



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΤΕ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Μελέτη μοντελοποίησης ασύρματου καναλιού και βασικών αρχών
του OFDM**

του ΛΑΜΠΑΡΔΑΚΗ ΑΝΑΡΓΥΡΟΥ (Α.Μ.:4017)

Επιβλέπων Καθηγητής: Δρ. Κόκκινος Ευάγγελος

ΧΑΝΙΑ ΙΟΥΛΙΟΣ 2013

ΝΕΕΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΕΙΣ ΣΕ ΕΡΕΥΝΑ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	3
Ακρωνύμια.....	4
Κεφάλαιο 1 - Μέτρηση και μοντελοποίηση ασύρματων καναλιών.....	6
1.1 Πρόλογος.....	6
1.2 Μια σύντομη Ιστορία.....	8
1.3 Χαρακτηρισμός των ασύρματων καναλιών.....	10
1.4 Ανάπτυξη νέου μοντέλου καναλιών.....	16
1.5 Μέτρηση των ασύρματων καναλιών.....	19
1.6 Πρόσφατες διαμορφώσεις στη μοντελοποίηση καναλιών.....	22
1.6.1 Μοντέλα καναλιών για Ultrawideband Ασύρματα Συστήματα.....	22
1.6.2 Μοντέλα καναλιών βασισμένα σε MIMO για ασύρματα συστήματα.....	24
1.6.3 Μοντέλα καναλιών για Body Area Networks.....	27
1.6.4 Μοντέλα καναλιών για δίκτυα Vehicular μικρής εμβέλειας.....	29
1.6.5 Μοντέλα καναλιών για 60 GHz και Terahertz Συστήματα.....	31
1.7 Συμπεράσματα.....	33
Αναφορές.....	34
Κεφάλαιο 2 - OFDM: Αρχές και τις προκλήσεις.....	37
2.1 Εισαγωγή.....	37
2.2 Ιστορία και εξέλιξη του OFDM.....	38
2.3 Το όφελος από τη χρήση Multi-carrier μετάδοσης.....	39
2.4 Συστήματα Πομποδέκτη OFDM.....	43
2.5 Αναλυτικό μοντέλο για OFDM σύστημα.....	45

2.5.1	Πομπός.....	45
2.5.2	Κανάλι.....	47
2.5.3	Δέκτης.....	48
2.5.4	Δειγματοληψία.....	51
2.6	Πλεονεκτήματα του συστήματος OFDM.....	52
2.6.1	Καταπολέμηση της ISI και τη μείωση της ICI.....	52
2.6.2	Φασματική απόδοση.....	54
2.6.3	Κάποια άλλα πλεονεκτήματα του συστήματος OFDM.....	55
2.7	Μειονεκτήματα του συστήματος OFDM.....	55
2.7.1	Αυστηρή απαίτηση συγχρονισμού.....	55
2.7.2	Μέση αναλογία αιχμής ισχύος (PAPR).....	56
2.7.3	Co-Channel παρέμβαση στην κυψελοειδή OFDM.....	56
2.8	Θέματα σχεδιασμού OFDM συστήματος.....	56
2.8.1	Απαιτήσεις σχεδιασμού συστήματος OFDM.....	57
2.8.2	Παράμετροι σχεδιασμού συστήματος OFDM.....	57
2.9	Multi-carrier με βάση τεχνικές πρόσβασης.....	59
2.9.1	Ορισμός βασικών σχεδίων.....	59
2.9.1.1	OFDM-TDMA.....	59
2.9.1.2	OFDMA.....	60
2.9.1.3	OFDM-CDMA.....	60
2.9.1.4	Σχετική Σύγκριση.....	61
2.10	Single-Carrier vs Multi-carrier, TDE vs FDE.....	63
2.10.1	Single-Carrier FDE.....	63
2.10.2	Single-Carrier vs Multi-carrier, FDE vs TDE.....	64
2.10.3	Αναλογίες και διαφορές μεταξύ OFDM και SCFDE.....	65
2.10.4	Διαλειτουργικότητα SCFDE και OFDM.....	67
2.11	OFDMA: Ένα παράδειγμα μελλοντικών εφαρμογών.....	70
2.12	Συμπεράσματα.....	72
	Αναφορές.....	73
	Κεφάλαιο 3 - Πρόσφατες προόδους στις Ακολουθίες χαμηλής συσχέτισης.....	75
3.1	Εισαγωγή.....	75
3.2	Κυκλικό Hadamard διαφοράς συνόλων.....	76
3.2.1	Εισαγωγή.....	76
3.2.1.1	Ο Μετασχηματισμός Hadamard.....	79
3.3	Ο συντελεστής αξίας της δυαδικής ακολουθίας.....	82
3.3.1	Εισαγωγή.....	83
3.3.1.1	Ακολουθίες με Υψηλό Συντελεστή Merit.....	84
3.3.1.2	Κατασκευή Οικογενειών Ακολουθίας με Υψηλό Συντελεστή Αξίας.....	85
3.4	Χαμηλής συσχέτισης ακολουθίες QAM.....	88
3.4.1	Προκαταρκτικά.....	89
3.4.2	Τεταρτογενής οικογένεια A.....	90
3.4.3	Κανονική 16-QAM Οικογένεια CQ.....	90
3.4.4	Επεκτάσεις και βελτιώσεις.....	92
3.4.4.1	Επέκταση σε M^2 -QAM.....	92
3.4.4.2	Βελτίωση Μέσω Interleaving.....	92
3.4.4.3	Άλλες Ιδιότητες.....	94
3.4.5	Παράδειγμα: Παραγωγή μίας 16-QAM Ακολουθίας.....	95
3.5	Ζώνη ακολουθιών χαμηλής συσχέτισης.....	95

3.6	Πρόσθετες σημειώσεις.....	98
3.6.1	Ικανότητα Παράγοντα.....	98
3.6.2	Ακολουθίες QAM.....	98
3.6.3	Ζώνη ακολουθιών χαμηλής συσχέτισης.....	99
3.7	Συμπεράσματα.....	99
	Αναφορές.....	100

Περίληψη

Η εργασία αυτή αποτελείται από τρία κεφάλαια. Το κεφάλαιο 1 εστιάζει στη μοντελοποίηση και την μέτρηση του ασύρματου καναλιού. Πολλά από τα σύγχρονα ευρυζωνικά συστήματα διαμόρφωσης χρησιμοποιούν την τεχνολογία OFDM, δηλ. την ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας, ως βάση διασύνδεσης του αέρα. Αυτή είναι μια σχετικά παλιά τεχνολογία, αλλά μόνο πρόσφατα έχει τεθεί μαζική εμπορική χρήση, σε ασύρματα τοπικά δίκτυα και συστήματα κινητής τηλεφωνίας 4G-LTE, στο WiMax, στην ευρυζωνική πρόσβαση στο internet (x DSL), στην ψηφιακή τηλεόραση και στο ψηφιακό ραδιόφωνο (DAB). Το κεφάλαιο 2 περιγράφει αυτήν την σημαντική τεχνολογία λεπτομερώς. Στα συστήματα πολλαπλών χρηστών, στην εκτίμηση καναλιού και στο συγχρονισμό απαιτείται η χρήση ψευδο-τυχαίων ακολουθιών με χαμηλή συσχέτιση και αυτό είναι το αντικείμενο του κεφαλαίου 3.

Summary

This work consists of three chapters. Chapter 1 focuses on the modeling and measurement of the wireless channel. Many of the modern wideband modulation technology are using OFDM, i.e. the orthogonal frequency division multiplexing, as the basis of the air interface. This is a relatively old technology, but only recently has been massively commercial in wireless LANs and cellular systems 4G-LTE, in WiMax, broadband access to the internet (xDSL), digital television and digital radio (DAB). Chapter 2 describes this breakthrough technology in detail. In multiple users systems, in channel estimation and in synchronization requires the use of pseudo-random sequences with low correlation and this is the subject of Chapter 3.

Πρόλογος

Τα τελευταία χρόνια, έχει σημειωθεί σημαντική πρόοδος στον τομέα της σχεδίασης ασύρματων συστημάτων. Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα είχαν πολύ μεγάλη επιτυχία, κάτι το οποίο αναμένεται να συνεχιστεί και στο μέλλον. Τα κυψελωτά συστήματα τρίτης γενιάς, έχουν αναπτυχθεί αρκετά καθώς επίσης παρατηρούμε ότι υπάρχει αυξανόμενη καταναλωτική ζήτηση. Τα συστήματα τέταρτης γενιάς είναι ήδη σε λειτουργία στην Ελλάδα. Κάποια άλλα συστήματα περιλαμβάνουν δίκτυα αισθητήρων, συσκευές που ενσωματώνονται στο ανθρώπινο σώμα (BAN –Body Area Networks), ασύρματα προσωπικά δίκτυα (WPAN- Wireless Personal Area Networks) και συστήματα εντοπισμού θέσης (positioning systems). Η μεγάλη εμπορική επιτυχία των συστημάτων δεύτερης και τρίτης γενιάς, έχει φέρει μεγάλη πρόοδο στην έρευνα σχεδιασμού ασύρματων συστημάτων τις τελευταίες δύο δεκαετίες. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα, να επινοηθούν νέες έννοιες με πολύ γρήγορο ρυθμό.

Ακρωνύμια

3G	third generation
APP	a posteriori probability
AWGN	additive white Gaussian noise
BC	broadcast channel
BD-ZF	block diagonalization - zero forcing
BER	bit error rate
BPA	belief propagation algorithm
BS	base station
CDMA	code division multiple access
CIR	carrier to interference ratio
CIR	channel impulse response
CLPC	closed loop power control
CSI	channel state information
DE	density evolution
DPC	dirty paper coding
DS-CDMA	direct sequence code division multiple access
DSL	digital subscriber line
EM	expectation maximization
GBC	Gaussian broadcast channel
GMAC	Gaussian multiple access channel
GRP	greedy rate packing
GRP-PC	greedy rate packing – power control
GZF	greedy zero forcing
IC	interference cancellation
IEEE	institute of electrical and electronic engineers
IID	independent and identically distributed
LB	linear beamforming
MAC	multiple access channel
MAI	multiple access interference
MAP	maximum a posteriori
MIMO	multiple input multiple output
ML	maximum likelihood
MMSE	minimum mean square error
MS	mobile station
MT	mobile terminal
OSF	optimal spreading factor

OSF-PC	optimal spreading factor – power control
PCC	power control command
PDF	probability density function
QoS	quality of service
RBF	random beamforming
RF	radio frequency
RHS	right hand side
SINR	signal to noise + interference ratio
SIR	signal to interference ratio
SNR	signal to noise ratio
SPA	sum product algorithm
SVD	singular value decomposition
TDMA	time division multiple access
THP	Tomlinson Harashima precoding
VBLAST	Vertical Bell Labs Space - Time Architecture
WLAN	wireless local area network
ZF	zero forcing

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΜΕΤΡΗΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ

1.1 Πρόλογος

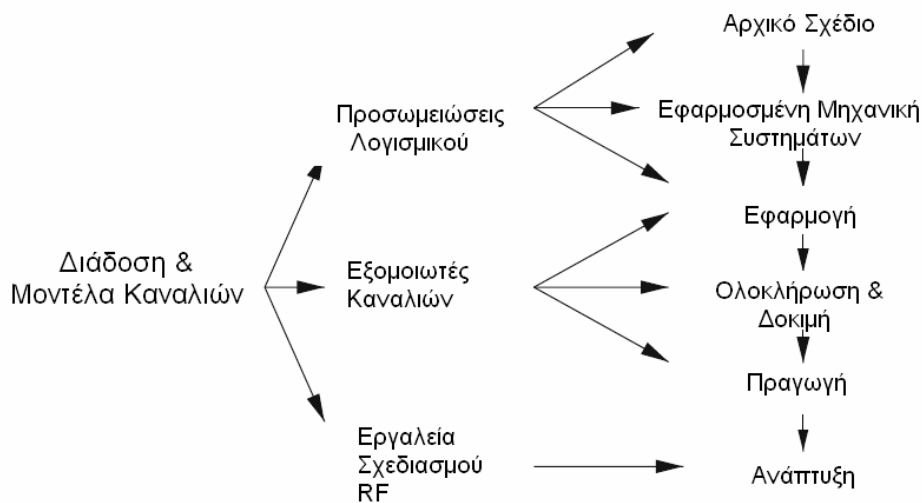
Καθώς τα ασύρματα σήματα διασχίζουν τη διαδρομή από τον πομπό στον δέκτη, θα διαθλώνται, θα διασκορπίζονται και θα απορροφούνται από το έδαφος, τα δέντρα, τα κτίρια, τα οχήματα και τους ανθρώπους που αποτελούν το περιβάλλον διάδοσης. Κατά την διαδικασία αυτή, μπορεί το σήμα να παραμορφωθεί ή να εξασθενιστεί με διάφορους τρόπους. Η παρουσία εμποδίων κατά μήκος της διαδρομής ενδέχεται να προκαλέσει στο σήμα να υποστεί μεγαλύτερη εξασθένηση απ'ότι θα ήταν υπό συνθήκες ελεύθερου χώρου. Εάν το σήμα διανέμεται μέσω εμποδίων σε όλη την καλυπτόμενη περιοχή, τα αντίγραφα του σήματος μπορούν να ακολουθήσουν πολλαπλές διαδρομές από τον πομπό στον δέκτη. Επειδή τα αντίγραφα θα φθάσουν στον δέκτη μετά από διαφορετικές καθυστερήσεις, το σήμα θα υποστεί χρονική διασπορά. Επειδή τα αντίγραφα θα φθάσουν και από διαφορετικές κατευθύνσεις, το σήμα θα υποστεί γωνιακή διασπορά. Εάν, είτε οι σκεδαστές ή ένα από τα τερματικά είναι σε κίνηση, οι ταχύτατες αλλαγές στη σχέση φάσης μεταξύ των πολύδρομων συνιστωσών θα προκαλέσουν στο σήμα τυχαία εξασθένηση, πιθανόν έντονα. Τέτοια διακύμανση στην ένταση λαμβανόμενου σήματος με το χρόνο είναι ισοδύναμη με την συχνότητα διασποράς. Η συσχέτιση μεταξύ της παραμόρφωσης που παρατηρείται στην έξοδο των γειτονικών κεραιών λήψης θα εξαρτάται από τον τύπο και την διαμόρφωση των κεραιών και το εύρος των γωνιών κατά τις οποίες θα φθάσουν τα σήματα αυτά.

Ο σκοπός της σχεδίασης καναλιού είναι να καταγραφεί η γνώση και η κατανόηση του τρόπου με τον οποίο το περιβάλλον διάδοσης παρεμποδίζει και παραμορφώνει τα ασύρματα σήματα σε μια μορφή χρήσιμη στον σχεδιασμό, την δοκιμή και την προσομοίωση των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας. Σχεδιαστές και προγραμματιστές χρησιμοποιούν αυτά τα μοντέλα καναλιών για να προβλέψουν και να συγκρίνουν την απόδοση των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας υπό ρεαλιστικές συνθήκες και για να σχεδιάσουν και να αξιολογήσουν μεθόδους για τον περιορισμό των εξασθενίσεων και παραμορφώσεων που υποβαθμίζουν τα ασύρματα σήματα. Η

σπουδαιότητα των μοντέλων καναλιών στο ασύρματο σύστημα σχεδίου έχει εδώ και καιρό αναγνωριστεί. Πράγματι, μερικοί έχουν ισχυριστεί ότι από όλες τις ερευνητικές δραστηριότητες που συνδέονται με το ραδιόφωνο κινητού που έλαβαν χώρα κατά την διάρκεια των ετών, εκείνες που αφορούν τον χαρακτηρισμό και την μοντελοποίηση του καναλιού μετάδοσης ραδιοφώνου συγκαταλέγονται στις πιο σημαντικές και θεμελιώδεις [1] τα μοντέλα καναλιού αποτελούν την βάση για τους προσομοιωτές λογισμικού, εξομοιωτές καναλιών και RF εργαλεία σχεδιασμού που χρησιμοποιούνται κατά τον σχεδιασμό, την υλοποίηση, την δοκιμή και την ανάπτυξη των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας, όπως συνοψίζεται στο σημείο 1.1 Εικ. Επίσης, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να προσδιορισθεί με ακρίβεια ο βαθμός απομείωσης που πρέπει να είναι σε θέση ένα ασύρματο σύστημα ώστε να μπορεί να ανεχτεί προκειμένου να ικανοποιούνται (1) οι απαιτήσεις για την πιστοποίηση με τα πρότυπα ομάδων ή/και (2) σύμφωνα με τις συμβατικές υποχρεώσεις.

Όπως και κάθε άλλο μαθηματικό μοντέλο, ένα μοντέλο καναλιού είναι ένα αφηρημένο, απλοποιημένο, μαθηματικό κατασκεύασμα που περιγράφει ένα τμήμα της πραγματικότητας. Προκειμένου να περιορισθεί η πολυπλοκότητα, ένα μοντέλο καναλιού αναγκαστικά πρέπει να επικεντρωθεί σε εκείνες τις πτυχές του καναλιού που επηρεάζουν την απόδοση του συστήματος ενδιαφέροντος και να αγνοήσει τις υπόλοιπες. Καθώς οι ερευνητές αναπτύσσουν πιο εξελιγμένα συστήματα σηματοδότησης προκειμένου να παρέχουν ταχύτερες, πιο αξιόπιστες επικοινωνίες, θα είναι απαραίτητο να αναπτυχθούν νέα μοντέλα καναλιών που θα εντοπίζουν την φύση των σχετικών βλαβών και την εξάρτησή τους από το περιβάλλον. Δεδομένου ότι τα συστήματα έχουν αναπτυχθεί σε όλο και πιο απαιτητικά περιβάλλοντα και, σε ορισμένες περιπτώσεις, σε υψηλότερες ζώνες συχνότητας, θα πρέπει να επεκταθούν τα υπάρχοντα μοντέλα.

Σε αυτό το κεφάλαιο, θα επανεξετάσουμε και θα συνοψίσουμε την πρόσφατη πρόοδο στη μέτρηση και μοντελοποίηση των ασύρματων καναλιών για συστήματα κινητών και προσωπικών επικοινωνιών και θα προσδιορίσουμε κοινά θέματα. Στην Ενότητα 1.2, παρουσιάζουμε μια σύντομη ιστορία του τομέα. Στην Ενότητα 1.3, θα επανεξετάσουμε τις προσεγγίσεις που χρησιμοποιούνται για το χαρακτηρισμό των ασύρματων καναλιών και των περιβάλλοντων διάδοσης. Στην Ενότητα 1.4, θα διερευνήσουμε την διαδικασία με την οποία αναπτύσσονται τα νέα μοντέλα καναλιού. Στο σημείο 1.5, εξετάζουμε τις μεθόδους και τις προσεγγίσεις που χρησιμοποιούνται για τη μέτρηση ασύρματων καναλιών. Στην ενότητα 1.6, εξετάζουμε μερικά από



Σχήμα 1.1 Οι ρόλοι των μοντέλων καναλιών στην διαδικασία ανάπτυξης προϊόντος

τα βασικά στάδια που επιτεύχθηκαν από την κοινότητα μοντελοποίησης καναλιού κατά τη διάρκεια των περασμένων δεκαετιών. Στην Ενότητα 1.7, καταλήγουμε με μερικές γενικές παρατηρήσεις.

ΕΙΚΟΝΑ 1.1 - ΟΙ ΡΟΛΟΙ ΤΩΝ ΜΟΝΤΕΛΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ ΣΤΗΝ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΑΝΑΠΤΥΞΗΣ

1.2 Μια Σύντομη Ιστορία

Η ανάγκη για να κατανοήσουμε και να χαρακτηρίσουμε ασύρματα κανάλια έχει αναγνωριστεί από την απαρχή των ασυρμάτων επικοινωνιών. Κατά την διάρκεια της δεκαετίας του 1920 και 1930 , οι ερευνητές άρχισαν εντατικές μελέτες για την ιονόσφαιρα και την επίδραση της στην ασύρματη μετάδοση σε υψηλές συχνότητες. Τέτοιες μελέτες εισήγαγαν μεθόδους όπως συχνότητα σάρωσης καναλιού με ήχο και έννοιες όπως η ευρεία σταθερή έννοια της ασυσχέτιστης σκέδασης με διανεμημένα κανάλια (WSSUS) που ακόμα χρησιμοποιούνται με διάφορες μορφές σήμερα. [2]. Η ανάπτυξη του ραντάρ στο εργαστήριο ακτινοβολίας του MIT, κατά την διάρκεια του δεύτερου παγκοσμίου πολέμου οδήγησε σε πρωτοποριακή εργασία που αφορούσε την επίδραση της τροπόσφαιρας, υδρομετέωρα και αντανάκλασεις εδάφους στη διάδοση ραδιοκυμάτων σε πολύ υψηλές συχνότητες. [3]. Κατά την διάρκεια της δεκαετίας του 1950, οι γνώσεις που αποκτήθηκαν, χρησιμοποιήθηκαν για να σχεδιαστούν και να αναπτυχθούν τα πρώτα μεγάλων αποστάσεων συστήματα μικροκυμάτων Point-to-Point. Πολλά από αυτά τα εργαλεία και τεχνικές αργότερα υιοθετήθηκαν προς χρήση σε ραδιοεπικοινωνίες και ανάπτυξη κυψελών

τηλεφωνίας.

Κατά τη διάρκεια της δεκαετίας του 1960 και αρχές δεκαετίας του 1970, αρκετές σημαντικές ανακαλύψεις αποτέλεσαν την απαρχή στην σύγχρονη εποχή του καναλιού μοντελοποίησης για συστήματα κινητής και προσωπικής επικοινωνίας. Ο Okumura et al. [4] έφερε επανάσταση στο σχεδιασμό συστημάτων κινητών ραδιοεπικοινωνιών που λειτουργούν πάνω από μια ευρεία περιοχή συχνοτήτων 100 MHz έως 1 GHz αποδεικνύοντας ότι η απώλεια διαδρομής σε αστικά και προαστιακά macrocell περιβάλλοντα θα μπορούσε απλά να διαμορφωθεί σε όρους απόστασης μεταξύ του σταθμού βάσης και του απομακρυσμένου τερματικού, τα ύψη των αντίστοιχων κεραιών πάνω από την επιφάνεια του εδάφους, καθώς και τη φύση του παρεμβαίνοντος εδάφους.

Ο Clarke (5) και άλλοι βοήθησαν στο να μετατραπεί η κινητή διάδοση ραδιοκυμάτων από μια εμπειρική σε μια αναλυτική επιστήμη αποδεικνύοντας ότι το χαρακτηριστικό σχήμα U του φάσματος Doppler των σημάτων που παραλήφθηκαν από κινητά τερματικά μπορεί να μοντελοποιηθεί από ένα σενάριο για τα εισερχόμενα ραδιοκύματα (1) που διαδίδονται στο οριζόντιο επίπεδο,(2) φτάνουν πάνω από μια ομοιόμορφη κατανομή των αζιμουθιακών γωνιών, και (3) θα λαμβάνονται μέσω μιας κατευθυντικής κεραίας.

Η ανάπτυξη μιας αυστηρής αντιμετώπισης των γραμμικών χρονικά μεταβαλλόμενων ευρυζωνικών καναλιών από τον Bello (6) παρέχοντας βασικά εργαλεία και γνώσεις για την ανάλυση ασύρματων ευρυζωνικών καναλιών που ποικίλλουν διαχρονικά, π.χ., λόγω μεταβολών στο περιβάλλον του πολλαπλασιασμού ή τη θέση του κινητού τερματικού. Η εισαγωγή του φάσματος διασυσχέτισης είναι μία τεχνική για την μέτρηση του μεγέθους της απόκρισης του παλμού καναλιού (CIR), δηλαδή, το προφίλ καθυστέρησης ισχύος (PDP), με Cox(7), πιθανώς κατέστησε το να συνηθίζεται να χαρακτηρίζεται η χρονική διασπορά με ευρυζωνικά δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Τα αποτελέσματα μετρήσεων των καναλιών λαμβάνονται αργότερα από διάφορες ερευνητικές ομάδες όπου χρησιμοποιώντας αυτήν την τεχνική παρέχεται μια στέρεα βάση για την ανάλυση και την προσομοίωση της πρώτης γενιάς των ψηφιακών κινητών ασύρματων συστημάτων. Από τις αρχές της δεκαετίας του 1970, ήταν σαφές ότι ο ενδεδειγμένος χαρακτηρισμός του ασύρματου καναλιού ήταν ένα σημαντικό πρώτο βήμα για την επινοήση μεθόδων για την επίτευξη επιδόσεων επιπέδου καλής σύνδεσης συστήματος και παρουσίας προβλήματος καναλιού αισθητηριακής φύσεως και στρεβλώσεων. Πολλά από αυτά τα πρωτοποριακά αποτελέσματα αιχμαλωτίστηκαν σε ένα αναφερόμενο όγκο που παρασκευάζεται από ερευνητές στα Bell Labs (8).

Κατά την διάρκεια της δεκαετίας του 1980, ο ρυθμός ανάπτυξης στον τομέα των κινητών και προσωπικών επικοινωνιών αυξήθηκε δραματικά καθώς (1) επιχειρήσεις και ιδιώτες καταναλωτές εξέφρασαν μια άνευ προηγουμένου ζήτηση για την τεχνολογία ασύρματου φάσματος επικοινωνιών (2) οι ρυθμιστικές αρχές άνοιξαν νέο φάσμα, επέτρεψαν νέες υπηρεσίες και έθεσαν νέους στόχους για τις επιδόσεις και την φασματική απόδοση. Αυτό ώθησε σε πιο εντατικές προσπάθειες να χαρακτηριστεί το περιβάλλον

διάδοσης και να αναπτύξουν τεχνολογίες που απαιτούνται να αντιληφθούν την επόμενη γενιά συστημάτων. Η ευρωπαϊκή δράση COST¹ 207 σχετικά με ψηφιακές επικοινωνίες στην περιοχή των κινητών διενεργήθηκε από το 1984 έως το 1988 με την εντολή να παρέχει μία σταθερή βάση για την τεχνική ανάπτυξη του GSM, το Ευρωπαϊκό πρότυπο για τη δεύτερη γενιά κινητής τηλεφωνίας. Πριν το COST 207 οι ερευνητές της μετάδοσης κινητών ραδιοφωνικών και οι ερευνητικές ομάδες έτειναν να λειτουργούν αρκετά ανεξάρτητα και να επικοινωνούν ως επί το πλείστον μέσα από συνέδρια και περιοδικά. Το COST 207 συνένωσε την βιομηχανία, την κυβέρνηση, και ακαδημαϊκούς ερευνητές από όλη την Ευρώπη κάτω από μια κοινή ομπρέλα και με αυτόν τον τρόπο ενθαρρύνεται περισσότερο μια επίσημη συνεργασία μεταξύ των ερευνητών διαμόρφωσης καναλιών. Βασικός παράγοντας για την επιτυχία ήταν η δημιουργία ενός μηχανισμού που εκείνοι που θα χρησιμοποιούσαν την μοντελοποίηση καναλιών για την αξιολόγηση εναλλακτικών στρατηγικών τεχνολογίας και προτάσεων θα μπορούσαν να συμβάλουν για την προβολή των στόχων και των προτεραιοτήτων.

Η επιτυχία του COST 207 καθορίζει το στάδιο για τη συνέχεια στις επιχειρήσεις συμπεριλαμβανόμενου του cost 231-Digital Mobile Radio προς μελλοντικά συστήματα παραγωγής (1989-1996), COST 259 – Ασύρματη Ευέλικτη Εξατομικευμένη Επικοινωνία (1996-2000), COST 273 – Προς κινητά ευρυζωνικά δίκτυα πολυμέσων (2001-2005), και το COST 2100 – Διάχυτες κινητές και ατμοσφαιρικές ασύρματες επικοινωνίες (2007-2009). Η επιτυχία του COST στην πράξη ενθάρρυνε παρόμοιες συνεργασίες στις δραστηριότητες μοντελοποίησης καναλιών από ομάδες προτύπων. Οι προσπάθειες αυτές απέφεραν τα σταθερά μοντέλα ασύρματων καναλιών που αναπτύχθηκαν από την ομάδα εργασίας IEEE 802.16 για ασύρματη ευρυζωνική πρόσβαση στα πρότυπα, το μοντέλο MIMO (multi-input/multi-output) αναπτύχθηκε για τις ασύρματες LAN εφαρμογές από την IEEE 802.11's ομάδα εργασίας (TG)n, τα ultrawideband (UWB) μοντέλα καναλιών που αναπτύχθηκαν από την IEEE 802.15's TG3a και 4a, the 60 GHz μοντέλα καναλιών που αναπτύχθηκαν από την IEEE 802.15's TG3c, τα χωρικά μοντέλα καναλιών που αναπτύχθηκαν για συστήματα ευρείας περιοχής υπό την αιγίδα του 3GP (η τρίτης γενιάς σύμπραξης σχεδίου), και τα μοντέλα χωρικών καναλιών που αναπτύχθηκαν για ενισχυμένες ευρύτερα περιοχές υπό την αιγίδα της παγκόσμιας πρωτοβουλίας συζήτησης έρευνας για το νέο Wireless World Initiative New Radio (WINNER) σχέδιο και το 6ο Ευρωπαϊκό πρόγραμμα πλαισίου.

1.3 Χαρακτηρισμός Ασύρματων καναλιών

Ένα μοντέλο κανάλι είναι μια απλοποιημένη αναπαράσταση της πραγματικότητας που συλλαμβάνει τις πτυχές της συμπεριφοράς καναλιών που επηρεάζουν την απόδοση μίας συγκεκριμένης τάξης ασύρματων τεχνολογιών. Οι θεμελιώδεις αρχές της μοντελοποίησης

καναλιού για τα κινητά και προσωπικά

¹ COST ή η Ευρωπαϊκή συνεργασία στον τομέα της επιστημονικής και τεχνικής έρευνας είναι ένα από τα μακροβιότερα ευρωπαϊκά προγράμματα που υποστηρίζουν τη συνεργασία μεταξύ των επιστημόνων και των ερευνητών σε όλη την Ευρώπη

συστήματα ασύρματων επικοινωνιών που λειτουργούν στις συχνότητες των 800MHz και άνω έχουν αφηγηθεί στο [8-11].

Το ITU-R IMT-2000 πρόγραμμα έχει ορίσει τρία βασικά περιβάλλοντα διάδοσης εντός του οποίου αναπτύσσονται επίγεια συστήματα κινητής και προσωπικής επικοινωνίας. Τα picocells αναφέρονται σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου με διαχωρισμό πομπού-δέκτη, μικρότερο από μερικά εκατοντάδες μέτρα. Τα microcells αναφέρονται σε εξωτερικά περιβάλλοντα μέσα στα οποία η βάση σταθμού και οι απόμακρες τερματικές κεραιές τοποθετούνται κάτω από το επίπεδο οροφής στον ίδιο δρόμο (ή παρακείμενους παράδρομους) με το απομακρυσμένο τερματικό που βρίσκεται σε απόσταση μέχρι και ένα χιλιόμετρο μακριά. Σε τέτοιες περιπτώσεις, συχνά υπάρχει μια οπτική επαφή (LOS) μεταξύ βάσης και απομακρυσμένου. Τα Macrocells αναφέρονται σε εξωτερικά περιβάλλοντα στα οποία η βάση σταθμού κεραιάς τοποθετείται αρκετά πάνω από το τοπικό επίπεδο οροφής ενώ ένα απομακρυσμένο τερματικό τοποθετείται αρκετά κάτω από την τοπική οροφή σε αποστάσεις μέχρι και αρκετά χιλιόμετρα από την βάση. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η σύνδεση γενικά λειτουργεί κάτω από συνθήκες μη-οπτικής επαφής (NLOS).

Η απώλεια διαδρομής του καναλιού είναι το πιο θεμελιώδες μέτρο ποιότητας καναλιού. Σε decibel, η απώλεια διαδρομής, PL ορίζεται ως

$$PL = P_t + G_t + G_r - P_r, \quad (1.1)$$

όπου P_t και P_r είναι οι χρονικά μέσες στάθμες ισχύος (σε dBm) κατά την έξοδο του πομπού και την είσοδο του δέκτη, αντίστοιχα, και G_t και G_r , είναι τα κέρδη σε (dBi) των κεραιών εκπομπής και λήψης. Η σχέση μεταξύ απώλειας διαδρομής και απόστασης, d , μεταξύ του πομπού και του δέκτη γενικά ακολουθεί μια σχέση ισχύος-νόμου και μπορεί να περιγραφεί με

$$PL(d) = PL_0 + n \cdot 10 \log_{10} \frac{d}{d_0} + X_\sigma, \quad (1.2)$$

όπου PL_0 είναι η τιμή της απώλειας διαδρομής σε (dB) σε απόσταση αναφοράς d_0 , n είναι η εκθετική απόσταση και X_σ είναι η μηδενική-μέση Gaussian τυχαία μεταβλητή με τη στάνταρ απόκλιση σ . Η τυχαία μεταβλητή X αντιπροσωπεύει τη θέση μεταβλητότητας ή τη σκιά εξασθένησης που γενικά οφείλεται σε διαφορές στον βαθμό στο οποίο η διαδρομή εμποδίζεται σε διαφορετικά σημεία σε όλη την περιοχή κάλυψης.

Για συστήματα με κλασματικό εύρος ζώνης $\Delta f / f_0$ που είναι λιγότερο από 20% όπου Δf είναι το καταλαμβανόμενο εύρος ζώνης του σήματος και f_0 είναι η φέρουσα συχνότητα, η απώλεια διαδρομής μπορεί γενικά να υποτεθεί ότι είναι σταθερή σε όλη την ζώνη. Για συστήματα με μεγάλο κλασματικό εύρος ζώνης και/ ή τα οποία λειτουργούν κοντά σε μια συγκεκριμένη συχνότητα όπου λόγω εξασθένησης που οφείλεται σε απότομες μεταβολές της απορρόφησης από υγρασία, ίσως είναι αναγκαίο να γίνει μοντέλο η εξάρτηση συχνότητας καθώς και η απώλεια διαδρομής. Σε τέτοιες περιπτώσεις, είναι λογικό να υποθέσουμε ότι η συχνότητα και απόσταση εξάρτησης απώλειας διαδρομής είναι χωριστά, αποδίδοντας

$$PL(f, d) = PL(f)PL(d) \quad (1.3)$$

Η σχέση μεταξύ της απώλειας διαδρομής και συχνότητας γενικά βρίσκεται στο να ακολουθεί μια σχέση ισχύος- νόμου που μπορεί να διαμορφωθεί ως

$$\sqrt{PL(f)} \propto f^{-k} \quad (1.4)$$

όπου k είναι εκθέτης συχνότητας και $k = 1$ σε ελεύθερο χώρο.

Εξασθένηση σήματος. Η Σκέδαση που προκαλείται από αντικείμενα στο περιβάλλον διάδοσης πολλαπλών αντιγράφων του ληφθέντος σήματος ή στοιχεία πολλαπλών διαδρομών (MPCs) για να φθάσουν μέσα από διαφορετικές διαδρομές. Μικρές αλλαγές στην θέση των σκεδαστών ή είτε το τέλος της ασύρματης σύνδεσης συνήθως έχει μικρή επίδραση στο πλάτος του φυσικού MPCs που περιλαμβάνει ένα διαχωρίσιμο MPC². Ωστόσο, η φάση μετατόπισης μεταξύ του φυσικού MPCs μπορεί να αλλάξει σημαντικά προκαλώντας μεγάλες αλλαγές στην αντοχή του διαχωρίσιμου MPC. Εάν, με τον καιρό, το σήμα ακολουθήσει μια μιγαδική Gaussian κατανομή, το μέγεθος του πακέτου σήματος, x , θα ακολουθήσει μια Rayleigh κατανομή,

$$P(x) = \frac{2x}{\Omega} \exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right), \quad (1.5)$$

Ω είναι η μέση ισχύς στο σήμα. Εάν το σήμα επίσης έχει μία σταθερή συνιστώσα, η μεγέθους θα ακολουθήσει μια κατανομή Ricean.

$$P(x) = \frac{2(K+1)x}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{(K+1)x^2}{\Omega}\right) \cdot I_0\left(\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}} x\right), \quad (1.6)$$

όπου K είναι ο Ricean K -παράγοντας, $I_0(\cdot)$ είναι η μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel του πρώτου είδους, και Ω είναι η μέση ισχύς σήματος. Για $K=0$, η

κατανομή γίνεται πάλι σε Rayleigh. Αντίθετα, εάν καμιά κατανομή δεν εφαρμοστεί, έχουν βρεθεί άλλες να έχουν μετρημένα στοιχεία, περιλαμβάνοντας (1) την κατανομή Weibull.

$$P(x) = \frac{\beta}{\Omega} x^{\beta-1} \exp\left(-\frac{x^\beta}{\Omega}\right), \quad (1.7)$$

όπου $\beta > 0$ είναι η παράμετρος εξασθένησης Weibull και Ω είναι η μέση ισχύς στο σήμα, και η κατανομή Rayleigh επανέρχεται για $\beta=2$, και (2) η διανομή Nakagami,

$$P(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right), \quad (1.8)$$

όπου $m \geq 1/2$ είναι το Nakagami συντελεστής- m και η συνάρτηση $\Gamma(m)$. Πάνω από ένα χρονικό διάστημα κατά το οποίο το κανάλι είναι σταθερό, η γνώση της μορφής, της κλίμακας, και το σχήμα της κατανομής εξασθένησης καθορίζει πλήρως τα στατιστικά στοιχεία της πρώτης τάξης του.

Χρονικά μεταβαλλόμενα σήματα. Ο ρυθμός με τον οποίο το πλάτος και η φάση ενός ληφθέντος σήματος μεταβάλλεται συναρτήσει του χρόνου, εντοπίζεται από το αντίστοιχο φάσμα Doppler. Το κλασσικό φάσμα Doppler, εκφράζεται από τον τύπο

$$R(f) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{f_D^2 - f^2}}, \quad |f| \leq f_D, \quad (1.9)$$

² Όταν το μεταδιδόμενο σήμα είναι ένας απλός μεταφορέας με σταθερή συχνότητα και πλάτος, μόνο μ'ένα MPC μπορεί να επιλυθεί.

όπου f_D είναι η μέγιστη συχνότητα Doppler, είναι χαρακτηριστικό των λαμβανόμενων σημάτων όταν το τερματικό στην μια άκρη της σύνδεσης είναι σε κίνηση. [5]. Σε εσωτερικούς χώρους ή σε σταθερά ασύρματα περιβάλλοντα, το φάσμα Doppler μπορεί να λάβει άλλες μορφές, π.χ. Το απαιτητικό φάσμα που προτείνεται στο [12],

$$R(f) = \frac{2}{\pi^2} \sqrt{4f_D^2 - f^2} K\left(\frac{\sqrt{4f_D^2 - f^2}}{2f_D}\right), \quad (1.10)$$

όπου $K(\cdot)$ είναι το πλήρως ελλειπτικό ολοκλήρωμα. Ο υπολογισμός του φάσματος Doppler ενός σήματος γενικά απαιτεί τη γνώση τόσο του πλάτους όσο και της φάσης του σήματος με την πάροδο του χρόνου. Η μέση διάρκεια εξασθένησης (AFD) και ο ρυθμός επιπέδου διάσχισης - level crossing rate (LCR) προσφέρουν μια εναλλακτική μέθοδο για κατοχύρωση της πρώτης- και δεύτερης-τάξης στατιστικής του εντοπισμένου σήματος βάση

στο πλάτος -μόνο στα στοιχεία του λαμβανόμενου σήματος.

Καθυστέρηση Διάδοσης ή Διασπορά χρόνου. Ο ρυθμός δεδομένων ενός ψηφιακού συστήματος επικοινωνίας καθορίζεται από τον αριθμό των συμβόλων που αποστέλλονται ανά δευτερόλεπτο και τον αριθμό των bits που αντιπροσωπεύονται με κάθε σύμβολο. Καθώς ο ρυθμός συμβόλων αυξάνει, η χρονική διασπορά λόγω των πολλών κατευθύνσεων σκέδασης ίσως προκαλέσει χρονοκαθυστέρηση στα αντίγραφα ενός συμβόλου σε χρονοθυρίδα που προορίζεται για μεταγενέστερο σύμβολο. Το αποτέλεσμα της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) ίσως προκαλέσει σφάλματα bit και τελικά θα υποβαθμίσει την απόδοση της σύνδεσης. Σε συστήματα που βασίζονται στην εξάπλωση φάσματος, ωστόσο, η χρήση δεκτών κλίσης multifingered επιτρέπει σε κάποιον να ενισχύσει το λαμβανόμενο σήμα χρησιμοποιώντας χρονική πολυμορφία.

Η χρονικά μεταβαλλόμενη παλμική απόκριση ενός ασύρματου καναλιού μπορεί να παρασταθεί ως η απόκριση ενός φίλτρου με γραμμή καθυστέρησης με N taps και δίνεται από

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(t) \delta(\tau - \tau_i), \quad (1.11)$$

όπου α_i και τ_i είναι το μιγαδικό (και χρονικά μεταβαλλόμενο) πλάτος και η καθυστέρηση του i th tap που αντιστοιχεί στο i th διαχωρίσιμο MPC. Η ανάλυση των taps (ή η διάρκεια των αντίστοιχων καθυστερούμενων bins) δίνεται από το αντίστροφο του καταλαμβανόμενου εύρους ζώνης. Ένας συγκεκριμένος συντελεστής α_i μπορεί να έχει τόσο σταθερά όσο και χρονικά-μεταβαλλόμενα στοιχεία και περιγράφεται πλήρως από τις κατανομές πλάτους και φάσης που καθορίζονται τα πρώτης τάξης στατιστικά στοιχεία και το φάσμα Doppler που ορίζει τα δεύτερης τάξης στατιστικά στοιχεία. Προηγούμενη εργασία είχε καταδείξει ότι ο ρυθμός άφιξης των MPCs συχνά ακολουθεί μια κατανομή Poisson.

Για ευρυζωνικά συστήματα που καταλαμβάνουν εύρος ζώνης πολλών MHz ή λιγότερο, υπάρχουν σχετικά λίγα διαχωρίσιμα taps και το αντίστοιχο κανάλι ώθησης των μοντέλων απόκρισης, είναι πολύ απλό. Καθώς το καταλαμβανόμενο εύρος ζώνης αυξάνεται, ο αριθμός των MPCs που μπορεί να επιλυθεί αυξάνεται δραματικά. Όπως πρώτα παρατήρησε ο Saleh και ο Valenzuela [13], τα διαχωρίσιμα MPCs μπορούν να σχηματίσουν συμπλέγματα που οδηγούν σε παρορμητική απάντηση καναλιού της μορφής

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K a_{k,l} \exp(j\Phi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}), \quad (1.12)$$

όπου L είναι ο αριθμός των κυψελών, K είναι ο αριθμός των ακτίνων εντός κάθε κυψέλης, T_l είναι η καθυστέρηση της l th κυψέλης, και $a_{k,l}$, $\Phi_{k,l}$ και $\tau_{k,l}$, είναι το πλάτος, η φάση, και η

καθυστέρηση του k th tap μέσα στη l th κυψέλη. Ενώ τέτοια ομαδοποίηση είναι εμφανής σε κάποια περιβάλλοντα, δεν είναι τόσο εμφανής σε άλλα. Κάποιοι έχουν βρει ότι μια εκθετική αποσύνθεση πολλαπλασιάζεται με θόρυβο σαν παραλλαγή-όπως με την κανονική λογαριθμική παρέχει στατιστικές μιας εξίσου έγκυρης αντιπαράστασης σε ένα ευρύ φάσμα υποθέσεων ανάπτυξης μέσα σε τυπικά οικεία και εμπορικά περιβάλλοντα. [20].

