστήματα Αναμετάδοσης MIMO……69
3.4.1 Γραμμική Αρχική Κωδικοποίηση των Μεταδιδόμενων Σημάτων……...70
3.4.2 Μη γραμμική Αρχική Κωδικοποίηση των Μεταδιδόμενων Σημάτων: Αποδόμηση QR……72
3.4.2.1 Βέλτιστη Διάταξη των Αποκεντρωμένων Δεκτών……76
3.4.3 Διανυσματική αρχική κωδικοποίηση……77
3.4.4 Μέθοδος Ελάττωσης Πλέγματος για Αρχική Κωδικοποίηση……....79
3.5 Συμπεράσματα……80
Αναφορές……....81

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στη παρούσα πτυχιακή εργασία περιγράφεται η συνεργατική διαμόρφωση δέσμης που πραγματοποιείται αν οι κοντινοί αισθητήρες κόμβοι μοιράζονται τις πληροφορίες από πριν και δημιουργούν μια κοινή δέσμη με συγχρονισμένο τρόπο, προς την επιθυμητή κατεύθυνση. Θα επικεντρωθούμε στο σύστημα διαμόρφωσης δέσμης, στα διαγράμματα δέσμης των διατάξεων αισθητήρων καθώς επίσης στις στατιστικές ιδιότητες του διαγράμματος δέσμης σε τυχαίες διατάξεις.

Στην συνέχεια ασχολούμαστε με τις πληροφορίες κατάστασης δικτύου, την πλεγματική δομή δεδομένων, και την κατανεμημένη συνεργατική έρευνα για την ανίχνευση του δικτύου.

Στο τελευταίο κεφάλαιο, εξετάζουμε την καταστολή της παρεμβολής σε διάφορα ασύρματα συστήματα τηλεπικοινωνιών. Έχουμε τρία θέματα που εξετάζουμε:

α) Την αυτό-παρεμβολή που εμφανίζεται στα γνωστικά ραδιοσυστήματα και στα Ultra Wide Band (UWB) συστήματα τηλεπικοινωνιών.

β) Την άμβλυνση της παρεμβολής στενής ζώνης σε συστήματα διαμόρφωσης. Δυο περιπτώσεις ερευνώνται, η πολλαπλή πρόσβαση πολύ-φορέων με κατανομή κωδικών (MC – CDMA) και η ορθογώνια συχνότητα διαίρεσης πολυπλεξίας (OFDM).

γ) Την καταστολή της παρεμβολής στα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας με πολλαπλές εισόδους και εξόδους (MIMO) που υιοθετούν κεραίες πολλαπλής μετάδοσης και λήψης για να αυξήσουν τον ρυθμό δεδομένων και να πετύχουν ποικιλομορφία σήματος σε κανάλια διάλειψης πολλαπλών-διαδρομών.

ABSTRACT

In this thesis it is described the formation of collective beam package made whether the nearby sensors nodes share information in advance and transmit in a collectively synchronized manner, it is possible to form a beam in the desired direction. We will focus on beam patterns of antenna devices and also in its statistical properties of the beam pattern in random arrangements.

Subsequently we deal with the Network State Information (NSI), the grid data structure, and a distributed collaborative research for network detection.

In the last chapter, we examine the suppression of interference in various wireless telecommunications systems. We have three issues to deal with:

a) The self-interference that occurs in cognitive radio and ultra-wideband communications (UWB).

b) The mitigation of the interference of narrowband modulation schemes. Two cases are investigated, Multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) and the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM).

c) The suppression of interference in wireless communication systems with multiple inputs and outputs (MIMO) adopting multiple antennas transmission and reception to increase the data rate and achieve diversity in fading channels signal multi - path.

ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

AWGN	additive white Gaussian noise
BER	bit error rate
BPSK	binary phase shift keying
CCDF	complementary cumulative distribution function
CDF	cumulative distribution function
CDMA	code division multiple access
CSI	channel state information
DFE	decision feedback equalizer
DS	direct sequence
DSR	dynamic source routing
FEC	forward error correction
FMT	filtered multi tone
GPS	global positioning system
ICI	inter carrier interference
IEEE	institute of electrical and electronic engineers
ISI	inter services intelligence
LDPC	low density parity check code
LLR	log likelihood ratio
LMS	least mean squares
MAC	medium access control
MAI	multiple access interference
MC–CDMA	Multi-carrier code division multiple access
MIMO	multiple input multiple output
ML	maximum likelihood
MMSE	minimum mean square error
MRC	maximal ratio combining
NBI	narrowband interference
NIR	noise interface ratio
NSI	network service interface
PEF	prediction error filter
PHY	physical layer
PSK	phase shift keying
QR	optimal ordered
RF	radio frequency
RTS	Request to Send
SDMA	space division multiple access
SINR	signal to-noise-plus interference ratio
SISO	single input single output system
SM	spatial multiplexing
SNR	signal to noise ratio
OFDM	orthogonal frequency division multiplexing
QAM	quadrature amplitude modulation
QPSK	quadrature phase shift keying
TDD	test driven development
UWB	ultra wide ban
ZF	zero forcing

Ευχαριστίες

Κατά τη διάρκεια της παρούσας πτυχιακής η καθοδήγηση του επιβλέποντος καθηγητή μου, κυρίου Κόκκινου Ευάγγελου υπήρξε καίρια και πιστεύω αποτελεσματική. Οι υποδείξεις και οι οδηγίες του ήταν ιδιαίτερα πολύτιμες. Στη συνέχεια θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου, για την δυνατότητα που μου προσέφεραν να πραγματοποιήσω τις σπουδές μου με κάθε πολυτέλεια και τη συμπαράσταση που μου έδειξαν κατά τη διάρκεια εκπόνησης της πτυχιακής μου εργασίας.

Κεφάλαιο 1
Συνεργατική διαμόρφωση δέσμης

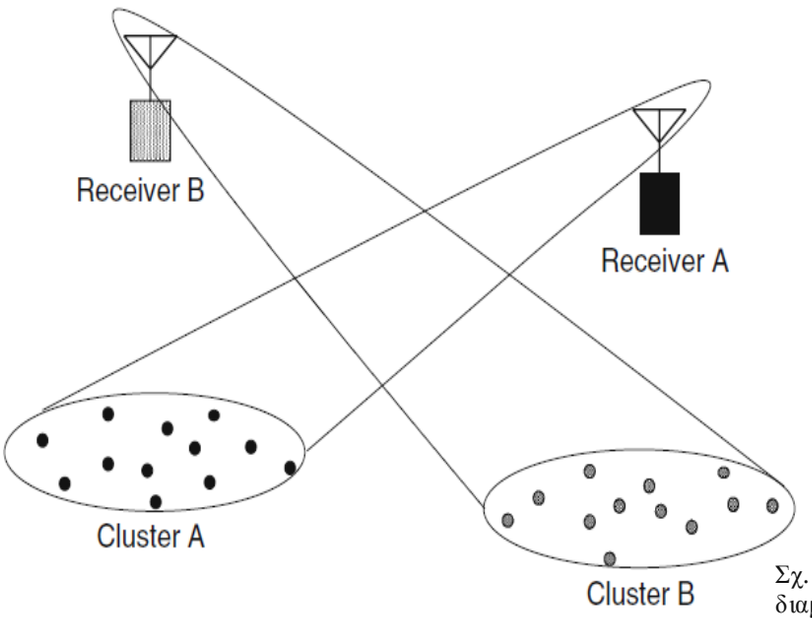
1.1 Εισαγωγή

Ένα από τα πιο σημαντικά θέματα στις ασύρματες επικοινωνίες είναι το πως να αντιμετωπιστεί μια μείωση του λόγου ισχύος του εισερχόμενου θορύβου σήματος (SNR) στον απομακρυσμένο δέκτη. Η διακύμανση του SNR μπορεί να προκληθεί από διάφορα φαινόμενα όπως απόσβεση κατά τη διαδρομή, σκίαση και διάλειψη πολλαπλής διαδρομής [19]. Η *διαμόρφωση δέσμης* είναι μια από της τεχνικές που αντιμετωπίζουν αυτό το πρόβλημα. Ας υποθέσουμε ότι ο πομπός είναι εξοπλισμένος με πολλαπλές κεραίες. Αν το ίδιο σήμα εκπέμπεται από πολλαπλές κεραίες γεωμετρικά τοποθετημένες, ακόμα και χωρίς πολλαπλή διαδρομή η στιγμιαία ισχύς του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να ποικίλει εξαρτώμενο από την γεωμετρική θέση των κεραιών εκπομπής και της κεραίας λήψης. Αυτό οφείλεται στον ίδιο φαινόμενο με την διάλειψη πολλαπλής διαδρομής. Με άλλα λόγια, όταν στέλνουμε το ίδιο σήμα από πολλαπλές κεραίες, ο πομπός τεχνητά δημιουργεί διάλειψη πολλαπλής διαδρομής. Από την άλλη μεριά, αν ο πομπός γνωρίζει από πριν την διεύθυνση του προοριζόμενου δέκτη, είναι δυνατό για τον πομπό να στείλει τέτοια σήματα ώστε το εισερχόμενο SNR του προοριζόμενου δέκτη να ενισχυθούν. Αυτό μπορεί να επιτευχτεί με χειρισμό των εκπεμπόμενων σημάτων από κάθε κεραία έτσι ώστε τα σήματα να προστίθενται στον δέκτη (ο συντελεστής του τελικού καναλιού από την τεχνητή διάλειψη να μεγεθύνεται).

Σε πολλά ασύρματα δίκτυα, ηλεκτροκίνητα κινητά τερματικά είναι πιθανόν να είναι εξοπλισμένα με μία κεραία και αυτή η υπόθεση αποκλείει την χρήση συνεργατικής δέσμης. Ωστόσο, αν οι κοντινοί χρήστες στέλνουν τα δεδομένα τους στους απομακρυσμένους δέκτες, θα είναι πιο αποτελεσματικό αν συνεργαστούν μεταξύ τους έτσι ώστε να μοιράζονται τα δεδομένα από πριν και μετά να στείλουν συγχρονισμένα τα σύνθετα δεδομένα σε κάθε αποδέκτη όπως στην πρόσφατη βιβλιογραφία (e.g.,[8,16]). Με κατάλληλη τοποθέτηση της αρχικής φάσης του εκπεμπόμενου σήματος του κάθε χρήστη, μπορούν συνεταιριστικά να εκτελέσουν τον σχηματισμό της δέσμης θεωρώντας τους άλλους χρήστες ως εικονικές κεραίες.

Εφόσον οι επικοινωνούντες χρήστες των ασύρματων δικτύων διανέμονται τυχαία εκ φύσεως, η *διαμόρφωση δέσμης* πρέπει να διανέμεται με τον ίδιο τρόπο. Τέτοιου είδους διαμόρφωση δέσμης αναφέρεται ως *συνεργατικής διαμόρφωση δέσμης*. Οι δυο κύριες προκλήσεις είναι πώς να μοιραστεί το κάθε μήνυμα αποτελεσματικά και πώς να επιτευχτεί συγχρονισμός ανάμεσα στους συνεταιριστικούς χρήστες.

Η ιδέα της κατανεμημένης διαμόρφωση δέσμης μπορεί φυσικά να ενταχτεί στο πλαίσιο του αισθητήρα ασύρματων ad hoc δικτύων. Ας εξετάσουμε τον αισθητήρα δικτύου όπου οι κοντινοί πολλαπλοί αισθητήρες κόμβοι λειτουργούν, ο καθένας από τους οποίους συλλέγει τα δικά του δεδομένα, από μια συστάδα και μεταδίδουν στον ίδιο δέκτη όπως φαίνεται στο Σχ. 1.1. Εφόσον οι αισθητήρες κόμβοι λειτουργούν σε αυτό το πλαίσιο πρέπει να είναι μικροσκοπικοί και φθηνοί, είναι πολύ πιθανόν ο κόμβος να είναι εξοπλισμένος με μόνο μια κεραία. Ωστόσο, αν οι κοντινοί αισθητήρες κόμβοι μοιράζονται τις πληροφορίες από πριν και μεταδίδουν συλλογικά με συγχρονισμένο τρόπο, είναι πιθανόν να σχηματίσουν μια ακτίνα προς την επιθυμητή κατεύθυνση. Αυτή η συγκεκριμένη προσέγγιση αναφέρεται ως *συνεργατικής διαμόρφωση δέσμης* [13] όλοι οι κόμβοι μέσα στην συστάδα στέλνουν συλλογικά τα δεδομένα τους προς την ίδια κατεύθυνση.



Σχ. 1.1 Παράδειγμα συνεργατικής διαμόρφωση δέσμης

Υπάρχουν δυο κύρια θέματα όταν εφαρμόζουμε την συνεργατική διαμόρφωση δέσμης. Η δυνατότητα για ακριβή συγχρονισμό και ακριβή υπολογισμό του καναλιού είναι ένα κρίσιμο θέμα. Κατά κανόνα, η διαμόρφωση δέσμη επιτυγχάνεται με διαχείριση της αρχικής φάσης των συγχρονισμένων μεταδιδόμενων σημάτων με ταυτόσημο μήνυμα. Αυτό είναι δυνατό μόνο αν οι εικονικές κεραίες είναι συγχρονισμένες και το κανάλι παλμικής απόκρισης είναι γνωστό από τον αποστολέα. Αυτό το θέμα μελετάται στο [11].

Το άλλο θέμα είναι το διάγραμμα δέσμης που σχηματίζεται από τους κατανεμημένους αισθητήρες. Αν μια στενή δέσμη με χαμηλούς πλευρικούς λοβούς μπορεί να σχηματιστεί από αυτούς τους κόμβους, παρέχει μια άλλη διάσταση στα κανάλια επικοινωνίας: πολύ-πρόσβαση διαιρέσεως χώρου (SDMA), η οποία είναι μια πιθανή τεχνική που ενισχύει σημαντικά την χωρητικότητα πολλαπλής πρόσβασης. Στην πραγματικότητα, θα αποδειχτεί ότι αν οι αισθητήρες διανεμηθούν τυχαία και συγχρονιστούν πλήρως, ο τύπος της παραγόμενης ακτίνας που σχηματίστηκε από τους αισθητήρες έχει, με μεγάλη πιθανότητα, καθαρό κύριο λοβό με χαμηλούς πλευρικούς λοβούς.

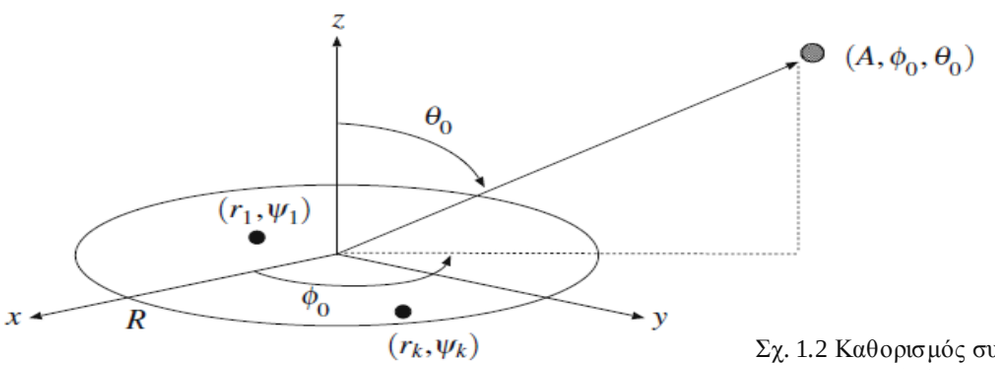
Σε αυτό το κεφάλαιο, έχοντας στο μυαλό μας την περίπτωση του αισθητήρα ασύρματων ad hoc δικτύων, θα επικεντρωθούμε σε τύπους ακτίνας διαφορετικών κατανεμημένων κεραιών όπως επίσης και στα κύρια αποτελέσματα που θα διερευνηθούν στο [13]. Η επόμενη παράγραφος περιγράφει το σύστημα σχηματισμού δέσμης, το μοντέλο αυτό αναπαράγεται σε αυτό το κεφάλαιο και εξετάζει κάποια γνωστά αποτελέσματα σε διαγράμματα δέσμης των διατάξεων κεραίας. Το κεφάλαιο 2.3 αντλεί κάποιες στατιστικές ιδιότητες του διαγράμματος δέσμης σε τυχαίες διατάξεις. Ο μέσος όρος και η κατανομή του διαγράμματος δέσμης των τυχαία παραγόμενων κεραιοστοιχιών και η κατανομή της μέγιστης τιμής του πλευρικού λοβού επίσης μελετώνται. Τέλος, τα συμπεράσματα δίνονται στο κεφάλαιο 2.4.

1.2 Μοντέλο συστήματος και διαγράμματα δέσμης σταθερών κόμβων

Σε αυτή την παράγραφο, ξεκινάμε με την περιγραφή συλλογικού μοντέλου σχηματισμού δέσμης επίσης εστιάζουμε σε διαγράμματα δέσμης διαφόρων κεραιοστοιχιών τα οποία μελετούνται στην θεωρία κεραιών [3,6].

Στο Σχ. 1.2 διαφαίνεται η γεωμετρική διαμόρφωση των κατανεμημένων κόμβων και η κατεύθυνση τους. Όλοι οι αισθητήρες κόμβοι (ή, αντίστοιχα, τα στοιχεία κεραίας) υποθέτουμε ότι βρίσκονται στο επίπεδο *x-y* και έτσι σχηματίζουν μια επίπεδη συστοιχία. Για αναλυτική ευκολία, ορίζουμε τις συντεταγμένες του κάθε κόμβου σε πολικές συνταγμένες. Η θέση του *k* κόμβου ορίζεται ως (r_k, ψ_k). Η θέση του προορισμού δίνεται σε σφαιρικές συντεταγμένες ως εξής (A, φ_0, θ_0). Ακολουθώντας την επίσημη βιβλιογραφία στην θεωρία κεραιών (e.g., [3]), η γωνία $\theta \in [0, \pi]$ δείχνει διεύθυνση ανύψωσης και η γωνία $\varphi \in [0, 2\pi)$ απεικονίζει το αζιμούθιο. Για να κάνουμε την ακόλουθη ανάλυση κατανοητή, κάνουμε τις παρακάτω υποθέσεις:

1. Κάθε κόμβος αισθητήρας είναι εξοπλισμένος με ένα ιδανικό ισοτροπικό στοιχείο κεραίας.
2. Όλοι οι κόμβοι μεταδίδουν με πανομοιότυπες ενέργειες, και οι αποσβέσεις κατά την διαδρομή όλων των κόμβων είναι επίσης ίδιες.
3. Δεν υπάρχει αντανάκλαση ή διασκορπισμός του σήματος.
4. Οι αισθητήρες των κόμβων είναι αρκετά διαχωρισμένοι έτσι ώστε τα αποτελέσματα της αμοιβαίας σύζευξης να είναι αμελητέα.
5. Όλοι οι κόμβοι είναι τέλεια συγχρονισμένοι (ή συνδεδεμένοι) έτσι ώστε να μην δημιουργηθεί μετατόπιση φάσης ή τρέμουλο.



Σχ. 1.2 Καθορισμός συντεταγμένων του κόμβου

Εν ολίγοις, οι παραπάνω υποθέσεις εγγυώνται ότι η τελική διάταξη που σχηματίστηκε από τους αισθητήρες των κόμβων είναι μία ιδανική επίπεδη συμφασική κεραιοστοιχία.

1.2.1 Παράγοντας Συστοιχίας και Διάγραμμα Δέσμης

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε N αισθητήρες κόμβους μέσα στο δίσκο με ακτίνα R και ορίζουμε $d_k(\varphi,\theta)$, να σημειωθεί ότι η ευκλείδεια απόσταση μεταξύ του k κόμβου και του σημείου αναφοράς (A, φ, θ), όπου $k \in \{1, 2, \ldots, N\}$. Στη συνέχεια ακολουθεί

$$d_k(\varphi,\theta) = \sqrt{A^2 + r_k^2 - 2r_k A \sin\theta\cos(\varphi-\psi_k)}\,. \tag{1.1}$$

Ο αρχικός μας στόχος στην απόδοση της δέσμης σχηματισμού είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας στην περιοχή μακρινού πεδίου. Συνεπώς, υποθέτοντας ότι $A >> r_\kappa$, η απόσταση $d_k(\varphi,\theta)$ στην (1.1) είναι περίπου

$$d_k(\varphi,\theta) = A\left(1 - 2\frac{r_k}{A}\sin\theta\cos(\varphi-\psi_k) + \left(\frac{r_k}{A}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}} \approx A - r_k\sin\theta\cos(\varphi-\psi_k)\,. \tag{1.2}$$

Ορίζουμε Θ_k την αρχική φάση του φορέα εκπεμπόμενου σήματος του κόμβου k. Δεδομένου της θέσης των κόμβων $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \ldots, r_N] \in [0, R]^N$ και $\boldsymbol{\psi} = [\psi_1, \psi_2, \ldots, \psi_N] \in [0, 2\pi)^N$, ο *παράγοντας συστοιχίας* μπορεί να προσδιοριστεί ως

$$F\left(\varphi,\theta\middle|r,\psi\right) \triangleq \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{j\Theta_k} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_k(\varphi,\theta)} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{j\left\{\frac{2\pi}{\lambda}d_k(\varphi,\theta)+\Theta_k\right\}}\,, \tag{1.3}$$

Όπου λ είναι το μήκος κύματος της συχνότητας εκπομπής του φορέα(RF).

Δεδομένου της θέσης του αποδέκτη (A, φ_0, θ_0), ο κόμβος k ορίζει την αρχική φάση ως εξής

$$\Theta_k = -\frac{2\pi}{\lambda}\delta_k(\varphi_0,\theta_0)\,. \tag{1.4}$$

Ο αντίστοιχος παράγοντας συστοιχίας μπορεί να γραφτεί ως εξής

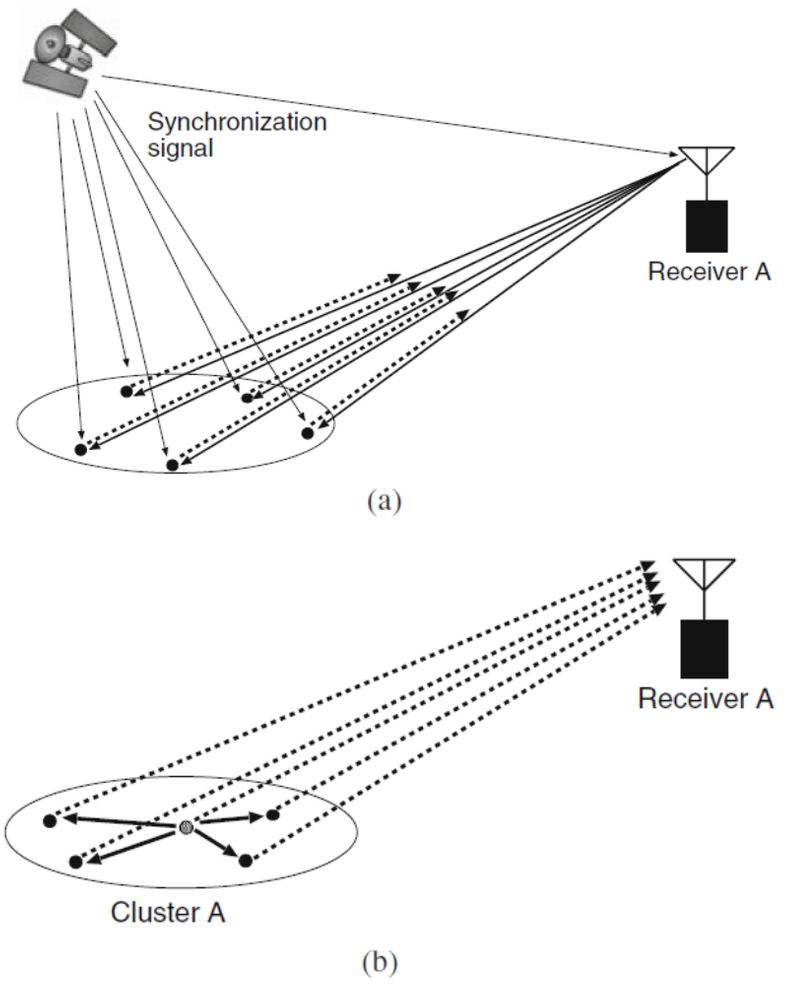
$$F(\varphi,\theta|r,\psi) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{j\Theta_k} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_k(\varphi,\theta)} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[d_k(\varphi,\theta)-d_k(\varphi_0-\theta_0)]}\,.$$

Με την προσέγγιση της απόστασης μακρινού-πεδίου (1.2), το διάγραμμα ακτινοβολίας του μακρινού-πεδίου μπορεί να εκφραστεί ως

$$F(\varphi,\theta|r,\psi) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}r_k[\sin\theta_0\cos(\varphi_0-\psi_k)-\sin\theta\cos(\varphi-\psi_k)]}\,. \tag{1.5}$$

Προφανώς, το μέγεθος του παραπάνω παράγοντα συστοιχίας μεγεθύνεται (με μέγιστη τιμή 1) όταν η γωνία παρατήρησης είναι ίση με την γωνία στόχου

($\varphi = \varphi_0$ και $\theta = \theta_0$). Για να επιτευχτεί αυτό η αρχική φάση Θ_k από (1.4) πρέπει να υπολογίζεται για κάθε κόμβο, το οποίο συνεπάγεται ότι κάθε κόμβος πρέπει να γνωρίζει επακριβώς τη σχετική απόσταση από το προορισμό. Με την αναμετάδοση του ραδιοφάρου από τον προορισμό, είναι πιθανόν για κάθε κόμβο να προσαρμόσει στην αρχική φάση (παρόμοια με τις αυτό-συμφασικές συστοιχίες) όπως στο Σχ. 1.3 (a). Αυτό το σενάριο αναφέρεται ως περίπτωση *κλειστού κυκλώματος* [13]. Εφόσον όλοι οι κόμβοι και ο απομακρυσμένος δέκτης πρέπει να λειτουργούν συγχρονισμένα σε αυτή την περίπτωση, πρέπει να μοιράζονται τον ίδιο χρονιστή. Έτσι, το σύστημα του κλειστού κυκλώματος πρέπει να εφαρμοστεί με την βοήθεια εξωτερικού χρονιστή τέτοιου όπως του Παγκόσμιου Δορυφορικού Σύστημα Εντοπισμού (GPS) όπως φαίνεται στο Σχ. 1.3 (a).



Σχ. 1.3 Δύο περιπτώσεις συλλογικού σχηματισμού δέσμης : (a) κλειστό κύκλωμα και (b) ανοιχτό κύκλωμα

Εναλλακτικά, αντί να χρησιμοποιήσουμε το (1.4) αν επιλέξουμε την αρχική φάση του κόμβου k ως

$$\Theta_k = \frac{2\pi}{\lambda} r_k \sin\theta_0 \cos(\varphi_0 - \psi_k), \tag{1.6}$$

ο παράγοντας συστοιχίας στο (1.3) η προσέγγιση της απόστασης μακρινού-πεδίου (1.2) δίνεται από

$$F(\varphi,\theta|r,\psi) = \frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{k=1}^{\mathrm{N}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\{\mathrm{A}-r_k\sin\theta\cos(\varphi-\psi_k)+r_k\sin\theta_0\cos(\varphi_0-\psi_k)\}}$$

$$= \frac{1}{\mathrm{N}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\mathrm{A}} \sum_{k=1}^{\mathrm{N}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}r_k\{\sin\theta_0\cos(\varphi_0-\psi_k)-\sin\theta\cos(\varphi-\psi_k)\}}, \tag{1.7}$$

το οποίο έχει την ίδια ισχύ με τον παράγοντα συστοιχίας (1.5). Επομένως, κάθε κόμβος μπορεί να χρησιμοποιήσει (1.6) σαν αρχική φάση για την συνεργατική διαμόρφωση δέσμης. Ο υπολογισμός του (1.6) απαιτεί την ακριβή τοποθεσία (r_k, φ_k) κάθε κόμβου, το οποίο μπορεί να επιτευχτεί, για παράδειγμα, με συντονισμό του κύριου κόμβου όπως φαίνεται στο Σχ. 1.3(b). Σε αυτό το σενάριο, το οποίο δεν απαιτεί συγχρονισμό σήματος από τον προορισμό αναφέρεται ως περίπτωση *ανοιχτού-κυκλώματος* [13] και είναι χρήσιμο στην περίπτωση που το δίκτυο έχει αποδέκτες σε πολλές κατευθύνσεις. Σε κάθε περίπτωση, η πρακτική εφαρμογή της συνεργατικής διαμόρφωση δέσμης χρειάζεται αποτελεσματικό σχέδιο σύνδεσης στο επίπεδο έλεγχου πρόσβασης μέσου (MAC) και για το φυσικό επίπεδο (PHY). Το ζήτημα του σχεδίου κάθετων επιπέδων αναλύεται στο [4].

Τελικά, καθορίζουμε το διάγραμμα δέσμης μακρινού-πεδίου ως το μέγιστο τετράγωνο του παράγοντα συστοιχίας

$$\mathrm{P}(\varphi,\theta\big|r,\psi) \triangleq \big|F(\varphi,\theta\big|r,\psi)\big|^2 \ . \tag{1.8}$$

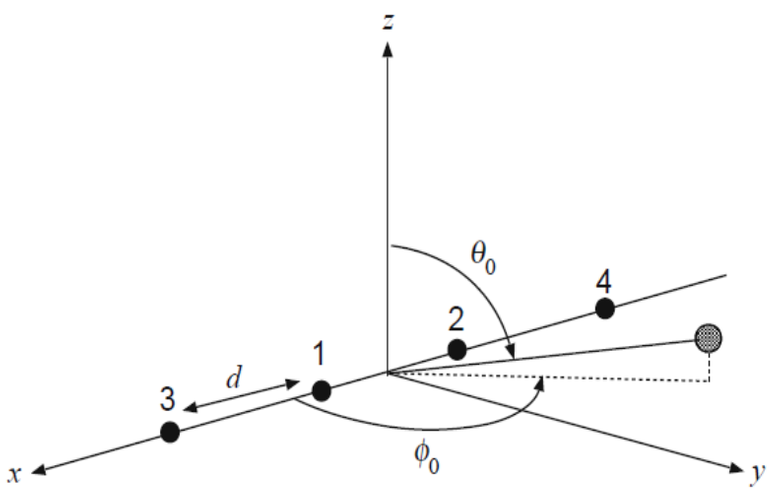
1.2.2 Διαγράμματα Δέσμης σε Γραμμικές Συστοιχίες

Ας αναλογιστούμε πρώτα τα διαγράμματα δέσμης των γραμμικών συστοιχιών. Σε μια συμβατική γραμμική συστοιχία, τα στοιχειά της κεραίας βρίσκονται σε μια γραμμή με ίσιες αποστάσεις μεταξύ τους. Οι κόμβοι είναι τοποθετημένοι στον χ- άξονα στο μοντέλο επίπεδης συμφασικής συστοιχίας. Μια γραμμική συστοιχία με N στοιχεία κεραίας, όπου N υποθέτουμε να είναι ένας αριθμός για απλοποίηση, μπορεί να εκφραστεί, για παράδειγμα, ως

$$\begin{cases} r_k = \left(\left\lfloor \dfrac{k-1}{2} \right\rfloor + \dfrac{1}{2} \right) d \\ \psi_k = ((k-1) \bmod 2)\pi \end{cases}, \tag{1.9}$$

όπου d είναι το διάστημα μεταξύ γειτονικών κόμβων $k \in \{1, 2, \ldots, N\}$, και $\lfloor x \rfloor$ ορίζεται ο μεγαλύτερος ακέραιος αριθμός, όχι όμως μεγαλύτερος από x. Η κατανομή του αισθητήρα κόμβου παριστάνεται στο Σχ. 1.4.

Ο αντίστοιχος παράγοντας συστοιχίας μακρινού-πεδίου που ορίζεται στο (1.5) δίνεται από



Σχ. 1.4 Μοντέλο Γραμμικής συστοιχίας με N = 4

$$F(\varphi,\theta\,|\,r,\psi)=\frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{k=1}^{\mathrm{N}}\left\{e^{j\frac{2\pi}{\lambda}r_{2k}\left[\sin\theta_0\cos\varphi_0-\sin\theta\cos\varphi\right]}+e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_{2k}\left[\sin\theta_0\cos\varphi_0-\sin\theta\cos\varphi\right]}\right\}. \qquad (1.10)$$

Γνωρίζοντας ότι $r_{2k}=\left(k-\frac{1}{2}\right)d$ και καθορίζοντας ότι

$$u\triangleq\pi\frac{d}{\lambda}\left[\sin\theta_0\cos\varphi_0-\sin\theta\cos\varphi\right], \qquad (1.11)$$

παίρνουμε

$$F(\varphi,\theta\,|\,r,\psi)=\frac{1}{\mathrm{N}}\left\{\sum_{k=1}^{N/2}e^{j(2k-1)u}+\sum_{k=1}^{N/2}e^{-j(2k-1)u}\right\}=\frac{2}{N}\sum_{k=1}^{N/2}\cos((2k-1)u)$$

$$=\frac{2}{N}\Re\left\{\sum_{k=1}^{N/2}e^{j(2k-1)u}\right\}=\frac{2}{N}\Re\left\{e^{ju}\frac{1-e^{jNu}}{1-e^{j2u}}\right\}$$

$$=\frac{2}{N}\Re\left\{e^{j\frac{Nu}{2}}\frac{\sin\frac{Nu}{2}}{\sin u}\right\}=\frac{2\cos\frac{Nu}{2}\sin\frac{Nu}{2}}{N\sin u}=\frac{\sin(Nu)}{N\sin u}. \qquad (1.12)$$

Το διάγραμμα δέσμης απομακρυσμένου πεδίου δίνεται από

$$P(\varphi,\theta)=\frac{1}{\mathrm{N}^2}\frac{\sin^2(Nu)}{\sin^2 u}. \qquad (2.13)$$

Αν ο στόχος βρίσκεται στην θετική πλευρά του y-άξονα όπως στο Σχ. 1.4, έχουμε $\varphi_0=\theta_0=90^\circ$ και επομένως $u=-\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta\cos\varphi$. Αυτός ο τύπος γραμμικής συστοιχίας συχνά αποκαλείται *συστοιχία εγκάρσιας εκπομπής*. Ο τύπος της ακτίνας στο επίπεδο x-y δίνεται από

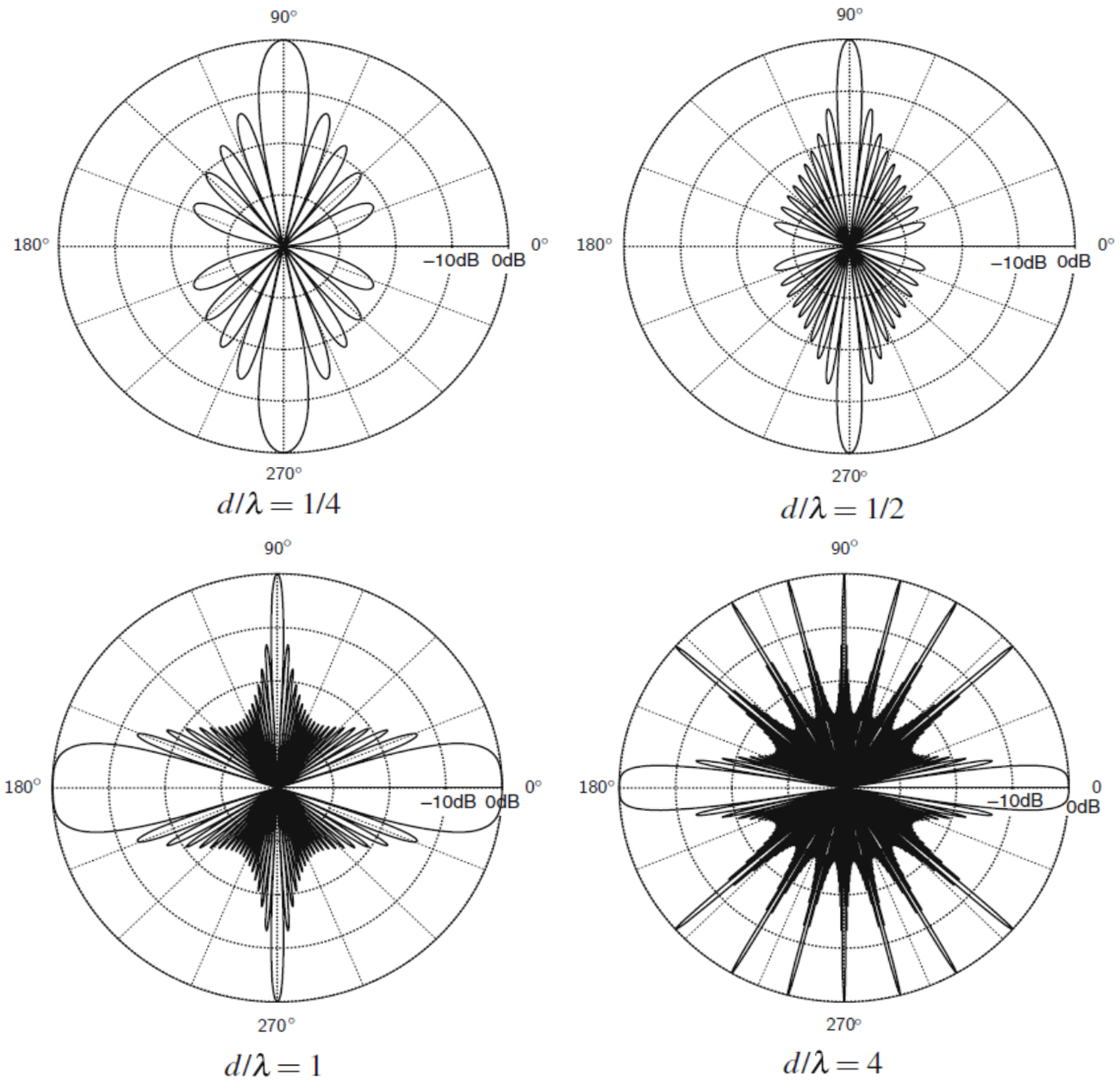
$$P(\varphi,\theta=90^o)=\frac{1}{\mathrm{N}^2}\frac{\sin^2\left(N\pi\frac{d}{\lambda}\cos\varphi\right)}{\sin^2\left(\pi\frac{d}{\lambda}\cos\varphi\right)}. \qquad (1.14)$$

Τα διαγράμματα δέσμης στο (1.14) σχεδιάζονται [1] για διάφορες περιπτώσεις του d/λ στο Σχ. 1.5 με $N = 20$. Παρατηρούμε ότι αυξάνοντας την απόσταση της κεραίας d/λ κάνει τον κύριο λοβό στενότερο. Όμως, όταν το d είναι όσο το μήκος κύματος λ, εμφανίζονται πλευρικοί λοβοί με επίπεδο ισχύς όσο του κύριου λοβού. Αυτός ο μεγάλος ανεπιθύμητος πλευρικός λοβός αναφέρεται ως *λοβός περιθλάσεως*.

Από την άλλη πλευρά, αν ο στόχος βρίσκεται πάνω στον *x*-άξονα βρίσκεται (στην ίδια κατεύθυνση με την γραμμική συστοιχία) η δημιουργούμενη συστοιχία αποκαλείται *διαμήκης κεραιοστοιχία* .

Σε αυτή την περίπτωση, u από (1.11) δίνεται από τύπο $u=\pi\frac{d}{\lambda}(1-\sin\theta\cos\varphi)$. Επίσης, το διάγραμμα δέσμης αυτής της γραμμικής συστοιχίας με $\varphi_0=0^o$ δίνεται από

[1] Σχεδιάζουμε τα διαγράμματα δέσμης με (ακτίνα, γωνία) = *(P(φ)* σε dB*, φ* σε μοίρες*)* σε πολικές συντεταγμένες σε όλο αυτό το κεφάλαιο.



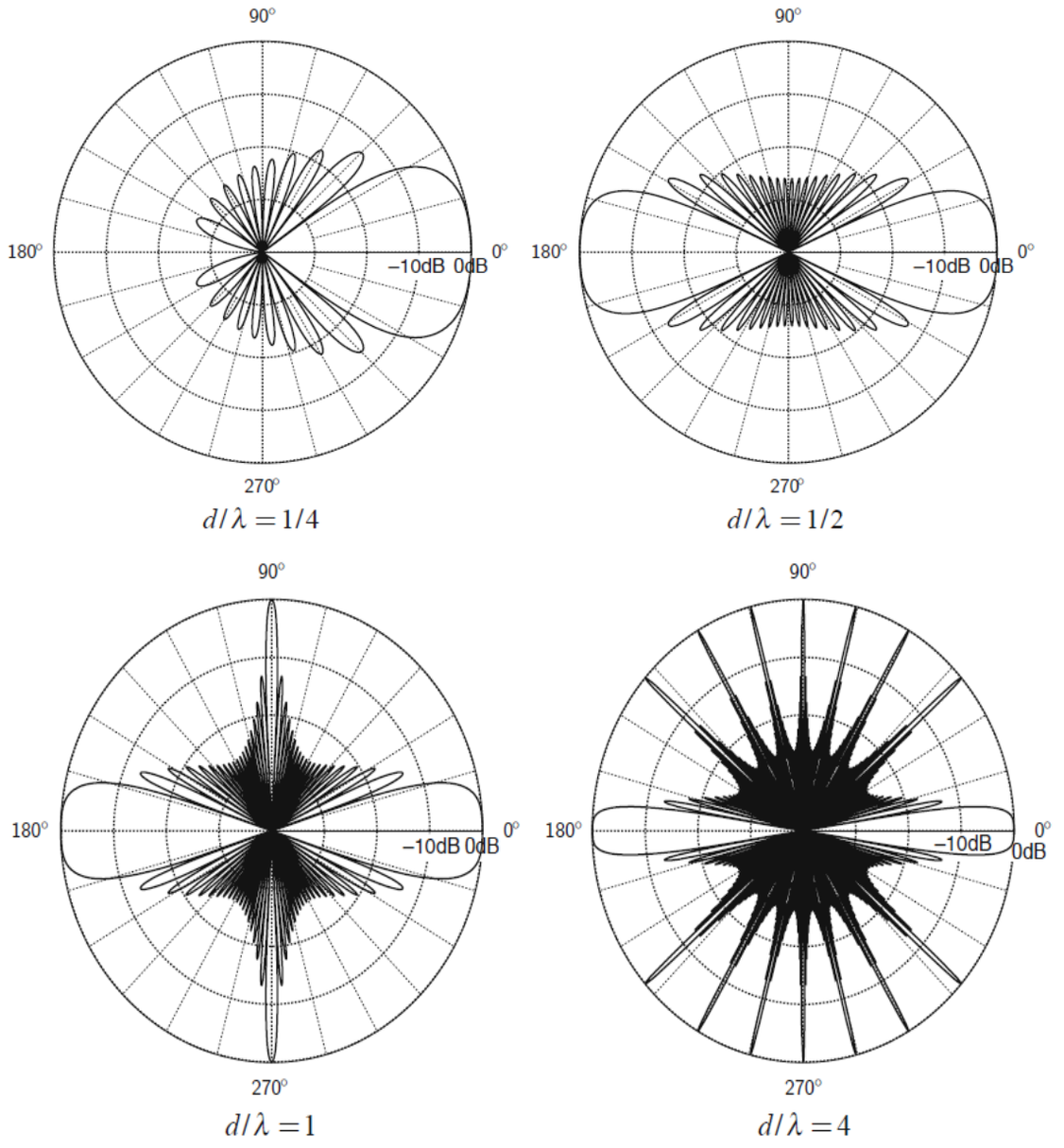
Σχ. 1.5 Διαγράμματα δέσμης γραμμικών συστοιχιών με N = 20 και φ0 = 90◦ (εγκάρσια)

$$\mathrm{P}(\varphi, \theta = 90^{o}) = \frac{1}{\mathrm{N}^2} \frac{\sin^2(N\pi \frac{d}{\lambda}(1-\cos\varphi))}{\sin^2(\pi \frac{d}{\lambda}(1-\cos\varphi))}. \qquad (1.15)$$

Στο Σχ. 1.6 έχουν σχεδιαστεί διαγράμματα δέσμης με διαμήκη κεραιοστοιχία (1.15) για διαφορετικές περιπτώσεις του *d/λ* με *N = 20*. Όπως παρατηρήθηκε, οι λοβοί περιθλάσεως εμφανίζονται όσο το *d/λ* αυξάνεται. Παρατηρούμε ότι

$$\begin{aligned}\sin(N\pi\gamma(1-\cos\varphi)) &= \sin(N\pi\gamma)\cos(N\pi\gamma\cos\varphi) - \cos(N\pi\gamma)\sin(N\pi\gamma\cos\varphi) \\ &= (-1)^{\mathrm{N}_\gamma+1}\sin(N\pi\gamma\cos\varphi) \quad \text{για } \gamma = \text{ακέραιος}, \qquad (1.16)\end{aligned}$$

τα διαγράμματα δέσμης τόσο στις εγκάρσιες όσο και στις διαμήκης συστοιχίες γίνονται ίδια αν *γ = d/λ* είναι ακέραιος αριθμός όπως φαίνεται από τα Σχ. 1.5 και 1.6. Συνοψίζοντας, το μοντέλο γραμμικής συστοιχίας δεν είναι αρκετά ευπροσάρμοστο για την συνεργατική διαμόρφωση δέσμης όπου η τοποθεσία του στόχου μπορεί να είναι σε αυθαίρετη κατεύθυνση; η κατανομή των αισθητήρων των κόμβων σε γραμμή μπορεί να αποφευχθεί.