Γραμμικά Χρονικά Μεταβαλλόμενα Κανάλια Ευρείας Ζώνης. Η χρονικά μεταβαλλόμενη παλμική απόκριση καναλιού μπορεί να εκφραστεί σε εναλλακτικές μορφές. Επειδή το ασύρματο κανάλι είναι γραμμικό και με παραλλαγή του χρόνου (LTV), η απλή μετατροπή ζεύγους Fourier που σχετίζεται με την ώθηση LTI η απάντηση $h(t)$ και LTI απόκριση συχνότητας $H(j\omega)$ των χρονικά αμετάβλητων συστημάτων πρέπει να αντικαθιστούν με ένα πιο πολύπλοκο σετ όπως περιγράφεται στο [6] και όπως δίνεται με

$$\begin{array}{ccc}
 h(\tau, t) & \begin{array}{c} \xleftarrow{F^{-1}} \\ \xrightarrow{F} \end{array} & S(\tau, \nu) \\
 F^{-1} \updownarrow F & & F^{-1} \updownarrow F, \\
 T(f, t) & \begin{array}{c} \xleftarrow{F^{-1}} \\ \xrightarrow{F} \end{array} & H(f, \nu)
 \end{array} \tag{1.13}$$

όπου $S(\nu, \tau)$ είναι η συνάρτηση-Doppler-καθυστέρησης-διάδοσης, $T(f, \nu)$ είναι η εξαρτώμενη-συχνότητα διάδοσης Doppler, $T(f, t)$, είναι η χρονικά μεταβαλλόμενη απόκριση συχνότητας, t και f δηλώνουν χρόνο και συχνότητα ενώ τ και ν υποδηλώνουν καθυστέρηση και συχνότητα Doppler, και F και F^{-1} υποδηλώνουν το Fourier και αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier, αντίστοιχα. Έτσι η διασπορά του χρόνου είναι ισοδύναμη με την διακύμανση της συχνότητας (ή επιλεκτικότητα) και η διασπορά συχνότητας είναι ισοδύναμη με την διακύμανση του χρόνου (ή επιλεκτικότητα).

Γωνία λήψης. Εάν ένα σύστημα χρησιμοποιεί είτε μια κατευθυντική κεραία ή πολλαπλές κεραιές για να επιτευχθεί μεγαλύτερη απόδοση, κάποιος πρέπει να λάβει υπόψιν την κατανομή των γωνιών κατά την οποία εκείνα τα εισερχόμενα MPC's φθάνουν στην κεραία λήψης. Στην περίπτωση των κατευθυντικών κεραιών, η συνέλιξη της γωνίας-άφιξης (AoA) με την κατανομή ελεύθερου χώρου κεραιάς δίνει το αποτελεσματικό σχήμα κεραιάς που καθορίζει την αποτελεσματικότητα της κεραιάς που απορρίπτει σήματα παρεμβολής από διαφορετικές κατευθύνσεις. Στην περίπτωση πολλαπλών στοιχείων κεραιάς, η κατανομή AoA καθορίζει την αμοιβαία συσχέτιση μεταξύ εξασθένησης σήματος που παρατηρούνται σε παρακείμενα στοιχεία.

Η κατανομή AoA χαρακτηρίζεται από τη μέση κατεύθυνση και το γωνιακό άνοιγμα. Τρεις κοινές κατανομές οι οποίες έχουν βρεθεί να ταιριάζουν στις κατανομές AoA που παρατηρούνται σε όλη την αζιμούθιο γωνία ϕ στην μακροκυψέλη και/ή σε εσωτερικά περιβάλλοντα περιλαμβάνουν την ομοιόμορφη κατανομή.

$$p(\Phi) = \frac{1}{2\pi}, \quad (1.14)$$

η μηδενική μέση τιμή της Gaussian κατανομής,

$$p(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\Phi^2}} \exp\left(-\frac{\Phi^2}{2\sigma_\Phi^2}\right), \quad (1.15)$$

όπου σ_Φ είναι η τυπική απόκλιση της κατανομής, και η μηδενική μέση τιμή Laplace κατανομής,

$$p(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\Phi} \exp\left(-\frac{|\sqrt{2}\Phi|}{\sigma_\Phi}\right), \quad (1.16)$$

όπου σ_Φ είναι και πάλι η τυπική απόκλιση της κατανομής.

Χωρικού Προτύπου Κανάλια. Όταν η γωνία λήψης και η ώρα λήψης είναι γνωστά, κάποιος μπορεί να προσδιορίσει τις θέσεις των επιμέρους σκεδάσεων. Το αποτέλεσμα αναφέρεται ως μοντέλο χωρικού καναλιού [14]. Μία μέθοδος για την επέκταση του Saleh-Valenzuela (S-V) CIR μοντέλο στο χωρικό πεδίο περιγράφεται στο [15].

1.4 Ανάπτυξη Νέων Μοντέλων Καναλιών.

Η ανάπτυξη ενός νέου μοντέλου καναλιού αρχίζει με συζήτηση μεταξύ του μοντελοποιητή καναλιού και του σχεδιαστή/αναπτυγμένου ασύρματου συστήματος. Πρώτα, πρέπει να συμφωνήσουν με το ποιες πτυχές της συμπεριφοράς καναλιού είναι σημαντικές και πρέπει να καταληφθούν, και ποιες μπορούν να αγνοηθούν. Εάν, σημαντικές πτυχές παραληφθούν, το μοντέλο δεν θα είναι χρήσιμο. Εάν, ωστόσο, θεωρούνται υπερβολικά πολλές πτυχές, το προκύπτον μοντέλο θα μπορούσε να είναι υπερβολικά σύνθετο και θα απαιτούσε πιθανότατα σημαντικές πρόσθετες προσπάθειες.

Ο μοντελοποιητής καναλιού και ο σχεδιαστής/προγραμματιστής πρέπει επίσης να συμφωνήσουν όσον αφορά την φύση του φυσικού περιβάλλοντος (-ντα) που πρόκειται να εξεταστεί και τον τρόπο με τον οποίο η μετάδοση και λήψη κεραιών θα αναπτυχθεί. Αυτό συχνά θα εντοπίζεται με τη μορφή σεναρίων χρήσης που θα περιγράφουν, σε γενικές γραμμές, πως συσκευές που αναπτύσσονται τεχνολογικά θα χρησιμοποιηθούν. Επίσης πρέπει να αποφασίσουν κατά πόσον το μοντέλο είναι ευρέως αντιπροσωπευτικό των σεναρίων σε ασύρματες συσκευές που βασίζονται σε τεχνολογία που είναι πιθανό να χρησιμοποιηθεί, γενική-τοποθεσία, και το βαθμό στον οποίο αυτό πρέπει να συλλαμβάνει τον τρόπο με τον οποίο οι παράμετροι καναλιού εξαρτώνται από το σχεδιασμό παραμέτρων που περιγράφουν τη διαμόρφωση σύζευξης.

Η φύση και ο βαθμός των διαταραχών διάδοσης που παρατηρούνται σ'ένα ασύρματο κανάλι θα επηρεαστούν από τα κέρδη, τα εύρη των δέσμεων, τις πολώσεις και τις κατευθύνσεις των κεραιών εκπομπής και λήψης. Εάν το εύρος της κατανομής της γωνίας-άφιξης περιστατικού σημάτων είναι στενότερο από, ή τουλάχιστον συγκρίσιμο με το εύρος δέσμης της κεραίας λήψης, τότε μπορεί κανείς να χωρίσει συνήθως τις παραμορφώσεις που εισάγονται από το ασύρματο κανάλι (που αποτυπώνεται από το μοντέλο κανάλι) από τις στρεβλώσεις θεσπίστηκε με τις κεραιές (που αποτυπώνεται από το υπόδειγμα της κεραίας). Εάν τα δύο σύνολα των στρεβλώσεων δεν μπορούν να εύκολα διαχωριστούν, τότε κάποιος δεν έχει άλλη επιλογή από τα μοντελοποιήσει μαζί. Ο συνδυασμός του ασύρματου καναλιού και η εκπομπή και λήψη των κεραιών συχνά αναφέρεται ως ραδιοφωνικό κανάλι.

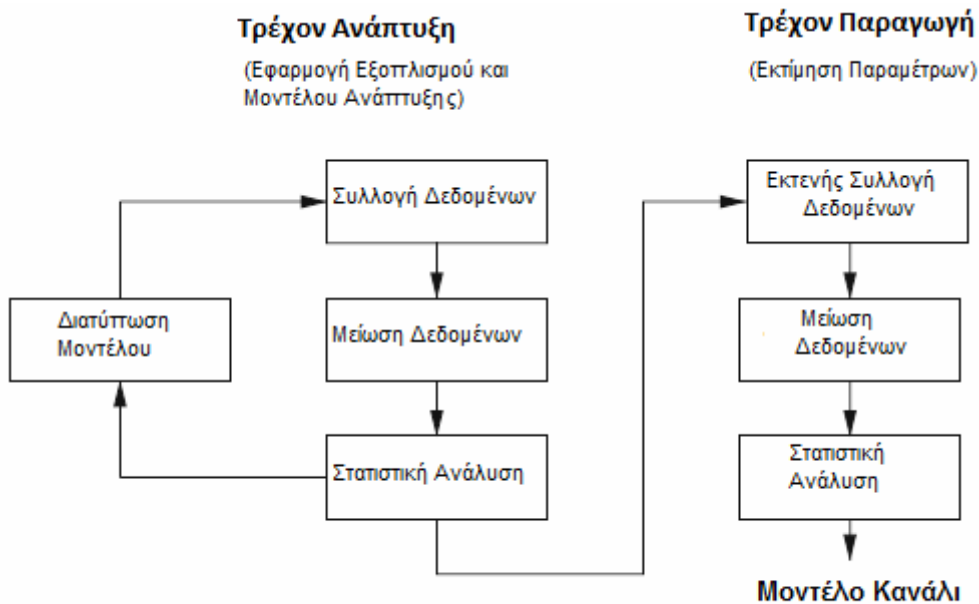
Η φύση και ο βαθμός των διαταραχών διάδοσης, επίσης, εξαρτάται από πολλούς παραμέτρους σχεδιασμού και περιβαλλοντικών παραγόντων, συμπεριλαμβανομένων της φέρουσας συχνότητας, την απόσταση μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης, τα σχετικά ύψη των κεραιών πάνω από το επίπεδο του εδάφους, τη φύση, το ύψος και την πυκνότητα των σκεδαστών στο περιβάλλον και τη φύση των τυχόν εμποδίων που βρίσκονται μεταξύ των κεραιών. Η απόφαση για να καθοριστεί μία παράμετρος σχεδιασμού ή περιβαντολογικός παράγοντας, να την αντιμετωπίσουν ως μία ανεξάρτητη μεταβλητή ή απλά να την αγνοήσουν θα εξαρτηθεί από (1) από το βαθμό στον οποίο οι παράμετροι καναλιού επηρεάζονται από την παράμετρο σχεδιασμού ή τον περιβαλλοντικό παράγοντα και (2) το φάσμα των πιθανών τιμών τις οποίες η παράμετρος σχεδίασης ή περιβαλλοντικός παράγοντας μπορεί να αναλάβει στο σενάριο χρήσης.

Ο μοντελοποιητής καναλιού και ο σχεδιαστής / προγραμματιστής πρέπει να αποφασίσει εάν θα αναπτύξει το μοντέλο προσομοίωσης, με μέτρηση, ή κάποιο συνδυασμό. Παρόλο που η προσομοίωση-με βάση μεθόδους όπως ray tracing είναι δυνητικά λιγότερο ακριβά και χρονοβόρα από προσεγγίσεις που βασίζονται στη μέτρηση, είναι περιορισμένες οι υποθέσεις κατόπιν που στηρίζονται και τα ενδεχομένως τεράστια ποσά της λεπτομέρειας όσον αφορά τον τύπο και τη θέση των Σκεδαστών σ'ένα τυπικό περιβάλλον ότι ένας μπορεί να χρειαστεί να τους διαθέσει. Οι μετρήσεις με βάση τις μεθόδους που χρησιμοποιούνται ευρέως για τον χαρακτηρισμό ασύρματων καναλιών επειδή μπορούν να παρέχουν αποτελέσματα που είναι (1) της άμεσης χρησιμοποίησης για σχεδιαστές και προγραμματιστές και (2) χρησιμεύουν στην επικύρωση των αποτελεσμάτων από την προσομοίωση με βάση τις μεθόδους. Οι περιορισμοί της μέτρησης που βασίζονται σε προσεγγίσεις περιγράφονται στο επόμενο κεφάλαιο. Μέτρηση και προσομοίωση προσεγγίσεις που βασίζονται στην μοντελοποίηση καναλιού θεωρούνται όλο και περισσότερο ως συμπληρωματικά ; πολλά μοντελοποίηση καναλιού μελέτες που απασχολούν και τις δύο προσεγγίσεις.

Όταν η απόφαση για τη συλλογή δεδομένων μέτρησης καναλιών έχει παρθεί, αν πρόκειται για την αρχική βάση του μοντέλου καναλιού ή για την αξιολόγηση αποτελεσμάτων προσομοίωσης, ο μοντελοποιός καναλιού πρέπει να διαμορφώσει ένα κατάλληλο ρυθμιζόμενο κανάλι. Εναλλακτικές προσεγγίσεις περιγράφονται στο επόμενο κεφάλαιο. Σημαντικές εκτιμήσεις περιλαμβάνουν: (1) κατά πόσον το κανάλι είναι στατικό ή χρονικά μεταβαλλόμενο, (2), η φύση των κεραιών, όπως τον τρόπο στην οποία το σχέδιο της κεραίας ποικίλλει ανάλογα με τη συχνότητα και, κατά περίπτωση, ο βαθμός της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ δύο κεραιών του ίδιου σημείου, (3) μη-γραμμικότητες στις λειτουργίες μεταφοράς των ενεργών συσκευών που χρησιμοποιούνται στο όργανο, ειδικά αν πολυ-μεταφορείς ή άλλων σύνθετων σημάτων που χρησιμοποιούνται ως ευαίσθητα

σήματα, (4) η ποσότητα του θορύβου φάσης σε σήματα που παράγονται από ταλαντωτές στο σύστημα, (5) το μέγεθος, το βάρος και μεταφορά του εξοπλισμού, (6) η ευαισθησία του εξοπλισμού στο περιβάλλον, ειδικά στην θερμοκρασία, και (7) το κόστος.

Το επόμενο βήμα είναι η συλλογή των απαιτούμενων δεδομένων μέτρησης και η μείωσή τους, δηλαδή, η εξαγωγή των παραμέτρων καναλιού ενδιαφέροντος. Συχνά, πραγματοποιούνται προσπάθειες μέτρησης σε δύο στάδια, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 1.2. Στην ανάπτυξη που τρέχει χρησιμοποιείται για την εκτίμηση η απόδοση του καναλιού βαθυμέτρων, τον εντοπισμό πιθανών μοντέλων βάσει των οποίων τα δεδομένα των μετρήσεων μπορεί να μειωθούν και να δώσει την ευκαιρία να τελειοποιήσουν το όργανο και το πρωτόκολλο συλλογής δεδομένων, όπως απαιτείται. Μετά την ολοκλήρωση της ταχείας ανάπτυξης, τρεξίματα της παραγωγής διεξάγονται προκειμένου να συλλεχθεί η τεράστια ποσότητα δεδομένων των μετρήσεων που απαιτούνται για να αποδώσει στατιστικά αξιόπιστα αποτελέσματα. Για να διασφαλιστεί η συνοχή του συνόλου στοιχείων που συλλέγονται κατά τη διάρκεια περιόδων παραγωγής, οι αλλαγές στον εξοπλισμό ή / και το πρωτόκολλο συλλογής δεδομένων αποθαρρύνονται έντονα. Το επόμενο βήμα είναι για την εκτίμηση των παραμέτρων του καναλιού και τις οριακές κατανομές τους, αμοιβαία σχέση, σχέση με το περιβάλλον και των παραμέτρων σχεδιασμού, και ούτω καθεξής. Το τελικό βήμα είναι να ρίχνει τα αποτελέσματα υπό τη μορφή ενός μοντέλου χρήσιμο στην ανάλυση, το σχεδιασμό, και την προσομοίωση των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας και επαληθεύει ότι το μοντέλο είναι σύμφωνο με τα δεδομένα των μετρήσεων στα οποία είναι βασισμένο.



Εικ. 1.2 Μοντέλα καναλιού βασισμένα στην ανάπτυξη μέτρησης

1.5 Μέτρηση ασύρματων καναλιών

Ένα μέσο που χρησιμοποιείται για τη μέτρηση της απόκρισης του ασύρματου καναλιού

είναι μία διέγερση-απόκριση δοκιμή που συνήθως αναφέρεται ως ρυθμιζόμενο κανάλι. Ανάλογα με τις πτυχές του καναλιού που παρουσιάζουν ενδιαφέρον, ένα ρυθμιζόμενο κανάλι μπορεί να λάβει πολλές διαφορετικές μορφές. Μια χρήσιμη προσέγγιση για τον χαρακτηρισμό διάκρισης μεταξύ ενός ρυθμιζόμενου καναλιού που χρησιμοποιείται για τη συλλογή δεδομένων στενής ζώνης απόκρισης καναλιού, ευρείας ζώνης απόκρισης του διαύλου δεδομένων, καθώς και τα δεδομένα απόκρισης καναλιού που συλλέγονται με τη χρήση πολλαπλών εκπομπών και/ή κεραιές λήψης.

Στενά ρυθμιζόμενα κανάλια. Το απλούστερο ρυθμιζόμενο κανάλι αποτελείται από μια πηγή που εκπέμπει ένα μονό μεταφορέα και ένα στενό δέκτη που μετρά την λαμβανόμενη ένταση σήματος σε μια απομακρυσμένη περιοχή. Επειδή η απλής φέρουσας μετρήσεις συλλαμβάνουν μόνο την απόκριση του καναλιού σε μια μονή συχνότητα, η χρονική ανάλυση είναι αποτελεσματικά αόριστη και δεν μπορεί κάποιος να ξεχωρίσει μεταξύ αντίγραφων του σήματος που φθάνει με διαφορετικές καθυστερήσεις. Για να αποκτήσεις χρήσιμους υπολογισμούς της εξάλειψης της ευρυζωνικής διαδρομής από μετρήσεις μονού μεταφορέα, κάποιος πρέπει να αποκτήσει τις κανονικές αξίες της λαμβανόμενης έντασης σήματος βασισμένα σε συλλογή δεδομένων που αποκτήθηκαν με χρονική και / ή χωρική δειγματοληψία.

Ευζωνικά ρυθμιζόμενα κανάλια. Εκπέμποντας ένα μονό μεταφορέα αλλά διαχέοντας τον σε διάφορες συχνότητες με γρήγορη διαδοχή και με συγχρονισμό μαζί με ρυθμιζόμενο στενό πλάτος- μόνο ο δέκτης επιτρέπει να μετρηθεί η βαθμωτή συχνότητα απόκρισης του καναλιού. Σε περιπτώσεις όπου η θέση της κεραιάς λήψης είναι σταθερή, μια τέτοια προσέγγιση επιτρέπει σε κάποιον να περιορίσει τις πολλαπλές εξασθενήσεις υπολογισμών μέσω των όρων που υπερέχει η συχνότητα από την τοποθεσία. Επειδή αυτή η μέθοδος δεν επιτρέπει σε κάποιον να μετρήσει την φάση της απόκρισης συχνότητας, δεν μπορεί κανείς να υπολογίσει την παλμική απόκριση καναλιού εφαρμόζοντας αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier στα δεδομένα μέτρησης.

Ένα δiάνυσμα ανάλυσης δικτύου (VNA) είναι ένα σύνολο δοκιμής μίας συχνότητας σάρωσης διέγερσης-απόκρισης που μετρά την σύνθετη απόκριση συχνότητας του συστήματος σαρώνοντας ένα ενιαίο φορέα σε πολυάριθμες συχνότητες με γρήγορη διαδοχή και συγκρίνοντας το πλάτος και φάση του λαμβανόμενου σήματος σε κάθε συχνότητα με εκείνα που αποκρίνονται στο σήμα που εκπέμπει. Χρησιμοποιώντας ένα VNA για να μετρηθεί απευθείας η πολύπλοκη συχνότητα απόκρισης του καναλιού επιτρέπει κάποιον να ανακτήσει την κρουστική απόκριση καναλιού εφαρμόζοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier στην μετρημένη απόκριση. Ενώ τα VNA συχνά χρησιμοποιούνται για να μετρήσουν τις αποκρίσεις καναλιού σε σύντομα μέρη, ειδικά σε εσωτερικούς ή περιορισμένους χώρους, η χρήση τους περιορίζεται με (1) τον σχετικά αργό ρυθμό στον οποίο η ατομική συχνότητα συλλέγεται και το η ανάγκη να βεβαιωθεί ότι το κανάλι είναι είτε στατικό ή , τουλάχιστον αλλαγές σε βαθμίδες χρόνου πολύ περισσότερο από τον χρόνο που η συχνότητα διαχέεται, (2) το μέγεθος και βάρος των περισσοτέρων VNA που γενικά τα θεωρεί φορητά, και (3) η ειδική προσπάθεια που απαιτείται για να

συγχρονιστεί ο αναμεταδότης με τον δέκτη και παρέχει πλάτος και αναφορές φάσης σε περιπτώσεις μεγαλύτερες από μερικά εκατοντάδες μέτρα.

Η πρώτη πρακτική μέθοδος για την μέτρηση ευρείας ζώνης απάντησης καναλιών πέρα από τις ευρείες περιοχές αναφέρθηκε από COX [7] στις αρχές της δεκαετίας του 1970. Η τεχνική περιλαμβάνει τη διαβίβαση ένα ευρείας -ζώνης ψευδοτυχαίο σήμα θορύβου (PRN) και συσχετισμός του σήματος που παρατηρείται στο δέκτη με ένα ίδιο σήμα PRN. Το σήμα που εμφανίζεται στην έξοδο του συσχετιστή είναι η σύνθετη απάντηση ώθησης του καναλιού. Στις σύγχρονες εκδόσεις τέτοιων ηχοβολητών καναλιών, ο δέκτης είναι συχνά μια διανυσματική συσκευή ανάλυσης σημάτων (VSA). Ένας VSA είναι ένας δέκτης RF που ακολουθείται από ένα ζεύγος μετατροπών σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό υψηλής ταχύτητας και ένα βαθύ δείγμα ανιχνεύει τη μνήμη που επιτρέπει σε κάποιον να καταγράψει μια σύνθεση χρονικών σειρών που περιλαμβάνει την in-phase και τα τμήματα τετραγωνισμού του λαμβανόμενου σήματος. Η συσχέτιση μεταξύ του λαμβανόμενου σήματος και του σήματος PRN εκτελείται έπειτα στο λογισμικό. Η ανάδειξη του καθαρότερου καναλιού και η μέγιστη διαχωρίσιμη καθυστέρηση καθορίζεται από την διάρκεια του chip και το μήκος της ακολουθίας PRN.

Μια εναλλακτική προσέγγιση στο ευρυζωνικό κανάλι που εκπέμπει περιλαμβάνει τη μετάδοση ενός σήματος που αποτελείται από τους πολλαπλάσια του φέρον κύματος με ορισμένο εύρος και τη σχετική φάση, χρησιμοποιώντας το VSA για τον υπολογισμό του σύνθετου φάσματος των συχνοτήτων, στη συνέχεια, λαμβάνοντας τον αντίστροφο Μετασχηματισμού Fourier του σύνθετου envelope για να ανακτήσει την απάντηση απόκρισης του καναλιού. Σε αυτήν την περίπτωση, the resolution of the channel sounder και η μέγιστη διαχωρίσιμη καθυστέρηση καθορίζεται από τον αριθμό των φέροντων κυμάτων και το διάστημα συχνότητας μεταξύ τους. Εάν κάποιος μεταδίδει τον ψευδοτυχαίο θόρυβο ή τους πολλαπλάσια φέρον, εάν κάποιος λαμβάνει αποτελεσματικά τα δεδομένα της συχνότητας απάντησης σε όλα τα σημεία ταυτόχρονα και με αυτόν τον τρόπο αποφεύγει των νεκρό χρόνο που συδέεται με την προσέγγιση σάρωση-συχνότητας. Τα VSA-βασισμένα στα συστήματα μέτρησης καναλιών πάσχουν από τους διάφορους περιορισμούς: (1) Το μέγιστο εύρος ζώνης που μπορεί κάποιος να μετρήσει καθορίζεται από το μέγιστο ποσοστό στο οποίο οι αναλογικοί σε ψηφιακό μετατροπείς front-end του VSA που μπορούν να δοκιμάσουν το λαμβανόμενο σήμα, (2) η μέγιστη διάρκεια δειγμάτων που μπορεί κάποιος να μετρήσει καθορίζεται από το μέγεθος της βαθιάς μνήμης που χρησιμοποιείται για να αποθηκεύσει το λαμβανόμενο σήμα, και (3) η δυναμική περιοχή και η ευαισθησία του δέκτη καθορίζονται από την ανάλυση των αναλογικών σε ψηφιακό μετατροπών front-end του VSA.

Μετρήσεις πολυ-κεραιών. Χρήση του πολλαπλάσιου που μεταδίδει και λαμβάνει τις κεραίες σε συνδυασμό με την κατάλληλη επεξεργασία σήματος ή τεχνικές μείωσης δεδομένων που επιτρέπουν ένα (δεδομένο) για να χαρακτηρίσουν τις πτυχές του καναλιού που εξαρτώνται από τη κατανομή των γωνιών στην οποία τα σήματα αφήνουν τον πομπό ή/και φθάνουν στο δέκτη, π.χ., Ο συσχετισμός μεταξύ των εξασθενίζοντας σημάτων που παρατηρούνται σε κάθε στοιχείο της κεραίας in spatial diversity και τα συστήματα μετάδοσης MIMO. Η απλούστερη προσέγγιση περιλαμβάνει τη χρησιμοποίηση σταθερών κεραιών στον πομπό ή/και το δέκτη. Η τοποθέτηση μίας ενιαίας κεραίας μηχανικού positioner και η κίνηση του μέσω μιας ακολουθίας στενά συνδεδεμένων σημείων σε διάστημα που να επιτρέπει σε ένα να παράγει μια εικονική σειρά και με αυτόν τον τρόπο να χαρακτηρίσει το χωρικό συσχετισμό, το χρονικό συσχετισμό, και τη γωνία του κύκλου

άφιξης διανομών. Πλήρης χαρακτηρισμός του MIMO των καναλιών περιλαμβάνει την εκτίμηση της γωνίας άφιξης της διανομής που παρατηρήθηκαν στον δέκτη για κάθε μία από τις ακτίνες από τις πιθανές γωνίες που ξεκίνησαν από τον πομπό. Το αποτέλεσμα αναφέρεται ως *διπλό-κατευθυντικό μοντέλο καναλιών* [16].

Περιορισμοί των μετρήσεων, με βάση της μεθόδους. Η άμεση μέτρηση ενός ασύρματου καναλιού προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα, όπως περιγράφεται στην προηγούμενη ενότητα. Εντούτοις, η προσέγγιση έχει διάφορους περιορισμούς: (1) Συχνά χρειάζεται σημαντικός χρόνος και προσπάθεια για τη συλλογή και τη μείωση μιας στατιστικά σημαντικής ποσότητας των δεδομένων. Επιπλέον, να ξανακάνει μετρήσεις, εάν τα σφάλματα που διαπιστώθηκαν είναι εξίσου χρονοβόρα. (2) Σε πολλά περιβάλλοντα, το μέγεθος, το βάρος, και η κατανάλωση ισχύος του εξοπλισμού μέτρησης μπορούν να είναι προβληματικά. (3) Εάν το πλάτος της κατανομής γωνίας—άφιξης υπερβαίνει το εύρος δέσμης της κεραίας, τότε θα είναι δύσκολο να διαχωριστούν οι διαστρεβλώσεις που εισάγονται από το κανάλι από τις διαστρεβλώσεις που εισάγονται από την κεραία. (4) Είναι γενικά δύσκολο να μετρηθεί με ακρίβεια η διαφορά φάσης μεταξύ των μεταδιδόμενων και ληφθέντων σημάτων εκτός αν τα μέτρα λαμβάνονται για να μειώσουν ουσιαστικά την κλίση συχνότητας και το θόρυβο φάσης, e.g., μέσω μιας άμεσης σύνδεσης μεταξύ του πομπού και του δέκτη ή της χρήσης των ακριβών προτύπων της συχνότητας. (5) Η δαπάνη και η πολυπλοκότητα του συστήματος μέτρησης αυξάνεται ραγδαία καθώς οι στόχοι της μέτρησης γίνονται πιο σύνθετοι. (6) Πριν την εφαρμογή των αποτελεσμάτων, κάποιος πρέπει να επιβεβαιώσει ότι το περιβάλλον μέτρησης είναι αρκετά παρόμοιο με το περιβάλλον ανάπτυξης. Παρ'όλα αυτά, με βάση τη προσέγγιση μέτρησης έχει αποδειχθεί ότι είναι αρκετά χρήσιμη και παραγωγική και ότι πιθανώς θα παραμείνει η κύρια μέθοδος για τα ασύρματα κανάλια για πολλά χρόνια.

1.6 Πρόσφατες προόδους στη διαμόρφωση καναλιών

Σε αυτό το τελευταίο τμήμα, αναθεωρούμε τις πρόσφατες εξελίξεις στη διαμόρφωση καναλιού που έχουν ως κίνητρο την εισαγωγή νέων συστημάτων σηματοδότησης (UWB και MIMO), νέα περιβάλλοντα (σώμα-κεντρικών επικοινωνιών και μικρής εμβέλειας περιβάλλοντα οχημάτων), ή / και νέες ζώνες συχνότητας (60 GHz και THz ζώνες).

1.6.1 Μοντέλα καναλιών για Ultrawideband ασύρματα συστήματα

Τον Φεβρουάριο του 2002, η FCC δημοσίευσε μια έκθεση και την τάξη (R & O), που ενέκρινε τη χρήση μικρής εμβέλειας ασύρματων ζεύξεων που χρησιμοποιούν τουλάχιστον 500MHz του εύρους ζώνης μεταξύ 3.1 και 10.6 GHz. Το R & O περιόρισε την αποτελεσματική ιστροπική ακτινοβολούσα ισχύ (EIRP) σε -41.3 dBm/ MHz ή λιγότερο προκειμένου να περιοριστεί η παρέμβαση που τέτοιες συσκευές ultrawideband (UWB) μπορούν να προκαλέσουν σε άλλες υπηρεσίες. Ο περιορισμός αυτός κρίθηκε κατάλληλος για UWB συνδέσεις των 10m ή λιγότερο. Από το 2002 έως το 2007, η ομάδα εργασίας της ITU-R 1 / 8 κάτω από τη ομάδα μελέτης 1 αξιολόγησε τη συμβατότητα μεταξύ UWB συσκευών και άλλων υπηρεσιών ραδιοεπικοινωνιών και κατάρτισε συστάσεις για UWB κανονισμούς. Από τότε, οι περισσότερες χώρες ανά τον κόσμο έχουν εγκριθεί UWB συσκευές αν και πολλές πιστώσεις είναι σημαντικά πιο περιοριστική από εκείνη που επιτρέπεται από την FCC.

Η πορεία προς την απελευθέρωση και της FCC R & O διαδραμάτισε καίριο ρόλο στην

τόνωση του ενδιαφέροντος για τη δυνατότητα της ασύρματης τεχνολογίας UWB μεταξύ των προγραμματιστών και των ερευνητών. Στα τέλη του 2001, η IEEE 802.15 Ομάδα Εργασίας για ασύρματη Προσωπική Περιοχή Δικτύων σχημάτισε Ομάδας Μελέτης 3a (SG 3a) για να αξιολογήσει τις δυνατότητες για την ανάπτυξη ενός UWB με βάση το φυσικό στρώμα (PHY) που θα μπορούσε να υποστηρίξει ρυθμούς δεδομένων των εκατοντάδων Mb / s σε απόσταση έως 10m με την επιφύλαξη των περιορισμών που επιβάλλονται από τις μάσκες εκπομπής της FCC. Στα τέλη του 2002, η ομάδα μελέτης 4a (SG 4a) ιδρύθηκε με την εντολή να εκτιμήσει το δυναμικό για την ανάπτυξη ενός UWB βασισμένο σε στρώμα PHY που θα αντικαταστήσει ένα μεγάλο μέρος της ασύρματης τεχνολογίας ZigBee αλλά με την πιο μικρή κατανάλωση ισχύος και προσθέτοντας ακριβή τοποθεσία των υπηρεσιών σε πραγματικό χρόνο (RTLS). Το SG 3a και 4a έγιναν πλήρες Ομάδες εργασίας το 2002 και το 2004, αντίστοιχα.

Η απόφαση της FCC να περιορίσει αποτελεσματικά τη μετάδοση δεδομένων UWB στη ζώνη από 3.1 έως 10.6 Ghz απέβαλε τη ράδιο ώθηση από άποψη ως βάση για ένα PHY στρώμα για τα συστήματα αυτά και δημιούργησε την ανάγκη για μια νέα προσπάθεια για να χαρακτηριστεί το κανάλι ως UWB. Ένας από τους πρώτους στόχους της SGs UWB ήταν να αναπτυχθούν μοντέλα καναλιών κατάλληλα αρκετά για την σύγκριση των εναλλακτικών περιπτώσεων στρώματος PHY και MAC. Επειδή στο IEEE 802.15.3a 's η κύρια εστίαση ήταν για υψηλής ταχύτητας περιφερική διασύνδεση σε κατοικίες και περιβάλλοντα γραφείου, παρήγαγαν τετρακάναλα μοντέλα που αντιστοιχούν σε LOS 0-4 m, NLOS (0-4 m), NLOS (4-10 m), και ένα ακραίο NLOS multipath καναλιών που βασίζεται σε μια καθυστέρηση διάδοσης 25 ns RMS [17]. Επειδή στο IEEE 802.15.4a 's δόθηκε έμφαση κυρίως στα δίκτυα αισθητήρων, υιοθέτησαν μια διαφορετική μέθοδο και παρήγαγαν οκτώ πρότυπα καναλιών που αντιστοιχούν σε πολυκατοικίες, γραφεία, υπαίθρια, και βιομηχανικά περιβάλλοντα[18]. Παρήγαγαν επίσης ένα πρότυπο καναλιών για τα δίκτυα περιοχής σωματιών που βασίστηκαν επάνω στη ασύρματη τεχνολογία UWB, όπου θα περιγράφεται με περισσότερες λεπτομέρειες στην επόμενη ενότητα.

Τα αποτελέσματα των προσπαθειών στο IEEE 802.15 είναι μοντέλα καναλιών που απεικονίζουν την αντίληψη ό,τι τα κανάλια UWB διαφέρουν από τα συμβατικά ευρυζωνικά κανάλια σε αρκετά σημαντικά σημεία: (1)Οι συσκευές UWB λειτουργούν πέρα από ένα πολύ ευρύ φάσμα συχνοτήτων, έτσι ώστε τόσο η απόσταση όσο και η συχνότητα της εξάρτησης της απώλειας της διαδρομής, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη. (2) Το εξαιρετικά μεγάλο εύρος ζώνης που καταλαμβάνεται από ένα σήμα UWB επιτρέπει στο σύστημα την επίλυση εξαιρετικά μικρών λεπτομεριών στην κρουστική απόκριση καναλιών. Επειδή η διαχωρίσιμη καθυστέρηση που τα δοχεία είναι τόσο στενά, αραιά κανάλια με σημαντικές καθυστερήσεις μεταξύ διαχωρίσιμου MPCs εμφανίζονται συχνά. Τα μικρής κλίμακας απόκλισης στατιστικά στοιχεία είναι διαφορετικά από την ευρείας ζώνης περίπτωση επειδή κάθε διαχωρίσιμο MPC αποτελείται από λιγότερους φυσικούς MPCs. (3) Η συχνότητα εξάρτησης της απώλειας διαδρομής διαστρεβλώνει μεμονωμένα MPCs, έτσι ώστε η χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση που δόθηκε στην (1.11) δίνεται τώρα από

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(t) \chi_i(t, \tau) * \delta_i(\tau - \tau_i), \quad (1.17)$$

Όπου $\chi_i(t, \tau)$ είναι η χρονικά μεταβαλλόμενη παραμόρφωση της i -ηχούς λόγω της συχνότητας επιλογής αλληλεπίδρασης με το περιβάλλον και το $*$ δείχνει τη συνέλιξη. Επειδή είναι παρακαίμενα taps επηρεάζονται από μια μόνο φυσική MPC, η υπόθεση WSSUS δεν ισχύει πλέον [19].

Η πυκνότητα των scatterers ποικίλλει σημαντικά από περιβάλλον σε περιβάλλον. Στα περισσότερα περιβάλλοντα, η πυκνότητα των scatterers είναι χαμηλή έως μέτρια έτσι η ομαδοποίηση των MPCs μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί. Σε άλλα περιβάλλοντα, η πυκνότητα των scatterers είναι τόσο υψηλή που δεν μπορεί κανείς να επιλύσει μεμονωμένα clusters. Το IEEE 802.15.4a εξέδωσε δύο εναλλακτικά μοντέλα για το CIR. Στην αραιή, περίπτωση πολλαπλών cluster, το τροποποιημένο Saleh-Valenzuela μοντέλο ισχύει και η μορφή του αντίστοιχου σχεδιαγράμματος καθυστέρησης ισχύος δίνεται από την εξαγωγή των δύο εκθετικών συναρτήσεων,

$$E \left\{ |a_{k,l}|^2 \right\} \propto \exp \left(-\frac{T_l}{\Gamma} \right) \cdot \exp \left(-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma} \right), \quad (1.18)$$

όπου Γ και γ είναι τα cluster και οι σταθερές ακτίνες διάσπασης, αντίστοιχα, T_l είναι η καθυστέρηση του l th cluster, και $\tau_{k,l}$ είναι η καθυστέρηση της ακτίνας μέσα στο l th cluster. Όπως σημειώνεται νωρίτερα, το cluster-βασισμένο στο πρότυπο του SV είναι μόνο μία από τις διάφορες επιλογές για τα UWB κανάλια. Άλλα απλούστερα μοντέλα, συμπεριλαμβανομένου ενός ενιαίου εκθετικά άλλο αποσυντιθειμένο cluster με λογαριθμική παραλλαγή, έχουν βρεθεί να παρέχουν μία αναπαράσταση με ίση στατιστική εγκυρότητα πέρα από ένα ευρύ φάσμα των σεναρίων επέκτασης μέσα στα τυπικά κατοικημένα και εμπορικά περιβάλλοντα [20].

Στην πυκνή, περίπτωση ενός cluster ο φάκελος της PDP μπορεί να περιγραφεί ως

$$E \left\{ |a_{k,l}|^2 \right\} \propto \left(1 - \chi \cdot \exp \left(-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma_{rise}} \right) \right) \cdot \exp \left(-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma_1} \right), \quad (1.19)$$

όπου χ υποδηλώνει την εξασθένηση της πρώτης συνιστώσας, γ_{rise} περιγράφει πόσο γρήγορα η PDP ανέρχεται σε μέγιστη τιμή της, και γ_1 περιγράφει την διάσπαση αφότου έχει επιτευχθεί το μέγιστο.

Αν και ο 802.15.4a διαπίστωσε ότι οι χρόνοι άφιξης cluster περιγράφονται καλά με μια διαδικασία Poisson, οι χρόνοι άφιξης διά-cluster κατανέμονται εκθετικά, δηλ.,

$$p(T_l|T_{l-1}) = A_l \exp(-A_l(T_l - T_{l-1})), \quad l > 0, \quad (1.20)$$

όπου A_l είναι το ποσοστό άφιξης cluster (υποτίθεται ότι είναι ανεξάρτητο από l). 802.15.4a διαμορφώνει την ακτίνα ή τους διαχωρίσιμους χρόνους άφιξης MPC ως ένα μίγμα δύο διαδικασιών Poisson όπου

$$p(\tau_{k,l}|\tau_{(k-1),l}) = \beta \lambda_1 \exp[-\lambda_1(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})] + (1 - \beta) \lambda_2 \exp[-\lambda_2(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0, \quad (1.21)$$

β είναι η πιθανότητα μιγμάτων και λ_1 και λ_2 είναι τα ποσοστά άφιξης ακτίνων. Σε

περιπτώσεις όπου η πυκνότητα ακτίνων είναι υψηλή και οδηγεί σε ένα υψηλό ποσοστό άφιξης MPC, το CIR αναπαρίσταται από το αξιοποιημένο μοντέλο γραμμής καθυστέρησης με τακτικές αποστάσεις taps.

Λεπτομέρειες του τρόπου με τον οποίο το κανάλι διάδοσης έχει επιπτώσεις στα διάφορα σχέδια μετάδοσης UWB, συμπεριλαμβανομένου του χρόνου-hopping ραδιοσυστήματος ώθησης, τα άμεσα συστήματα εκτεταμένου φάσματος ακολουθίας (DSSS), συστήματα ορθογωνίας πολυπλεξίας συχνότητας (OFDM), και τα πολλαπλής ζώνης συστήματα περιγράφονται στο [19]. Για παράδειγμα, ο αριθμός των διαχωρίσιμων MPCs καθορίζει τον αριθμό των δακτύλων που ένας δέκτης rake θα απαιτήσει, προκειμένου να συλλέξει αρκετή από την ενέργεια στο λαμβανόμενο σήμα. Το εύρος και η κάλυψη των UWB συστημάτων τείνουν να υποβαθμίζουν την φέρουσα συχνότητα αύξησης και την ελεύθερη απώλεια διαδρομής χώρου και τις απώλειες περίθλασης δεδομένου ότι και οι δύο αυξάνονται.

1.6.2 Μοντέλα καναλιών για MIMO-βασισμένα σε Ασύρματα Συστήματα

Θεωρήστε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνίας που χρησιμοποιεί μόνο μία διαδρομή μετάδοσης σε αποστολή δεδομένων. Ο νόμος του Shannon δίνει τη μέγιστη πυκνότητα C_1 της σύνδεσης σε bits/s/Hz ως

$$C_1 = \log_2(1 + \rho), \quad (1.22)$$

Όπου ρ είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη. Στην πράξη, σκέδαση με αντικείμενα του περιβάλλοντος οδηγεί σε πολλαπλές διαδρομές ανάμεσα στον πομπό και δέκτη. Τέτοιες διαδρομές είναι συχνά τόσο πυκνής διάταξης στη γωνία που δεν μπορεί κανείς να κάνει διάκριση μεταξύ τους μέσω απλής διαμόρφωσης σε δέσμη. Αντ' αυτού, χρησιμοποιείται μία πιο εξελιγμένη προσέγγιση η οποία βασίζεται στην χρήση του χώρου-χρόνου κωδικοποίηση για να διανείμει τη ροή δεδομένων κατά την διάρκεια των N_T κεραιών και να ανακτήσει το ρεύμα με κατάλληλα συνδυασμούς και τα σήματα που παραλαμβάνονται από το N_R που λαμβάνουν τις κεραίες [21]. Επειδή οι πολλαπλάσιες πορείες μετάδοσης εξασθενίζουν ανεξάρτητα η μια από την άλλη, αυτή η προσέγγιση αυξάνει επίσης τη γενική αξιοπιστία συνδέσεων. Πολλές μέθοδοι για την υλοποίηση MIMO συστημάτων που βασίζονται κατά αυτόν τον τρόπο έχουν προταθεί κατά την τελευταία δεκαετία [22]. Η C χωρητικότητα ενός MIMO συστήματος που βασίζεται σε N_T κεραίες εκπομπής και N_R κεραίες (σε bits / s / Hz) δίνεται από

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) \right], \quad (1.23)$$

όπου $(*)$ είναι η μετάθεση της κλήσης, \mathbf{H} είναι το $N_R \times N_T$ κανάλι πίνακα και έχουμε υποθέσει ότι οι πηγές NT έχουν ίση δύναμη και είναι ασύνδετες [21]. Περαιτέρω ανάλυση δείχνει ότι η χωρητικότητα του συστήματος θα φτάσει στην ακμή της όταν οι πορείες μετάδοσης δοκιμάζουν την ασύνδετη εξασθένηση κατά Rayleigh. Ωστόσο, για την πλήρη εκτίμηση των δυνάμεων και των περιορισμών αυτών των σχεδίων απαιτείται η απόδοσή τους να αξιολογείται σε ρεαλιστικά περιβάλλοντα διάδοσης. Ποικίλες

αναλυτικές προσεγγίσεις που βασίζονται σε αυτό το μοντέλο έχουν προταθεί [23].

Ο προφανέστερος τρόπος να χαρακτηριστεί το ασύρματο κανάλι MIMO είναι να διαμορφωθεί ένα πιο στέρεο κανάλι που χαρακτηρίζει άμεσα το H . Σε ένα αληθινό σύστημα σειράς, το πιο ορθολογικό κανάλι ενσωματώνει την κωδικοποίηση και την επεξεργασία του σήματος που απαιτούνται για να υπολογίσει όλα τα στοιχεία του H ταυτόχρονα. Σε ένα σύστημα μεταγωγής σειράς το πιο ορθολογικό κανάλι απλοποιείται με τη χρήση υψηλής ταχύτητας διακοπών για να συνδέσουν διαδοχικά ένα ενιαίο πομπό και ένα δέκτη για όλα τα πιθανά ζευγάρια των στοιχείων στην μετάδοσης και λήψης πινάκων με τη σειρά τους πριν μεταβληθεί αισθητά το κανάλι. Αν και τέτοια συστήματα μοιάζουν πολύ με τα πρακτικά MIMO- συστήματα που μπορούν να φιλοξενήσουν χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια, (1) Τα αποτελέσματα συνδέονται με συγκεκριμένους τύπους κεραιών και οι διαμορφώσεις, (2), είναι δύσκολο να διαχωρίσουν τα αποτελέσματα κοινής ζεύξης μεταξύ των στοιχείων πίνακα από από το συσχετισμό μεταξύ των πορειών μετάδοσης, και (3) η μέτρηση του συστήματος είναι σχετικά περίπλοκη και ακριβή.

Σε ένα εικονικό σύστημα array, το πιο ορθολογικό κανάλι χρησιμοποιεί έναν πομπό και δέκτη (π.χ., ένα VNA) που συνδέονται με ενιαία στοιχεία εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Η μηχανική ρύθμιση θέσης ακρίβειας κινούν τη μετάδοση και τη λήψη στοιχείων στα σημεία που καθορίζονται για τα σημεία που ορίζουν την εικονική εκπομπή και λήψη πινάκων. Ένα τέτοιο σύστημα είναι πιο ευπροσάρμοστο από τα αληθινά ή τα συστήματα μεταγωγής σειράς επειδή (1) εξαλείφει την επίδραση κοινής ζεύξης και (2) επιτρέπει ένα αυθαίρετα μεγάλο αριθμό σημείων στην εικονική σειρά που πρέπει να αξιολογηθούν. Σημαντικό μειονέκτημα της είναι ότι μπορεί να χρειαστούν αρκετά λεπτά για να διαγνωστούν τα στοιχεία της κεραίας σε όλα τα σημεία του εικονικού πίνακα. Συνεπώς, η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται συνήθως στα στατικά εσωτερικά περιβάλλοντα.

Εάν η εικονική ληφθείσα σειρά επιλέγεται αρκετά λεπτή και σε αρκετά σημεία με τη κεραία μετάδοσης σταθερή, είναι δυνατό να επιλυθεί η κατανομή γωνία--άφιξης στη ληφθείσα κεραία που χρησιμοποιεί έναν AoA αλγόριθμο εκτίμησης όπως ο ESPRIT ή παρόμοιο. Το πλάτος της AoA κατανομής είναι ένας ισχυρός δείκτης του συσχετισμού μεταξύ της εξασθένισης που βιώνεται στην παραγωγή μεταξύ των γειτονικών στοιχείων κεραιών. Εάν η απόκριση συχνότητας του καναλιού μετρείται σε κάθε σημείο, τότε η απόκριση ώθησης καναλιού μπορεί επίσης να υπολογιστεί. Συσχετίζοντας το χρόνος—άφιξης που συνδέεται με ένα δεδομένο MPC με την αντίστοιχη γωνία άφιξης επιτρέπει σε κάποιον να υπολογίσει το χωρικό μοντέλο καναλιού που περιγράφει το περιβάλλον διάδοσης και τον προσδιορισμό του βαθμού στον οποίο οι σκεδαστές έχουν μορφή χωρικών clusters [14].

Ένα κατευθυντικό πιο ορθολογικό κανάλι χρησιμοποιεί εικονικές σειρές και στα δύο άκρα της σύνδεσης με τα πληρέστερα υπόψη για τα χαρακτηριστικά των κεραιών και των τοπικών σκεδαστών. Όπως παραπάνω, ο χρόνος που απαιτείται για πεπερασμένο δείγμα όπου η προσέγγιση του εικονικού ορίου συστοιχίας χαρακτηρίζουν στατικά κανάλια. Στην ουσία, ένα κατευθυντικό υγιές κανάλι επιτρέπει σε κάποιον να επιλύσει την επίδραση που αφήνει μια ακτίνα που εξέρχεται από τον πομπό σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση, καθώς έχει τις κατανομές του χρόνου-of-άφιξης και της γωνίας-of-άφιξης που παρατηρήθηκαν στο δέκτη. Κατευθυντικό μοντέλα καναλιών συλλαμβάνουν όλες τις πληροφορίες που απαιτούνται για να αναλύσουν μια σύνδεση MIMO και να υπολογίσουν την ικανότητά του [16].

Μόλις χαρακτηριστεί το κανάλι MIMO, ίσως από έναν συνδυασμό προσομοίωσης και μέτρησης βασισμένο σε μεθόδους, οι σχεδιαστές και οι υπεύθυνοι για

την ανάπτυξη μπορούν να αρχίσουν χρησιμοποιώντας τα μοντέλα καναλιών που περιγράφουν τα περιβάλλοντα που παρουσιάζουν ενδιαφέρον για το σχεδιασμό, δοκιμάζουν, και αξιολογούν την απόδοση εναλλακτικών διαμορφώσεων κεραιών, συστήματα σηματοδότησης, και τους χώρο-χρόνο κωδικούς. Η IEEE 802.11 TGN πρότεινε μια σειρά από ευρείας ζώνης κανάλια MIMO μοντέλα κατάλληλα για τη σύγκριση των επιδόσεων των MIMO-βασισμένα σε ασύρματα LANs [24]. Στο μοντέλα καναλιών TGN, κάθε πηγή στο CIR περιγράφεται από ένα κανάλι \mathbf{H} πίνακα που έχει επιλυθεί σε μία σταθερή επαφή πίνακα \mathbf{H}_F και κατά Rayleigh NLOS πίνακα \mathbf{H}_V ,

$$\mathbf{H} = \sqrt{P} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_F + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_V \right), \quad (1.24)$$

όπου το K είναι K-factor Ricean και το P είναι η ισχύς που περιέχεται σε κάθε πηγή. Επειδή γίνεται η παραδοχή ότι κάθε πηγή περιέχει ορισμένες μεμονωμένες ακτίνες ή φυσικό MPCs, η σύνθετη γκαουσιανή υπόθεση μπορεί να δικαιολογηθεί. Η συσχέτιση μεταξύ των στοιχείων της κεραίας καθορίζεται από το φάσμα γωνιακή δύναμη (PAS). Δεδομένα που λαμβάνονται και μεταδίδονται από της πηγές συσχέτισμού \mathbf{R}_{rx} και \mathbf{R}_{tx} , αντίστοιχα, το \mathbf{H}_V δίνεται από

$$\mathbf{H}_V = \mathbf{R}_{rx}^{1/2} \mathbf{H}_{iid} \left(\mathbf{R}_{tx}^{1/2} \right)^T \quad (1.25)$$

όπου \mathbf{H}_{iid} είναι μια πηγή ανεξάρτητη με μηδενική μέση τιμή, διακύμανση μονάδας, σύνθετες γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές και τα στοιχεία \mathbf{R}_{rx} και \mathbf{R}_{tx} είναι οι σύνθετοι συντελεστές συσχέτισμού μεταξύ των κεραιών i -στης και j -στης κεραίας μετάδοσης ή λήψης, αντίστοιχα. Μια εναλλακτική προσέγγιση που χρησιμοποιεί η προσέγγιση Kronecker της μετάδοσης είναι για να ληφθούν οι πίνακες συσχέτισης. Τα TGN προσδιορίζονται σε έξι μοντέλα αυτής της μορφής που αντιστοιχούν σε RMS καθυστέρηση διάδοσης που κυμαίνονται 0 - 150 ns.

Το 3GPP και, αργότερα, το σχέδιο ΝΙΚΗΤΗΣ, πρότεινε ένα σύνολο μοντέλων καναλιών MIMO κατάλληλων για τη σύγκριση της απόδοσης των MIMO-βασισμένων σε συστήματα που χρησιμοποιήθηκαν για να παρέχουν κάλυψη ευρείας περιοχής στα περιβάλλοντα macrocell [25, 26]. Για καθένα από τα εξεταζόμενα σενάρια, το πρόγραμμα ΝΙΚΗΤΩΝ παρήγαγε δύο τύπους μοντέλων καναλιών. Το πρώτο είναι ένα γενικό πρότυπο που καταγράφει το διπλό-κατευθυντικό κανάλι συμπεριλαμβανομένου του πλάτους, της φάσης, της καθυστέρησης, της γωνίας--αναχώρησης, της γωνία--άφιξης και της πόλωσης κάθε ακτίνας με έναν τρόπο που είναι ανεξάρτητος από τις λεπτομέρειες των μεταδιδόμενων και λαμβανόμενων σειρών. Το δεύτερο είναι ένα μοντέλο με μειωμένη μεταβλητότητα το οποίο είναι κατάλληλο για βαθμονόμηση και σύγκριση προσομοιώσεων. Τα αποτελέσματα των δραστηριοτήτων των ομάδων προτύπων TGN, 3GPP και ΝΙΚΗΤΩΝ και των σχετικών ενεργειών δαπανών σχετικά με τα MIMO-βασισμένα σε συστήματα συνοψίζονται μέσα [27].

1.6.3 Μοντέλα καναλιών για τα δίκτυα περιοχής σώματος

Τα δίκτυα περιοχής σώματος (BAN_S) αποτελούνται από ασύρματες συνδέσεις μεταξύ των ασύρματων συσκευών εξαιρετικά χαμηλής ισχύος (ULP) που βρίσκονται σε άμεση γειννίαση με το ανθρώπινο σώμα. Τέτοιες συσκευές μπορεί να εμφυτευθούν μέσα στο σώμα (εμφυτευμένοι κόμβοι), που συνδέονται με το δέρμα, ενσωματωμένες μέσα σε ενδύματα, προσαρμοσμένες στα αντικείμενα που συνδέονται με το σώμα ή που φέρονται από το σώμα (κόμβοι επιφάνειας σωμάτων), ή που βρίσκονται στις αποστάσεις μέχρι 5 μ μακριά (εξωτερικοί κόμβοι). Αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για (1) την φροντίδα της υγείας και τον έλεγχο της φυσιολογικής κατάστασης ενός ατόμου, αθλητική κατάρτιση, καθώς και εφαρμογές ασφάλειας στο χώρο εργασίας, (2) παρακολούθηση των περιβαλλοντικών κινδύνων στην περιοχή ενός ατόμου, προκειμένου να ενισχυθεί η ασφάλεια στο χώρο εργασίας, (3) παρακολούθηση και έλεγχος της κατάστασης του προστατευτικού εξοπλισμού εργαλείων ή ασφάλειας που φοριούνται από άτομα σε επικίνδυνα περιβάλλοντα, (4) επικοινωνία με άλλες συσκευές ULP σε άμεση εγγύτητα με το προσωπικό για την παρακολούθηση των αιτήσεων και πιστοποίησης, (5) παρέχει στο χειριστή τα μέσα να χειριστεί και να ελέγξει τους αισθητήρες ULP και τις συσκευές στην εγγύτητά του, π.χ., σε βραχίονα, ή στο θώρακα-τοποθετημένη πίνακα ελέγχου, ή/και (6) σήματα ρελέ από ULP ασύρματες συσκευές σε απομακρυσμένα δίκτυα, π.χ., ασύρματο LAN ή δίκτυα κινητής τηλεφωνίας [28, 29].

Η εφαρμογή των ασύρματων κόμβων αισθητήρων που προορίζονται για χρήση σε εφαρμογές δικτύωσης περιοχής σωμάτων παρουσιάζει ιδιαίτερες προκλήσεις. Όχι μόνο πρέπει να είναι φυσικά μικροί προκειμένου να είναι ήσυχοι, αλλά πρέπει να λειτουργήσουν από την ίδια μικρή μπαταρία για περιόδους που κυμαίνονται από εβδομάδες έως και μήνες σε έναν χρόνο. Αν και το απλό ζεύγος πομπός-δέκτης έχουν χρησιμοποιηθεί για τη δημιουργία ασύρματων συνδέσεων σε εφαρμογές που περιλαμβάνεται μόνο ένα ζευγάρι κόμβων, η προσπάθεια που απαιτείται για να τους παράσχεται δυνατότητα πλήρους δικτύωσης θα ήταν σημαντική. Ως αποτέλεσμα, μεγάλο ενδιαφέρον έχει επικεντρωθεί στις συσκευές που βασίζονται στα υπάρχουσα ULP πρότυπα ασύρματης δικτύωσης, όπως το χαμηλής ενέργειας Bluetooth (BLE) ZigBee, και IEEE 802.15.4a. Συγχρόνως, αναγνωρίζεται ευρέως ότι το ασύρματο περιβάλλον διάδοσης κοντά στο ανθρώπινο σώμα είναι αρκετά διαφορετικό από τον προσωπικό χώρο και περιβάλλον του δικτύου αισθητήρων για την οποία τα ισχύοντα πρότυπα αναπτύχθηκαν. Ως αποτέλεσμα, άλλες τεχνικές, όπως η κοντά-πεδίο έχουν ληφθεί υπόψη. Σε αναγνώριση του αυξανόμενου ενδιαφέροντος στη δικτύωση περιοχής σωμάτων και τους περιορισμούς των υπάρχοντων προτύπων, το IEEE 802.15 πρόσφατα σχημάτισε το TG6 για την ανάπτυξη μιας μικρής εμβέλειας πρότυπο ασύρματης επικοινωνίας που έχει βελτιστοποιηθεί για το σκοπό αυτό.

Τα ασύρματα σήματα μπορεί να διαδοθούν από έναν κόμβο αισθητήρα σε ένα άλλο μέσω τριών τύπων διαδρομών: 1) μέσω του σώματος, (2) γύρω από το σώμα, και (3) με αντανάκλαση ή διασπορά από τα αντικείμενα στο γύρω περιβάλλον. Και οι δύο ηλεκτρομαγνητικές προσομοιώσεις στον τομέα των μελετών και η άμεση μέτρηση έχουν δείξει ότι η διάδοση μέσω του σώματος είναι αμελητέα σε UHF συχνότητες και άνω. Είναι σημαντικό να γίνεται διάκριση μεταξύ της απευθείας μετάδοσης σε όλο το σώμα και σκέδασης από τα αντικείμενα στο περιβάλλον. Σε αντίθετη περίπτωση, οι επιδόσεις συνδέσεων σε ανοικτές περιοχές που έχουν σχετικά λίγες σκεδαστές θα μπορούσε να υπερεκτιμηθεί. Σε εφαρμογές περιοχής σωμάτων οι κεραιές δικτύωσης, βρίσκονται σε στενή εγγύτητα με το σώμα και τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας τους επηρεάζονται σημαντικά. Ο προσδιορισμός του βαθμού στον οποίο τα αποτελέσματα κεραιών μπορούν να χωριστούν από τα αποτελέσματα διάδοσης είναι ένα τρέχον ζήτημα των μελετών στη

διαμόρφωση καναλιών περιοχής σωμάτων [30].

Το πρώτο τυποποιημένο μοντέλο για τα περιβάλλοντα δικτύωσης περιοχής σωμάτων παρήχθει από το IEEE 802.15.4a [18]. Πρόσθετες λεπτομέρειες αναφέρθηκαν στο [31, 32]. Ισχύει στη διάδοσή της UWB μεταξύ 3,1 και 10,6 GHz. Οι ερευνητές που χαρακτηρίζονται για το κανάλι περιοχής σωμάτων χρησιμοποιούνε δύο εναλλακτικές προσεγγίσεις: Τον τομέα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης που βασίζεται στην πεπερασμένη διαφορά στο πεδίο του χρόνου (FDTD), την προσέγγιση με άμεση μέτρηση χρησιμοποιώντας μια VNA. Τα σημαντικά συμπεράσματά τους περιλαμβάνουν τα εξής: (1) η απόσταση γύρω από την περίμετρο του σώματος είναι το σωστό μέτρο διαχωρισμού του πομπού-δέκτη, (2), υπάρχουν πάντα δύο συστάδες MPCs στα κανάλια μία-απόκριση λόγω της άμεσης μεταφοράς σε όλο το σώμα και η δεύτερη λόγω της αντανάκλαση από το έδαφος, και (3) είναι οι μικρής κλίμακας εξασθένιση στατιστικών που περιγράφεται καλύτερα με μία λογαριθμική κατανομή.

Το πρότυπο απώλειας πορειών BAN του 802.15.4a διακρίνει μεταξύ των συσκευών που τοποθετούνται στην ίδια πλευρά του σώματος και στις αντίθετες πλευρές. Ο διαχωρισμός μεταξύ clusters εξαρτάται από τη θέση των κεραιών εκπομπής και λήψης η μία σε σχέση με την άλλη και το έδαφος. Για να ενσωματωθεί αυτό το αποτέλεσμα εύκολα, αλλά χωρίς υπερβολική επιβάρυνση του μοντέλου, καθόρισαν τρία σενάρια που αντιστοιχούν στον πομπό που τοποθετήθηκε στο μέτωπο του σώματος και του δέκτη που τοποθετήθηκε στον μπροστινό μέρος, στην πλευρά, ή πίσω του σώματος. Οι σειρές απόστασης για εκείνα τα περιβάλλοντα είναι 0.04-0.17 μ, 0.17-0.38 μ, και 0.38-0.64 μ, αντίστοιχα. Μέσα σε κάθε συστάδα, οι πολύ σύντομες αποστάσεις μετάδοσης οδηγούν στους χρόνους άφιξης ακτίνων που είναι πιο σύντομοι από την ανάλυση καθυστέρησης των συστημάτων που εξέτασαν. Κατά συνέπεια, χρησιμοποίησαν ένα μοντέλο γραμμής καθυστέρησης για αξιοποίηση και αντιπροσώπευση κάθε cluster.

Αν και πολλές από προηγούμενες προσπάθειες από άλλους παράχθησαν ανεπίσημα αποτελέσματα, Το IEEE 802.15.4a ήταν το πρώτο για τη συλλογή και απόκτηση επαρκών στοιχείων για να συντάξει προκαταρκτικό μοντέλο κατάλληλο για χρήση σε προσομοίωση. Το βασικό μοντέλο τους είναι συντηρητικό? δεν περιλαμβάνει αποτελέσματα της διασποράς από το περιβάλλον που μπορεί να είναι σημαντικό εάν ο δέκτης βρίσκεται υπό σκιά. Εντούτοις, έχουν προτείνει τις μεθόδους με τις οποίες αυτή η διασπορά θα μπορούσε να ενσωματωθεί αν είναι απαραίτητο. Ο κύριος σκοπός των TG4a μοντέλα καναλιού BAN είναι να επιτραπεί δίκαιη σύγκριση των επιδόσεων των εναλλακτικών PHY και MAC-layer προτάσεις. Δεν προορίζονται για να προβλέψουν τα απόλυτα μέτρα της απόδοσης, ούτε για να αντιμετωπίσουν μερικά σημαντικά ζητήματα σχετικά με τα ζητήματα στρώματος δικτύων. Κατά συνέπεια, ενώ η εργασία TG4a's αντιπροσωπεύει ένα σημαντικό κύριο σημείο στο χαρακτηρισμό των καναλιών UWB BAN, απαιτούνται πολλά πρόσθετα στοιχεία μέτρησης και πολλή πρόσθετη εργασία για να γίνει αυτό.

Τον Ιανουάριο του 2007, Το IEEE 802.15.6 συγκρότησε μία επιτροπή μοντελοποίησης καναλιού που είχε σκοπό να παράγει μια νέα σειρά μοντέλων καναλιού BAN που θα επιτρέπουν τη χρήση εναλλακτικών PHY και MAC προτάσεων που να είναι αρκετά συγκρίσιμη με τη δική του προσπάθεια τυποποίησης. Η επιτροπή υπέβαλε την τελική έκθεσή της τον Νοέμβριο του 2008 [33]. Τα σενάρια τους κάλυψαν τη μετάδοση μεταξύ της εμφυτευμένης, επιφάνειας σωμάτων, και των εξωτερικών κόμβων. Τα σενάρια που αφορούν τα εμφυτεύματα περιορίζονταν στη ζώνη 402-405MHz. Τα σενάρια που περιλαμβάνουν τους κόμβους στην επιφάνεια σωμάτων περιλαμβάνουν τα 13,5 MHz, 50-50 MHz, 400 MHz, 600 MHz, 900 MHz, 2.4 GHz, και τις 3.1 - 10.6 GHz ζώνες. Τα σενάρια που αφορούν εξωτερικούς κόμβους περιορίστηκαν στα 900 MHz, 2.4 GHz, και τις

3.1 έως 10.06 GHz ζώνες. Το αποτέλεσμα της στάσης του σώματος και η κίνηση του σώματος είχε συμπεριληφθεί. Παρά το γεγονός ότι τα μοντέλα που διατυπώθηκαν από το TG6 αντιπροσωπεύουν μία σημαντική πρόοδο σε σχέση με εκείνα που διατυπώθηκαν από το TG4a, πάσχουν από τους ίδιους περιορισμούς: Βασίζονται σε περιορισμένο αριθμό στοιχείων στις μετρήσεις που δεν είναι κατάλληλα για την πρόβλεψη της απόλυτης απόδοσης. Άλλη μια φορά, πολλή πρόσθετη εργασία παραμένει.

1.6.4 Μοντέλα καναλιών για τα περιορισμένου φάσματος Vehicular δίκτυα

Τα ευφυή συστήματα μεταφορών (ITS) είναι μια ακολουθία νέων τεχνολογιών που θα χρησιμοποιηθούν για να κάνουν τη λειτουργία των οχημάτων εδάφους στα αστικά κέντρα ή την κατά μήκος μεταφορά διαδρόμων ασφαλέστερους και πιο αποτελεσματικούς. Ποικίλες ασύρματες τεχνολογίες έχουν προταθεί ή / και αξιολογηθεί για χρήση σε εφαρμογές ITS, συμπεριλαμβανομένης τεχνολογία RFID, κυψελοειδή δίκτυα ευρείας περιοχής, και κινητά δορυφορικά δίκτυα. Επειδή πολλές από τις πληροφορίες θα παραδοθούν και θα ανταλλάσσονται σε εφαρμογές ITS που είναι ευαίσθητες στον παράγοντα χρόνο και η θέση τους εξαρτώνται από, μικρής εμβέλειας δίκτυα οχημάτων που έχουν προσελκύσει ιδιαίτερο ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια.

Τα περιορισμένου φάσματος δίκτυα οχημάτων περιλαμβάνουν περιορισμένου φάσματος ασύρματες συνδέσεις μεταξύ ενός οχήματος (μέσω ενσωματωμένης μονάδας (OBU)) και καθ' οδόν μονάδα (γνωστή επίσης ως καθ' οδόν Εξοπλισμός (RSE)) για να διαμορφώσουν τα δίκτυα οχήματος-υποδομής (V2I), καθώς και μεταξύ ενός οχήματος και άλλων οχημάτων σε άμεση εγγύτητα με την μορφή των δικτύων οχήματος-οχήματος (V2V). Οι προσδοκώμενες εφαρμογές τέτοιων δικτύων περιλαμβάνουν (1) την ενίσχυση της οδικής ασφάλειας με την παροχή προειδοποιήσεων και επιφυλακών σε πραγματικό χρόνο, (2) διευκόλυνση της κυκλοφοριακής συμφόρησης με προσαρμοστικές αλλαγές στους κανόνες κυκλοφορίας (3) την παροχή πληροφοριών τοποθεσίας απο' που εξαρτώνται οι οδηγοί, (4), βοήθεια στην επιβολή κανονισμού κυκλοφορίας, (5) εξυπηρετούν στην ηλεκτρονική πληρωμή και είσπραξη διοδίων, (6) βοηθά στην κατεύθυνση και τη βελτιστοποίηση των δρομολογίων, (7) παροχή πληροφοριών σχετικά με τις υπηρεσίες για τους ταξιδιώτες, και (8), επιτρέπουν αυτοματοποιημένους αυτοκινητόδρομους.

Αν και το ενδιαφέρον για τη δυνατότητα στα περιορισμένου φάσματος δίκτυα οχημάτων να επιτραπούν οι αιτήσεις ITS χρονολογεί πίσω σχεδόν δύο δεκαετίες, ένα σημαντικό εμπόδιο στην πρόοδο ήταν η έλλειψη μιας κοινής, διαλειτουργικής πλατφόρμας υλικού που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σε κάθε ένας από τους προβλεπόμενους ρόλους. Στις αρχές της δεκαετίας του 1990s, η ITS κοινότητα πρότεινε (1) ότι πρότυπα για τις αφιερωμένες περιορισμένου φάσματος επικοινωνίες (DSRC) αναπτύσσονται προκειμένου να ικανοποιηθεί αυτή η ανάγκη, (2) ότι τέτοια συστήματα επεκτείνονται σε ή κοντά στη ζώνη ISM 5.8 GHz, και (3) ότι θα υποστηρίξουν ταχύτητες δεδομένων τουλάχιστον 1 Mb / s. Από τις αρχές του 1990, τα ευρωπαϊκά, ιαπωνικά, και αμερικανικά πρότυπα για DSRC έχουν πάρει τις διαφορετικές πορείες. Τα ευρωπαϊκά και ιαπωνικά συστήματα DSRC είναι απλής-μεταφοράς συστήματα και είναι σε ενεργή χρήση, αν και ως επί το πλείστον για την ηλεκτρονική είσπραξη φόρου. Στις Ηνωμένες Πολιτείες, τα πρότυπα DSRC είναι βασισμένα στο IEEE 802.11p, μια παραλλαγή του IEEE OFDM-βασισμένο στο 802.11a πρότυπο μπορεί να λειτουργήσει στις διάφορες εξουσιοδοτημένες με άδεια-απαλλάξιμες ζώνες μεταξύ 4.9 και 5.9 GHz που ενσωματώνουν τις αυξήσεις στο στρώμα της MAC που απαιτούνται για την επιτυχής λειτουργία της κινητικότητας στα

περιβάλλοντα [34].

Τα μοντέλα χρήσης για οχήματα μικρού φάσματος περιβάλλοντα πρέπει να αποτελέσουν τα τέσσερα κύρια χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος: (1) η φύση της σύνδεσης (V2V ή V2I), (2) οι ταχύτητες του οχήματος(-τα) σε κάθε άκρο της σύνδεσης, (3) η φύση του περιβάλλοντος χώρου, και (4), την πυκνότητα και την ταχύτητα των οχημάτων που αποτελούν την γύρω κυκλοφορία. Ο αριθμός των συνδυασμών είναι μεγάλος, έτσι απαιτείται κάποια διακριτική ευχέρεια κατά την επιλογή του υποσυνόλου για να χαρακτηριστεί. Μόλις προσδιοριστούν τα μοντέλα χρήσης, τα χαρακτηριστικά της σύνδεσης μπορούν να καθοριστούν είτε από την προσομοίωση χρησιμοποιώντας την ανίχνευση ακτίνων που συνδυάζεται με τα ρεαλιστικά πρότυπα των αντικειμένων στο περιβάλλον, π.χ., [35] ή με άμεση μέτρηση χρησιμοποιώντας ένα υγιέστερο κανάλι που έχει αναπτυχθεί σε αντιπροσωπευτικά περιβάλλοντα.

Όπως με τα μοντέλα καναλιών για άλλα περιβάλλοντα, ένα περιορισμένου φάσματος μοντέλο όχημα καναλιών πρέπει να αποτελέσει (1) τη μεταβολή της ισχύος του σήματος σε σχέση με την απόσταση, (2) μεταβολή της ισχύος του σήματος την πάροδο του χρόνου, και (3) διασπορά του χρόνου του σήματος ή, ισοδύναμα, την επιλεκτικότητα συχνότητας του καναλιού. Ωστόσο, το περιβάλλον οχημάτων είναι σημαντικά πιο δυναμική από άλλα περιβάλλοντα. Πρώτον, τουλάχιστον ένα άκρο της σύνδεσης είναι ένας φορέας στην κίνηση. Δεύτερον, πολλά από τα άλλα οχήματα που επίσης οδηγούν μπορούν να εμποδίσουν ή να σκιάσουν σε κίνηση. Τρίτον, εάν οι κεραιές που χρησιμοποιούνται από το OBUs τοποθετούνται κάτω από το επίπεδο στεγών, το ίδιο το όχημα θα εμποδίσει ή θα σκιάσει τη σύνδεση σε ορισμένες κατευθύνσεις. Κατά συνέπεια, τα περιορισμένου φάσματος κανάλια οχημάτων είναι εκλεκτικοί τόσο σε χρόνο όσο και σε συχνότητα.

Οι μετρήσεις των καναλιών οχημάτων πρόσφατα έχουν αναφερθεί από αρκετούς ερευνητές, συμπεριλαμβανομένων των [36, 37, 38]. Αν και διαφορές μεταξύ των εξεταζόμενων σεναρίων κατάστησε τις άμεσες συγκρίσεις δύσκολες, μερικά γενικά συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν. Πρώτον, σε αντίθεση με τα κανάλια macrocell, τα οποία η μεγαλύτερη εμπειρία τους εξαπλώνεται στην καθυστέρηση στους ανοιχτούς χώρους όπως οι οδοί ταχείας κυκλοφορίας ή οι γέφυρες, όπου απόμακροι σκεδαστές μπορούν να έχουν σημαντικές συνεισφορές στην απάντηση, τα περιορισμένου φάσματος κανάλια οχημάτων επηρεάζονται σχεδόν αποκλειστικά από τοπικούς σκεδαστές και η εμπειρία τους έχει μεγαλύτερη εξάπλωση στην καθυστέρηση στους δρόμους στα φαράγγια και κάτω από συνθήκες NLOS εάν διαμορφώνονται από τα κτίρια στις αστικές περιοχές ή από μεγάλα φορτηγά κοντά στο όχημα στα περιβάλλοντα αυτοκινητόδρομων. Δεύτερον, η σκιά που εξασθενίζει εμφανίζεται γρηγορότερα στα περιβάλλοντα οχημάτων απ'ό, τι στα περιβάλλοντα macrocell επειδή οι κυρίαρχη καθυστέρηση είναι και μικρότερη και πιο στενή στο τερματικό οχημάτων που είναι συχνά στην κίνηση σχετικά με το όχημα. Τρίτον, το φάσμα Doppler παρεκκλίνει συχνά από το κλασικό σε σχήμα φάσματος-U. Αυτό οφείλεται πιθανώς στη AoA κατανομή που είναι εξαιρετικά ανομοιόμορφη.

Οι συγκρίσεις των αντιδράσεων ώθησης καναλιών που παρουσιάστηκαν στα οχήματα και macrocell κανάλια παρουσιάζουν επίσης σημαντικές διαφορές. Κατ' αρχάς, οι πηγές ώθησης καναλιού απάντηση παραμένουν για πολύ μικρότερο χρονικό διάστημα από ό, τι σε περιβάλλοντα macrocell λόγω των γρήγορων αλλαγών στη διαμόρφωση των σκεδαστών που συμβάλλουν στην απάντηση. Τέλος, οι κατανομές πλάτους που βιώνονται στις μεμονωμένες πηγές συχνά καλύτερα περιγράφονται από μια κατανομή Nakagami με έναν μ-παράγοντα μικρότερο από 1, δηλ., χειρότερα από Rayleigh. Σε κάθε περίπτωση, η μέτρηση βασισμένη στο μοντέλο των οχημάτων των καναλιών είναι ακόμη σε πρώιμο στάδιο και τυποποιημένα μοντέλα καναλιών δεν έχουν ακόμη εγκριθεί από οποιαδήποτε

από τις μεγάλες ομάδες που είναι υπεύθυνες για τον καθορισμό των προτύπων και DSRC και πιστοποίησης εξοπλισμού DSRC.

1.6.5 Μοντέλα καναλιών για συστήματα των 60GHz και των Terahertz

Τα τελευταία χρόνια, αρκετές ομάδες έχουν προτείνει ότι οι νέες ασύρματες τεχνολογίες που μπορούν να παρέχουν δεδομένα τιμών στα 1Gb / s και άνω πρέπει να αναπτυχθούν για την ανάπτυξη στα 60 GHz. Οι τεχνολογίες αυτές θα επιτρέψουν την ασύρματη αντικατάσταση πολύ περιορισμένου φάσματος συνδέσεις με καλώδιο υψηλής ταχύτητας όπως εκείνες που βασίζονται στο IEEE 802.3-2005 (Gigabit Ethernet) ή στο IEEE 1394b-2002 (FireWire 800) [39]. Άλλοι με μια πιά μακροχρόνια άποψη έχει προτείνει οι νέες τεχνολογίες ικανών να μεταφέρουν δεδομένα με ποσοστά των 10 GB / s και άνω πρέπει να αναπτυχθούν για χρήση στη χωρίς άδεια ζώνη μεταξύ 300 GHz και 1 THz [40]. Οι υποστηρικτές αναγνωρίζουν ότι η THz τεχνολογία εξακολουθεί να είναι σε πρώιμο στάδιο και θα χρειαστεί τουλάχιστον μια δεκαετία για να παραδώσει THz ασύρματες συσκευές να καταναλωτές.

Διάδοση στα 60 GHz. Σε συχνότητες άνω των 10 GHz, η απορρόφηση που οφείλεται στους ατμοσφαιρικούς υδρατμούς και του οξυγόνου μπορεί να διαδραματίσει σημαντικό ρόλο στον προσδιορισμό του ωφέλιμου εύρους των ασύρματων ζεύξεων. Ειδικότερα, ασύρματες συνδέσεις που έχουν αναπτυχθεί κοντά στην γραμμή απορρόφησης οξυγόνου κοντά στα 60 GHz εμπειρικά έχουν απώλειες των 10-15 dB / km πέρα από τις συνήθεις απώλειες στον ελεύθερο χώρο και της περίθλασης. Αν και αυτό αποκλείει τη χρήση των 60 GHz συστημάτων για συνδέσεις περισσότερων των 2 χλμ περίπου., οι απώλειες είναι εντελώς διαχειρίσιμες για (1) LOS συνδέσεις που χρησιμοποιούνται για την παροχή συνδεσιμότητας τελευταίου μιλίου σε υπαίθρια περιβάλλοντα ή (2) NLOS συνδέσεις που χρησιμοποιούνται μέσα σε ένα δωμάτιο σε ένα σπίτι ή το γραφείο. Επιπλέον, στη γρήγορη μείωση του σήματος η δύναμη με την απόσταση είναι συμφέρουσα επειδή μειώνει δραστικά την παρέμβαση που προκαλείται από τα κοντινά συστήματα στην ίδια ζώνη και επιτρέπει την πολύ πυκνότερη επέκταση και ένα υψηλότερο ποσοστό επαναχρησιμοποίησης συχνότητας από ειδάλλως θα ήταν δυνατός.

Τα τελευταία χρόνια, οι ρυθμιστές του φάσματος σε όλο τον κόσμο έχουν διαθέσει ένα μεγάλο εύρος φάσματος κοντά στα 60 GHz προς χρήση από τα μικρού φάσματος ασύρματα συστήματα. Στις Ηνωμένες Πολιτείες και τον Καναδά, η ζώνη από 59 έως 64 GHz έχουν διατεθεί στις απαλλάξιμες με άδεια εφαρμογές με μέγιστη ισχύ εξόδου τα dBm 27 και μια μέση ισχύ πυκνότητας που δεν υπερβαίνει τα 9 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, ως μετρημένα 3m από την ακτινοβολώντας δομή. Στην Ιαπωνία, η ζώνη από 59 έως 66 GHz έχει διατεθεί στις άδεια-απαλλάξιμες εφαρμογές με μια μέγιστη ισχύ εξόδου τα dBm 10 και μια μέγιστη αποτελεσματική ιστροπικά ακτινοβολούμενη ισχύος από dBm 57. Άλλες χώρες, συμπεριλαμβανομένης της Αυστραλίας και της Κορέας, έχουν κάνει παρόμοιες κατανομές. Είναι ευρέως αναμενόμενο ότι η Ευρώπη και οι περισσότερες υπόλοιπες χώρες θα ακολουθήσουν σύντομα. Σε σύγκριση με τα ρυθμιστικά εμπόδια που μαστίζουν UWB εκτός των Ηνωμένων Πολιτειών, η κατάσταση στη ζώνη των 60 GHz είναι πολύ πιο ευνοϊκή [41].

Δραστηριότητες προτύπων στα 60 GHz. Οι διάφορες ομάδες προτύπων αναπτύσσονται ενεργά σε ασύρματες τεχνολογίες κατάλληλες για την παροχή μικρής εμβέλειας multi Gb / s συνδεσιμότητα στα 60 GHz. Στο IEEE 802.15's η ομάδα εργασίας 3c αναπτύσσει μια εναλλακτική λύση 60 GHz φυσικό στρώμα για το ασύρματο προσωπικό δίκτυο περιοχής υψηλού ποσοστού (WPAN) που αναπτύσσεται από τη ομάδα εργασίας 3. Στην Ευρώπη,

το Ecma TC 48 αναπτύσσει παρόμοια πρότυπα. Οι διάφορες άλλες ομάδες αναπτύσσουν επίσης τις τεχνολογίες ή/και προτείνουν τα ανταγωνιστικά πρότυπα, συμπεριλαμβανομένης της κοινοπραξίας WirelessHD που οδηγείται από Broadcom, τη Intel, τη LG Electronics, τη Panasonic, NEC, τη Samsung, SiBEAM, τη Sony, και Toshiba. Αν και οι περισσότερες ομάδες έχουν καθορίσει τα συγκεκριμένα πρότυπα χρήσης στα οποία τα προτεινόμενα συστήματα αναμένονται να λειτουργήσουν στα συγκεκριμένα επίπεδα απόδοσης, IEEE 802.15c είναι τα σχέδια της πιο φιλόδοξης κάλυψης και είναι προφανώς η μόνη ομάδα για να υποστηρίξει ένα μοντέλο επιτροπής καναλιών.

Η IEEE 802.15.3c επιτροπή μοντελοποίησης καναλιού πρότεινε μοντέλα καναλιών αντίστοιχα σε LOS και NLOS συνδέσεις σε πολυκατοικίες, γραφεία, βιβλιοθήκες, περιβάλλοντα εργασίας (CM 1-8), και σε ένα περιβάλλον κίосκι (CM-9). Στη διαμόρφωση καναλιών τελικής έκθεσης της επιτροπής, υπογραμμίζουν ότι τα πρότυπα χρήσης τους είναι μόνο αντιπροσωπευτικά των πολλών σεναρίων στα 60 GHz όπου ο εξοπλισμός μπορεί να αναπτυχθεί. τα πρότυπα που η επιτροπή έχει προτείνει είναι βασισμένα στα αποτελέσματα μέτρησης που έχουν αναφερθεί στη δημοσιευμένη βιβλιογραφία, π.χ., [42] και έχουν υποβληθεί άμεσα στην επιτροπή [43].

Τα IEEE 802.15.3c 60 μοντέλα καναλιών GHz φέρουν πολλές ομοιότητες με τα IEEE 802.15.3a/4a 03.01 - 10.06 GHz UWB μοντέλα καναλιών. Πρώτον, όπως στην περίπτωση UWB, η απώλεια διαδρομής εξαρτάται τόσο από την συχνότητα και την απόσταση, έτσι τα πρότυπα απώλειας πορείων τους έχουν σχεδιαστεί για να προσμετράνε και τα δύο. Δεύτερον, όπως στην περίπτωση UWB, το κατεχόμενο εύρος ζώνης του σήματος είναι αρκετά ευρύ ώστε η κρουστική απόκριση καναλιού αποκαλύπτεται με πολύ υψηλή ανάλυση και MPCs παρατηρούνται να φτάσουν σε συστάδες. Συνεπώς, το πρότυπο των 60 GHz CIR είναι επίσης βασισμένο στο πρότυπο Saleh-Valenzuela με τις επεκτάσεις που συλλαμβάνουν ορισμένες μοναδικές πτυχές του τμήματος Los. Η κατανομή των χρόνων άφιξης συστάδων και άφιξης ακτίνων περιγράφεται από ένα ζευγάρι των διαδικασιών Poisson. Η ανάλυση των στοιχείων μέτρησης έχει δείξει ότι τόσο το cluster και τα ray πλάτη μπορούν να μοντελοποιηθούν από λογαριθμικές κατανομές.

Επειδή η φέρουσα συχνότητα είναι τόσο υψηλή, ακόμα και οι χαμηλές ταχύτητες (1,5 m / s) μπορούν να οδηγήσουν το Doppler στο να διαδίδεται σε αρκετά εκατοντάδες Hertz. Αντίθετα από το IEEE 802.15.3a ή 4a, το IEEE 802.15.3c πρότυπο καναλιών συλλαμβάνει επίσης τη γωνιακή διάδοση της απάντησης καναλιών υπό μορφή σχεδιαγράμματος κατανομής αζιμουθίου δύναμης. Η κατανομή του cluster σημαίνει ότι η γωνία της άφιξης, που ρυθμίζεται από το AoA του προηγούμενου cluster, είναι ομοιόμορφη. Η ακτίνα AoAs μέσα σε κάθε cluster διαμορφώνεται είτε από τις μηδενικές μέσες γκαουσιανές είτε μηδενικές μέσες κατανομές Laplace. Το έργο της επιτροπής έγινε πιο δύσκολο από τη σχετική έλλειψη των 60 GHz, δεδομένου των μετρήσεων καναλιών που έχουν αναφερθεί στη βιβλιογραφία, και, ιδίως, η έλλειψη των δεδομένων των μετρήσεων που αντιμετωπίζει η συγκεκριμένη χρήση μοντέλων που προτείνει η επιτροπή. Ενώ τα τυποποιημένα μοντέλα της επιτροπής παρέχουν μια χρήσιμη βάση κατά την οποία εναλλακτικές PHY ή MAC προτάσεις στρώματος για τη χρήση σε 60 GHz συστήματα μπορούν να αξιολογηθούν και να συγκριθούν, περαιτέρω εκστρατείες μέτρησης απαιτούνται ώστε να καλυφθούν βασικά κενά. Διάδοση στη ζώνη THz. Στις συχνότητες μεταξύ 300 GHz και 1 THz, η ατμοσφαιρική μείωση μπορεί να φθάσει στις εκατοντάδες dB/km. Σε 300, 350, 410, 670, και 850 GHz, η ατμοσφαιρική μείωση είναι αρκετά χαμηλή, δηλ., λιγότερο από τα 50 dB/km, μπορεί να επιτραπεί η επέκταση του περιορισμένου φάσματος συνδέσεων και το διαθέσιμο εύρος ζώνης είναι περίπου 50 GHz ή μεγαλύτερο. Μόνο μερικές λεπτομερείς μελέτες της

μετάδοσης THz σε εσωτερικά περιβάλλοντα έχουν αναφερθεί μέχρι σήμερα, π.χ., [44]. Η άμεση μετάδοση πιθανώς θα αποδίδει καλύτερα αλλά είναι εξαιρετικά ευαίσθητη στην τυχαία ή/και διαλείπουσα παρεμπόδιση. Όπως στην περίπτωση υπέρυθρου ασύρματου LANs, η έμμεση μετάδοση στην οποία τα σήματα φθάνουν στο δέκτη μέσω των αντανάκλασεων από τους τοίχους και τις οροφές μπορεί να προσφέρει τη συνεπέστερη απόδοση. Εντούτοις, πολλή εργασία παραμένει προκειμένου να καθοριστεί η απόδοση που μπορεί να επιτευχθεί στις χαρακτηριστικές περιπτώσεις χρήσεως.

1.7 Συμπεράσματα

Κατά τη διάρκεια της επόμενης δεκαετίας, μια νέα γενιά ασύρματων τεχνολογιών θα βελτιώσει περαιτέρω την απόδοση και την αξιοπιστία των ασύρματων συστημάτων, αυξάνοντας το εύρος των εφαρμογών στα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Πολλά από αυτά τα συστήματα θα χρησιμοποιήσουν τη νέα σηματοδότηση για σχέδια λειτουργιών στις ζώνες υψηλότερης συχνότητας ή/και επεκτειμένα στα πιο σκληρά περιβάλλοντα που υπήρχαν ποτέ. Ο βαθμός στον οποίο οι νέες τεχνολογίες θα ανταποκριθούν στις προσδοκίες των χρηστών τέλος θα εξαρτηθεί τελικά από την ακρίβεια και την πιστότητα με την οποία οι κατασκευαστές καναλιών θα χαρακτηρίζουν τις βλάβες και τις στρεβλώσεις στις δοκιμές συστημάτων σε πραγματικές συνθήκες. Μέτρηση και η προσομοίωση προσεγγίσεις που βασίζονται στην μοντελοποίηση καναλιού όλο και περισσότερο ως συμπληρωματικά? πολλές μελέτες χρησιμοποιούν και τα δύο. Η πρόσφατη πρόοδος από την μοντελοποίηση καναλιού δείχνει στην κοινότητα ότι τόσο οι προγραμματιστές όσο και οι τελικοί χρήστες αυτών των νέων συστημάτων θα εξυπηρετηθούν καλά.