Σχ. 1.6 Διαγράμματα δέσμης γραμμικών συστοιχιών με N = 20 και φ0 = 0◦ (διαμήκης)

1.2.3 Διαγράμματα Δέσμης Κυκλικής Συστοιχίας

Ας αναλογιστούμε την περίπτωση όπου οι κόμβοι είναι τοποθετημένοι με κυκλικό τρόπο. Ειδικότερα, ας σκεφτούμε N_R ομόκεντρους κύκλους όπου κάθε κύκλος έχει N / N_R κόμβους τοποθετημένου σε ίσες αποστάσεις προς την αζιμουθιακή διεύθυνση όπως φαίνεται από το Σχ. 1.7.

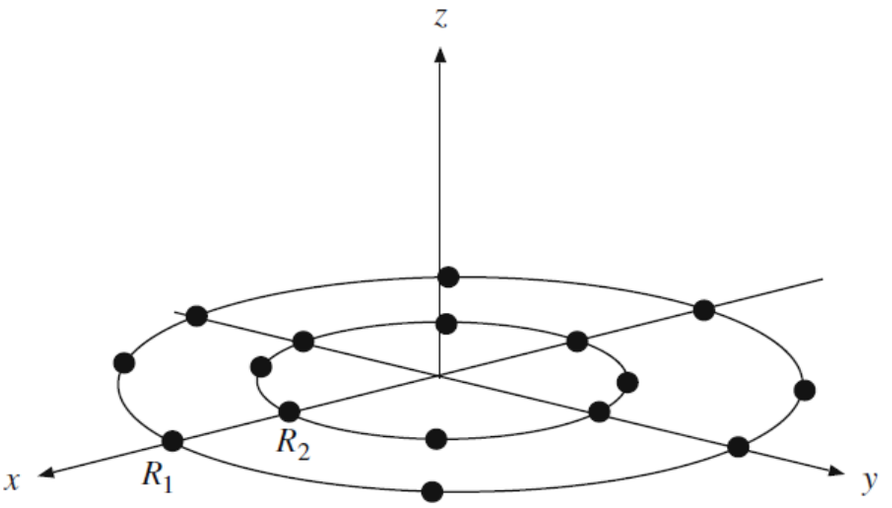
Ξεκινάμε με την περίπτωση του μονού κύκλου ($N_R = 1$) και συνεχίζουμε με την έκφραση του διαγράμματος δέσμης ακολουθώντας το [10]. Πρώτα ξαναγράφουμε τον τύπο του διαγράμματος ακτινοβολίας μακρινού-πεδίου του (1.5) ως εξής

$$F(\varphi,\theta \mid r,\psi) = \frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{k=1}^{\mathrm{N}} e^{j2\pi\frac{r_k}{\lambda}\rho\cos(\psi_k-\xi)} \quad , \tag{1.17}$$

όπου

$$\rho = \sqrt{(\sin\theta\cos\varphi - \sin\theta_0\cos\varphi_0)^2 + (\sin\theta\sin\varphi - \sin\theta_0\sin\varphi_0)^2} \, , \tag{1.18}$$

$$\xi = \arctan\frac{\sin\theta\sin\varphi - \sin\theta_0\sin\varphi_0}{\sin\theta\cos\varphi - \sin\theta_0\cos\varphi_0} \, . \tag{1.19}$$



Σχ. 1.7 Μοντέλο κυκλικής συστοιχίας με N = 16 και N R = 2

Ας σημειωθεί ότι ρ μπορεί να θεωρηθεί ως ένα μετρό που αντιπροσωπεύει την διάφορα μεταξύ της γωνιάς παρατήρησης από την γωνιά του στόχου. Ακόμα, $\rho = 0$ αν η διεύθυνση παρατήρησης και διεύθυνση του στόχου συμπίπτουν, αλλιώς $\rho > 0$. Μέσω αυτής της υπόθεσης, παίρνουμε

$$\begin{cases} r_k = R \\ \psi_k = 2\pi \dfrac{k}{N} \end{cases}, \tag{1.20}$$

Όπου R είναι η ακτίνα του κύκλου. Αντικαθιστώντας αυτό στον τύπο (1.17) και χρησιμοποιώντας τον τύπο του Bessel

$$e^{jx\cos\theta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n J_n(x) e^{jn\theta} \quad , \tag{1.21}$$

Έχουμε

$$F(\varphi,\theta \mid r,\psi) = \frac{1}{\mathrm{N}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n J_n\left(2\pi\rho\frac{R}{\lambda}\right) e^{-jn\xi} \left\{ \sum_{k=1}^{\mathrm{N}} e^{j2\pi\frac{n}{N}k} \right\}$$

$$= \frac{1}{\mathrm{N}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n J_n\left(2\pi\rho\frac{R}{\lambda}\right) e^{-jn\xi} \mathrm{N}\delta_{n \bmod N} \, , \tag{1.22}$$

Όπου δ_i είναι η εξίσωση του Kronecker. Επομένως, γνωρίζοντας ότι $J{-}n(x) = (-1)^n \; Jn(x)$, η παραπάνω σχέση μπορεί να εκφραστεί ως

$$F(\varphi,\theta \mid r,\psi) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\xi\right)lN} J_{lN}\left(2\pi\rho\frac{R}{\lambda}\right)$$

$$= J_0\left(2\pi\rho\frac{R}{\lambda}\right) + \sum_{l=1}^{\infty} J_{lN}\left(2\pi\rho\frac{R}{\lambda}\right) \left\{ e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\xi\right)lN} + e^{j\left(\frac{\pi}{2}+\xi\right)lN} \right\}. \tag{1.23}$$

Οι παραπάνω σχέσεις γρήγορα μετατρέπονται με μερικές αλλαγές (ειδικά όταν $\dfrac{R}{\lambda}$ είναι μικρό) και επόμενος μπορούν να υπολογιστούν αριθμητικά.

Στην περίπτωση πολλαπλών κύκλων, όπου $R_1, R_2, \ldots, R_{NR}$, με τις ακτίνες των κύκλων $R_1 > R_2 > \ldots > R_{NR}$. Για λόγους ευκολίας, υποθέτουμε ότι ο αριθμός των κόμβων σε κάθε κύκλο είναι ιδανικός και δίνεται από $N' = N / N_R$. Ο παραγόμενος συντελεστής συστοιχίας εκφράζεται ως

$$F(\varphi,\theta \mid r,\psi) = \frac{1}{N_R}\sum_{m=1}^{N_R}\left\{ J_0\left(2\pi\rho\frac{R_m}{\lambda}\right) + \sum_{l=1}^{\infty} J_{lN'} \times \left(2\pi\rho\frac{R_m}{\lambda}\right)\left\{ e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\xi\right)lN'} \right\} \right\}. \qquad (1.24)$$

Τελικά, το διάγραμμα δέσμης μακρινού-πεδίου μπορεί να αποκτηθεί αντικαθιστώντας (1.24) στην (1.8).

Ας δούμε την περίπτωση με κατεύθυνση $(\varphi_0,\theta_0) = (0^o,90^o)$ και ας τοποθετήσουμε τα διαγράμματα δέσμης στο επίπεδο x - y ($\theta = 90^o$). Σε αυτή την περίπτωση, ρ και ξ δίνονται από

$$\begin{cases} \rho = 2\left|\sin\dfrac{\varphi}{2}\right| \\ \xi = -\arctan\cot\dfrac{\varphi}{2} = \dfrac{\varphi-\pi}{2}, \end{cases} \quad 0 < \varphi < 2\pi \qquad (1.25)$$

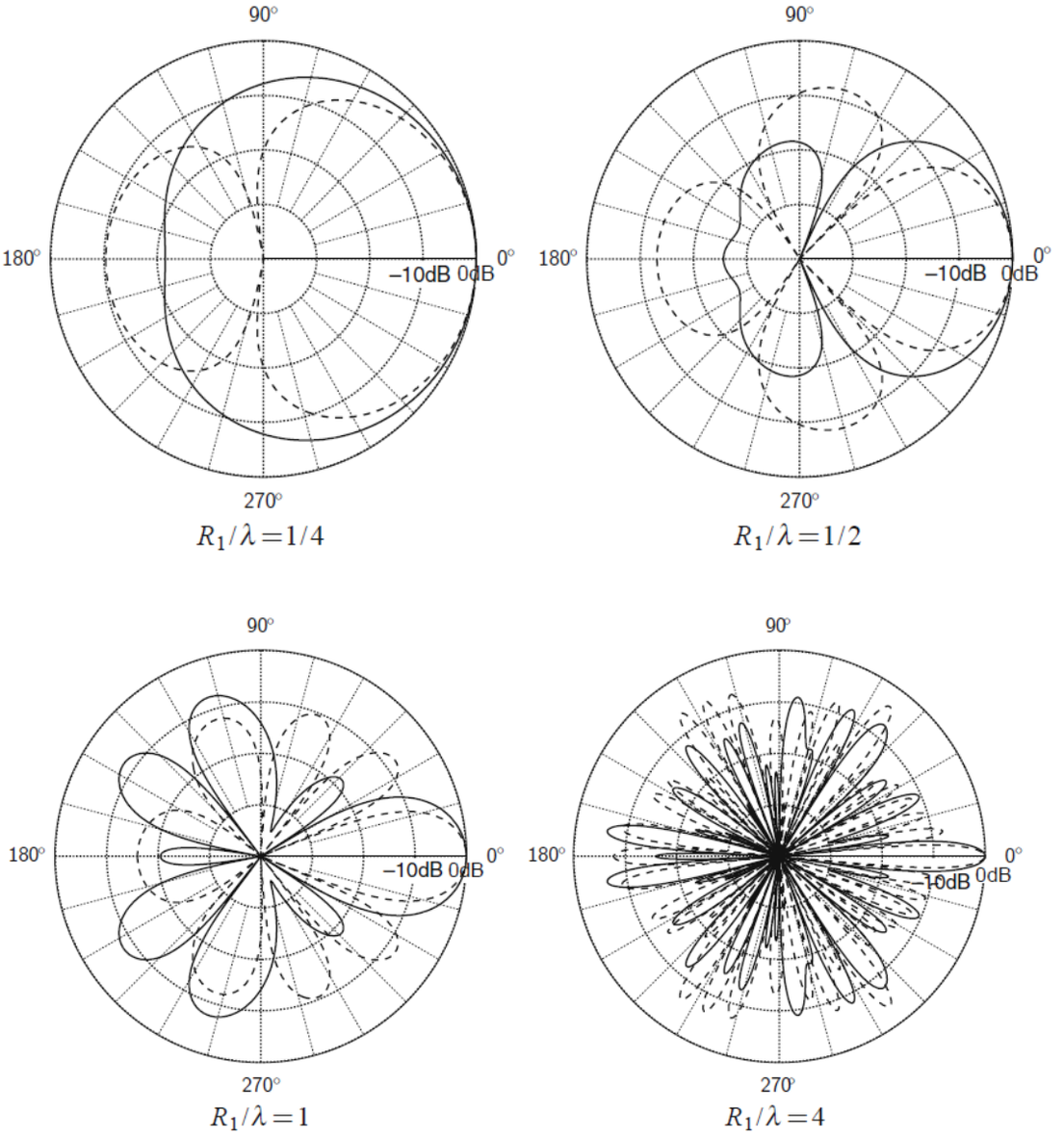
Στο Σχ. 1.8, σχεδιάζονται διαφορετικά διαγράμματα δέσμης κυκλικής συστοιχίας με N = 20 και N_R = 1, 2. Στην περίπτωση που N_R = 2, ως εσωτερική ακτίνα επιλέγεται η $R_2 = R_1/2$. Φαίνεται ότι ο κύριος λοβός γίνεται πιο αιχμηρός όσο το R_1/λ αυξάνεται όμοια με την γραμμική συστοιχία, ενώ οι κορυφές των λοβών περιθλάσεως είναι μικρότερες σε όλες τις περιπτώσεις που μελετήθηκαν. Ακόμα παρατηρήθηκαν οι πλευρικοί λοβοί μέχρι και -4 dB στην περίπτωση που N_R = 1 και R_1/λ = 4. Επομένως η κατανομή των κόμβων που είναι όμοια με κυκλικές συστοιχίες μπορεί να μην αποφέρουν τόσο κάλους τύπους δέσμης και να έχουν χαμηλούς πλευρικούς λοβούς.

1.3 Συνεργατική διαμόρφωση δέσμης με Τυχαία Κατανεμημένους Κόμβους

Στο προηγούμενο κεφάλαιο, είδαμε ότι όταν οι κεραίες είναι ευθυγραμμισμένες σε ίσες αποστάσεις, ο παραγόμενος τύπος δέσμης τείνει να έχει μεγάλους λοβούς περίθλασης. Αυτό είναι γνωστό χαρακτηριστικό από την θεωρία των κεραιών [3], και από αυτή την άποψη οι άνισες συστοιχίες [7] προτιμούνται.

Όταν αντιμετωπίζουμε την συνεργατική διαμόρφωση δέσμης στους αισθητήρες ασύρματων ad hoc δικτύων, είναι συνετό να υποθέσουμε ότι οι κατανεμημένοι κόμβοι κεραιών είναι τοποθετημένοι τυχαία. Επομένως, οι τύποι δέσμης αυτών των τυχαίων συστοιχιών καθορίζονται με συγκεκριμένο τρόπο από τις τυχαία επιλεγμένες τοποθεσίες κόμβων. Επομένως, είναι φυσικό να αντιμετωπίζουμε τον τύπο δέσμης με υποθετικά επιχειρήματα. Το ερώτημα είναι αν κάποιος μπορεί να σχηματίσει ένα καλό πρότυπο δέσμης με στενό κύριο λοβό και πλευρικούς κύριους λοβούς με συγκεκριμένη πιθανότητα.

Αυτή πιθανολογική ανάλυση των τυχαίων συστοιχιών μπορεί να βρεθεί στην ιστορία της θεωρίας των κεραιών. Σε αυτό το πλαίσιο των γραμμικών συστοιχιών με ένα μεγάλο αριθμό κεραιοστοιχείων, Lo [9] έχει αναπτυχτεί μια ευρεία θεωρία των τυχαίων συστοιχιών.



Σχ. 1.8 Διαγράμματα δέσμης κυκλικών συστοιχιών με N = 20 και φ0 = 0◦ (συνεχής γραμμές: N R = 2, διακεκομμένες γραμμές: N R = 1)

Το κύριο συμπέρασμα είναι ότι η τυχαία συστοιχία μπορεί να σχηματίσει ένα καλό τύπο δέσμης με μεγάλη πιθανότητα και αν ο αριθμός των κεραιοστοιχείων είναι N, η αμεσότητα του αποτελέσματος των τυχαίων συστοιχιών τείνει ασυμπτωτικά στο N, έτσι αποδίδει ένα όφελος για την κεραία N τάξης. Στο πλαίσιο των αισθητήρων δικτύων, έχουν μελετηθεί οι στατιστικές ιδιότητες των τύπων δέσμης με τυχαίες συστοιχίες στο [13]. Αυτό το κομμάτι δίνει τα κύρια αποτελέσματα στο [13].

1.3.1 Ορισμός

Ας πάμε πίσω στο μοντέλο ορισμού της θέσης του κόμβου στο Σχ. 2.2 και ας υποθέσουμε ότι η θέση του κόμβου (r_k, φ_k) είναι ζεύγος τυχαίων μεταβλητών (RVs) που ακολουθούν κάποιες κατανομές πιθανότητας. Αν τυχαία βάλουμε τους αισθητήρες των κόμβων πάνω σε έναν δεδομένο δίσκο με ακτίνα R, είναι λογικό να υποθέσουμε ότι η θέση του κόμβου (RVs) ακολουθεί ομοιόμορφη κατανομή.

Η από κοινού συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) του (x_k, y_k) στις (καρτεσιανές) x-y συντεταγμένες δίνεται από

$$f_{\chi_k,y_k}(x,y)=\begin{cases}\dfrac{1}{\pi R^2}, x^2+y^2<\pi R^2,\\ 0, otherwise\end{cases} \tag{1.26}$$

Αλλάζοντας τις μεταβλητές από Καρτεσιανές σε πολικές συντεταγμένες (r_k, φ_k) η συνδυασμένη pdf δίνεται από

$$f_{r_k,\psi_k}(r,\psi)=rf_{x_k,y_k}(x,y)|_{x=r\cos\psi,y=r\sin\psi}=\frac{r}{\pi R^2} \tag{1.27}$$

Από τα οποία περνούμε

$$\begin{cases} f_{r_k}(r)=\int_0^{2\pi} f_{r_k,\psi_k}(r,\psi)d\psi=\dfrac{2r}{R^2}, 0\le r\le R,\\ f_{\psi_k}(\psi)=\int_0^{R} f_{r_k,\psi_k}(r,\psi)dr=\dfrac{1}{2\pi}, 0\le\psi\le 2\pi. \end{cases} \tag{1.28}$$

Ξέρουμε ότι ο τύπος δέσμης απομακρυσμένου-πεδίου για δεδομένο σημείο (r_k, φ_k) σε πολικές συντεταγμένες εκφράζεται από τον τύπο (1.17)

$$F(\varphi,\theta\,|\,r,\psi)=\frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{k=1}^{\mathrm{N}} e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\rho\frac{r_k}{R}\cos(\psi_k-\xi)}, \tag{1.29}$$

Όπου ρ και ξ καθορίζονται στις σχέσης (1.18) και (1.19) αντίστοιχα. Η παραπάνω εξίσωση μπορεί να εκφραστεί ως

$$F(\varphi,\theta\,|\,z)\triangleq\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{j\alpha_{\varphi,\theta}z_k}, \tag{1.30}$$

όπου $\alpha_{\varphi,\theta}$ καθορίζεται από

$$\begin{aligned}\alpha_{\varphi,\theta}&\triangleq 2\pi\frac{R}{\lambda}\rho\\ &=2\pi\frac{R}{\lambda}\sqrt{(\sin\theta\cos\varphi-\sin\theta_0\cos\varphi_0)^2+(\sin\theta\cos\varphi-\sin\theta_0\cos\varphi_0)^2},\end{aligned} \tag{1.31}$$

και z_k είναι ένα νέο RV εκφράζεται ως εξής

$$z_k=\frac{r_k}{R}\cos(\psi_k-\xi), -1\le z_k\le 1. \tag{1.32}$$

Εφόσον το ξ είναι σταθερός παράγοντας και η γωνιά θέσης ψ_k είναι ομοιόμορφη RV, $\tilde{\psi}_k\triangleq\psi_k-\xi$ επίσης ακολουθεί η ομοιόμορφη κατανομή για *σταθερή γωνία παρατήρησης* (φ, θ).

Χρησιμοποιώντας τον τύπο (1.28), μπορούμε να βρούμε το pdf του RV z_k

$$f_{z_k}(z) = \frac{2}{\pi}\sqrt{1-z^2}, |z| \le 1. \tag{1.33}$$

Δεδομένου του $z = [z_1, z_2, \ldots, z_N]$, ο τύπος δέσμης απομακρυσμένου-πεδίου μπορεί να εκφραστεί από την σχέση (1.30) ως

$$\begin{aligned} P(\varphi,\theta \mid z) &= |F(\varphi,\theta \mid z)|^2 = \frac{1}{N^2}\sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{N} e^{j\alpha_{\varphi,\theta}(z_k - z_l)} \\ &= \frac{1}{N} + \frac{1}{N^2}\sum_{k=1}^{N} e^{j\alpha_{\varphi,\theta} z_k} \sum_{\substack{l=1 \\ l\neq k}}^{N} e^{-j\alpha_{\varphi,\theta} z_l} . \end{aligned} \tag{1.34}$$

1.3.2 Διαγράμματα Μέσης Δέσμης

Καταρχήν σκεφτόμαστε το στατιστικό μέσο όρο των διαγραμμάτων δέσμης με τυχαία συστοιχία που καθορίσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Τα διαγράμματα μέσης δέσμης των τυχαίων συστοιχιών μπορούν να οριστούν ως εξής

$$P_{av}(\varphi,\theta) \triangleq \mathrm{E}_{r,\psi}\{P(\varphi,\theta \mid r,\psi)\} = \mathrm{E}_z\{P(\varphi,\theta \mid z)\}, \tag{1.35}$$

Όπου $\mathrm{E}_x\{\cdot\}$ δηλώνει προσδοκία για την τυχαία μεταβλητή **x**. Υποθέτουμε ότι τα r_k 's και ψ_k 's (όπως επίσης και τα z_k 's) είναι ανεξάρτητα και όμοια κατανεμημένα (i.i.d), μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί από τις σχέσεις (1.33) και (1.35) [ή απευθείας από τις σχέσεις (1.28), και (1.29)] ότι

$$P_{av}(\varphi,\theta) = \frac{1}{\mathrm{N}} + \left(1 - \frac{1}{\mathrm{N}}\right)\left|2\frac{J_1(\alpha_{\varphi,\theta})}{\alpha_{\varphi,\theta}}\right|^2 . \tag{1.36}$$

Το πλάτος του κύριου λοβού στα διαγράμματα μέσης δέσμης μπορούν να χαρακτηριστούν από την ελάχιστη μη μηδενική τιμή του ρ που ελαχιστοποιεί την σχέση (1.36). Ο όρος $|J_1(x)/x|$ που εμφανίζεται στην σχέση (1.36) είναι ταλαντευόμενος και η ελάχιστη θετική τιμή του x για την οποία περνούμε $J_1(x)/x = 0$ είναι $x_0 = 3.8317$. Το ρ_0 αναπαριστά την τιμή του ρ όταν $\alpha_{\varphi,\theta} = x_0$.
Έτσι εφόσον

$$\rho_0 = \frac{x_0}{2\pi R/\lambda}, \tag{1.37}$$

Το ρ_0 πλησιάζει το 0 όταν ο λόγος R/λ αυξάνεται. Αυτό δείχνει ότι το πλάτος του κύριου λοβού των διαγραμμάτων μέσης δέσμης γίνεται πιο αιχμηρός όσο ο λόγος R/λ αυξάνεται.

Εν συνεχεία, ας σκεφτούμε το επίπεδο του πλευρικού λοβού των τύπων μέσης δέσμης. Χρησιμοποιώντας την προσεγγιστική συνάρτηση του Bessel.

$$J_1(x) \sim \sqrt{\frac{2}{\pi x}} \cos\left(x - \frac{3}{4}\pi \right), \tag{1.38}$$

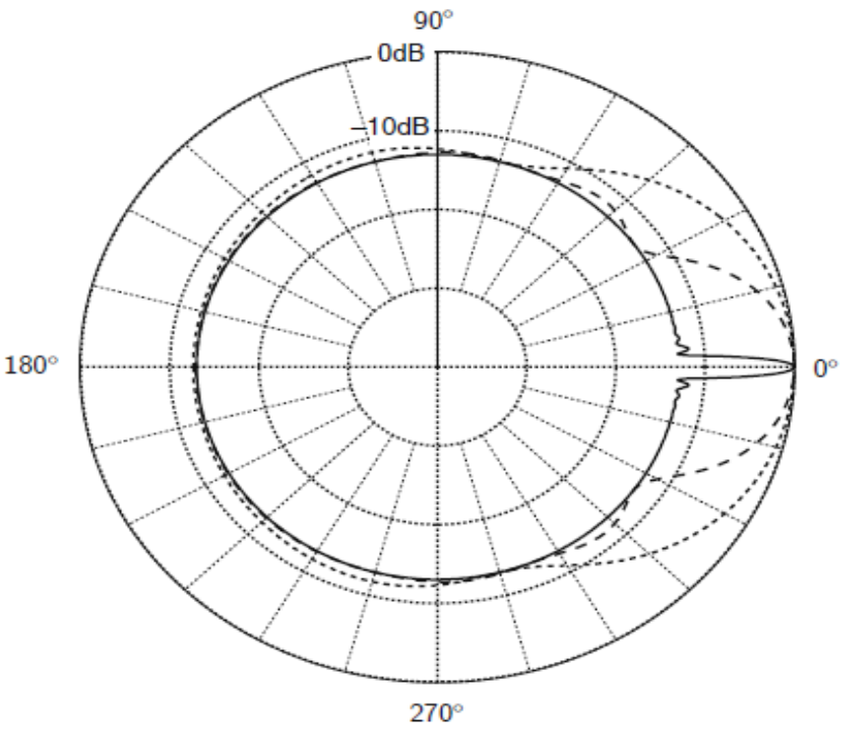
Ο οποίος γίνεται πιο ακριβής όταν το x >> 1, ο τύπος μέσης δέσμης μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής

$$P_{av}(\varphi,\theta) \sim \frac{1}{\mathrm{N}} + \left(1 - \frac{1}{\mathrm{N}}\right) \frac{8}{\pi \alpha_{\varphi,\theta}^3} \cos^2\left(\alpha_{\varphi,\theta} - \frac{3}{4}\pi \right). \tag{1.39}$$

Από (1.31), $\alpha_{\varphi,\theta}$ αυξάνεται γραμμικά με R/λ όσο το $\rho > 0$. Έτσι, ο τύπος (1.39) υποδεικνύει ότι ο τύπος μέσης δέσμης στην περιοχή του πλευρικού λοβού ($\rho > 0$) πλησιάζει το $1/N$ όσο ο λόγος R/λ αυξάνεται.

Στο σχήμα 1.9, το διάγραμμα μέσης δέσμης των τυχαίων συστοιχιών στο επίπεδο x-y ($\theta = 90^o$) σχεδιάζεται με $N = 20$ και γωνία $(\varphi_0,\theta_0) = (0^o,90^o)$. Να σημειωθεί σε αυτή την περίπτωση, το ρ ισούται με αυτό που δίνεται στην σχέση (1.25) και η τιμή του φ που αντιστοιχεί στο πρώτο μηδενισμό του κύριου λοβού σχετίζεται με τον λόγο R/λ ως εξής

$$\rho_0 = 2\sin\frac{\varphi}{2} = \frac{x_0}{2\pi}\frac{1}{R/\lambda}. \tag{1.40}$$



Σχ. 1.9 Διαγράμματα μέσης δέσμης τυχαίων συστοιχιών με N = 20 (στικτές γραμμές: R/λ = 0.5, διακεκομμένες γραμμές: R/λ = 1, ενιαίες γραμμές: R/λ = 10)

Επιλύοντας την παραπάνω εξίσωση ως προς φ και χρησιμοποιώντας την προσέγγιση $\arcsin(x) \sim x$ το οποίο ορίζεται για x << 1, παίρνουμε

$$\varphi \sim \frac{x_0}{2\pi}\frac{1}{R/\lambda} = \frac{0.61}{R/\lambda} = \frac{35^o}{R/\lambda}. \tag{1.41}$$

Επομένως, το πλάτος του κύριου λοβού είναι (κατά προσέγγιση) αντιστρόφως ανάλογο με τον λόγο R/λ και δεν εξαρτάται από τον αριθμό των κόμβων. Αυτή η τάση συμφωνεί με τα αποτελέσματα που φαίνονται στο Σχ. 1.9.

Όσο για τον πλευρικό λοβό, παρατηρείται ότι το επίπεδο ισχύος στην περιοχή του πλευρικού λοβού είναι τόσο μικρό όσο $1/N$ (= - 13dB) σε όλες τις περιπτώσεις, και ο κύριος λοβός γίνεται πιο καθαρός όσο λόγος R/λ αυξάνεται. Δεν παρατηρείται λοβός περίθλασης.

Να σημειωθεί ότι αν η φέρουσα συχνότητα $f_c = c/\lambda$ είναι 100MHz (όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός), τότε για μήκος κύματος λ = 3m και για λόγο R/λ = 10 αντιστοιχεί στο R = 30m, το οποίο ίσως να είναι μια πραγματική τιμή για κάποιες εφαρμογές αισθητήρων δικτύου όπως ο έλεγχος εξωτερικού πεδίου.

Ολοκληρώνοντας όσο ο λόγος R/λ αυξάνεται, τα διαγράμματα μέσης δέσμης τυχαίων συστοιχιών έχουν πλευρικό λοβό χαμηλό όσο $1/N$ και ο κύριος λοβός γίνεται στενότερος. Αυτά είναι τα δυο πιο επιθυμητά χαρακτηριστικά στον σχεδιασμό των κεραιοστοιχιών. Περισσότερες πλευρές των διαγραμμάτων μέσης δέσμης για τυχαία συστοιχία (στο επίπεδο x-y) όπως μια επιτεύξιμη άμεση μέση απολαβή μπορεί να βρεθεί στο [13].

1.3.3 Κατανομή Διαγραμμάτων Δέσμης

Στο προηγούμενο κεφάλαιο, είδαμε ότι τα διαγράμματα μέσης δέσμης των τυχαίων συστοιχιών έχουν ιδανικά χαρακτηριστικά όπως καθαρό κύριο λοβό και χαμηλούς πλάγιους λοβούς. Ακόμα, οι μεσοί τύποι δεν αναπαριστούν κάποιο συγκεκριμένο τύπο δέσμης. Απλά αναπαριστούν τα επίπεδα της μέγιστης και της ελαχίστης τιμής της μέσης ακτίνας. Για παράδειγμα, στο Σχ. 1.10 συγκρίνονται οι τύποι μέσης δέσμης $P_{av}(\varphi,\theta)$ και συγκεκριμένες πραγματοποιήσεις $P(\varphi,\theta|r,\psi)$ στο επίπεδο x-y με N = 20 και 100 τυχαία παραγόμενους κόμβους με συντεταγμένες $\boldsymbol{r}$ και $\boldsymbol{\psi}$. Όπως μπορούμε να δούμε, οι πραγματοποιήσεις των τυχαίων συστοιχιών έχουν σχετικά υψηλούς πλευρικούς λοβούς. Επομένως είναι σημαντικό να σκεφτούμε τις *στατιστικές κατανομές* των επιπέδων τύπων δέσμης σε τυχαίες συστοιχίες.

Οι στατιστικές κατανομές των γραμμικών τυχαίων συστοιχιών πρώτα μελετήθηκαν από τον Lo [9]. Εμείς επεκτείνουμε την θεωρία του Lo στο δικό μας μοντέλο τυχαίων συστοιχιών. Οι στατιστικές κατανομές των τυχαίων συστοιχιών μπορούν να εκτιμηθούν ακριβώς στο κεφάλαιο [13], μετά επικεντρωνόμαστε στην Γκαουσιανή προσέγγιση που γενικά υποδηλώνει απλούστερες μαθηματικές εκφράσεις.

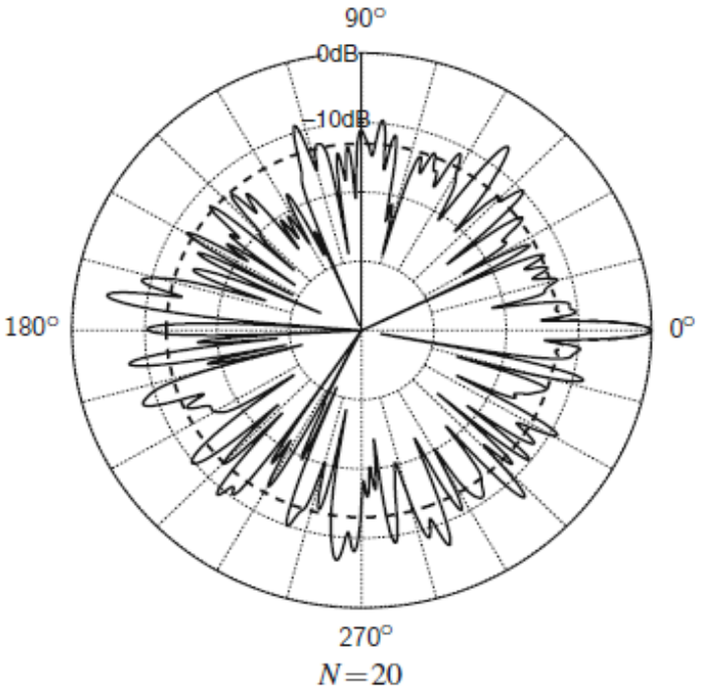
Από τον τύπο δέσμης μακρινού-πεδίου της (2.30), παίρνουμε

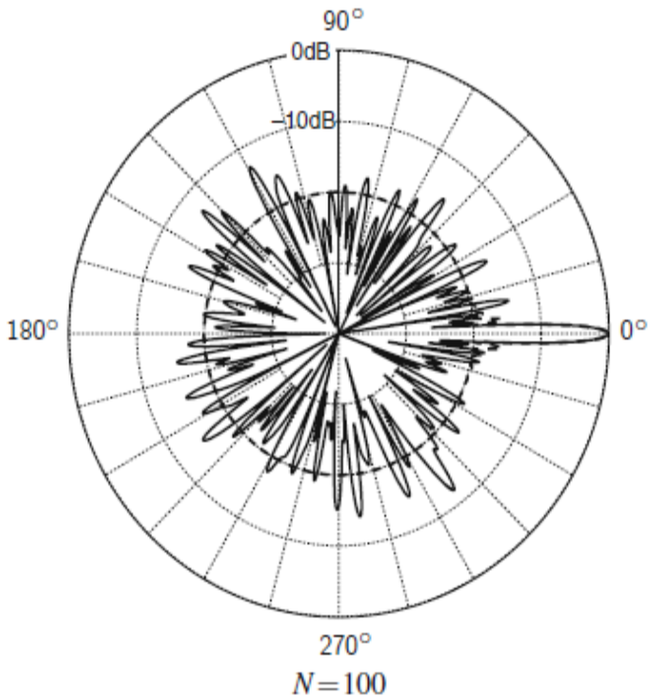
$$F(\varphi,\theta\,|\,z) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{j\alpha_{\varphi,\theta} z_k} = \frac{1}{\sqrt{N}}(X + jY) \tag{1.42}$$

όπου

$$\boldsymbol{Y \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} \sin(\alpha_{\varphi,\theta} z_k)} \tag{1.43}$$

Εφόσον τα z_k 's είναι i.i.d. RVs, όσο το N αυξάνεται, οι κατανομές των X και Y στην κατεύθυνση όπου $\alpha_{\varphi,\theta} \neq 0$ προσεγγίζουν τις Γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές με το θεώρημα του κεντρικού ορίου.





Σχ. 1.10 Διαγράμματα και πραγματοποιήσεις μέσης δέσμης τυχαίων συστοιχιών με φ0 = 0◦ και R/λ = 10 (διακεκομμένες γραμμές: διαγράμματα μέσης δέσμης, συνεχής γραμμές: οι αντίστοιχες πραγματοποιήσεις)

Ο αριθμητικός μέσος και οι μεταβλητές δίνονται από

$$E\{X\} = 2\frac{J_1(\alpha_{\varphi,\theta})}{\alpha_{\varphi,\theta}}\sqrt{\mathrm{N}} \triangleq m_x, \tag{1.44}$$

$$Var(X) = \frac{1}{2}\left(1+\frac{J_1(2\alpha_{\varphi,\theta})}{\alpha_{\varphi,\theta}}\right) - \left[2\frac{J_1(\alpha_{\varphi,\theta})}{\alpha_{\varphi,\theta}}\right]^2 \triangleq \sigma_x^2, \tag{1.45}$$

$$E\{Y\} = 0, \tag{1.46}$$

$$Var(Y) = \frac{1}{2}\left(1-\frac{J_1(2\alpha_{\varphi,\theta})}{\alpha_{\varphi,\theta}}\right) \triangleq \sigma_y^2. \tag{1.47}$$

Να σημειωθεί ότι $E\{X\ Y\} = 0$, i.e., X και Y είναι ορθογώνιες και έτσι στατιστικά ασύνδετες. Το ενωμένο pdf του X και Y δίνεται από

$$f_{X,Y}(x.y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y}\exp\left(-\frac{|x-m_x|^2}{2\sigma_x^2} - \frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right). \tag{1.48}$$

Η συμπληρωματική συνάρτηση συσσωρευτικής κατανομής (CCDF) του τύπου δέσμης, η πιθανότητα ότι η στιγμιαία ισχύς της δεδομένης πραγματοποίησης στην κατεύθυνση (φ, θ) ξεπερνά την αρχική ισχύ, P_0 και δίνεται από

$$\begin{aligned}\Pr\left[P(\varphi,\theta \mid z > P_0)\right] &= \Pr\left[\frac{X^2+Y^2}{N} > P_0\right] = \Pr\left[\sqrt{X^2+Y^2} > \sqrt{NP_0}\right] \\ &= \int_{\sqrt{NP_0}}^{\infty}\int_{-\pi}^{\pi}\frac{r}{2\pi\sigma_x\sigma_y}\exp\left(-\frac{|r\cos\varphi - m_x|^2}{2\sigma_x^2} - \frac{r^2\sin^2\varphi}{2\sigma_y^2}\right)d\varphi dr \\ &= \int_{-\pi}^{\pi}\frac{1}{4\pi\sigma_x\sigma_y U_\varphi^2}e^{V_\varphi^2 - \frac{m_x^2}{2\sigma_x^2}}\left[\sqrt{\pi}V_\varphi erfc(W_\varphi - V_\varphi) + e^{-(W_\varphi - V_\varphi)^2}\right]d_\varphi,\end{aligned} \tag{1.49}$$

όπου

$$U_\varphi \triangleq \sqrt{\frac{\cos^2\varphi}{2\sigma_x^2} + \frac{\sin^2\varphi}{2\sigma_y^2}},\quad V_\varphi \triangleq \frac{m_x\cos\varphi}{2\sigma_x^2 U_\varphi},\quad W_\varphi \triangleq \sqrt{\mathrm{N}P_0 U_\varphi}\,. \tag{2.50}$$

Για την περιοχή του πλευρικού λοβού ($\rho > 0$) και όταν ο λόγος R/λ είναι μεγάλος, έχουμε $\alpha_{\varphi,\theta} \gg 1$. Σε αυτή την περίπτωση, οι οροί $J_1(2a_{\varphi,\theta})/a_{\varphi,\theta}$ και $\left|J_1(a_{\varphi,\theta})/a_{\varphi,\theta}\right|^2$ στις εκφράσεις των μεταβλητών (1.45) και (1.47) γρήγορα μειώνονται και οι δυο μεταβλητές είναι κατά προσέγγιση ίσες όπως $\sigma_x^2 \approx \sigma_y^2 \approx 1/2$. Αν αυτή η υπόθεση επιβεβαιώνεται, η περιβάλλουσα μιας σύνθετης Γκαουσιανής τυχαίας μεταβλητής $W = \sqrt{X^2+Y^2}$ ακολουθεί την κατανομή Nakagami–Rice, η οποία καθορίζεται ως εξής

$$f_w(r) = 2re^{-(r^2+m_x^2)}I_0(2m_x r),$$

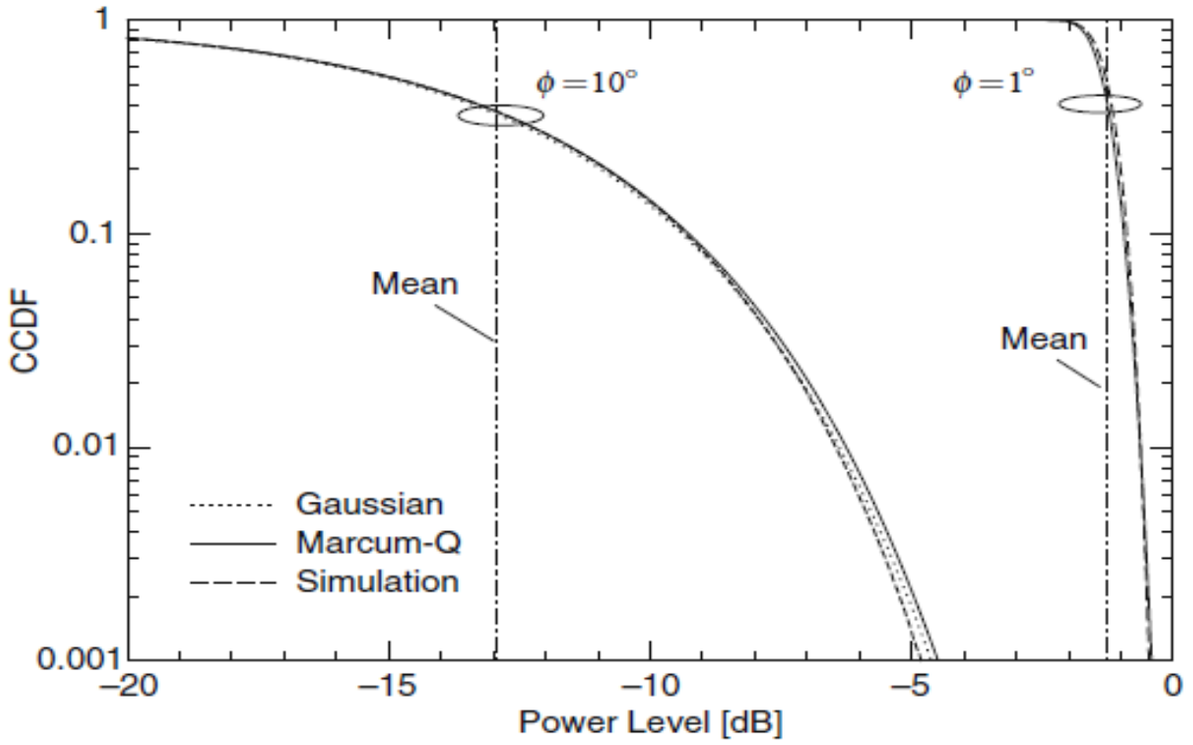
όπου I_n είναι η n-στη τάξη της τροποποιημένης εξίσωσης Bessel πρώτης τάξης.
Επομένως, η ολοκλήρωση της σχέσης (1.49) μπορεί να εκφραστεί ως

$$\Pr\left[P(\varphi,\theta \mid z) > P_0\right] = Q\left(\frac{m_x}{\sigma_x}, \frac{\sqrt{NP_0}}{\sigma_x}\right) = Q(\sqrt{2}m_x, \sqrt{2NP_0}), \tag{1.51}$$

όπου

$$Q(x,y) = \int_y^\infty te^{-\frac{t^2+x^2}{2}}I_0(xt)dt$$

είναι η πρώτη τάξη της εξίσωσης Marcum-Q



Σχ. 1.11 Κατανομή των τύπων δέσμης τυχαίων συστοιχιών με N = 20, R/λ = 10, και (φ0 , θ0) = (0◦, 90◦). Γωνία παρατήρησης: (φ, θ) = (1◦ , 90◦) και (10◦ , 90◦)

Επιπλέον, αν η γωνία αναφοράς είναι αρκετά μακριά από τον κύριο λοβό έτσι ώστε το μέσο m_x μπορεί να θεωρηθεί μηδέν, η περιβάλλουσα ακολουθεί την κατανομή Rayleigh και η σχέση (1.51) μπορεί να απλοποιηθεί σε

$$\Pr\left[P(\varphi,\theta \mid z) > P_0\right] = e^{-NP_0}, \tag{1.52}$$

η οποία δεν εξαρτάται από τις γωνίες παρατηρήσεις θ και φ.

Η κατανομή των διαγραμμάτων δέσμης τυχαίων συστοιχιών στο επίπεδο *x-y* (θ = 90^o) μπορούμε να δοθεί από υπολογίστηκες εξομοιώσεις βασισμένες σε 10^6 τυχαίες πραγματοποιήσεις των θέσεων των κόμβων με $(\varphi_0, \theta_0) = (0◦, 90◦)$. Στο Σχ. 1.11, τα αποτελέσματα που φαίνονται, μαζί με τις θεωρητικές κατανομές που βασίζονται στην προσεγγιστική εξίσωση του *Marcum-Q* (1.51) και την Γκαουσιανή προσέγγιση μηδενικού-μέσου (1.52). Οι οριζόντιες γραμμές επίσης δείχνουν τις μέσες τιμές των αντίστοιχων τύπων δέσμης.