Ευχαριστίες Οι συγγραφείς θέλουν να ευχαριστήσουν τους Robert White, Arghavan Emami Forooshani, και Wadah Muneer για τη βοήθειά τους στη συγκέντρωση της λίστας αναφορών.

Αναφορές

1. J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, New York: Halsted Press, 1992, p. v.
2. A. H. Waynick, "The early history of ionospheric investigations in the United States," *Phil. Trans. R. Soc. Lond. A.*, vol. 280, no. 1293, pp. 11–25, 23 Oct. 1975.
3. D. E. Kerr, *Propagation of Short Radio Waves*. vol. 13 of the MIT Radiation Laboratory Series. New York: McGraw-Hill, 1951.
4. Y. Okumura *et al.*, "Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service." *Rev. Elec. Commun. Lab.*, vol. 16, no. 9-10, pp. 825–873, 1968.
5. R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception," *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 47, pp. 957–1000, Jul.–Aug. 1968.
6. P. A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. 11, no. 4, pp. 360–393, Dec. 1963.
7. D. C. Cox, "Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 20, no. 5, pp. 625–635,

Sep. 1972.

Χαρακτηρισμός Ασύρματων Καναλιών

8. W. Jakes, Ed., *Microwave Mobile Communications*, New York: Wiley, 1974.
9. D. Greenwood and L. Hanzo, "Characterization of mobile radio channels," in *Mobile Radio Communications*, R. Steele, Ed., London: Pentech Press, pp. 92–185, 1992.
10. H. L. Bertoni, W. Honcharenko, L. R. Maciel and H. H. Xia, "UHF propagation prediction for wireless personal communication," *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 9, pp. 1333–1359, Sep. 1994.
11. A. F. Molisch, *Wireless Communications*. New York: Wiley, 2005, pp. 43–170.
12. S. Thoen, L. Van der Perre and M. Engels, "Modeling the channel time-variance for fixed wireless communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, no. 8, pp. 331–333, Aug. 2002.
13. A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 1, pp. 128–137, Feb. 1987.
14. R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport and J. H. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Pers. Commun.*, vol. 5, no. 1, pp.10–22, Feb. 1998.
15. Q. H. Spencer, B. D. Jeffs, M. A. Jensen and A. L. Swindlehurst, "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, no. 3, pp. 347–360, Mar. 2000.
16. M. Steinbauer, A. F. Molisch and E. Bonek, "The double-directional radio channel," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 43, no. 4, pp. 51–63, Aug. 2001.

Ultrawideband Channel Models

17. A. F. Molisch, J. R. Foerster and M. Pendergrass, "Channel models for ultrawideband personal area networks," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 10, no. 6, pp. 14–21, Dec. 2003.
 18. A. F. Molisch, D. Cassioli, C. C. Chong, S. Emami, A. Fort, K. Balakrishnan, J. Karedal, J. Kunisch, H. G. Schantz, K. Siwiak and M. Z. Win, "A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3151–3166, Nov. 2006.
 19. A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels – Theory, measurement, and modeling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 5, pp. 1528–1545, Sep. 2005.
 20. L. J. Greenstein, S. S. Ghassemzadeh, S. C. Hong and V. Tarokh, "Comparison study of UWB indoor channel models," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 1, pp. 128–135, Jan. 2007.
- 26 David G. Michelson and Saeed S. Ghassemzadeh

MIMO Channel Models

21. G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.* vol. 6, pp. 311–335, 1998.
22. D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. J. Smith and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, no. 3, pp. 281–302, Apr. 2003.
23. M. A. Jensen and J. W. Wallace, "A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 11, pp. 2810–2824, Nov. 2004.
24. V. Erceg *et al.*, "TGn channel models," IEEE P802.11 Working Group for Wireless Local Area Networks, Doc. No. IEEE 802.11-03/940/r4, revised 10 May 2004.
25. D. S. Baum, J. Hansen, J. Salo, G. Del Galdo, M. Milojevic and P. Kyösti, "An interim channel model for beyond-3G systems," in *Proc. IEEE VTC 2005-Spring*, 30 May–1 Jun. 2005, pp. 3132–3136.
26. M. Narandžić, C. Schneider, R. Thomä, T. Jämsä, P. Kyösti, X. Zhao, "Comparison of SCM, SCME and WINNER channel models," in *Proc. IEEE VTC 2007-Spring*, 22–25 Apr. 2007, pp. 413–417.
27. P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyösti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges and H. O'zcelik, "Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems," *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.* vol. 2007, p. 19, doi:10.1155/2007/19070.

Channel Models for Body Area Networks

28. A. Alomainy, Y. Hao, X. Hu, C. G. Parini and P. S. Hall, "UWB on-body radio propagation and system modelling for wireless body-centric networks," *IEE Proc. Commun.*, vol. 153, no. 1, pp. 107–114, Feb. 2006.
29. P. S. Hall and Y. Hao (Eds.), *Antennas and Propagation for Body-centric Communications*. Boston, MA : Artech House, 2006.
30. Y. Hao, P. S. Hall and K. Ito, (Eds.), *Special Issue on Antennas and Propagation on Body-Centric Wireless Communications*, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4, Apr. 2009.
31. A. Fort, J. Ryckaert, C. Desset, P. De Donecker, P. Wambacq and L. Van Biesen, "Ultrawideband channel model for communication around the human body," *IEEE J. Sel. Areas*

Commun., vol. 24, no. 4, pp. 927–933, Apr. 2006.

32. A. Fort, C. Desset, P. De Donecker, P. Wambacq and L. Van Biesen, “An ultra-wideband

body area propagation channel model: From statistics to implementation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1820–1826, Apr. 2006.

33. K. Y. Yazdandoost and K. Sayrafian-Pour, “Channel model for body area network,” IEEE

P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks, IEEE P802.15-08-0780-02-0006, 12 Nov. 2008.

Channel Models for Vehicular Networks

34. J. Yin *et al.*, “Performance evaluation of safety applications over DSRC vehicular ad hoc

networks,” in *Proc. VANET 2004*, 1 Oct. 2004, pp. 1–9.

35. M. Toyota, R. K. Pokharel and O. Hashimoto, “Efficient multi-ray propagation model for DSRC EM environment on express highway,” *Elec. Lett.*, vol. 40, no. 20, pp. 1278–1279, 30 Sep. 2004.

36. G. Acosta-Marum and M. A. Ingram, “Six time- and frequency-selective empirical channel

models for vehicular wireless LANs,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 2, no. 4, pp. 4–11, Dec. 2007.

37. I. Sen and D. W. Matolak, “Vehicle-vehicle channel models for the 5-GHz band,” *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 9, no. 2, pp. 235–245, Jun. 2008.

1 Measurement and Modeling of Wireless Channels 27

38. I. Tan, W. Tang, K. Laberteaux and A. Bahai, “Measurement and analysis of wireless channel

impairments in DSRC vehicular communications,” in *Proc. IEEE ICC 2008*, 19–23 May 2008, pp. 4882–4888.

Channel Models for 60 GHz and Terahertz Systems

39. P. Smulders, “60 GHz radio: Prospects and future directions,” in *Proc. 10th IEEE Symp. Commun.*

Veh. Technol., Benelux, Nov. 2003, pp. 1–8.

40. R. Piesiewicz, T. Kleine-Ostmann, N. Krumbholz, D. Mittleman, M. Koch, J. Schoebel and

T. Kürner, “Short-range ultra-broadband terahertz communications: Concepts and perspectives,”

IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 49, no. 6, pp. 24–39, Dec. 2007.

41. C. Park and T. S. Rappaport, “Short-range wireless communications for next-generation

networks: UWB, 60 GHz millimeter-wave WPAN and ZigBee,” *IEEE Wireless Commun.*, vol. 14, no. 4, pp. 70–78, Aug. 2007.

42. T. Zwick, T. J. Beukema and H. Nam, “Wideband channel sounder with measurements and

model for the 60 GHz indoor radio channel,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 4, pp. 1266–1277, Jul. 2005.

43. S. K. Yong, “TG3c channel modeling sub-committee final report,” IEEE P802.15

Working

Group for Wireless Personal Area Networks, Doc. No. IEEE 15-07-0584-01-003c, 13
Mar. 2007.

44. C. Jansen, R. Piesiewicz, D. Mittleman, T. Kürner and M. Koch, “The impact of reflections from stratified building materials on the wave propagation in future indoor terahertz communication systems,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 5, pp. 1413–1419, May 2008.

Κεφάλαιο 2

OFDM: Αρχές και προκλήσεις

2.1 Εισαγωγή

Η φύση των μελλοντικών ασυρμάτων εφαρμογών απαιτεί υψηλούς ρυθμούς δεδομένων. Φυσικά η αντιμετώπιση του πάντα απρόβλεπτου ασύρματου καναλιού σε υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων επικοινωνίας δεν είναι εύκολος στόχος. Η ιδέα της μετάδοσης πολυμεταφορέων έχει εμφανιστεί πρόσφατα για να χρησιμοποιηθεί για την καταπολέμηση της εχθρότητας του ασύρματου καναλιού και την παροχή υπηρεσιών επικοινωνίας υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Το OFDM είναι μια πρόσθετη μορφή μετάδοσης πολυμεταφορέων όπου όλοι οι υπομεταφορείς είναι ορθογώνιοι μεταξύ τους. Το OFDM υπόσχεται ένα υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων χρήστη με δυνατότητα σε λογική πολυπλοκότητα και ακρίβεια.

Σε υψηλές ταχύτητες δεδομένων, η διαστρέβλωση καναλιών με τα στοιχεία είναι πολύ σημαντική, και είναι σχεδόν αδύνατο να ανακτηθούν τα δεδομένα που έχουν διαβιβαστεί με ένα απλό δέκτη. Μια πολύ σύνθετη δομή δεκτών απαιτείται που να χρησιμοποιεί υπολογιστικά τους ακριβούς αλγορίθμους εξίσωσης και εκτίμησης καναλιών για να υπολογίσει σωστά το κανάλι, έτσι ώστε οι εκτιμήσεις να μπορούν να χρησιμοποιηθούν με τα ληφθέντα δεδομένα για να ανακτήσουν τα αρχικά μεταδιδόμενα δεδομένα. Το OFDM μπορεί να απλοποιήσει δραστικά το πρόβλημα εξίσωσης με την επιλεκτική στροφή της συχνότητας-καναλιού σε ένα επίπεδο κανάλι. Ένα απλό άγγιγμα ισοσταθμιστή είναι απαραίτητο για την εκτίμηση του καναλιού ώστε να ανακτήσει τα δεδομένα.

Τα μελλοντικά συστήματα τηλεπικοινωνιών πρέπει να είναι αποδοτικά φασματικά για να υποστηρίξουν τους διάφορους υψηλούς ρυθμούς δεδομένων των χρηστών. Το OFDM χρησιμοποιεί το διαθέσιμο φάσμα πολύ αποτελεσματικά που είναι πολύ χρήσιμο για τις επικοινωνίες πολυμέσων. Για όλους τους ανωτέρω λόγους, το OFDM έχει γίνει αποδεκτό ήδη από πολλά από τα συστήματα μελλοντικής γενιάς [1].

2.2 Ιστορία και ανάπτυξη OFDM

Αν και το OFDM μόνο πρόσφατα έχει κερδίσει το ενδιαφέρον από την βιομηχανία τηλεπικοινωνιών, έχει μια μακρά ιστορία ύπαρξης. Έχει αναφερθεί ότι τα OFDM-βασισμένα συστήματα υπήρχαν κατά τη διάρκεια και του Δευτέρου Παγκοσμίου Πολέμου. Το OFDM είχε χρησιμοποιηθεί από τον Αμερικανικό στρατό σε διάφορες υψηλής συχνότητας στρατιωτικά συστήματα, όπως τα KINEPLEX, ANDEFT, και KATHRYN [2]. Το

KATHRYN χρησιμοποιείται για AN/GSC-10 κυμαινόμενο ρυθμό μόντεμ δεδομένων κατασκευασμένο για υψηλή ραδιοφωνική συχνότητα. Μέχρι 34 παράλληλα χαμηλού-ρυθμού κανάλια χρησιμοποιώντας διαμόρφωση PSK προήλθαν από τη συχνότητα-πολυπλεξίας σε σύνολο υποκαναλιών. Η ορθογώνια εκχώρηση συχνοτήτων χρησιμοποιήθηκε με διάστημα διαχωρισμού καναλιών τα 82 Hz ώστε να δοθεί ο απαραίτητος χρόνος μεταξύ των διαδοχικών στοιχείων σηματοδότησης [3].

Τον Δεκέμβριο του 1966, ο Robert W. Chang αναφέρθηκε για ένα θεωρητικό τρόπο για τη ταυτόχρονη μετάδοση ροής δεδομένων μέσω της γραμμικής ζώνης περιορισμένου καναλιού χωρίς ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI) και ενδοφέρων παρεμβολή (ICI). Στη συνέχεια, έλαβε το πρώτο δίπλωμα ευρεσιτεχνίας των ΗΠΑ σχετικά με το OFDM το 1970 [4]. Περίπου την ίδια εποχή, ο Saltzberg² εκτέλεσε μια ανάλυση της απόδοσης του συστήματος OFDM. Μέχρι αυτήν την περίοδο, εμείς χρειαστήκαμε έναν μεγάλο αριθμό ταλαντωτών υπομεταφορέων για να εκτελέσει τις παράλληλες διαμορφώσεις και αποδιαμορφώσεις.

Μία σημαντική εξέλιξη στην ιστορία του OFDM ήρθε το 1971 όταν ο Weinstein και ο Ebert³ *χρησιμοποίησαν διακριτό μετασχηματισμό Fourier* (DFT) για την εκτέλεση baseband διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης εστιάζοντας στην αποτελεσματική επεξεργασία. Αυτό εξάλειψε την ανάγκη για την τράπεζα από τους ταλαντωτές υπομεταφορέων, προετοιμάζοντας κατά συνέπεια το έδαφος για την ευκολότερη, πιο χρήσιμη, και αποδοτική εφαρμογή του συστήματος.

Όλες οι προτάσεις που μέχρι αυτή τη στιγμή χρησιμοποιούνται σε χώρους φύλαξης στο πεδίο της συχνότητας και έθεσαν παράθυρο συνημιτόνου στο πεδίο του χρόνου για την καταπολέμηση της ISI και ICI. Ένα άλλο ορόσημο του OFDM για την ιστορία ήταν όταν ο Peled και ο Ruiz εισήγαγαν το *κυκλικό πρόθεμα* (CP) ή την κυκλική επέκταση το 1980. Αυτό έλυσε το πρόβλημα της διατήρησης των ορθογώνιων χαρακτηριστικών των μεταδιδόμενων σημάτων σε δύσκολες συνθήκες μετάδοσης. Η γενική ιδέα που τοποθέτησαν ήταν να χρησιμοποιηθεί η κυκλική επέκταση των συμβόλων OFDM αντί της προληπτικής χρησιμοποίησης των κενών διαστημάτων στο πεδίο της συχνότητας. Αυτό γυρίζει αποτελεσματικά το κανάλι όπως εκτελώντας κυκλική συνέλιξη, η οποία παρέχει ορθογωνιότητα πέρα από τη διασπορά καναλιών όταν το CP είναι πιο μακροχρόνιο από την απάντηση ώθησης καναλιών [2]. Είναι προφανές ότι εισάγοντας το CP προκαλείται απώλεια ενέργειας σημάτων ανάλογη προς το μήκος του CP έναντι του μήκους των συμβόλων, αλλά, αφ' ενός, διευκολύνεται ένα μηδενικό πλεονέκτημα ICI που αποδίδει μακριά.

Στο μεταξύ, ο συνυπολογισμός FFT και του CP στο σύστημα OFDM και οι ουσιαστικές πρόοδοι στην τεχνολογία *επεξεργασίας ψηφιακού σήματος* (DSP) το έκαναν ένα σημαντικό μέρος του τοπίου τηλεπικοινωνιών. Στη δεκαετία του 1990_s, το OFDM ήταν αντικείμενο εκμετάλλευσης για τις ευρυζωνικές επικοινωνίες δεδομένων πέρα από τα κινητά FM ραδιοκανάλια, υψηλού bit-rate ψηφιακές γραμμές συνδρομητών (HDSL σε 1,6 Mbps), *ασύμμετρες ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές* (ADSL έως 6Mbps), και *πολύ υψηλής ταχύτητας ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές* (VDSL στα 100 Mbps).

Η *ψηφιακή εκπομπή ήχου* (DAB) ήταν η πρώτη εμπορική χρήση του OFDM στην τεχνολογία. Η ανάπτυξη του DAB ξεκίνησε το 1987. Μέχρι το 1992, το DAB προτάθηκε και το πρότυπο διαμορφώθηκε το 1994. DAB υπηρεσίες ήρθε στην πραγματικότητα το 1995 στο Ηνωμένο Βασίλειο και τη Σουηδία. Η ανάπτυξη των ψηφιακών τηλεοπτικών μεταδόσεων (DVB) ξεκίνησε το 1993. Το DVB μαζί με την τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (HDTV) επίγειων τηλεοπτικών μεταδόσεων δημοσιεύθηκε το 1995. Στην αυγή του 20ου

αιώνα, αρκετά ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLAN), πρότυπα όπου τα φυσικά τους στρώματα έχουν εγκριθεί στο OFDM. Η ανάπτυξη του ευρωπαϊκού WLAN πρότυπου ΗιπερLAN ξεκίνησε το 1995. Το ΗιπερLAN / 2 ορίστηκε τον Ιούνιο του 1999, το οποίο υιοθετεί το OFDM στη φυσικό του στρώμα. Το IEEE 802.11a έχει επίσης υιοθετήσει το OFDM PHY στρώμα του.

Ίσως ακόμα μεγαλύτερης σπουδαιότητας είναι η εμφάνιση αυτής της τεχνολογίας ως παράγοντας για τα μελλοντικά ασύρματα συστήματα 4^{ης} γενιάς όπως το IMT-A. Αυτά τα συστήματα, αναμένεται να προκύψουν μέχρι το έτος 2015, και υπόσχονται να παραδώσουν επιτέλους τον ασύρματο Νιρβάνα οπουδήποτε, οποιαδήποτε στιγμή, για οποιαδήποτε επικοινωνίες. Οι υποσχέσεις του OFDM για να κερδίσει την εξέχουσα θέση σε αυτόν τον χώρο? επομένως, αναμένεται να γίνει η τεχνολογία επιλογής στις περισσότερες ασύρματες συνδέσεις.

2.3 Το όφελος από τη χρήση πολύ-μεταφορέα μετάδοσης

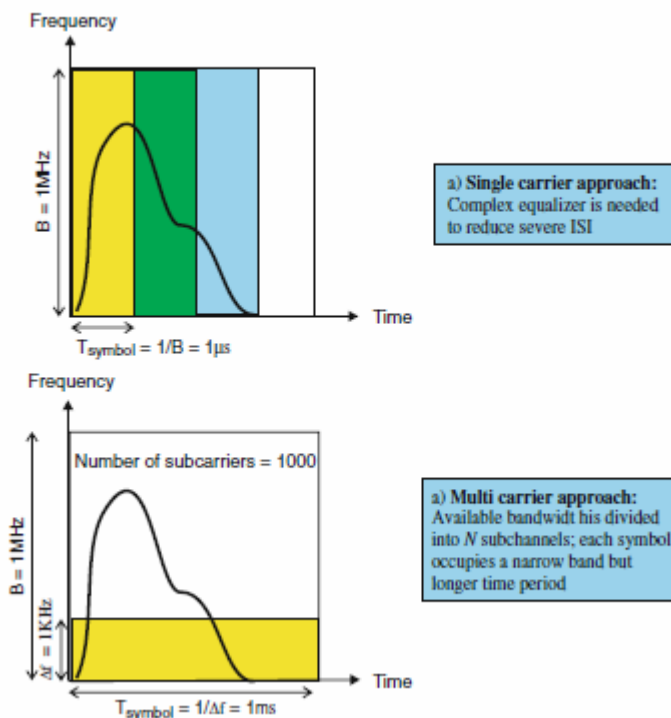
Η χρονική διασπορά αντιπροσωπεύει μια παραμόρφωση του σήματος που φανερώνεται με τη διάδοση των συμβόλων διαμόρφωσης στο πεδίο του χρόνου, επίσης γνωστή ως εξάπλωση καθυστέρησης, όπου απεικονίζεται από το φαινόμενο ISI. Αυτό αντικατοπτρίζεται και στο πεδίο της συχνότητας, από την αντίστροφη σχέση αναλογικότητας μεταξύ της συνοχής και εύρος ζώνης εξάπλωση καθυστέρησης, δηλαδή, όσο υψηλότερη είναι η εξάπλωση καθυστέρησης, τόσο χαμηλότερο είναι το εύρος ζώνης συνοχής, και ως εκ τούτου τόσο μεγαλύτερη είναι η επιλεκτικότητα συχνότητας του καναλιού. Για ευρυζωνικές πολυμεσικές υπηρεσίες επικοινωνιών το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού είναι πάντα μικρότερο από ό, τι το εύρος ζώνης διαμόρφωσης. Κατά συνέπεια σε τέτοιους όρους, η επίδραση επιλεκτικότητας συχνότητας δεν μπορεί να αποφευχθεί, η οποία έχει ένα τυχαίο σχέδιο οποιαδήποτε στιγμή. Αυτή η εξασθένηση εμφανίζεται όταν εισάγει το κανάλι τη χρονική διασπορά και η καθυστέρηση που διαδίδεται είναι μεγαλύτερη από την περίοδο συμβόλων. Η συχνότητα-Επιλεκτικής εξασθένησης είναι δύσκολο να αντισταθμιστεί επειδή τα εξασθενίζοντας χαρακτηριστικά είναι τυχαία και μπορούν να μην είναι εύκολα προβλέψιμα. Όταν δεν υπάρχει καμία διασπορά και η καθυστέρηση που διαδίδεται είναι μικρότερη από την περίοδο συμβόλων, η εξασθένηση θα είναι επίπεδη, με αυτόν τον τρόπο έχοντας επιπτώσεις σε όλες τις συχνότητες στο σήμα εξίσου. Σχεδόν η οριζόντια εξασθένηση υπολογίζεται εύκολα και αντισταθμίζεται με μια απλή εξίσωση [5, 6].

Ένα μονό-φέρον σύστημα μεταφοράς αντιμετωπίζει το πρόβλημα του ISI όταν ο ρυθμός δεδομένων είναι πολύ υψηλός. Σύμφωνα με τις προηγούμενες συζητήσεις, έχουμε δει ότι κατά την διάρκεια των T_{sym} συμβόλων, το ISI εμφανίζεται όταν $T_{\text{max}} > T_{\text{sym}}$. Έχει εμφανιστεί η πολυκαναλική μετάδοση για την επίλυση αυτού του προβλήματος. Η ιδέα είναι να αυξηθεί η διάρκεια των συμβόλων και να μειωθεί έτσι η επίδραση της ISI. Η μείωση της επίδραση της ISI δίνει μια πιο εύκολη εξίσωση, η οποία με τη σειρά της σημαίνει απλούστερες τεχνικές υποδοχής.

Η ασύρματη σύνδεση πολυμέσων απαιτούν λύσεις έως και δεκάδες Mbps για ένα εύλογο QoS. Αν λάβουμε υπόψη απλό-μεταφορέα υψηλής ταχύτητας ασύρματης μετάδοσης δεδομένων, βλέπουμε ότι η καθυστέρηση έχει εξαπλωθεί σε τόσο υψηλές ταχύτητες δεδομένων που θα είναι σίγουρα μεγαλύτερη από τη διάρκεια συμβόλων ακόμη και αν θεωρήσει την καλύτερη των περιπτώσεων του εξωτερικού σεναρίου. Τώρα, εάν διαιρέσουμε τα υψηλά ποσοστά δεδομένων καναλιού των επί σειράς υπομεταφορέων,

τότε έχουμε τη μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλων στους υπομεταφορείς και η καθυστέρηση που διαδίδεται είναι πολύ μικρότερη από τη διάρκεια συμβόλων.

Στο σχήμα 2.1 περιγράφεται αυτό ακριβώς το ζήτημα. Αν υποθέσουμε ότι έχουμε διαθέσιμο εύρος ζώνης B του 1MHz σε ένα ενιαίο φορέα-προσέγγισης, διαβιβάζουμε τα δεδομένα στην διάρκεια σύμβολο 1μs. Σκεφτείτε ένα τυπικό εξωτερικό σενάριο όπου η μέγιστη εξάπλωση καθυστέρησης μπορεί να μέχρι και 10 μs, έτσι στο χειρότερο σενάριο, τουλάχιστον 10 συνεχόμενα σύμβολα θα επηρεαστούν από ISI, λόγω της εξάπλωσης καθυστέρησης.



Εικ.. 2.1 απλής φέρουσας vs πολλαπλής-φέρουσας προσέγγισης

Σε ένα σύστημα ενιαίας-μεταφοράς, η κατάσταση αυτή αντισταθμίζεται με τη χρησιμοποίηση των τεχνικών εξίσωσης. Χρησιμοποιώντας τις εκτιμήσεις της κρουστικής απόκρισης καναλιού, ο εξισωτής πολλαπλασιάζει τη σύνθετη κλίση της κατ' εκτίμηση κρουστικής απόκρισης με τα λαμβανόμενα δεδομένα σήματος στο δέκτη. Υπάρχουν και άλλοι γνωστοί αλγόριθμοι εξισορρόπησης διαθέσιμοι στη βιβλιογραφία, όπως η προσαρμοστική εξίσωση μέσω LMS, RLS αλγορίθμων [7]. Ωστόσο, υπάρχουν μερικές πρακτικές υπολογιστικές δυσκολίες στην εκτέλεση αυτών των τεχνικών εξισώσεων στα δεκάδες Mbrps με συμπαγές και χαμηλού κόστους υλικό. Είναι άξιο να σημειωθεί εδώ ότι οι συμπαγές και χαμηλού κόστους συσκευές υλικού δεν θα πρέπει απαραίτητα να λειτουργούν σε πολύ υψηλές ταχύτητες δεδομένων. Στην πραγματικότητα, οι διαδικασίες εξισορρόπησης λαμβάνουν το μεγαλύτερο μέρος των πόρων του δέκτη, η ιχύς υπολογισμού κόστους είναι υψηλή και έτσι γενικό κόστος υπηρεσιών και υλικού γίνεται υψηλό.

Ένας τρόπος για να επιτευχθεί ικανοποιητική ποιότητα και να λύσει τα προβλήματα που περιγράφονται παραπάνω για ευρυζωνικές επικοινωνίες κινητής τηλεφωνίας είναι να χρησιμοποιήσετε παράλληλη μετάδοση. Υπό μια ακατέργαστη έννοια, κάποιος μπορεί να πει σε γενικές γραμμές ότι η παράλληλη μετάδοση είναι ακριβώς το άθροισμα διάφορων μεταδόσεων ενιαίος-μεταφορέων στις παρακείμενες συχνότητες [8]. Η διαφορά είναι ότι τα κανάλια έχουν το χαμηλότερο ποσοστό μετάδοσης στοιχείων από το αρχικό σύστημα ενιαίας-μεταφοράς και τα χαμηλά ρεύματα ποσοστού είναι ορθογώνια το ένα στο άλλο. Εάν εξετάζουμε μια προσέγγιση πολυ-μεταφορέων όπου έχουμε τον αριθμό N υπομεταφορέων, μπορούμε να δούμε ότι μπορούμε να έχουμε το $\frac{B}{N} \text{ Hz}$ του εύρους ζώνης ανά υπομεταφορέα. Εάν $N = 1000$ και $B = 1 \text{ MHz}$, τότε έχουμε μια ΔF υπομεταφορέας εύρος ζώνης 1 kHz . Έτσι, το σύμβολο διάρκειας σε ένα υπομεταφορέας θα αυξηθεί σε $1 \text{ ms} \left(\frac{1}{1 \text{ kHz}} \right)$. Εδώ κάθε σύμβολο καταλαμβάνει μια περιορισμένη ζώνη αλλά ένα μακρύτερο χρονικό διάστημα. Αυτό σαφώς δείχνει ότι η καθυστέρηση που διαδίδεται 1 ms δεν θα έχει οποιαδήποτε επίδραση ISI στα λαμβανόμενα σύμβολα στο υπαίθριο σενάριο που αναφέρεται παραπάνω. Έτσι, μπορούμε να πούμε ότι η προσέγγιση πολυ-μεταφοράς γυρίζει το κανάλι σε ένα επίπεδο εξασθενίζοντας το κανάλι και έτσι μπορούμε εύκολα να το υπολογιστούμε.

Θεωρητικά η αύξηση του αριθμού των υπομεταφορέων θα πρέπει να είναι σε θέση να δώσει την καλύτερη απόδοση με την έννοια ότι θα είμαστε σε θέση να χειριστούμε μεγαλύτερη καθυστέρηση διάδοσης. Αλλά διάφορα χαρακτηριστικά προβλήματα εφαρμογής προκύπτουν με έναν μεγάλο αριθμό υπομεταφορέων. Όταν έχουμε μεγάλους αριθμούς υπομεταφορέων, πρέπει να ορίσουμε τις συχνότητες υπομεταφορέων πολύ κοντά την μία στην άλλη, εάν το διαθέσιμο εύρος ζώνης δεν αυξάνεται. Εμείς γνωρίζουμε ότι ο δέκτης πρέπει να συγχρονιστεί σ τη φέρουσα συχνότητα πολύ καλά, διαφορετικά συγκριτικά μικρή μετατόπιση συχνότητας φορέα μπορεί να προκαλέσει μεγάλη αναντιστοιχία συχνότητας μεταξύ γειτονικών υπομεταφορέων. Όταν η απόσταση υπομεταφορέας είναι πολύ μικρή, τα στοιχεία συγχρονισμού δέκτης πρέπει να είναι πολύ ακριβή, το οποίο δεν είναι ακόμα δυνατό με το χαμηλού κόστους υλικό RF. Κατά συνέπεια, μια λογική ανταλλαγή μεταξύ του διαστήματος υπομεταφορέων και του αριθμού υπομεταφορέων πρέπει να επιτευχθεί.

Ο πίνακας 2.1 περιγράφει τον τρόπο με τον οποίο η πολλαπλή φέρουσα προσέγγιση μπορεί να μετατρέψει το κανάλι σε επίπεδη εξασθένιση καναλιού από τη συχνότητα επιλεκτικής εξασθένισης καναλιού. Έχουμε εξετάσει ένα πολυ-μεταφορέα συστήματος σε σχέση με ένα ενιαίο φορέα-σύστημα, όπου τα δεδομένα του συστήματος απαίτησης του δείκτη είναι 1 Mbps . Όταν χρησιμοποιούμε 128 υπομεταφορείς για πολυ-φορέα του συστήματος, μπορούμε να δούμε ότι το πρόβλημα ISI έχει σαφώς επιλυθεί. Είναι προφανές ότι εάν αυξήσουμε τον αριθμό των υπομεταφορέων, το σύστημα θα προσφέρει θεωρητικά ακόμα καλύτερα απόδοση.

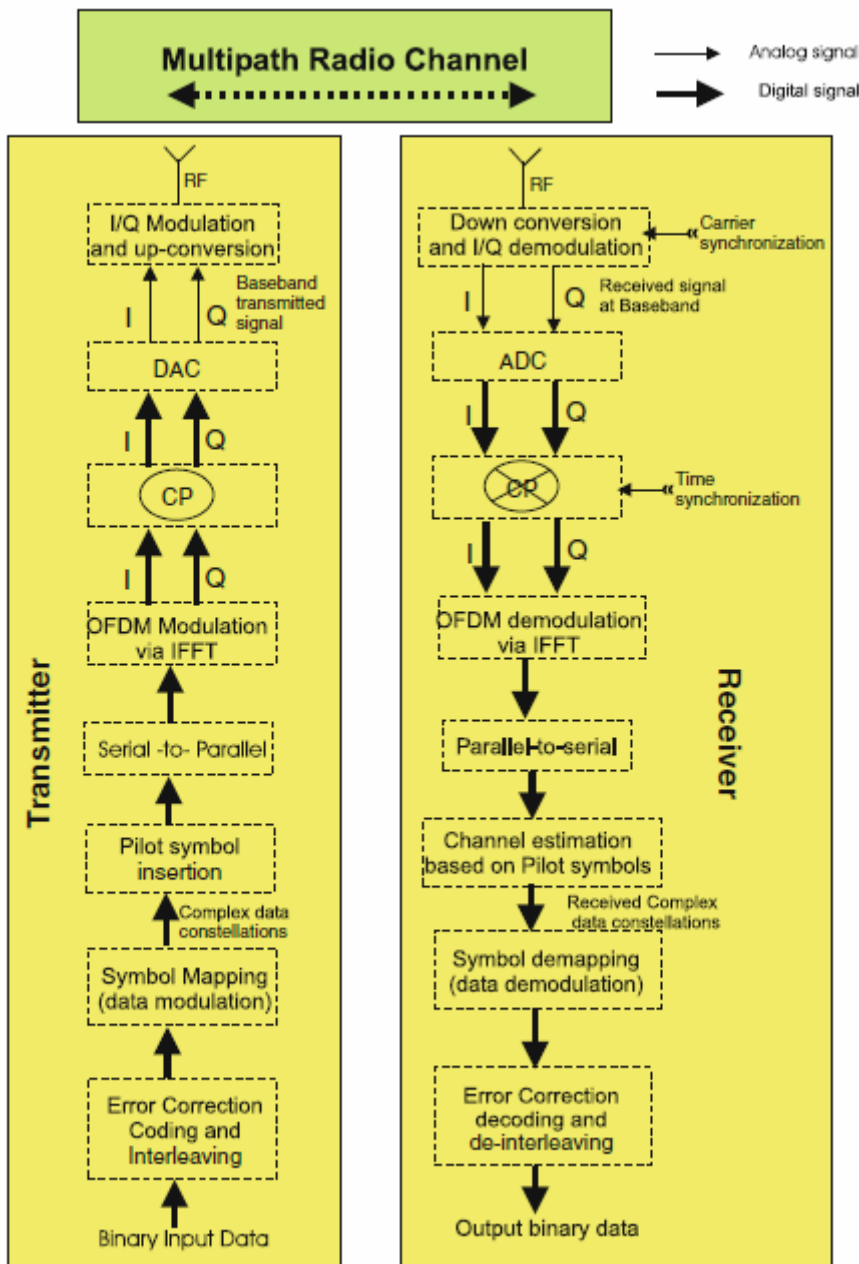
Πίνακας 2.1 Σύγκριση της προσέγγισης ενιαίου φορέα-και πολυ-μεταφορέα όσον αφορά την επιλεκτικότητα συχνότητας καναλιού

Design parameters for outdoor channel	Required data rate	1 Mbps
	RMS delay spread, τ_{rms}	10 μ s
	Channel coherence bandwidth, $B_c = \frac{1}{5\tau_{rms}}$	20 kHz
	Frequency selectivity condition	$\sigma > \frac{T_{sym}}{10}$
Single-carrier approach	Symbol duration, T_{sym}	1 μ s
	Frequency selectivity	$10 \mu s > \frac{1 \mu s}{10} \implies \text{YES}$
ISI occurs as the channel is frequency selective		
Multi-carrier approach	Total number of subcarriers	128
	Data rate per subcarrier	7.8125 kbps
	Symbol duration per subcarrier	$T_{carr} = 128 \mu s$
	Frequency selectivity	$10 \mu s > \frac{128 \mu s}{10} \implies \text{NO}$
ISI is reduced as flat fading occurs. CP completely removes the remaining ISI; and also inter-block interference is removed		

34 Nicola Marchetti, Muhammad Imadur Rahman, Sanjay Kumar, and Ramjee Prasad

2.4 Συστήματα Πομποδεκτών OFDM

Ένα πλήρες σύστημα OFDM πομποδέκτη περιγράφεται στο σχήμα. 2.2. Σε αυτό το πρότυπο, η μπροστινή κωδικοποίηση ελέγχου λάθους/διορθώσεων (FEC) και η παρεμβολή λευκών σελίδων προστίθενται στο σύστημα για να λάβουν την ευρωστία που απαιτείται για να προστατεύσει από τα λάθη έκρηξης. Ένα σύστημα OFDM με την προσθήκη της κωδικοποίησης και της παρεμβολής λευκών σελίδων καναλιών αναφέρεται ως *κωδικοποιημένο OFDM (COFDM)*.



Εικ.. 2.2 μοντέλο OFDM πομποδέκτη

Σε ένα ψηφιακό τομέα, τα δεδομένα εισόδου συλλέγονται δυαδικά και FEC κωδικοποιημένα με συστήματα όπως οι συνελκτικοί κώδικες. Η κωδικοποιημένη ροή bit είναι παρεμβαλλόμενη για την απόκτηση ποικιλομορφία κέρδους. Κατόπιν, μια ομάδα καναλιών-κωδικοποιημένων bits συγκεντρώνονται (1 για BPSK, 2 για QPSK, 4 για 16-QAM, κ.λπ.) και αντιστοιχίζονται με τα αντίστοιχα σημεία αστερισμού. Σε αυτό το σημείο, τα δεδομένα εμφανίζονται ως μιγαδικοί αριθμοί και είναι σε σειριακή σειρά. Γνωστά σύμβολα πιλοτικής χαρτογραφήθηκαν με γνωστά συστήματα χαρτογράφησης που μπορούν να εισαχθούν σε αυτή τη στιγμή. Μια σειριακή σε παράλληλη μετατροπή και η λειτουργία IFFT εκτελείται στα παράλληλα σύνθετα στοιχεία. Τα δεδομένα μετατρέπονται ομαδοποιούνται και πάλι, σύμφωνα με τον αριθμό των απαιτούμενων υπομεταφορέων μετάδοσης. Κυκλικό πρόθεμα προστίθεται σε κάθε μπλοκ των δεδομένων σύμφωνα με τις προδιαγραφές του

συστήματος και τα δεδομένα πολυπλεξίας με ένα σειριακό τρόπο. Σε αυτό το σημείο του χρόνου, τα δεδομένα είναι σε OFDM διαμόρφωση και έτοιμα να σταλούν. Ένα ψηφιακό σε αναλογικό μετατροπέα (DAC) χρησιμοποιείται για τη μετατροπή στο πεδίο του χρόνου δεδομένων ψηφιακής μορφής σε αναλογική μορφή. Όταν εκτελείτε η Διαμόρφωση RF το σήμα επάνω-μετατρέπεται σε συχνότητα μετάδοσης.

Μετά την μετάδοση του OFDM σήματος από την κεραία του πομπού, τα σήματα περνούν από όλα τις παραμορφώσεις και εχθρότητες του ασύρματου καναλιού. Μετά την παραλαβή του σήματος, ο δέκτης κάτω-μετατρέπει το σήμα και το μετατρέπει στο ψηφιακό πεδίο χρησιμοποιώντας αναλογικό σε ψηφιακό μετατροπέα (ADC). Κατά την διάρκεια της κάτω-μετατροπής του λαμβανόμενου σήματος, ο συγχρονισμός συχνότητας μεταφορέων εκτελείται. Μετά τη μετατροπή ADC, ο συγχρονισμός του χρόνου των συμβόλων επιτυγχάνεται. Ένα μπλοκ FFT χρησιμοποιείται για την αποδιαμόρφωση του OFDM σήματος. Μετά από αυτό, η εκτίμηση καναλιών εκτελείται χρησιμοποιώντας τους αποδιαμορφωμένους πιλότους. Χρησιμοποιώντας τις εκτιμήσεις, τα σύνθετα λαμβανόμενα στοιχεία λαμβάνονται που είναι σύμφωνα με το διάγραμμα αστερισμού μετάδοσης. Αυτή τη στιγμή, το FEC αποκωδικοποίησης και το de-interleaving χρησιμοποιούνται για να ανακτηθεί τα αρχικά διαβιβασθέντα bit ρεύματος.

2.5 Αναλυτικό πρότυπο του OFDM συστήματος

Σε αυτό το τμήμα, ένα αναλυτικό πεδίο-χρόνου μοντέλο ενός πομπού OFDM και δέκτη, καθώς και ένα μοντέλο καναλιού, προέρχεται.

2.5.1 Πομπός

Το σύμβολο $s(t)$ OFDM υπολογίζεται από το φραγμό υπομεταφορέων $s(t), X_s[k]$. Στην πράξη, το σήμα OFDM παράγεται χρησιμοποιώντας ένα αντίστροφο DFT. Στο επόμενο μοντέλο, ο πομπός υποτίθεται ότι είναι ιδανικός, δηλαδή, η δειγματοληψία ή το φιλτράρισμα δεν επηρεάζουν το σήμα στην πλευρά του πομπού. Ως εκ τούτου, ένα συνεχές σήμα εξόδου πομπού μπορεί να κατασκευαστεί άμεσα χρησιμοποιώντας μια αναπαράσταση σειράς Fourier σε κάθε διάστημα συμβόλων OFDM.

Κάθε σύμβολο OFDM περιέχει υπομεταφορέων N , όπου N είναι ζυγός αριθμός (συνήθως μια δύναμη του 2). Η διάρκεια συμβόλων OFDM είναι T_u δευτερόλεπτα, τα οποία πρέπει να είναι ένας ακέραιος αριθμός περιόδων για κάθε υπομεταφορέα. Καθορίζοντας την απόσταση ενός υπομεταφορέα ως $\Delta\omega$, το μικρότερο χρονικό διάστημα που πληροί την απαίτηση αυτή γράφεται ως

$$T_u = \frac{2\pi}{\Delta\omega} \Leftrightarrow \Delta\omega = \frac{2\pi}{T_u} = 2\pi\Delta f . \quad (2.1)$$

Χρησιμοποιώντας αυτήν την σχέση, το φάσμα της σειράς Fourier κατά τη διάρκεια του συμβόλου $s(t)$ OFDM γράφεται ως

$$X_s(\omega) = \sum_{k=-N/2}^{\frac{N}{2}-1} X_s[k] \delta_c(\omega - \kappa \Delta \omega). \quad (2.2)$$

Προκειμένου να παρασχεθεί το σύμβολο OFDM στη χρονική περιοχή, το φάσμα μέσα (2.2) αντίστροφο Fourier που μετασχηματίζεται και που περιορίζεται είναι σε ένα χρονικό διάστημα του T_u . Το πεδίο του χρόνου σήματος, $\tilde{x}_s(t)$, είναι γραμμένο ως εκ τούτου

$$\begin{aligned} \tilde{x}_s(t) &= \mathcal{F}\{X_s(\omega)\} \Xi_{T_u}(t) \\ &= \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{k=-N/2}^{\frac{N}{2}-1} X_s[k] e^{j\Delta\omega kt} & 0 \leq t < T_u, \\ 0 & \text{αλλιώς} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$(2.4)$$

όπου Ξ_{T_u} είναι ένα ορθογώνιο πλάτος ενότητας πύλης παλμού διάρκειας T_u . Μετά την συχνότητα στη μετατροπή χρόνος-περιοχών, το σήμα επεκτείνεται, και το κυκλικό πρόθεμα προστίθεται:

$$\tilde{x}'_s(t) = \begin{cases} \tilde{x}_s(t + T_u - T_g) & 0 \leq t < T_g \\ \tilde{x}_s(t - T_g) & T_g \leq t < T_s \\ 0 & \text{αλλιώς} \end{cases}, \quad (2.5)$$

όπου T_g είναι η κυκλικά διάρκεια προθέματος και $T_s = T_u + T_g$ είναι η συνολική διάρκεια συμβόλων OFDM. Πρέπει να σημειωθεί ότι η (2.5) έχει την ακόλουθη ιδιότητα:

$$\tilde{x}'_s(t) = \tilde{x}'_s(t + T_u) \Leftrightarrow 0 \leq t < T_g, \quad (2.6)$$

δηλαδή μια ιδιότητα περιοδικότητας μέσα στο διάστημα $[0, T_g]$. Το εκπεμπόμενο σύνθετο ζώνης βάσης σήμα, $\tilde{s}(t)$, διαμορφώνεται με τη σύνδεση όλων των συμβόλων OFDM στη χρονική περιοχή:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{s=0}^{s-1} \tilde{x}'_s(t - sT_s). \quad (2.7)$$

Αυτό το σήμα είναι τελικά διαμορφωμένο σε μια φέρουσα συχνότητα και εκπέμπεται:

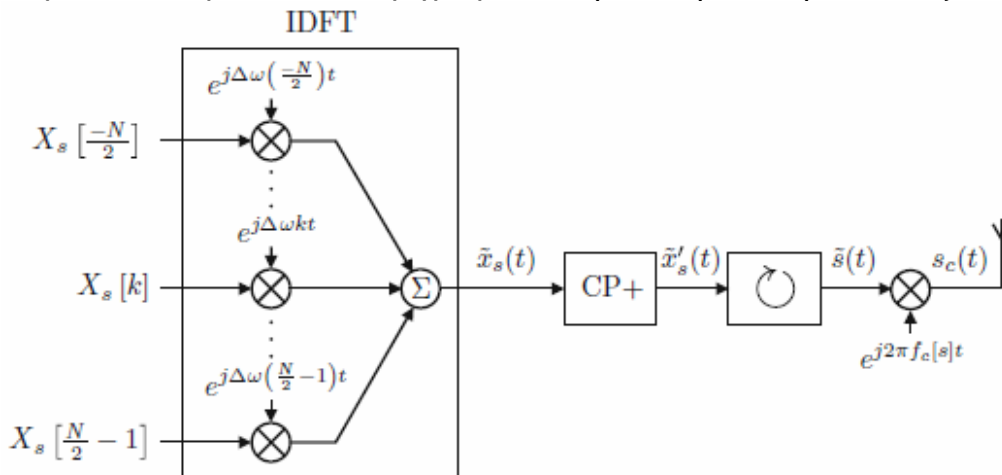
$$s(t) = \Re\{\tilde{s}(t) e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (2.8)$$

όπου $s(t)$ είναι το RF μεταδιδόμενο σήμα και f_c είναι η RF φέρουσα συχνότητα. Για συστήματα μεταπήδησης συχνοτήτων, η φέρουσα συχνότητα αλλάζει σε ορισμένα χρονικά

διαστήματα. Αυτό είναι γραμμένο ως

$$f_c(s) = f_{c,0} + f_h[s] \tag{2.9}$$

όπου $f_c[s]$ είναι η φέρουσα συχνότητα για το sth OFDM σύμβολο, $f_{c,0}$ είναι η κεντρική συχνότητα της ζώνης, και $f_h[s]$ είναι η απόκλιση της συχνότητας από το κέντρο της ζώνης κατά τη μετάδοση του sth OFDM συμβόλου. Η περίοδος της $f_h[s]$ είναι χ , όπου χ είναι η hopping περίοδος ακολουθίας που μετρείται σε ολόκληρα τα σύμβολα OFDM. Το μοντέλο πομπού που περιγράφεται στην ενότητα αυτή απεικονίζεται στο σχήμα. 2.3.



Σχήμα. 2.3 Το διάγραμμα του Πομπού για το μοντέλο OFDM αναλυτικά δίνεται απ'το (2,1)-(2,9). Οι υπομεταφορείς για κάθε sth OFDM σύμβολο διαμορφώνει έναν μεταφορέα; Είναι οι φορείς που χωρίζονται από το $\Delta\omega$. Οι προκύπτουσες κυματομορφές και στη συνέχεια αθροίζονται, και ο CP προστίθεται. Το σύμβολο \cup αντιπροσωπεύει την συνένωση των συμβόλων OFDM και δίνεται από τη (2.7). Το προκύπτον σήμα είναι τότε up-μετατρέπεται σε μια συχνότητα φορέα και εκπέμπεται.

2.5.2 Κανάλι

Το κανάλι διαμορφώνεται όπως μια λειτουργία μεταφοράς σύνθετης-ζώνης βάσης χρόνος-περιοχών, που μπορεί έπειτα να είναι με το μεταδιδόμενο σήμα για να καθορίσει το σήμα στην πλευρά δεκτών. Η ισοδύναμη λειτουργία απάντησης ώθησης ζωνών βάσης καναλιών για το χρήστη uth , $\tilde{h}_u(t)$ ορίζεται ως

$$\tilde{h}_u(\tau, t) = \sum_{l=0}^L h_{u,l}(t) \delta_c(\tau - \tau_l), \tag{2.10}$$

Όπου $h_{u,l}(t)$ είναι το σύνθετο κέρδος των πολλαπλών διαδρομών τμήματος lth για τον χρήστη uth στο χρόνο t . Το κανάλι υποτίθεται ότι είναι στατικό για τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, και οι συντελεστές κέρδους διαδρομής για κάθε συμβολή πορειών υποτίθεται ότι είναι ασυσχέτιστες. Δεν έχει γίνει εκτίμηση για τις ιδιότητες αυτοσυσχέτισης της κάθε διαδρομής, εκτός στην περίπτωση των συστημάτων μεταπήδησης συχνοτήτων. Σε τέτοια συστήματα, τα κανάλια θεωρούνται ότι είναι τελείως ασυσχέτιστα μεταξύ δύο hops συχνοτήτων, με την προϋπόθεση ότι η απόσταση σε συχνότητα είναι αρκετά μεγάλη.

Δεδομένου ότι το κανάλι υποτίθεται ότι είναι στατικό πάνω σε κάθε σύμβολο OFDM, (2.10) επαναπροσδιορίζεται ως

$$\tilde{h}_{u,s}(t) = \sum_{l=0}^L h_{u,l}(s) \delta_c(\tau - \tau_l), \quad (2.11)$$

Όπου

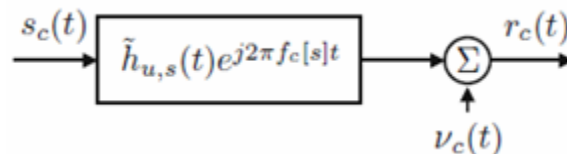
$$h_{u,l}[s] = h_{u,l}(t), \quad sT_s \leq t < (s+1)T_s.$$

Η αντίστοιχη λειτουργία μεταφοράς καναλιών πεδίου συχνότητας, $H_{u,s}$, μπορεί έπειτα να βρεθεί το μετασχηματισμό Fourier:

$$H_{u,s}(\omega) = F\{\tilde{h}_{u,s}(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{h}_{u,s}(t) e^{j\omega t} dt, \quad (2.12)$$

Το μοντέλο καναλιών χρόνος-περιοχών είναι απεικονίζεται στο σχήμα 2.4.

$$sT_s \leq t < (s+1)T_s$$



Σχήμα 2.4 Ένα διάγραμμα του μοντέλου καναλιού δίνεται από τις (2.10) - (2.11). Το εκπεμπόμενο σήμα περνάει μέσα από το κανάλι, και ο θόρυβος προστίθεται

2.5.3 δέκτης

Το σήμα στα πλάγια του δέκτη αποτελείται από πολλαπλές ηχώ του εκπεμπόμενου σήματος, καθώς και θερμικό (λευκό Gaussian), θόρυβο και παρεμβολές. Το σήμα RF που παραλαμβάνεται από το χρήστη u η γράφεται ως

$$r(t) = Re\left\{\left(\tilde{s}(t) * \tilde{h}_{u,s}(t)\right) e^{j2\pi f_c[s]t}\right\} + v(t), \quad sT_s \leq t < (s+1)T_s, \quad (2.13)$$

όπου $v(t)$ είναι μια πραγματική αξία, σήμα ζώνη διέλευσης συνδυάζοντας προσθετικό θόρυβο και παρεμβολές. Ο δέκτης έχει τώρα να αναδημιουργήσει το μεταδιδόμενο σήμα. Εκτός από το θόρυβο και τα πολλαπλών διαδρομών αποτελέσματα, άλλες ατέλειες στο δέκτη μπορούν επίσης να έχουν επιπτώσεις σε αυτήν την διαδικασία:

- **Σφάλμα συγχρονισμού:** Για την αποδιαμόρφωση του σήματος, ο δέκτης πρέπει να καθιερώσει έναν σωστό συγχρονισμό Αυτό σημαίνει ότι ο δέκτης πρέπει να υπολογίσει ποια χρονική στιγμή $t=0$ αντιστοιχεί στο λαμβανόμενο σήμα (όπως φαίνεται από άποψη των εκπεμπόμενων από το σημείο του σήματος). Δεδομένου ότι υπάρχουν διαφορετικές

αβεβαιότητες που εμπλέκονται, Υποτίθεται ένα λάθος στη χρονική στιγμή στο δt .

• **Σφάλμα συχνότητας:** Ομοίως, ο τοπικός ταλαντωτής του δέκτη μπορεί να ταλαντευτεί μια γωνιακή συχνότητα που είναι διαφορετική από τη γωνιακή συχνότητα του εισερχόμενου σήματος. Αυτή η διαφορά δείχνεται ως $\delta\omega = 2\pi\delta f$.

Η μετατόπιση χρονοδιαγράμματος στο δέκτη συμβολίζεται με $t' = t - \delta t$. Επιπλέον, οφειλόμενος στο λάθος $\delta\omega$ της γωνιακής συχνότητας, το κάτω-φάσμα σημάτων μετατοπίζεται στη συχνότητα. Το κάτω-σήμα επομένως γράφεται ως

$$\tilde{x}(t) = \left(\tilde{x}(t') * h'_{u,s}(t) \right) e^{j\delta\omega t} + \tilde{v}(t), \quad sT_s \leq t < (s+1)T_s, \quad (2.14)$$

Όπου $\tilde{v}(t)$ είναι το σύνθετο πακέτο του κάτω-μετατροπής AWGN. Το σήμα είναι χωρισμένο σε μπλοκ κάθε T_s -μακρύ, και το CP έχει αφαιρεθεί από το καθένα από αυτά. η s th έλαβε OFDM σύμβολο μπλοκ, $\tilde{y}_s(t)$ ορίζεται ως

$$\tilde{y}'_s(t) = \tilde{r}(t' - sT_s), \quad 0 \leq t < T_s, \quad (2.15)$$

Το μπλοκ του σήματος που αντιστοιχεί σε $\tilde{x}_s(t)$, $\tilde{y}_s(t)$ βρίσκεται με την αφαίρεση του CP από κάθε $\tilde{y}'_s(t)$:

$$\tilde{y}_s(t) = \tilde{y}'_s(t + T_g), \quad 0 \leq t < T_s - T_g, \quad (2.16)$$

Το οποίο μπορεί να ξαναγραφεί ως

$$\begin{aligned} \tilde{y}_s(t) &= \tilde{y}'_s(t + T_g), \quad 0 \leq t < T_u \\ &= \tilde{r}(t' + T_g - sT_s) \\ &= \left(\tilde{x}(t' + T_g - sT_s) * h'_{u,s}(t) \right) e^{j\delta\omega t} + \tilde{v}(t' + T_g - sT_s) \\ &= \left(x'_s(t' + T_g) * h'_{u,s}(t) \right) e^{j\delta\omega t} + \tilde{v}_s(t') \\ &= \left(x'_s(t') * h'_{u,s}(t) \right) e^{j\delta\omega t} + \tilde{v}_s(t'), \end{aligned} \quad (2.17)$$

Όπου $\tilde{v}_s(t')$ είναι το μπλοκ σήμα θορύβου διάρκειας T_u που αντιστοιχεί στο s th OFDM σύμβολο.

Προκειμένου να αναδημιουργηθούν οι μεταδόμενοι υπομεταφορείς, N correlators χρησιμοποιούνται, η κάθε μία συσχετίζοντας το εισερχόμενο σήμα με τη συχνότητα k th υπομεταφορέα κατά τη διάρκεια μιας περιόδου συμβόλων OFDM:

$$Y_s[k] = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \int_0^{T_u} y_s(t') e^{j\Delta\omega kt} dt, \quad (2.18)$$

Προκειμένου να καθοριστεί η correlator παραγωγή, (2.18) μπορεί να θεωρηθεί ως λήψη του συνεχούς μετασχηματισμού Fourier της (2.17) που πολλαπλασιάζεται με τον ορθογώνιο παλμό $\Xi_{T_u}(t)$ και αξιολόγησή του με την αντίστοιχη συχνότητα υπομεταφορέα. Υποθέτοντας ότι το σφάλμα συγχρονισμού είναι αρκετά χαμηλό να αποφευχθεί η ISI

$$0 \leq \delta t < T_g - \max(\tau_l)$$

ο συνεχής μετασχηματισμός Fourier μπορεί να γραφτεί ως

$$\begin{aligned} Y_s(\omega) &= \mathcal{F}\{y_s(t)\Xi_{T_u}(t)\} \\ &= \mathcal{F}\left\{\left(\tilde{x}_s(t') * \tilde{h}_{u,s}(t)\right) e^{j\delta\omega t} + \tilde{v}_s(t')\right\} * T_u e^{j\pi\frac{\omega}{\Delta\omega}} \text{sinc}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \\ &= \mathcal{F}\left\{\left(\tilde{x}_s(t') * \tilde{h}_{u,s}(t)\right) e^{j\delta\omega t}\right\} * T_u e^{j\pi\frac{\omega}{\Delta\omega}} \text{sinc}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) + N_s(\omega) \\ &= \mathcal{F}\{\tilde{x}_s(t') * \tilde{h}_{u,s}(t)\} * \delta_c(\omega - \delta\omega) * T_u e^{j\pi\frac{\omega}{\Delta\omega}} \text{sinc}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) + N_s(\omega) \\ &= e^{-j\omega\delta t} \mathcal{F}\{\tilde{x}_s(t') * \tilde{h}_{u,s}(t)\} * \delta_c(\omega - \delta\omega) * T_u e^{j\pi\frac{\omega}{\Delta\omega}} \text{sinc}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) + N_s(\omega) \\ &= e^{-j\omega(\delta t + \frac{\pi}{\Delta\omega})} \sum_{k'=N/2}^{\frac{N}{2}-1} X_s[k'] H_{u,s}(k'\Delta\omega) \text{sinc}\left(\frac{\omega - k'\Delta\omega - \delta\omega}{\Delta\omega}\right) \\ &\quad + N_s(\omega), \quad (2.19) \end{aligned}$$

$$\text{Όπου } N_s(\omega) = \mathcal{F}\{\tilde{v}_s(t')\} * T_u e^{j\pi\frac{\omega}{\Delta\omega}} \text{sinc}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \quad (2.20)$$

είναι ο μετασχηματισμός Fourier της AWGN συμβολής. Η έξοδος correlator στο kth correlator στη συνέχεια βρίσκεται ως

$$\begin{aligned} Y_s[k] &= Y_s(k\Delta\omega) \\ &= e^{-j\pi\Delta\omega(\delta t + \frac{\pi}{\Delta\omega})} \sum_{k'=N/2}^{\frac{N}{2}-1} X_s[k'] H_{u,s}(k'\Delta\omega) \text{sinc}\left(\frac{k\Delta\omega - k'\Delta\omega - \delta\omega}{\Delta\omega}\right) \\ &\quad + N_s(\Delta\omega), \quad (2.21) \end{aligned}$$

Για μηδενικό σφάλμα συχνότητας, (2,21) ανάγεται σε

$$Y_s[k] = e^{-j\pi\Delta\omega(\delta t + \frac{\pi}{\Delta\omega})} X_s[k] H_{u,s}[k] + N_s[k], \quad \delta\omega = 0, \quad (2.22)$$

Όπου

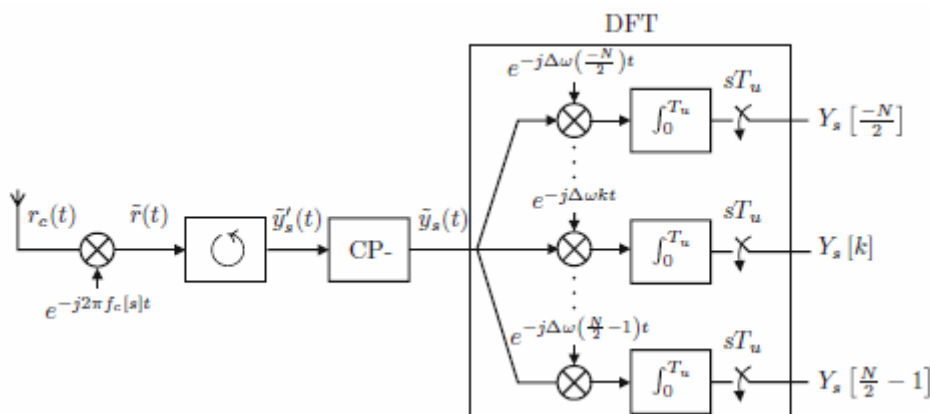
$$N_s = N_s(k\Delta\omega), \quad (2.23)$$

$$H_{u,s}[k] = H_{u,s}(k\Delta\omega), \quad (2.24)$$

Από την (2.21), είναι φανερό ότι η έξοδος correlator kth , $Y_s[k]$, αντιστοιχεί στο μεταδιδόμενο υπομεταφορέα, $X_s[k]$, με AWGN, η ICI, και ένα σύνθετο όρο κέρδος (πλάτος και μετατόπιση φάσης), που οφείλεται στα ατελή αποτελέσματα συγχρονισμού και καναλιών. Το αναλυτικό μοντέλο για το δέκτη παρουσιάζεται στο σχήμα. 2.5.

Κατά την υπολογισμό του καναλιού, του σταθερού όρου περιστροφής φάσης και του καναλιού η λειτουργία μεταφοράς θα υπολογιζόταν από κοινού (δεδομένου ότι ο δέκτης δεν μπορεί να διακρίνει μεταξύ των δύο). Στη συνέχεια, η καθυστέρηση χρόνου μετατόπιση φάσης παραλείπεται για λόγους σαφήνειας. Καθορισμός του παράγοντα εξίσωσης για τον υπομεταφορέα kth του συμβόλου sth OFDM και uth ο χρήστης ως $Z_{u,s}[k]$, η εκτίμηση υπομεταφορέα γράφεται ως

$$\begin{aligned} \hat{X}_s[k] &= Z_{u,s}[k]Y_s[k] \\ &= Z_{u,s}[k]H_{u,s}[k]X_s[k] + Z_{u,s}[k]N_s[k], \end{aligned} \quad (2.25)$$



Εικ.. 2.5 διάγραμμα Δέκτη για το μοντέλο OFDM αναλυτικά, δίνεται από τις (2.13) - (2.22). Τα ληφθέντα σήματα (που πάσχουν από πολλαπλούς διαδρόμους αποτελέσματα και

WGN) μετατρέπονται για την κάτω ζώνης βάσης. το σύμβολο ψ αντιπροσωπεύει τη

διαίρεση του λαμβανόμενου σήματος σε μπλοκ, που έδωσε η (2.15). Το CP έχει αφαιρεθεί από κάθε μπλοκ, και το σήμα στη συνέχεια συσχετίζεται με κάθε συχνότητα υπομεταφορέα, όπως φαίνεται από την (2.18)

Υποθέτοντας έναν μηδενικό-καταναγκασμό, συχνότητα-πεδίο σταθμιστή (καθώς και τέλει κανάλι εκτίμησης και μηδενικό σφάλμα συχνότητας), το αντίστοιχο περιθώριο κέρδους εξισωτή γράφεται ως

$$Z_{u,s}[k] = \frac{1}{H_{u,s}[k]}$$

και η (2.25) ξαναγράφεται ως $\hat{X}_s[k] = X_s[k] + \frac{N_s[k]}{H_{u,s}[k]}$. (2.26)

Έχει παρατηρηθεί ότι αν και αυτό είναι κατάλληλου αμερόληπτου εκτιμητή για $X_s[k]$, η αναλογία του σήματος προς θόρυβο μειώνεται δραστικά για τους υπομεταφορείς σε έντονη εξασθένιση.

2.5.4 Δειγματοληψία

Παρά το γεγονός ότι ο δέκτης μπορεί να απεικονιστεί στο συνεχή πεδίο του χρόνου, ένας OFDM δέκτης χρησιμοποιεί διακριτική επεξεργασία σήματος για να λάβει την εκτίμηση των μεταδιδόμενων υπομεταφορέων.

Όταν το λαμβανόμενο σήμα διαμορφώνεται ως τραίνο ώθησης Dirac, δηλ., μια ιδανική δειγματοληψία του σήματος, (2.17) γράφεται αντ' αυτού ως

$$\tilde{y}_{s,d}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{y}_s[n] \delta_c(t - nT), \quad (2.27)$$

Όπου $T = \frac{T_u}{N}$ (2.28)

είναι η διάρκεια του δείγματος και

$$\tilde{y}_s[n] = \tilde{y}_s(nT), \quad n \in \{0, 1, \dots, N - 1\} \quad (2.29)$$

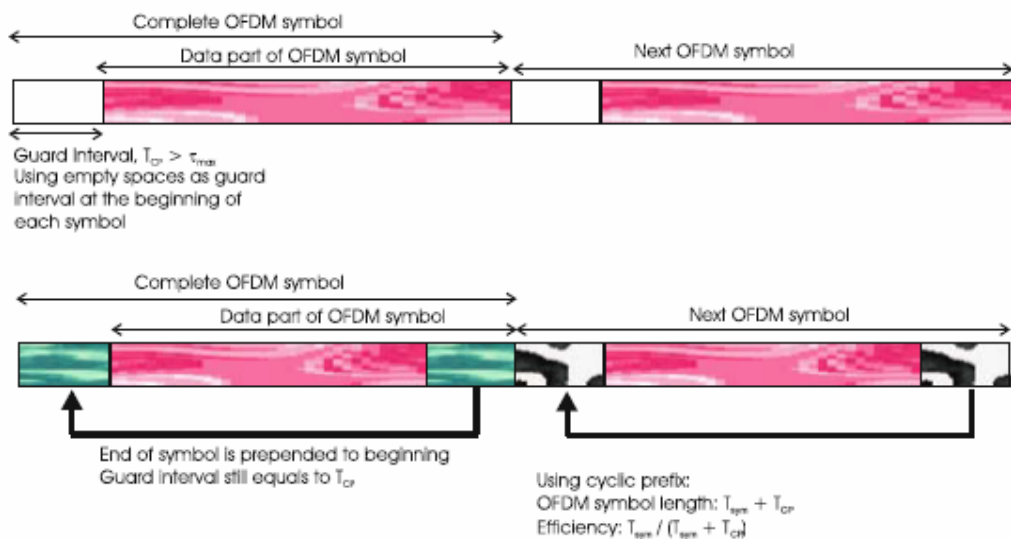
είναι η διακριτή ακολουθία που αντιστοιχεί στις δειγματοληπτικές τιμές από $\tilde{y}_s(t)$. Όταν η (2.27) εισάγεται στην (2.18), η συσχέτιση γίνεται ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier του λαμβανόμενου σήματος. Μπορεί να δείξει, ωστόσο, ότι οι (2.21) - (2.26) εξακολουθούν να ισχύουν στην περίπτωση του διακριτού χρόνου.

2.6 Πλεονεκτήματα του OFDM συστήματος

2.6.1 Καταπολέμηση της ISI και μείωση της ICI

Όταν το σήμα περνά μέσα από ένα κανάλι χρόνου-διασποράς, η ορθογωνιότητα του σήματος μπορεί να τεθεί σε κίνδυνο. Το CP συμβάλλει στη διατήρηση ορθογωνιότητας μεταξύ των υποφορέων. Προτού να εφευρεθεί το CP, το διάστημα φρουράς προτάθηκε ως λύση. Το διάστημα φρουράς ορίστηκε από ένα κενό διάστημα ανάμεσα σε δύο OFDM σύμβολα, το οποίο χρησιμεύει ως ένας απομωνοτής για την αντανάκλαση των πολλαπλών διαδρομών. Το διάστημα πρέπει να επιλεχτεί ως μεγαλύτερο από την αναμενόμενη μέγιστη καθυστέρηση που διαδίδεται, έτσι ώστε η πολλαπλών διαδρομών αντανάκλαση από ένα σύμβολο να μην παρεμποδίζει το άλλο. Στην πράξη, ο κενός χρόνος φρουράς εισάγει ICI, όποια είναι παρεμβολή μεταξύ των διαφορετικών υπομεταφορέων, που σημαίνει ότι δεν είναι πλέον ορθογώνια το ένα στο άλλο [2]. Μια καλύτερη λύση βρέθηκε αργότερα, δηλαδή, η κυκλική επέκταση του OFDM συμβόλου ή CP, το οποίο είναι ένα αντίγραφο του τελευταίου τμήματος του OFDM συμβόλου, το οποίο επισυνάπτεται μπροστά από το

μεταδίδονται OFDM σύμβολο [9] (βλ. Σχήμα. 2.6).



Σχήμα 2.6 καθορισμός του κυκλικού προθέματος ως διάστημα φρουράς στα συστήματα OFDM

Το CP καταλαμβάνει ακόμα το ίδιο χρονικό διάστημα με την περίοδο φρουράς, αλλά εξασφαλίζει ότι τα καθυστερημένα αντίγραφα των συμβόλων OFDM θα έχουν πάντα ένα πλήρες σύμβολο μέσα στο διάστημα FFT (που συχνά αναφέρεται ως το παράθυρο FFT) αυτό καθιστά το μεταδιδόμενο σήμα περιοδικό. Αυτή η περιοδικότητα διαδραματίζει έναν πολύ σημαντικό ρόλο δεδομένου ότι βοηθά στη διατήρηση της ορθογωνιότητας. Η έννοια του να είσαι σε θέση να γίνει αυτό, και τι σημαίνει αυτό, προέρχεται από η φύση της διαδικασίας IFFT/FFT. Όταν το IFFT λαμβάνεται για μια περίοδο συμβόλων κατά τη διάρκεια της διαμόρφωσης OFDM, η προκύπτουσα διαδικασία χρονικών δειγμάτων είναι τεχνικά περιοδική. Σε έναν μετασχηματισμό Fourier, όλα τα επακόλουθα συστατικά του αρχικού σήματος είναι ορθογώνια το ένα στο άλλο. Έτσι, με λίγα λόγια, με την παροχή της περιοδικότητας στο σήμα πηγής OFDM, το CP σιγουρεύεται ότι οι επόμενοι υπομεταφορείς είναι ορθογώνιοι ο ένας στον άλλο.

Στην πλευρά δεκτών, το CP αφαιρείται προτού να αρχίσει οποιαδήποτε επεξεργασία. Εφόσον το μήκος του διαστήματος CP είναι μεγαλύτερο από τη μέγιστη αναμενόμενη καθυστέρηση τ_{max} , όλες οι αντανάκλασεις των προηγούμενων συμβόλων αφαιρούνται και η ορθογωνιότητα αποκαθίσταται. Η ορθογωνιότητα χάνεται όταν η καθυστέρηση που διαδίδεται είναι μεγαλύτερη από το μήκος του διαστήματος CP. Η παρεμβολή του CP έχει το κόστος της, πράγματι χαλαρώνουμε ένα μέρος της ενέργειας σημάτων δεδομένου ότι δεν φέρνει καμία πληροφορία. Η απώλεια υπολογίζεται ως

$$SNR_{loss_CP} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{CP}}{T_{sym}} \right) . \quad (2.30)$$

Εδώ, το T_{CP} είναι το μήκος διαστήματος του CP και T_{sym} είναι η διάρκεια συμβόλων OFDM. Γίνεται κατανοητό ότι αν και χαλαρώνουμε μέρος της ενέργειας σημάτων, το γεγονός ότι παίρνουμε μηδέν ICI και ISI situation pay off the loss.

Συμπερασματικά, το CP δίνει τα διπλά πλεονεκτήματα, καταλαμβάνοντας πρώτα το διάστημα φρουράς, εξαλείφει την επίδραση ISI και με τη διατήρηση της ορθογωνιότητας

αφαιρεί εντελώς το ICI. Το κόστος από την άποψη της απώλειας ενέργειας του σήματος δεν είναι πάρα πολύ σημαντικό.

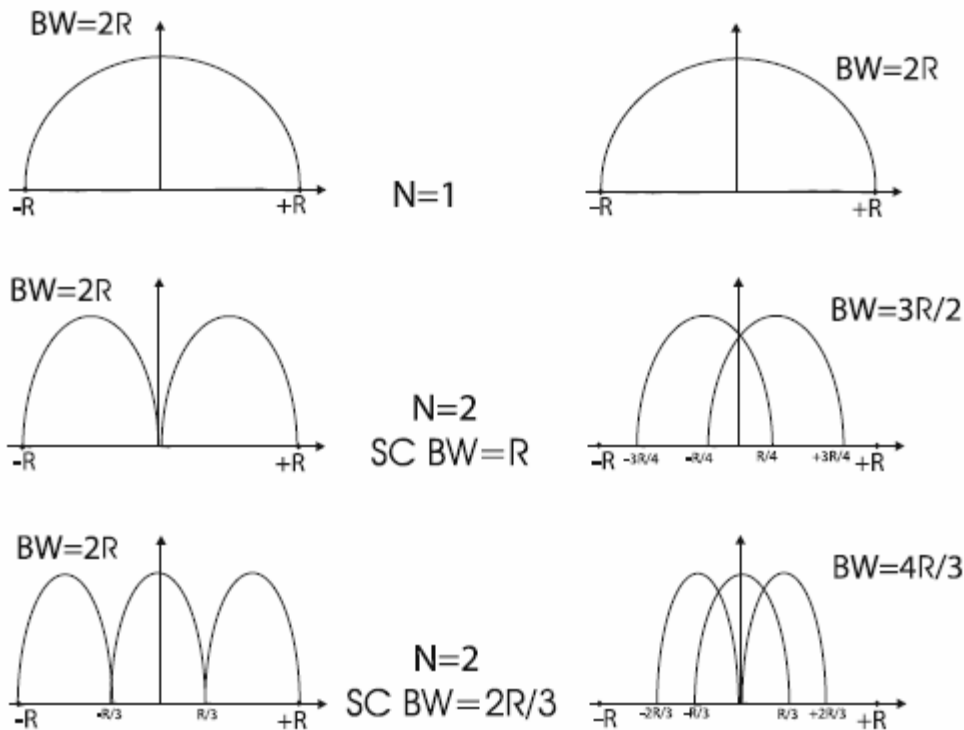
2.6.2 Φασματική Αποδοτικότητα

Σχήμα 2.7 δείχνει τη διαφορά μεταξύ των συμβατικών FDM και OFDM συστημάτων, όπου για SC BW ένα μέσο εύρος ζώνης υπομεταφορέα. Στην περίπτωση OFDM, μια καλύτερη φασματική αποδοτικότητα επιτυγχάνεται με τη διατήρηση ορθογωνιότητας μεταξύ των υπομεταφορέων. Όταν η ορθογωνιότητα διατηρείται μεταξύ των διαφόρων υποκαναλιών κατά τη διάρκεια της μετάδοσης, τότε είναι δυνατόν να διαχωριστούν τα σήματα πολύ εύκολα στην πλευρά του δέκτη. Κλασικό FDM εξασφαλίζει αυτό με την παρεμβολή των ζωνών φρουράς μεταξύ υπομεταφορέων. Αυτές οι ζώνες φρουράς κρατούν τα υποκανάλια αρκετά μακριά έτσι ώστε ο διαχωρισμός των διαφορετικών υποκαναλιών να είναι δυνατός. Φυσικά η εισαγωγή ζωνών φρουράς οδηγεί σε αναποτελεσματική χρήση των φασματική πόρων.

Η ορθογωνιότητα το καθιστά πιθανό σε OFDM να τακτοποιηθούν οι υπομεταφορείς με ένα τέτοιο τρόπο ώστε οι πλευρικές ζώνες συχνοτήτων των μεμονωμένων μεταφορέων να επικαλύπτουν ακόμα και τα σήματα που παραλαμβάνονται στο δέκτη χωρίς παρέμβαση από ICI. Ο δέκτης λειτουργεί ως τράπεζα των αποδιαμορφωτών, μεταφράζοντας κάθε υπομεταφορέα μέχρι DC, με την προκύπτουσα σήματος ολοκληρωμένων σε μια περίοδο συμβόλου για την ανάκτηση των αρχικών δεδομένων. Εάν οι άλλοι υπομεταφορείς είναι όλοι κάτω-μετατροπείς με τις συχνότητες που, στο πεδίο του χρόνου, έχουν ένα ακέραιο αριθμό κύκλων σε μια περίοδο T_{sym} συμβόλων, τότε τα αποτελέσματα της διαδικασίας ένταξης στο μηδέν σε συνεισφορά από όλους τους υπόλοιπους αερομεταφορείς. Κατά συνέπεια, οι υπομεταφορείς είναι γραμμικά ανεξάρτητοι (δηλ., ορθογώνιος) εάν το διάστημα μεταφορέων είναι ένα πολλαπλάσιο του $\frac{1}{T_{sym}}$ [10].

Conventional FDM

Orthogonal FDM



Εικ.. 2.7 Αποδοτικότητα του φάσματος του OFDM σε σύγκριση με τα συμβατικά FDM

2.6.3 Μερικά Άλλα Πλεονεκτήματα Του Συστήματος OFDM

1. Η ομορφιά του OFDM έγκειται στην απλότητα του. Ένα τέχνασμα του εμπορίου που κάνει τους πομπούς του OFDM με χαμηλό κόστος είναι η δυνατότητα να εφαρμόσει τη χαρτογράφηση των bits στους μοναδικούς μεταφορείς μέσω της χρήσης IFFT [11].
2. Σε αντίθεση με το CDMA, ο OFDM δέκτης συλλέγει την ενέργεια του σήματος στο πεδίο της συχνότητας, έτσι είναι σε θέση να προστατεύει την απώλεια ενέργειας στο πεδίο της συχνότητας.
3. Σε ένα σχετικά χρονικά αργό μεταβαλλόμενο κανάλι, είναι δυνατό να ενισχυθεί σημαντικά η ικανότητα με την προσαρμογή του ποσοστού δεδομένων ανά υπομεταφορέα σύμφωνα με SNR εκείνου του ιδιαίτερου υπομεταφορέα [2].
4. Το OFDM είναι πιο ανθεκτικό στη συχνότητα επιλεκτικής εξασθένησης από τα απλά συστήματα-μεταφορέα.
5. Ο πομπός OFDM απλοποιεί την επίδραση καναλιών, κατά συνέπεια μια απλούστερη δομή δεκτών είναι αρκετή για την ανάκτηση των εκπεμπόμενων δεδομένων. Αν χρησιμοποιήσουμε συνεκτική διαμόρφωση συστημάτων, τότε χρειάζεται μία πολύ απλή εκτίμηση καναλιών (ή / και εξισορρόπησης), από την άλλη πλευρά, δεν χρειαζόμαστε καμία εκτίμηση καναλιού αν χρησιμοποιήσουμε διαφορετική διαμόρφωση συστημάτων.
6. Οι διαδικασίες συντήρησης ορθογωνιότητας σε OFDM είναι πολύ απλούστερες έναντι των τεχνικών CDMA ή TDMA ακόμη και στις πολύ δύσκολες συνθήκες των πολλαπλών διαδρόμων.

7. Είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί η ανίχνευση μέγιστης πιθανότητας με την εύλογη πολυπλοκότητα [12].
8. Το OFDM μπορεί να χρησιμοποιηθεί για υψηλής ταχύτητας εφαρμογές πολυμέσων με χαμηλό κόστος υπηρεσιών.
9. Το OFDM μπορεί να υποστηρίξει τη δυναμική πρόσβαση πακέτων.
10. Τα δίκτυα απλής-συχνότητας είναι δυνατά σε OFDM, το οποίο είναι ιδιαίτερα ελκυστικό για τις εφαρμογές μετάδοσης.
11. Οι έξυπνες κεραιές μπορούν να ενσωματωθούν με OFDM. Τα συστήματα MIMO και space-time κωδικοποίησης μπορούν να πραγματοποιηθούν σε OFDM και όλα τα οφέλη των συστημάτων MIMO μπορούν να ληφθούν εύκολα.

2.7 Μειονεκτήματα Του Συστήματος OFDM

2.7.1 Απαιτήση Ακριβούς Συγχρονισμού

Το OFDM είναι ιδιαίτερα ευαίσθητο στο χρόνο και στα σφάλματα συγχρονισμού συχνότητας, και ιδιαίτερα σε σφάλματα συγχρονισμού συχνότητας, τα πάντα μπορούν να πάνε στραβά [13]. Πράγματι, η αποδιαμόρφωση ενός σήματος OFDM με ένα offset στη συχνότητα μπορεί να οδηγήσει σε ένα υψηλό ποσοστό σφάλματος bit.

Η πηγή των σφαλμάτων συγχρονισμού συχνότητας είναι δύο: πρώτον είναι η διαφορά μεταξύ των συχνοτήτων του τοπικού ταλαντωτή σε πομπό και δέκτη, δεύτερον είναι η ύπαρξη σχετικής κίνησης μεταξύ του πομπού και του δέκτη που δίνει διάδοση Doppler. Στον Τοπικό ταλαντωτή οι συχνότητες τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη πρέπει να ταιριάζουν όσο καλύτερα μπορούν. Για μεγαλύτερο αριθμό υποκαναλιών, η αντιστοίχιση πρέπει να είναι ακόμα καλύτερη. Η κίνηση του πομπού και του δέκτη προκαλεί το άλλο λάθος συχνότητας. Έτσι, το OFDM μπορεί να δείχνει σημαντική μείωση της απόδοσης σε οχήματα που κινούνται σε υψηλές ταχύτητες [4].

Για να βελτιστοποιηθεί η απόδοση μιας σύνδεσης OFDM, ο ακριβής συγχρονισμός είναι πρωταρχικής σημασίας. Ο συγχρονισμός πρέπει να γίνει σε τρεις παράγοντες: σύμβολο, συχνότητα φέρουσας, και συγχρονισμός συχνότητας δειγματοληψίας. Μια καλή περιγραφή των διαδικασιών συγχρονισμού δίνεται στο [14].

2.7.2 Κορυφή-ως-Μέση Αναλογία Ισχύος (PAPR)

Κορυφή-ως-Μέση Αναλογία Ισχύος (PAPR) είναι ανάλογος προς τον χρησιμοποιημένο αριθμό υπομεταφορέων για τα συστήματα OFDM. Ένα σύστημα OFDM με μεγάλο αριθμό υπομεταφορέων θα έχει έτσι ένα πολύ μεγάλο PAPR όταν προσθέτουν επάνω οι υπομεταφορείς με συνοχή. Μεγάλο PAPR ενός συστήματος που κάνει την εφαρμογή από ψηφιακό σε αναλογικό μετατροπέας (DAC) και αναλογικό σε ψηφιακό μετατροπέα (ADC) είναι εξαιρετικά δύσκολη. Ο σχεδιασμός του ενισχυτή RF επίσης, γίνεται όλο και πιο δύσκολος καθώς αυξάνεται το PAPR.

Η τεχνική της αποκοπής και των παραθύρων μειώνει το PAPR από τη μη γραμμική παραμόρφωση του σήματος OFDM. Εισάγει έτσι αυτο-παραμβολές, δεδομένου ότι το μέγιστο επίπεδο πλάτους περιορίζεται σε ένα σταθερό επίπεδο. Επίσης, αυξάνει την εκτός ζώνης ακτινοβολία, αλλά αυτό είναι η πιο απλή μέθοδος για τη μείωση του PAPR. Για να μειώσουν το ποσοστό λάθους, οι συμπληρωματικοί μπροστινοί κωδικοί διόρθωσης λάθους μπορούν να χρησιμοποιηθούν από κοινού με τη μέθοδο αποκόμματος και παραθύρου.

Μια άλλη τεχνική που ονομάζεται γραμμική ακύρωσης κορυφή μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για τη μείωση του PAPR. Σε αυτή τη μέθοδο, οι χρονικά μετατοπισμένες και time-scaled λειτουργία αναφοράς αφαιρείται από το σήμα, έτσι ώστε κάθε αφαιρεμένη λειτουργία αναφοράς να μειώνει τη μέγιστη ισχύ τουλάχιστον ενός δείγματος του σήματος. Επιλέγοντας την κατάλληλη λειτουργία αναφοράς με περίπου το ίδιο εύρος ζώνης, όπως η μεταδιδόμενη λειτουργία, μπορεί να διασφαλιστεί ότι η μέγιστη μείωση ισχύς δεν προκαλεί εκτός ζώνης παρεμβολές. Ένα παράδειγμα μιας κατάλληλης λειτουργίας αναφοράς είναι ένα αυξημένο παράθυρο συνημιτόνου. Η λεπτομερής συζήτηση για τις μεθόδους κωδικοποίησης για να μειωθεί το PAPR μπορεί να βρεθεί στο [2].

2.7.3 Co-channel παρέμβολή σε κυψελοειδές OFDM

Στα συστήματα κινητής επικοινωνίας, το CCI καταπολεμείται με το συνδυασμό των προσαρμοστικών τεχνικών κεραιών, όπως η τομεοποίηση, κεραία οδηγίων, συστοιχίες κεραιών. Χρησιμοποιώντας OFDM σε συστήματα κινητής τηλεφωνίας θα οδηγήσει σε CCI. Ομοίως με τις παραδοσιακές τεχνικές, με την ενίσχυση της οδήγησης ακτίνων, είναι δυνατό να στραφεί η ακτίνα κεραιών του σταθμού βάσης στον εξυπηρετούμενο χρήστη, μειώνοντας τα co-channel interferers.

2.8 Ζητήματα Σχεδιασμού Συστήματος OFDM

Στη σχεδίαση ενός συστήματος χρειάζεται πάντα μια ολοκληρωμένη και πλήρη κατανόηση και εξέταση των κρίσιμων παραμέτρων. Το OFDM σύστημα σχεδιασμού δεν έχει καμία εξαίρεση, δεδομένου ότι πραγματεύεται με κάποιες κριτικές, και συχνά αντικρουόμενες παραμέτρους. Η Βασική φιλοσοφία του OFDM είναι να μειώσει τον ρυθμό δεδομένων στους υπομεταφορείς, έτσι ώστε να αυξηθεί η διάρκεια συμβόλων, και ως εκ τούτου οι πολλαπλοί διαδρόμοι να αφαιρεθούν αποτελεσματικά. Αυτό δημιουργεί ένα προκλητικό πρόβλημα, δεδομένου ότι η υψηλότερη αξία για το διάστημα CP θα δώσει το καλύτερο αποτέλεσμα, αλλά θα αυξήσει την απώλεια ενέργειας λόγω της εισαγωγής του CP. Κατά συνέπεια, πρέπει να επιτευχθεί ένας συμβιβασμός για έναν λογικό σχεδιασμό.

2.8.1 Απαιτήσεις Σχεδιασμού Συστημάτων OFDM

Τα συστήματα OFDM εξαρτώνται από τέσσερις απαιτήσεις συστημάτων:

- **Διαθέσιμο εύρος ζώνης:** Το εύρος ζώνης είναι πάντα ο λιγοστός πόρος, έτσι η μητέρα του σχεδιασμού συστημάτων θα πρέπει να είναι το διαθέσιμο εύρος ζώνης για τη λειτουργία του. Το ποσό του εύρους ζώνης θα διαδραματίσει σημαντικό ρόλο στον καθορισμό του αριθμού των υπομεταφορέων, γιατί με ένα μεγάλο εύρος ζώνης, μπορεί εύκολα να χωρέσει ένας μεγάλος αριθμός υπομεταφορέων με εύλογο χώρο φρουράς.
- **Απαιτούμενος ρυθμός bit:** Το συνολικό σύστημα θα πρέπει να είναι σε θέση να υποστηρίξει το ποσοστό δεδομένων που απαιτείται από τους χρήστες. Για παράδειγμα, για να υποστηρίξει την ευρυζωνική ασύρματη επικοινωνία πολυμέσων, το σύστημα πρέπει να λειτουργεί σε περισσότερα από 10 Mbps τουλάχιστον.
- **Ανεκτή καθυστέρηση διάδοσης:** Η ανεκτή καθυστέρηση διάδοσης θα εξαρτηθεί από το περιβάλλον χρήστη. Οι μετρήσεις δείχνουν ότι το εσωτερικό περιβάλλον δοκιμάζει τη μέγιστη καθυστέρηση λίγων εκατοντάδων του ns, το πολύ, ενώ εξωτερικό περιβάλλον μπορεί να βιώσει μέχρι και 10 μs. Έτσι το μήκος του CP πρέπει να καθοριστεί

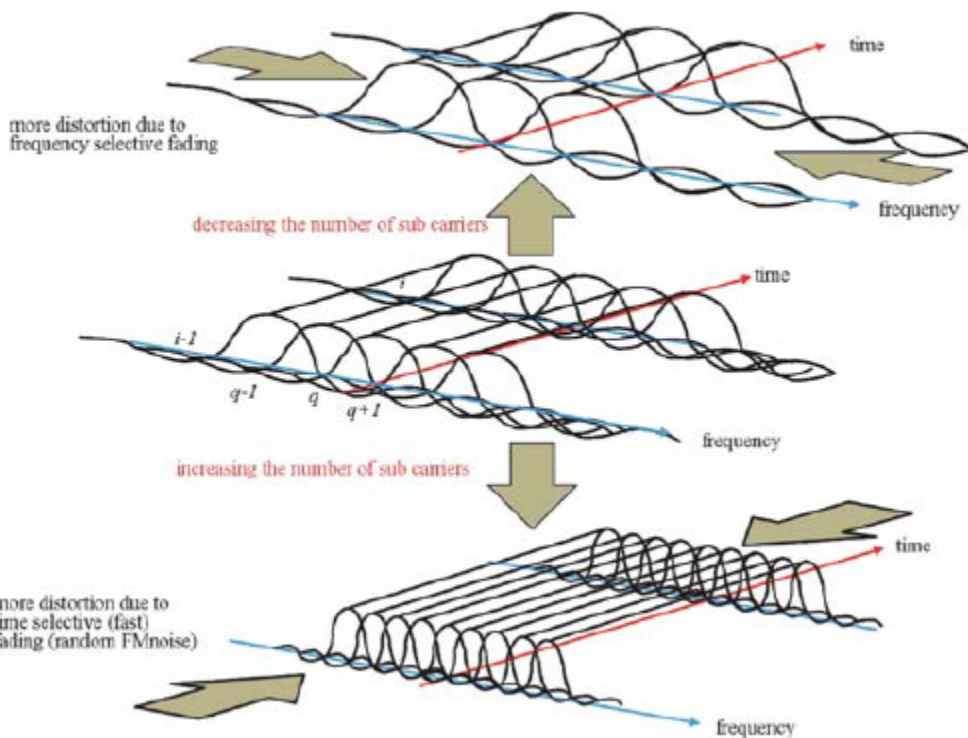
σύμφωνα με την ανεκτή καθυστέρηση διάδοσης.