Σε αυτό το παράδειγμα ορίζουμε τον λόγο R/λ = 10 και από (1.41) ο κύριος λοβός βρίσκεται προσεγγίστηκα στην περιοχή όπου φ < 3.5^o. Ανάμεσα στις δυο γωνίες παρατήρησης φ = 1^o και φ = 10^o που φαίνονται στο σχεδιάγραμμα η πρώτη που αντιστοιχεί στην περιοχή του κύριου λοβού και η τελευταία στην περιοχή των πλευρικών λοβών. Όπως παρατηρείται, όσο η έκφραση της συνάρτησης *Marcum-Q* μπορεί να είναι μια καλή αναφορά στην περίπτωση της κατανομής του κύριου λοβού, η προσέγγιση της Γκαουσιανής μηδενικής-μέσης τιμής έχει λογικές τιμές στην περιοχή των πλευρικών λοβών. Επίσης παρατηρείται ότι ενώ ο τύπος δέσμης στην περιοχή του κεντρικού λοβού έχει μικρή διακύμανση, η περιοχή του πλευρικού λοβού έχει σημαντική αύξηση στο επίπεδο ισχύος. Για παράδειγμα, παρατηρούμε ότι το επίπεδο του πλευρικού λοβού ξεπερνά -5 dB (8 dB πάνω από τον μέσο όρο) με 0.1% πιθανότητα. Είναι φανερό από (1.52) ότι ο μόνος τρόπος για να μειώσουμε το επίπεδο του πλευρικού λοβού είναι να αυξήσουμε τον αριθμό των κόμβων *N*.

1.3.4 Κατανομή του Μεγίστου στον Πλευρικό Λοβό

Η ανάλυση της κατανομής στο προηγούμενο κεφάλαιο χρησιμοποιείται ως αναφορά όταν η γωνία παρατήρησης είναι σταθερή. Στην πράξη, επιθυμούμε να μειώσουμε το επίπεδο του πλευρικού λοβού προς *κάθε* κατεύθυνση εκτός από την περιοχή του κεντρικού λοβού. Σε αυτή την περίπτωση η προηγουμένη ανάλυση για την κατανομή του τύπου δέσμης σε μια δεδομένη κατεύθυνση δεν είναι αρκετή, έτσι πρέπει να αναλύσουμε την κατανομή του μεγίστου στην περιοχή του πλευρικού λοβού. Μέσω της βιβλιογραφίας για την θεωρία κεραιών, η στατιστική κατανομή των μέγιστων τιμών στο πλευρικό λοβό αναλύεται στα κεφάλαια [1, 5, 17, 18] μέσα σε ένα πλαίσιο γραμμικών συστοιχιών.

Σε αυτό το κεφάλαιο, αναλύουμε την κατανομή του μεγίστου του πλευρικού λοβού για το μοντέλο τυχαίας συστοιχίας. Ειδικά, μας ενδιαφέρει η στατιστική συμπεριφορά της παρακάτω τυχαίας μεταβλητής:

$$\Gamma = \max_{(\varphi,\theta)\in sideloberegion} P(\varphi,\theta \mid r,\psi).$$

Ακολούθως, η CCDF της μέγιστης τιμής του πλευρικού λοβού, που είναι η πιθανότητα η μέγιστη τιμή του πλευρικού λοβού να ξεπεράσει το δεδομένο επίπεδο ισχύος, P_0, το οποίο θα αναφέρεται ως *πιθανότητα διακοπής* και υπολογίζεται από $\mathrm{P}_{out} \triangleq \Pr(\Gamma > P_0)$.

Τα αποτελέσματα της προηγούμενης ενότητας δείχνουν ότι η κατανομή του τύπου δέσμης μέσα στην περιοχή του πλευρικού λοβού μακριά από τον πλευρικό λοβό μπορεί να χαρακτηριστεί ως μηδενική τυχαία Γκαουσιανή μεταβλητή. Επιπλέον υποθέτουμε ο τύπος της δέσμης της περιοχής του πλευρικού λοβού είναι μια τυχαία μηδενική Γκαουσιανή *διεργασία*. Ο παράγοντας συστοιχίας απομακρυσμένου-πεδίου στην περιοχή του πλευρικού λοβού χαρακτηρίζεται ως πολύπλοκη μια τυχαία μηδενική Γκαουσιανή διεργασία.

Θεωρούμε $\nu(\alpha)$ μια τυχαία μεταβλητή που αντιπροσωπεύει τον αριθμό των φορών που το πλαίσιο του συντελεστή συστοιχίας τέμνει προς τα πάνω ένα δεδομένο οριακό πεδίο α ανά μονάδα διαστήματος στην περιοχή του πλευρικού λοβού. Τότε $\nu(\alpha)$ μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την θεωρία διασταυρούμενων επίπεδων που αναπτύχτηκε από τον Rice [14, 15]. Για απλούστευση της ανάλυσης, επικεντρωνόμαστε στον τύπο δέσμης στο επίπεδο x-y ($\theta = \theta_0 = 90^o$). Ο μέσος αυτής της τυχαίας μεταβλητής μπορεί να υπολογιστεί προσεγγίστηκα όπως στην [13]

$$E\{\nu(\alpha)\} \approx 4\sqrt{\pi}(R/\lambda)\alpha e^{-\alpha^2} \qquad (1.53)$$

Να σημειωθεί ότι το α στην παραπάνω έκφραση αντιστοιχεί στην περιβάλλουσα του επίπεδου που ομαλοποιείται από την τετραγωνική ριζά της μέσης ισχύος (i.e., $P\mathrm{av} = 1/N$ στην περιοχή του πλευρικού λοβού του μαθηματικού μοντέλου). Επίσης, εφόσον έχουμε υποθέσει το παραπάνω επιχείρημα στην (1.53) ότι το α πρέπει να μειώνεται μονοτονικά, η υπόθεση αυτή έχει νόημα μόνο όταν $\alpha \geq 1/\sqrt{2}$.

Χρησιμοποιώντας το επιχείρημα του [12], η συνάρτηση συσσωρευτικής κατανομής (CDF) της μέγιστης ισχύος του πλευρικού λοβού, που είναι η πιθανότητα ότι μέγιστη τιμή του πλευρικού λοβού είναι κάτω από το αρχικό, p_0, προσεγγίζεται ως εξής

$\Pr[\Gamma / P_{av} < p_0]$ = Pr [όλες οι κορυφές πάνω από το αρχικό a_0 είναι μικρότερες από $\sqrt{p_0}$]

≈ Pr [κορυφή πάνω από α_0 είναι μικρότερη από $\sqrt{p_0}$]$^{E\{\nu(\alpha_0)\}}$

$$\approx \left(1 - \frac{E\left\{\nu(\sqrt{p_0})\right\}}{E\left\{\nu(\alpha_0)\right\}}\right)^{E\{\nu(\alpha_0)\}} \to e^{-E\left\{\nu(\sqrt{p_0})\right\}} \quad (\text{όσο } E\{\nu(\alpha_0)\} \to \infty).$$

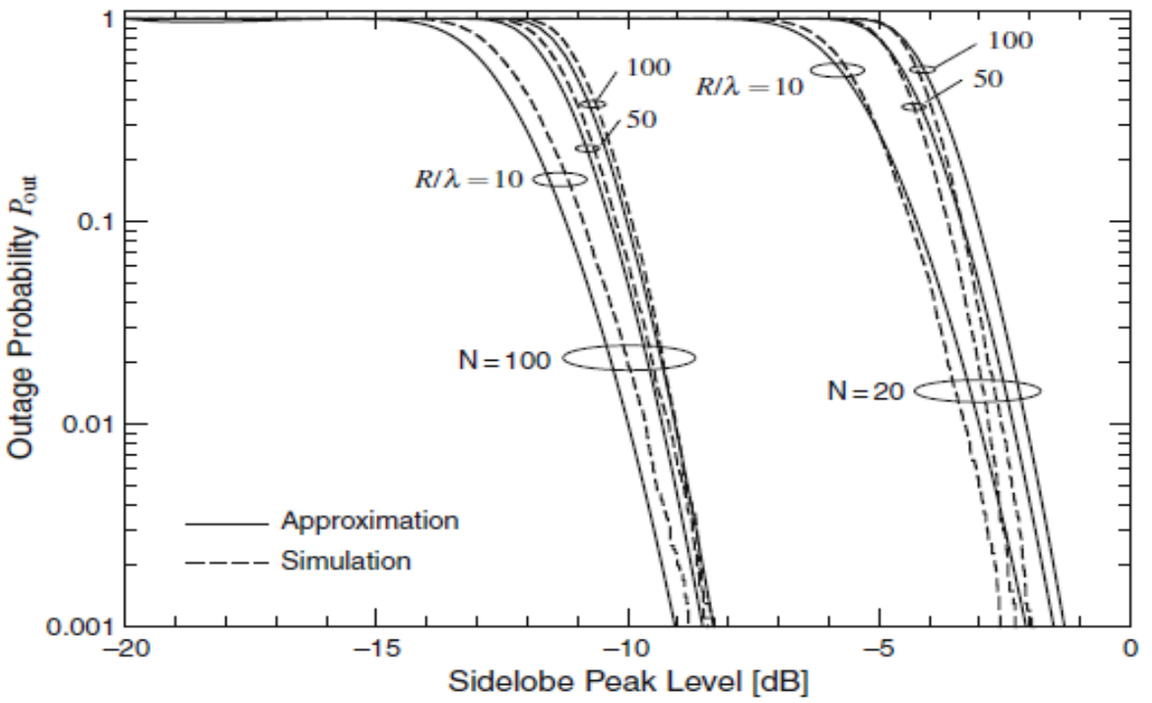
Επομένως η πιθανότητα διακοπής δίνεται

$$P_{out} = \Pr\left[\Gamma / P_{av} > p_0\right] \approx 1 - e^{-E\left\{\nu(\sqrt{p_0})\right\}} = 1 - e^{-4\sqrt{\pi}(R/\lambda)\sqrt{p_0}e^{-p_0}}, \qquad (1.54)$$

όπου $p_0 > 1/2$. Αντικαθιστώντας $p_0 = P_0 / P_{av} = N P_0$ παίρνουμε την επιθυμητή έκφραση:

$$P_{out} = \Pr[\Gamma > P_0] \approx 1 - e^{-4\sqrt{\pi}(R/\lambda)\sqrt{NP_0}e^{-NP_0}}, \qquad \text{για } P_0 > \frac{1}{2N}. \qquad (1.55)$$

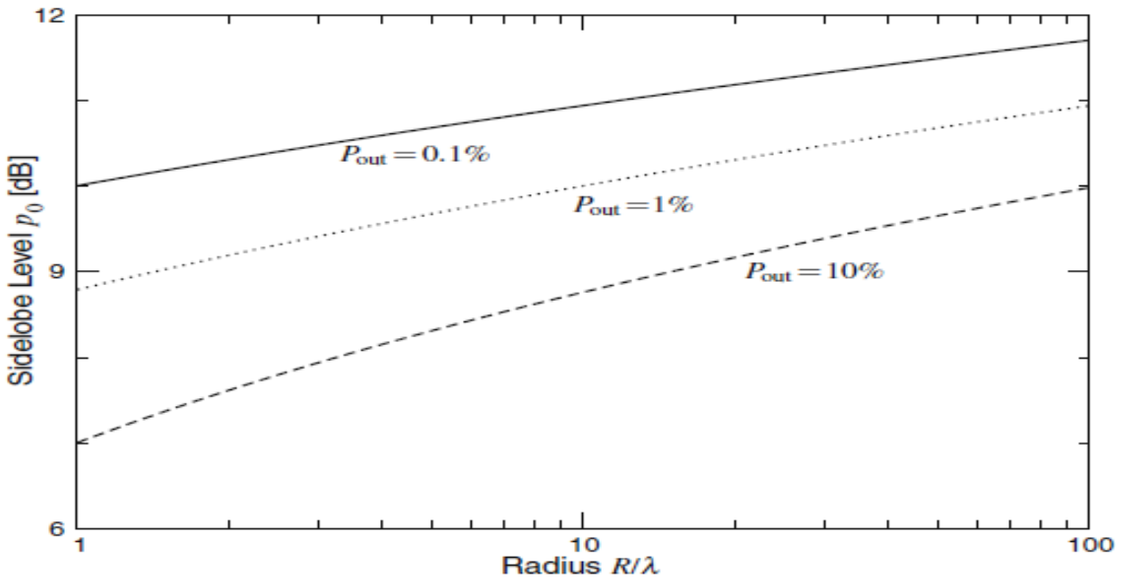
Το Σχ. 1.12 δείχνει μια σύγκριση μεταξύ των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης και της προσέγγισης του (1.55) για $N = 20$ και 100 διαφορετικές τιμές για τον λόγο R/λ. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης βασίζονται σε 10^4 πραγματοποιήσεις τυχαίων συντεταγμένων κόμβων που παράγονται από υπολογιστικές προσομοιώσεις. Μέσω ενός αριθμού προσεγγίσεων, οι θεωρητικές καμπύλες δεν ταυτίζονται απόλυτα με αυτές της προσομοίωσης αλλά μπορούν τουλάχιστον να χρησιμοποιηθούν για να προβλέψουν την συμπεριφορά της μέγιστης τιμής των πλευρικών λοβών. Από αυτό το γράφημα βλέπουμε ότι το επίπεδο της μέγιστης τιμής των πλευρικών λοβών είναι αντίστροφο ανάλογο με τον αριθμό των στοιχείων της κεραίας N. Με αλλά λόγια, το μέγιστο επίπεδο των πλευρικών λοβών που ομαλοποιείται από την μέγιστη ισχύ δεν εξαρτάται από την τιμή του N όπως φαίνεται από την (1.54). Επομένως, τουλάχιστον από στατιστικής πλευράς, αυξάνοντας το N πάντα συνεισφέρει στην μείωση του μεγίστου επίπεδου του πλευρικού λοβού.



Σχ. 1.12 Σύγκριση πιθανοτήτων διακοπής (CCDF των κορυφών των πλευρικών λοβών) με θ = 90◦

Είναι επίσης αντιληπτό από το αποτέλεσμα ότι αυξάνοντας την ακτίνα των κύκλων R/λ για δεδομένο αριθμό στοιχείων N θα αυξηθεί το επίπεδο της μέγιστης τιμής του πλευρικού λοβού. Αυτό συμβαίνει διότι όταν ο λόγος R/λ αυξάνεται, ο κύριος λοβός γίνεται στενότερος, αλλά οι κορυφές των πλευρικών λοβών γίνονται στενότερες κατά μέσο όρο. Επομένως, ο αριθμός των κορυφών του πλευρικού λοβού ανά απόσταση πλευρικού λοβού αυξάνεται, αυξάνοντας έτσι την πιθανότητα για υψηλότερες κορυφές πλευρικών λοβών.

Για να μελετήσουμε αυτή την συμπεριφορά, από το Σχ. (1.13) φαίνεται ότι ο αριθμός των κορυφών του επίπεδου πλευρικών λοβών αυξάνει το p_0 για δεδομένη πιθανότητα διακοπής και R/λ, προερχόμενο από την (1.54). Όπως παρατηρείται, η μέγιστη τιμή του πλευρικού λοβού μπορεί να αυξηθεί όσο ο λόγος R/λ αυξάνεται, αλλά το πλήθος είναι κάτω από 12 dB σε πολλές περιπτώσεις ενδιαφέροντος.



Σχ. 1.13 Μέγεθος της αύξησης στην κορυφή του επιπέδου των πλευρικών λοβών για δεδομένη πιθανότητα διακοπής Pout

1.4 Συμπεράσματα

Η συνεργατική διαμόρφωση δέσμης έχει πιθανότητα να γίνει πραγματικότητα για το μέλλον των κατανεμημένων συνεταιριστικών/συλλογικών τηλεπικοινωνιών. Πιθανολογικές μελέτες έχουν δείξει ότι αν συνεργαζόμενοι κόμβοι είναι τοποθετημένοι αραιά με έμφυτη τυχαιότητα και παρόλα αυτά είναι ικανά να συγχρονιστούν τέλεια, μπορούν να σχηματίσουν μια τέλεια δέσμη με έντονο κεντρικό λοβό και χαμηλούς πλευρικούς με μεγάλη πιθανότητα. Τα SDMA που βασίζονται στην συνεργατική διαμόρφωση δέσμης μπορούν να αυξήσουν σημαντικά την χωρητικότητα της πολλαπλής-πρόσβασης όπως επίσης μπορούν να αποφύγουν την παρεμβολή της πολλαπλής-πρόσβασης με την διαμόρφωση μιας στενής και μυτερής δέσμης προς τον στόχο-δεκτή.

Το κεφάλαιο [13] ερευνά σε βάθος τα αποτελέσματα των συγχρονισμένων σφαλμάτων πάνω στους τύπους της μέσης δέσμης τόσο για το κλειστό όσο και για το ανοιχτό κύκλωμα.

Έχουμε υποθέσει μια ενιαία κατανομή σαν στατιστικό μοντέλο για όλη αυτή την υπόθεση. Ακόμα πρέπει να σημειωθεί ότι τα αποτελέσματα σε αυτό το κεφάλαιο μπορεί να μην είναι ευαίσθητα στα πιθανολογικά μοντέλα. Για παράδειγμα, τα μοντέλα δέσμης με θέσεις κόμβων που ακολουθούν την Γκαουσιανή κατανομή αναλύονται και τα αντίστοιχα αποτελέσματα λαμβάνονται στο [2].

Παραδοχές Αυτή η εργασία είναι εν μέρη υποστηριζόμενη από Strategic Information and Communications R&D Promotion Programme (SCOPE), το υπουργείο εσωτερικών υποθέσεων και τηλεπικοινωνιών, Ιαπωνία.

Βιβλιογραφία

1. V. D. Agrawal and Y. T. Lo, “Mutual coupling in the phased arrays of randomly spaced antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 20, pp. 288–295, May 1972.
2. M. F. A. Ahmed, S. A. Vorobyov, “Collaborative beamforming for wireless sensor networks with Gaussian distributed sensor nodes,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 8, no. 2, pp. 638–643, Feb. 2009.
3. C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: Wiley, 1997.
4. L. Dong, A. P. Petropulu, and H. V. Poor, “A cross-layer approach to collaborative beamforming for wireless ad hoc networks,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 7, pp. 2981–2993, July 2008.
5. M. B. Donvito and S. A. Kassam, “Characterization of the random array peak sidelobe,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 27, pp. 379–385, May 1979.
6. R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*. New York: Wiley, 1998.
7. A. Ishimaru, “Theory of unequally-spaced arrays,” *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 10, pp. 691–702, 1962.
8. J. N. Laneman, D. Tse, and G. W. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, pp. 3062–3080, Dec. 2004.
9. Y. T. Lo, “A mathematical theory of antenna arrays with randomly spaced elements,” *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 12, pp. 257–268, May 1964.
10. M. T. Ma, *Theory and Application of Antenna Arrays*. New York: Wiley, 1974.
11. R. Mudumbai, G. Barriac, and U. Madhow,” On the feasibility of distributed beamforming in wireless networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 5, pp. 1754–1763, May 2007.
12. H. Ochiai and H. Imai, “On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 282–289, Feb. 2001.
13. H. Ochiai, P. Mitran, H. V. Poor, and V. Tarokh, “Collaborative beamforming for distributed wireless *ad hoc* sensor networks,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, no. 11, pp. 4110–4124, Nov. 2005.
14. S. O. Rice, “Mathematical analysis of random noise – Part I,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 23, pp. 282–332, Jul. 1944.
15. S. O. Rice, “Mathematical analysis of random noise – Part II,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 24, pp. 46–156, Jan. 1945.
16. A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity – Part I: System description,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1927–1938, Nov. 2003.
17. B. D. Steinberg, “The peak sidelobe of the phased array having randomly located elements,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 20, pp. 129–136, Mar. 1972.
18. B. D. Steinberg, *Principles of Aperture & Array System Design*. New York: Wiley, 1976.
19. D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. New York: Cambridge University Press, 2005.

Κεφάλαιο 2
Συνεταιριστικά Ασύρματα Δίκτυα

2.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα κάνουμε μια επισκόπηση στην περιοχή μελέτης και θα ξαναδούμε κάποια θέματα γύρω από τον συνεταιρισμό φυσικών επιπέδων.

2.1.1 Σύνοψη

Η άποψη μας είναι ότι δυο άκρα υπάρχουν στη σύγχρονες τηλεπικοινωνίες ασύρματων δικτύων. Το πρώτο είναι φυσικό, στα όρια που το δίκτυο αρχίζει να αναπτύσσει δίκτυα και μη εξυπηρετούμενες περιοχές. Το άλλο είναι στην απόδοση, όσο οι νέοι χρηστές και συσκευές απαιτούν περισσότερες πηγές από την υπάρχουσα υποδομή. Και οι δυο αυτές περιπτώσεις έχουν σημαντικές προκλήσεις για τους μηχανικούς τηλεπικοινωνιών, ψάχνοντας συνεχώς καινούριους τρόπους σκέψης σε όλα τα επίπεδα αρχιτεκτονικής δικτύων. Σε αυτό το κεφάλαιο, θα αναπαραστήσουμε ένα καινούριο τρόπο αντιμετώπισης και των δύο περιπτώσεων.

Οι υπάρχουσες αρχιτεκτονικές δικτύων που βασίζονται στα σημεία πρόσβασης και στην κυψελώδη δομή αποτυγχάνουν να εκμεταλλευτούν τις δυνατότητες συνεργασίας που παρέχουν οι γειτονικοί κόμβοι. Η καιροσκοπία μειώνεται επίσης από την έλλειψη συντονισμού και ελαστικότητας [1, 2]. Μελετούμε ένα πιο οργανικό μοντέλο δικτύου στο οποίο οι κόμβοι είναι ελεύθεροι να εκμεταλλευτούν τις χώρο-χρονικές δομές για μέγιστη απόδοση και δικτυακή χρήση [3, 4]. Προηγούμενες εργασίες έχουν δείξει την δυνατότητα και αποτελεσματικότητα των συνεταιριστικών τηλεπικοινωνιών σε μικρά δίκτυα [5-9]. Όμως η συνεργασία τρι- και τεταρτό-κομβικών συνεργαζομένων μονάδων σε ένα μεγάλο δίκτυο έχει σημαντικές τεχνικές δοκιμασίες λόγο των πιο πολύπλοκων δρομολογήσεων και των τύπων παρεμβολής.

Αυτά τα προβλήματα μεγιστοποιούνται αν σκεφτούμε ανταγωνιστικές ροές και ετερογενής κόμβους, που μπορεί να έχουν διαφορετικές ικανότητες επεξεργασίας και καταστάσεις αναμονής. Αυτά τα κρίσιμα θέματα πρέπει να επιλυθούν αν θέλουμε να επηρεάσουμε την συνεργασία και τον καιροσκοπισμό σε όλα τα δικτυακά επίπεδα.

Τελικά, παρουσιάζουμε τρείς-καινοτόμες λύσεις για την ανάπτυξη αλγοριθμικών πρωτοκόλλων που βασίζονται στη θεωρητική ερευνά:

- **Διαχείριση των Πληροφοριών των Κόμβων:** Δημιουργώντας ένα δίκτυο υψηλών-επιδόσεων - σε γεωγραφική ή τεχνολογική αιχμή – απαιτεί αποτελεσματική χρήση των πηγών του δικτύου διατηρώντας όμως αμεροληψία. Πρέπει λοιπόν να συγκεντρώσουμε σημαντικές πληροφορίες για το δίκτυο ενώ ισορροπούμε γενικά εναντία σε πιθανές απολαβές αποδοτικότητας, Τελικά, θεωρούμε την *δικτυακή κατάσταση πληροφοριών*, η οποία μειώνει τις πιθανά υψηλές δυναμικές πληροφορίες δικτύου σε πιο διαχειρίσιμα κομμάτια, τα οποία επιτρέπουν στο δίκτυο να παίρνει ενήμερες αποφάσεις για την τοπολογία του χωρίς υπερβολική επιφόρτιση.
- **Νέες Δικτυακές Απεικονίσεις:** Θεωρούμε ένα συμπαγές πλαίσιο για την ανάλυση των συνεταιριστικών δικτύων, το οποίο μπορεί να συλλάβει τον χρονισμό, την παρεμβολή και τα φαινόμενα διπλεξίας που είναι έμφυτα στις συνεργατικές αρχιτεκτονικές. Το *δικτυωτό πλαίσιο* θα αναπτυχτεί έτσι ώστε να είναι ελαστικό και να εξυπηρετεί ένα εύρος συνεταιριστικών συστημάτων. Θα είναι επίσης ικανό να εξυπηρετεί πολλές ροές ταυτόχρονα και θα κάνει ικανή τη πραγματοποίηση ενός συνεταιριστικού, καιροσκοπικού δικτύου που θα αντιμετωπίζει την παρεμβολή, την δρομολόγηση, και την αμεροληψία τις ανταγωνιστικές ροές.
- **Ανάπτυξη Κατανεμημένης Συνεργασίας:** Ένα οργανικό δίκτυο είναι ευρέως αποκεντρωμένο [10-12], το οποίο σημαίνει ότι οι πληροφορίες κατάστασης δικτύου πρέπει να ληφθούν με κατανεμημένο τρόπο. Ιστορικά, η έρευνα έχει κυρίως επικεντρωθεί στην εύρεση τοπολογικών πληροφοριών χωρίς να περιλαμβάνει τις συνεταιριστικές ή καιροσκοπικές τηλεπικοινωνίες. Θα διερευνήσουμε την ανακάλυψη πρωτοκόλλων τα οποία θα καλύψουν αυτό το κενό, όχι μόνο θα βρούμε πληροφορίες για την κατάσταση δικτύου αλλά θα αναγνωρίσουμε συνεταιριστικές αρχιτεκτονικές με αποτελεσματικό και αποκεντρωμένο τρόπο.

2.1.2 Φυσική Συνεργασία Επιπέδων

Η ιδέα ενός συνδέσμου πηγής-αναμεταδότη-προορισμού, που προτάθηκε από τον van der Meulen το 1968 [5], έχει μελετηθεί μεμονωμένα, και από μια περιορισμένη προσέγγιση φυσικού επιπέδου για πολλά χρόνια [13]. Αυτά τα αποτελέσματα δείχνουν σημαντικές απολαβές για αρκετά dB όταν επιτρέπουμε σε έναν αναμεταδότη να συλλειτουργήσει σε μια μετάδοση. Αυτό φυσικά οδήγησε σε έρευνα των τοπολογιών στις οποίες συλλειτουργούν περισσότεροι από ένας κόμβοι – υποβαθμισμένα Γκαουσιανά κανάλια [14, 15], παράλληλα Γκαουσιανά κανάλια [8], και μοντέλα με πολλούς συνεργαζόμενους αναμεταδότες [16].

Σε αυτό το σημείο, μια συνεργατική στρατηγική βασίζεται σε μια από τις τρείς τεχνικές φυσικού επιπέδου που καθορίζουν την συμπεριφορά του αναμεταδότη: ενίσχυση-και-προώθηση, αποκωδικοποίηση-και-προώθηση ή υπολογισμό-και-προώθηση. Σε αυτές τις τρείς περιπτώσεις, ο προορισμός εμπεριέχει ένα συνδυαστικό σύστημα στο επίπεδο σήματος για να μεγιστοποιήσει την ποικιλία που δίνεται από τα πολλαπλά εισερχόμενα αντίγραφα της αρχικής πληροφορίας [17].

Οι βασικές διαφορές ανάμεσα σε αυτές τις στρατηγικές είναι οι ακόλουθες:

- **Ενίσχυση-και-Προώθηση:** Ο αναμεταδότης λαμβάνει το μήνυμα (κωδικοποιημένο ή όχι), το ενισχύει και το προωθεί στον προορισμό χωρίς αποκωδικοποίηση ή ανίχνευση.
- **Αποκωδικοποίηση-και-Προώθηση:** Ο αναμεταδότης λαμβάνει το πακέτο, αποκωδικοποιεί το μήνυμα, εντοπίζει το πιο κοντινό έγκυρο κωδικό, και στέλνει την επανα-κωδικοποιημένη πληροφορία στον προορισμό.
- **Υπολογισμός-και-Προώθηση:** Ο αναμεταδότης λαμβάνει το πακέτο και υποθέτοντας ότι δεν μπορεί να αποκωδικοποιήσει το μήνυμα, στέλνει πλευρικές πληροφορίες (κβαντισμένες πληροφορίες ισοτιμίας) για τον κωδικό που έχει εντοπίσει στον προορισμό.

Οι συνεταιριστικές αυτές στρατηγικές έχουν αναπτυχτεί για συστήματα αναμεταδότη τριών-κόμβων όπως απεικονίζονται στο Σχ. 2.2 (a), είναι εύκολο να αντιληφθούμε ότι είμαστε ικανοί να αναπτύξουμε παρόμοιες πρακτικές στρατηγικές για παράλληλη (ή τύπο αστέρα) κανάλια αναμετάδοσης όπως εμφανίζονται στο Σχ. 2.2(b). Γενικά, μπορούμε να χωρίσουμε αυτά τα πρωτοκολλά, σε δυο κατηγορίες: αυτές που μοιάζουν με κεραίες πολλαπλής-αναμετάδοσης (συνεργαζόμενος αναμεταδότης) και αυτούς που μοιάζουν με κεραίες πολλαπλών-αποδεκτών (συνεργαζόμενος αποδέκτης) [7, 18-20].

Ο συνεργαζόμενος αναμεταδότης λειτούργει καλά όταν το κανάλι πηγής-αναμεταδότη είναι ισχυρότερο από το κανάλι πηγής-προορισμού. Αυτό συμβαίνει όταν ο αναμεταδότης είναι κοντά στην πηγή ή είναι αποτέλεσμα διάλειψης. Ο συνεργαζόμενος αναμεταδότης ενεργοποιείται από το πρωτόκολλο αποκωδικοποίησης-και-προώθησης, όπου οι εναπομείναντες κόμβοι πρώτα αποκωδικοποιούν την πηγή αναμετάδοσης πριν την χρησιμοποιήσουν σαν βάση για συνεργασία κατά την διάρκεια της πολλαπλής πρόσβασης.

Ο συνεργαζόμενος δέκτης, από την άλλη, ενεργοποιείται από την ενίσχυση-και-προώθηση και τον υπολογισμό-και-προώθηση των πρωτοκόλλων. Η κοινή στρατηγική γι' αυτό το ζεύγος πρωτόκολλων είναι να προωθήσουν ευπαθείς πληροφορίες στον προορισμό τους, όπου προαιρετικά συνδυάζονται πριν την αποκωδικοποίηση [21]. Ανάμεσα στα δυο πρωτόκολλα που χρησιμοποιούνται για τον συνεργαζόμενο αποδέκτη, η ενίσχυση-και-προώθηση είναι πιο ελκυστική για να εφαρμοστεί χάρη στην απλότητα της [22]. Ο υπολογισμός-και-προώθηση χρησιμοποίει την κωδικοποίηση του Wyner – Ziv στο σύνδεσμο αναμεταδότη-κατεύθυνσης, που θεωρητικά θα εμπεριείχε το κβαντικό διάνυσμα και την κωδικοποίηση Slepian–Wolf, και υπόσχεται όφελος περίπου 30% με επιτεύξιμο ρυθμό μεγαλύτερο της απευθείας μετάδοσης.

Το κύριο κομμάτι της εργασίας επικεντρώνεται πάνω σε θέματα φυσικών επιπέδων που περικλείουν συνεταιριστικές αρχιτεκτονικές. Μια πραγματική επίδειξη των συνεταιριστικών οφελών είναι εφικτή όταν τεχνικές συνεργασίας είναι κυρωμένες σε ένα πλαίσιο δικτύου ενώ γίνονται συνδέσεις υψηλού επιπέδου. Κάποιες πρόσφατες προσπάθειες επεξεργάζονται τις συνεργασίες φυσικού επιπέδου εντός του δικτύου από μια πιο περιορισμένη οπτική γωνία. Για παράδειγμα, [23-25] επικεντρώνονται στην συνεργασία με αυστηρούς περιορισμούς πόρων, [26] χωρίζουν το όριο μεταξύ της μέγιστης και της ελάχιστης ροής για συνεργαζόμενα δίκτυα, και [27-31] θεωρούν τα πρωτόκολλα MAC σε ένα συνεταιριστικό πλαίσιο. Θεωρούμε τα συνεταιριστικά δίκτυα ικανά για να απευθύνουν συνεταιριστική δρομολόγηση, να διανέμουν την κωδικοποίηση στους συνεργαζόμενους κόμβους, και την χωρική παρεμβολή σε ανταγωνιστικές ροές.

Αυτό το κεφάλαιο είναι οργανωμένο προς δυο κατευθύνσεις. Το μοντέλο του γενικού δικτύου μέσω του φυσικού επιπέδου για τις δικτυακές ροές που έχει παρουσιαστεί στο Κεφάλαιο 3.2. Το Κεφάλαιο 3.3 περιλαμβάνει την μεθοδολογία ανάπτυξης πρωτοκόλλων

για διαχείριση των πληροφοριών κατάστασης δικτύου (NSI), ανακάλυψη του NSI, και τα Κεφάλαια 3.4 και 3.5 περιλαμβάνουν ιδέες που ενεργοποιούν τις συνεταιριστικές διαδρομές μέσω του δικτύου.

2.2 Μοντέλο Συστήματος

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε το μοντέλο λεπτομερώς και θα δώσουμε έμφαση στα προβλήματα και τις ερωτήσεις που πρέπει να απαντηθούν όταν θέλουμε να κατανοήσουμε ένα πραγματικά συνεργατικό δίκτυο. Θα επικεντρωθούμε σε τρία κύρια πεδία. Αρχικά, θα περιγράψουμε τα χαρακτηριστικά ενός δικτύου ευρείας εμβέλειας και τους χρηστές του. Στην συνέχεια, θα μελετήσουμε την παρουσία υπαρχόντων ροών κίνησης και την επίδραση τους στην συνεργασία. Τελικά, θα επικεντρωθούμε στην αναπαράσταση ενός νέου δικτύου βασισμένο σε στοιχειώδη συνεργατικά δομικά κομμάτια.

2.2.1 Δίκτυο Ευρείας Εμβέλειας

Γενικά, μελετάμε ένα ετερογενές δίκτυο αποτελούμενο από πολλούς διαφορετικούς τύπους κόμβων. Όπως και στα προϋπάρχοντα δίκτυα, τα χαρακτηριστικά των φυσικών κόμβων μπορεί να διαφέρουν σημαντικά στο θέμα της διαχείρισης ενέργειας, κατάσταση αναμονής, ενέργεια μετάδοσης και άλλα χαρακτηριστικά. Για να επιτρέψουμε την συνεργασία ανάμεσα στους χρηστές, υποθέτουμε ότι κάποιοι κόμβοι μέσα στο δίκτυο είναι ικανοί να εκτελέσουν συνεταιριστικά πρωτόκολλα όπως διευκρινίζονται στο Κεφάλαιο 3.1.2. Το σύστημα μας είναι αγνωστικό προς την τεχνολογία ραδιοπρόσβασης, αλλά για σκοπούς ανάπτυξης θεωρούμε τις τεχνολογίες όμοιες με IEEE 802.16 και IEEE 802.11. Όμοια, μέσω της εργασίας παράγονται πολύ-ζωνικά σενάρια, θα περιορίσουμε την μελέτη μας σε κόμβους που λειτουργούν σε μονή ζώνη συχνότητας. Τελικά, κάνουμε την πρακτική θεώρηση ότι όλες οι συχνότητες είναι ημι-αμφίδρομες: οι κόμβοι δεν μπορούν να μεταδώσουν και να λάβουν ταυτόχρονα στην ίδια ζώνη συχνότητας. Τονίζουμε ότι, παρότι αυτός ο περιορισμός φαίνεται σαν εμπόδιο σε προηγούμενες μελέτες, είναι μια ρεαλιστική υπόθεση που επιτρέπει σε κόμβους ανταγωνιστικών ροών να εκμεταλλευτούν την καιροσκοπική πρόσβαση.

Μελετάμε το πρόβλημα των δεδομένων που επικοινωνούν μεταξύ δυο κόμβων στα άκρα ενός δικτύου. Ένας κόμβος μπορεί να είναι κόμβος εισόδου σε μια γραμμή ζεύξης μέσα σε μια κυψέλη, ενώ οι υπόλοιποι βρίσκονται μακριά από την άκρη του κυψελωτού καλύμματος το οποίο όμως χρειάζεται επισκευή. Θα βρούμε την «ιδανική» συνεταιριστική ζεύξη πολλαπλών πηδημάτων ανάμεσα σε αυτές τις δυο μονάδες. Θα περιορίσουμε τα όρια του δικτύου μας μελετώντας μονό κόμβους μιας μικρή περιοχής, όπως πιθανόν αυτοί βρίσκονται στην άκρη μιας ενεργής κυψέλης. Θα θεωρήσουμε ότι το δίκτυο μας έχει δυο κύριες ιδιότητες. Αρχικά, υποθέτουμε ότι το δίκτυο μας *δεν είναι αραιό*, έτσι υποθέτουμε ότι δεν υπάρχουν κόμβοι στο δίκτυο μας που να μην επικοινωνούν καλά με τους γειτονικούς κόμβους. Δεύτερον, το δίκτυο είναι *μεσαίου μεγέθους* και θα περιέχει δεκάδες κόμβων, το οποίο σημαίνει ότι οποιαδήποτε διαδρομή μεταξύ πηγής και προορισμού θα απαιτεί λιγότερες επαναλήψεις (αυτό είναι δύο στις τέσσερις). Μπορούμε να περικόψουμε ένα μεγαλύτερο δίκτυο σε μικρότερο χρησιμοποιώντας το σκεπτικό της *ενεργής τοπολογίας*, η οποία επικεντρώνεται σε κόμβους που μπορούν να συμμετάσχουν στα πρωτοκολλά συνεταιριστικής επικοινωνίας.

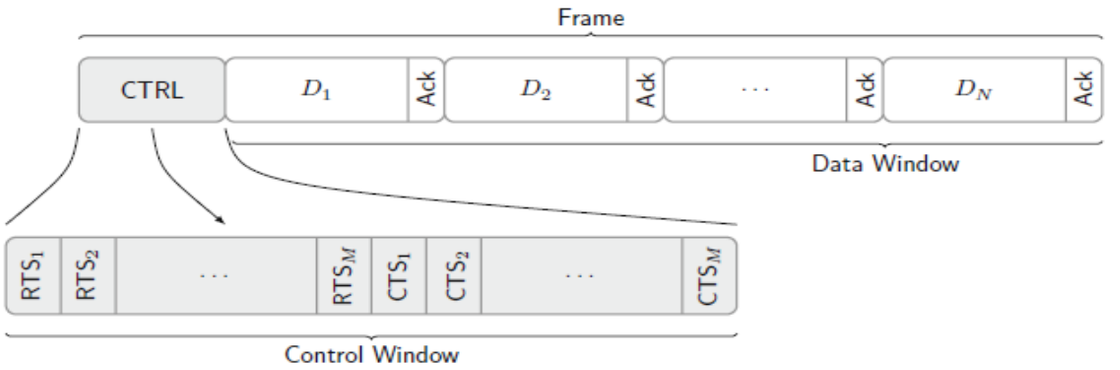
Έχει αποδεδειχθεί ότι μελετώντας ένα δίκτυο τέτοιου μεγέθους ελαχιστοποιεί την πολυπλοκότητα τόσο της ανάλυσης όσο και της εφαρμογής [11, 32, 33].

Επειδή καμία τοπολογία δεν είναι συνεχώς σταθερή, επιτρέπουμε στους κόμβους να εισέλθουν στο δίκτυο ανά πάσα στιγμή, πρώτα αντιλαμβανόμενοι τον περιβάλλοντα χώρο και μετά εμπλέκοντας τους σε μια διαδικασία αναζήτησης. Ακόμα, επιτρέπουμε στους κόμβους να ελέγχουν το δίκτυο οπότε χρειάζεται. Θα αναφερόμαστε στη χρονική διάρκεια που το δίκτυο είναι σε μια δεδομένη κατάσταση που αναφέρεται ως *χρόνος συμφωνίας*. Αντιλαμβανόμενοι τις υπάρχουσες ροές κίνησης, οι ενωμένοι κόμβοι είναι ικανοί να αυτό – συγχρονίζονται με το δίκτυο.

2.2.2 Πολλαπλές Ροές και Ροή Προτεραιότητας

Το μεγαλύτερο μέρος της προηγούμενης εργασίας στην ανάλυση φυσικών επιπέδων δικτύου έχει θεωρήσει δίκτυα με ροές κίνησης να υπάρχουν σε απομόνωση [34-38]. Αυτή η υπόθεση είναι πλασματική στα σημερινά δίκτυα, τα οποία διαχειρίζονται δεκάδες ροές ταυτόχρονα [1, 2]. Έτσι λοιπών, δεν μπορούμε να μελετήσουμε πραγματικά το πρόβλημα του καθορισμού βέλτιστων συνεργατικών διαδρομών για υπάρχουσες απομονωμένες συνδέσεις. Πρέπει να υπολογίσουμε τόσο τις υπάρχουσες όσο και τις αναδυόμενες ροές όταν υπολογίζουμε τις συνεργατικές ροές.

Για να βοηθηθεί η ανακάλυψη και η καθιέρωση νέων ροών στην παρουσία μιας υπάρχουσας ροής, υποθέτουμε ένα καινούριο πλαίσιο δομής. Αυτό το πλαίσιο δομής, ενώ βασίζεται σε σημερινά δεδομένα, θα έχει σημαντικές διαφορές που επιτρέπουν σε μια νέα ροή να καθιερωθεί με τον λιγότερο διεισδυτικό τρόπο. Ένα *πλαίσιο*, όπως φαίνεται στο Σχ. 8.1 αποτελείται από δύο μέρη: ένα παράθυρο έλεγχου και ένα παράθυρο δεδομένων, το καθένα από τα οποία θα έχει δεδομένο μήκος για όλους τους χρήστες. Μετά την εκτέλεση μιας φάσης αναζήτησης δικτύου, οι λεπτομέρειες του οποίου θα αναλυθούν στο Τμήμα III-C, ένας πηγαίος κόμβος θα έχει όλες τις απαραίτητες πληροφορίες για να καθορίσει τις πιθανές διαδρομές προς το στόχο. Ο πηγαίος κόμβος θα χρησιμοποιήσει το παράθυρο έλεγχου για να ανατροφοδοτήσει τόσο τους μέσους όσο και τους ενδιάμεσους κόμβους που θα βοηθήσουν στην προώθηση της πληροφορίας. Αυτή η ανατροφοδότηση θα ολοκληρωθεί από την διαδικασία RTS/STS όμοια με την 802.11.



Σχ. 2.1 Ένα παράδειγμα πλαισίου δομής φαίνεται: το παράθυρο CTRL περιέχει πληροφορίες ελέγχου, που ακολουθούνται από σχισμές δεδομένων, κάθε μια από τις οποίες έχει ένα σχετικό μήνυμα επιβεβαίωσης

Σε αυτό το σύστημα, υποθέτουμε μια διαδικασία RTS/STS στην οποία το RTS, απευθύνεται στον προορισμό όσο και σε όλους τους ενδιάμεσους κόμβους αυτής συγκεκριμένης διαδρομής, στέλνεται προς τον προορισμό και όμοια το STS στέλνεται πίσω από τον προορισμό στην πηγή. Ο συνδυασμός RTS/CTS ενημερώνει όλους τους κόμβους της διαδρομής για τον συγκεκριμένο ρόλο τους, για παράδειγμα, για το αν θα χρησιμοποιηθούν ως συνεργαζόμενοι σύνδεσμοι ή ως απευθείας σύνδεσμοι, όπως επίσης και οι χρόνο-αύλακες εν μέσω των οποίων οι κόμβοι θα μεταδίδουν ή θα δέχονται πληροφορίες. Εξαρτάται από τον χρόνο συμφωνίας του δικτύου, όσο και από τους στόχους του συστήματος, η πηγή μπορεί να στέλνει πολλαπλά πακέτα προς αυτή την διαδρομή κατά την διάρκεια της περιόδου ανατροφοδότησης.