- **Τιμές Doppler:** Οι χρήστες σε ένα υψηλής ταχύτητας οχήματος θα έχουν υψηλότερη μετατόπιση Doppler, ενώ οι πεζοί θα βιώσουν μικρότερη μετατόπιση Doppler. Οι εκτιμήσεις αυτές πρέπει να ληφθούν υπόψη.

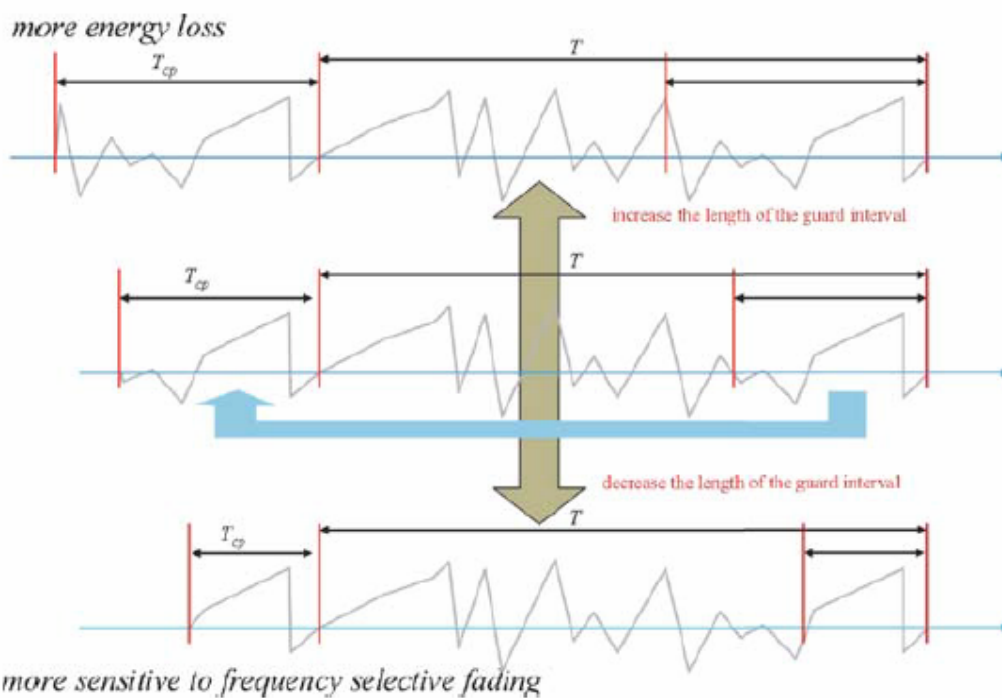
2.8.2 παράμετροι σχεδιασμού συστημάτων OFDM

Οι παράμετροι σχεδιασμού λαμβάνονται σύμφωνα με τις απαιτήσεις του συστήματος. Παρακάτω είναι οι παράμετροι σχεδίου για ένα σύστημα OFDM [2]:

- **Αριθμός υπομεταφορέων:** Ο αυξανόμενος αριθμός υπομεταφορέων θα μειώσει τον ρυθμό δεδομένων μέσω κάθε υπομεταφορέα, ο οποίος θα σιγουρευτεί ότι το σχετικό ποσό απόκλισης που προκαλείται εγκαίρως από την πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση θα μειωθεί (δείτε το σύκο 2.8). Αλλά όταν υπάρχουν μεγάλοι αριθμοί υπομεταφορέων, ο συγχρονισμός στην πλευρά δεκτών θα είναι εξαιρετικά δύσκολος.
- **Χρόνος φρουράς (διάστημα CP) και διάρκεια συμβόλων:** Μια καλή αναλογία μεταξύ του CP διαστήματος και της διάρκειας συμβόλου θα πρέπει να βρεθεί, έτσι ώστε να επιλύονται όλοι οι πολλαπλοί δρόμοι και όχι η ποσότητα της ενέργειας που χάνεται λόγω του CP (βλ. Σχήμα. 2.9). Σαν κανόνα thumb, το διάστημα CP πρέπει να είναι δύο έως τέσσερις φορές μεγαλύτερο από την μέση τετραγωνικής ρίζα (RMS) της διάδοσης καθυστέρησης. Η διάρκεια συμβόλων πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερη από το χρόνο φρουράς για να ελαχιστοποιήσει την απώλεια του SNR, αλλά μέσα σε λογικό ποσό. Δεν μπορεί να είναι αυθαίρετα μεγάλη, επειδή ο μεγαλύτερος χρόνος συμβόλων σημαίνει ότι περισσότεροι υπομεταφορείς μπορούν να εγκαταστήσουν μέσα στο χρόνο συμβόλων. Περισσότεροι υπομεταφορείς αυξάνουν το φορτίο επεξεργασίας σήματος και στον πομπό και στο δέκτη, που αυξάνει το κόστος και την πολυπλοκότητα της προκύπτουσας συσκευής [15].
- **Υπομεταφορέας απόστασης:** Το διάστημα υπομεταφορέων πρέπει να κρατηθεί σε επίπεδο έτσι ώστε ο συγχρονισμός να είναι επιτεύξιμος. Αυτή η παράμετρος θα εξαρτηθεί κατά ένα μεγάλο μέρος από το διαθέσιμο εύρος ζώνης και τον απαραίτητο αριθμό subchannels.
- **Τύπος διαμόρφωσης ανά υπομεταφορέα:** Αυτό είναι ασήμαντο, γιατί διαφορετικά συστήματα δίνουν διαφορετικές αποδόσεις διαμόρφωσης. Προσαρμοστική διαμόρφωση φόρτωσης και κομματιών μπορεί να απαιτηθεί ανάλογα με την απαίτηση απόδοσης. Είναι ενδιαφέρον να σημειώσετε ότι η απόδοση των συστημάτων OFDM με τη διαφορετική διαμόρφωση συγκρίνει αρκετά καλά με τα συστήματα που χρησιμοποιούν τη μη-διαφορετική και συνεκτική αποδιαμόρφωση [16]. Επιπλέον, η πολυπλοκότητα υπολογισμού στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης είναι αρκετά χαμηλή για τις διαφορικές διαμορφώσεις.
- **Κωδικοποίηση FEC:** Η επιλογή του κώδικα FEC θα διαδραματίσει έναν ζωτικής σημασίας ρόλο επίσης. Μια κατάλληλη κωδικοποίηση FEC θα σιγουρευτεί ότι το κανάλι είναι γερό σε όλα τα τυχαία σφάλματα.



Εικόνα 2.8 σχέδιο της απόστασης υπομεταφορέων στα συστήματα OFDM



Εικόνα 2.9 σχέδιο της διάρκειας του CP στα συστήματα OFDM

2.9 Πολύ-Μεταφορέας Με Βάση Τις Τεχνικές Πρόσβασης

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζουμε μερικές από τις κύριες τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης που μπορούν να ορίζονται με βάση τις αρχικές τεχνικές του multi-carrier τύπου OFDM.

2.9.1 Καθορισμός των Βασικών Συστημάτων

Είναι επιτακτικό να γίνουν κατανοητές οι βασικές ιδιότητες των τριών θεμελιωδών ολυφορέα με βάση τις τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης, δηλαδή OFDMA, OFDM-TDMA, και OFDM-CDMA πριν ξεκινήσουν μελέτες σχετικά με την πιθανή τεχνική πρόσβασης για 4G συστήματα ασύρματης επικοινωνιών, κατά συνέπεια εδώ εν συντομία συνοψίζουμε τις βασικές ιδιότητες αυτών των τριών συστημάτων πρόσβασης.

2.9.1.1 OFDM-TDMA

Στο OFDM-TDMA, σε έναν συγκεκριμένο χρήστη δίνονται όλοι οι υπομεταφορείς του συστήματος για οποιαδήποτε συγκεκριμένη διάρκεια συμβόλων OFDM. Έτσι, οι χρήστες διαχωρίζονται μέσω του διαθέσιμου χρόνου. Όλα τα σύμβολα που διατίθενται σε όλους τους χρήστες συνδυάζονται για να διαμορφώσουν ένα πλαίσιο OFDM-TDMA. ο αριθμός OFDM συμβόλων ανά πλαίσιο μπορεί να μεταβάλλεται με βάση την απαίτηση του κάθε χρήστη. Συχνά, ένα σφάλμα διόρθωσης του κώδικα εφαρμόζεται στα δεδομένα για την αντιστάθμιση τις τιμές NULL των καναλιών που βιώνουν διάφορα τυχαία bits. Αυτό το σχέδιο επιτρέπει στο MS να μειώσει την κατανάλωση ισχύος του, δεδομένου ότι το MS θα επεξεργαστεί μόνο τα σύμβολα OFDM που είναι ειδικά γι'αυτό. Από την άλλη πλευρά, τα δεδομένα αποστέλλονται σε κάθε χρήστη σε ξεσπάσματα, υποβιβάζοντας την απόδοση σε καθυστέρηση- περιορισμένα συστήματα [17].

Διαφορετικά σύμβολα OFDM μπορεί να ανατίθενται σε διαφορετικούς χρήστες με βάση ορισμένες συνθήκες κατανομής. Δεδομένου ότι το OFDM-TDMA έννοια διαθέτει ολόκληρη τη ζώνη πλάτους σε έναν μόνο χρήστη, μια αντίδραση σε διάφορες εξασθενήσεις υπομεταφορέα θα μπορούσε να συνίσταται αφήνοντας έξω τους ιδιαίτερα διαστρεβλωμένους subcarriers [18]. Ο αριθμός των OFDM συμβόλων ανά χρήστη σε κάθε πλαίσιο μπορεί να προσαρμοστεί αναλόγως τις απαιτήσεις υποστήριξης του ετερογενείς ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Ένα αποτελεσματικό σύστημα πολλαπλής πρόσβασης θα πρέπει να παρέχει υψηλή ευελιξία όταν πρόκειται για την κατανομή του χρόνου εύρους ζώνης πόρων. Από τη μία πλευρά, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη η συμπεριφορά του επιλογής συχνότητας ραδιοφωνικού σταθμού, ενώ από την άλλη πλευρά οι απαιτήσεις του χρήστη για διαφορετικές και / ή την αλλαγή των δεδομένων ποσοστά που πρέπει να πληρούνται [19]. Για παράδειγμα, και για OFDMA και για OFDM-TDMA, χρήση AMC στους διαφορετικούς υπομεταφορείς, όπως ο προτεινόμενος στο[20], να αυξήσουν τη συνολική απόδοση του συστήματος και να βοηθήσει στην περαιτέρω εκμετάλλευση CSI.

2.9.1.2 OFDMA

Στο OFDMA, οι διαθέσιμοι υπομεταφορείς κατανέμονται μεταξύ όλων των χρηστών για τη μετάδοση οποιαδήποτε στιγμή του χρόνου. Η ανάθεση υπομεταφορέων γίνεται για τη διάρκεια ζωής χρηστών, ή τουλάχιστον για μεγάλο χρονικό διάστημα. Το σύστημα 5G προτάθηκε για πρώτη φορά για CATV συστήματα [21], και αργότερα εγκρίθηκε για

ασύρματα συστήματα επικοινωνιών.

Το OFDMA μπορεί να υποστηρίξει ορισμένα πανομοιότυπα downstreams, ή διαφορετικό ρυθμό δεδομένων χρηστών [π.χ., ανάθεση ενός διαφορετικού αριθμού υπομεταφορέων σε κάθε χρήστη]]. Με βάση την κατάσταση subchannel, διαφορετικά συστήματα διαμόρφωσης βασικής ζώνης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για μεμονωμένα υποκανάλια, π.χ., QPSK, 16-QAM, και 64-QAM. Αυτό διερευνάται στα πολυάριθμα έγγραφα και αναφέρεται ως προσαρμοστικό υπομεταφορέα, κομμάτι, και κατανομή δύναμης ή κατανομή QoS [20, 22, 23, 24].

Σε OFDMA, το frequency hopping, μια μορφή διευριμένου φάσματος, μπορεί να υιοθετηθεί για να παρέχει ασφάλεια και ανθεκτικότητα στις παρεμβολές μεταξύ των κυττάρων.

Στο OFDMA, η διασπορά της κατανομής των πόρων είναι υψηλότερη από εκείνη των OFDM-TDMA, δηλαδή, η ευελιξία μπορεί να επιτευχθεί με κατάλληλη επιλογή των subcarriers που συνδέονται με κάθε χρήστη. Εδώ, το γεγονός ότι κάθε χρήστης δοκιμάζει ένα διαφορετικό ραδιοκανάλι μπορεί να χρησιμοποιηθεί με να διαθέσει μόνο τους «καλούς» υπομεταφορείς με υψηλό SNR σε κάθε χρήστη. Επιπλέον, ο αριθμός των υποκαναλιών για ένα συγκεκριμένο χρήστη μπορεί να ποικίλλει, σύμφωνα με τον απαιτούμενο ρυθμό δεδομένων. Έτσι, ένα multi-rate σύστημα μπορεί να επιτευχθεί χωρίς να αυξηθεί η πολυπλοκότητα του συστήματος σε μεγάλο βαθμό.

2.9.1.3 OFDM-CDMA

Στο OFDM-CDMA [25, 26], τα δεδομένα του χρήστη είναι εξαπλωμένα σε διάφορους υπομεταφορείς ή/και σύμβολα OFDM που χρησιμοποιούνται στη διάδοση των κωδικών, και συνδυασμένα με το σήμα από άλλους χρήστες [27]. Η ιδέα του OFDM-CDMA μπορεί να αποδοθεί σε διάφορους ερευνητές που εργάζονται ανεξάρτητα στον ίδιο χρόνο στα υβριδικά συστήματα πρόσβασης που συνδυάζουν τα πλεονεκτήματα των OFDM και CDMA. Το OFDM παρέχει μια απλή μέθοδο για να υπερνικήσει την επίδραση ISI των πολλαπλών διαδρομών επιλεκτικής-συχνότητας του ασύρματου καναλιού, ενώ το CDMA παρέχει την ποικιλομορφία συχνότητας και των πολλών χρηστών στο σύστημα πρόσβασης. Οι διαφορετικοί τύποι διαδόσεων των κωδικών έχουν ερευνηθεί. Οι ορθογώνιοι κώδικες προτιμώνται σε περίπτωση DL, δεδομένου ότι η απώλεια ορθογωνιότητας δεν είναι τόσο αυστηρή σε DL όπως είναι σε UL.

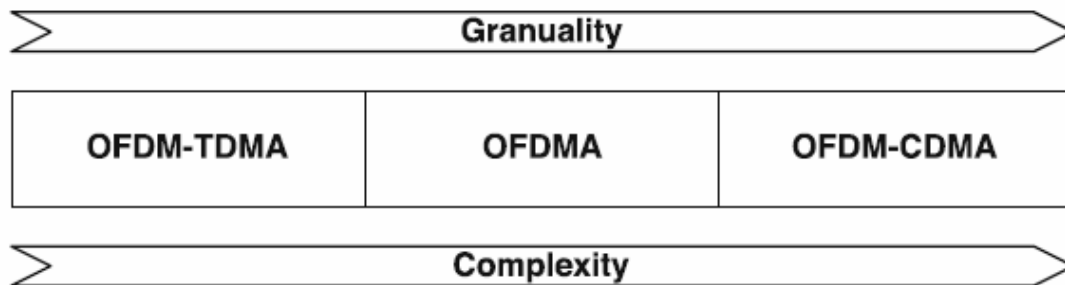
Αρκετοί χρήστες μεταδίδουν πέρα από τον ίδιο υπομεταφορέα. Στην ουσία αυτό σημαίνει τη διάδοση στο πεδίο-συχνότητας, και όχι στο πεδίο του χρόνου μετάδοσης, όπως το εννοεί σε ένα DSC-DMA σύστημα. Η εξίσωση καναλιού μπορεί να είναι ιδιαίτερα απλοποιημένη σε DL, Η εξίσωση κανάλι μπορεί να είναι ιδιαίτερα απλοποιημένη σε DL, επειδή ένα-tap όφελος εξίσωσης καναλιού προσφέρεται στο OFDM.

Στο OFDM-CDMA, η ευελιξία βρίσκεται στην κατανομή όλων των διαθέσιμων κωδικών των χρηστών, ανάλογα με τους απαραίτητους ρυθμούς δεδομένων. Δεδομένου ότι στο OFDM-CDMA είναι εφαρμοσμένη η χρησιμοποίηση συνεκτικής διαμόρφωσης, η απαραίτητη εκτίμηση καναλιών παρέχει τις πληροφορίες για τις εξασθενίσεις των υπομεταφορέων; αυτές οι πληροφορίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν κατά την εκτέλεση μιας εξίσωσης στο δέκτη [28].

2.9.1.4 Σχετική Σύγκριση

Όπως φαίνεται στις προηγούμενες συζητήσεις, μπορούμε να θεωρήσουμε το OFDM-

TDMA ως πιο πολύ βασικό σύστημα πολλαπλάσιας-πρόσβασης, ενώ το σύστημα OFDMA είναι μια επέκταση του OFDM-TDMA, και με τη σειρά του, το OFDM-CDMA σύστημα ως επέκταση του OFDMA. Με την μετάβαση από OFDM-TDMA σε OFDM-CDMA, έχουμε αυξήσει το επίπεδο ευελιξίας της πολλαπλής πρόσβασης του συστήματος, αλλά ταυτόχρονα αύξησε την πολυπλοκότητα του (βλ. Σχήμα. 2.10). Το OFDM-CDMA πρέπει να τηρεί όλες τις απαιτήσεις του OFDMA, συν τις δικές του απαιτήσεις. Και ομοίως, το OFDMA πρέπει να πληροί όλες τις απαιτήσεις του OFDM-TDMA.



Εικ.. 2.10 Σχετική σύγκριση των βασικών των βασικών τεχνικών πολλαπλάσιας-πρόσβασης των multi-carrier.

Πίνακας 2.2 συνοψίζει τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των τριών βασικών σχεδίων πολλαπλάσιας-πρόσβασης multi-carrier.

Πίνακας 2.2 Περίληψη των πολλαπλού συστήματος πρόσβασης

	Advantages	Disadvantages
OFDM-TDMA	Power savings (only receives own symbols) Simple resource allocation Easiest to implement	Relatively high latency Frequency-reuse factor ≥ 3 Lowest flexibility
OFDMA	Simple implementation Flexibility	Frequency-reuse factor ≥ 3
OFDM-CDMA	Spectral efficiency Frequency diversity MAI and inter-cell interference resistance Frequency-reuse factor = 1 Soft handover capability Highest flexibility	Requirement of power control Implementation complexity

OFDM-TDMA

Το OFDM-TDMA είναι απλό στην εφαρμογή του, αλλά μπορεί να λείπει ιδιαίτερα στο καθυστέρηση-περιορισμός σύστημα. Για DL, βασικό OFDM-TDMA μπορεί να μην αποδώσει πολύ καλά έναντι άλλων δύο συστημάτων, αλλά σε UL, αυτά μπορούν να είναι πολύ αντάξια. Στο UL, ο χρόνος του χρήστη και η μετατόπιση συχνότητας μπορεί να προκαλέσει πραγματικό χάος στο σύστημα, και τόσο το OFDMA όσο και το OFDM-CDMA έχουν ουσιαστικά εφαρμόσει διαδικασία για την καταπολέμηση των αντισταθμιστικών επιδράσεων, ενώ το OFDM-TDMA μπορεί να είναι σε θέση να τις χειριστεί αρκετά εύκολα. Αυτό βασίζεται στο γεγονός ότι το σύνολο του εύρους ζώνης κατανέμεται σε έναν ενιαίο χρήστη για πολλά σύμβολα OFDM, κατά συνέπεια αποφεύγοντας ουσιαστικά το MAI.

OFDMA

Το σύστημα OFDMA διακρίνεται για την απλότητά του, όπου η πολλαπλή-πρόσβαση λαμβάνεται με την κατανομή ενός μέρους των subcarriers σε διαφορετικούς χρήστες. Το όφελος είναι ότι η εφαρμογή του δέκτη μπορεί να γίνει με σχετικά απλό τρόπο.

Το OFDMA χρησιμοποιείται ήδη σε ορισμένα πρότυπα, π.χ., IEEE 802.16a, και μπορεί να χρησιμοποιείται τόσο για DL όσο και για UL. Για την περίπτωση UL, τα ζητήματα όπως ο συγχρονισμός είναι μια σημαντική ανησυχία και μελετώνται σε διάφορα έγγραφα. Όσον αφορά την ανάθεση των υπομεταφορέων, η βιβλιογραφία δεν δίνει καμία οριστική απάντηση εάν θα πρέπει να είναι στατική / δυναμική ή συνεχόμενη/παρακείμενη.

OFDM-CDMA

Αυτό το σχέδιο είναι ενδεχομένως ένα πολύ καλό σχέδιο σε DL λόγω της δυνατότητάς του να αξιοποιεί την διαθέσιμη ποικιλία συχνοτήτων, ακόμα και κωδικοποιημένα-OFDMA μπορούν να κάνουν χρήση μόνο περιορισμένων διαφορετικών συχνοτήτων. Έχει επισημανθεί ότι το σχέδιο αυτό είναι ευάλωτο στην κοντινή-μακρινή επίδραση όπως είναι ένα κανονικό σύστημα CDMA. Ως εκ τούτου αυτό το σχέδιο ταιριάζει καλύτερα κυρίως σε ένα εσωτερικό σενάριο DL [29]. Τώρα ένας είναι εύκολο οδηγηθεί στα να ισχυριστεί κανείς ότι σε μια εσωτερική κατάσταση η συνοχή του εύρους ζώνης είναι πολύ μεγάλο. Στη ζώνη των 5 GHz, κυμαίνεται από 6 έως 20 MHz. Έτσι, για να κάνουν χρήση των ειδικών πλεονεκτημάτων της παροχής διαφορετικότητας συχνοτήτων, το σύστημα πρέπει να χρησιμοποιήσει μια πολύ ευρεία ζώνη. Σε αντίθετη περίπτωση, ακόμη και με ένα κανάλι 20 MHz θα πάρει τόσο πολύ διαφορετικότητα συχνοτήτων όσο ένα κωδικοποιημένο παρεμβαλλόμενο σύστημα OFDM. Στο εξωτερικό σενάριο, η απώλεια ορθογωνιότητας λόγω της αυστηρής κωδικοποίησης καναλιών μπορεί να μικρύνει την επίδραση ποικιλομορφίας συχνότητας και να εισαγάγει το MAI για να μειώσει την επίδραση του BER.

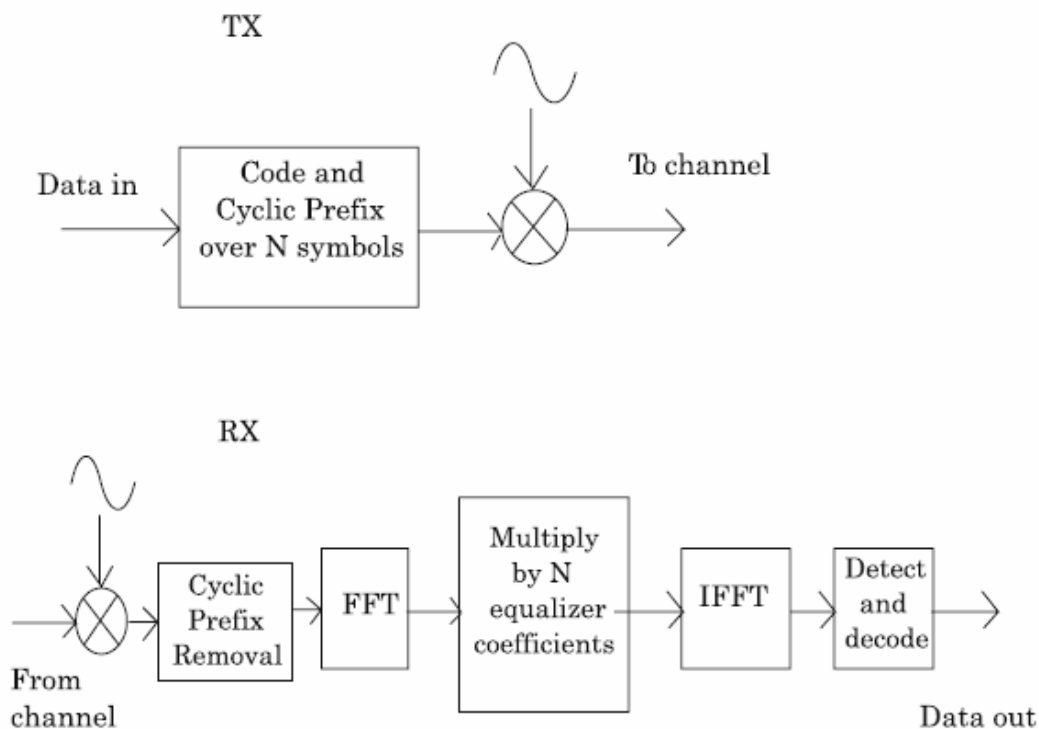
2.10 Single-Carrier vs Multi-carrier, TDE vs FDE

2.10.1 Single-Carrier FDE

Μια συμβατική anti-multipath προσέγγιση, η οποία καινοτομήθηκε στα τηλέφωνα voiceband modems και έχει εφαρμοστεί σε πολλά άλλα ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών, είναι να μεταδώσει έναν ενιαίο μεταφορέα, που να διαμορφώνεται από τα δεδομένα που το χρησιμοποιούν, για παράδειγμα, QAM, και να χρησιμοποιεί έναν προσαρμοστικό ισοσταθμιστή στο δέκτη για την αντιστάθμιση των ISI [30]. Τα κύρια εξαρτήματα του είναι ένα ή περισσότερα εγκάρσια φίλτρα για τα οποία ο αριθμός των προσαρμοστικών συντελεστών tap είναι της τάξης του αριθμού των συμβόλων δεδομένων που εκτείνονται από το multipath. Για δεκάδες megasymbols ανά δευτερόλεπτο και πάνω από περίπου 30-50 σύμβολα ISI, η πολυπλοκότητα και η απαιτούμενη ταχύτητα ψηφιακής επεξεργασίας γίνονται υπερβολικές, και αυτή η προσέγγιση TDE γίνεται μη ελκυστική [31]. Επομένως, για τα κανάλια με μεσοβαρή καθυστέρηση διάδοσης, η εξίσωση στο πεδίο συχνότητας μπορεί να είναι καταλληλότερη δεδομένου ότι η πολυπλοκότητα δεκτών μπορεί να κρατηθεί σε χαμηλά επίπεδα. Στην πραγματικότητα, όσον αφορά την OFDM η εξίσωση που εκτελείται σε ένα μπλοκ δεδομένων σε μια στιγμή, και οι εργασίες σε αυτό το μπλοκ περιλαμβάνουν μια αποδοτική λειτουργία FFT και μια απλή λειτουργία αντιστροφής καναλιών.

Ένα σύστημα SC μεταδίδει έναν και μόνο φορέα, που διαμορφώνεται, για παράδειγμα, με QAM, σε υψηλό ρυθμό μετάδοσης. Γραμμικό FDE σε ένα σύστημα SC είναι απλά η αναλογική συχνότητα για το τι γίνεται με ένα συμβατικό ισοσταθμιστή στο πεδίο του χρόνου. Για τα κανάλια με μεγάλη καθυστέρηση διάδοσης, το SCFDE είναι υπολογιστικά απλούστερο από ό,τι ο αντίστοιχος εξισωτής στο πεδίο του χρόνου για τον ίδιο λόγο το OFDM είναι πιο απλό: επειδή η εξίσωση εκτελείται σε ένα μπλοκ δεδομένων σε μια στιγμή, και οι εργασίες σε αυτό το μπλοκ εμπεριέχουν αποδοτική λειτουργία FFT και μια απλή λειτουργία αντιστροφής καναλιών. Ο Sari και άλλοι [13,32] επισήμαναν ότι, όταν συνδυάζεται με την επεξεργασία FFT και τη χρήση ενός κυκλικού προθέματος, ένα σύστημα SC με FDE (SCFDE) έχει ουσιαστικά την ίδια απόδοση και χαμηλή πολυπλοκότητα ως σύστημα OFDM. Αξίζει να σημειωθεί ότι στο πεδίο της συχνότητας ένας δέκτης επεξεργασίας SC-διαμορφωμένων δεδομένων μοιράζεται μια σειρά λειτουργιών κοινής επεξεργασίας σήματος με έναν δέκτη OFDM. Στην πραγματικότητα, όπως επισημάνθηκε στο σημείο 2.10.4, SC, και OFDM modems μπορούν εύκολα να ρυθμιστούν ώστε να συνυπάρχουν, και σημαντικά πλεονεκτήματα μπορούν να επιτευχθούν μέσω μιας τέτοιας συνύπαρξης.

Το σχήμα 2.11 παρουσιάζει τη συμβατική γραμμική εξίσωση, χρησιμοποιώντας ένα εγκάρσιο φίλτρο με N συντελεστές tap αλλά με το φιλτράρισμα που γίνεται στο πεδίο της συχνότητας. Το μπλοκ μήκος N συνήθως επιλέγεται στο εύρος των 64-2048 αμφότερα και για τις OFDM και SC-FDE συστήματα.



Εικόνα 2.11 SCFDE με γραμμικό FDE

Ένα CP προσαρτάται σε κάθε μπλοκ των N συμβόλων, ακριβώς όπως και στο OFDM. Ως πρόσθετη λειτουργία, το CP μπορεί να συνδυαστεί με μια σειρά κατάρτισης για προσαρμογή ισοσταθμιστή. Ένα IFFT επιστρέφει το αντισταθμισμένο σήμα στο πεδίο του χρόνου πριν από την ανίχνευση των συμβόλων δεδομένων. Η προσαρμογή της λειτουργίας μεταφοράς του FDE μπορεί να γίνει με τις τεχνικές ελαχιστοποίησης LMS,

RLS, ή του LS, ανάλογα στην προσαρμογή των εξισωτών στο πεδίο του χρόνου [7, 33].

2.10.2 Single-Carrier vs Multi-carrier, FDE vs TDE

Ορισμένες πρόσφατες μελέτες έχουν δείξει σαφώς ότι το βασικό ζήτημα δεν είναι η OFDM vs SC αλλά μάλλον η εξίσωση στο πεδίο της συχνότητας (FDE) vs εξίσωσης στο πεδίο του χρόνου (TDE). Ο FDE έχει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τον TDE σε εξωτερικούς χώρους υψηλής κινητικότητας περιβάλλοντα διάδοσης (συνήθως με μεγάλο κανάλι κρουστικής απόκρισης ουράς).

Η συμβατική προσέγγιση στις ψηφιακές επικοινωνίες πέρα από τα κανάλια διασποράς είναι ενιαίου-φορέα μετάδοση με εξίσωση στο πεδίο του χρόνου (TDE). Οι TDE καλύπτουν τους απλούς γραμμικούς εξισωτές, απόφασης-ανάδρασης εξισωτές, καθώς επίσης και τους μέγιστης πιθανοφάνειας εκτίμησης ακολουθίας. Αυτές οι τεχνικές έχουν χρησιμοποιηθεί για δεκαετίες στο ψηφιακό ραδιόφωνο μικροκυμάτων, και πιο πρόσφατα στον τομέα των κινητών συστημάτων ραδιοεπικοινωνίας. Παρά το γεγονός ότι ο FDE εισήχθη αρχικά στα τέλη της δεκαετίας του 1970s, δεν ακολουθήθηκε και γρήγορα εξαφανίστηκε από τη βιβλιογραφία [34].

Ας εξετάσουμε ένα FDE με N_{taps} taps. Ο διαχειριστής του FFT που διαμορφώνει το πρώτο στάδιο του εξισωτή δίνει το σήμα N_{taps} δειγμάτων συμβολίζονται ως $(Y_1, \dots, Y_{N_{taps}})$. Αυτά τα δείγματα στέλνονται σε μία σύνθετη τράπεζα πολλαπλασιαστή των οποίων οι συντελεστές συμβολίζονται ως $(F_1, \dots, F_{N_{taps}})$. Οι τιμές των συντελεστών που ελαχιστοποιούν την παραμόρφωση του σήματος είναι

$$F_n = \frac{H_n^*}{[H_n]^2} = \frac{1}{H_n} \quad (2.31)$$

Σαφώς, κάθε συντελεστής είναι μόνο συνάρτηση της απόκρισης συχνότητας στο κανάλι αντίστοιχης συχνότητας, και ο εξισωτής προσαρμόζεται εύκολα στις παραλλαγές καναλιών ακόμα κι αν ο αριθμός των taps είναι πολύ μεγάλος [34].

Από τις παραπάνω συζητήσεις, το SC-TDE είναι επαρκής για τα κανάλια με μια μικρή καθυστέρηση διάδοσης, γιατί αυτά τα κανάλια μπορεί να εξισωθούν με ένα μικρό αριθμό taps. Αντίθετα, τα SCFDE ή OFDM απαιτούνται στα κανάλια με μεγάλη καθυστέρηση διάδοσης, καθώς σε αυτά τα κανάλια απαιτείται ένας μεγάλος αριθμός taps και αυτό οδηγεί σε σύγκλιση και εντοπισμού προβλημάτων με το SC-TDE. Πράγματι, η κανονικοποιημένη πολυπλοκότητα τόσο του OFDM όσο και του SCFDE είναι ανάλογη για να συνδεθούν $\log(N_{taps})$, ενώ η πολυπλοκότητα του SC-TDE αυξάνεται γραμμικά με N_{taps} . Για μεγάλο N_{taps} , οι εκτιμήσεις πολυπλοκότητας ευνοούν σαφώς τη χρήση των τεχνικών πεδίου συχνότητας. Στην πραγματικότητα, αυτές οι εκτιμήσεις δείχνουν ότι το πραγματικό πρόβλημα δεν είναι το OFDM vs SC, αλλά αντ' αυτού το FDE vs TDE [34].

2.10.3 Αναλογίες και Διαφορές Μεταξύ OFDM και SCFDE

Υπάρχει μια ισχυρή αναλογία μεταξύ του OFDM και SCFDE. Αναλύοντας την αρχή λειτουργίας του OFDM, Ο Sari και άλλοι [13] παρατήρησε μια εντυπωσιακή ομοιότητα στην

εξίσωση καναλιών πεδίου συχνότητας για τα παραδοσιακά ενιαίου-φορέα συστήματα, μια προτεινόμενη έννοια περισσότερο από πριν από τρεις δεκαετίες [35]. Το κίνητρο για την εξίσωση στο πεδίο συχνότητας οφειλόταν στη δυνατότητα αυτής της τεχνικής για να επιταχυνθεί η αρχική σύγκλιση των συντελεστών εξισωτών. Με έναν εξισωτή πεδίου συχνότητας στο δέκτη, τα συστήματα ενιαίου-φορέα μπορούν να χειριστούν τον ίδιο τύπο αντιδράσεων ώθησης καναλιών με τα συστήματα OFDM. Σε αμφότερες τις περιπτώσεις, ο πραγματοποιούνται μετασχηματισμοί χρόνου/συχνότητας και η συχνότητα/χρόνου. Η διαφορά είναι ότι σε OFDM συστήματα, τόσο τα κανάλια εξισορρόπησης, καθώς και ο δέκτης αποφάσεων εκτελούνται στο πεδίο της συχνότητας, ενώ στα συστήματα SCFDE οι αποφάσεις δεκτών λαμβάνονται στο πεδίο του χρόνου, αν και η εξίσωση καναλιών εκτελείται στο πεδίο συχνότητας.

Από μια καθαρή σκοπιά ικανότητας εξίσωσης καναλιών, και τα δύο συστήματα είναι ισοδύναμα, με την προϋπόθεση ότι χρησιμοποιούν το ίδιο μήκος μπλοκ FFT. Έχουν, ωστόσο, μια ουσιώδη διαφορά: από το δέκτη οι αποφάσεις σε μη κωδικοποιημένο OFDM λαμβάνονται ανεξάρτητα σε σχέση με τους διαφορετικούς μεταφορείς, εκείνοι που αντιστοιχούν στους μεταφορείς που βρίσκονται σε μία περιοχή με μια βαθιά ύφεση πλάτους θα είναι αναξιόπιστοι. Αυτό το πρόβλημα δεν υπάρχει για το SCFDE, στην πραγματικότητα, όταν το κανάλι είναι εξισωμένο στο πεδίο της συχνότητας, το σήμα μετατρέπεται πίσω στο πεδίο του χρόνου, και οι αποφάσεις του δέκτη είναι με βάση το ενεργειακό σήμα που μεταδίδεται σε ολόκληρο το εύρος ζώνης καναλιού. Με άλλες λέξεις, η τιμή του SNR που υπαγορεύει την απόδοση (με την προϋπόθεση ότι η υπολειπόμενη ISI είναι αμελητέα) αντιστοιχεί στο μέσο SNR του καναλιού. Στην πραγματικότητα, όπως σημειώνεται και στην [13], το αποτέλεσμα της βαθιάς μηδενίζει την απόκριση συχνότητας καναλιού είναι κατανομημένα σε όλα τα σύμβολα από τη λειτουργία IFFT. Κατά συνέπεια, η μείωση της απόδοσης λόγω μιας βαθιάς εγκοπής στο φάσμα σήματος παραμένει μικρή σε σχέση με ότι υπέστη το OFDM.

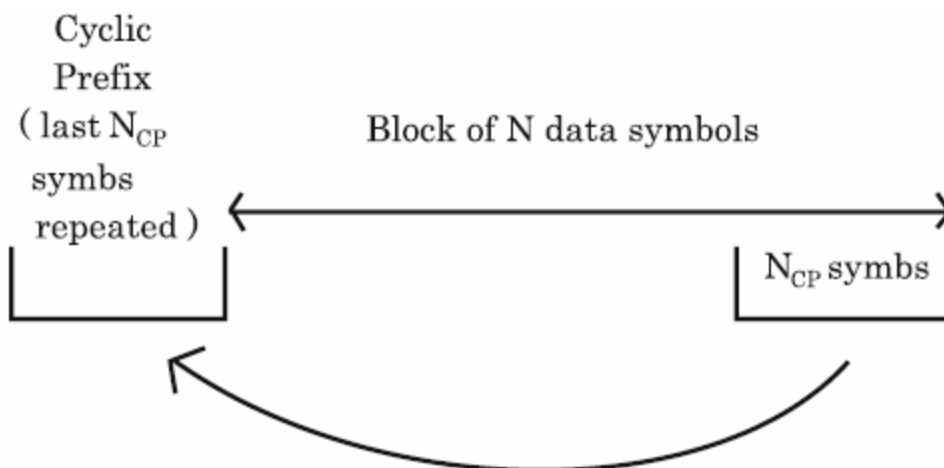
Η παραπάνω ανάλυση δείχνει ότι με FDE, η μετάδοση SC είναι ουσιαστικά ανώτερη από τη σηματοδότηση OFDM. Χωρίς κωδικοποίηση καναλιού, το OFDM στην πραγματικότητα δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην εξασθένιση καναλιών, καθώς βαθιές εγκοπές του μεταδιδόμενου φάσματος σήματος οδηγούν σε ένα αμείωτο BER. Για να λειτουργεί ικανοποιητικά, το OFDM απαιτεί ECC με παρεμβαλλόμενη κενή συχνότητα, έτσι ώστε να σκορπίσει τα δείγματα του σήματος που εμπίπτουν σε μια φασματική εγκοπή. Στην περίπτωση αυτή, το interleaver διανέμει ομοιόμορφα τα δείγματα χαμηλού SNR πάνω από το εύρος ζώνης καναλιού. Αντίθετα, το SCFDE μπορεί να λειτουργήσει χωρίς ECC.

Η κύρια διαφορά υλικού μεταξύ OFDM και SCFDE είναι ότι για το SCFDE το μπλοκ IFFT του πομπού μεταφέρεται στο δέκτη. Οι περιπλοκές είναι οι ίδιες. Και το OFDM και το SCFDE μπορούν να ενισχυθούν από την προσαρμοστική διαμόρφωση και την ποικιλομορφία του χώρου[36].

Η χρήση της διαμόρφωσης SC και FDE με την επεξεργασία του FFT του λαμβανόμενου σήματος έχει διάφορα ελκυστικά χαρακτηριστικά γνωρίσματα:

- Η SC διαμόρφωση έχει μειώσει τις απαιτήσεις PAPR σε σχέση με το OFDM, με αποτέλεσμα να επιτρέπεται η χρήση λιγότερων δαπανηρών ενισχυτών ισχύος;
- Η απόδοσή του με FDE είναι παρόμοια με εκείνη των OFDM, ακόμη και για πολύ μεγάλο κανάλι καθυστέρηση διάδοσης;
- Στο πεδίο συχνότητας η επεξεργασία δεκτών έχει ένα παρόμοιο πλεονέκτημα της μείωσης της πολυπλοκότητας σε σχέση με εκείνο του OFDM: η πολυπλοκότητα είναι ανάλογη για σύνδεση πολλαπλών διαδρομών διάδοσης;

- Η κωδικοποίηση, αν και επιθυμητή, δεν είναι απαραίτητη για την καταπολέμηση της επιλεκτικότητας συχνότητας, ενώ είναι απαραίτητη η nonadaptive OFDM;
 - Η SC διαμόρφωση είναι μια καλά δοκιμασμένη τεχνολογία σε πολλές από τις υφιστάμενες ασύρματες και ενσύρματες εφαρμογές, και οι απαιτήσεις γραμμικότητας των συστημάτων RF είναι καλά γνωστές.
 - Τα συγκρίσιμα SCFDE και OFDM συστήματα θα έχουν το ίδιο μήκος μπλοκ και CP μήκη. Το CP κατά την έναρξη του κάθε μπλοκ (Σχήμα 2.12), που χρησιμοποιείται και στις δύο SCFDE και OFDM συστημάτων, έχει δύο κύριες λειτουργίες:
 - να αποτρέπει τη παρεμβολή του ενός μπλοκ από ISI από την προηγούμενο μπλοκ;
 - κάνει το λαμβανόμενο μπλοκ που θα εμφανιστεί να είναι περιοδικό της περιόδου N, η οποία είναι ουσιαστικά στην κατάλληλη λειτουργία της λειτουργίας FFT.
- Εάν τα πρώτα και τελευταία σύμβολα N_{CP} είναι οι ίδιες μοναδικές ακολουθίες λέξης συμβόλων κατάρτισης, το υπερυψωμένο μέρος είναι $\frac{2N_{CP}}{N+2N_{CP}}$.



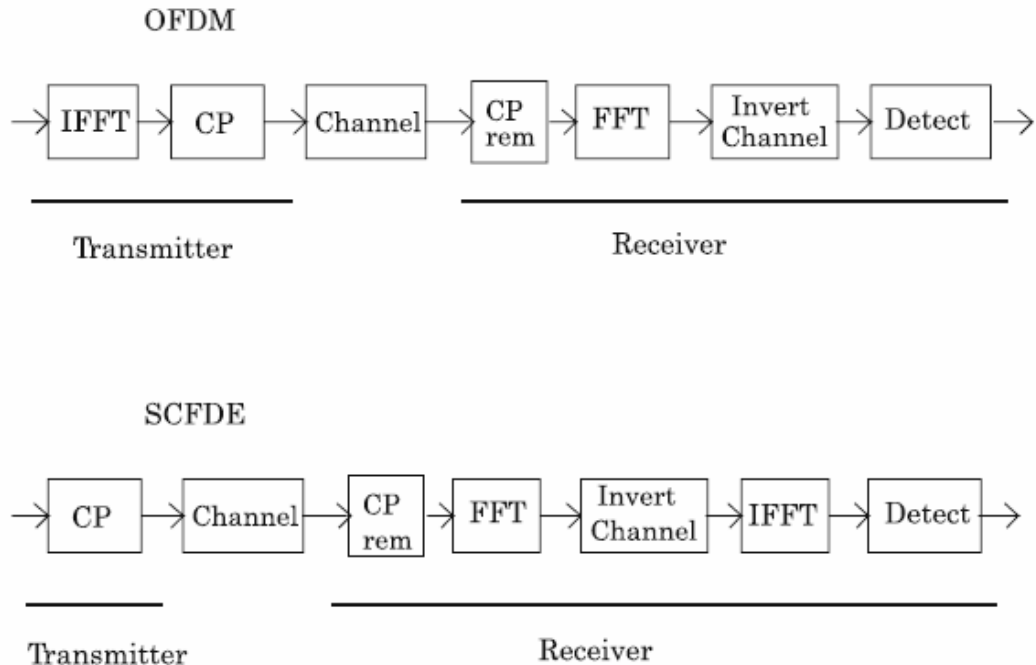
Εικ.. 2,12 Επεξεργασία Block σε FDE

Οι ακόλουθες εκτιμήσεις παρέχουν μια περαιτέρω υποστήριξη στη θέση ομοιότητας μεταξύ SCFDE και OFDM. Η προκωδικοποίηση σε OFDM διασκορπίζει την ενέργεια των συμβόλων πάνω από το εύρος ζώνης καναλιού, δηλαδή, αυτό επαναφέρει την ποικιλομορφία ανάλυσης συχνότητας από το φορέα εκμετάλλευσης IFFT. Μια κοινή προκωδικοποίηση πίνακα είναι ο Walsh-Hadamard πίνακας που απλώνεται ομοιόμορφα η ενέργεια συμβόλου σε όλο το εύρος ζώνης καναλιού χρησιμοποιώντας ορθογώνια εξάπλωση ακολουθιών. Ένας άλλος πίνακας προκωδικοποίησης που απλώνεται ομοιόμορφα η ενέργειας συμβόλων πάνω από το εύρος ζώνης του καναλιού είναι ο FFT πίνακας. Εν λόγω πίνακας ακυρώνει τον πίνακα IFFT που δημιουργεί το σήμα OFDM και το σύστημα μειώνει την SCFDE. Από αυτή τη συζήτηση, είναι σαφές ότι η προκωδικοποίηση OFDM μιμείται την SCFDE. Δηλαδή, από την προκωδικοποίηση OFDM προκειμένου να αποκατασταθεί η ποικιλομορφία συχνότητας, θα πάρουμε ένα σ SCFDE-τύπου σύστημα [34].

2.10.4 Η διαλειτουργικότητα των SCFDE και OFDM

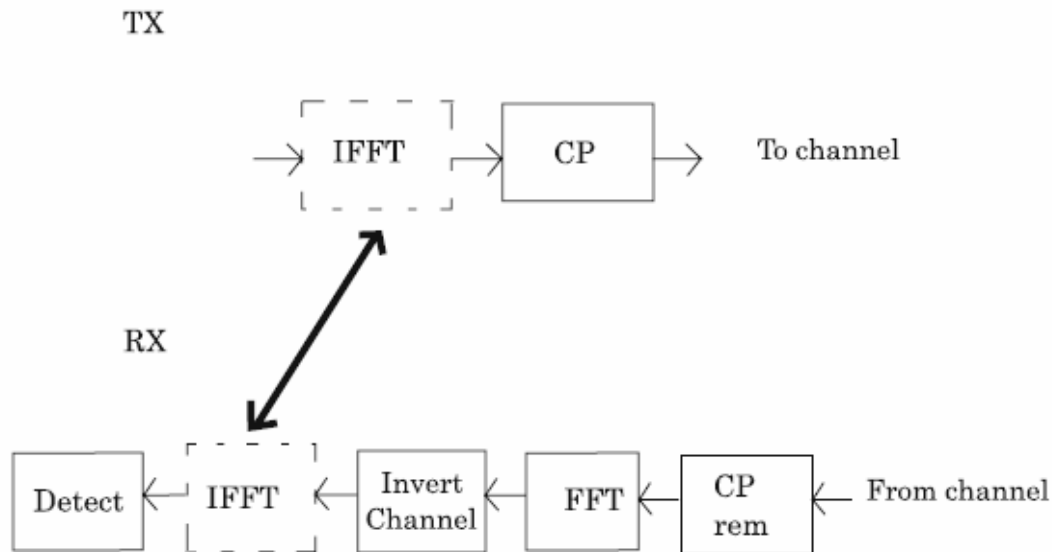
Το σχήμα 2.13 παρουσιάζει μπλοκ διαγράμματα για τα συστήματα OFDM και SC με γραμμικό FDE. Είναι εμφανές ότι οι δύο τύποι συστημάτων διαφέρουν κυρίως στην

τοποθέτηση της λειτουργίας IFFT: σε OFDM τοποθετείται στη συσκευή αποστολής σημάτων για να πολλαπλασιάσει τα στοιχεία στους παράλληλους υπομεταφορείς; στο SC τοποθετείται στο δέκτη για να μετατρέψει τα σήματα FDE πίσω στα πεδίου-χρόνου σύμβολα. Οι περιπλοκές επεξεργασίας σήματος αυτών των δύο συστημάτων



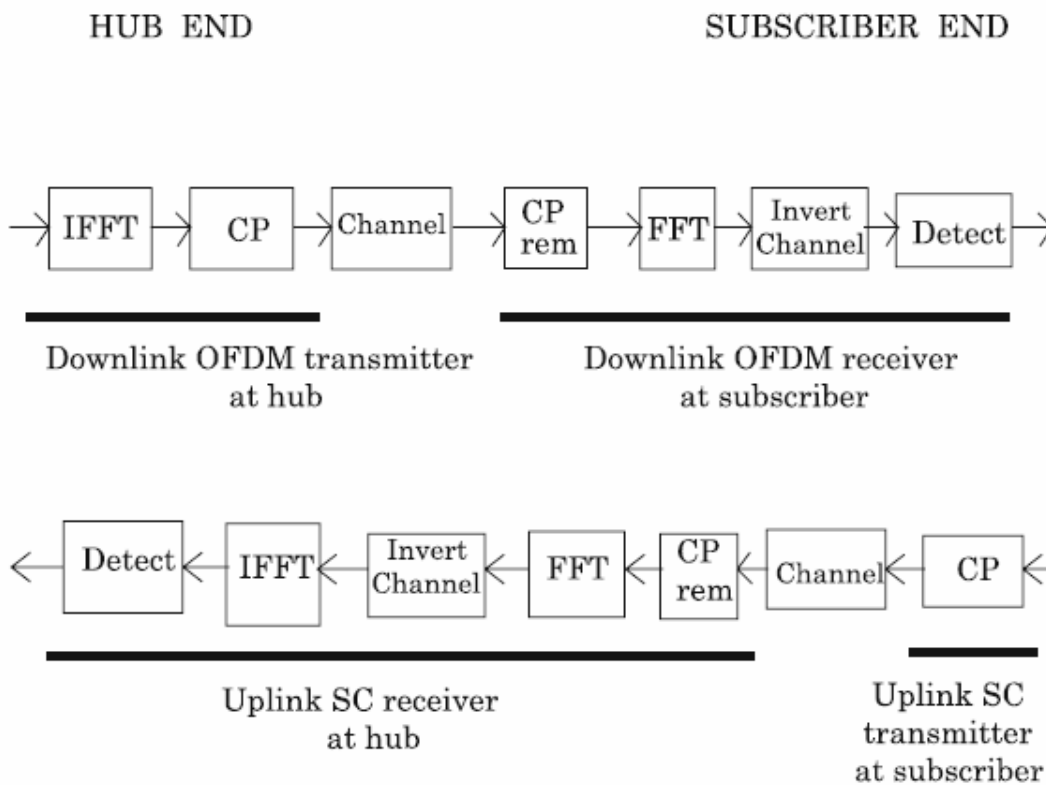
Εικόνα 2.13 ομοιότητες και διαφορές επεξεργασίας σήματος OFDM και SCFDE είναι ουσιαστικά το ίδιο για ίσα μήκη μπλοκ FFT [31]. Ένα διπλής λειτουργίας σύστημα, στο οποίο ένα λογισμικό ράδιο μόντεμ μπορεί να ρυθμιστεί ώστε να χειριστεί είτε SC ή OFDM σήματα, θα μπορούσε να εφαρμοστεί με την αλλαγή του IFFT μπλοκ μεταξύ του πομπού και του δέκτη σε κάθε τέλος της σύνδεσης, όπως προτείνεται στο σχήμα. 2.14. Μπορεί να υπάρξει στην πραγματικότητα και να είναι ένα πλεονέκτημα σε λειτουργία μίας διπλής λειτουργίας σύστημα, όπου ο σταθμός βάσης χρησιμοποιεί OFDM πομπό και ένα SC δέκτη, , και το μόντεμ συνδρομητών χρησιμοποιεί ένα SC πομπό και ένα δέκτη OFDM, όπως φαίνεται στο σχήμα. 2.15. Αυτή η ρύθμιση-OFDM στην κατερχόμενη ζεύξη και SC στην ανερχόμενη ζεύξη - έχει δύο πλεονεκτήματα [31]:

- συγκεντρώνεται το μεγαλύτερο μέρος της πολυπλοκότητας επεξεργασίας σήματος στο κέντρο ή σταθμό βάσης. Ο κόμβος έχει δύο IFFTs και ένα FFT, ενώ ο συνδρομητής έχει μόνο ένα FFT;



Σχήμα 2.14 πιθανή διαλειτουργικότητα SCFDE και OFDM: ένα «μετατρέψιμο» modem

- ο πομπός είναι συνδρομητών SC, και ως έτσι εκ φύσεως πιο αποτελεσματικός από την άποψη της κατανάλωσης ρεύματος λόγω της μείωσης των απαιτήσεων υποχώρησης ισχύος της SC λειτουργίας. Αυτό μπορεί να μειώσει το κόστος του ενισχυτή ισχύος του συνδρομητή.



Εικόνα 2.15 Συνύπαρξη των SCFDE και OFDM: ανερχόμενη ζεύξη / κατερχόμενη ζεύξη ασυμμετρία

2.11 OFDMA: Ένα Παράδειγμα Των Μελλοντικών Εφαρμογών

Το OFDMA θα χρησιμοποιηθεί ως ένα σύστημα πρόσβασης σε μεταφορές πολύ υψηλού ρυθμού δεδομένων και υψηλής ποιότητας μελλοντικών υπηρεσιών και εφαρμογών. Για παράδειγμα, το ITU επεξεργάζεται επί του παρόντος προσδιορίζοντας τις απαιτήσεις συστήματος προς την κατεύθυνση της επόμενης γενιάς κινητών επικοινωνιών συστήματα, όπου ονομάζεται IMT-A. Τα IMT-A συστήματα αναμένεται να πληρούν τις απαιτήσεις των λεγόμενων συστημάτων 4G και πιστεύεται ότι είναι επιχειρησιακά γύρω στο έτος 2015. Ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά για τα IMT-A είναι οι ενισχυμένοι μέγιστοι ρυθμοί δεδομένων για την υποστήριξη προηγμένων υπηρεσιών και τις εφαρμογές της τάξης των 100 Mbit /s για υψηλή κινητικότητα και 1Gbit /s για συνθήκες χαμηλής κινητικότητας [37]. Για να υποστηρίξει αυτές τις υψηλές ταχύτητες δεδομένων το WRC07 έχει προσδιορίσει την κατανομή των ακόλουθων πρόσθετων ζωνών φάσματος, 450 -470 MHz, 698-862 MHz, 790-862 MHz, 2.3 - 2.4 GHz, και 03.04 - 03.06 GHz. Μερικές από αυτές τις ζώνες υποστήριξης του εύρους ζώνης καναλιού υποστηρίζουν μέχρι 100 MHz. Προβλέπεται ότι τέτοιο υψηλό εύρος ζώνης καναλιών στις νέες ζώνες συχνότητας θα βελτιστοποιηθεί για την μικρή κυψέλη και τα χαμηλά σενάρια κινητικότητας όπως οι πυκνές αστικές και περιοχές καυτών σημείων, ιδιαίτερα των κλειστών.

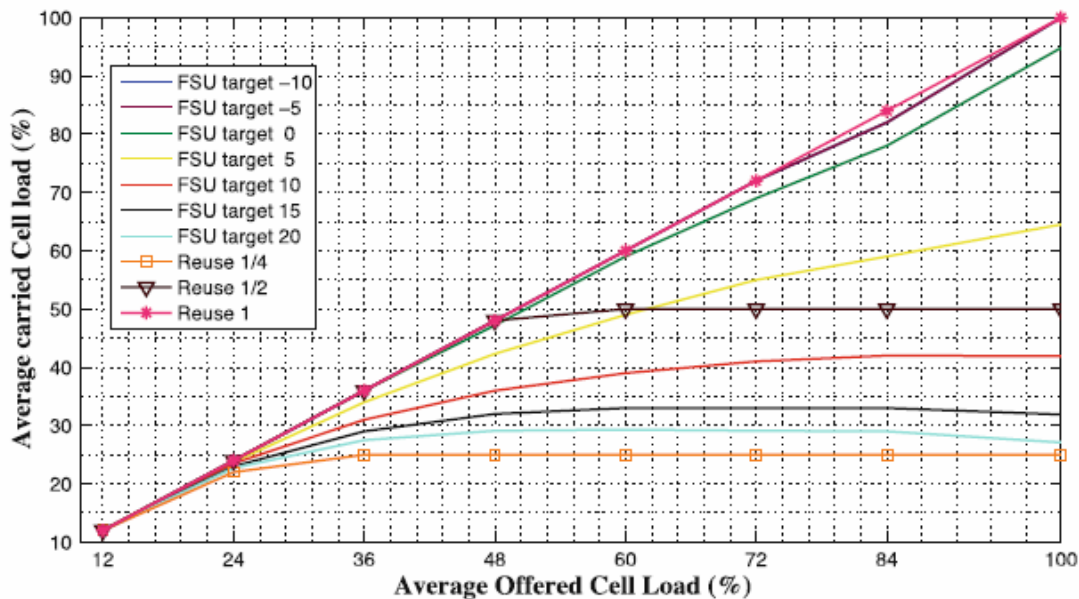
Προκειμένου να παρασχεθεί υψηλός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και υψηλής ποιότητας κάλυψης σε εσωτερικές τοπικές περιοχές, οι λύσεις αναδύονται υπό μορφή νέων συσκευών και δικτύων. Αυτές οι συσκευές αναμένεται να αναπτυχθούν σε πολύ μεγάλη κλίμακα με τον τυχαίο τρόπο για να υποστηρίξει τη μεμονωμένη κάλυψη στη μικρή περιοχή, που έχει πρόσβαση στο φάσμα, από ένα κοινό σύνολο. Εκείνη η κατάσταση παρέμβασης γίνεται το κύριο μέλημα. Μια αποτελεσματική τεχνική που θα είναι απαραίτητη για τη στήριξη FSU για να επιτρέψει τη συνύπαρξη τέτοιων συσκευών στη συγκεκριμένη περιοχή. Η FSU σημαίνει βασικά την κατανομή του φάσματος από διάφορες συσκευές πέρα από το ίδιο φάσμα ομάδας με τον ευέλικτο τρόπο που χρησιμοποιεί την ίδια ραδιο τεχνολογία πρόσβασης. Το OFDMA θεωρείται ως η πιο πολλά υποσχόμενη τεχνική για να διευκολυνθεί η FSU, λόγω του φυσικού του χαρακτηριστικού, της κατανομής του φάσματος με ευέλικτο τρόπο.

Το παράδειγμα που ακολουθεί διατίθεται στο [38] καταδεικνύει αυτή τη δυνατότητα του OFDMA για την κατανομή του ραδιοφάσματος με ευέλικτο τρόπο. Το παράδειγμα θεωρεί ότι η ανάπτυξη γίνεται από τέσσερις συσκευές σε μια εσωτερική μικρή περιοχή. Η επιλεγμένη φέρουσα συχνότητα 3,5 GHz με εύρος ζώνης φάσματος 100 MHz το οποίο είναι ένα από τα πρόσφατα κατανεμημένα φάσματα μπάντας από την WRC 07. Το TDD με τέλειο συγχρονισμό και με υποτιθέμενη την ισότητα του λόγου ανερχόμενης ζεύξης και κατερχόμενης ζεύξης. Θεωρείται ένα πλαίσιο μετάδοσης διάρκειας των 10 ms. Η εσωτερική απώλεια διαδρομής στο μοντέλο διάδοσης και το multipath μοντέλο καναλιού είναι εναρμονισμένα με την περιγραφή που παρουσιάζεται στο [39] στο οποίο προτείνεται η ITU-R για τις αξιολογήσεις των IMT-A συστημάτων. Λαμβάνεται η διαμόρφωση των κεραιών SISO. Το FSU κατώτατο όριο στόχων SINR είναι καθορισμένο και πρέπει να υπερνικηθεί προκειμένου να διατεθεί μια μονάδα φάσματος, και επιτρέπει τη συνύπαρξη διάφορων συσκευών στη μικρή περιοχή, που κυμαίνεται από -10 ως 20 dB σε βήματα των 5 dB [38]. Τα χαρακτηριστικά μετάδοσης OFDMA για αυτό το σενάριο παρατίθενται στον πίνακα 2.3. Το σχήμα 2.16 καταδεικνύει την ευελιξία OFDMA στην κατανομή φάσματος στα διαφορετικά FSU κατώτατα όρια στόχων SINR, που παρουσιάζεται μαζί με σταθερή κατανομή φάσματος των σχεδίων 1, 1/2, και 1/4 επαναχρησιμοποίησης συχνότητας. Η

απόδοση είναι μετρημένη από την άποψη του μέσου όρου φορτίου κυττάρων κατά το προσφερόμενο μέσο φορτίο των κυττάρων. Ο αντίκτυπος των διαφορετικών FSU κατώτατων ορίων στόχων SINR μπορεί να δει σαφώς στην εικόνα. Σε πολύ χαμηλό όριο SINR (δηλαδή -10 και -5 dB), ο μέσος όρος φορτίου των κυττάρων είναι πολύ κοντά στο φορτίο που προσφέρεται, το οποίο είναι πολύ παρόμοιο με την περίπτωση 1 επαναχρησιμοποίησης [38]. Μειώνοντας το κατώτατο όριο, υψηλότερο ποσό επικάλυψης επιτρέπεται, με αποτέλεσμα σε υψηλότερες κατά μέσο όρο μεταφέρεται φορτίο των κυττάρων. Αντ' αυτού, σε πολύ υψηλό όριο SINR το μέσο φορτίο των κυττάρων που είναι χαμηλότερο σε σύγκριση με το προσφερόμενο φορτίο και γίνεται πολύ κοντά στο καθεστώς επαναχρησιμοποίησης 1 / 4 συχνότητας [38], το οποίο οφείλεται σε σχεδόν ορθογώνιες κατανομές του ραδιοφάσματος. Το κύτταρο φορτίου του 1/2 συστήματος επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων που βρίσκεται μεταξύ των καθεστώτων 1 και 1 / 4 επαναχρησιμοποίησης συχνότητας. Επομένως, απεικονίζεται ότι το OFDMA έχει τις ιδιότητες που εκτείνονται σε όλες τις δυνατότητες των σταθερών σχεδίων κατανομής φάσματος ανάλογα με το απαραίτητο κατώτατο όριο SINR. Αυτό επιτρέπει τη συνύπαρξη πολλών συσκευών σε ένα μικρό γεωγραφικό χώρο με δυναμική και ευέλικτη προσαρμογή κατανομής του φάσματος. Αυτό το χαρακτηριστικό του OFDMA παρέχει αυτο-ρύθμιση και αυτό-βελτιστοποίηση των δυνατοτήτων για τις συσκευές, και ως εκ τούτου μπορεί να θεωρηθεί ως μια πολλά υποσχόμενη τεχνολογία για τις μελλοντικές εφαρμογές.

Parameters	Settings
Carrier frequency	3.5 GHz
FFT size	2048
Number of subcarriers	1500
Sub carrier spacing	60 kHz
Transmission frame duration	10 ms
Slot duration	1 ms
Number of slots in one frame	10

Πίνακας 2.3 Παράδειγμα για OFDMA χαρακτηριστικά που χρησιμοποιούνται στην εσωτερική περιοχή ανάπτυξης προς την κατεύθυνση της επόμενης γενιάς συστημάτων κινητής επικοινωνίας



Εικόνα 2.16 Μέσος όρος μεταφερόμενου φορτίου των κυττάρων με διαφορετικά FSU όρια SINR προορισμού με τη χρήση OFDMA [38] (©[2008] IEEE, Ανατυπώθηκε κατόπιν αδειας της, DySPAN 2008)

2.12 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο, έχουμε συζητήσει τα βασικά της multi-carrier μετάδοσης που αντιστοιχεί με τα τρέχουσα και τα μελλοντικά ασύρματα συστήματα 4G. Είναι προφανές ότι η multi-carrier μετάδοση είναι μια πολύ χρήσιμη τεχνική στην καταπολέμηση των αρνητικών επιπτώσεων των ασύρματων καναλιών και στη χρήση της αντιπαλότητας προς όφελος του συστήματος. Η τροποποιημένη μονού-φορέα μεταδόσεις, όπως οι SC-FDE-και SC-FDMA τύπου μετάδοσης τεχνικές παρέχουν παρόμοια οφέλη. Έτσι, οι τεχνικές μετάδοσης που αναφέρονται σε αυτό το κεφάλαιο θα είναι ενιαίο και αναπόσπαστο μέρος όλων (ή περισσότερες) των άμεσων μελλοντικών ασύρματων συστημάτων.

Ενότητα 2.1 τονίζει ότι outlights ότι οι μελλοντικές ασύρματες εφαρμογές θα απαιτήσουν υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων επικοινωνίας; αυτό δεν πρόκειται να είναι εύκολος στόχος, όταν ασχολούνται με την εξέταση ενός απρόβλεπτου ασύρματου καναλιού. Η ιδέα της μετάδοσης πολυ-μεταφορέων έχει προκύψει πρόσφατα για να χρησιμοποιηθεί για την καταπολέμηση του εχθρικού ασύρματου καναλιού και την παροχή υπηρεσιών επικοινωνίας με υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Το OFDM είναι μια πρόσθετη μορφή μετάδοσης πολυ-μεταφορέων όπου όλοι οι υπομεταφορείς είναι ορθογώνιοι, και υπόσχεται μια υψηλή ικανότητα ρυθμού μετάδοσης δεδομένων των χρηστών σε λογική πολυπλοκότητα και ακρίβεια.

Αν και το OFDM μόνο πρόσφατα έχει κερδίσει το ενδιαφέρον από τον κλάδο των τηλεπικοινωνιών, έχει μια μακρά ιστορία ύπαρξης, και αυτό συζητείται στην Ενότητα 2.2, όπου οι εκτιμήσεις για την ιστορία και την ανάπτυξη του OFDM έχουν γίνει. Ενώ η Ενότητα 2.3 με σημεία και τη λογική πίσω από τη μέθοδο της multi-carrier μετάδοσης, Το αναλυτικό μοντέλο για OFDM πομποδέκτη παρουσιάζεται στην Ενότητα 2.5.

Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα αυτής της τεχνικής συζητούνται στις ενότητες 2.6 και 2.7, αντίστοιχα. Η ενότητα 2.8 αφορά το OFDM με ένα κυψελοειδές σύστημα,

εξετάζοντας τις απαιτήσεις σχεδιασμού συστημάτων και τις παραμέτρους; πολλαπλάσιες τεχνικές πρόσβασης βασισμένες στη διαμόρφωση OFDM που περιγράφονται στην ενότητα 2.9. Οι αναλογίες, οι διαφορές, και η πιθανή διαλειτουργικότητα OFDM και SCFDE συζητούνται στην παράγραφο 2.10. Τέλος, η ενότητα 2.11 δίνει έμφαση σε ένα παράδειγμα της πιθανής μελλοντικής εφαρμογής OFDMA για τη διανομή φάσματος και FSU.

Αναφορές

1. S. Hara and R. Prasad, *Multicarrier Techniques For 4G Mobile Communications*, Artech House Publishers, Norwood, MA, USA, 2003.
2. R.V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, Norwood, MA, USA, 2000.
3. W.Y. Zou and Y. Wu, COFDM: An Overview, *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 41, no. 1, March 1995.
4. E.P. Lawrey, *Adaptive Techniques for Multiuser OFDM*, Ph.D. Thesis, James Cook University, Australia, December 2001.
5. W.C.Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw Hill Publications, New York, USA, December 1989.
6. J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, USA, Fourth edition, August 2000.
7. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, USA, Third edition, December 1996.
8. R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House Publishers, Norwood, MA, USA, September 2004.
9. D. Matic, *OFDM Synchronization and Wideband Power Measurements at 60 GHz for Future Wireless Broadband Multimedia Communications*, Ph.D. Thesis, Aalborg University, Denmark, September 2001.
10. U.S. Jha, *Low Complexity Resource Efficient OFDM Based Transceiver Design*, Ph.D. Thesis, Aalborg University, Denmark, September 2002.
11. C.R. Nassar et al., *Multi-carrier Technologies for Wireless Communication*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands, 2002.
12. H. Rohling et al., *Broad-band OFDM Radio Transmission for Multimedia Applications*, Proc. IEEE, vol. 87, no. 10, pages 1778–1789, October 1999.
13. H. Sari et al., *Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting*, IEEE Comm. Mag., vol. 33, no. 2, pages 100–109, February 1995.
14. Ove Edfors et al., *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, Research Report, no. 1996:16, Division of Signal Processing, Lulea University of Technology, Sweden, September 1996.

15. T. Pollet et al., BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise, *IEEE Trans. Comm.*, vol. 43, no. 2–4, pages 191–193, February–April 1995.
16. H. Rohling and T. May, Comparison of PSK and DPSK Modulation in a Coded OFDM System, *Proc. IEEE VTC*, pages 5–7, Phoenix, Arizona, USA, October 1997.
17. T. Bruns, Performance Comparison of Multiuser OFDM Techniques, EE360 Class Project, Stanford University, Spring 2001.
18. H. Rohling and R. Grunheid, Performance of an OFDM-TDMA Mobile Communication System, *VTC*, vol. 3, pages 1589–1593, April–May 1996.
- 62 Nicola Marchetti, Muhammad Imadur Rahman, Sanjay Kumar, and Ramjee Prasad
19. H. Rohling and R. Grunheid, Performance comparison of different multiple access schemes for the downlink of an OFDM communication system, *VTC*, vol. 3, pages 1365–1369, May 1997.
20. C.Y. Wong, R.S. Cheng, K.B. Letaief and R.D. Murch, Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 17, No. 10, pages 1747–1758, October 1999.
21. H. Sari and Y. Levy and G. Karam, Orthogonal Frequency-Division Multiple Access for the Return Channel on CATV Networks, *IEEE ICT*, Istanbul, April 1996.
22. D. Kivanc and H. Liu, Subcarrier Allocation and Power Control for OFDMA, *IEEE Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, USA, October 2000.
23. W. Rhee and J. M. Cioffi, Increase in Capacity of Multiuser OFDM System Using Dynamic Subchannel Allocation, *IEEE VTC*, Tokyo, Japan, May 2000.
24. C.Y. Wong, C.Y. Tsui, R.S. Cheng and K.B. Letaief, A Real-time Subcarrier Allocation Scheme for Multiple Access Downlink OFDM Transmission, *IEEE VTC*, Houston, USA, May 1999.
25. S. Hara and R. Prasad, Overview of Multicarrier CDMA, *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 35, No. 12, pages 126–133, December 1997.
26. R. Prasad, *Universal Wireless Personal Communications*, Artech House Publishers, Norwood, MA, USA, 1998.
27. N. Yee, J.P. Linnartz et al., Multicarrier CDMA in Indoor Wireless Networks, *IEEE PIMRC*, pages 109–113, Yokohama, Japan, September 1993.
28. T. Muller, H. Rohling and R. Grunheid, Comparison of different detection algorithms for OFDM-CDMA in broadband Rayleigh fading, *VTC*, vol. 2, pages 835–838, July 1995.
29. M. I. Rahman et al., Comparison of Various Modulation and Access Schemes under Ideal Channel Conditions, *JADE Project Deliverable, D3.1[1]*, Aalborg University, Denmark, July 2004.
30. S.U.H. Qureshi, Adaptive Equalization, *Proc. IEEE*, September 1985.
31. F. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, Frequency Domain

- Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems, IEEE Comm. Mag., Vol. 40, No. 4, pages 58–66, April 2002.
32. H. Sari et al., Frequency Domain Equalization of Mobile Radio and Terrestrial Broadcast Channels, IEEE International Conference on Global Communications, pages 1–5, 1994.
33. M.V. Clark, Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining for Broadband Wireless Communications, IEEE JSAC, Vol. 16, No. 8, pages 1385–95, October 1998.
34. H. Sari, Transmission and Multiple Access Techniques for Broadband Wireless Access Networks, November 2005.
35. T.Walzman and M. Schwartz, Automatic equalization using the discrete Fourier domain, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 19, pages 59–68, January 1973.
36. A. Benyamin-Seeyar et al., Harris Corporation Inc., <http://www.ieee802.org/16/tg3/contrib/802163c-0132.pdf>, 2001.
37. T. Bruns, Technical Specification Group Radio Access Network; Requirements for Further Advancements for E-UTRA (LTE- Advanced), 3GPP Technical Report 36.913, , V0.0.4, 2008.
38. S. Kumar et al., Spectrum Load Balancing for Flexible Spectrum Usage in Local Area Deployment Scenario, IEEE DySPAN, (_c [2008], IEEE) 2008.
39. IST-Winner Consortium, WINNER II Channel Models part I – Channel Models, Technical Deliverable D1.1.2, IST-EU, September 2007.

Κεφάλαιο 3

Πρόσφατες Προόδους Στις Ακολουθίες Χαμηλού-Συσχετισμού

3.1 Εισαγωγή

Αυτό το κεφάλαιο έχει ως στόχο να παρέχει μια επισκόπηση τεσσάρων θεμάτων τρέχοντος ενδιαφέροντος σχετικά με το σχεδιασμό και την ανάλυση των ακολουθιών με χαμηλή συσχέτιση. Τα εν λόγω θέματα είναι η ανακάλυψη των νέων οικογενειών των κυκλικών συνόλων διαφοράς Hadamard κατά τη διάρκεια της προηγούμενης δεκαετίας μετά από ένα κενό σχεδόν 40 ετών, η πρόσφατη πραγματοποίηση της ύπαρξης των μακροχρόνιων ακολουθιών με το μεγαλύτερο παράγοντα αξίας που υποψιάστηκε προηγουμένως, η ανάπτυξη μιας θεωρίας των ακολουθιών κατέχοντος μιας ζώνης χαμηλού-συσχετισμού, και η πρόσφατη δημοσίευση κατασκευής των χαμηλής συσχέτισης ακολουθιών πέρα από το Quadrature- amplitude- modulation (QAM) αλφάβητο. Ενώ έχει υπάρξει επίσης ιδιαίτερο

πρόσφατο ενδιαφέρον στο θέμα του σχεδίου των ακολουθιών με τις χαμηλές τιμές της μέγιστης-μέσης αναλογίας ισχύς (PAPR), αυτό το θέμα έχει εξεταστεί διεξοδικά στην πρόσφατη δημοσίευση [1] από τον Litsyn.

Οι ακολουθίες χαμηλού-συσχετισμού βρίσκουν εφαρμογή στο συγχρονισμό σημάτων, διάδοση φάσματος επικοινωνιών, προσδιορισμός σημάτων στα πολλαπλάσιας επικοινωνίας πρόσβασης συστήματα, multipath ανάλυση, πλοήγηση, παλμό συμπίεσης, ραντάρ που κυμαίνονται, γεννήτρια τυχαίων αριθμών, και ρεύμα-cipher που βασίζεται σε κρυπτογραφία. Η εξαιρετική εισαγωγή στις ακολουθίες χαμηλού-συσχετισμού και τις αιτήσεις τους μπορείτε να τις βρείτε μέσα στο Golomb [8], Golomb και Gong [2], Helleseith και Kumar [38], Sarwate και Pursley [3], και Fan και Darnell [4].

3.2 Κυκλικά Σύνολα Διαφοράς Hadamard

3.2.1 Εισαγωγή

Μετά από ένα κενό 40 ετών μετά την αποκάλυψη της οικογένειας του Gordon-Mills-Welch διάφορων συνόλων το 1962 [5], κάποιες νέες κατασκευές της κυκλικής διαφοράς συνόλων με Hadamard παραμέτρους εμφανίστηκαν στη βιβλιογραφία. Αυτή η ενότητα θα προσφέρει μια επισκόπηση των νέων ανακαλύψεων. Τα σύνολα διαφοράς είναι στενά συνδεδεμένα σε δυαδικές ακολουθίες με αυτοσυσχέτιση δύο επιπέδων.

Ορισμός 3.1. Έστω G για μια ομάδα u . Α (u, κ, λ) κυκλική διαφορά όπου $\mathcal{D} = \{d_1, d_2, \dots, d_\kappa\}$

είναι ένα κ -στοιχείο υποσύνολο του G , έτσι ώστε κάθε $x \neq 0$ μπορεί να γραφτεί ως

$d_i - d_j = x$ με τον ίδιο αριθμό, λ , των τρόπων όπως d_i και d_j τρέχουν μέσα στο \mathcal{D} . Το

σχέδιο λέγεται ότι είναι κυκλικό αν η ομάδα G είναι κυκλική.

Θα εξετάσουμε τα σύνολα διαφοράς στην πρόσθετη κυκλική ομάδα ακέραιων αριθμών \mathbb{Z}_{2^m-1} modulo $u = 2^m - 1$, ή ισοδύναμα στην κυκλική ομάδα πολλαπλασιαστική του \mathbb{F}_{2^m} , η πεπερασμένο πεδίο με 2^m στοιχεία. Η σύνδεση μεταξύ των κυκλικών συνόλων διαφοράς και οι ακολουθίες των δύο επιπέδων αυτοσυσχέτισης είναι μια συνέπεια του παρακάτω αποτελέσματος.

Λήμμα 3.1. Έστω $\{s(t)\}$ είναι μια δυαδική ακολουθία κατά μήκος που είναι το

χαρακτηριστική ανάλογα με τη διαφορά του \mathbb{D} (δηλαδή, $s(t) = 1$ αν $t \in \mathbb{D}$ και $s(t) = 0$ αλλιώς). Τότε η αυτοσυσχέτιση της $\{s(t)\}$ στη μετατόπιση τ ικανοποιεί

$$\theta(\tau) = \sum_{t=0}^{v-1} (-1)^{s(t+\tau)-s(t)} = \begin{cases} v - 4(k - \lambda), & \text{αν } \tau \neq 0 \pmod{v} \\ v, & \text{αν } \tau = 0 \pmod{v} \end{cases}$$

Αντιθέτως, οποιαδήποτε δυαδική ακολουθία που ικανοποιεί μια δύο επιπέδων λειτουργία αυτοσυσχέτισης μπορεί να θεωρηθεί ως χαρακτηριστική λειτουργία ενός κυκλικού συνόλου διαφοράς.

Ορισμός 3.2. Τα κυκλικά σύνολα διαφοράς με τις παραμέτρους $(v = 4t - 1, k = 2t - 1, \lambda = t - 1)$ αναφέρονται ως κυκλικά σύνολα διαφοράς Hadamard.

Σημειώστε ότι $v - 4(k - \lambda) = -1$ για τα κυκλικά σύνολα διαφοράς Hadamard που επομένως είναι ισοδύναμα με τις δυαδικές ακολουθίες με τη δύο επιπέδων αυτοσυσχέτιση όπου οι δύο τιμές συσχέτισμού είναι v εντός-φάσης και -1 εκτός-φάσης. Ανάμεσα στα πιο γνωστά κλασικά σύνολα διαφοράς Hadamard είναι η οικογένεια με σύνολα διαφοράς Singer.

Αυτά αντιστοιχούν στη χαρακτηριστική λειτουργία του συμπληρώματος (ανταλλάσσοντας 0 και 1) των m -ακολουθιών, που καθορίζονται κατωτέρω.

Ορισμός 3.3. Μια δυαδική m -ακολουθία $\{s(t)\}$ είναι μια ακολουθία της περιόδου $n = 2^m - 1$ που ικανοποιεί μια γραμμική αναδρομική σχέση m βαθμού της μορφής

$$\sum_{i=0}^m f_i s(t+i) = 0 \text{ για όλα } t \geq 0,$$

Όπου $f_i \in \{0,1\}$,

Ο χάρτης ιχνών είναι ένας γραμμικός χάρτης από \mathbb{F}_2^m σε \mathbb{F}_2 και ορίζεται από

$$Tr(x) = \sum_{i=0}^{m-1} x^{2^i}.$$

Η λειτουργία ιχνών παίρνει τις τιμές 0 και 1 εξίσου συχνά με το x διατρέχει \mathbb{F}_2^m . Η m -ακολουθία μπορεί (μετά από μια κατάλληλη κυκλική μετατόπιση) να γραφεί ως $s(t) = Tr(a^t)$,

όπου a είναι ένα πρωτόγονο στοιχείο \mathbb{F}_2^m αυτό είναι ένα μηδέν από το χαρακτηριστικό πολυώνυμο $f(x) = \sum_{i=0}^m f_i x^i$ της m -ακολουθίας. Η m -ακολουθία έχει 2^{m-1} αυτά και $2^{m-1} - 1$ μηδενικά κατά τη διάρκεια μιας περιόδου. Η αυτοσυσχέτιση μιας m -ακολουθίας είναι ως εκ τούτου, για οποιοδήποτε $\tau \neq 0 \pmod{2^m - 1}$, δίνεται από

$$A(\tau) = \sum_{t=0}^{2^m-2} (-1)^{s(t+\tau)-s(t)} = \sum_{t=0}^{2^m-2} (-1)^{Tr(a^{t+\tau}-a^t)}$$

$$= \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}^*} (-1)^{\text{Tr}((a^x-1)x)} = -1.$$

Ένα σύνολο διαφοράς λέγεται για να έχει τις παραμέτρους Singer, εάν $(v, \kappa, \lambda) = (2^m - 1, 2^{m-1} - 1, 2^{m-2} - 1)$ (ή $(v, \kappa, \lambda) = (2^m - 1, 2^{m-1}, 2^{m-2})$). Σημειώστε ότι

εάν το \mathbb{D} είναι η διαφορά που έθεσε με ένα σύνολο παραμέτρων, το συμπληρωματικό

σύνολο $\mathbb{D}' = \mathbb{Z}_v \setminus \mathbb{D}$ είναι ένα σύνολο διαφοράς κάτω από το δεύτερο σύνολο παραμέτρων.

Κατά συνέπεια η δύο-αποτιμώνται αυτοσυσχέτιση της m-ακολουθίας που υπονοεί την ανωτέρω αυτής

$$\mathbb{D} = \{t | s(t) = 0\}$$

μια διαφορά που τίθεται με τις παραμέτρους $(2^m - 1, 2^{m-1} - 1, 2^{m-2} - 1)$, ενώ η συμπληρωματική σειρά

$$\mathbb{D}' = \{t | s(t) = 1\}$$

παράγει ένα $(v, \kappa, \lambda) = (2^m - 1, 2^{m-1}, 2^{m-2})$ σύνολο διαφοράς.

Μια δεύτερη, πολύ γνωστή οικογένεια των δυαδικών ακολουθιών με την ίδια αυτοσυσχέτιση και επίσης συνδεμένα με τα σύνολα διαφοράς με τις παραμέτρους Singer είναι το Gordon, Mills, και Welch (GMW) ακολουθίες [5.6]. Για k διαχωριστικό

m let $Tr_k^m(x) = \sum_{i=0}^{k-1} x^{2^{ki}}$ ώστε το ίχνος από \mathbb{F}_{2^m} στο υποπεδίο \mathbb{F}_{2^k} .

Θεώρημα 3.1. Έστω k, m είναι ακέραιοι με $k | m$, $k \geq 1$. Έστω $r, 1 \leq r \leq 2^k - 2$

πληρούν $\gcd(r, 2^k - 1) = 1$. Έστω $a \in \mathbb{F}_{2^m}^*$ και επιτρέψτε $\{s(t)\}$ είναι η GMW ακολουθίας της περιόδου $2^m - 1$ που ορίζονται από $s(t) = Tr_1^k \{ [Tr_k^m(aa^t)]^r \}$, όπου a είναι ένα πρωτόγονο στοιχείο \mathbb{F}_{2^m} . Στη συνέχεια,

(i) $\{s(t)\}$ είναι ισορροπημένο (δηλαδή, 2^{m-1} και αυτά $2^{m-1} - 1$ μηδενικά σε μια περίοδο).

(ii) Η αυτοσυσχέτιση είναι δύο αποτιμήσεις και δίνεται από

$$\theta_s(t) = \begin{cases} -1 & \text{αν } \tau \neq 0 \pmod{2^m - 1}, \\ 2^m - 1 & \text{αν } \tau = 0 \pmod{2^m - 1}. \end{cases}$$

Οι γνωστές κατασκευές για τα κυκλικά σύνολα διαφοράς Hadamard μπορούν να ταξινομηθούν σύμφωνα με τις τιμές του u . Το σετ διαφοράς Singer και τα σετ διαφοράς GMW αντιστοιχούν σε $v = 2^j - 1$ για ορισμένα j . Όταν $v = 4t - 1$ είναι πρώτος $p = 3 \pmod{4}$ τότε η τετραγωνική καταλοίπων modulo p σχηματίζουν ένα Hadamard διαφοράς με παραμέτρους $\left(\frac{p(p-1)}{2}, \frac{p-3}{4}\right)$. Η δυαδική ακολουθία που συνδέεται με αυτό το σύνολο διαφοράς αναφέρεται συνήθως ως ακολουθία Legendre. Μια πρόσθετη κατασκευή λόγω Hall παρέχει σύνολα διαφοράς, όταν ο κύριος $v = 4t - 1$ είναι να εκφραστεί ως $v = 4x^2 + 27$. Η υπόλοιπη αξία για την οποία μια κατασκευή είναι διαθέσιμη καλύπτει την περίπτωση $v = p(p + 2)$, όπου p και $p + 2$ είναι και οι δύο πρωταρχικά. Αυτά είναι τα δίδυμα-πρωταρχικά σύνολα διαφοράς. Για περισσότερες λεπτομέρειες, ο αναγνώστης παραπέμπεται στα Baumert [7] και Golomb [8].

Σημειώστε ότι σε όλες τις ανωτέρω κατασκευές, η παράμετρος u ανήκει σε ένα από τους ακόλουθους τύπους: (i) $v = 3 \pmod{4}$ είναι ένα χαρακτηριστικό, (ii) $v = p(p + 2)$, όπου οι δύο p και $p + 2$ είναι πρωταρχικά ή άλλο, (iii) $v = 2^j - 1$ για κάποιο $j > 1$. Με βάση τα εκτεταμένα αριθμητικά στοιχεία, ο Golomb εικάζεται ότι έχει μια κυκλικής διαφοράς Hadamard που υπάρχει μόνο αν u είναι ένα από τα παραπάνω είδη.