Όταν εξετάζουμε ανταγωνιστικές ροές, υιοθετούμε την ιδέα της υπηρεσίας *προτεραιότητας* [39-44]. Σε αυτά τα μοντέλα προτεραιότητας, οι ροές έχουν διαφορετικές προτεραιότητες όταν προγραμματίζονται από το δίκτυο; αυτές οι προτεραιότητες μπορεί να χωριστούν από τις δικτυακές δομές τιμολόγησης ή τις απαιτήσεις μιας κατηγορίας υπηρεσιών. Έτσι λοιπόν, μια υπάρχουσα ροη υψηλής προτεραιότητας δεν πρέπει να διακόπτεται από την εμφάνιση μια νέας ροής χαμηλής προτεραιότητας και η εμφάνιση μια ροής υψηλής προτεραιότητας πρέπει να έχει ένα μηχανισμό με τον οποίο να αποκτά πρόσβαση στις διαδικτυακές υπηρεσίες. Οι λεπτομέρειες για τον τρόπο που κατανέμονται οι προτεραιότητες σε διαφορετικές ροές δεν βρίσκονται στο επίκεντρο αυτού του κεφαλαίου; όμως, δίνουμε έμφαση στην προτεινόμενη δικτύωση και στο πλαίσιο συνεργαζόμενων διαδρομών είναι ικανά να διαχειριστούν ροές με διαφορετικές προτεραιότητες.

2.2.3 Συνεταιριστικά Λειτουργικά Υποσυστήματα

Ο τελικός μας στόχος είναι να βρούμε τη βέλτιστη συνεργατική σύνδεση που θα ενώνει την πηγή με τον προορισμό. Οι παραδοσιακές προσεγγίσεις σε αυτό το πρόβλημα θεωρούν το δίκτυο σαν μια συλλογή σημειακών συνδέσεων και χρησιμοποιούν ένα πρωτόκολλο διαδρομής για να συγκεντρώσουν τους συνδέσμους και να καθιερώσουν μια διαδρομή έτσι ώστε να βρουν τον στόχο με ρυθμό από-άκρο-σε-άκρο. Η συνεργασία κόμβων, οπού η πηγή χρειάζεται την βοήθεια γειτονικών κόμβων ώστε να στείλει ένα μήνυμα σε δυο διαφορετικές κατευθύνσεις, επιτρέπει στον προορισμό να έχει δυο διαφορετικές πραγματοποιήσεις του ίδιου μηνύματος. Η επιπλέον πληροφόρηση βοηθά τον προορισμό να αποκωδικοποιήσει το πηγαίο μήνυμα πιο αποτελεσματικά και αυξάνει το ποσοστό της αποτελεσματικότητας σε ικανοποιητικά ποσοστά.

Ένας ενιαίος συνεταιριστικός ηλεκτρονόμος, συνδυασμένος με την πηγή και τον προορισμό, σχηματίζει το γνωστό τριγωνικό κανάλι ηλεκτρονόμου [5]. Δυο συνεταιριστικοί ηλεκτρονόμοι, με την πηγή και τον προορισμό εκτός εμβέλειας ο ένας από τον άλλον, σχηματίζουν την δομή αστέρα του παράλληλου καναλιού ηλεκτρονόμου [8]. Αυτές οι δυο περιπτώσεις, όπως φαίνονται στο Σχ. 2.2, έχουν γίνει οι κανονικές συνεταιριστικές τοπολογίες.

Η πηγή και ο ηλεκτρονόμος συνδυάζουν τους πόρους τους ώστε να επικοινωνήσουν με ένα ενιαίο σύμβολο στον προορισμό επικαλύπτοντας τις μεταδόσεις. Το γεγονός αυτό μας επιτρέπει να δούμε και τις δυο πορείες σαν ένα ενιαίο σύνδεσμο από την πηγή στο προορισμό. Θα χρησιμοποιήσουμε κανονικές τοπολογίες στο Σχ. 2.2 σαν δομικές μονάδες με τις οποίες θα αποδομίσουμε το δίκτυο. Οι τριγωνικές και δομές αστέρα μπορούν να συνδυαστούν με απευθείας συνδέσμους ώστε να καθιερώσουν μια βέλτιστη συνεταιριστική διαδρομή από την πηγή στο προορισμό. Όμως, το παραγόμενο σχέδιο παρεμβολής από την συνεταιριστική διαδρομή θα είναι ουσιαστικά διαφορετικό από τις παραδοσιακές πολύ-αλματικές διαδρομές.



Σχ. 2.2 Οι δύο κύριες τοπολογίες συνεργασίας: (a) τριγωνικό κανάλι ηλεκτρονόμου και (b) παράλληλο, ή δομής αστέρα, κανάλι ηλεκτρονόμου

Για την τριγωνική τοπολογία ηλεκτρονόμου, υπάρχουν δυο πηγές παρεμβολής, εφόσον τόσο η πηγή όσο και ο ηλεκτρονόμος θα παρεμβάλουν με τους γειτονικούς κόμβους. Όμοια, στην τοπολογία αστεροειδούς ηλεκτρονόμου, και οι δυο ηλεκτρονόμοι θα προκαλούν παρεμβολές όσο μεταδίδουν ταυτόχρονα. Για να αντιμετωπιστεί αυτό το ζήτημα ορίζουμε έναν *μετακόμβο* που προσομοιάζει και τους δυο κόμβους σε ένα συνεργατικό σύνδεσμο και τα συνδυασμένα αποτελέσματα της παρεμβολής τους. Η ανάλυση των πρότυπων παρεμβολής είναι ιδιαίτερα σημαντική όταν διαχειριζόμαστε ανταγωνιστικές ροές στο συνεταιριστικό ασύρματο δίκτυο.

2.3 Γνωρίζοντας το Περιβάλλον: Πληροφορίες Κατάστασης Δικτύου

Για να πετύχουμε τους στόχους μας στις συνεργαζόμενες διαδρομές σε όλα τα επίπεδα, οι αλγόριθμοι κωδικοποίησης και σχεδιασμού πρέπει να έχουν πρόσβαση σε πληροφορίες σε όλα τα επίπεδα στο δίκτυο. Κανάλια κατάστασης πληροφοριών (CSI) χρησιμοποιούνται συχνά για την επιλογή της διαδρομής των ασύρματων δικτύων [45-47]. Παρόλα αυτά, η προσέγγιση αυτή δεν συμπεριλαμβάνει άλλα σημαντικά χαρακτηριστικά των κόμβων και των καναλιών που επηρεάζουν την ποιότητα της διαδρομής από άκρο-σε-άκρο που φαίνεται από το στρώμα εφαρμογής. Για παράδειγμα, ένας κόμβος σε μια επιλεγμένη διαδρομή μπορεί να έχει μεγάλη αναμονή προκαλώντας έτσι μη αποδεκτή καθυστέρηση. Τα υπάρχοντα σχέδια δρομολόγησης, που βελτιστοποιούνται μόνο με CSI στο φυσικό επίπεδο ή σε κατάσταση αναμονής στο επίπεδο MAC, δεν υπολογίζονται στη σύζευξη δρομολόγησης ή στη δύναμη επεξεργασίας των κόμβων. Προτείνουμε να ενσωματωθούν αυτές και άλλες μετρικές σε μια περιεκτική μονάδα πληροφοριών: *κατάσταση πληροφοριών δικτύου* (NSI). Τα αποτελέσματα αυτής της ερευνάς θα επιτρέψουν στην πηγή να καθορίσει την βέλτιστη διαδρομή ενώ ενσωματώνουν το πολύ-άλμα, τον ηλεκτρονόμο και τα σχέδια MIMO.

Για να είναι το NSI ένας ουσιώδης αντιπρόσωπος της ποιότητας σύνδεσης, θεωρούμε συμπεριλαμβανόμενου διαφορετικών μέτρων από όλα τα δίκτυα και λογισμικά επιπέδων. Κάποια παραδείγματα για τα συστατικά του NSI είναι κανάλι κατάστασης πληροφοριών, κατάσταση αναμονής, ικανότητα διαχείρισης, και ηλεκτρική κατάσταση. Οι ιδιότητες του φυσικού στρώματος χρησιμοποιούνται συχνά για να συλλέξουμε τον ρυθμό δεδομένων και είναι η εισαγωγή στις υπάρχουσες λύσεις δρομολόγησης, όπως προαναφέρθηκε. Η κατάσταση αναμονής δηλώνει το επιπλέον πακέτο δεδομένων το οποίο παρακωλύει έναν κόμβο, ενώ η ικανότητα επεξεργασίας είναι η ταχύτητα στην οποία ένας κόμβος επεξεργάζεται τα πακέτα δεδομένων.

Αυτό το χαρακτηριστικό επηρεάζει το σχέδιο κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται; η αντίληψη του NSI μπορεί να βελτιώσει δραματικά τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης της δρομολόγησης σε ένα ετερογενές δίκτυο. Για παράδειγμα, παρόλο που το LDPC είναι ένα ιδιαίτερα αποτελεσματικό σχέδιο κωδικοποίησης, η ανεπαρκής δύναμη επεξεργασίας θα το καταστήσει μη αποδεκτό σε κάποιους κόμβους [48]. Ένας κλασικός αλγόριθμος δρομολόγησης θα διάλεγε μια πορεία βασισμένη στην ποιότητα του καναλιού ή στην κατάσταση αναμονής και θα αγνοούσε την επεξεργασία της συμφόρησης; η δρομολόγηση με NSI θα υπολογίσει αυτή την συμφόρηση και θα μας επιτρέψει να βρούμε μια διαδρομή με καλύτερη απόδοση.

2.3.1 NSI Διαχείριση Επιφόρτισης

Ενώ μια συνολικά βέλτιστη λύση θα απαιτούσε απαραιτήτως πληροφορίες για ολόκληρο το δίκτυο, η επιφόρτιση θα μπορούσε να μετριάσει τα πιθανά οφέλη. Για να περιοριστεί η επιφόρτιση, τοποθετούμε κάποια όρια στο μέγεθος των πληροφοριών που απαιτούνται για την δρομολόγηση ενός αλγορίθμου. Θεωρούμε τρεις τρόπους για να μειώσουμε την επιφόρτιση: επιλογή στοιχείων NSI, κβαντοποίηση στοιχείων, και περιορισμό του μεγέθους τοπολογίας.

Το NSI θα πάρει πληροφορίες από ολόκληρο το δίκτυο. Όμως, η σημασία των διαφορετικών στοιχείων NSI θα ποικίλει εξαρτώμενη από την εφαρμογή και την τοπολογία. Για παράδειγμα, οι χρόνο-κρίσιμες εφαρμογές όπως το VoIP απαιτούν κοντές σειρές αναμονής ενώ τηλεοπτικές εφαρμογές με υψηλό ρυθμό στοιχείων απαιτούν υψηλής-ποιότητας κανάλια. Αυτό μας παρακινεί να ρυθμίσουμε την επιφόρτιση ελαχιστοποιώντας τις παραμέτρους του NSI που είναι σχετικές με την εφαρμογή.

Στην επιλογή ποιων τμημάτων NSI πρέπει να εξετάσουμε, πρέπει επίσης να εξετάσουμε την κοκκιότητα κάθε συστατικού. Ανάλογα με την φύση των πληροφοριών, κάθε στατικό θα κβαντοποιηθεί διαφορετικά (πχ, η ηλεκτρική κατάσταση και η καναλική κατάσταση). Τα συστατικά θα κβαντοποιηθούν βασισμένα στην σχετικότητα και την μεταβλητότητα τους, και η ακρίβεια των πληροφοριών θα είναι άμεσα ανάλογη με την επιφόρτιση. Ο καθορισμός του NSI για δεδομένο δίκτυο πρέπει να περιέχει έναν ελάχιστο αριθμό συστατικών με το μέγιστο ποσό κβαντοποιήσης ώστε να πετύχει τους στόχους απόδοσης.

Ιδανικά, το NSI που θα μαζευόταν από όλους τους κόμβους μέσα στην τοπολογία, άλλα αυτό θα προκαλούσε καταστροφικά ποσά επιφόρτισης στα μεγάλα δίκτυα. Θεωρούμε τον περιορισμό μεγέθους του δικτύου σε έναν εύχρηστο ρυθμό κόμβων, που αναφέρεται ως *ενεργή τοπολογία,* για κάθε ροη. Περιορίζοντας την εύρεση σε ένα υποσύνολο κόμβων, η επιφόρτιση μπορεί να περιοριστεί σε ένα αποδεκτό επίπεδο. Κατά την διάρκεια της ανακάλυψης του NSI, μηχανισμοί όπως η καταμέτρηση αναπηδήσεων και ο χρονικός περιορισμός περιορίζουν την ενεργή τοπολογία στο υποσύνολο των καλά-συνδεδεμένων κόμβων στον χώρο ανάμεσα στην πηγή και τον προορισμό.

Με τον καθορισμό της ενεργής τοπολογίας χρησιμοποιώντας ευρετικά που ευνοούν τους κόμβους που είναι κοντά στην πηγή και τον προορισμό, μπορούμε να διαχειριστούμε την επιφόρτιση χωρίς να μειώσουμε σημαντικά την απόδοση.

2.3.2 Μετρικό NSI

Σε αυτή την μελέτη, ψάχνουμε να βρούμε ένα βέλτιστο δυναμικό χαρακτηρισμό του NSI που συνδέεται με τα συνεργαζόμενα δίκτυα. Μπορούμε στην συνέχεια να αντλήσουμε της χαρτογραφήσεις από τα διανύσματα των στοιχείων του NSI στις κλιμακωτές ποιοτικές

μετρήσεις, έτσι ώστε οι χαρτογραφήσεις να παρέχουν ενδείξεις ποιοτικής σύνδεσης του επιπέδου της εφαρμογής. Εφόσον τα τμήματα του NSI έχουν διαφορετική ανάλογη σημασία και μεταβλητότητα, τα διάφορα συστατικά θα μεταχειριστούν αναλόγως. Στο επόμενο τμήμα, θα καθορίσουμε τον ρόλο των ποιοτικών μετρικών συστημάτων προερχόμενα από το NSI στην κατασκευή της πλεγματικής αναπαράστασης της ενεργούς τοπολογίας.

2.4 Βρίσκοντας την Βέλτιστη Συνεργατική Διαδρομή

Το NSI εξοπλίζει το σύστημα μας με ένα μοναδικό και ισχυρό εργαλείο με το οποίο προγραμματίζει τις ροές του ετερογενούς δικτύου. Προκειμένου να επηρεάσουμε το NSI, πρέπει να συνυπολογίσουμε την πρόσθετη δομή που μια συνεταιριστική σύνδεση εισάγει σε μια δικτυακή γραφική παράσταση, και βρίσκουμε έναν αποτελεσματικό τρόπο να διαχειριστούμε τις πληροφορίες σχετικά με το δίκτυο. Σε αυτό το τμήμα, θα παρουσιάσουμε ένα νέο και δυνατό πλαίσιο που ταιριάζει συγκεκριμένα σε αυτό τον στόχο.

2.4.1 Δρομολόγηση Συνεργατικών Διαδρομών

Στόχος μας είναι να καθορίσουμε την βέλτιστη συνεργατική διαδρομή μέσω ενός ασύρματου δικτύου, υιοθετώντας μια ευρεία ποικιλία πληροφοριών δικτυακής κατάστασης. Αυτό το πρόβλημα είναι σημαντικά δυσκολότερο από το παραδοσιακό πρόβλημα επιλογής-διαδρομής στα ενσύρματα δίκτυα. Πολλοί ικανοί αλγόριθμοι έχουν αναπτυχτεί για να καθορίσουν τις βέλτιστες διαδρομές μεταξύ των πηγών και των προορισμών. Ο αλγόριθμος Dijkstra, ο αλγόριθμος Bellman-Ford και τα παράγωγα τους [49, 50] ψάχνουν την δικτυακή γραφική παράσταση για το ελάχιστο-κόστος ή τη διαδρομή μεγίστης απόδοσης και είναι σίγουρο ότι θα το επιστρέψουν σε έναν πεπερασμένο αριθμό επαναλήψεων.

Αυτοί οι αλγόριθμοι βελτιστοποιούν τις διαδρομές, αλλά μόνο για διαδρομές που αποτελούνται από ενιαίες συνδέσεις. Αυτό είναι επειδή οι αλγόριθμοι λύνουν ξεχωριστά τα προβλήματα βελτιστοποίησης, τα οποία μειώνουν τις τοπικές βελτιστοποιήσεις σε κάθε βήμα της διαδρομής. Εάν θέσουμε $R = \{e_1, e_2, \ldots, e_N\}$ να είναι ένα σύνολο άκρων σε μια δικτυακή γραφική παράσταση που διαγράφει μια διαδρομή μεταξύ μια πηγής και ενός προορισμού, τότε αυτοί οι αλγόριθμοι μπορούν να λύσουν το πρόβλημα διαδρομών μεγίστης-απόδοσης

$$C_{\max} = \min_{R} \max_{\{e_l\}} C_l, \tag{2.1}$$

Οπού το C_l είναι η χωρητικότητα της σύνδεσης e_l. Για ασύρματα κανάλια, αυτή η χωρητικότητα είναι κλασικά μια λειτουργία τους εύρους ζώνης W και του καναλιού SNR. Στην περίπτωση μιας συνεργατικής διαδρομής, η φυσική χωρητικότητα του στρώματος δίνεται από μια *συνάρτηση* των SNR των ιδρυτικών καναλιών, εξαρτώμενη από το συνεργατικό σχέδιο που χρησιμοποιείται. Χαρτογραφώντας αυτό το βελτιστοποιημένο πρόβλημα, φτάνουμε στο εξής

$$C_{\max} = \min_{R} \max_{\{e_l\}} f\left(C_l^{SD}, C_l^{SR}, C_l^{RD}\right). \tag{2.2}$$

Επειδή αυτή η εξίσωση μπορεί να είναι μη γραμμική στις χωρικές συνδέσεις C_l^{SD}, C_l^{SR}, και C_l^{RD}, το πρόβλημα βελτιστοποίησης δεν διαχωρίζεται στην βηματική δρομολόγηση, αφήνοντας το κατά ένα μεγάλο μέρος μη ανιχνεύσιμο. Επιπλέον, η συμβολή πολλαπλών ροών και οι περιορισμοί ημί-αμφίδρομου χρονισμού ηλεκτρονόμων απαιτούν να καθορίσουμε έναν καιροσκοπικό αλγόριθμο ώστε να γίνει η δρομολόγηση. Προηγούμενοι μέγιστοι και υπολογιστικοί αλγόριθμοι προγραμματίζουν ροές ώστε να έχουν ίδιους χρόνους μετάδοσης μακροπρόθεσμα, αλλά δεν ξεκαθαρίζουν την ακολουθία των πακέτων μετάδοσης μέσα στο δίκτυο. Το πρόβλημα βελτιστοποίησης μας πρέπει επομένως να αποτελεί τον λεπτεπίλεπτο έλεγχο χρονισμού και τον καιροσκοπικό προγραμματισμό των χρηστών, ενώ διαχειριζόμαστε την παρεμβολή μπορεί να εισέρθει μια ασύρματη σύνδεση ηλεκτρονόμων.

Θα χρησιμοποιήσουμε το μετρικό σύστημα NSI, το οποίο επηρεάζεται από την κλασική χωρητικότητα, της βελτιστοποίηση μας για να βρει μια λύση δρομολόγησης που να είναι βέλτιστη σε όλα τα δικτυακά επίπεδα. Για να καθορίσουμε αυτή την λύση, πρέπει να αναλύσουμε το δίκτυο βήμα προς βήμα, σχεδιάζοντας η πορεία των πακέτων σε κάθε ροή και την ποιότητα κάθε σύνδεσης όπως υπολογίζεται με το NSI.

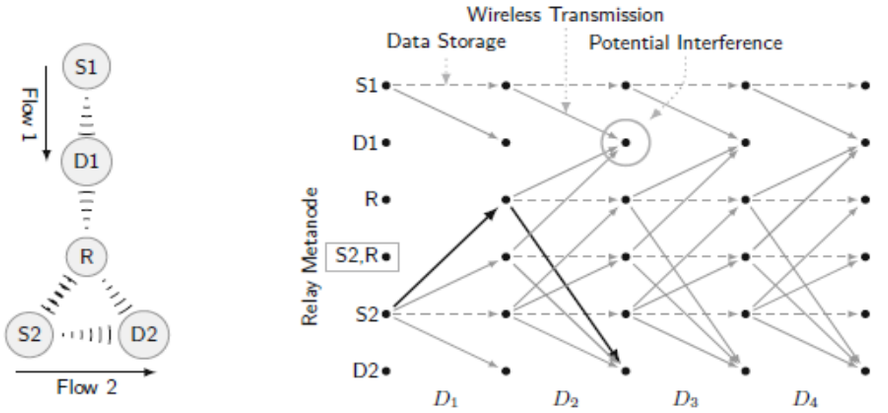
2.4.2 Πλεγματική Αναπαράσταση

Αναπαριστούμε την αλληλεπίδραση των κόμβων στο δίκτυο μας χρησιμοποιώντας μια πλεγματική δομή. Αυτό μας επιτρέπει να χρησιμοποιήσουμε τα εργαλεία της θεωρίας γραφικών παραστάσεων για να σχεδιάσουμε την ροή δεδομένων μέσα στο δίκτυο μας, συμπεριλαμβάνοντας τα χρονικά θέματα και θέματα παρεμβολής που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Κάθε κόμβος στο πλέγμα (ο οποίος θα αναφέρεται ως κατάσταση) αναπαριστά μια πηγή και έναν συλλέκτη δεδομένων, και κάθε άκρη (που αναφέρεται ως κλάδος) αναπαριστά τη στοιχειακή διαδρομή που μπορεί να ακολουθηθεί όταν αυτά στέλνονται στην επόμενη κατάσταση και εξετάζονται από τον μετρικό σύνδεσμο NSI. Κατά συνέπεια κάθε διαδοχικό σύνολο καταστάσεων αναπαριστά ένα χρονικό βήμα στην ροή δεδομένων. Δεδομένου ότι οι καταστάσεις είναι συλλέκτες δεδομένων, μπορούμε αμέσως να θεωρήσουμε όλους τους κόμβους του δικτύου ως καταστάσεις μέσα στο πλέγμα.

Πρέπει να εισάγουμε έναν τρόπο για να δείξουμε ότι μια συλλογή κόμβων μπορεί να συλλειτουργεί. Με τον όρο *μετακόμβος* δείχνουμε μια κατάσταση μέσα στο πλέγμα που αντιπροσωπεύει ακριβώς αυτή την συμπεριφορά: στοιχεία προερχόμενα από έναν μετακόμβο διαβιβάζονται από διαφορετικούς κόμβους που συνεργάζονται μεταξύ τους. Οι κλάδοι του πλέγματος μας αντιπροσωπεύουν το πώς δεδομένα που διαβιβάζονται από μια συγκεκριμένη κατάσταση έχουν πρόσβαση στο ασύρματο μέσο και διαδίδονται μέσω του δικτύου στην επόμενη κατάσταση. Μπορούμε να κατασκευάσουμε τους κλάδους χρησιμοποιώντας την δικτυακή γραφική κατάσταση, η οποία δείχνει αμέσως το πώς διαφορετικοί κόμβοι συνδέονται ο ένας με τον άλλον και επόμενος, το πώς τα πακέτα μπορούν και μεταφέρονται μεταξύ καταστάσεων. Υπερθέτοντας τις πιθανές ροές δεδομένων από *κάθε* κατάσταση πάνω στο ίδιο πλέγμα, είμαστε σε θέση να σχεδιάσουμε το πώς η παρεμβολή εμφανίζεται στο δίκτυο.

Τώρα παρουσιάζουμε ένα παράδειγμα για το πώς κατασκευάζεται ένα τέτοιο πλέγμα από ένα απλό δίκτυο όπως παρουσιάζεται στα αριστερά του Σχ. 2.3. Εδώ έχουμε δυο ροές και ένα κόμβο αναμετάδοσης, οπού καθορίζεται το R. Για να δημιουργήσουμε το πλέγμα ενσωματώνουμε όλα τα δικτυακά τερματικά ως καταστάσεις μέσα στην δομή. Με πλήρη δικτυακή πληροφόρηση, προσδιορίζουμε αμέσως έναν συνεργατικό σύνδεσμο μεταξύ S2 και D2 μέσω του R και προσθέτουμε τον μετακόμβο (S2, R) στην λίστα πλεγματικών καταστάσεων.

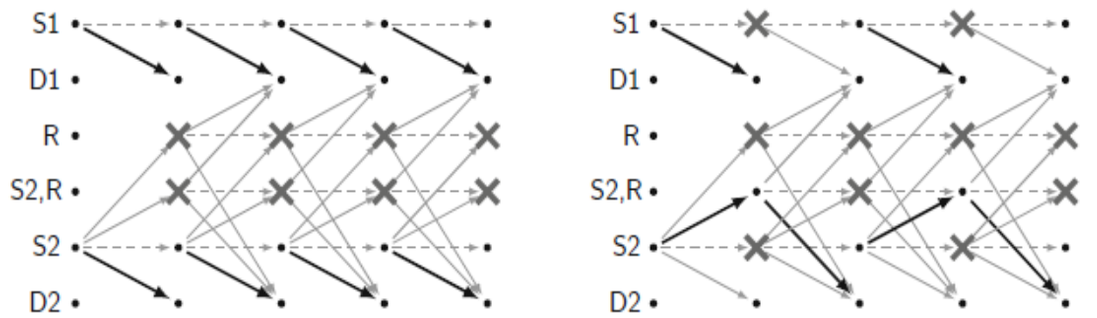
Αυτό αποδεικνύει ότι τόσο το S2 όσο και το R διαβιβάζουν ταυτόχρονα, εφόσον τα συνεργατικά συστήματα των φυσικών επιπέδων επιτρέπουν τον συνδυασμό των μηνυμάτων στο D2, έτσι ώστε η παρεμβολή στο D2 να είναι επιτρεπτή. Μπορούμε τώρα να σχεδιάσουμε το πώς τα δεδομένα πιθανώς διαδίδονται μέσα στο δίκτυο, όπως φαίνεται στα δεξιά του Σχ. 3.3. Εδώ τα γκρι τόξα δείχνουν την ασύρματη μετάδοση, ενώ τα πράσινα διακεκομμένα βέλη δείχνουν την «αποθήκευση» ενός πακέτου δεδομένων μέχρι το επόμενο χρονικό βήμα.



Σχ. 2.3 Ένα παράδειγμα δικτύου με δύο ροές φαίνεται στα *αριστερά*. Στα *δεξιά* βρίσκεται η δικτύωση που προέρχεται από αυτό. Έχουμε υποδείξει τον μετακόμβο αναμετάδοσης S2,R, μαζί με τις πιθανές διαδρομές διάδοσης των δεδομένων. Η παρεμβολή από τις ασύρματες αναμεταδόσεις μπορεί να συμβεί εκεί όπου τα *ενιαία τόξα* συναντιούνται, ενώ είναι δυνατή η αποθήκευση των δεδομένων που φαίνεται από τη *διακεκομμένη γραμμή*. Η *ενιαία γραμμή* δείχνει μια πιθανή πολύ-αλματική διαδρομή δεδομένων πάνω στη δικτύωση από S2 στο R και μετά στο D2, χωρίς την χρήση συνεταιριστικών συστημάτων.

2.4.3 Χρονισμός, Παρεμβολή, και Διαχείριση Διπλεξίας

Χρησιμοποιώντας αυτή την αναπαράσταση, θα είμαστε σε θέση να σχεδιάσουμε αλγόριθμους για να βρουν τις βέλτιστες διαδρομές μέσα στο δίκτυο, διαχειριζόμενοι την παρεμβολή, τον χρονισμό και τις διαφορές διπλεξίας. Αυτό μας επιτρέπει να σχεδιάσουμε καιροσκοπικά πολλαπλές ροές μαζί, εφόσον η ημι-διπλεκτική φύση των συχνοτήτων δημιουργεί «κενό» στο μέσο ώστε να χρησιμοποιηθεί από άλλες ροές. Εκμεταλλευόμαστε την ημί-διπλεκτική φύση των κόμβων απαιτώντας από κάθε κατάσταση μετάβασης ένα άκρο που δεν αναχωρεί και φτάνει στην ίδια κατάσταση. Η πρόκληση είναι το πώς θα επιλεγεί ένα βέλτιστο σύνολο καταστάσεων μετάβασης, γνωστό ως *διασταυρώσεις*, ποια διαδρομή διατρέχει μέσα από το πλέγμα. Γενικά, θα επιλέξουμε την διασταύρωση από ένα σύνολο εφικτών διασταυρώσεων; αυτό διακρίνεται καλά στο δίκτυο του παραδείγματος. Υπάρχουν δυο σενάρια που μπορούμε να εξετάσουμε: Στην πρώτη περίπτωση, ο σύνδεσμος μεταξύ S1 και D1 είναι ενεργός σε κάθε χρονικό βήμα, το οποίο αποκλείει καιροσκοπική χρήση του κομβικού αναμεταδότη με κάθε τρόπο; η χρήση του R θα προκαλούσε παρεμβολή στο D1. Αυτό περιορίζει την ροή S2–D2 σε επικοινωνίες μονού-άλματος μόνο. Αυτό το σενάριο παρουσιάζεται στα αριστερά του Σχ. 2.4. Έχουμε δείξει με ένα κόκκινο «X» εκείνες τις καταστάσεις για τις οποίες η χρήση του μέσου αποτρέπει την χρήση του από άλλες καταστάσεις λόγο παρεμβολής. Σε αυτή την περίπτωση η χρήση των S,R και R δεν επιτρέπεται ενώ το S1 εκπέμπει.



Σχ. 2.4 Πλεγματική διασταύρωση στην οποία ο ηλεκτρονόμος είναι ανενεργός (αριστερά) και μια διασταύρωση που επιτρέπει στον ηλεκτρονόμο να εξυπηρετεί ανάμεσα στο S2 και στο D2. Εξαρτώμενο από τις τιμές στο NSI για τις άκρες σε αυτή την δικτύωση και το αντικείμενο της βελτιστοποίησης, θα είναι προτιμότερη μια από τις δύο διασταυρώσεις.

Εάν δημιουργήσουμε ένα καιροσκοπικό πρόγραμμα μπορούμε να επιτρέψουμε στον ηλεκτρονόμο να χρησιμοποιηθεί όπως φαίνεται στα δεξιά του Σχ. 2.4. Εδώ, τα S1 και R εκπέμπουν ορθογώνια, συνδυάζοντας τις μεταδόσεις τους έτσι ώστε η Ροή 2 να χρησιμοποιεί τον ηλεκτρονόμο ενώ η Ροή 1 είναι ανενεργή. Το ποια από αυτές τις δυο διαμορφώσεις είναι η βέλτιστη εξαρτάται από τις ακριανές παραμέτρους απολαβής του NSI; αν χρησιμοποιώντας τους μετακόμβους S,R στην Ροη 2 δημιουργούνται σημαντικές αυξήσεις στην διεκπεραίωση και η άμεση σύνδεση της Ροής 1 είναι σχετικά αργή, τότε μπορούμε να ευνοήσουμε το καιροσκοπικό σχεδιάγραμμα. Αντίθετα, αν η αναμονή στο R είναι μεγάλη, θα προτιμήσουμε να χρησιμοποιήσουμε δυο ταυτόχρονες ενιαίες ροές. Αυτές οι καταστάσεις χειρίζονται πλήρως από το NSI, και ενσωματώνονται στο πλέγμα ως ακριανές απολαβές.

2.4.4 Διασταυρωτικοί Αλγόριθμοι

Το πλέγμα συλλαμβάνει όλα τα ζητήματα που περιλαμβάνουν το προσδιορισμό συνεργατικών δρομολογήσεων με την παρουσία υπαρχόντων ροών: τη παρεμβολή, τον χρονισμό, και τις εναλλακτικές διαδρομές που υποστηρίζονται από το NSI. Όσο το πλέγμα είναι όμοιο με εκείνο που χρησιμοποιείται για την αποκωδικοποίηση συνελικτικών κωδικών [51], οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται σε αυτό το πεδίο δεν εφαρμόζονται σε αυτή την περίπτωση. Σκεφτόμαστε να χρησιμοποιήσουμε το πλέγμα και τα εργαλεία NSI που έχουμε αναπτύξει, μαζί με την θεωρία για τα φυσικά συνεργατικά επίπεδα, για να καθορίσουμε τους ιδανικούς διασταυρωτικούς αλγόριθμους για αυτό το πλέγμα. Το αποτέλεσμα της εκτέλεσης αυτών των αλγορίθμων θα είναι ένα ιδανικό σχέδιο, το οποίο θα χρησιμοποίει τους συνεργατικούς συνδέσμους όπου είναι δυνατόν.

Η δύναμη αυτή της προσέγγισης είναι ο τρόπος με τον οποίο συνδυάζονται οι φυσικές έννοιες των επιπέδων, όπως η συνεταιριστική επικοινωνία, με έννοιες δικτύωσης, όπως η δρομολόγηση και ο σχεδιασμός. Συγχωνεύοντας τα με έναν ανιχνεύσιμο και χρησιμοποιήσιμο τρόπο, έχουμε δημιουργήσει ένα πλαίσιο για την ανάλυση της σύγκλισης των ασύρματων τεχνολογιών.

2.5 Ανίχνευση Δικτύου

Οι προηγούμενες συζητήσεις έχουν εισάγει ένα μετρικό σύστημα κατάστασης πληροφοριών δικτύου, μαζί με ένα ισχυρό πλαίσιο που υποστηρίζει αυτό το μετρικό σύστημα και συλλαμβάνει τις ακριβής αλληλεπιδράσεις μεταξύ κόμβων.

Σε ένα διανεμημένο δίκτυο, χρειαζόμαστε ένα τρόπο να συγκεντρώσουμε αυτές τις πληροφορίες πιο αποτελεσματικά, εφόσον οι αμβλυμμένες απολαβές μπορούν ενδεχομένως να μετριάσουν τα οφέλη των παρεχόμενων συστημάτων. Σε αυτό το τμήμα, θα συζητήσουμε την εύρεση συνεργατικών δικτύων.

2.5.1 Συμπληρώνοντας το Πλέγμα: Συγκεντρώνοντας Καταστάσεις, Άκρα και NSI

Το πλέγμα, η βασική μας δομή δεδομένων, απαιτεί τρία βασικά κομμάτια πληροφοριών – καταστάσεων, τα άκρα και οι σταθμίσεις στα άκρα του NSI. Οι καταστάσεις περιλαμβάνουν τόσο τους ξεχωριστούς κόμβους και μετακόμβους, τα άκρα περιγράφουν λεπτομερώς τις αλληλεπιδράσεις των κόμβων, και το NSI περιλαμβάνει την ποιότητα της εξαρτώμενης-εφαρμογής που χρησιμοποιεί ένα συγκεκριμένο άκρο. Οι κλασικοί αλγόριθμοι εύρεσης μπορούν να μας βοηθήσουν να συμπληρώσουμε κάποιες, αλλά όχι όλες, τις πληροφορίες. Για το πρόβλημα της εύρεσης ξεχωριστών κόμβων και τις τοπολογικές συνδέσεις μεταξύ τους, μπορούμε να επηρεάσουμε τα υπάρχοντα αποτελέσματα και πρωτόκολλα ώστε να συμπληρώσουμε τα κομμάτια του πλέγματος.

Στα ενσύρματα δίκτυα, η ερευνά απλοποιείται σε ένα πρόβλημα δρομολόγησης, όπου η αποτελεσματικότητα περιορίζεται είτε από έναν μεγάλο αριθμό αλμάτων είτε από καθυστερήσεις που επιβάλλονται από μεγάλο χρόνο αναμονής. Η εύρεση ενός ασύρματου δικτύου έχει παρόμοιες προκλήσεις, μαζί με την παρεμβολή, την εξασθένιση, τον θόρυβο, και άλλους παράγοντες που επιβάλλονται από το ασύρματο μέσο. Η εύρεση δικτύου μπορεί να χωριστεί σε τοπικά και ευρύτερα προβλήματα εύρεσης, και υπάρχουν διάφοροι τομείς εργασίας που εστιάζουν και στις δυο πτυχές. Στις [52-60], εστιάζουμε στην ευρύτερη εύρεση έχοντας πληροφορίες τοπικής συνδεσιμότητας. Πρωτόκολλα έχουν αναπτυχτεί στο [61] δραστηριοποιώντας τους χρήστες να βρουν τοπικές πληροφορίες. Συγκεκριμένα, τα [62-64] απαιτούν νέους χρήστες για ένα δίκτυο ώστε να αναμεταδώσουν την παρουσία τους όπως επίσης και μια περιοδική αναμετάδοση από τους υπάρχοντες χρήστες ώστε να διατηρηθεί μια φρέσκια άποψη του δικτύου. Σε μια προσπάθεια να ρυθμιστούν οι πολυπλοκότητες της εύρεσης, τα πρωτόκολλα των [64, 65] υιοθετούν μια κεντρική προσέγγιση έλεγχου. Ενώ ad hoc, τα δίκτυα τους υποθέτουν έναν κεντρικό κόμβο που συνδέεται με όλους τους χρήστες, όμοιο με τα κυψελώδη δίκτυα, τα οποία διανέμουν πληροφορίες σχετικά με την τοποθεσία ώστε να ενισχυθεί η εύρεση τους. Επίσης, μερικά από τα πρωτόκολλα χρησιμοποιούν έναν ενσύρματο υποδομή για να συνδέσουν κεντρικούς κόμβους έτσι ώστε να συντονίσουν την έρευνα σε διάφορα ad hoc δίκτυα.

Εφόσον η επιφόρτιση είναι μια σημαντική έννοια για πολλά δίκτυα, ένα κατανεμημένο πρωτόκολλο έρευνας θα καθιερωθεί ώστε να επιτρέπει μια αποδοτική διαδικασία έρευνας. Η κύρια περιοχή εστίασης στις κατανεμημένες μεθόδους είναι μία έρευνα πηγής-ζήτησης [10, 66, 67]. Χωρίς πλήρη γνώση άλλων κόμβων του δικτύου, τα μηνύματα έρευνας είναι συχνά τυφλές αναμεταδόσεις και διατρέχουν το δίκτυο. Αποτελέσματα στα [60, 68-71] δείχνουν ότι τεχνικές απερίσκεπτης δρομολόγησης είναι ευεργετικές δεδομένου ότι υπάρχει ποικιλομορφία στο μήνυμα εύρεσης καθώς διασταυρώνονται περισσότερες από μια συνδέσεις. Η απερίσκεπτη δρομολόγηση, εν τούτης, μπορεί να έχει δυσμενείς επιπτώσεις σε ένα δίκτυο, όπως αυξημένες παρεμβολές και θέματα ανταγωνισμού όσο οι πολλαπλοί χρήστες προσπαθούν να εκπέμψουν ταυτόχρονα. Οι ελεγχόμενες τεχνικές απερίσκεπτης δρομολόγησης στα [72-75] προσπαθούν να μετριάσουν κάποια από αυτά τα προβλήματα. Δυο ευρέως χρησιμοποιούμενες τεχνικές, DSR [10] και AODV [66], καθιερώνουν πολύ-αλματικές διαδρομές στην πορεία εύρεσης μηνυμάτων. Αυτά τα πρωτόκολλα μετέπειτα επεκτείνονται και καθορίζονται στα [34, 76, 77].

Αυτοί οι αλγόριθμοι λύνουν το πρόβλημα της εύρεσης ξεχωριστών κόμβων αποτελεσματικά και περιεκτικά, τοις συνδέσεις τους και το NSI τους. Όμως, αποτυγχάνουν να ανακαλύψουν τα *συνεταιριστικά λειτουργικά υποσυστήματα* που επιδιώκουμε να επηρεάσουμε.

2.5.2 Συμπληρώνοντας το Πλέγμα: Μετακόμβοι

Οι μέθοδοι έρευνας που περιγράφονται στις προηγούμενες εργασίες παρέχουν τις απαραίτητες πληροφορίες για να κατασκευαστεί εν μέρη το πλέγμα που αποτελείται από όλες τις καταστάσεις και τους κλάδους, εκτός από τις καταστάσεις μετακόμβων και τους κλάδους που απομακρύνονται από αυτές τις καταστάσεις. Προκειμένου να βρούμε μετακόμβους και συνεργατικούς συνδέσμους που συνδέονται με αυτούς, πρέπει να είμαστε σε θέση να βρούμε κομβικά σύνολα που συνδέονται με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτρέπεται η συνεργατική επικοινωνία, δηλαδή, ένα σύνολο τριών κόμβων όπου οι κόμβοι συμπεριφέρονται ως πηγή, ηλεκτρονόμος, και προορισμός. Η πηγή και ο κομβικός αναμετάδοσης στην ομαδοποίηση θα θεωρηθούν ως μετακόμβος, δείχνοντας τον ρόλο τους σε μια συνεργατική σύνδεση; αυτοί οι μετακόμβοι μαζί με μεμονωμένους κόμβους χρησιμοποιούνται μαζί στον σχηματισμό του πλέγματος. Υπό αυτή την μορφή, η πλεγματική απεικόνιση θα υπογραμμίσει όλους τους συνεργατικούς συνδέσμους σε σχέση με τους συνδέσμους μονού-άλματος.

Σε αυτό το τμήμα προσδιορίζουμε πιθανές συνεργατικές τοπολογίες με αποδοτικό και κατανεμημένο τρόπο. Μια κεντρική προσέγγιση θα είχε πρόσβαση στην δικτυακή απεικόνιση, η οποία φιλτράρεται εύκολα χρησιμοποιώντας μια αναζήτηση κορμού ή μια ανάλυση του πίνακα συνδεσιμότητας. Στην κατανεμημένη προσέγγιση, ο προσδιορισμός των συνεργατικών συνδέσεων γίνεται από το ίδιο το δίκτυο, όπως φαίνεται στο ακόλουθο παράδειγμα έρευνας, το οποίο αναφέρεται στο Σχ. 2.3.

Όταν το S2 ξεκινά την αναζήτηση, διανέμει ένα πακέτο έρευνας τόσο στο R όσο και στο D2. Σε ένα απλό πρωτόκολλο έρευνας <προς τα εμπρός>, το R προωθεί το πακέτο έρευνας αφού έχει πρώτα επισυνάψει την διεύθυνση του. Με την λήψη του δεύτερου πακέτου έρευνας, το D2 το συνδυάζει με το πακέτο που λήφθηκε απευθείας από το S2 για να εξάγει ότι υπάρχει μια τριγωνική συνεργατική τοπολογία μεταξύ αυτού και του S2, με το R να ενεργεί ως ηλεκτρονόμος. Στην φάση επιστροφής του πρωτοκόλλου έρευνας, το D2 μεταδίδει τις πληροφορίες μαζί με το NSI πίσω στο S2, έτσι ώστε οι κατάλληλα σταθμισμένοι μετακόμβοι S2, R να προστεθούν στο πλέγμα που διαμορφώνεται στο S2.

Αυτό είναι ένα απλό παράδειγμα ενός κατανεμημένου συνεργατικού πρωτοκόλλου έρευνας, αν και γίνεται ανεπαρκές για μεγαλύτερες και καλύτερα-συνδεδεμένες τοπολογίες. Ως περιοχή ανοιχτής έρευνας, κάποιος μπορεί να αναπτύξει πρωτόκολλα που βελτιστοποιούν από κοινού το πρόβλημα συνεργατικής ερευνάς και το θέμα της αποτελεσματικής ανάκτησης του NSI από την τοπολογία και μετατρέποντας την πληροφορία διαθέσιμη σε μια πηγή. Μετά από την επιτυχημένη εφαρμογή ενός τέτοιου πρωτοκόλλου, ένας κόμβος στο δίκτυο μας θα είναι πλήρως εξοπλισμένος ώστε να καθιερώσει μια βέλτιστη συνεργατική διαδρομή.

2.6 Συμπεράσματα

Έχουμε τώρα εισάγει τις σημαντικότερες θέσεις αυτού του διερευνητικού κεφαλαίου: το NSI, την πλεγματική δομή δεδομένων, και την κατανεμημένη συνεργατική έρευνα. Αυτές οι τρείς περιοχές, ενώ είναι ανεξάρτητες στα εργαλεία που απαιτούν και στην βελτιστοποίηση των προβλημάτων που επιλύουν, είναι στενά συνδεδεμένες όταν παρατηρηθούν για μια περιοχή ευρείας δικτύωσης. Κάθε μια εξαρτάται από την άλλη, και κάθε μια απαιτείται ώστε να εφαρμοστούν επιτυχώς οι τεχνολογίες που οδηγούν σε ένα βελτιωμένο συνεργατικό δίκτυο. Μέχρι τώρα, αυτές οι ιδέες έχουν υπάρξει καθαρά μόνο στη θεωρία, αν και προγραμματίζουμε να τις εισάγουμε στο πεδίο σε μια μοναδική ασύρματη δοκιμή.

Βιβλιογραφία

1. L. Tassiulas and A. Ephremides, "Stability properties of constrained queueing systems and scheduling policies for maximum throughput in multihop radio networks," *Decision and Control, 1990., Proceedings of the 29th IEEE Conference on,* vol. 4, pp. 2130–2132, 1990.
2. X. Liu, E. Chong, and N. Shroff, "Opportunistic transmission scheduling with resource-sharing constraints in wireless networks," *Selected Areas Commun., IEEE J.,* vol. 19, no. 10, pp. 2053–2064, 2001.
3. P. Gupta and P. R. Kumar, "The capacity of wireless networks," *IEEE Trans. Inform. Theory,* vol. 46, pp. 388–404, Mar. 2000.
4. ——, "Towards an information theory of large networks: An achievable rate region," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 8, pp. 1877–1894, Aug. 2003.
5. E. C. van der Meulen, "Transmission of information in a T-terminal discrete memoryless channel," Ph.D. dissertation, Dept. of Statistics, University of California, Berkeley, 1968.
6. T. M. Cover and A. A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 25, pp. 572–584, Sep. 1979.
7. A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part I. System description," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1927–1938, Nov. 2003.
8. B. Schein, "Distributed coordination in network information theory," Ph.D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, Sep. 2001.
9. J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior*," IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, pp. 3062–3080, Dec. 2004.
10. D. B. Johnson and D. A. Maltz, "Dynamic source routing in as hoc wireless networks," *IEEE Trans. Mobile Comput.* vol. 353, pp. 153–181, 1996.
11. M. Corson and A. Ephremides, "A distributed routing algorithm for mobile wireless networks," *Wireless Netw.*, vol. 1, no. 1, pp. 61–81, 1995.
12. I. Akyildiz, J. McNair, J. Ho, H. Uzunalioglu, and W. Wang, "Mobility management in next-generation wireless systems," *Proc. IEEE,* vol. 87, no. 8, pp. 1347–1384, 1999.
13. E. C. van der Meulen, "Three-terminal communication channels," *Adv. Appl. Probability,* vol. 3, pp. 120–154, 1971.
14. A. Reznik, S. R. Kulkarni, and S. Verd´ , "Degraded Gaussian multiple relay channel: capacityu and optimal power allocation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3037–3046, Dec. 2004.
15. M. Gastpar and M. Vetterli, "On the capacity of large Gaussian relay networks," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 3, pp. 765–779, Mar. 2005.
16. P. Bergmans and T. M. Cover, "Cooperative broadcasting," *IEEE Trans. Inform. Theory,* vol. 20, pp. 317–324, May 1974.
17. M. A. Khojastepour, "Distributed cooperative communications in wireless networks," Ph.D. dissertation, Dept. of Electrical and Computer Engg., Rice University, 2004.
18. A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part II. Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1939–1948, Nov. 2003.
19. P. Mitran, H. Ochiai, and V. Tarokh, "Space-time diversity enhancements using collaborative communications," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 6, pp. 2041–2057, Jun. 2005.
20. I. E. Telatar, "Capacity of multiple-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Tel.*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
21. A. Chakrabarti, A. Sabharwal, and B. Aazhang, "Half-duplex estimate-and-forward relaying: achievable rates and quantizer Design," accepted for publication in *IEEE Trans. Commun.*, 2009.
22. P. Murphy, A. Sabharwal, and B. Aazhang, "On building a cooperative communication system: Testbed implementation and first results," to appear in *EURASIP* 2009.
23. A. Sabharwal and Urbashi Mitra, "Bounds and protocals for a rate-constrained relay channel," *IEEE Trans. Inform. Theory,* 53(7), pp. 2616–2624, July 2007.

24. A. Høst-Madsen, "Cooperation in the low power regime," in *Proceedings of the Allerton Conference*, 2004.
25. F. Li, K. Wu, and A. Lippman, "Energy-efficient cooperative routing in multi-hop wireless ad hoc networks," *Performance, Computing, and Communications Conference, 2006. IPCCC 2006. 25th IEEE International*, 10–12 Apr. 2006.
26. A. El Gamal and S. Zahedi, "Capacity of a class of relay channels with orthogonal components," *Inform. Theory, IEEE Trans.*, vol. 51, no. 5, pp. 1815–1817, May 2005.
27. A. Avestimehr, S. Diggavi, and D. Tse, "Wireless network information flow," in *Proceedings of the 45th Annual Allerton Conference on Signals and Systems*.
28. ——, "A deterministic model for wireless relay networks an its capacity," *Information Theory for Wireless Networks, 2007 IEEE Information Theory Workshop on*, pp. 1–6, 1–6 Jul. 2007.
29. L. L. Xie and P. R. Kumar, "An achievable rate for the multiple-level relay channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 4, pp. 1348–1358, Apr. 2005.
30. F. Xue, L.-L. Xie, and P. R. Kumar, "The transport capacity of wireless networks over fading channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 3, pp. 834–847, Mar. 2005.
31. L.-L. Xie and P. R. Kumar, "A network information theory for wireless communication: Scaling laws and optimal operation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 5, pp. 748–767, May 2004.
32. O. Dousse, P. Thiran, and M. Hasler, "Connectivity in ad-hoc and hybrid networks," in *Proceedings of the IEEE Infocom Conference*, Jun. 2002, pp. 1079–1088.
33. L. Xiaojun and N. Shroff, "The impact of imperfect scheduling on cross-layer rate control in wireless networks," *INFOCOM 2005. 24th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings IEEE*, vol. 3, pp. 1804–1814, 2005.
34. I. Gerasimov and R. Simon, "A bandwidth-reservation mechanism for on-demand ad hoc path finding," *Simulation Symposium, 2002. Proceedings 35th Annual*, pp. 27–34, 14–18 Apr. 2002.
35. C. Zhu, M. Lee, and T. Saadawi, "On the route discovery latency of wireless mesh networks," *Consumer Communications and Networking Conference, 2005. CCNC. 2005 Second IEEE*, pp. 19–23, 3–6 Jan. 2005.
36. P. Fu, J. Li, and D. Zhang, "Heuristic and distributed qos route discovery for mobile ad hoc networks," *Computer and Information Technology, 2005. CIT 2005. The Fifth International Conference on*, pp. 512–516, 21–23 Sept. 2005.
37. B.-C. Seet, B.-S. Lee, and C.-T. Lau, "Optimisation of route discovery for dynamic source routing in mobile ad hoc networks," *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 22, pp. 1606–1607, 30 Oct. 2003.
38. C. Zhu, M. Lee, and T. Saadawi, "Rtt-based optimal waiting time for best route selection in ad hoc routing protocols," *Military Communications Conference, 2003. MILCOM 2003. IEEE*, vol. 2, pp. 1054–1059, 13–16 Oct. 2003.
39. Y. Li and H. Man, "Three load metrics for routing in ad hoc networks," in *Proceedings of the IEEE VTC*, Sept. 2004, pp. 26–29.
40. A. Shaikh, J. Rexford, and K. G. Shin, "Load-sensitive routing of long-lived ip flows," in *Proceedings of ACM Sigcomm*, Sept. 1999, pp. 215–226.
41. X. Fang, X. Hu, J. Zhang, F. Jiang, and P. Zhang, "A priority mac protocol for ad hoc networks with multiple channels," *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on*, pp. 1–5, 3–7 Sept. 2007.
42. C.-S. Li, Y. Ofek, and M. Yung, "time-driven priority flow control for real-time heterogeneous internetworking," *INFOCOM '96. Fifteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer Societies. Networking the Next Generation. Proc*. IEEE, vol. 1, pp. 189–197, Mar. 1996.
43. S. J. P. Sheu, C. H. Liu and Y. Tseng, "A priority mac protocol to support real-time traffic in ad hoc networks," in *Wireless Networks*, vol. 10, Jan. 2004, pp. 61–69.
44. Y. Xue, and N. Vaidya, "Priority scheduling in wireless ad hoc networks," in *Wireless Netw.*, vol. 12, Jun. 2006, pp. 273–286.
45. A. K. P. Bhagwat, P. Bhattacharya, and S. Tripathi, "Enhancing throughput over wireless lans using channel state dependent packet scheduling," in *Proceedings of the IEEE Infocom 97*, Apr. 1997.

46. L. G. V. Tsibonis and L. Tassiulas, “Exploiting wireless channel state information for throughput maximization,” *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 50, pp. 2566–2582, Nov. 2004.
47. S. Adireddy and L. Tong, “Exploiting decentralized channel state information for random access,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 2, p. 537, Feb. 2005.
48. M. Karkooti, P. Radosavljevic, and J. R. Cavallaro, “Configurable high throughput irregular LDPC decoder architecture: tradeoff analysis and implementation,” *IEEE 17th International Conference on Application-specific Systems, Architectures and Processors (ASAP),* pp. 360–367, Sept. 2006.
49. E. Dijkstra, “A note on two problems in connexion with graphs,” *Numerische Mathematik*, vol. 1, pp. 269–271, 1959.
50. R. Bellman, “On a routing problem,” *Quartely Applied Mathematics*, vol. 16, no. 1, pp. 87–90, 1959.
51. A. Viterbi, “Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm,” *Inform. Theory, IEEE Trans.*, vol. 13, no. 2, pp. 260–269, Apr. 1967.
52. H. Ammari and H. El-Rewini, “A location information-based route discovery protocol for mobile ad hoc networks,” *Performance, Computing, and Communications, 2004 IEEE International Conference on,* pp. 625–630, 2004.
53. H. Tian and H. Shen, “Mobile agents based topology discovery algorithms and modeling,” in *Proceedings of the International Symposium on Parallel Architectures, Algorithms, and Networks*, May 2004, pp. 502–507.
54. W. Peng and X.-C. Lu, “On the reduction of broadcast redundancy in mobile ad hoc networks,” in *Proceedings of MobiHoc*, 2000, pp. 129–30.
55. B. Nassu, T. Nanya, and E. Duarte, “Topology discovery in dynamic and decentralized networks with mobile agents and swarm intelligence,” in *Proceedings on ISDA*, Oct. 2007, pp. 685–690.
56. P. Papadimitratos and Z. Haas, “Secure route discovery for qos-aware routing in ad hoc networks,” *Advances in Wired and Wireless Communication, 2005 IEEE/Sarnoff Symposium on*, pp. 176–179, 18–19 April 2005.
57. J. Gomez, J. M. Cervantes, V. Rangel, R. Atahualpa, and M. Lopez-Guerrero, “Nard: Neighbor-assisted route discovery in wireless ad hoc networks,” *Mobile Adhoc and Sensor Systems, 2007. MASS 2007. IEEE International Conference on*, pp. 1–9, 8–11 Oct. 2007.
58. B.-N. Cheng, M. Yuksel, and S. Kalyanaraman, “Orthogonal rendezvous routing protocol for wireless mesh networks,” *Network Protocols, 2006. ICNP ’06. Proceedings of the 2006 14th IEEE International Conference on*, pp. 106–115, Nov. 2006.
59. K. Zeng, K. Ren, and W. Lou, “Geographic on-demand disjoint multipath routing in wireless ad hoc networks,” *Military Communications Conference, 2005. MILCOM 2005. IEEE*, pp. 1–7, 17–20 Oct. 2005.
60. Y. ki Hwang, H. Lee, and P. Varshney, “An adaptive routing protocol for ad-hoc networks using multiple disjoint paths,” *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd*, vol. 3, pp. 2249–2253, 2001.
61. S. Penz, “Slp-based service management for dynamic ad hoc networks,” *Proc. Internat. Work. MPAC*, vol. 115, Nov. 2005, pp. 1–8.
62. D. Chakraborty, A. Joshi, T. Finin, and Y. Yesha, “Gsd: A novel group-based service discovery protocol for manets,” in *Proceedings of IEEE MWCN*, Nov. 2002, pp. 140–144.
63. H.-Y. An, L. Zhong, X.-C. Lu, and W. Peng, “A cluster-based multipath dynamic source routing in manet,” *Wireless and Mobile Computing, Networking And Communications, 2005. (WiMob’2005), IEEE International Conference on*, vol. 3, pp. 369–376, 22–24 Aug. 2005.
64. J. Li and P. Mohapatra, “Laker: location aided knowledge extraction routing for mobile ad hoc networks,” *Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003. 2003 IEEE*, vol. 2, pp. 1180–1184, 16–20 Mar. 2003.
65. F. Sailhan and V. Issarny, “Scalable service discovery for manet,” in *Proceedings of IEEE PerCom*, Mar. 2005, pp. 235–244.
66. C. E. Perkins and E. M. Royer, “Ad hoc on-demand distance vector routing,” in *Proceedings of IEEE Workshop Mobile Comput. Syst. Appl.*, Nov. 1999, pp. 90–100.

67. C.-S. Oh, Y.-B. Ko, and J.-H. Kim, "A hybrid discovery for improving robustness in mobile ad hoc networks," in *Proceedings of International DSN*, Jul. 2004.
68. A. Tsirigos and Z. J. Haas, "Multipath routing in the presence of frequent topological changes," *IEEE Commun.*, vol. 48, pp. 132–138, Nov. 2001.
69. S.-J. Lee and M. Gerla, "Aodv-br: backup routing in ad hoc networks," *Proc. IEEE WCNC*, vol. 3, pp. 1311–1316, Sept. 2000.
70. F. Xie, L. Du, Y. Bai, and L. Chen, "A novel multiple routes discovery scheme for mobile ad hoc networks," *Communications, 2006. APCC '06. Asia-Pacific Conference on*, pp. 1–5, Aug. 2006.
71. P. Pham and S. Perreau, "Performance analysis of reactive shortest path and multipath routing mechanism with load balance," *INFOCOM 2003. Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. IEEE*, vol. 1, pp. 251–259, 30 Mar.–3 Apr. 2003.
72. M. Abolhasan and J. Lipman, "Efficient and highly scalable route discovery for on-demand routing protocols in ad hoc networks," *Local Computer Networks, 2005. 30th Anniversary. The IEEE Conference on*, pp. 358–366, 15–17 Nov. 2005.
73. J. Sucec and I. Marsic, "An application of parameter estimation to route discovery by on-demand routing protocols," *Distributed Computing Systems, 2001. 21st International Conference on.*, pp. 207–216, Apr. 2001.
74. J. Abdulai, M. Ould-Khaoua, and L. Mackenzie, "Improving probabilistic route discovery in mobile ad hoc networks," *Local Computer Networks, 2007. LCN 2007. 32nd IEEE Conference on*, pp. 739–746, 15–18 Oct. 2007.
75. Q. Zhang and D. Agrawal, "Impact of selfish nodes on route discovery in mobile ad hoc networks," *Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04. IEEE*, vol. 5, pp. 2914–2918, 29 Nov.–3 Dec. 2004.
76. H.-H. Choi and D.-H. Cho, "Fast and reliable route discovery protocol considering mobility in multihop cellular networks," Vehicular *Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, vol. 2, pp. 886–890, 7–10 May 2006.
77. E. Perevalov, R. Blum, X. Chen, and A. Nigara, "On route discovery success in ad hoc networks," *Information Sciences and Systems, 2006 40th Annual Conference on*, pp. 717–722, 22–24 Mar. 2006.

Κεφάλαιο 3

Απόρριψη Παρεμβολής και Διαχείριση

3.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο, εξετάζουμε την καταστολή της παρεμβολής σε διάφορα ασύρματα συστήματα τηλεπικοινωνιών. Το πρώτο θέμα που εξετάζουμε είναι η αυτό-παρεμβολή που εμφανίζεται σε συνεργαζόμενα συστήματα, για παράδειγμα, η αυτό-παρεμβολή που εμφανίζεται στα γνωστικά ραδιοσυστήματα και στα εξαιρετικά ευρυζωνικά συστήματα τηλεπικοινωνιών (UWB). Τόσο ο ενιαίος-φορέας, όσο και τα άμεσα σήματα ακολουθίας και τα σήματα πολλαπλών φορέων εξετάζονται, και αξιολογούνται τα αποτελέσματα της παρεμβολής στην απόδοση μιας άμεσης ακολουθίας συστήματος UWB που υιοθέτει το κανάλι εκτίμησης κατάστασης παρούσας της παρεμβολής.

Το δεύτερο θέμα που αντιμετωπίζεται είναι η άμβλυνση της παρεμβολής στενής ζώνης σε συστήματα διαμόρφωσης-τμημάτων πολλαπλών φορέων. Δυο περιπτώσεις ερευνώνται, η πολλαπλή πρόσβαση πολύ-φορέων με κατανομή κωδικών (MC – CDMA) και η ορθογωνική συχνότητα διαίρεσης πολυπλεξίας (OFDM).

Η έμφυτη ποικιλομορφία συχνότητας (MC – CDMA) χρησιμοποιώντας την διάδοση των κωδικών επιτρέπει την ευρωστία ενάντια στην παρεμβολή. Αντιθέτως, το OFDM πρέπει να υιοθετήσει μια τεχνική επεξεργασίας σήματος που θα καταστείλει την παρεμβολή λόγω της έλλειψης ποικιλομορφίας συχνότητας. Η απόδοση της OFDM βελτιώνεται με την προσθήκη της διόρθωσης κωδικοποίησης ευθέως λάθους (FEC) στο πλαίσιο συχνότητας, παρέχοντας έτσι το σύστημα με ποικιλομορφία συχνότητας.

Το τρίτο θέμα είναι η καταστολή της παρεμβολής στα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας με πολλαπλές εισόδους και εξόδους (MIMO) που υιοθετούν κεραίες πολλαπλής μετάδοσης και λήψης για να αυξήσουν τον ρυθμό δεδομένων και να πετύχουν ποικιλομορφία σήματος σε κανάλια διάλειψης πολλαπλών-διαδρομών. Η παρεμβολή στα ασύρματα συστήματα τηλεπικοινωνιών MIMO συνήθως αποτελείται από διασυμβολική παρεμβολή (ISI) λόγω της καναλικής διασποράς πολλαπλών-διαδρομών και της διαφωνίας, ή διακαναλική παρεμβολή, λόγω της ταυτόχρονης μετάδοσης των κεραιών πολλαπλής-εκπομπής. Η εστίαση αυτού του τμήματος είναι στα συστήματα σημείου–πολυσημείου MIMO στα οποία τα χαρακτηριστικά των καναλιών υποτίθεται ότι είναι γνωστά στον αναμεταδότη, έτσι ώστε η άμβλυνση της παρεμβολής να μπορεί να εκτελεστεί από τον αναμεταδότη.

3.2 Αυτό-Παρεμβολή Ανάμεσα σε Συνεταιριστικά Συστήματα

Αυτό το τμήμα εστιάζει στην λειτουργία των συστημάτων που έχουν σχεδιαστεί ειδικά για να λειτουργούν στην ιδία συχνότητα, όπως όλα τα προϋπάρχοντα συστήματα. Τέτοιες διαδικασίες υπέρθεσης συχνά αναφέρονται ως δυναμικές κατανομές φάσματος. Επειδή οι φασματικές ζώνες είναι ίδιες και στα δυο συστήματα, κάποιοι τύποι καταστολής παρεμβολής και/ή η αποφυγή παρεμβολής είναι απαραίτητες. Επιπλέον, η παρουσία της παρεμβολής κάνει όλες τις τυποποιημένες λειτουργίες συστημάτων, όπως ο συγχρονισμός και ο συνδυασμός ποικιλομορφίας, λιγότερο ακριβής. Στην Ενότητα 3.2.1, μια συνοπτική επισκόπηση του σχήματος της κυματομορφής που είναι κατάλληλο για τα συστήματα υπέρθεσης που παρουσιάζεται, και στην Ενότητα 3.2.2, τα αποτελέσματα της υπέρ τιθέμενης παρεμβολής, τόσο με ή χωρίς μείωση της παρεμβολής στον δεκτή, παρουσιάζεται η ακρίβεια στο κανάλι κατάστασης πληροφορίας.

3.2.1 Καταστολή Παρεμβολής ώστε να Επιτρέψει τη Διανομή Φάσματος

Ένας αρκετά πρόσφατος στόχος είναι να επιτραπεί σε πολλές κατηγορίες χρηστών να μοιραστούν ένα κοινό φάσμα προκειμένου να αυξηθεί η φασματική αποτελεσματικότητα σε οποιαδήποτε ζώνη που είναι υπό εξέταση. Αυτό έχει οδηγήσει σε τεχνολογίες όπως γνωστική ραδιοεπικοινωνία και σε εξαιρετικά ευρυζωνικές επικοινωνίες, που έχουν ως χαρακτηριστικό την διευκόλυνση των δευτερογενών χρηστών ώστε να μοιράζονται το φάσμα με τους αρχικούς χρήστες, υπό τον όρο ότι το προηγούμενο σύνολο δεν θα επιβάλει υπερβολική παρεμβολή στο τελευταίο. Τέτοια σενάρια τυπικά, απαιτούν την χρήση καταστολέα παρεμβολής και τεχνικές διαχείρισης.

Αυτό περιλαμβάνει σχέδιο και ανάλυση των τεχνικών ανίχνευσης φάσματος ώστε να καθοριστεί το που και το πότε οι αρχικοί χρήστες είναι παρόντες.

Επίσης περιλαμβάνει την επιλογή των κατάλληλων σχεδίων κυματομορφής, όπως ο ενιαίος-φορέας DS ή οι τεχνικές πολλαπλού φορέα (πολλαπλός-φορέας DS), και συνδυάζοντας τα με συστήματα κατάλληλης επεξεργασίας ώστε να μπορούν να αντιστέκονται στις επιρροές της υπερτιθέμενης παρεμβολής και στην σκόπιμη εμπλοκή και να ελαχιστοποιούν την παρεμβολή που επιβάλλεται στην υπερτιθέμενες κυματομορφές. Στην τελευταία περίπτωση, η επεξεργασία σήματος θα πάρει την μορφή της τοποθέτησης κατάλληλων εγκοπών στο φάσμα των μεταδιδόμενων σημάτων DS σε θέσεις συχνότητας όπου η λειτουργία αντίληψης φάσματος έδειξε ότι οι προϋπάρχοντες χρήστες περιορισμένης ζώνης ήταν ενεργοί. Στην προηγούμενη περίπτωση, η επεξεργασία σήματος μπορεί να λάβει την μορφή φιλτραρίσματος εγκοπών, αλλά στους δέκτες DS. Με άλλα λόγια, το φιλτράρισμα εγκοπών στους αναμεταδότες DS είναι σχεδιασμένο να προστατεύει τους υπερτιθέμενους χρήστες και το φιλτράρισμα εγκοπών στους δέκτες DS σχεδιάζονται ώστε να προστατεύουν οι ίδιοι τα σήματα DS. Επίσης, ο όρος <ψαλίδισμα> χρησιμοποιείται σαν γενική έννοια, για παράδειγμα, στην περίπτωση του πολλαπλού-φορέα DS, το ψαλίδισμα υπονοεί απλά τους κατάλληλους υποφορείς οι οποίοι όμως δεν αναμεταδίδουν. Να σημειωθεί ότι η αλληλεπίδραση των καναλιών εκτίμησης λάθους (όπως εκείνοι που υφίστανται ενώ εκτελούν κάποιες εργασίες όπως η φασματική αντίληψη και η εκτίμηση κατάστασης καναλιού) και η παρεμβολή-εμπλοκή είναι μια σημαντική έννοια και θα διερευνηθεί παρακάτω.

3.2.1.1 Άμεση Διαμόρφωση από Ακολουθία Μονού-Φορέα

Προσαρμοστικοί δέκτες MMSE: Όπως είναι γνωστό, ένα φίλτρο Wiener μπορεί να βελτιώσει την απόδοση των δεκτών DS στην παρουσία παρεμβολής στενής ζώνης. Με βάση την a priori γνώση του καναλιού και της παρεμβολής στενής ζώνης (NBI), ένα φίλτρο Wiener είναι ικανό να μειώσει το NBI και να αποκτήσει καλή εκτίμηση της πραγματοποίησης του καναλιού. Για παράδειγμα, η απόκριση συχνότητας ενός φίλτρου Wiener παρουσιάζεται στην Ενότητα 3.2.2 για διαφορετικά επίπεδα NBI, και θα αποδειχτεί ότι το φίλτρο καταστέλλει τις συχνότητες που βρίσκεται το NBI. Στην πράξη, το κανάλι και τα στατιστικά της παρεμβολής στενής ζώνης δεν είναι γνωστά και μπορεί να αλλάζουν με τον χρόνο. Έτσι λοιπόν, το φίλτρο Wiener πρέπει να είναι προσαρμοστικό. Όπως φαίνεται στα [49, 53], το φίλτρο LMS είναι πολύ αποτελεσματικό στην απόρριψη του NBI όταν η αναλογία του εύρους ζώνης του NBI στο εύρος ζώνης σήματος του κύματος είναι μικρή, υποθέτοντας ότι το φίλτρο LMS είχε αρκετό χρόνο για να συγκλίνει.

Συντονισμένα φίλτρα εγκοπών: Υπάρχουν πολλά παραδείγματα στην βιβλιογραφία που εξηγούν την χρησιμότητα των φίλτρων εγκοπών όταν προσπαθούν να καταστείλουν την παρεμβολή περιορισμένης ζώνης. Για παράδειγμα, όπως παρουσιάστηκε στο [33] η παρουσία ενός φίλτρου απόρριψης παρεμβολής μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση συστημάτων ενός δέκτη DS CDMA. Και όπως έχει δειχτεί στο [34] προκειμένου να έχουμε χρήστες συστημάτων υπέρθεσης περιορισμένης ζώνης CDMA, δηλαδή, να επεκταθεί με κάποιο τρόπο ώστε κανένας από τους χρήστες που προκάλεσαν υπερβολική παρεμβολή στο άλλους χρήστες, ήταν επιθυμητό να χρησιμοποιήσουμε συντονισμένα φίλτρα εγκοπών τόσο στους πομπούς CDMA όσο και στους δέκτες CDMA.

3.2.1.2 Άμεση Διαμόρφωση από Ακολουθία Πολλαπλού-Φορέα

Σε ένα σύστημα πολλαπλού φορέα DS, πολλαπλές κυματομορφές στενής ζώνης DS, κάθε μια σε ευδιάκριτη συχνότητα μεταφοράς, συνδυάζονται για να παράγουν ένα σύνθετο ευρυζωνικό σήμα DS.

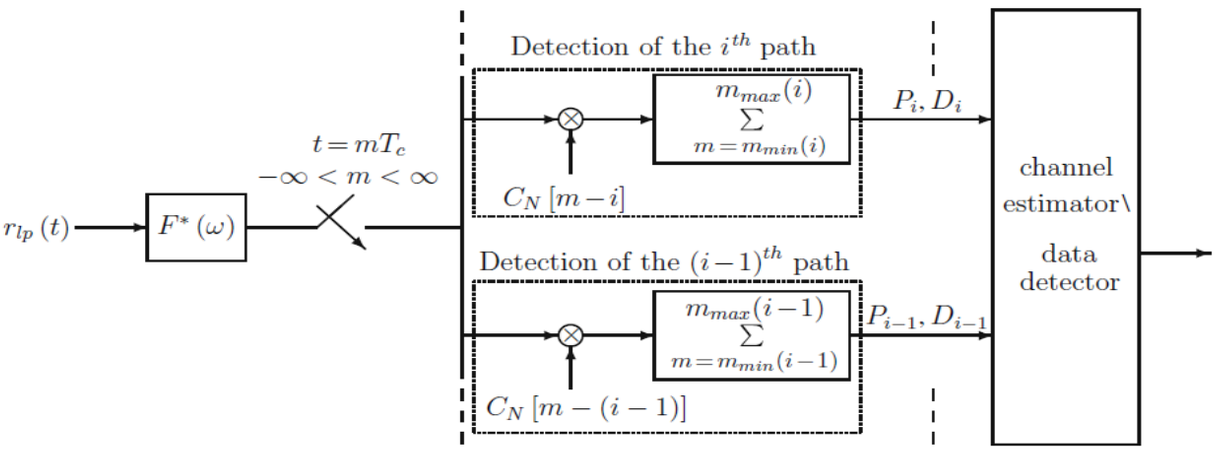
Ανάμεσα στα πλεονεκτήματα μια τέτοιας προσέγγισης είναι η δυνατότητα να επιτευχτεί ο ίδιος τύπος απόδοσης συστήματος που ένας ενιαίος-φορέας DS θα παρείχε, όπως η αύξηση της ποικιλομορφίας σε ένα κανάλι πολλαπλών-διαδρομών; εντούτοις, αυτό επιτυγχάνεται χωρίς την ανάγκη μιας παρακείμενης φασματικής ζώνης. Όπως παρουσιάστηκε στο [9] για ένα εκθετικό διάγραμμα έντασης πολλαπλών διαδρομών και για ατελή εκτίμηση καναλιών, συστήματα πολλαπλού-φορέα DS ξεπερνούν τα συστήματα ενιαίου-φορέα DS.

Στο σενάριο του πολλαπλού-φορέα, ο δέκτης λειτουργεί αρχικά σε ένα πλαίσιο αντίληψης φάσματος, ανιχνεύοντας την παρουσία και την κατοχή της συχνότητας από πιθανούς χρήστες περιορισμένης ζώνης, όπως και τις πιθανές παρεμβολές. Μετά, οι κατάλληλοι υποφορείς αποκόπτονται, και εκτελείται τόσο η εκτίμηση καναλιού όσο και η ανίχνευση δεδομένων.

3.2.2 Αποτελέσματα Παρεμβολής σε Κανάλια Εκτίμησης Κατάστασης

Μια από τις βασικές ανάγκες των ασύρματων δεκτών είναι οι ακριβείς πληροφορίες κατάστασης καναλιών (CSI) έτσι ώστε οι βασικές λειτουργίες όπως ο συγχρονισμός και η ποικιλομορφία συνδυαζόμενοι να μπορούν ολοκληρωθούν. Σε αυτό το τμήμα, εξετάζουμε το πρόβλημα του να επιτύχουμε ένα ακριβές CSI παρουσία μιας εξωτερικής παρεμβολής; επίσης κοιτάμε την επίδραση πάνω την απόδοση συστήματος όταν είτε η κατάσταση εκτίμησης είτε η κατάσταση ανίχνευσης δεδομένων στον δέκτη δεν λαμβάνει ικανοποιητικά μέτρα για να προκαλέσει παρεμβολή. Θα χρησιμοποιήσουμε το UWB, ως ένα συγκεκριμένο σύστημα με το οποίο θα εξηγούνται όλες οι έννοιες.

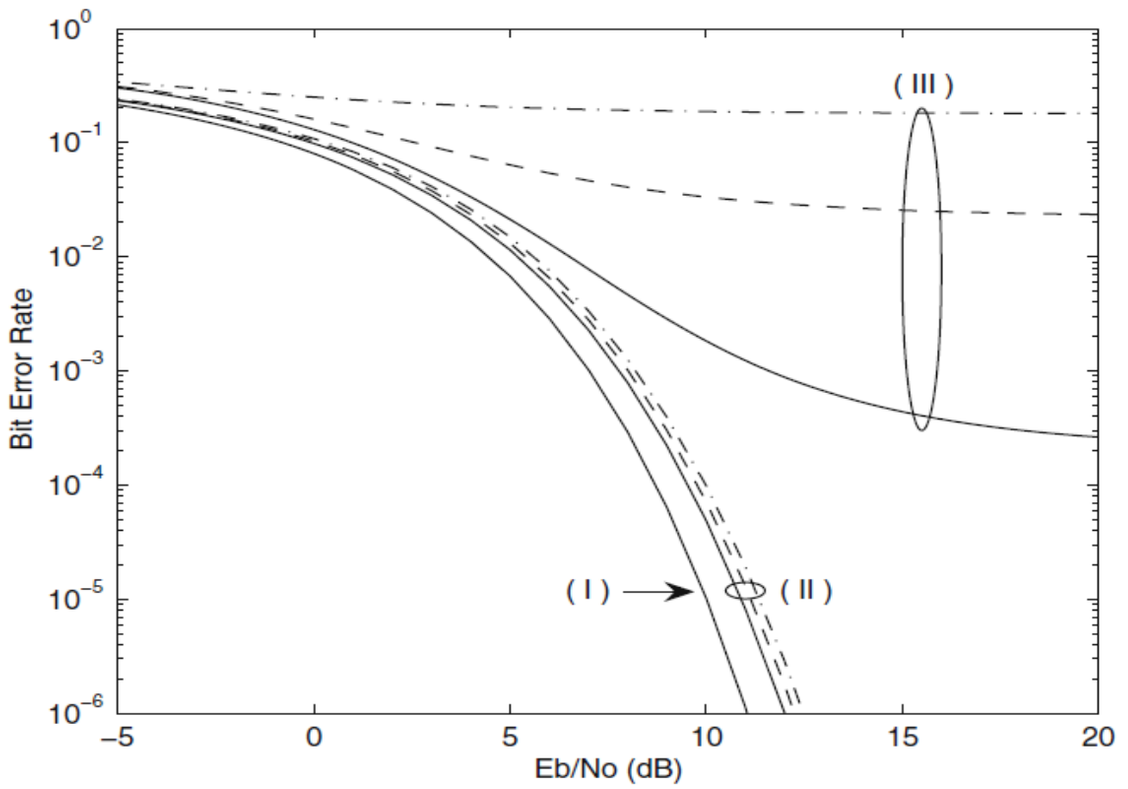
Θα εξετάσουμε μια άμεση ακολουθία συστήματος UWB όπως περιγράφεται στα [43,44]. Ένα σχηματικό διάγραμμα του ισοδύναμου χαμηλοπερατού δέκτη φαίνεται στο Σχ. 3.1. Το πρώτο σχήμα είναι ένα φίλτρο με μικροστοιχεία που είναι τέλεια συγχρονισμένο στην επιθυμητή κυματατομορφή, και όπου η ψηφιακή διαμόρφωση με μετατόπιση φάσης (BPSK) είναι το σχήμα διαμόρφωσης. Η έξοδος του αντίστοιχου φίλτρου επιλέγεται στο ρυθμό μικροστοιχείων, και τα δείγματα υποβάλλονται σε επεξεργασία από τον κτενοειδή δέκτη. Το εισερχόμενο σήμα αποτελείται από κυματομορφές UWB, με ενισχυμένο άσπρο Γκαουσιανό θόρυβο (AWGN), και παρεμβολή στενής ζώνης που διαμορφώνεται ως μια τυχαία διαδικασία ευρείας Γκαουσιανής.



Σχ. 3.1 Χαμηλοπερατός αντίστοιχος δέκτης DS/CDMA. Για την λήψη του ν δεδομένου, $m_{min}(i) = (\nu - 1)N + i$ και $m_{max}(i) = \nu N + i - 1$. Για το ν κανάλι περιοδικής εκτίμησης, $m_{min}(i) = (\nu - 1)N N_p + i$ και $m_{max}(i) = \nu N N_p + i - 1$. Να σημειωθεί ότι το N είναι το όφελος επεξεργασίας και N_P είναι ο αριθμός των πιλοτικών συμβόλων.

Υπάρχουν δυο τύποι δέκτη διαμόρφωσης που μελετώνται. Ο πρώτος είναι βασισμένος στην απλότητα της εφαρμογής: Χρησιμοποιεί ένα μέσο δείγμα (SM) για να υπολογίσει το όφελος κάθε επιλύσιμης δρομολόγησης που χρησιμοποιείται από τον κτενοειδή δέκτη του Σχ. 3.1 και συνδυάζει τις δρομολογήσεις που επιλύονται χρησιμοποιώντας συνδυασμό μεγίστου-λόγου (MRC). Να σημειωθεί ότι ούτε ο εκτιμητής ούτε ο ανιχνευτής απαιτούν γνώση των στατιστικών του καναλιού, και κανένας από αυτούς δεν κάνει οποιαδήποτε προσπάθεια να καταστείλει την παρεμβολή. Ο δεύτερος δέκτης είναι πιο πολύπλοκος. Χρησιμοποιεί έναν εκτιμητή ελάχιστου μέσου τετραγωνικού λάθους (MMSE) και έναν εκτιμητή μέγιστης πιθανότητας (ML). Κατά συνέπεια, ο δεύτερος δέκτης απαιτεί την γνώση των δευτερευόντων στατιστικών της παρεμβολής, και εφόσον αυτά τα στατιστικά είναι άγνωστα στον δέκτη, πρέπει να υπολογιστούν. Υποθέτουμε ότι αυτές οι τελευταίες πληροφορίες είναι διαθέσιμες και απαλλαγμένες από θόρυβο.

Μια λεπτομερής ανάλυση αυτού του προβλήματος παρουσιάζεται στα [43, 44]. Εδώ, περιγράφουμε μερικά από τα αποτελέσματα της παρεμβολής στα πλαίσια που η επίδραση της έχει σωστά CSI. Εξετάζουμε πρώτα το Σχ. 3.2. Η αριστερότερη καμπύλη, ονομαζόμενη (I), δείχνει την απόδοση του συστήματος όταν είναι διαθέσιμη μια τέλεια CSI (δηλαδή έχουμε έναν υποβοηθούμενο δέκτη) και χρησιμοποιείται ένας ανιχνευτής ML. Αυτή η καμπύλη αντιστοιχεί σε συνθήκες απαλλαγμένες από παρεμβολή, και έτσι αντιπροσωπεύει ένα χαμηλότερο όριο για την απόδοση οποιαδήποτε άλλου συστήματος που έχει εξεταστεί. Οι τρεις καμπύλες που ονομάζονται (II) αντιστοιχούν σε ένα ατελές CSI και σε συχνότητες σήματος-παρεμβολής (SIR) των – 10, -15, και -20 dB. Ο δέκτης είναι ένας MMSE / ML, και παρατηρούμε ότι, επειδή αυτός ο δέκτης έχει στατιστική γνώση της παρεμβολής, μπορεί να διαμορφωθεί ώστε να καταστείλει την παρεμβολή.

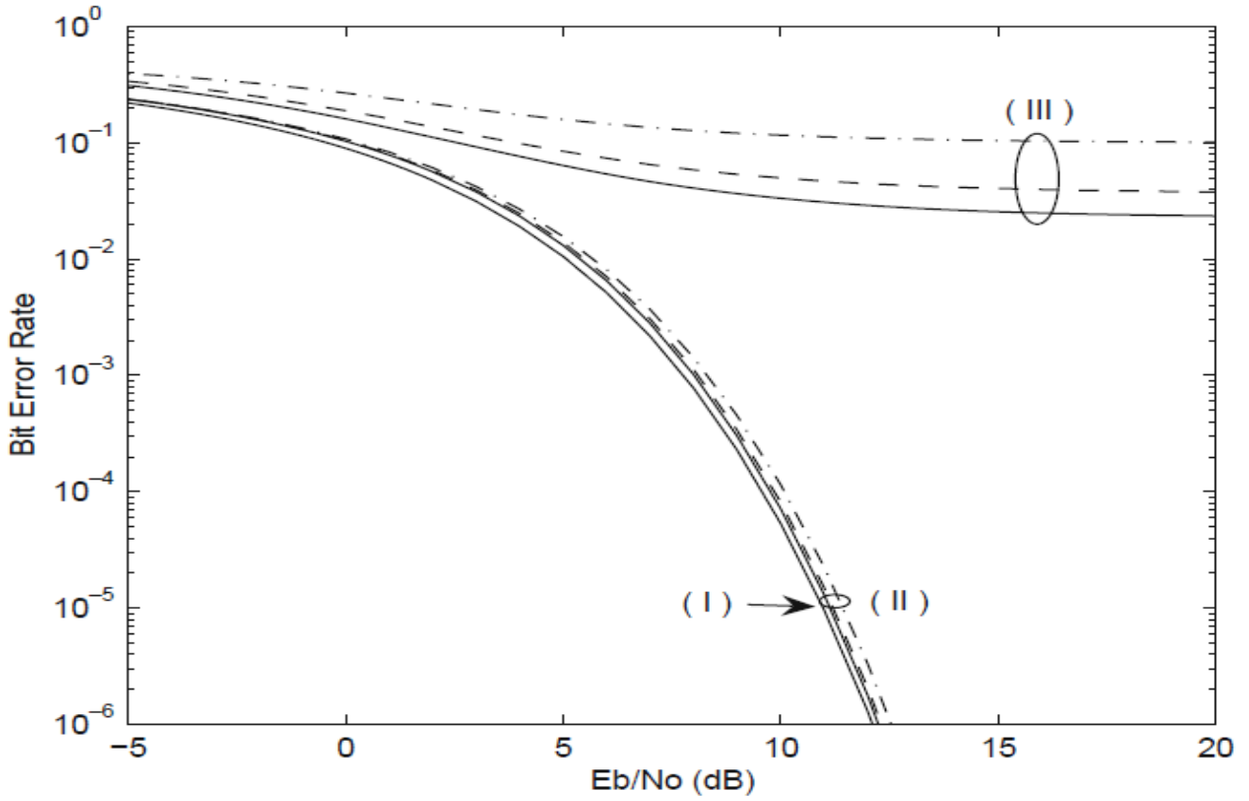


Σχ. 3.2 Ο λόγος λαθών δυαδικών στοιχείων ενός συστήματος DS/CDMA : (I) τέλεια εκτίμηση καναλιού και εντοπισμός δεδομένων ML με απουσία NBI, (II) δέκτης MMSE/ML, και (III) δέκτης SM/MRC. SIR = −10 dB (ενιαίες *γραμμές*), −15 dB (διακεκομμένες), −20 dB (διακεκομμένες-στικτές). Αριθμός δυαδικών στοιχείων: 50

Αυτό που θα διευκρινιστεί παρακάτω και είναι ο λόγος που οι τελευταίες τρείς καμπύλες του Σχ. 3.2 είναι τόσο κοντά στην καμπύλη χωρίς παρεμβολή.

Αν αντικαταστήσουμε τον δέκτη MMSA/ML με έναν δέκτη SM/MRC, παίρνουμε τις καμπύλες απόδοσης όπως φαίνονται στο Σχ. 3.2 και οι οποίες ονομάστηκαν ως (III). Να σημειωθεί ότι και οι τρεις καμπύλες έχουν ένα σφάλμα δαπέδου, και ότι η απόδοση της καμπύλης με ένα SIR των - 20 dB είναι ουσιαστικά άνευ αξίας, παρά το γεγονός ότι το σύστημα λειτουργεί με όφελος επεξεργασίας 127(δηλαδή περίπου 21 dB).

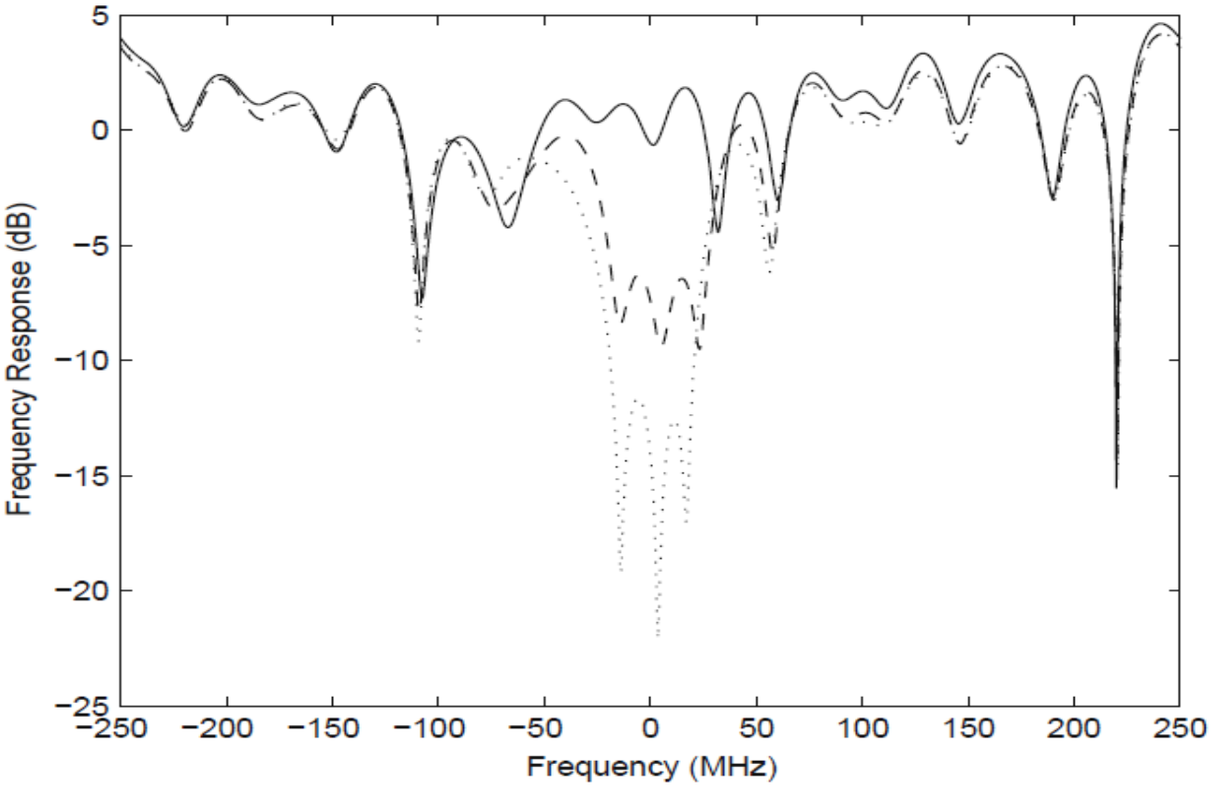
Όλες οι εκτιμήσεις που έχουν χρησιμοποιηθεί στις καμπύλες που παρουσιάστηκαν στο Σχ. 3.2 έγιναν με μια ακολουθία ισοστάθμισης των 50 bits. Για να δούμε την ευαισθησία του συστήματος στο αριθμό των δυαδικών στοιχείων ισοστάθμισης, θεωρούμε τις καμπύλες που παρουσιάζονται στο Σχ. 3.3. Όπως στο Σχ. 3.2, η αριστερότερη καμπύλη αντιστοιχεί στο τέλειο CSI, οι καμπύλες που ονομάστηκαν (II) αντιστοιχούν στον δέκτη MMSE/ML, και οι καμπύλες που ονομάζονται (III) αντιστοιχούν στο δέκτη SM/MRC. Για κάθε ένα από τα τελευταία δύο σύνολα καμπυλών, τα αποτελέσματα παρουσιάζονται για διαστήματα παρατήρησης που αντιστοιχούν σε 10, 30, 50 bits. Για ακόμα μια φορά, φαίνεται ότι η απόδοση του δέκτη MMSE/ML παρουσία του καναλιού εκτίμησης λάθους είναι πολύ κοντά στην επιθυμητή απόδοση με τέλειο CSI, όπου η απόδοση του δέκτη SM/MRC υφίσταται τεράστια υποβάθμιση.



Σχ. 3.3 Ο ρυθμός δυαδικών στοιχείων για ένα σύστημα DS/CDMA: (I) τέλεια εκτίμηση καναλιού και εντοπισμός δεδομένων ML, (II) ο δέκτης MMSE/ML, και (III) δέκτης SM/MRC. Αριθμός δυαδικών στοιχείων ισοστάθμισης: 10 (διακεκομμένες-*στικτές γραμμές*), 30 (διακεκομμένη), 50 (ενιαία). SIR = −15 dB

Για να έχουμε μια γενική ιδέα του τι γίνεται, θεωρούμε τις τρείς καμπύλες που φαίνονται στο Σχ. 3.4. Και οι τρείς αντιστοιχούν στην χρήση του δέκτη MMSA/ML, και τα τρία δείχνουν την μεταφορά λειτουργίας του δέκτη. Φαίνεται ένα φάσμα συχνότητας - 250 μέχρι +250 MHz, και υπάρχει ένας Γκαουσιανός παρεμβολέας στενής ζώνης μεταξύ των -20 και +20 MHz.

Οι καμπύλες αντιστοιχούν σε SIRs των -20 dB, -10 dB, και στο άπειρο (χωρίς παρεμβολή). Να σημειωθεί ότι οι τρείς καμπύλες βρίσκονται ουσιαστικά η μια πάνω στην άλλη σε ολόκληρο το φάσμα συχνότητας που παρουσιάζεται, εκτός από την περιοχή των -20 μέχρι +20 MHZ. Σε αυτή την περιοχή, μπορούμε να δούμε ότι ο δέκτης εκμεταλλεύεται μια εγκοπή για να καταστείλει την παρεμβολή (όταν είναι ενεργή), και το βάθος της εγκοπής είναι ανάλογο της δύναμης της παρεμβολής.



Σχ. 3.4 Απόκριση συχνότητας του ανιχνευτή ML απουσία του NBI (ενιαία *γραμμή*) και παρουσία του NBI με SIR = −10 dB (διακεκομμένη *γραμμή*) και −20 dB (στικτή *γραμμή*). Το NBI έχει εύρος ζώνης 40 MHz και επικεντρώνεται στα 0 Hz

3.3 Άμβλυνση Παρεμβολής σε Συστήματα Πολλαπλού Φορέα με Τμηματική Διαμόρφωση

Σε αυτό το τμήμα, δυο συστήματα πολλαπλών φορέων [7,15], πιο συγκεκριμένα πολλαπλός φορέα με κατανομή κωδικοποίησης πολλαπλής πρόσβασης (MC–CDMA) [10, 16, 23, 59] και ορθογώνια πολυπλεξία κατανομής συχνότητας (OFDM) [11, 54], αξιολογούνται παρουσία παρεμβολής στενής ζώνης NBI. Αυτή η παρεμβολή μπορεί να προκύψει όταν άλλα συστήματα καταλαμβάνουν το ίδιο φάσμα, όπως συμβαίνει στις μη αδειοδοτημένες ζώνες [27] ή από τη σκόπιμη εμπλοκή. Αυτό οδήγησε στην εμφάνιση γνωστικών συστημάτων επικοινωνίας [35]. Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, ο αναμεταδότης και ο δέκτης αυτών των συστημάτων πρέπει να συντονίζουν ποιες συχνότητες είναι ανεπηρέαστες από την παρεμβολή. Για την αποτελεσματική λειτουργία χωρίς συνεργασία, τα συστήματα περιορίζονται στην αντιμετώπιση της παρεμβολής στον δέκτη, αυτό θα εξετάσουμε σε αυτό το τμήμα.

Οι MC–CDMA και OFDM σχεδιαστήκαν ως τμηματικές διαμορφώσεις που μετατρέπουν μια πληροφορία εισόδου σε πολλαπλά ρεύματα χαμηλού ρυθμού τα οποία μεταδίδονται σε ξεχωριστούς υποφορείς στενής ζώνης, επιτρέποντας έτσι στους υποφορείς να επικαλύπτουν ορθογώνια σε συχνότητα, με αυτό τον τρόπο παρέχουν μια αύξηση στην φασματική αποδοτικότητα. Αυτό το σχέδιο επιτρέπει επίσης σε κάθε εύρος ζώνης υποφορέα να προσεγγίζει το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού, εξασφαλίζοντας ότι κάθε τόνος έχει μηδενική διάλειψη. Αυτό επίσης απλοποιεί την διαδικασία εξίσωσης στο δέκτη. Αυτά τα συστήματα προσαρμόζονται στα πλαίσια γνωστικής ραδιοεπικοινωνίας επειδή έχουν την ικανότητα να απενεργοποιούν τους υποφορείς που επηρεάζονται από την παρεμβολή [3]. Σε MC–CDMA, κάθε υποφορέας ενός δεδομένου χρήστη πολλαπλασιάζεται από ένα και μονό μικροστοιχείο μιας ακολουθίας διάδοσης [39]. Στον δέκτη, μετά από την αποδιαμόρφωση των υποφορέων, τα μικροστοιχεία συσχετίζονται με μια τοπικά παραγόμενη ακολουθία μικροστοιχείων για να παρέχουν πολλαπλή πρόσβαση. Αντίθετα, OFDM δεν μεταδίδει τα συμβολικά δεδομένα στους υποφορείς. Η OFDM είναι πρόσθετη περίπτωση της MC–CDMA, στην οποία οι μεταδιδόμενοι κώδικες είναι απλές στήλες του πίνακα ταυτότητας. Το αποτέλεσμα αυτού είναι ένα μη κωδικοποιημένο OFDM που δεν παρέχει ποικιλομορφία συχνότητας.

Αυτές οι τεχνικές διαφέρουν από άλλα ευρυζωνικά συστήματα, όπως η άμεση ακολουθία CDMA (DS–CDMA) και η άμεση ακολουθία πολλαπλού φορέα CDMA (MC-DS–CDMA) [13, 28], τα οποία έχουν αναλυθεί σε προηγούμενη ενότητα. Γι' αυτές τις διαμορφώσεις η ευρυζωνικότητα σήματος είναι μεγαλύτερη από την καναλική ευρυζωνική συνοχή, που προκαλεί εξασθένιση της συγκεκριμένης συχνότητας. Επιπλέον ένας κτενοειδής δέκτης [39] μπορεί να χρησιμοποιηθεί ώστε να υπάρξει ποικιλομορφία δρομολόγησης, και με αυτό το τρόπο να μειωθούν τα επιβλαβή αποτελέσματα του καναλιού διάλειψης πολλαπλών διαδρομών εκλεκτικής-συχνότητας. Μια σύγκριση των MC–DS–CDMA και MC–CDMA μπορεί να βρεθεί στα [15, 32].

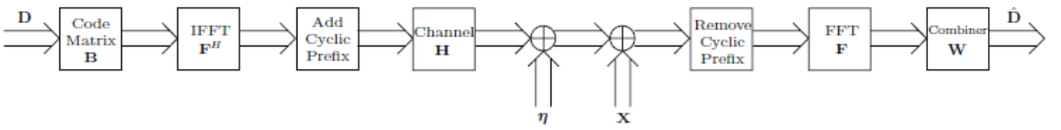
Η έμφυτη ποικιλομορφία συχνότητας της MC–CDMA επιτρέπει την καλύτερη απόδοση σε κανάλια περιορισμένης-παρεμβολής, εκλεκτικής-συχνότητας [57]. Δεδομένου ότι η OFDM στερείτε ποικιλομορφία συχνοτήτων, πρέπει να υιοθετήσει τις τεχνικές επεξεργασίας σήματος και κωδικοποίησης για να μετριάσει την παρεμβολή. Έχουν γίνει πολλές έρευνες σχετικά με την άμβλυνση του NBI σε μη κωδικοποιημένα συστήματα OFDM. Οι προτεινόμενες τεχνικές κυμαίνονται από την χρήση ορθογώνιας κωδικοποίησης [8, 21, 57], την ακύρωση του πλαισίου-συχνότητας [14, 37], το παράθυρο του δέκτη [41], και της αποκοπής φιλτραρίσματος [12]. Πρόσφατα έχει πραγματοποιηθεί κάποια μελέτη σχετικά με την καταστολή του NBI σε κωδικοποιημένα σήματα OFDM [12, 45, 57].

Σε αυτή την εργασία, το φίλτρο πρόβλεψης σφάλματος (PEF) [30, 60] επιλέγεται για την άμβλυνση της παρεμβολής στην OFDM. Αυτό είναι ένα παράδειγμα της αποκοπής φιλτραρίσματος που περιγράφηκε στο [12]. Καταρχάς, αυτό το σύστημα συγκρίνεται με το MC–CDMA σε ένα μη κωδικοποιημένο σενάριο. Κατόπιν θα εξεταστεί η προσθήκη της ευθείας κωδικοποίησης για την διόρθωση σφάλματος για κάθε σύστημα. Σε αυτή την περίπτωση, το OFDM θα έχει ποικιλομορφία συχνότητας λόγω της κωδικοποίησης στους υποφορείς.

3.3.1 Άμβλυνση Παρεμβολής σε ένα μη Κωδικοποιημένο Σύστημα Πολλαπλού-Φορέα

Σε ένα διάγραμμα βαθμίδων ενός προτύπου συστήματος που θα εξεταστεί σε αυτή την ενότητα παρουσιάζεται το Σχ. 3.5. Ο πίνακας κωδικοποίησης **B**, είναι ένα $N \times N$ μοναδιαίος πίνακας του όποιου οι στήλες περιέχουν N ακολουθίες διάδοσης. Η στήλη k είναι αρμόδια για την διάδοση του k συμβόλου δεδομένων, D_k.

Να σημειωθεί ότι όταν το *B* είναι ένας πίνακας ταυτότητας (δηλαδή **B** = **I**), το σύστημα γίνεται όμοιο με το OFDM.



Σχ. 3.5 Διάγραμμα βαθμίδων μη κωδικοποιημένου MC-CDMA

Το εισερχόμενο σήμα δίνεται από

$$Y' = F\left[HF^H BD + x + \eta\right], \tag{3.1}$$

όπου **F** είναι ένας πίνακας *N x N* DFT, **B** είναι το *N x N* πίνακας κωδικοποίησης, **D** είναι το *N x 1* διάνυσμα των σύμβολων δεδομένων που προέρχεται από ένα αυθαίρετο αστέρα QAM, **x** είναι ένα *N x 1* διάνυσμα δείγματος παρεμβολής**, η** είναι *N x 1* διάνυσμα δείγματος Γκαουσιανού θορύβου, και $(\bullet)^H$ είναι ένας χειρίστης Hermitian. Τελικά, **H** είναι ένας *N x N* πίνακας καναλιού του όποιου τα στοιχειά δίνονται από τις λήψεις των πολλαπλών δρομολογήσεων (επιλεκτικής-συχνότητας), όπως δίνεται από την απευθείας απόκριση

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - lT_s), \tag{3.2}$$

όπου *L* είναι ο αριθμός των στοιχείων μια πολύ-διαδρομής και T_S είναι η αρχική περίοδος. Οι συντελεστές καναλιών, h_l, είναι μηδενικού-μέσου, κυκλικές τυχαίες Γκαουσιανές μεταβλητές με ποικιλομορφία,

$$E\left[\left|h_l\right|^2\right] = \frac{1}{L} \forall l, \tag{3.3}$$

όπου *E* [.] αντιστοιχεί στο φορέα εκμετάλλευσης.

Ένα κυκλικό πρόθεμα, που αποτελείται από τα τελευταία δείγματα *G* του $\mathbf{F^H D}$, υιοθετείτε για να αμβλύνει τα αποτελέσματα της διασυμβολικής παρεμβολής και της παρεμβολής φορέα (ICI). Όταν το μήκος του κυκλικού προθέματος είναι μεγαλύτερο από την καθυστέρηση μετάδοσης του καναλιού (*L*), η γραμμική συνέλιξη είναι ισοδύναμη με κυκλική συνέλιξη και το **H** είναι κυκλικό. Μια γνωστή αρχή των κυκλικών πινάκων είναι ότι τα ίδιο-διανύσματα είναι απλά στήλες στον πίνακα του DFT [22]. Ενώ, η (3.1) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\begin{aligned} \mathrm{Y}' &= \tilde{H}BD + Fx + F\eta \\ &= \tilde{H}BD + X + N, \end{aligned} \tag{3.4}$$

Όπου $\tilde{\mathrm{H}}$ είναι ένας *N x N* διαγώνιος πίνακας ίδιο-διανυσμάτων του **H**. Η συμφασική αποδιαμόρφωση απαιτεί την αφαίρεση της φάσης του καναλιού, όμως $\tilde{\mathrm{H}}_\theta$ είναι ένας διαγώνιος πίνακας που περιέχει τις πληροφορίες φάσης του καναλιού, που είναι

$$\tilde{\mathrm{H}}_{\theta} = e^{j\angle\tilde{H}}, \tag{3.5}$$

Ο όρος $\tilde{\mathrm{H}}_{\rho}$ είναι το μέγιστο των ίδιο-διανυσμάτων, όπως δίνεται από

$$\tilde{\mathrm{H}}_{\rho} = \left|\tilde{\mathrm{H}}\right| = \begin{bmatrix} \rho_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \rho_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \rho_{\mathrm{N}-1} \end{bmatrix}, \tag{3.6}$$

όπου ρ_k είναι μια τυχαία μεταβλητή Rayleigh. Να σημειωθεί ότι $\tilde{\mathrm{H}} = \tilde{\mathrm{H}}_{\theta}\tilde{\mathrm{H}}_{\rho}$.

Μετά από την συμφασική ανίχνευση, το σήμα εισαγωγής στον μείκτη δίνεται από

$$\mathrm{Y} = \tilde{\mathrm{H}}_{\theta}^{\mathrm{H}}\mathrm{Y}' = \tilde{\mathrm{H}}_{\rho}BD + \tilde{H}_{\theta}^{\mathrm{H}}(\mathrm{X}+\mathrm{N}). \tag{3.7}$$

Τα δείγματα παρεμβολής στο χρονικό πεδίο όπως παρουσιάζονται στο (3.1) δίνονται από

$$\begin{aligned} x_n &= \sqrt{E_x}e^{j(2\pi f_x n T_s + \theta)} \\ &= \sqrt{E_x}e^{j(\frac{2\pi}{\mathrm{N}}(m+a)n+\theta)}, \end{aligned} \tag{3.8}$$

όπου E_x είναι η δύναμη παρεμβολής και θ είναι η τυχαία φάση που διανέμεται όμοια μεταξύ $-\pi$ και π. Η συχνότητα παρεμβολής, f_x, χαρακτηρίζεται ως μια εξίσωση της αρχικής δειγματοληπτικής παρεμβολής, f_s, όπου $f_x = (m+a)\frac{f_s}{N}$. Σε αυτή την αναπαράσταση παρεμβολής, το m αναπαριστά το τόνο που βρίσκεται πιο κοντά στην παρεμβολή, ενώ το $\alpha \in [-0.5, 0.5]$ που είναι η μετατόπιση από τον τόνο m. Την δεύτερη γραμμή της σχέσης (3.8) μπορούμε να την πάρουμε αντικαθιστώντας $f_s = \frac{1}{T_s}$.

Τα δείγματα παρεμβολής στα πλαίσια-χρόνου στην σχέση (3.8) μετατρέπονται στο πλαίσιο συχνότητας

$$X_k = [F_X]_k = \sqrt{\frac{E_x}{N}}\frac{1-e^{j2\pi\alpha}}{1-e^{j\frac{2\pi}{\mathrm{N}}(m+a-k)}}e^{j\theta}, \tag{3.9}$$

Όπου $[.]_k$ είναι το k στοιχειό του δοθέντος διανύσματος. Το αποτέλεσμα της σχέσης (3.9) δείχνει ότι η παρεμβολή ανά τόνο εξαρτάται από την σχετική απόσταση του τόνου k από την συχνότητα παρεμβολής. Αυτό αναφέρεται ως φασματική διαρροή, όσο η δύναμη της παρεμβολής διαρρέει σε όλους τους τόνους. Από την σχέση (3.9), μπορούμε να δούμε ότι όσο η δύναμη της παρεμβολής αυξάνει, αυξάνεται και ο αριθμός των τόνων που παρεμβάλουν μαζί της.

Στην περίπτωση που $\alpha = 0$, η παρεμβολή είναι ορθογωνική σε όλους τους υποφορείς εκτός από τον υποφορέα m. Η παρεμβολή μετά το DFT μειώνεται σε

$$X_k = \begin{cases} \sqrt{\mathrm{NE}_x}e^{j\theta}, k = m \\ 0, k \neq m \end{cases}. \tag{3.10}$$

Η παρεμβολή περιορίζεται στον τόνο m σε αυτή την περίπτωση.

Τελικά, ο τελευταίος όρος της σχέσης (3.4), **N**, είναι ένα διάνυσμα *N x 1* δειγμάτων θορύβου που έχουν τα ίδια στατιστικά στο ίδιο χρονικό πλαίσιο.

3.3.1.1 MC-CDMA

Ο πίνακας κωδικοποίησης (**B)** που χρησιμοποιείτε σε αυτή την εργασία καθορίζεται στο παρακάτω τμήμα [36, 57] από

$$[B]_{kl} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\frac{2\pi}{\mathrm{N}}kl}, \tag{3.11}$$

Να σημειωθεί ότι ο πίνακας κωδικοποίησης είναι ενιαίος, $\mathbf{BB^H} = \mathbf{B^HB} = \mathbf{I}_\mathrm{N}$, όπου το $\mathbf{I}_\mathrm{N}$ είναι ένας πίνακας ταυτοποίησης N x N. Μια άλλη επιλογή που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ορθογώνια μετάδοση κωδικών, είναι οι κωδικοί Walsh–Hadamard. Οι κωδικοί αυτοί ορίζονται μόνο για μήκος $N = 2^n$, όπου n είναι ένας ακέραιος μεγαλύτερος του μηδενός [15].

Οι σταθμίσεις του αναμείκτη που απαιτούνται για να εξάγουν το διάνυσμα συμβολής, ***D***, χωρίζονται από το κριτήριο ελάχιστου τετραγωνικού μέσου λάθους (MMSE) [57, 58] και λαμβάνονται με την λύση της εξίσωσης Wiener–Hopf

$$W = R_{YY}^{-1} R_{YD}, \tag{3.12}$$

όπου $\mathbf{R}_\mathrm{YY}$ είναι ο πίνακας αυτό-διόρθωσης του εισερχόμενου σήματος και $\mathbf{R}_\mathrm{YD}$ είναι ο πίνακας πλεγματικής-διόρθωσης ανάμεσα στο εισερχόμενο σήμα και στο συμβολικό διάνυσμα **D**. Υποθέτοντας ότι τα εισερχόμενα στοιχεία είναι ανεξάρτητα και τα καναλικά εύρη (ρ_k) είναι γνωστά και καθορισμένα, ο πίνακας αυτό-διόρθωσης δίνονται από

$$R_{YY} = E_b \tilde{H}_\rho \tilde{\mathrm{H}}_\rho^{\mathrm{H}} + \mathrm{N}_0 \mathrm{I}_\mathrm{N} + R_X \tag{3.13}$$

όπου $\mathbf{R}_\mathrm{X}$ είναι ο πίνακας αυτό-διόρθωσης των δειγμάτων παρεμβολής σε ένα πλαίσιο συχνότητας και καθορίζεται ως εξής

$$R_X = \tilde{\mathrm{H}}_\theta^H F R_x F^H \tilde{H}_\theta, \tag{3.14}$$

όπου $\mathbf{R}_\mathrm{x}$ είναι το χρονικό πλαίσιο διόρθωσης του πίνακα παρεμβολής, τα στοιχεία δίνονται από

$$r_x(l) = E_x e^{j\frac{2\pi}{\mathrm{N}}(m+a)l}. \tag{3.15}$$

Όμοια, το διάνυσμα πλεγματικής διόρθωσης δίνεται από

$$R_{YD} = E_b \tilde{H}_\rho \mathrm{B}. \tag{3.16}$$

Στην περίπτωση που δεν έχουμε παρεμβολή ($\mathbf{R}_\mathrm{X} = 0$), οι σταθμίσεις δίνονται από

$$W = diag\left(\left[\frac{\rho_0 \mathrm{E}_b}{\rho_0^2 \mathrm{E}_b + \mathrm{N}_0}, \frac{\rho_1 \mathrm{E}_b}{\rho_1^2 \mathrm{E}_b + \mathrm{N}_0}, \cdots, \frac{\rho_{\mathrm{N}-1} \mathrm{E}_b}{\rho_{\mathrm{N}-1}^2 \mathrm{E}_b + \mathrm{N}_0}\right]\right)\mathrm{B}, \tag{3.17}$$

όπου το διάγραμμα (.) μετατρέπει ένα διάνυσμα σε διαγώνιο πίνακα.

Όταν η παρεμβολή είναι ορθογώνια στους υποφορείς (εκτός από τον υποφορέα m), α = 0, θυμηθείτε ότι **X** θα έχει ένα μη μηδενικό στοιχείο, στον πίνακα m. Παρόλο που, $\mathbf{R}_\mathrm{X}$ θα έχει επίσης μια μη μηδενική τιμή, ίση με το $N\ E_x$ στην θέση (m, m). Θέτουμε **w** = $[w(0),\ldots,w(N-1)]$, όπου *w(l)* δίνεται από

$$w(l)=\begin{cases}\dfrac{\rho_l \mathrm{E}_b}{\rho_l^2 \mathrm{E}_b+\mathrm{N}_0}, l\neq m\\ \dfrac{\rho_l \mathrm{E}_b}{\rho_l^2 \mathrm{E}_b+\mathrm{N}_0+NE_x}, l=m\end{cases}. \tag{3.18}$$

Τα βάρη MMSE δίνονται από

$$W=diag(w)B. \tag{3.19}$$

Βλέπουμε από την (3.19) ότι όταν η παρεμβολή δεν είναι παρούσα στον τόνο, η στάθμιση είναι η ίδια και στην περίπτωση που δεν έχουμε παρεμβολή. Να σημειωθεί ότι, όταν $l = m$ και η παρεμβολή στενής ζώνης είναι ισχυρή, τότε $W_k(l)$ είναι ουσιαστικά μηδέν, παρόλο που αγνοούμε τον υποφορέα.

Τελικά, στην περίπτωση μη ορθογώνιου παρεμβολέα, τα στοιχεία του πίνακα αυτό-διόρθωσης της παρεμβολής δίνονται από

$$R_X(k,l)=\frac{E_x}{N}\frac{2-2\cos(2\pi\alpha)}{1-e^{j\frac{2\pi}{\mathrm{N}}(m+a-k)}-e^{j\frac{2\pi}{\mathrm{N}}(m+a-l)}+e^{j\frac{2\pi}{\mathrm{N}}(l-k)}}, k,l=0,\ldots,N-1. \tag{3.20}$$

Για να βρούμε τις σταθμίσεις μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την (3.20) και τον ανεστραμμένο πίνακα (3.12). Παρόλα αυτά, γνωρίζοντας ότι ο $\mathbf{R}_\mathrm{X}$ είναι πρώτης τάξης, έχοντας μια κυρίαρχη ιδιοτιμή, τότε $\mathbf{R}_\mathrm{X}$ μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την ενιαία τιμή αποδιαμόρφωσης (SVD) [25] ως εξής

$$\begin{aligned}R_X &= USV^H\\ &\approx \lambda uv^H,\end{aligned} \tag{3.21}$$

Όπου $\lambda = N E_X$ είναι μια μη μηδενική ιδιοτιμή του $\mathbf{R}_\mathrm{X}$, **u** είναι η πρώτη στήλη του **U** και **v** είναι η πρώτη στήλη του **V**. Μετά χρησιμοποιώντας την σχέση Sherman–Morrison [25], τα βάρη MMSE του συνδυαστή εξάγονται από

$$W=\left(A-\frac{\lambda \mathrm{A}uv^H A}{1+\lambda v^H Au}\right)E_b\tilde{H}_\rho \mathrm{B}, \tag{3.22}$$

όπου, $\mathrm{A}=diag\left(\left[\frac{1}{\rho_0^2\mathrm{E}_b+\mathrm{N}_0},\frac{1}{\rho_1^2\mathrm{E}_b+\mathrm{N}_0},\cdots,\frac{1}{\rho_{\mathrm{N}-1}^2\mathrm{E}_b+\mathrm{N}_0}\right]\right)$.

Τελικά, οι εκτιμήσεις για τα μεταδιδόμενα σύμβολα πληροφοριών δίνονται από

$$\hat{D}=W^H Y. \tag{3.23}$$

Να σημειωθεί ότι μια συνέπεια της MMSE που συνδυάζει κανάλια επιλεκτικής συχνότητας, είναι η μείωση της ορθογωνικότητας ανάμεσα στα σύμβολα των πληροφοριών,

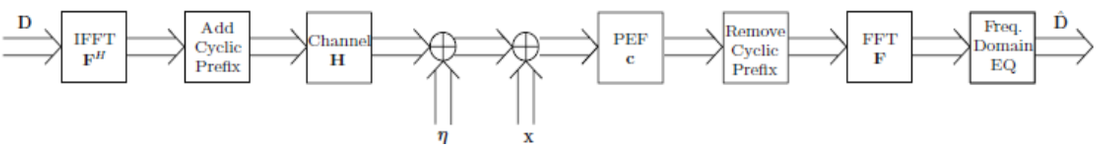
$$\hat{D}=D+(W^H\tilde{H}_\rho B-I_N)D+W^H\tilde{H}_\theta^{\mathrm{H}}(\mathrm{X}+\mathrm{N}). \tag{3.24}$$

Από την άλλη πλευρά, όταν το κανάλι είναι AWGN ή επίπεδης εξασθένισης, ένα ίσο κέρδος μπορεί να συνδυαστεί (**W = B)** μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να διατηρηθεί η ορθογωνικότητα,

$$\hat{D}=D+W^H\tilde{H}_\theta^{\mathrm{H}}(\mathrm{X}+\mathrm{N}). \tag{3.25}$$

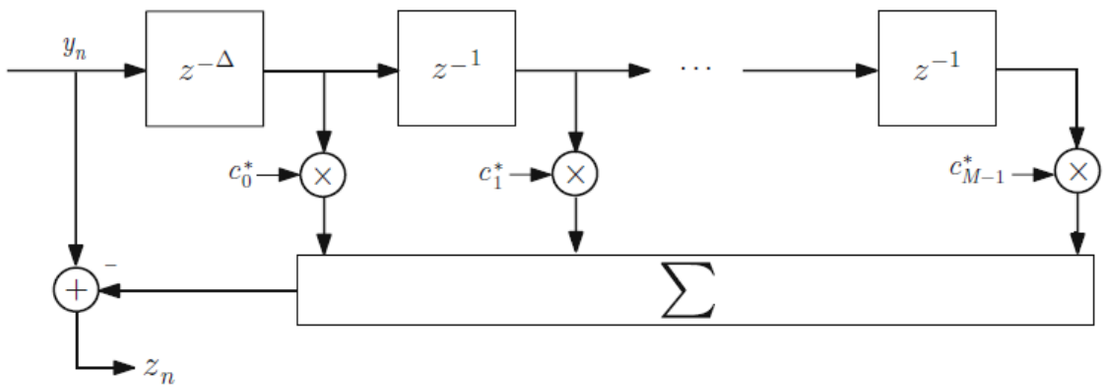
3.3.1.2 OFDM

Αντίθετα από MC–CDMA, OFDM δεν παρέχει πολλαπλή συχνότητα εφόσον ο κώδικας μήτρας στο Σχ. 3.5 τίθεται στην μήτρα ταυτότητας. Το φίλτρο πρόβλεψης-λάθους (PEF) θεωρείται για αυτό το σύστημα ως ένα μέσο αφαίρεσης της παρενόχλησης στο χρονικό πλαίσιο, με αυτό τον τρόπο αποφεύγουμε την φασματική διαρροή που συμβαίνει μετά την αποδιαμόρφωση (δείτε το διάγραμμα 3.6). Το PEF είναι μια δομή που χρησιμοποιεί τον συσχετισμό ανάμεσα στα προηγούμενα δείγματα για να σχηματίσει μια εκτίμηση για το παρών δείγμα [40]. Το PEF έχει την ικανότητα να αφαιρει τον συσχετισμό ανάμεσα στα δείγματα και έτσι να λευκαίνει το φάσμα.



Σχ. 3.6 Διάγραμμα βαθμίδων μη κωδικοποιημένου OFDM με PEF

Αυτή η τεχνική έχει χρησιμοποιηθεί για να αφαιρέσει την παρενόχληση στενής ζώνης σε πολλές εφαρμογές, όπως σε συστήματα ευρέος-φάσματος όταν η απολαβή επεξεργασίας δεν παρέχει αρκετή ασυλία στην παρενόχληση [49, 53]. Ένα διάγραμμα βαθμίδων του PEF παρουσιάζεται στο Σχ. 3.7. Είναι απλά ένα εγκάρσιο φίλτρο με M κρουνούς. Η καθυστέρηση της αποσυσχέτισης (Δ) εξασφαλίζει ότι το τρέχον δείγμα είναι αποσυσχετισμένο από τα δείγματα μέσα στο φίλτρο κατά τον υπολογισμό του λάθους.



Σχ. 3.7 Διάγραμμα βαθμίδων ενός φίλτρου πρόβλεψης σφάλματος (PEF)

Η έξοδος του PEF, z_n, ορίζεται ως η αφαίρεση της εκτίμησης παρενόχλησης από το τρέχον δείγμα εισαγωγής

$$z_n = y_n - \sum_{l=0}^{M-1} c_l^* y_{n-\Delta-l}, \tag{3.26}$$

όπου c_l είναι οι σταθμίσεις του προλεκτήρα και $(.)^*$ αντιπροσωπεύει τον μιγαδικό συζυγή.

Οι βέλτιστες σταθμίσεις κάτω από το κριτήριο του ελάχιστου μέσου-τετραγωνικού λάθους (MMSE) χρησιμοποιούν την αρχή της ορθογωνικότητας και την μέθοδο των ακαθόριστων συντελεστών [61]. Οι σταθμίσεις δίνονται από

$$c_l = Ke^{-j\frac{2\pi}{N}(m+a)(l+\Delta)},\ l = 0,\ldots, M-1 \tag{3.27}$$

όπου το K δίνεται από

$$K = \frac{E_x}{E_b + N_0 + ME_x}. \tag{3.28}$$

Σε αυτό το κεφάλαιο, η ισχύς της παρενόχλησης είναι πολύ μεγαλύτερη από την ισχύ του σήματος και την ισχύ του θορύβου. Επομένως, SIR και ο θόρυβος πάνω στην παρενόχληση (NIR) μπορούν να υποτεθούν ότι είναι πολύ μικροί (δηλαδή SIR<<0 dB, NIR<<0 dB [31]) επιτρέποντας στο συντελεστή, K, να προσεγγιστεί ως $K \approx \frac{1}{M}$.

Αυτό το φίλτρο εφαρμόζεται εύκολα χρησιμοποιώντας τον μέσο τετραγωνικό αλγόριθμο (LMS). Ιδιότητες σύγκλισης περιγράφονται στα [5,42]. Να σημειωθεί ότι το z_n είναι ο όρος λάθους για την προσαρμόσιμη δομή, δείχνοντας ότι κανένα σύμβολο κατάρτισης δεν απαιτείται όταν υπολογίζουμε τον όρο λάθους.

Το PEF εφαρμόζεται πριν από την αφαίρεση του κυκλικού προθέματος. Ο μονό-βηματικός προλεκτήρας στάθμισης μπορεί να καθοριστεί ως $\mathbf{c} = [1, -c_0^*,\ldots,-c_{M-1}^*]$ και την συνέλιξη του φίλτρου και του καναλιού ορίζεται ως $\mathbf{a} = \mathbf{c} * \mathbf{h}$. Υποθέτουμε ότι το ολικό τους μήκος του $\boldsymbol{\alpha}$ είναι μικρότερο από το μήκος του κυκλικού προθέματος ($L + M - 1 \leq G$) για να εξασφαλίσει ότι δεν υπάρχει ISI ή ICI. Επομένως το αποτελεσματικό κανάλι μήτρας, A, είναι κυκλικό. Επομένως, το φιλτραρισμένο σήμα στο πλαίσιο της συχνότητας μπορεί να γραφεί ως

$$\begin{aligned} Z' &= FAF^H D + FC_{noise}(x_{cp} + \eta_{cp}) \\ &= \tilde{A}D + FC_{noise}(x_{cp} + \eta_{cp}), \end{aligned} \tag{3.29}$$

Όπου $\tilde{A}$ είναι ο διαγώνιος πίνακας ιδιοτιμών όπου $\mathbf{A}$, $\mathbf{x_{cp}}$ και $\boldsymbol{\eta}_{\mathbf{cp}}$ είναι διανύσματα της παρενόχλησης και δείγματα θορύβου (μήκος $N + G$), τα οποία όμως δεν είναι κυκλικά επεκτάσιμα, και $\mathbf{C_{noise}}$ είναι ο N * (N + G) πίνακας φιλτραρίσματος θορύβου και παρενόχλησης ο οποίος καθορίζεται ως

$$C_{noise} = \left[0_{N,G-M}\ Toeplitz\left(\left[c_{M-1}^*, 0_{1,N-1}\right]^T \left[c^*, 0_{1,N-1}\right]\right)\right], \tag{3.30}$$

Όπου $\mathbf{0_{i,j}}$ είναι ο μηδενικός πίνακας i x j. Ο τελεστής Toeplitz, Toeplitz (στήλη, γραμμή), παράγει έναν πίνακα Toeplitz από ένα διάνυσμα στήλης και ένα διάνυσμα γραμμής. Να σημειωθεί ότι το $\tilde{A}$ στην (3.32) μπορεί να οριστεί ως

$$\tilde{A} = \tilde{H}\tilde{C}, \tag{3.31}$$

όπου $\tilde{C} = \sqrt{N}F[c^* 0_{1,N-(M+1)}]^T$. Αυτό το διάνυσμα είναι η δειγματική συχνότητα απόκρισης στο φίλτρο εγκοπής, με την εγκοπή να βρίσκεται στον τόνο που βρίσκεται πιο κοντά στην παρεμβολή.

Για συνεχή αποδιαμόρφωση, η φάση του πίνακα αποτελεσματικού καναλιού $\tilde{A}$ πρέπει να αφαιρεθεί; επομένως, όμοια με (3.5) και (3.6) θέτουμε $\tilde{A} = \tilde{A}_\theta \tilde{A}_\rho$ όπου $\tilde{A}_\rho = |\tilde{A}|$ και $\tilde{A}_\theta = e^{\angle \tilde{A}}$. Επομένως η συνεχής αποδιαμόρφωση,

$$Z = \tilde{A}_{\theta}^{H} Z' = \tilde{A}_{\rho} D + \tilde{A}^{H} F C_{noise}(x_{cp} + \eta_{cp}). \tag{3.32}$$

Να σημειωθεί ότι τα διαγώνια στοιχεία του $\tilde{\mathrm{A}}_{\rho}$ δεν είναι απαραίτητα διανεμημένα ως τυχαίες μεταβλητές Rayleigh λόγω του PEF.

Οι όροι της μη ακυρωμένης παρεμβολής και του θορύβου μπορούν να συμπτυχθούν σε ένα και μόνο όρο θορύβου

$$\tilde{N} = \tilde{A}_{\theta}^{H} F C_{noise}(x_{cp} + \eta_{cp}). \tag{3.33}$$

Είναι φανερό από (4.33) ότι τα δείγματα θορύβου, $\tilde{\mathrm{N}}_k$, είναι συσχετισμένα λόγω του πίνακα PEF, $\mathbf{C_{noise}}$. Επίσης να σημειωθεί ότι τα δείγματα θορύβου $\tilde{\mathrm{N}}_k$ θεωρούνται ότι είναι Γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές. Όπως έχει επισημανθεί στο [31], αυτό το σύστημα είναι δύσκολο να αναλυθεί όταν τα δείγματα θορύβου δεν είναι αυστηρά ανεξάρτητα, όμως λόγω του ότι η ισχύς του θορύβου στην κύρια λήψη (όμοια με την ενότητα) είναι πολύ μεγαλύτερη από τις εναπομένουσες λήψεις (περίπου $\frac{1}{\mathrm{M}}$ για αυτό το κεφάλαιο), είναι λογικό να υποθέσουμε ότι τα δείγματα θορύβου είναι ανεξάρτητα. Επομένως, ο όρος $\sigma_{\tilde{\mathrm{N}}}^{2(k)}$ είναι η μεταβλητή του θορύβου στον τόνο k, και δίνεται από

$$\begin{aligned} \sigma_{\tilde{\mathrm{N}}}^{2}(k) &= E[\tilde{N}_k \tilde{N}_k{}^{H}] \\ &= \left[\tilde{A}_{\theta}^{H} F C_{noise} \left(R_x + \frac{N_0}{2} I_N \right) C_{noise}^{H} F^{H} \tilde{A}_{\theta} \right]_{kk}. \end{aligned} \tag{3.34}$$

Να σημειωθεί ότι οι μεταβλητές που δίνονται στο (4.34) είναι κατανεμημένα σύμφωνα με το φίλτρο εγκοπής το όποιο χρησιμοποιείται για να καταστείλει την παρεμβολή.

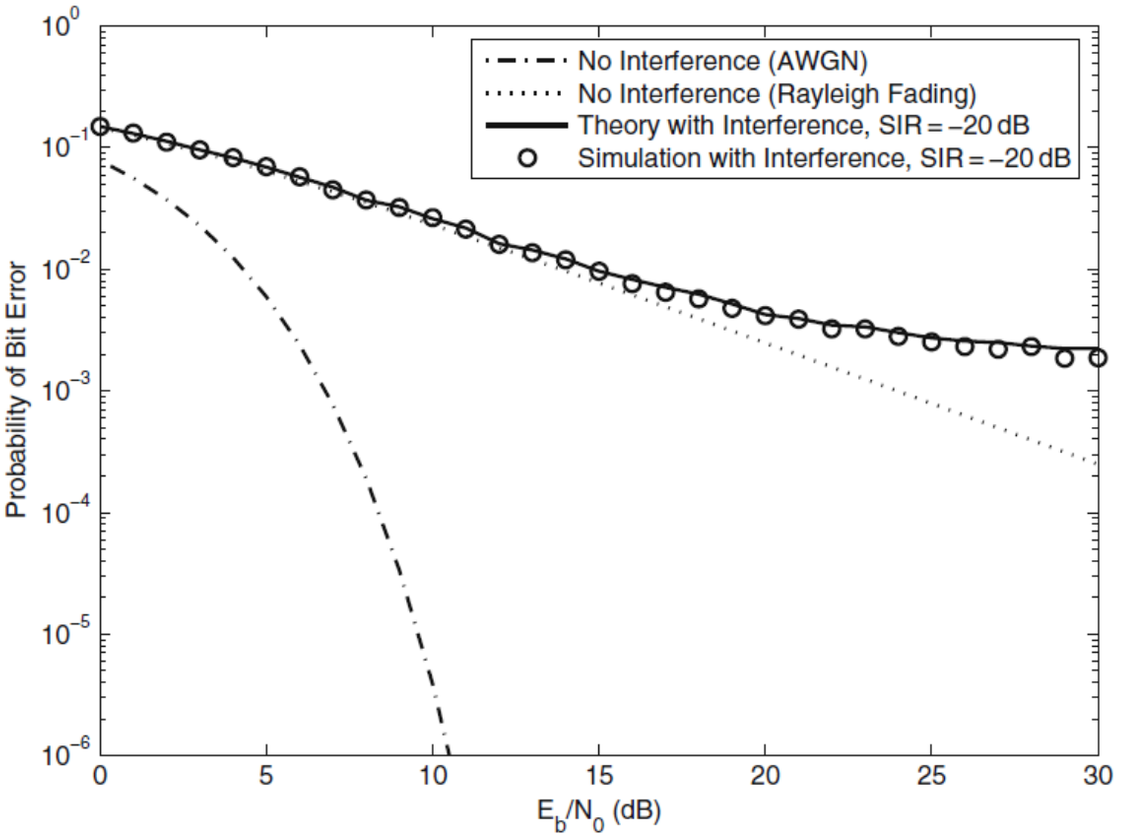
Η εξισορρόπηση μονής–λήψης εκτελείτε έναντι MC–CDMA. Κατά συνέπεια οι εκτιμήσεις για τα σύμβολα των διαβιβασθέντων δεδομένων δίνονται από

$$\hat{D} = Z / \tilde{A}_{\rho}. \tag{3.35}$$

Μια αναλυτική έκφραση του BER αυτού του συστήματος OFDM δεδομένου του πλάτους του καναλιού είναι απλά ένα μέσο BER ανά τόνο, και δίνεται από

$$P_e = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Q\left(\sqrt{\frac{|\tilde{A}_{\rho}(k)|^2 E_b}{\sigma_{\tilde{\mathrm{N}}}^{2}(k)}} \right). \tag{3.36}$$

Τα αναλυτικά αποτελέσματα του (4.36) φαίνονται στο Σχ. 4.8 μαζί με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για SIR = - 20 dB και N = 64, G = 16, L = 5 και M = 12. Η προσομοίωση και τα θεωρητικά αποτελέσματα συμφωνούν, επιβεβαιώνοντας την υπόθεση των ανεξάρτητων δειγμάτων θορύβου. Επίσης να σημειωθεί ότι εμφανίζεται λάθος επιπέδου, επειδή το σύστημα OFDM περιορίζεται από τους λιγότερους καλούς όρους των τόνων. Σε αυτή την περίπτωση, οι συγκεκριμένοι τόνοι βρίσκονται κοντά στην εγκοπή που παράγεται από το PEF. Αυτό προτείνει την ανάγκη μια κωδικοποίησης άμεσης διόρθωσης λάθους. Η προσθήκη ενός συνελικτικού κώδικα μπορεί να μειώσει το BER από 10^{-2} σε 10^{-5}. Πρέπει να σημειωθεί ότι χωρίς την χρήση του PEF, το BER είναι τόσο αδύναμο που δεν μπορεί να εκτελέσει ικανοποιητικά την κωδικοποίηση άμεσης διόρθωσης λάθους.



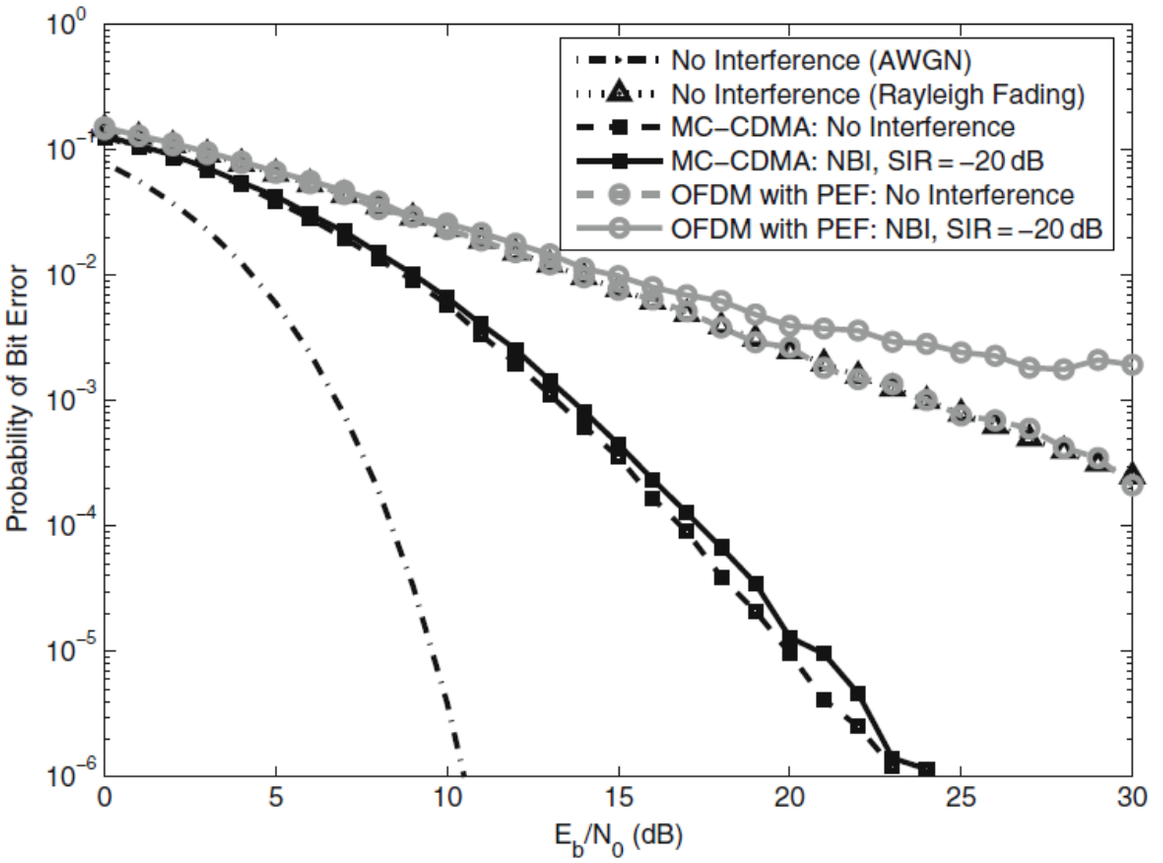
Σχ. 3.8 Μη κωδικοποιημένα αποτελέσματα BER για θεωρητικό και προσομοιωμένο OFDM με φίλτρο πρόβλεψης σφάλματος (PEF). Ακόμα έχουν σχεδιαστεί οι θεωρητικές καμπύλες BER για τις διαλείψεις AWGN και Rayleigh. Παράμετροι: $N = 64$, $G = 16$, $L = 5$, $M = 12$, SIR = −20 dB

3.3.1.3 Αποτελέσματα

Μια σύγκριση των δυο τεχνικών που έχουν περιγραφεί προηγουμένως συγκρίνεται σε ένα μη κωδικοποιημένο σενάριο στο Σχ. 3.9. Αναφορικά, οι θεωρητικές καμπύλες BER παρέχονται για τις AWGN και την εξασθένιση Rayleigh. Κάθε σύστημα προσομοιάζεται για τις περιπτώσεις (i) χωρίς παρεμβολή και (ii) μια μη-ορθογωνική παρεμβολή. Το διάγραμμα της MC–CDMA χωρίς παρεμβολή δείχνει ότι η πολλαπλή συχνότητα παρέχει ένα όφελος για το κανάλι επιλεκτικής-συχνότητας. Η απόδοση της MC–CDMA με ένα ενιαίο μη-ορθογώνιο παρεμβολέα είναι πολύ κοντά στην περίπτωση της μη παρεμβολής. Σε αυτή την περίπτωση, ο συνδιαστής χρησιμοποιεί τα στατιστικά του καναλιού και της παρεμβολής για να αναμείξει επιτυχώς το μεταδιδόμενο σήμα. Η απόκλιση στη περίπτωση της μη-παρεμβολής είναι ελαχίστη.

Το PEF που χρησιμοποιείται με OFDM υποθέτει την γνώση των σταθμίσεων MMSE που δίνονται από (3.27). Όταν εμφανίζεται μη-παρεμβολή η απόδοση τους συστήματος μειώνεται στο επίπεδο της εξασθένισης Rayleigh, όπως είναι αναμενόμενο. Όταν η παρεμβολή είναι παρούσα, η περίπτωση της μη-ορθογωνικής παρεμβολής προσεγγίζει την περίπτωση της εξασθένισης Rayleigh στις χαμηλές τιμές E_b/N_0; ενώ σε υψηλές τιμές E_b/N_0, εμφανίζεται ένα λάθος επιπέδου. Αυτό οφείλεται στο φίλτρο εγκοπής που αφαιρει κάποιους τόνους όταν αμβλύνει την παρεμβολή.

Τόσο για την MC–CDMA όσο και για την OFDM με PEF, η παρεμβολή πρέπει να εκτιμηθεί προκειμένου να εφαρμοστεί σε ένα πραγματικό σύστημα επικοινωνιών. Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, το PEF εφαρμόζεται εύκολα χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο χαμηλής-πολυπλοκότητας LMS χωρίς σύμβολα κατάρτισης. Αυτό επιτρέπει στην παρεμβολή να υπολογίζεται προσαρμοστικά και να αφαιρείτε.



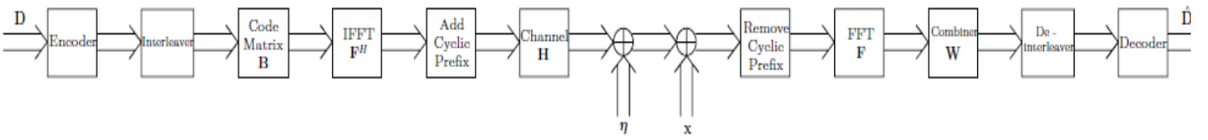
Σχ. 3.9 Μη κωδικοποιημένα Αποτελέσματα BER για MC-CDMA και OFDM με το φίλτρο πρόβλεψης σφάλματος (PEF) για τις περιπτώσεις (i) μη παρεμβολής και (ii) ένα ορθογώνιο παρεμβολέα. Επίσης έχουν σχεδιαστεί οι θεωρητικές καμπύλες BER για διαλείψεις AWGN και Rayleigh. Παράμετροι: $N = 64$, $G = 16$, $L = 5$, $M = 12$, SIR = −20 dB

Στην περίπτωση της MC–CDMA, ο πίνακας συσχέτισης της παρεμβολής απαιτείται όταν καθορίζονται οι σταθμίσεις του αναμείκτη MMSE. Αυτό μπορεί να επιτευχτεί χρησιμοποιώντας σύμβολα κατάρτισης για να παρέχουν μια εκτίμηση του ληφθέντος σήματος του πίνακα συσχέτισης.

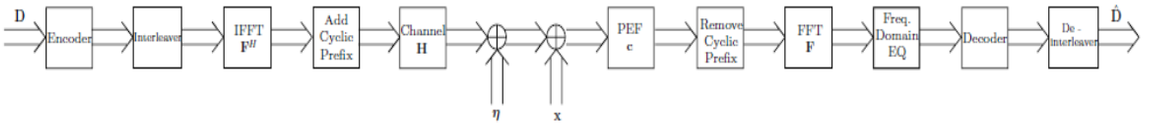
3.3.2 Άμβλυνση της παρεμβολής σε κωδικοποιημένα συστήματα πολλαπλού-φορέα

Σε αυτό το τμήμα, αξιολογείτε ο αντίκτυπος της εφαρμογής άμεσης διόρθωσης λάθους στα μη-κωδικοποιημένα συστήματα που αναλύθηκαν παραπάνω. Τα διαγράμματα βαθμίδων για κωδικοποιημένες MC–CDMA και OFDM με PEF απεικονίζονται στα Σχ. 3.10 και 3.11 αντίστοιχα. Χρησιμοποιείτε ένας συνελεκτικός κώδικας με ρυθμό 1/2, με μήκος περιορισμού ίσο με 7 με την παραγωγή πολυώνυμων $(133, 171)_8$. Μια κωδικολέξη έχει 50 σύμβολα MC–CDMA/OFDM. Στον δέκτη ο αποκωδικοποιητής Viterbi [39] χρησιμοποιείται για να αποκωδικοποιήσει την κωδικολέξη που εκτελεί λεπτές αποφάσεις. Να σημειωθεί ότι ένας διεμπλοκέας βαθμίδων χρησιμοποιείται μαζί με OFDM για να παρέχει πολλαπλή συχνότητα. Ένας διεμπλοκέας μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί με MC–CDMA όταν τα δεδομένα είναι εξαπλωμένα σε ένα υποσύνολο υποφορέων.

Οι λεπτές αποφάσεις που εισάγονται στον αποκωδικοποιητή Viterbi ενθαρρύνουν την χρήση διαγραφέων όταν είναι διαθέσιμες αξιόπιστες καταγραφές πιθανότητας (LLR). Στην OFDM, οι διαγραφές είναι αποτελεσματικές μόνο όταν η παρεμβολή είναι αδύναμη [4].



Σχ. 3.10 Διάγραμμα βαθμίδων για κωδικοποιημένο MC-CDMA



Σχ. 3.11 Διάγραμμα βαθμίδων για κωδικοποιημένο OFDM με PEF

Εντούτοις, όταν η παρεμβολή είναι ισχυρή, η φασματική διαρροή της ισχύς της παρεμβολής προκαλεί αλλοιώσεις σε ένα μεγάλο αριθμό τόνων. Η εισαγωγή των διαγραφών καταλήγει να συμβιβάζει την ικανότητα της διόρθωσης λάθους του κώδικα. Η χρήση PEF μπορεί να θεωρηθεί ως μια μορφή εισαγωγής διαγραφής, όπου οι διαγραφές εντοπίζονται γύρω από την παρεμβολή με την εγκοπή να βρίσκεται στο φάσμα συχνότητας του εισερχόμενου σήματος. Ο κώδικας τότε επιφορτίζεται με την διόρθωση οποιαδήποτε διαγραφής που προκλήθηκε από το κανάλι ή από την παρεμβολή. Οι πλήρεις διαγραφές προστίθενται εφόσον το PEF χρησιμοποιεί τον τύπο διαγραφής Bayes που περιγράφεται στο [6].

Οι τιμές LLR [15] που τοποθετούνται στον αποκωδικοποιητή Viterbi για MC–CDMA με διαμόρφωση BPSK δίνονται από

$$\Lambda_{MC-CDMA}(D_k \mid Y_k) = \frac{2\Re\{Y_k\}}{\sigma^2}, \tag{3.37}$$

Όπου $\Re\{.\}$ είναι ο πραγματικός τελεστής και σ^2 είναι η μεταβλητή για ICI, θορύβου και παρεμβολής όπως καθορίζεται στο (3.24). Υποθέτοντας ότι αυτά τα διανύσματα αποτελούνται από ανεξάρτητες τυχαίες Γκαουσιανές μεταβλητές, το σ^2 δίνεται ακολούθως:

$$\sigma^2 = diag\left[E_b \left(W^H \tilde{H}_\rho B - I\right)\left(W^H \tilde{H}_\rho B - I\right)^H + \frac{N_0}{2} W W^H + W^H \tilde{H}_\theta^{\mathrm{H}} F R_x F^H \tilde{H}_\theta W \right]. \tag{3.38}$$

Όμοια, για OFDM

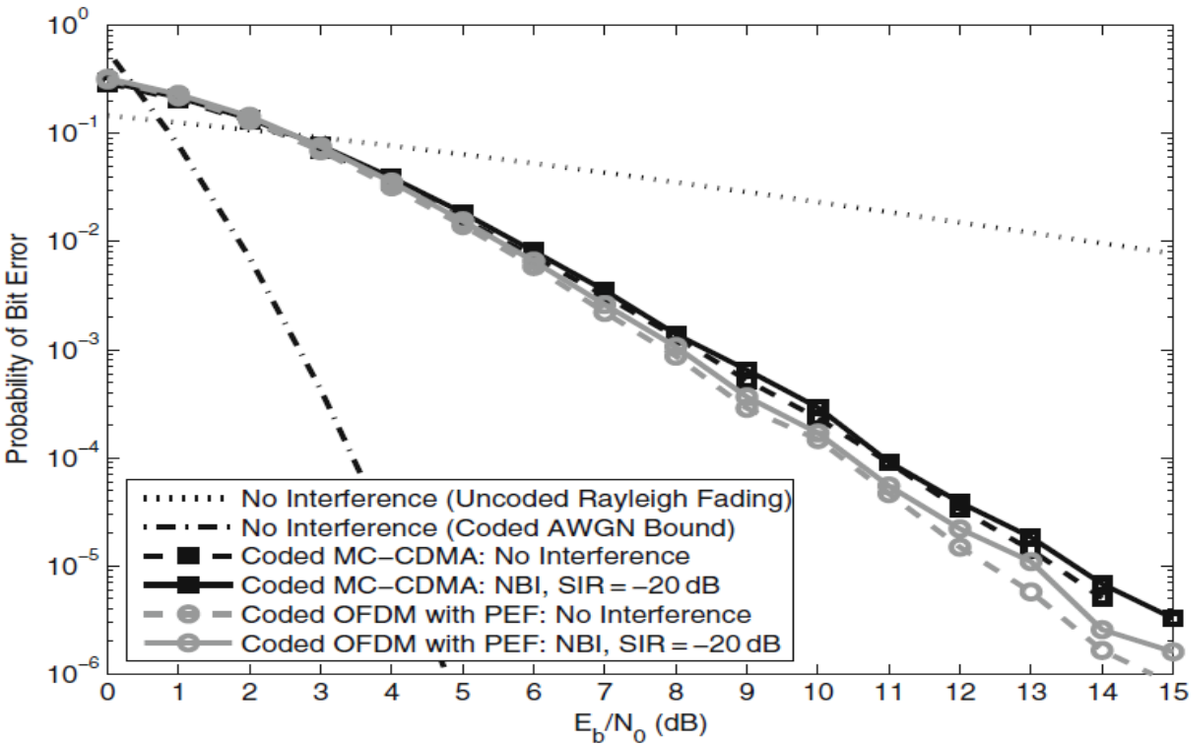
$$\Lambda_{OFDM}(D_k \mid Z_k) = \frac{2\Re\{Z_k\}}{\sigma^2}, \tag{3.39}$$

όπου σ^2 δίνεται από

$$\sigma^2 = \frac{diag\left[\tilde{A}_\theta^{\mathrm{H}} F C_{noise} \left(R_x + \frac{N_0}{2} I_N \right) C_{noise}^H F^H \tilde{A}_\theta \right]}{diag[\tilde{A}_\rho \tilde{A}_\rho^{\mathrm{H}}]}. \tag{3.40}$$

3.3.2.1 Αποτελέσματα

Το διάγραμμα 3.12 καταδεικνύει τα αποτελέσματα για την κωδικοποιημένη προσομοίωση των MC–CDMA και OFDM με PEF για τις περιπτώσεις (i) της μη παρεμβολής και (ii) ενός μη-ορθογωνικού παρεμβολέα, για N = 64, G = 16, L = 5, M = 12, SIR = -20 dB. Επίσης σχεδιάζονται οι θεωρητικές καμπύλες BER για μη κωδικοποιημένη διάλειψη Rayleigh και ένα όριο BER για AWGN. Φαίνεται καθαρά ότι η απόδοση και των δυο συστημάτων με παρεμβολή να είναι πολύ κοντά στην περίπτωση της μη-παρεμβολής. Επίσης να σημειωθεί ότι η απόδοση OFDM με πολλαπλή συχνότητα που παρέχεται από την κωδικοποίηση και το PEF σαν μια τεχνική εισαγωγής διαγραφής που είναι ισοδύναμη με εκείνη της κωδικοποιημένης MC–CDMA για την οποία η πολλαπλή συχνότητα λαμβάνεται μέσω της εξάπλωσης. Οι απολαβές της κωδικοποίησης είναι επίσης εμφανής όταν συγκρίνουμε τα κωδικοποιημένα αποτελέσματα με το Σχ. 3.9.



Σχ. 3.12 Αποτελέσματα κωδικοποίησης BER για MC-CDMA και OFDM με το φίλτρο πρόβλεψης σφάλματος (PEF) για τις περιπτώσεις (i) χωρίς παρεμβολή και (ii) έναν μη ορθογωνικό παρεμβολέα. Επίσης έχουν σχεδιαστεί οι θεωρητικές καμπύλες BER, μη κωδικοποιημένης Διάλειψης Rayleigh, και έναν δεσμό BER για AWGN. Παράμετροι: N = 64, G = 16, L = 5, M = 12, SIR = −20 dB

3.3.3 Ευαισθησία Doppler του OFDM σε Κινητές Εφαρμογές

Τα κινητά συστήματα που χρησιμοποιούν OFDM πιθανόν να υποβαθμίζονται από ISI και ICI σε αντίθεση με άλλες μορφές παρεμβολής που αναφέρθηκαν παραπάνω. Στο [50], η ευαισθησία Doppler του OFDM ερευνήθηκε για διαμορφώσεις PSK και QAM με

παρουσία του ICI και αξιολογείτε η μείωση στην απόδοση λόγω της εξάπλωσης Doppler. Επίσης, στο [52], έγιναν συγκρίσεις ανάμεσα στην ευαισθησία Doppler του OFDM και στην φιλτραρισμένη πολυτονική διαμόρφωση (FMT) στην επιλεκτική κατά συχνότητα χρόνο-μεταβαλλόμενων καναλιών.

FTM είναι μια εναλλακτική μορφή διαμόρφωσης πολλαπλού-φορέα που έχει προταθεί για πολύ υψηλής-συχνότητας συνδρομητικές γραμμές και για ασύρματες επικοινωνίες. FTM αποφεύγει την φασματική επικάλυψη ανάμεσα του υποφορείς με την εφαρμογή μιας μη-κρίσιμης τεχνικής δειγματοληψίας που ικανοποιεί μια κατάσταση επανακατασκευής, έτσι ώστε τα σήματα δειγματοληψίας στον δέκτη να είναι ελεύθερα από ISI και ICI. Τα ISI και ICI σε ένα σύστημα FMT καταστέλλονται εις βάρος της επιλογής μιας μεγαλύτερης αναλογίας δειγματοληπτικού παράγοντα και αριθμού υποφορέων. Λόγω της φάσης και της παραμόρφωσης πλάτους που εισάγεται στο κανάλι διάλειψης όχι μόνο είναι η ορθογωνικότητα ανάμεσα στους διάφορους μεταφορείς κατεστραμμένη αλλά και δεν ισχύει πλέον ο όρος δειγματοληψίας Nyquist στην ζώνη βάσης προσαρμοσμένων φίλτρων. Επομένως, το ISI όπως και το ICI θα παραμορφώσουν το μεταδιδόμενο σήμα. Η παρεμβολή που προκαλείτε από το κανάλι με επιλεκτική συχνότητα και από τη χρονική διακύμανση εκτιμήθηκε μέσω της ανάλυσης των αναδιαμορφωμένων σημάτων στον δέκτη κάτω από διαφορετικές συνθήκες καναλικής διάλειψης. Όπως παρουσιάστηκε αναλυτικά στο [52] ότι η ιονό-στατική συχνότητα καναλιών επίπεδης διάλειψης δεν εισάγουν ICI ή ISI σε ένα σύστημα πολλαπλών υποφορών, ενώ τα κανάλια επιλεκτικής συχνότητας εισάγουν τόσο ISI όσο και ICI σε ένα σύστημα FTM. Η προκύπτουσα αναλογία μεταφορέα-παρεμβολής (C/I) που αποκρίθηκε κάτω από διαφορετικές καναλικές συνθήκες, αποδείχτηκε ότι παρέχει μια ανταλλαγή ανάμεσα στην φασματική αποδοτικότητα και στην υποβάθμιση του συστήματος απόδοσης. Επίσης φαίνεται στο [52] ότι το OFDM ξεπερνά το FTM σε ένα στατικό ή χαμηλής διάλειψης και χαμηλής επιλεκτικής συχνότητας κανάλι που όμως είναι κατώτερο της διαμόρφωσης FTM με υψηλή επιλεκτική συχνότητα και χρονική διακύμανση περιβαλλοντικής διάλειψης.

Αυτή η εργασία επεκτείνεται στο [51] για να εξετάσει μια αρχιτεκτονική FTM ανηγμένη ανά κανάλι. Έχει αποδειχτεί ότι με ένα ικανοποιητικό αριθμό συντελεστών εξισορρόπησης είναι δυνατόν να μειωθεί το ISI, ενώ το ICI να παραμείνει. Παράγεται έτσι μια αναλυτική έκφραση της αναλογίας C/I και του ανώτερου ορίου και μελετώνται περαιτέρω οι ανταλλαγές στη φασματική απόδοση και στην απόδοση του συστήματος.

3.4 Καταστολή της Παρεμβολής σε Συστήματα Αναμετάδοσης MIMO

Σε αυτό το τμήμα, εξετάζουμε πολλαπλές-εισόδους, πολλαπλές-εξόδους (MIMO) συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας που υιοθετούν κεραίες πολλαπλής-μετάδοσης και πολλαπλής-λήψης για να αυξήσουν τον ρυθμό δεδομένων και να επιτύχουν ποικιλομορφία σήματος σε κανάλια διάλειψης πολλαπλών δρομολογήσεων. Η απόδοση των συστημάτων MIMO υποβιβάζεται από δυο τύπους παρεμβολής. Μια είναι διασυμβολική παρεμβολή λόγο της διασποράς του καναλιού πολλαπλής δρομολόγησης. Η άλλη είναι η διαφωνική ή διακαναλική παρεμβολή λόγο των ταυτόχρονων μεταδόσεων από τις κεραίες πολλαπλής μετάδοσης. Εστιάζουμε σε αυτό το κομμάτι στους αλγόριθμους εξίσωσης και ανίχνευσης για την άμβλυνση των δυο τύπων παρεμβολής. Ειδικά, εστιάζουμε σε συστήματα μετάδοσης MIMO σημείου-πολυσημείου (μετάδοσης) στα οποία τα χαρακτηριστικά του καναλιού είναι γνωστά στον αναμεταδότη, έτσι ώστε η άμβλυνση της παρεμβολής να πραγματοποιείται στον αναμεταδότη.

Ας εξετάσουμε ένα σύστημα MIMO σημείου-πολυσημείου που διαβιβάζει τα δεδομένα ταυτόχρονα σε πολλαπλούς χρήστες που κατανέμονται γεωγραφικά. Ο αναμεταδότης υποτίθεται ότι χρησιμοποιεί κεραίες N_T για να μεταδώσει δεδομένα σε K δέκτες, όπου $N_I \geq K$. Κάθε χρήστης υποτίθεται ότι έχει έναν δέκτη με μια ή περισσότερες κεραίες λήψης. Αυτό το σενάριο ισχύει, για παράδειγμα, για την κατιούσα ζεύξη ενός τοπικού ασύρματου δικτύου. Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό γνώρισμα του συστήματος μετάδοσης MIMO είναι οι δέκτες, που είναι γεωγραφικά διαχωρισμένοι, δεν απασχολούν κάποιον συντονισμό στην επεξεργασία ληφθέντων σημάτων.

Σε ένα σύστημα αναμετάδοσης MIMO, υπάρχουν δυο πιθανές προσεγγίσεις για να εξετάσουμε την παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (MAI) που είναι αποτέλεσμα της ταυτόχρονης αναμετάδοσης σε πολλαπλούς χρήστες. Μια προσέγγιση είναι να έχουμε κάθε δέκτη να προκαλεί άμβλυνση της παρεμβολής για την αποκατάσταση του επιθυμητού σήματος. Σε πολλές περιπτώσεις, η προσέγγιση αυτή δεν είναι πρακτική γιατί οι χρήστες δεν έχουν την ικανότητα επεξεργασίας και περιορίζονται από τους περιορισμένους ενεργειακούς πόρους που εμπλέκονται στην χρήση της ηλεκτρικής ισχύος. Η εναλλακτική προσέγγιση είναι να προκληθεί άμβλυνση της παρεμβολής στον αναμεταδότη, το οποίο έχει σημαντική ικανότητα επεξεργασίας και ενεργειακούς πόρους.

Για να αμβλυνθεί το MAI στον αναμεταδότη, ο αναμεταδότης πρέπει να γνωρίζει τα χαρακτηριστικά του καναλιού, την παλμική απόκριση του καναλιού. Αυτή η κατάσταση πληροφοριών του καναλιού (CSI) μπορεί να αποκτηθεί από καναλικές μετρήσεις που εκτελούνται σε κάθε δέκτη μέσω πειραματικών σημάτων που στέλνονται από τον αναμεταδότη. Επομένως, το CSI πρέπει να σταλθεί στον αναμεταδότη. Σε αυτή την περίπτωση, οι χρονικές παραλλαγές του καναλιού πρέπει να είναι σχετικά αργές έτσι ώστε μια αξιόπιστη εκτίμηση των χαρακτηριστικών των καναλιών να είναι διαθέσιμη στον αναμεταδότη. Σε κάποια συστήματα, τα κανάλια ανερχόμενης και κατερχόμενης ζεύξης είναι ίδια, παραδείγματος χάρη, η ίδια ζώνη συχνότητας χρησιμοποιείται τόσο από την ανερχόμενη και κατερχόμενη ζεύξη, αλλά διαφορετικές χρονοθυρίδες χρησιμοποιούνται για την μετάδοση. Αυτός ο τύπος μετάδοσης καλείται χρονοδιαιρετική διπλεξία (TDD). Σε συστήματα TDD, τα πειραματικά σήματα για τις μετρήσεις των καναλιών μπορούν να σταλούν από κάθε χρήστη μέσω της ανερχόμενης ζεύξης. Στην επεξεργασία μας, υποθέτουμε ότι το CSI είναι τέλειο στον αναμεταδότη.

Η καταστολή του MAI μέσω της επεξεργασίας του αναμεταδότη συχνά αποκαλείται αρχική κωδικοποίηση σήματος ή αρχική επεξεργασία σήματος. Η αρχική κωδικοποίηση σήματος στον αναμεταδότη μπορεί να πάρει διάφορες μορφές, εξαρτώμενες από το κριτήριο ή την μέθοδο που χρησιμοποιείτε για να εκτέλεση της αρχικής κωδικοποίησης. Οι πιο απλές μέθοδοι αρχικής κωδικοποίησης είναι οι γραμμικές και βασίζονται στο μηδενικό κριτήριο (ZF) ή το κριτήριο MSE. Από την άλλη πλευρά, υπάρχουν μη γραμμικές μέθοδοι αρχικής κωδικοποίησης σήματος που έχουν ως αποτέλεσμα την καλύτερη απόδοση του συστήματος. Πρώτα, χειριζόμαστε την γραμμική αρχική κωδικοποίηση και, μετά, περιγράφουμε τις μη γραμμικές μεθόδους αρχικής κωδικοποίησης και συγκρίνουμε τις επιδόσεις τους.

3.4.1 Γραμμική Αρχική Κωδικοποίηση των Μεταδιδόμενων Σημάτων

Σε αυτό το τμήμα, για μαθηματική διευκόλυνση, υποθέτουμε ότι κάθε χρήστης έχει μια και μόνη κεραία και ο αριθμός των δεκτών (χρηστών) είναι $K \leq N_T$. Επίσης υποθέτουμε ότι το κανάλι δεν έχει διασπορά. Το σχεδιάγραμμα του συστήματος επικοινωνίας φαίνεται στο Σχ. 3.13, όπου ο πίνακας αρχικής κωδικοποίησης σημειώνεται ως $\mathbf{A_T}$. Ως εκ' τούτου, το διάνυσμα του εισερχόμενου σήματος είναι

$$y = HA_T s + \eta, \tag{3.41}$$

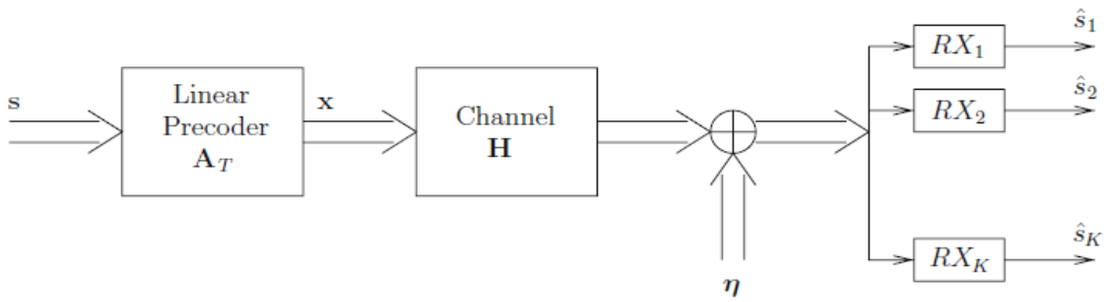
όπου το **H** είναι ένας πίνακας K x N_T, $\mathbf{A_T}$ είναι ένας πίνακας N_T x K, **s** είναι διάνυσμα δεδομένων K x 1, και **η** είναι ένα διάνυσμα Γκαουσιανού θορύβου K x 1. Ο πίνακας που μειώνει το MAI στον δέκτη δίνεται από το πίνακα ψευδό-αντιστροφής Moure-Penrose

$$\mathrm{H}^{+} = \mathrm{H}^{\mathrm{H}}(\mathrm{H}\mathrm{H}^{\mathrm{H}})^{-1}. \tag{3.42}$$

Επομένως, ο πίνακας αρχικής κωδικοποίησης είναι

$$A_T = \gamma \mathrm{H}^{+}, \tag{3.43}$$

όπου γ είναι ο παράγοντας κλίμακας που επιλέγεται ώστε να ικανοποιήσει την ολική κατανομή μεταδιδόμενης ισχύος, $\left\|\mathrm{A}_T s\right\|^2 = P$. Επομένως ο πίνακας αρχικής κωδικοποίησης στο (3.43) επιτρέπει στους ανεξάρτητους χρήστες να ανακτήσουν τα επιθυμητά σύμβολα χωρίς παρεμβολή από τα μεταδιδόμενα σήματα των άλλων χρηστών. Επίσης παρατηρούμε στην ιδιαίτερη περίπτωση που $K = N_T$ και $A_T = \gamma \mathbf{H}^{-1}$, έτσι ώστε ο πίνακας αρχικής κωδικοποίησης να είναι αναλογικός προς στον ανεστραμμένο πίνακα του καναλιού. Αυτό απαιτεί την χρήση ενός μηδενικού εξισωτή που τοποθετείται στον αναμεταδότη.

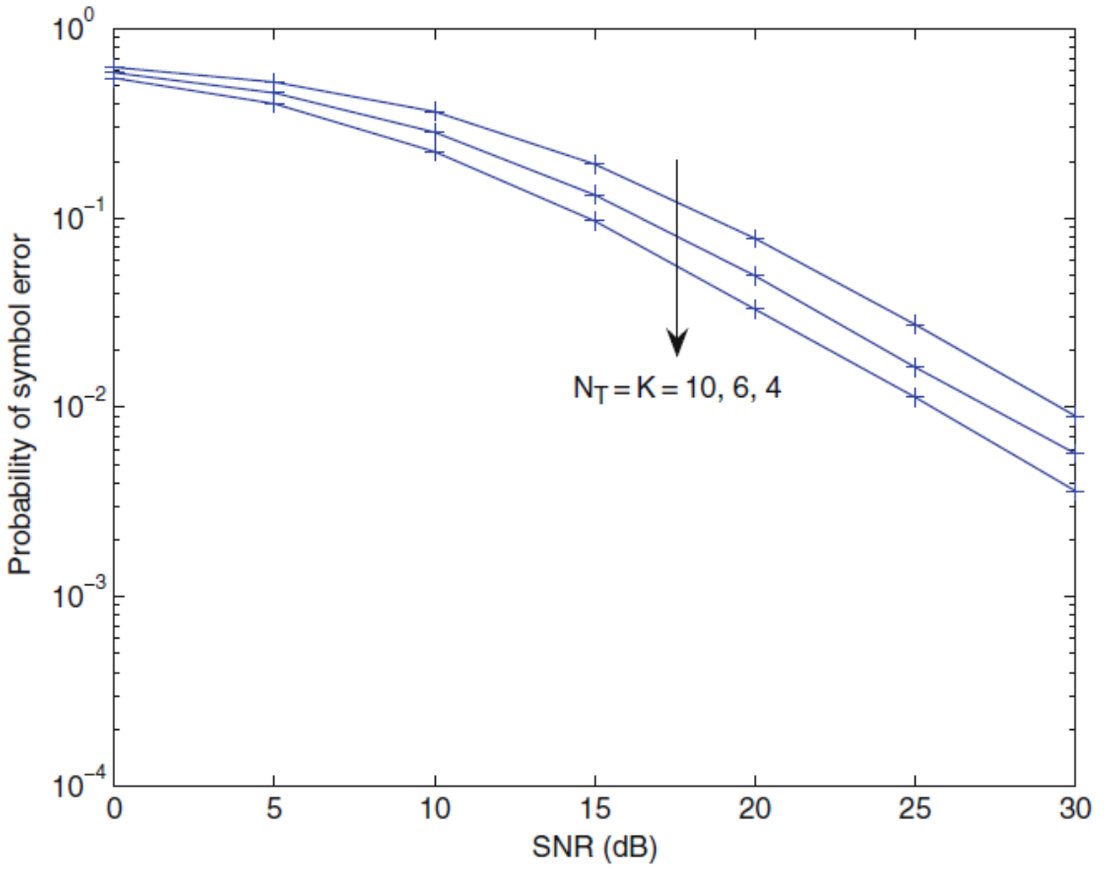


Σχ. 3.13 Μοντέλο συστήματος αναμετάδοσης MIMO που χρησιμοποιεί γραμμική αρχική κωδικοποίηση

Στο Σχ. 3.14 φαίνεται ο ρυθμός απόδοσης λάθους της μηδενικής αρχικής κωδικοποίησης μέσω της προσομοίωσης Monte Carlo για $K = N_T = 4$, 6 και 10 και της διαμόρφωσης QPSK. Τα στοιχεία πίνακα του καναλιού είναι πραγματοποιήσεις σύνθετων εκτιμήσεων δηλαδή, μηδενικές Γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές με ενιαία διασπορά. Παρατηρούμε ότι το εύρος λάθους αυξάνεται όταν αυξάνονται οι χρήστες. Αποδίδουμε αυτή την επιδείνωση της απόδοσης στις μη καλές συνθήκες του πίνακα **H** του καναλιού. Αυτό είναι το σημαντικότερο μειονέκτημα της μηδενικής αρχικής κωδικοποίησης.

Εάν αλλάξουμε την συνθήκη που θέλει μηδενική την παρεμβολή για όλους τους δέκτες, η υποβάθμιση της απόδοσης μπορεί να μειωθεί. Αυτό μπορεί να επιτευχτεί με την χρήση του γραμμικού κριτηρίου MSE στο σχεδιασμό του πίνακα αρχικής κωδικοποίησης $\mathbf{A_T}$. Κατά συνέπεια, επιλέγουμε $\mathbf{A_T}$ ώστε να ελαχιστοποιήσουμε τη συνάρτηση κόστους

$$J(A_T, \gamma) = \arg\min_{\gamma, A_T} \mathrm{E}\left\| \frac{1}{\gamma}(\mathrm{H}A_T s + \eta) - s \right\|^2, \tag{3.44}$$



Σχ. 3.14 Απόδοση της γραμμικής αρχικής κωδικοποίησης με $N_T = K = 4, 6, 10$

που υπόκειται στην κατανομή της μεταδιδόμενης ενέργειας $\left\|\mathrm{A}_{T^S}\right\|^2 = P$ και η προσδοκία στο (3.44) επικαλύπτεται από τον θόρυβο και τα στατιστικά σήματα. Η λύση του κριτήριου MSE είναι ο πίνακας αρχικής κωδικοποίησης

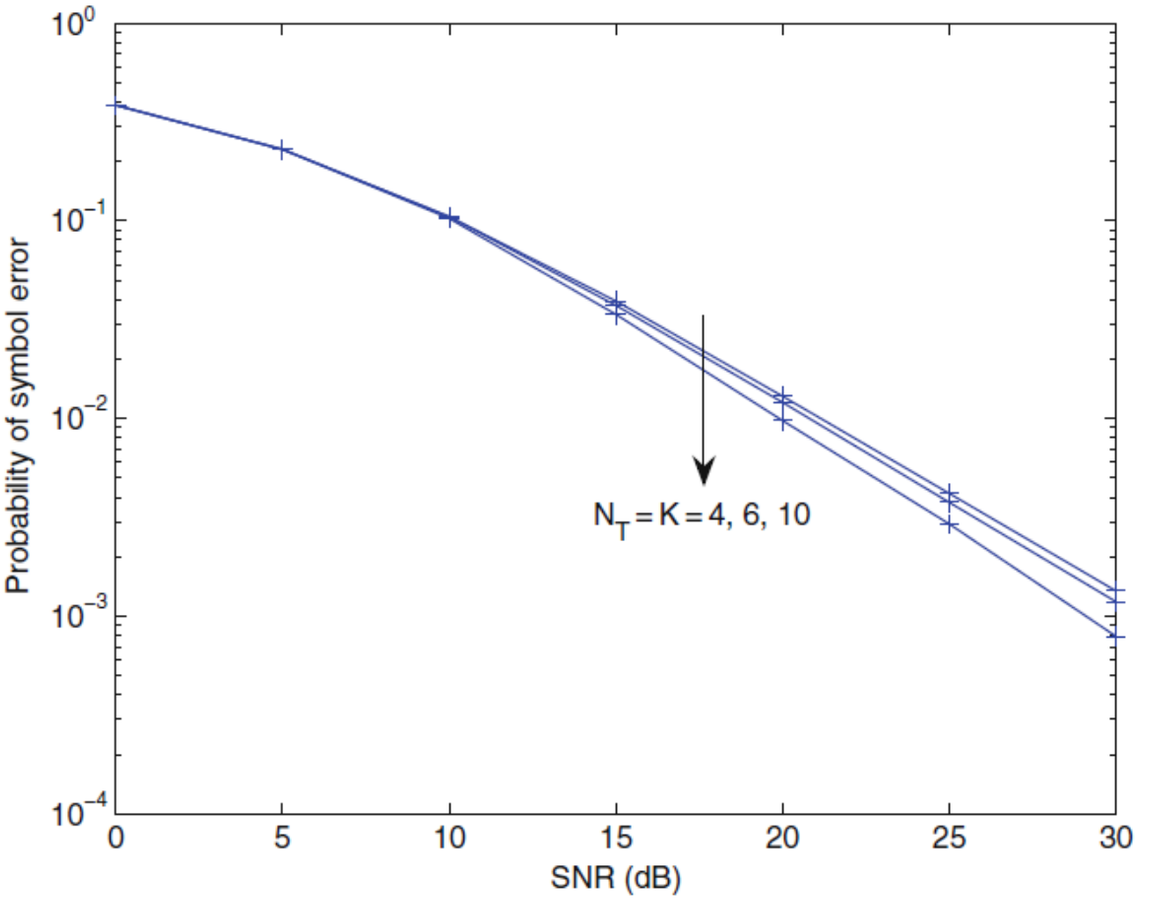
$$A_T = \gamma \mathrm{H}^{\mathrm{H}} (\mathrm{H}\mathrm{H}^{\mathrm{H}} + \beta \mathrm{I})^{-1}, \tag{3.45}$$

όπου γ είναι ο παράγοντας κλίμακας που έχει επιλεγεί για να ικανοποιήσει την κατανομή ισχύος και β ορίζεται ως παράγοντας φόρτισης, που όταν επιλέγεται ως $\beta = K/P$ μεγιστοποιεί την αναλογία σήματος-παρεμβολής-θορύβου (SINR) στον δέκτη [38].

Η απόδοση του εύρους σφάλματος στην γραμμική αρχική κωδικοποίηση MMSE το οποίο αποκτήθηκε από την προσομοίωση Monte Carlo σε ένα κανάλι διάλειψης μη επιλεκτικής-συχνότητας Rayleigh όπως φαίνεται στο Σχ. 3.15 $K = N_T = 4$, 6 και 10. Παρατηρούμε ότι η απόδοση του εύρους σφάλματος βελτιώνεται ελάχιστα όσο ο αριθμός των χρηστών K αυξάνεται και αυτό υπερβαίνει την απόδοση της αρχικής μηδενικής κωδικοποίησης.

3.4.2 Μη γραμμική Αρχική Κωδικοποίηση των Μεταδιδόμενων Σημάτων: Αποδόμηση QR

Όταν ο αναμεταδότης γνωρίζει την παρεμβολή που προκαλείται σε άλλους χρήστες από την μετάδοση του σήματος σε οποιονδήποτε χρήστη, ο αναμεταδότης μπορεί να σχεδιάσει σήματα για κάθε έναν από τους χρήστες ώστε να ακυρώσει την παρεμβολή.



Σχ. 3.15 Απόδοση γραμμικής αρχικής κωδικοποίησης MMSE με $N_T = K = 4, 6, 10$

Το μεγαλύτερο πρόβλημα μιας τέτοιας προσέγγισης είναι να εκτελέσει την ακύρωση της παρεμβολής χωρίς να αυξήσει την ισχύ αναμετάδοσης. Το ίδιο πρόβλημα αντιμετωπίζεται στα κανάλια εξίσωσης της απόφασης-ανατροφοδότησης για ένα και μόνο χρήστη, όπου το φίλτρο ανάδρασης DFE εφαρμόζεται στον αναμεταδότη. Σε αυτή την περίπτωση, όταν η διαφορά ανάμεσα στα επιθυμητά μεταδιδόμενα σήματα και στο ISI υπερβαίνει την περιοχή των επιθυμητών μεταδιδομένων συμβόλων, η διαφορά μειώνεται με την αφαίρεση ενός ακέραιου αριθμού πολλαπλασίου του 2M για M-ary PAM, όπου [-M, M) είναι το εύρος του επιθυμητού σήματος. Αυτή η μη γραμμική μέθοδος αρχικής κωδικοποίησης λέγεται κωδικοποίηση Tomlinson – Harashima [24, 47] μπορεί να εφαρμοστεί για την ακύρωση του MAI σε ένα σύστημα αναμετάδοσης επικοινωνιών MIMO [17, 18, 56].

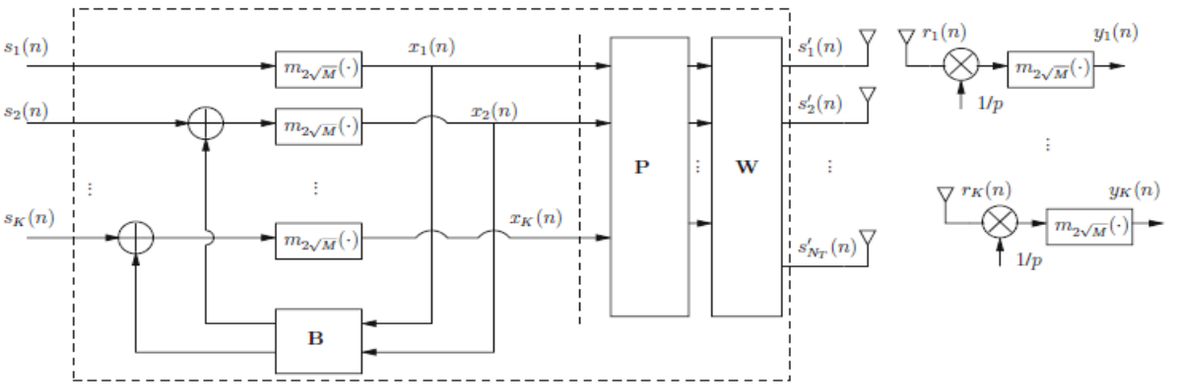
Το Σχ. 3.16 δείχνει τις λειτουργίες αρχικής κωδικοποίησης για συστήματα πολλαπλών χρηστών MIMO. Το κανάλι της παλμικής απόκρισης μεταξύ της i κεραίας μετάδοσης και της κεραίας λήψης του k χρήστη δίνεται από

$$h_{ki}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ki}^{(l)} \delta(t - lT), \tag{3.46}$$

όπου L είναι ο αριθμός των στοιχείων μια πολυδιαδρομής σε ένα κανάλι απόκρισης, T είναι το σύμβολο διάρκειας, και $h_{ki}^{(l)}$ είναι ο συντελεστής σύνθετης εκτίμησης καναλιών της l διαδρομής. Οι συντελεστές καναλιού $\{ h_{ki}^{(l)} \}$ είναι γνωστοί στον αναμεταδότη και είναι μηδενικές πραγματοποιήσεις, κυκλικές συμμετρικές σύνθετες τυχαίες Γκαουσιανές μεταβλητές με διασπορά ίση με

$$E\left[\left|h_{ki}^{(l)}\right|^2\right] = \frac{1}{L} \forall k, i \text{ και } l \tag{3.47}$$

Είναι εύχρηστο να ταξινομήσουμε τους συντελεστές των καναλιών μιας διαδρομής *l* σε ένα $\mathbf{H}^{(l)}$ πίνακα *K* x N_T όπου $[\mathbf{H}^{(l)}]_{ki} = h_{ki}^{(l)}$, i=1, 2,….,$N_T$, k=1, 2,…K.



Σχ. 3.16 Εφαρμογή της αρχικής κωδικοποίησης Tomlinson-Harashima σε ένα σύστημα MIMO

Η ακύρωση MAI τοποθετείτε με χρήση της αποδόμησης QR του καναλικού πίνακα $\mathbf{H}^{(0)}$. Επομένως εκφράζουμε το $[\mathbf{H}^{(0)}]^H$ ως

$$[H^{(0)}]^H = QR, \tag{3.48}$$

όπου το **Q** είναι ένας πίνακας N_T x *K*, όμως $\mathbf{QQ}^H = \mathbf{I}$, και **R** είναι ένας *K* x *K* άνω τριγωνικός πίνακας με διαγώνια στοιχεία {*rii*}. Βασιζόμενοι σε αυτήν την αποδόμηση του $[\mathbf{H}^{(0)}]^H$, το σήμα που μεταδίδεται κωδικοποιείται από πριν με έναν πίνακα διαμόρφωσης

$$W = QA, \tag{3.49}$$

όπου **A** είναι ένας διαγώνιος πίνακας *K* x *K* με διαγώνια στοιχεία *1/rii* , *i* = 1, 2, . .. ,*K*. Το {*rii*} είναι θετικός και πραγματικός αριθμός [48]. Ο πίνακας **P** = *p***I** είναι ένας διαγώνιος πίνακας *K* x *K* που χρησιμοποιείτε για να κλιμακώσει την ισχύ του μεταδιδόμενου σήματος και έχει ως αποτέλεσμα όμοιο SNR για όλους τους χρήστες. Επομένως, έχουμε ένα αποδοτικό πίνακα καναλιού της μορφής

$$\begin{aligned} H^{(0)}WP &= [QR]^H QAP \\ &= pR^H A. \end{aligned} \tag{3.50}$$

Να σημειωθεί ότι $\mathbf{R}^H$ **A** είναι ένας κάτω τριγωνικός πίνακας *K* x *K* με όμοια διαγώνια στοιχεία. Ως αποτέλεσμα, ο χρήστης k βλέπει την παρεμβολή πολλαπλής εισόδου από τους χρήστες 1, 2…., *k* - 1. Επίσης επισημαίνουμε ότι ο αποτελεσματικός πίνακας του καναλιού $\mathbf{H}^{(0)}\mathbf{W} = \mathbf{R}^H$ **A** θα είναι *K* τάξης δεδομένου ότι $N_T \geq K$.

Με την υποβίβαση του πίνακα καναλιού σε έναν κάτω τριγωνικό πίνακα, μπορούμε να αφαιρέσουμε την παρεμβολή από τον αναμεταδότη που κάθε χρήστης θα παρατηρούσε στον δέκτη του. Επομένως, όταν το κανάλι προσθέτει την ίδια παρεμβολή στο μεταδιδόμενο σήμα, το εισερχόμενο σήμα σε κάθε δέκτη δεν θα έχει παρεμβολή.

Εκμεταλλευόμενοι την δομή του κάτω τριγωνικού πίνακα, μπορεί να επιτευχτεί επιτυχώς ακύρωση της παρεμβολής με ένα φίλτρο ανάδρασης που ορίζεται από τον εξής πίνακα

$$\mathrm{B} = [\mathrm{I} - \mathrm{H}^{(0)}W, -H^{(1)}W, -H^{(2)}W, \ldots, -H^{(L-1)}W], \tag{3.51}$$

Όπου ο πίνακας (**I – H**$^{(0)}$**W**) χρησιμοποιείται για να ακυρώσει την παρεμβολή εξ' αιτίας των άλλων χρηστών που συμβαίνει στο τρέχον συμβολικό διάστημα, και οι όροι **– H**$^{(1)}$**W, – H**$^{(2)}$**W,…,– H**$^{(L-1)}$**W** χρησιμοποιούνται για να ακυρώσουν την παρεμβολή λόγο των προηγούμενων σημάτων.

Για να βεβαιωθούμε ότι η αφαίρεση στους όρους της παρεμβολής δεν θα έχει ως αποτέλεσμα αύξηση στην ισχύ της μετάδοσης, χρησιμοποιούμε έναν μετρητή, όπως στην κωδικοποίηση Tomlinson – Harashima, για να περιορίσουμε το εύρος του σήματος στα όρια της διάθρωσης του σήματος. Όμως, η έξοδος των μετρητών στο *n* διάνυσμα συμβόλου, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.16 (για τετραγωνική διαμόρφωση QAM) είναι

$$\begin{aligned} x_n &= \mathrm{mod}_{2\sqrt{M}}[s_n + B\hat{x}_n] \\ &= s_n + B\hat{x}_n - 2\sqrt{Mz_n}, \end{aligned} \tag{3.52}$$

όπου η μέτρηση διενεργείται πάνω σε κάθε πραγματικό και φανταστικό μέρος ενός διανύσματος [$\mathbf{s}_\mathrm{n}$ + **B** $\hat{x}_n$ **]**, x_n είναι ένα διάνυσμα K x 1 στην έξοδο του μετρητή, $\mathrm{s_n}$ είναι ένα διάνυσμα δεδομένων K x 1, $\hat{x}_n$ ορίζεται ως

$$\hat{x}_n = \left[x_n^T, x_{n-1}^T, x_{n-2}^T, \ldots, x_{n-(L-1)}^T \right]^T, \tag{3.53}$$

και $\mathbf{z_n}$ είναι ένα διάνυσμα K x 1 με στοιχεία σύνθετης-τιμής που παίρνουν ακέραιες τιμές, που ορίζονται από τον περιορισμό του πραγματικού και φανταστικού μέρους του $\mathbf{x}_n$ που είναι μέσα στο εύρος του [- √M, √M). Επομένως, το διάνυσμα του μεταδιδόμενου σήματος μπορεί να εκφραστεί ως

$$\begin{aligned} s_n' &= WPx_n \\ &= pWx_n \end{aligned} \tag{3.54}$$

και το διάνυσμα του εισερχόμενου σήματος είναι

$$r_n = p\sum_{i=0}^{L-1} H^{(i)}Wx_{n-i} + \eta_n, \tag{3.55}$$

και ως εκ τούτου,

$$P^{-1}r_n = x_n + (H^{(0)}W - I)x_n + \sum_{i=1}^{L-1} H^{(i)}Wx_{n-i} + \eta'_n. \tag{3.56}$$

Αντικαθιστώντας το **B** και $\mathbf{x_n}$ στην σχέση (3.56) έχουμε ότι

$$P^{-1}r_n = s_n + \eta_n' - 2\sqrt{\mathrm{M}z_n}. \tag{3.57}$$

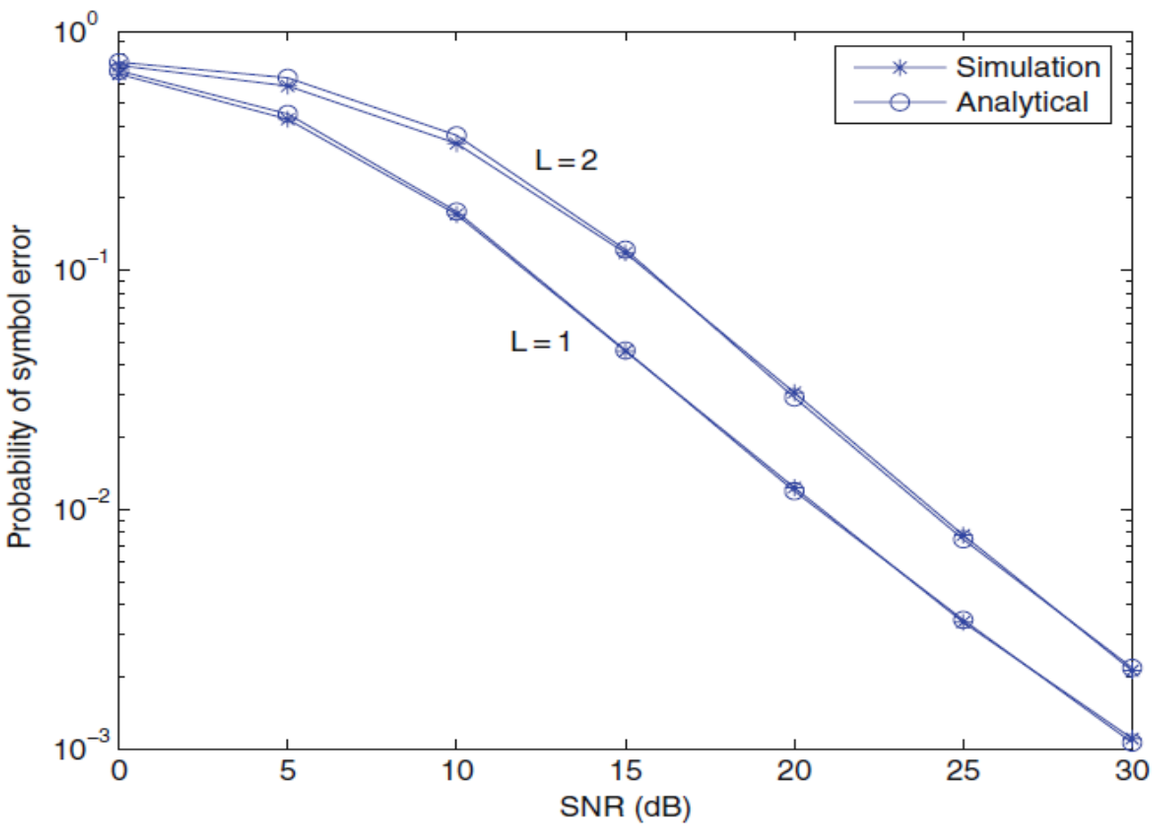
Επομένως, τα MAI και ISI ακυρώνονται τέλεια, έχοντας ως αποτέλεσμα στα στατιστικά τεστ για το *n* διάνυσμα συμβολής όπως ακολουθεί:

$$y_n = \mathrm{mod}_{2\sqrt{M}}\left[\frac{1}{p} r_n\right]. \tag{3.58}$$

3.4.2.1 Βέλτιστη Διάταξη των Αποκεντρωμένων Δεκτών

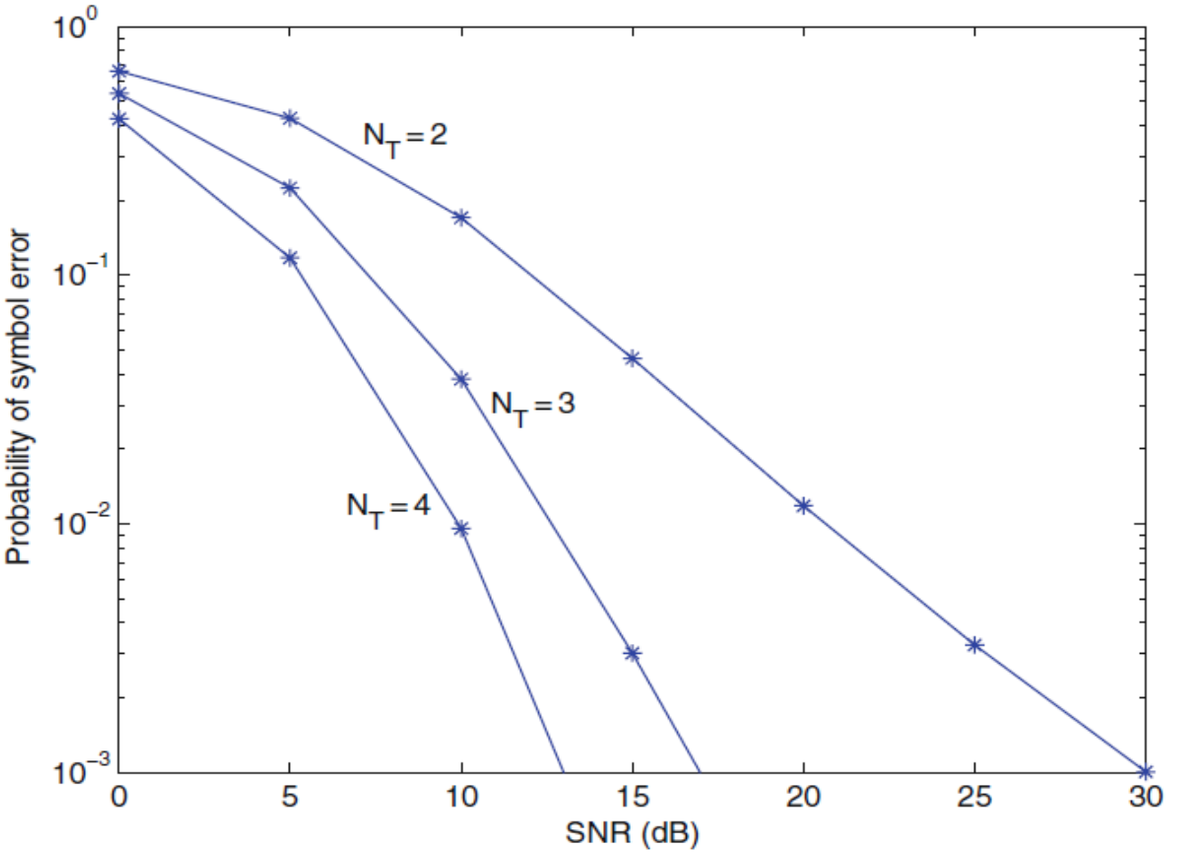
Η διάταξη των K αποκεντρωμένων δεκτών επηρεάζει την κατασκευή του πίνακα $\mathbf{H}^{(0)}$ καναλιού με K x N_T. Υπάρχουν $K!$ πιθανές μεταθέσεις στις στήλες του $[\mathbf{H}^{(0)}]^H$ και ως εκ τούτου υπάρχει μια αποδόμηση QR που σχετίζεται με την μετάθεση. Στην συνέχεια, υπάρχουν $K!$ πίνακες μετασχηματισμού $\mathbf{W} = \mathbf{QA}$, κάθε ένας από αυτούς απαιτεί μια διαφορετική ισχύ μετάδοσης. Προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η συνολική ισχύς αναμετάδοσης είναι απαραίτητο να ψάξουμε όλες τις πιθανές μεταθέσεις των στηλών. Μια τέτοια διαδικασία έρευνας είναι υπολογιστικά χρονοβόρα εκτός από ένα μικρό αριθμό χρηστών. Μια μέθοδος για να απλοποιήσουμε αυτή την έρευνα για την βέλτιστη διάταξη περιγράφεται στο [19].

Η απόδοση ποσοστού σφάλματος της μεθόδου αποδόμησης QR που περιγράφεται παραπάνω έχει υπολογιστεί στο [1, 2]. Στο Σχ. 3.17 φαίνεται πιθανότητα λάθους συμβολής ως μια εξίσωση SNR (η ολική ισχύς του μεταδιδόμενου σήματος για όλες τις κεραίες διαιρείτε από το N_0) για την διαμόρφωση QPSK, L= 1, 2 και $N_T = K$ = 2. Επίσης φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης Monte Carlo. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης επιτυγχάνονται με την μετάδοση 1,000 δεδομένων συμβολής πάνω σε 10,000 κανάλια πραγματοποίησης



Σχ. 3.17 Απόδοση της βέλτιστης διάταξης αποδόμησης QR με $N_T = K$ = 2 and L = 1, 2

Στο Σχ. 3.18 φαίνονται αναλυτικά τα αποτελέσματα του ρυθμού απόδοσης σφάλματος συμβολής για QPSK με $L = 1$ (επίπεδη εξασθένιση), $K = 2$ και $N_T = 2, 3, 4$. Παρατηρούμε ότι η απόδοση συστήματος βελτιώνεται με μια αύξηση του αριθμού των κεραιών μετάδοσης, το οποίο επηρεάζει τα οφέλη της χωρικής ποικιλομορφίας.



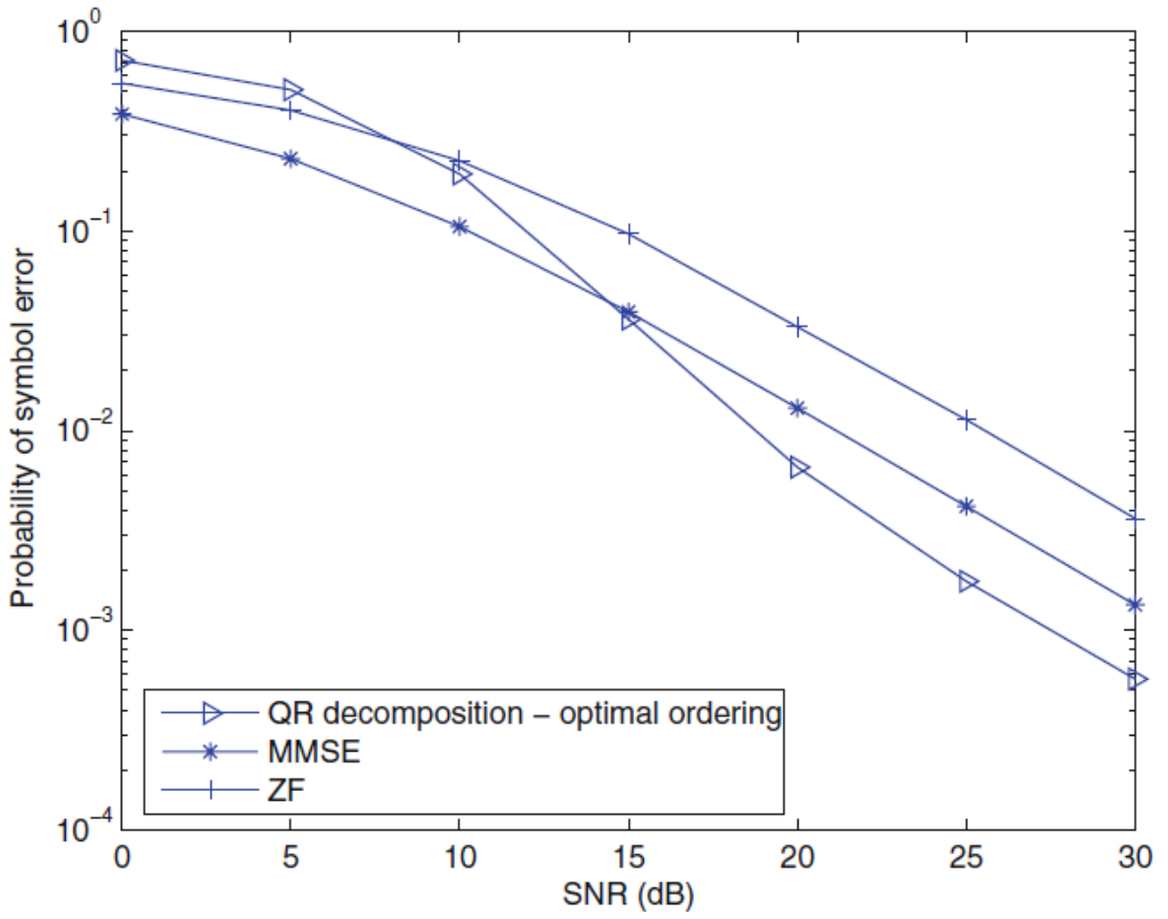
Σχ. 3.18 Απόδοση βέλτιστης-διάταξης αποδόμησης QR με $K = 2$, $L = 1$, και $NT = 2, 3, 4$

Στο Σχ. 3.19 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σε σύγκριση με τον βαθμό απόδοσης σφάλματος της μεθόδου μηδενικής γραμμικής αποκωδικοποίησης (ZF) και της μεθόδου ελαχίστης MSE (MMSE) κωδικοποίησης με την μέθοδο αποδιαμόρφωσης QR για διαμόρφωση QPSK με $L = 1$ και $K = N_T = 4$. Παρατηρούμε ότι η απόδοση της μεθόδου αποδιαμόρφωσης QR είναι καλύτερη από την γραμμική αρχική κωδικοποίηση σε υψηλή SNR, αλλά φτωχότερη σε χαμηλά SNR. Πρέπει να σημειωθεί ότι η βελτιστοποίηση της απόδοσης με την μέθοδο αποδιαμόρφωσης QR για υψηλή SNR γίνεται σε μια σημαντικά υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα σε σχέση με την γραμμική αρχική κωδικοποίηση.

3.4.3 Διανυσματική αρχική κωδικοποίηση

Hochwald και άλλοι στο [26] έχουν περιγράψει και αξιολογήσει την απόδοση μιας διανυσματικής μεθόδους αρχικής κωδικοποίησης στην οποία τα διανυσματικά δεδομένα του **s** που διανέμονται σε K χρήστες τροποποιούνται από την προσθήκη ενός διανύσματος αρχικής κωδικοποίησης με ακεραία στοιχεία όπως φαίνεται στο Σχ. 3.20. Στο οποίο, το τροποποιημένο διάνυσμα σήματος καθορίζεται ως

$$s' = s + \tau \hat{p}, \tag{3.59}$$



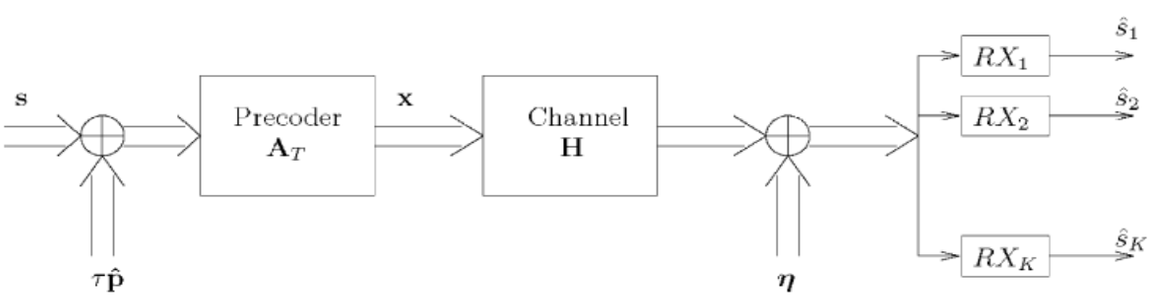
Σχ. 3.19 Σύγκριση της αποδιαμόρφωσης QR και της γραμμικής αρχικής κωδικοποίησης με $N_T = K = 4$

Όπου τα στοιχεία του διανύσματος σήματος που παίρνονται από το τετραγωνικό σήμα QAM, τ είναι ένας πραγματικός θετικός αριθμός και $\hat{p}$ είναι ένα διάνυσμα K-διάστασης με πολύπλοκα στοιχεία των οποίων τόσο τα πραγματικά όσο και τα φανταστικά στοιχεία είναι ακέραιοι αριθμοί.

$$x = A_T(s + \tau\hat{p}), \tag{3.60}$$

Όπου ο πίνακας $\mathbf{A_T}$ δίνεται από

$$A_T = \begin{cases} \gamma \mathrm{H}(\mathrm{HH}^{\mathrm{H}})^{-1} \; zero-forcing\; criterion \\ \gamma \mathrm{H}^{\mathrm{H}}(\mathrm{HH}^{\mathrm{H}} + \beta \mathrm{I})^{-1} \; \mathrm{MMSE} \quad criterion \end{cases} . \tag{3.61}$$



Σχ. 3.20 Μοντέλο συστήματος αναμετάδοσης MIMO που χρησιμοποιεί διανυσματική αρχική κωδικοποίηση

Το διάνυσμα εμφύσησης $\hat{p}$ επιλέγεται για να ελαττώσει την ισχύ του μεταδιδόμενου σήματος

$$\hat{p} = \arg\min_{p} \left\| A_T (s + \tau p) \right|^2, \tag{3.62}$$

υποκείμενο του περιορισμού ότι τα πραγματικά και φανταστικά στοιχεία του κάθε στοιχείου των ακέραιων αριθμών **p**. Οι μέθοδοι επίλυσης ελαχίστων τετραγώνων *K*-διάστασης προβλημάτων πλέγματος και η επιλογή του θετικού αριθμού *τ* περιγράφονται από τον Hochwald και άλλους στο [26].

Το διάνυσμα του εισερχόμενου σήματος

$$r = HA_T (s + \tau \hat{p}) + \eta, \tag{3.63}$$

Όπου *η* είναι το διάνυσμα πρόσθετου θορύβου. Παρόλο που το διάνυσμα εμφύσησης $\hat{p}$ δεν είναι γνωστό στους δέκτες ο χρήστης *m* υποθέτει ότι το εισερχόμενο σήμα έχει την μορφή

$$r_m = \gamma (s_m + \tau p_m) + \eta_m', \tag{3.64}$$

Όπου η_m εμπεριέχει τον προστιθέμενο θόρυβο καναλιού και το MAI από άλλους χρήστες δεδομένου του μη μηδενικού παράγοντα ταξινόμησης *β*. Εφόσον κάθε χρήστης γνωρίζει το *γ* και *τ* ο χρήστης *m* του φορέα ως προς το μέτρο στον πραγματικό και στο φανταστικό στοιχείο του r_m να αφαιρέσει το p_m και μεταθέτει το αποτέλεσμα στο αποκωδικοποιητή. Αποδεικνύετε από τον Hochwald και άλλους στο [26] ότι αυτό το διανυσματικό σχέδιο διαταραχής επιτυγχάνει ποικιλομορφία σήματος σε σύγκριση με την ποικιλομορφία που επιτυγχάνεται από τον ανιχνευτή μέγιστης πιθανότητας.

3.4.4 Μέθοδος Ελάττωσης Πλέγματος για Αρχική Κωδικοποίηση

Η μέθοδος ελάττωσης πλέγματος για την αρχική κωδικοποίηση, που περιγράφεται σε αυτό τμήμα, είναι όμοια με την αρχική κωδικοποίηση για τα κανάλια Tomlinson-Harashima με γνωστή παρεμβολή στον αναμεταδότη. Όπως και σε προηγούμενα κεφάλαια, τα στοιχεία του διανυσματικού σήματος τα οποία μεταβιβάζονται και λαμβάνονται από έναν τετραγωνικό αστέρα σημάτων QAM και επομένως είναι στοιχεία του πλέγματος.

Ένα πλέγμα μπορεί να εκφραστεί μέσω ενός πίνακα παραγωγής **G** του οποίου οι σειρές δείχνουν την βάση τους πλέγματος δηλαδή, όλα τα σημεία ενός πλέγματος μπορούν να γραφτούν ως γραμμικός συνδυασμός των σειρών του **G** με συντελεστές στάθμισης ακέραιους αριθμους. Οποιοδήποτε δικτυακό πλέγμα *Λ* μπορεί να έχει πολλούς πίνακες παραγωγής και πολλές βάσεις για την αντιπροσώπευση σημείων πάνω στο πλέγμα. Συγκεκριμένα, αν το **F** είναι ένας τετραγωνικός πίνακας με ακέραιες καταχωρήσεις όπως det(**F**) = ±1, τότε το $\mathbf{F}^{-1}$ ορίζεται και όλα τα στοιχεία του είναι ακέραιοι αριθμοί. Τότε, **G΄ = GF** είναι παραγωγός του πλέγματος *Λ*. Ο παραγόμενος πίνακας **G΄** καθορίζει μια βάση για το πλέγμα *Λ*. Μια επιθυμητή μορφή της τροποποιημένης βάσης πλέγματος είναι να είναι ορθογώνια ή κοντά σε ορθογώνια βάση με τα μικρότερα μέτρα διανύσματος βάσης. Η διαδικασία εύρεσης μιας τέτοιας βάσης για το πλέγμα ονομάζεται ελάττωση πλέγματος. Παρόλο που η ελάττωση πλέγματος είναι ένα πρόβλημα NP πολλών διαστάσεων, ένας πολυωνιμικός αλγόριθμος υπό-βέλτιστης μείωσης πλέγματος περιγράφεται από τους Lenstra και άλλους [29], ο αποκαλούμενος και ως αλγόριθμος LLL, δίνει πολύ καλά αποτελέσματα.

Ο αλγόριθμος ελάττωσης πλέγματος που αναπτύχτηκε από τους Lenstra και άλλους [29] σχεδιάστηκε για πραγματικά δίκτυα. Οι Gan και Mow [20] έχουν γενικεύσει τον αλγόριθμο LLL για πλέγματα πολλαπλών διαστάσεων. Όμοια με τα πραγματικά πλέγματα, αν **G** είναι ένας πίνακας παραγωγής ενός πολύπλοκου πλέγματος και **G΄ = GF,** όπου **F** είναι ένας τετραγωνικός πίνακας με πολύπλοκα στοιχεία που έχουν ακέραιο πραγματικό και φανταστικό μέρος, έτσι ώστε det(**F**) = ±1 ή det(**F**) = ±j, τότε **G΄** είναι η βάση του πλέγματος που παράγεται από το **G**.

Μπορούμε να εφαρμόσουμε την ελάττωση πλέγματος στις στήλες που $\mathbf{H}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$ για μηδενικό κριτήριο ή για τις στήλες του $\mathbf{H}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H+\beta\mathbf{I})^{-1}$ για το κριτήριο MMSE επομένως, παίρνουμε τον πίνακα $\mathbf{F}_{ZF}$ ή $\mathbf{F}_{MSE}$. Για απλότητα θεωρούμε την ελάττωση του πλέγματος για τον πίνακα $\mathbf{H}^+ = \mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$, το οποίο παράγει τους πίνακες **F** και $\mathbf{F}^{-1}$.
Ο πίνακας αρχικής κωδικοποίησης $\mathbf{A}_T$ δίνεται από

$$\mathrm{A_T} = \mathrm{H}^+ F. \tag{3.65}$$

Το διάνυσμα μεταδιδόμενου σήματος είναι $\mathbf{x} = \mathbf{A}_T\mathbf{s}΄$, όπου s΄ = $\mathrm{mod}_{2\sqrt{\mathrm{M}}}[\mathbf{Fs}]$, και τα στοιχεία του διανύσματος σήματος *K*-διάστασης **s** επιλέγονται από έναν αστέρα σήματος M QAM. Το διάνυσμα εισερχόμενου σήματος είναι

$$\begin{aligned} y &= Hx + \eta \\ &= \mathrm{HA_T}s΄ + \eta \\ &= Fs΄ + \eta \\ &= \mathrm{mod}_{2\sqrt{M}}[s] + \eta. \end{aligned} \tag{3.66}$$

Επομένως, κάθε δέκτης αντλεί τις πληροφορίες σήματος χωρίς παρεμβολή από τους άλλους χρήστες.

Η τεχνική ελάττωσης του πλέγματος φαίνεται ότι έχει απόδοση η οποία είναι συγκρίσιμη με εκείνη που επιτυγχάνεται από την μέθοδο αρχικής κωδικοποίησης μέσω διανύσματος που περιγράφτηκε προηγουμένως. Στην πραγματικότητα, η ποικιλομορφία σήματος που επιτυγχάνεται μέσω της τεχνικής ελάττωσης πλέγματος είναι συγκρίσιμη με την ποικιλομορφία σήματος που επιτυγχάνεται από την ανίχνευση μέγιστης πιθανότητας, αλλά η τεχνική ελάττωσης πλέγματος έχει πολύ μικρότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Το οποίο αναφέρεται στα συγγράμματα των Windpassinger και άλλους [55] και Taherzadeh και άλλους [46].

3.5 Συμπεράσματα

Ο στόχος αυτού του κεφαλαίου ήταν να παρουσιάσει μια επισκόπηση των τεχνικών που καταπολεμούν την παρεμβολή σε συστήματα ασύρματης επικοινωνίας. Αυτό επιτεύχθηκε μέσω της θεώρησης χαρακτηριστικών καταστάσεων όπου η μείωση της παρεμβολής και/ή καταστολή της είναι απαραίτητη για να εξασφαλιστεί η ικανοποιητική λειτουργία των συστημάτων, σε αυτά τα παραδείγματα εμπεριέχονται τόσο σενάρια ανερχόμενης όσο και κατερχόμενης ζεύξης. Τα βασικά σχέδια κυματομορφής ήταν άμεσες ακολουθίες ενιαίου φορέα, άμεσες ακολουθίες πολλαπλών φορέων και OFDM και περιείχαν επίσης συστήματα SISO και MIMO. Το θεμελιώδες συμπέρασμα που προέρχεται από το υλικό που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο είναι ότι πολλά συστήματα επικοινωνιών δεν μπορούν να λειτουργήσουν εν την απουσία ρητών διαδικασιών καταστολής/μείωσης παρεμβολής, των διαφόρων τεχνικών διαμόρφωσης και τεχνικών κωδικοποίησης διόρθωσης σφάλματος που υιοθετούνται από αυτό το σχέδιο.

Βιβλιογραφία

1. Amihood, P., Masry, E., Milstein, L.B., Proakis, J.G.: Analysis of a MISO pre-BLAST DFE technique for decentralized receivers. In: Proceedings of 40th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp. 1587–1592. Pacific Grove, CA (2006).
2. Amihood, P., Masry, E., Milstein, L.B., Proakis, J.G.: Performance analysis of a pre-BLAST DFE technique for MISO channels with decentralized receivers. IEEE Trans. Commun. **55**, 1385-1396 (2007).
3. Batra, A., Lingam, S., Balakrishnan, J.: Multi-band OFDM: A cognitive radio for UWB. In: Conference Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 4094–4097. Island of Kos, Greece (2006).
4. Batra, A., Zeidler, J.R.: Narrowband interference mitigation in OFDM systems. In: Proceedings of the IEEE Military Communications Conference (MILCOM). San Diego, CA (2008).
5. Batra, A., Zeidler, J.R., Beex, A.A.: A two-stage approach to improving the convergence of least-mean square decision-feedback equalizers in the presence of severe narrowband interference. EURASIP J. Adv. Signal Process. (2008). Article ID 390102.
6. Baum, C.W., Pursley, M.B.: Bayesian methods for erasure insertion in frequency-hop communication systems with partial-band interference. IEEE Trans. Commun. **40**, 1231–1238 (1992).
7. Bingham, J.A.C.: Multicarrier modulation for data transmission : An idea whose time has come. IEEE Commun. Mag. **28**, 5–14 (1990).
8. Carron, G., Ness, R., Deneire, L., der Perre, L.V., Engles, M.: Comparison of two modulation techniques using frequency domain processing for in-house networks. IEEE Trans. Consumer Electron. **47**, 63–72 (2001).
9. Chong, L.L., Milstein, L.B.: Comparing DS-CDMA and multicarrier CDMA with imperfect channel estimation. In: Proceedings of 11th IEEE Workshop on Statistical Signal Processing, pp. 385–388. Singapore (2001).
10. Chouly, A., Brajal, A., Jourdan, S.: Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems. In: Proceedings of the IEEE Global Telecommunications (Globecom) Conference, pp. 1723–1728. Houston (1993).
11. Cimini, L.J.: Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. IEEE Trans. Commun. **COM-33**, 665–675 (1985).
12. Coulson, A.J.: Bit error rate performance of OFDM in narrowband interference with excision filtering. IEEE Trans. Wireless Commun. **5**, 2484–2492 (2006).
13. Da Silva, V.M., Sousa, E.S.: Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC), pp. 995–999. Ottawa (1993).
14. Darsena, D.: Successive narrowband interference cancellation for OFDM systems. IEEE Commun. Lett. **11**, 73–75 (2007).
15. Fazel, K., Kaiser, S.: Multi-carrier and Spread Spectrum Systems. John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, (2003).
16. Fazel, K., Papke, L.: On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication systems. In: Proceedings of the IEEE Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC) Conference, pp. 468–472. Yokahama (1993).
17. Fischer, R.F.H.: Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission. John Wiley & Sons, New York, NY (2002).
18. Fischer, R.F.H., Windpassinger, C., Lampe, A., Huber, J.B.: Space-time transmission using Tomlinson-Harashima precoding. In: Proceedings 4th International ITG Conference on Source and Channel Coding, pp. 139–147. Berlin (2002).
19. Foschini, G.J., Golden, G.D., Valenzuela, R.A., Wolniansky, P.W.: Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays. IEEE J. Selected Areas Commun. **17**, 1841–1852 (1999).
20. Gan, Y.H., Mow, W.H.: Accelerated complex lattice reduction algorithm applied to MIMO detection. In: Proceedings of 48th IEEE Global Telecommunications Conference, pp. 2953–2957. St. Louis, MO (2005).
21. Gerakoulis, D., Salmi, P.: An interference suppressing OFDM system for wireless communication. In: IEEE International Conference on Communications (ICC), pp. 480–484. New York, NY (2002).

22. Gray, R.M.: Toeplitz and circulant matrices: A review. Foundations Trends Commun. Inform. Theory **2**, 155–239 (2006).
23. Hara, S., Prasad, R.: Overview of multicarrier CDMA. IEEE Commun. Mag. **35**, 126–133 (1997).
24. Harashima, H., Miyakawa, H.: Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. IEEE Trans. Commun. **COM-20**, 774–780 (1972).
25. Haykin, S.: Adaptive Filter Theory, Fourth edn. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ (2002).
26. Hochwald, B.M., Peel, C.B., Swindlehurst, A.L.: A vector-perturbation technique for near capacity multiantenna multiuser communication – Part II: Perturbation. IEEE Trans. Commun. **53**, 537–544 (2005).
27. IEEE 802.11: Wireless LAN medium access control (MAC) physical layer (PHY) specifications, amendment 1: High-speed physical layer in the 5 GHz band (1999).
28. Kondo., S., Milstein, L.B.: Performance of multicarrier DS CDMA systems. IEEE Trans. Commun. **44**, 238–246 (1996).
29. Lenstra, A.K., Lenstra, H.W., Lov´ sz, L.: Factoring polynomials with rational coefficients.a Math. Ann. **261**, 515–534 (1982).
30. Li, L.M., Milstein, L.B.: Rejection of narrow-band interference in PN spread-spectrum systems using transversal filters. IEEE Trans. Commun. **30**, 925–928 (1982).
31. Li, L.M., Milstein, L.B.: Rejection of CW interference in QPSK systems using decision-feedback filters. IEEE Trans. Commun. **COM-31**, 473–483 (1983).
32. Ling, A.S., Milstein, L.B.: Trade-off between diversity and channel estimation errors in asynchronous MC-DS-CDMA and MC-CDMA. IEEE Trans. Commun. **56**, 584–597 (2008).
33. Milstein, L.B.: Interference Suppression to aid acquisition in direct-sequence spread spectrum communications. IEEE Trans. Commun. **36,** 1200–1207 (1988).
34. Milstein, L.B., Schilling, D.L., Pickholtz, R.L., Erceg, V., Kullback, M., Kanterakis, E.G., Fishman, D.S., Biederman, W.H., Salerno, D.C.: On the feasibility of a CDMA overlay for personal communications networks. IEEE J. Selected Areas Commun. **10**, 655–668 (1992).
35. Mitola, J., Maguire, G.Q.: Cognitive radio: making software radios more personal. IEEE Personal Commun. Mag. **6,** 13–18 (1999).
36. Nassar, C.R., Natarajan, B., Wu, Z., Wiegandt, D., Zekavat, S.A., Shattil, S.: Multi-carrier Technologies for Wireless Communications. Kluwer Academic Publishers, Boston, MA (2002).
37. Nilsson, R., Sj¨ berg, F., LeBlanc, J.P.: A rank-reduced LMMSE canceller for narrowbando interference suppression in OFDM-based systems. IEEE Trans. Commun. **51**, 2126–2140 (2003).
38. Peel, C.B., Hochwald, B.M., Swindlehurst, A.L.: A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication – Part I: Channel inversion and regularization. IEEE Trans. Commun. **53**, 195–202 (2005).
39. Proakis, J.G.: Digital Communications, Fourth edn. McGraw Hill, Boston, MA (2001).
40. Proakis, J.G., Manolakis, D.G.: Introduction to Digital Signal Processing. MacMillian, New York, NY (1998).
41. Redfern, A.J.: Receiver window design for multicarrier communication systems. IEEE J. Select. Areas Commun. **20**, 1029–1036 (2002).
42. Shensa, M.J.: Time constants and learning curves of LMS adaptive filters. Tech. Rep. 312, Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA (1978).
43. da Silva, C.R.C.M.: Performance of spectra-encoded ultra-wideband communication systems in the presence of narrow-band interference. Ph.D. thesis, University of California, San Diego (2005).
44. da Silva, C.R.C.M., Milstein, L.B.: The effects of narrow-band interference on UWB communication systems with Imperfect channel estimation. IEEE J. Select. Areas Commun. **24**, 717–723 (2006).
45. Snow, C., Lampe, L., Schober, R.: Error rate analysis for coded multicarrier systems over quai-static fading channels. IEEE Trans. Commun. **55**, 1736–1746 (2007).
46. Taherzadeh, M., Mobasher, A., Khandani, A.: Communication over MIMO broadcast channels using lattice-basis reduction. IEEE Trans. Inform. Theory **53**, 4567–4582 (2007).
47. Tomlinson, M.: A New Automatic Equalizer Employing Modulo Arithmetic. IEE Electron. Lett. **7,** 138–139 (1971).
48. Tulino, A.M., Verdu, S.: Random Matrix Theory and Wireless Communications. Now Publishers Inc., Boston, MA (2004).
49. Wang, J., Milstein, L.B.: Adaptive LMS filters for cellular CDMA overlay situations. IEEE J. Select. Areas Commun. 14, 1548–1559 (1996).
50. Wang, T., Proakis, J.G., Masry, E., Zeidler, J.R.: Performance degradation of OFDM systems due to Doppler spreading. IEEE Trans. Wireless Commun. 5, 1422–1432 (2006).

51. Wang, T., Proakis, J.G., Zeidler, J.R.: Analysis of per-channel equalized filtered multitone modulations over time-varying fading channels. In: Proceedings of the IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) (2006).
52. Wang, T., Proakis, J.G., Zeidler, J.R.: Interference analysis of filtered multitone modulation over time-varying fading channels. IEEE Trans. Commun. **55**, 717–727 (2007).
53. Wei, P., Zeidler, J.R., Ku, W.H.: Adaptive interference suppression for CDMA overlay systems. IEEE J. Select. Areas Commun. **12**, 1510–1523 (1994).
54. Weinstein, S.B., Ebert, P.M.: Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. IEEE Trans. Commun. Technol. **COM-19**, 628–634 (1971).
55. Windpassinger, C., Fischer, R.F.H., Huber, J.B.: Lattice-reduction-aided broadcast precoding. IEEE Trans. Commun. **52**, 2057–2060 (2004).
56. Windpassinger, C., Fischer, R.F.H., Vencel, T., Huber, J.B.: Precoding in multi-antenna and multi-user communications. IEEE Trans. Wireless Commun. **3,** 1305–1316 (2004).
57. Wu, Z., Nassar, C.R.: Narrowband interference rejection in OFDM via carrier interferometry spreading codes. IEEE Trans. Wireless Commun. **4**, 1491–1505 (2005).
58. Yee, N., Linnartz, J.P.: Wiener filtering of multi-carrier CDMA in a Rayleigh fading channel. In: Proceedings of the IEEE Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC) Conference, pp. 1344–1347. The Hague (1994).
59. Yee, N., Linnartz, J.P., Fettweis, G.: Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio. In: Proceedings of the IEEE Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC) Conference, pp. 109–113. Yokahama (1993).
60. Zeidler, J.R.: Performance analysis of LMS adaptive prediction filters. Proc. IEEE **78**, 1781 - 1806 (1990).
61. Zeidler, J.R., Satorius, E.H., Chabries, D.M., Wexler, H.T.: Adaptive enhancement of multiple sinusoids in uncorrelated noise. IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Process. **ASSP-26**, 240 - - 254 (1978).