Περίπου 40 χρόνια μετά την εμφάνιση της κατασκευής GMW, μια ποικιλία από νέα και ενδιαφέροντα σύνολα διαφοράς κυκλική Hadamard με παραμέτρους Singer ανακαλύφθηκαν στα τέλη της δεκαετίας του 1990s, από διάφορες ερευνητικές ομάδες. Νέα σύνολα διαφοράς βρέθηκαν μέσω της αναζήτησης στον υπολογιστή Όχι κ.ά.. [9] που τους οδήγησε να υποθέσουν πέντε νέες εικασίες. Σας παρουσιάζουμε την πρώτη από αυτές τις εικασίες, που σχετίζονται με ένα σύνολο διαφοράς Singer (ή ισοδύναμα μιας ακολουθίας, με δύο επιπέδων αυτοσυσχέτισης) ως παράδειγμα. Η ακολουθίες εκφράζονται από την άποψη της λειτουργίας ιχνών.

Εικασία 3.1. Έστω a είναι ένα πρωτόγονο στοιχείο της \mathbb{F}_{2^m} και έστω $m = 2k + 1$ θα είναι μονός. Έστω $b(t) = \text{Tr} \left(a^t + a^{(2^k+1)t} + a^{(2^k+2^{k-1}+1)t} \right)$.

Στη συνέχεια, $\{b(t)\}$ είναι μια δυαδική ακολουθία της περιόδου $2^m - 1$, με 2^{m-1} αυτά σε μια περίοδο, με δύο επίπεδα αυτοσυσχέτισης, με τιμή συσχέτισης έξω-φάσης -1 .

Αυτή η υπόθεση είναι μια ειδική περίπτωση μιας γενικότερης εικασίας της Dobbertin [10], που αποδείχτηκε στη συνέχεια από τους Dillon και Dobbertin [11]. Μια δεύτερη εικασία διατυπώθηκε από Όχι κ.ά.. [12] και που αναφέρονται κατωτέρω δεν περιλαμβάνει το ίχνος λειτουργίας.

Εικασία 3.2. Έστω $m = 3k \pm 1, d = 2^{2k} - 2^k + 1, N(z) = (z + 1)^d + z^d$ και $n = \text{Im}(N)$.

Καθορίστε τις ακόλουθες ακολουθίες:

(i) για m περιττό:

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{αν } a^t \in N, \\ 0 & \text{αλλιώς.} \end{cases}$$

(i) για m άρτιο

$$s(t) = \begin{cases} 0 & \text{αν } a^t \in N, \\ 1 & \text{αλλιώς.} \end{cases}$$

Στη συνέχεια, $\{b(t)\}$ είναι μια δυαδική ακολουθία της περιόδου $2^m - 1$, με 2^{m-1} αυτά σε μια περίοδο, με δύο επίπεδα αυτοσυσχέτισης, με τιμή συσχέτισης έξω-φάσης -1 .

Αυτή η παραπάνω εικασία αποδείχθηκε ότι m είναι περιττός από Dillon [13] ακόμα και από τους Dillon και Dobbertin [11]. Μια πρόσθετη και σημαντική συμβολή αυτής της εικασίας ήταν ότι ενέπνευσε μια δεύτερη εικασία από τον Dobbertin [10].

3.2.1.1 Ο Μετασχηματισμός Hadamard

Για να περιγραφεί η γεύση πίσω από τις αποδείξεις των νέων συνόλων διαφοράς με τις παραμέτρους Singer (ή των σχετικών ακολουθιών με την διπλή-εκτιμημένη αυτοσυσχέτιση) είναι χρήσιμο να υπενθυμιστούν μερικές ιδιότητες της μετατροπής Hadamard.

Ο μετασχηματισμός Hadamard \hat{F} μιας πραγματικής αποτίμησης F λειτουργία σε \mathbb{F}_{2^m} ορίζεται από

$$\hat{F}(y) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} F(x) (-1)^{\text{Tr}(yx)} .$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \sum_{y \in \mathbb{F}_{2^m}} \hat{F}(y) (-1)^{\text{Tr}(xy)} .$$

Ένα σημαντικό αποτέλεσμα είναι η ταυτότητα του Parseval που συνεπάγεται

$$\sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} F(x) G(x) = \sum_{y \in \mathbb{F}_{2^m}} \hat{F}(y) \hat{G}(y).$$

Έστω f η χαρακτηριστική λειτουργία για ένα D υποσύνολο του $\mathbb{F}_{2^m}^* = \mathbb{F}_{2^m} \setminus \{0\}$ (δηλαδή, $f(x) = 1$ αν $x \in D$ και $f(x) = 0$ αλλιώς). Καθορίστε

την αντίστοιχη δυαδική ακολουθία $\{s(t)\}$ έτσι ώστε $s(t) = f(a^t)$, δηλαδή,

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{αν } a^t \in D, \\ 0 & \text{αλλιώς.} \end{cases}$$

Έστω $\mathcal{D} = \{t | a^t \in D\}$ και να ορίσουμε την $F(x) = (-1)^{f(x)}$. Η αυτοσυσχέτιση της

ακολουθίας $\{s(t)\}$ για $\tau \neq 0 \pmod{2^m - 1}$ είναι

$$\begin{aligned}
 A(\tau) &= \sum_{t=0}^{2^m-2} (-1)^{s(t+\tau)-s(t)} = \sum_{t=0}^{2^m-2} (-1)^{\text{Tr}(f(a^{t+\tau})-f(a^t))} \\
 &= -1 + \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} (-1)^{\text{Tr}(f(ax)-f(x))} = -1 + \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} F(ax)F(x),
 \end{aligned}$$

Όπου $a = a^\tau$.

Κατόπιν ο όρος για το \mathbb{D} , με $|\mathbb{D}| = 2^{m-1}$, για να είναι μια κυκλική διαφορά που τίθεται σε

\mathbb{Z}_{2^m-1} με τις Singer παραμέτρους $(v, \kappa, \lambda) = (2^m - 1, 2^{m-1}, 2^{m-2})$ είναι ότι

$$\sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} F(ax)F(x) = 0 \quad \text{για όλα } a \neq 1.$$

Προκύπτει από την ταυτότητα Parseval ότι αυτό είναι ισοδύναμο με

$$\sum_{y \in \mathbb{F}_{2^m}} \hat{F}(ay^t) \hat{F}(y^t) = 0 \quad \text{για όλα } a \neq 1$$

για $t = 1$ και ως εκ τούτου ισχύει και για κάθε t σχετικά πρωταρχικό σε $2^m - 1$.

Let $\gcd(k, 2^m - 1) = 1$, $s_k(x) = \text{Tr}(x^k)$, και $S_k(x) = (-1)^{\text{Tr}(x^k)}$, τότε

$$\hat{S}_k(y) = \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} (-1)^{\text{Tr}(x^k + yx)}$$

και για κάθε $a \neq 1$, χρησιμοποιώντας την ταυτότητα Parseval's συνεπάγεται

$$\sum_{y \in \mathbb{F}_{2^m}} \hat{S}_k(ay) \hat{S}_k(y) = \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} S_k(ax) S_k(x) = \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} (-1)^{\text{Tr}((a^k-1)x^k)} = 0.$$

Κατά συνέπεια για να βρει τα νέα σύνολα διαφοράς είναι ικανοποιητικό να βρεθεί ένα καθορισμένο \mathbb{D} με τη χαρακτηριστική λειτουργία f έτσι ώστε

$$\hat{F}(y) = \hat{S}_k(y^t) \quad \text{για όλα } y \in \mathbb{F}_{2^m}$$

$$\text{Όπου } \gcd(k, 2^m - 1) = 1 \text{ και } \gcd(t, 2^m - 1) = 1.$$

Το 1998 ο Maschietti [14] ανακάλυψε μια να εκπληκτική νέα οικογένεια των κυκλικών συνόλων διαφοράς Hadamard χρησιμοποιώντας την ορολογία των hyperovals.

Ορισμός 3.4. Ένα hyperoval στο δισδιάστατο προβολικής γεωμετρίας PG (2, 2^m) είναι ένα σύνολο σημείων $2^m + 2$ ανά τρία σε μια γραμμή. Κάθε hyperoval μπορεί να γραφτεί στη μορφή

$$D(f) = \{(1, t, f(t)) \mid t \in \mathbb{F}_{2^m}\} \cup \{(0, 1, 0)\} \cup \{(0, 0, 1)\},$$

όπου f είναι ένα πολυώνυμο μεταλλαγής βαθμού $\leq 2^m - 2$, όπου $f(0) = 0$, $f(1) = 1$, και $f_s(x) = (f(x+s) + f(s))/x$, $f_s(0) = 0$ είναι επίσης μια μετάθεση πολυωνύμου. αν x^k είναι μονώνυμος τότε $D(x^k)$ ονομάζεται μονώνυμος hyperoval.

Ένας εναλλακτικός χαρακτηρισμός των monomial hyperovals είναι ο ακόλουθος.

Λήμμα 3.2. $D(x)^k$ είναι ο monomial hyperoval αν και μόνο αν $\gcd(k, 2^m - 1) = 1$ και $x^k + x + a = 0$ έχει 0 ή 2 λύσεις για όλα τα $a \in \mathbb{F}_{2^m}$.

Κάποιος μπορεί να αποδείξει ότι οι προϋποθέσεις αυτές συνεπάγονται, επίσης, ότι $\gcd(k - 1, 2^m - 1) = 1$. Τα Monomial hyperovals είναι γνωστά ό,τι υπάρχουν για τις ακόλουθες τιμές του k :

1. *Singer*: $k = 2^i, \gcd(i, m) = 1$.
2. *Segre*: $k = 6, m \geq 5$ περιττός
3. *Glynn I*: $k = 2^{(m+1)/2} + 2^{(3m+1)/4}$ αν $m = 1 \pmod{4}, m \geq 7$
ή $k = 2^{(m+1)/2} + 2^{(m+1)/4}$ αν $m = 3 \pmod{4}, m \geq 7$.
4. *Glynn II*: $k = 3 \cdot 2^{\frac{(m+1)}{2}} + 4$.

Το Glynn έχει υποτεθεί ότι αυτός ο κατάλογος εξαντλεί το σύνολο όλων των monomial hyperovals. Τα σύνολα διαφοράς Maschietti με βάση monomial hyperovals έχει δοθεί στο παρακάτω θεώρημα. Η απόδειξη που δίνεται εδώ οφείλεται στον Dillon [13], δεδομένου ότι είναι απλούστερη από την αρχική απόδειξη του Maschietti.

Θεώρημα 3.2. Έστω $\gcd(k, 2^m - 1) = 1$ και αφήστε $x^k + x$ να είναι ένας δύο-προς-ένα χάρτης \mathbb{F}_{2^m} . Έστω a να είναι ένα πρωτόγονο στοιχείο της \mathbb{F}_{2^m} και επιτρέψτε

$$D = \mathbb{F}_{2^m} \setminus \{x^k + x \mid x \in \mathbb{F}_{2^m}\}.$$

Στη συνέχεια, $\mathcal{D} = \{t \mid a^t \in D\}$ είναι μια κυκλική διαφορά που τίθεται με τις παραμέτρους

Singer $(2^m - 1, 2^{m-1}, 2^{m-2})$.

Απόδειξη. Έστω $f(x)$ είναι η χαρακτηριστική σειρά των D . Στη συνέχεια, αρκεί να αποδειχθεί ότι $\hat{F}(y) = \hat{S}_k(y^t)$ για κάποιο t όπου $\gcd(t, 2^m - 1) = 1$. Στη συνέχεια, οι απευθείας υπολογισμοί δίνουν

$$\begin{aligned}
 \hat{F}(y) &= \frac{1}{\sqrt{2^m}} \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} (-1)^{f(x) + \text{Tr}(yx)} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2^m}} \left(\sum_{x \in \mathcal{D}} (-1)^{\text{Tr}(yx)} - \sum_{x \in \mathcal{D}} (-1)^{\text{Tr}(yx)} \right) \\
 &= \frac{2}{\sqrt{2^m}} \sum_{x \in \mathcal{D}} (-1)^{\text{Tr}(yx)} = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \sum_{x \in \mathbb{F}_{2^m}} (-1)^{\text{Tr}(y(x^k - x))} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2^m}} \sum_{z \in \mathbb{F}_{2^m}} (-1)^{\text{Tr}(z^k + y \frac{k-1}{k} z)} = \hat{s}_k(y \frac{k-1}{k}),
 \end{aligned}$$

όπου χρησιμοποιούμε ότι $x^k + x$ είναι δύο- προς-ένας χάρτη και την αντικατάσταση $x = y^{\frac{-k}{k-1}} z$. Σημείωση ότι $t = (k-1) / k \text{ modulo } 2^m - 1$ είναι σχετικά πρωταρχικό σε $2^m - 1$ από το $\text{gcd}(k, 2^m - 1) = \text{gcd}(k - 1, 2^m - 1) = 1$ ισχύει για monomial hyperovals.

Εμπνευσμένο από την υπόθεση 3.2 του κανενός και λοιποί.,ο Dobbertin [10] υπέθεσε το ακόλουθο αποτέλεσμα, που στη συνέχεια αποδείχθηκε στο ορόσημο εγγράφων από τους Dillon και Dobbertin [11].

Θεώρημα 3.3. Έστω $d = 2^{2k} - 2^k + 1$, $D(z) = (z + 1)^d + z^d + 1$ όπου $\text{gcd}(k, m) = 1$ και $\mathbb{B}_k = I_m(D)$. Ορίζω

$$s(t) = \begin{cases} 0 & \text{αν } a^t \in \mathbb{B}_k, \\ 1 & \text{αλλιώς.} \end{cases}$$

Στη συνέχεια, $\{b(t)\}$ είναι μια δυαδική ακολουθία της περιόδου $2^{2m} - 1$ με 2^{m-1} αυτά σε μια περίοδο, έχοντας δύο επίπεδα αυτοσυσχέτισης, με τιμή συσχέτισης έξω-φάσης του -1.

Επιπλέον, ο Dobbertin [10] βρήκε μια ρητή περιγραφή ιχνών των ακολουθιών που δόθηκαν στο θεώρημα 3.3 και εφάρμοσε αυτό για να καθορίσει τη γραμμική πολυπλοκότητα αυτών των ακολουθιών (ή ισοδύναμα την τάξη 2 των αντίστοιχων συνόλων διαφοράς).

Λήμμα 3.3. Η γραμμική πολυπλοκότητα της χαρακτηριστικής ακολουθίας $L \setminus \mathbb{B}_k$ δίνεται από $n(F_{k'} - 1) + 1$, $k_1 = \min(k', n - k')$ όπου $k'k = 1 \pmod{m}$ και F_i το δηλώνει η ακολουθία Fibonacci (δηλαδή, $F_0 = F_1 = 1$ και $F_{i+2} = F_i + F_{i+1}$).

Η γραμμική πολυπλοκότητα των χαρακτηριστικών ακολουθιών των συνόλων ανωτέρω είναι ως εκ τούτου ξεχωριστό για το $k' < m/2$. Κατά συνέπεια τα αντίστοιχα σύνολα διαφοράς είναι ισότιμα και δεδομένου ότι $\text{gcd}(k, m) = 1$ το θεώρημα δίνει $\Phi(m)/2$ ζεύγη ισότιμων συνόλων διαφορών.

Ο Dobbertin [10] έδειξε ότι διάφορα υποτιθέμενα σύνολα διαφοράς εξηγήθηκαν από το θεώρημα 3.3. Για παράδειγμα, οι πέντε υποθέσεις από το κανένα και λοιποί. [9] ήταν συνέπειες της απόδειξης της υπόθεσης Dobbertin. Η πρόσθετη περίπτωση $k' = 2$ είναι ισοδύναμη με την υπόθεση 3.1 που επομένως κατέχει.

Η υπόθεση $K=3$ συσχετίζεται με την υπόθεση 3.2 αλλά την τάξη 2 της αντιστοιχίας τα σύνολα διαφοράς είναι διαφορετικά. Επομένως υπόθεση 3.2 Όχι κ.ά.. οδηγεί σε μη ισότιμη διαφορά συνόλων σε σύγκριση με αυτές που έδωσε ο Dillon και ο Dobbertin στο θεώρημα 3.3. Έστω N είναι η εικόνα της $N(x) = (x+1)^d + xd$, όπου $d = 22k - 2k + 1$ και $3k = 1 \pmod{m}$. Η σύνδεση είναι

$$N = \begin{cases} \mathbb{B}_{1/3} + 1 & \text{αν } m \text{ είναι άρτιος,} \\ L \setminus (\mathbb{B}_{1/3} + 1) & \text{αν } m \text{ είναι περιττός.} \end{cases}$$

Η απόδειξη της υπόθεσης 3.2 αποδείχθηκε για περιέργες τιμές του m από Dillon [13] και ακόμη η απόδειξη της περίπτωσης m αποδείχθηκε από τους Dillon και Dobbertin [11].

Μπορεί επίσης να είναι ενδιαφέρον να παρατηρήσουμε ότι $k=2$ στο Θεώρημα 3.3 αντιστοιχεί σε η Segre hyperoval $D(x^6)$.

Η κατάσταση σήμερα είναι ότι όλες οι γνωστές διαφορές με παραμέτρους Singer από ακολουθίες της περιόδου $n = 2^m - 1$ για $m \leq 10$ μπορούν να εξηγηθούν από τις υφιστάμενες κατασκευές.

3.3 Ο Παράγοντας Αξίας των Δυαδικών Ακολουθιών

3.3.1 Εισαγωγή

Έστω $\{s(t)\}$ είναι μια δυαδική ακολουθία μήκους N με στοιχεία $s(0), s(1), \dots, s(n-1)$ όπου κάθε $s(t)$ παίρνει την τιμή $+1$ ή -1 . Ένα κλασικό πρόβλημα είναι η μελέτη της απεριοδικής συσχέτισης των δυαδικών ακολουθιών.

Ορισμός 3.5. Η απεριοδική αυτοσυσχέτιση της δυαδική ακολουθίας $\{s(t)\}$ στη μετατόπιση τ δίνεται από τον τύπο

$$\rho_s(\tau) = \sum_{t=0}^{n-\tau-1} s(t)s(t+\tau) \quad \text{για } \tau = 0, 1, \dots, n-1.$$

Ένα σημαντικό πρόβλημα στην ψηφιακή επικοινωνία που έχει μελετηθεί για περισσότερο από 50 έτη είναι να κατασκευαστούν οι ακολουθίες όπου οι απεριοδικοί συντελεστές αυτοσυσχέτισης είναι «συλλογικά μικροί» για όλες τις διαφορετικές από το μηδέν μετατοπίσεις σε κάποιο κατάλληλο μέτρο. Τέτοιες ακολουθίες είναι σημαντικού ενδιαφέροντος για διάφορες εφαρμογές στο συγχρονισμό, παλμό συμπίεσης, και το ραντάρ. Το πρόβλημα της εύρεσης ακολουθιών με την καλύτερη δυνατή απεριοδική συσχέτιση παραμένει σε μεγάλο βαθμό ένα δύσκολο και άλυτο πρόβλημα. Ένα πιθανό μέτρο είναι να απαιτηθούν ομοιόμορφα μικροί συντελεστές αυτοσυσχέτισης. Αυτό παρακινεί στον καθορισμό των παρακάτω ακολουθιών, συμβολίζονται ακολουθίες Barker.

Ορισμός 3.6. Μια δυαδική $\{-1, +1\}$ ακολουθία $\{s(t)\}$ μήκους n λέγεται ότι είναι μια Barker ακολουθία, αν η μη περιοδικές τιμές αυτοσυσχέτισης $\rho_s(\tau)$ πληρούν

$$|\rho_s(\tau)| \leq 1$$

για όλα $0 \leq \tau \leq n - 1$.

Η ιδιοκτησία Barker μιας ακολουθίας συντηρείται κάτω από τους ακόλουθους μετασχηματισμούς:

$$s(t) \rightarrow -s(t), s(t) \rightarrow (-1)^t s(t), \text{ και } s(t) \rightarrow s(n - 1 - t).$$

Δυστυχώς, είναι γνωστές μόνο οι παρακάτω ακολουθίες Barker:

$$n = 2 \quad ++$$

$$n = 3 \quad ++-$$

$$n = 4 \quad +++-$$

$$n = 5 \quad +++-+$$

$$n = 7 \quad +++--+-$$

$$n = 11 \quad +++---+-$$

$$n = 13 \quad ++++--+-$$

(όπου + δείχνει + 1 και - δείχνει - 1), καθώς επίσης και όλες οι ισοδύναμες ακολουθίες που παράγονται από αυτές μέσω των μετασχηματισμών που καθορίζονται ανωτέρω.

Παρουσιάστηκε από Turyn και Storer [15] ότι δεν υπάρχει καμία περαιτέρω ακολουθία Baker μονού μήκους και περαιτέρω ότι, αν ακόμη είναι n , τότε το $n = 0 \pmod{4}$ είναι απαραίτητο. είναι απαραίτητος. Υπάρχουν συντριπτικά στοιχεία ότι δεν υπάρχει καμία ακολουθία Barker μήκους > 13 .

Υπόθεση 3.3. Δεν υπάρχει καμία ακολουθία Baker μήκους $n > 13$.

Δεν είναι δύσκολο να δει κανείς ότι η περιοδική αυτοσυσχέτιση

$$\theta_s(\tau) = \sum_{t=0}^{n-1} s(t)s(t+\tau),$$

όπου ο συσχετισμός λαμβάνεται κατά τη διάρκεια μιας πλήρους περιόδου ακολουθίας και οι δείκτες υπολογίζονται \pmod{n} , η οποία ικανοποιεί

$$\theta_s(\tau) = n \pmod{4}.$$

Δεδομένου ότι για κάθε ακολουθία,

$$\theta_s(\tau) = \rho_s(\tau) + \rho_s(\tau - n),$$

προκύπτει ότι

$$\theta_s(\tau) = 0, \quad \tau \neq 0$$

για οποιαδήποτε ακολουθία Baker μήκους n , $n = 0 \pmod{4}$ και επομένως τέτοιες ακολουθίες Baker διαμορφώνουν τα κυκλικά σύνολα διαφοράς.

Χρησιμοποιώντας ποικίλα γνωστά αποτελέσματα για τα κυκλικά σύνολα διαφοράς και άλλες μεθόδους, η ύπαρξη των ακολουθιών Baker ακόμη και μήκους n , εκτός από εκείνους που καθορίζονται ανωτέρω, έχει αποκλειστεί για $1 \leq n \leq 1,898,884$ από τους Eliahou και Kervaire [16]. Τα πρόσθετα αποτελέσματα μη ύπαρξης μπορούν να βρεθούν στους Jedwab και Lloyd [17].

3.3.1.1 Ακολουθίες με Υψηλό Συντελεστή Merit

Δεδομένου ότι υπάρχουν τόσες λίγες ακολουθίες Barker ένα καλύτερο μέτρο καλών μη περιοδικών ακολουθιών ενδέχεται να είναι κατάλληλο. Το 1972 Golay [18] εισήγαγε το συντελεστή αξία μιας ακολουθίας. Το κύριο πρόβλημα είναι να βρεθούν ακολουθίες με υψηλό δείκτη αξίας.

Ορισμός 3.7. Ο F παράγοντας αξία μιας $\{-1, +1\}$ ακολουθίας $\{s(t)\}$ της περιόδου n καθορίζεται κατά

$$F = \frac{n^2}{2 \sum_{\tau=1}^{n-1} \rho_s^2(\tau)}.$$

Σημειώστε ότι συλλογικά μικρές τιμές των συντελεστών συσχέτισης (δηλαδή, μια μικρή τιμή της $\sum_{\tau=1}^{n-1} \rho_s^2(\tau)$) μπορεί να οδηγήσει σε υψηλό συντελεστή αξίας. Στη δεκαετία του 1980 και του 1990, οι ερευνητές ήταν σε θέση να κατασκευάσουν αυθαιρέτως μεγάλες ακολουθίες με μια αποδείξιμη ασυμπτωτική αξία συντελεστή 6. Για μεγάλο χρονικό διάστημα ήταν ευρέως πιστευτό ότι αυτή ήταν η μέγιστη ασυμπτωτική αξία. Τα τελευταία χρόνια, νέες κατασκευές ακολουθίας έχουν οδηγήσει σε μια ασυμπτωτική αξία με συντελεστή μεγαλύτερο από 6,34 εφικτό για πολύ μεγάλες ακολουθίες. Ωστόσο, ορισμένα σημαντικά προβλήματα εξακολουθούν να υπάρχουν δεδομένου ότι δεν υπάρχει ακόμη καμία απόδειξη ότι οι κατασκευές δίνουν μια ασυμπτωτική παράγοντα αξίας μεγαλύτερο από 6.34. Στην ενότητα αυτή περιγράφουμε μερικά από τα κυριώτερα σημεία στις κατασκευές των ακολουθιών με παράγοντες μεγάλης αξίας.

Είναι ενδιαφέρον να παρατηρήσουμε ότι το πρόβλημα παράγοντα αξίας σχετίζεται με κάποιο πρόβλημα στη σύνθετη ανάλυση, όπου το πρόβλημα έχει μελετηθεί ανεξάρτητα από τη χρήση διαφορετικών τεχνικών. Έστω $t = \sqrt{-1}$ και έστω

$$S(\omega) = \sum_{t=0}^{n-1} s(t)e^{i\omega t}, \quad 0 \leq \omega \leq 2\pi,$$

είναι ο μετασχηματισμός Fourier του $\{s(t)\}$. Άμεσοι υπολογισμοί οδηγούν σε

$$2 \sum_{\tau=1}^{n-1} \rho_s^2(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [|S(\omega)|^2 - n]^2 d\omega.$$

Κατά συνέπεια ο παράγοντας αξίας μπορεί επίσης να αντιμετωπισθεί ως μέτρο της απόκλισης του μεγέθους μετατροπής $\{s(\tau)\}$ από τη σταθερή τιμή \sqrt{n} . Μια αναδιατύπωση της έκφρασης δίνεται παραπάνω

$$n^2 \left(\frac{1}{F} + 1 \right) = 2 \sum_{\tau=1}^{n-1} \rho_s^2(\tau) + n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |S(\omega)|^4 d\omega,$$

όπου η δεξιά πλευρά είναι η τέταρτη ισχύ $(L^4)^4$ του κανόνα L^4 του πολυωνύμου

$$\sum_{t=0}^{n-1} s(t)x^t.$$

Έτσι εύρεση ακολουθιών με μεγάλο παράγοντα αξίας είναι ισοδύναμη με την εύρεση πολυωνύμων με συντελεστές ± 1 με μικρό κανόνα L^4 σχετικά με τον κύκλο μονάδας του σύνθετου επιπέδου. Αυτό οδηγεί σε δύσκολα προβλήματα στη σύνθετη ανάλυση. Πριν από τον ορισμό του Golay του παράγοντα της αξίας το 1972, ο Littlewood και άλλοι μελέτησαν το ισοδύναμο πρόβλημα που συνδέεται με τον L^4 κανόνα. Για τα αποτελέσματα για το πρόβλημα σε αυτή τη διατύπωση ο αναγνώστης παραπέμπεται στους Newman και Byrnes [19].

Έστω F_n η οποία χαρακτηρίζει το μεγαλύτερο παράγοντα αξίας της κάθε δυαδικής $\{-1, +1\}$ ακολουθίας μήκους n . Οι εξαντλητικές αναζητήσεις υπολογιστών που πραγματοποιήθηκαν για το $n \leq 40$ έχουν αποκαλύψει για το $1 \leq n \leq 40, n \neq 11, 13$ $3.3 \leq F_n \leq 9.85$, και $F_{11} = 12.1$, $F_{13} = 14.08$. Σημειώστε ότι η F_{11} και F_{13} επιτυγχάνεται με ακολουθίες Barker. Αυτοί είναι οι δύο μεγαλύτεροι γνωστοί παράγοντες αξίας και οι μόνοι γνωστοί που έχουν ένα παράγοντα αξίας ≥ 10 .

Από μερικές αναζητήσεις από Jensen, Jensen, και Høholdt [20], των μηκών μέχρι 117, ο υψηλότερος γνωστός παράγοντας αξίας είναι μεταξύ 8 και 9.56. Αυτήν την περίοδο F_n έχει υπολογιστεί για όλο το $n \leq 60$ από Mertens και Bauke [21] και για τις μεγαλύτερες τιμές του n στη σειρά $61 \leq n \leq 271$ από Knauer [22].

Οι απεριόριστοι συντελεστές αυτοσυσχέτισης $\rho_s(1), \rho_s(2), \dots, \rho_s(n-1)$ μιας τυχαίας επιλεγμένης ακολουθίας μήκους n είναι σαφώς εξαρτώμενοι. Το 1977 ο Golay [23] εισήγαγε ένα συγκεκριμένο "εργοδικότητας αξίωμα," υπονοώντας ότι η αυτοσυσχέτιση των συντελεστών $\rho_s(\tau)$ για $\tau = 1, 2, \dots, n-1$ μπορούν να αντιμετωπιστούν ως ανεξάρτητες μεταβλητές για να βρουν το σωστό ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας $\lim_{n \rightarrow \infty} F_n$. Ο Golay καθιέρωσε στα [23, 24], χρησιμοποιώντας αυτό το αμφισβητούμενο αξίωμα, όπου

$$\lim_{n \rightarrow \infty} F_n = 12.32.$$

3.3.1.2 Κατασκευή Οικογενειών Ακολουθίας με Υψηλό Συντελεστή Αξίας

Υπάρχουν μερικές οικογένειες ακολουθιών για τις οποίες ο παράγοντας αξίας ή ο ασυμπτωτικός παράγοντας αξίας έχει καθοριστεί ρητά. Ένα πρόωρο αποτέλεσμα από τους Newman και τον Byrnes [19] δίνει τις πληροφορίες για την αναμενόμενη αξία του

παράγοντα αξίας μιας τυχαίας ακολουθίας.

Θεώρημα 3.4. Η μέση τιμή του $\frac{1}{F}$, παρμένο σε όλες τις ακολουθίες μήκους n , είναι $\frac{n-1}{n}$.

Μια άλλη χρήσιμη παρατήρηση από τον Jensen, Jensen, και Høholdt [20] είναι ότι για μια οικογένεια ακολουθιών έχουν μη μηδενικό συντελεστή ασυμπτωτικής αξίας ακολουθιών που πρέπει να είναι ασυμπτωτικά ισορροπημένες.

Μεταξύ των πρώτων οικογενειών ακολουθιών που βρέθηκαν με συντελεστή αξίας > 1 είναι οι Rudin-Shapiro ακολουθίες που έχουν ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας του 3. Αυτές οι ακολουθίες επεκτάθηκαν σε μια άλλη οικογένεια με τον ασυμπτωτικό παράγοντα 3 αξίας από Høholdt, και λοιπών. [25].

Θεώρημα 3.5. Έστω $x_0 = 1$ και $x_{2^i+j} = (-1)^{j+f(i)} x_{2^i-j-1}$ για $j = 0, 1, \dots, 2^i - 1$, $i = 0, 1, \dots, m - 1$, όπου f είναι η οποιαδήποτε αντιστοίχιση με τους φυσικούς αριθμούς σε $\{0, 1\}$. Στη συνέχεια, ο συντελεστής αξίας f δίνεται από τον τύπο

$$F = \frac{3}{1 - \left(\frac{-1}{2}\right)^m}$$

Η Rudin-Shapiro ακολουθία μήκος $2m$ επιτυγχάνεται αφήνοντας $f(0) = f(2k-1) = 0$ και $f(2k) = 1$ για $k > 0$.

Μια άλλη γνωστή οικογένεια ακολουθιών που αποδεικνύεται με Jensen και λοιπών. [20] Να πρέπει ο ασυμπτωτικός παράγοντας αξία του 3 να είναι η οικογένεια των m -ακολουθιών. Θυμόμαστε από προηγούμενη ενότητα ότι αυτές οι ακολουθίες περιόδου $2^m - 1$ παράγεται από γραμμική ανάδραση που συνδέεται με ένα χαρακτηριστικό πολυώνυμο που είναι ένα πρωτόγονο πολυώνυμο του βαθμού m .

Θεώρημα 3.6. Ο ασυμπτωτικός παράγοντας αξίας της οικογένειας των m -ακολουθιών είναι 3.

Μια "offset" ακολουθία είναι εκείνη κατά την οποία ένα κλάσμα θ της τα στοιχεία μιας ακολουθίας n μήκους κόβουν το ένα άκρο και το επισυνάπτουν στο άλλο άκρο, δηλαδή, η ακολουθία είναι μια κυκλική μετατόπιση από μια αρχική σειρά από $n\theta$ σύμβολα. Ο ασυμπτωτικός παράγοντας αξίας αρκετών οικογενειών ακολουθιών που σχετίζονται με κυκλικά σύνολα διαφορών μπορεί να βρεθεί στα έγγραφα από τους Høholdt και Jensen [26] και Jensen και λοιπών. [20] Σε αυτά τα έγγραφα, παρουσιάζεται ότι

- μεταξύ των τάξεων όλων των γνωστών συνόλων κυκλικών διαφορών, μόνο η υποκατηγορία των Hadamard συνόλων διαφορών δημιουργεί αλληλουχίες με μη μηδενική ασυμπτωτική αξία παράγοντα.
- ο ασυμπτωτικός παράγοντας αξίας των m -ακολουθιών είναι ίσος με 3 και όλα τα αντισταθμιστικά οφέλη των m -ακολουθιών έχουν τον ίδιο ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας.

Οι m -ακολουθίες συνδέονται πολύ με τα σύνολα διαφοράς Singer. Αρκετές από τις καλύτερες κατασκευές των οικογενειών των ακολουθιών που οδηγούν σε έναν ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας 6 είναι επίσης βασισμένες στα σύνολα διαφοράς.

Το σύμβολο Legendre ορίζεται από

$$\left(\frac{t}{n}\right) = \begin{cases} 1 & \text{if } t \text{ is a square (mod } n), \\ -1 & \text{if } t \text{ is a non-square (mod } n). \end{cases}$$

Θα χρησιμοποιήσουμε εδώ τη σύμβαση $\left(\frac{0}{n}\right) = 1$

Ορισμός 3.8. Η ακολουθία Legendre της περιόδου n , πρωταρχικά, ορίζεται από $s(0) = 1$ και

$$s(t) = \left(\frac{t}{n}\right) \text{ για } t = 1, 2, \dots, n-1.$$

Μία φυσική επέκταση των ακολουθιών Legendre είναι η ακολουθίες Jacobi.

Ορισμός 3.9. Έστω $p_1 < p_2 < \dots < p_k$ είναι διαφορετικά πρωταρχικά και $n = p_1 p_2 \dots p_k$. Στη συνέχεια, η ακολουθία Jacobi της περιόδου n ορίζεται από

$$s(t) = \left(\frac{t}{p_1}\right) \left(\frac{t}{p_2}\right) \dots \left(\frac{t}{p_k}\right).$$

Ο Jensen κ.ά.. [20] μελέτησαν την τροποποιημένη αλληλουχία Jacobi της περιόδου $n = pq$.

Ορισμός 3.10. Η τροποποιημένη ακολουθία Jacobi της περιόδου $n = pq$ ορίζεται από

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{για } t = 0 \pmod{q}, \\ -1 & \text{για } t > 0 \text{ και } t = 0 \pmod{p}, \\ -1 & \\ \left(\frac{t}{p}\right) \left(\frac{t}{q}\right) & \text{αλλιώς} \end{cases}$$

Η ειδική περίπτωση όταν p και $q = p + 2$ πρωταρχικά είναι δίδυμα λαμβάνουμε τις δίδυμες πρωταρχικές ακολουθίες που αντιστοιχούν στη διπλά-πρωταρχικά σύνολα διαφορών που ανέκυσαν κατά την προηγούμενη ενότητα.

Θεώρημα 3.7. Οι ακολουθίες Legendre και οι καθορισμένες ακολουθίες δίδυμης-ακμής, όταν αντισταθμίζονται από ένα μέρος θ του μήκους τους, πρέπει ο ασυμπτωτικός παράγοντας F αξία ικανοποίησης

$$\frac{1}{F} = \frac{2}{3} - 4|\theta| + 8\theta^2, \quad |\theta| \leq \frac{1}{2} \tag{3.1}$$

έτσι ώστε ο F φτάνει μια μέγιστη τιμή 6 όταν $|\theta| = \frac{1}{4}$. Επιπλέον, αν $\frac{(p+q)^5 \log^4 n}{n^3}$

$\rightarrow 1$ όσο $n \rightarrow \infty$ οι ακολουθίες Jacobi έχουν επίσης ασυμπτωτική ικανοποίηση παράγοντα αξίας (3.1).

Μερικές γενικεύσεις για τις Jacobi ακολουθίες της περιόδου $n = p_1 p_2 \dots p_k$ μπορούν να βρεθούν σε Borwein και Choi [27]. Ο Golay [28] είχε καθοριστεί

νωρίτερα (3.1) για ακολουθίες Legendre στο πλαίσιο του "εργοδικότητα αξίωμα."

Το 1999, ο Parker [29] κατασκεύασε δύο οικογένειες ακολουθιών των περιόδων $2p$, όπου p είναι ένας περιττός κύριος και έδωσε αριθμητικά στοιχεία που αποδεικνύουν ότι κάθε μία από τις δύο οικογένειες είχαν ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας του 6.

Έτσι, ο μεγαλύτερος παράγοντας ασυμπτωτική αξία που αποδείχθηκε για μια οικογένεια ακολουθιών είναι ο 6. Το άριστο έγγραφο ερευνών από Høholdt [30] το 1998 κατέληξε στο συμπέρασμα ότι είμαστε αρκετά πεπεισμένοι ότι η μέγιστη ασυμπτωτική αξία του παράγοντα αξίας είναι 6 αλλά είμαστε μακριά από την κατοχή μιας απόδειξης ενός τέτοιου θεωρήματος.

Από την εμφάνιση αυτού του εγγράφου ερευνών έχει υπάρξει σημαντική και εκπληκτική πρόοδος σχετική με την αξία του μεγαλύτερου πιθανού ασυμπτωτικού παράγοντα αξίας. Το 1999, οι Kirilusha και Narayanaswamy παρατήρησαν ότι ξεκινώντας με μια ακολουθία από μια οικογένεια με ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας 6 και επισύναψη του αρχικού μέρους της ακολουθίας με την ακολουθία ήταν σε θέση να κατασκευάσουν μια ακολουθία όπου τα αριθμητικά πειράματα έδειξαν έναν παράγοντα αξίας αυστηρά μεγαλύτερο από 6. Εμπνευσμένο από την εργασία των δύο ανεξάρτητων ερευνητικών ομάδων Borwein και λοιποί. [31] και ο Kristiansen και ο Parker [32] ήταν σε θέση να κατασκευάσουν τις οικογένειες των ακολουθιών όπου τα αριθμητικά στοιχεία έδειξαν έναν ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας μεγαλύτερο από 6.34. Ακόμα κι αν τα αριθμητικά αποτελέσματα είναι αρκετά πειστικά, δεν υπάρχει ως εδώ καμία αναλυτική απόδειξη που οι άπειρες οικογένειές τους οδηγούν σε έναν τέτοιο παράγοντα αξίας.

Η κατασκευή των ακολουθιών με αυτόν τον παράγοντα αξίας σπασίματος ρεκόρ βασίζεται σε Legendre ακολουθία S και κυκλικές μετατοπίσεις από το r μέρος της περιόδου. Το αποτέλεσμα της ακολουθίας δείχνεται από το S_r . Στη συνέχεια, το ένα προσθέτει ένα t μέρος, $0 < t < 1$ από το αρχικό μέρος του S_r , σε S_r , δηλαδή, το; tn ; τα αρχικά bits στο S_r επισυνάπτονται στο S_r . Τα εκτετανή αριθμητικά στοιχεία υποδηλώνουν ότι για μεγάλα n

- ο παράγοντας αξία της νέας ακολουθίας είναι μεγαλύτερος από 6,2, όταν $r = 1 / 4$ και $t \approx 0,03$,
- ο παράγοντας αξίας της νέας ακολουθίας είναι μεγαλύτερος από 6,34, όταν $r \approx 0,22$ και $t \approx 0,06$.

Ένα προκλητικό και δύσκολο πρόβλημα είναι η δημιουργία ασυμπτωτικών παραγόντων αξίας αυτών των νέων ακολουθιών. φυσικά, ακόμη και αν αυτό είναι δυνατόν το σκληρό ερώτημα εξακολουθεί να παραμένει. Ποιο είναι ο μεγαλύτερος δυνατός ασυμπτωτικός παράγοντας $\lim_{n \rightarrow \infty} F_n$ αξίας οποιασδήποτε δυαδικής ακολουθίας;

3.4 Ακολουθίες QAM χαμηλού-συσχετισμού

Μέχρι τώρα το κεφάλαιο έχει ασχοληθεί αποκλειστικά με τις ιδιότητες συσχετισμού μιας ενιαίας ακολουθίας, είτε περιοδικής είτε απεριοδικής. Γυρίζουμε τώρα στις ιδιότητες συσχετισμού μιας οικογένειας των ακολουθιών, σχετικές με CDMA εφαρμογές.

Λαμβάνοντας υπόψη μια συλλογή των σύνθετων-εκτιμημένων ακολουθιών $\{s_i(t) \mid i = 1, 2, \dots, M\}$, θα χρησιμοποιήσουμε το $\theta_{s_i, s_j}(\tau)$ (ή πιο απλά $\theta_{i,j}(\tau)$) για να δείξουμε το συσχετισμό των ακολουθιών $s_i(t)$, $s_j(t)$ στη μετατόπιση τ , δηλαδή,

$$\theta_{i,j}(\tau) = \sum_{t=0}^{2^T-2} s_i(t+\tau) s_j^*(t),$$

με την περίπτωση $i=j$ που αντιστοιχεί στην αυτοσυσχέτιση και $i \neq j$ που αντιστοιχεί στη συσχέτιση. Η μέγιστη παράμετρος θ_{max} συσχετισμού του συνόλου ακολουθίας καθορίζεται από

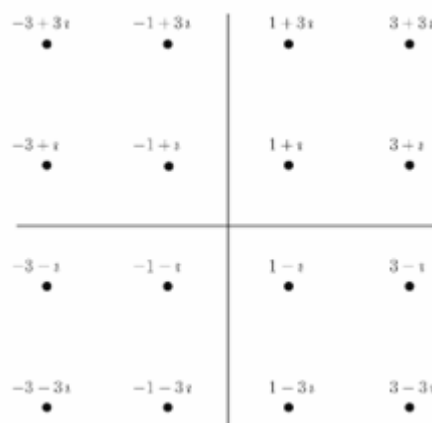
$$\theta_{max} = \max\{|\theta_{i,j}(\tau)| \mid \text{είτε } i \neq j \text{ ή } \tau \neq 0\},$$

και χρησιμοποιείται συχνά ως μέτρο της απόδοσης μιας οικογένειας ακολουθίας. Στο CDMA ρυθμίσεις όπου η διαμόρφωση φάσης χρησιμοποιείται για τη μεταφορά δεδομένων, χαμηλές τιμές του μεγέθους αυτοσυσχέτισης $|\theta_{i,i}(\tau)|, \tau \neq 0$ διευκολύνουν το συγχρονισμό, ελαχιστοποιώντας $\theta_{i,j}(\tau), i \neq j$, όλα τα τα, βοηθά στην ελαχιστοποίηση των παρεμβολών λόγω της παρουσίας των άλλων χρηστών. Ένα μεγάλο μέρος της βιβλιογραφίας στις οικογένειες των ακολουθιών με το χαμηλό συσχετισμό ασχολείται είτε με τα $\{\pm 1\}$ δυαδικά (BPSK) ή $\{\pm 1, \pm i\}$ τεταρτογενής (QPSK) αλφάβητα. Χαμηλής συσχέτισης αλληλουχίες κατά τη διάρκεια των τετραγωνισμού διαμόρφωση πλάτους (QAM) είναι αστερισμός του ενδιαφέροντος λόγω της ικανότητάς τους να μεταφέρουν μεγαλύτερο αριθμό από bits δεδομένων ανά ακολουθία περιόδου σε σχέση με το 1 ή 2 bits που σχετίζονται με δυαδικά ή τεταρτογενής phaseshift-διαμόρφωση πληκτρολόγησης. Σε μερικά πρόσφατα αποτελέσματα σχετικά με την κατασκευή της χαμηλής συσχέτισης οι QAM ακολουθίες παρουσιάζονται παρακάτω.

3.4.1 Προκαταρκτικά

Μια εναλλακτική περιγραφή για το 16-QAM (βλ. Σχήμα 3.1.) σχηματισμός

$$\{a + lb \mid -3 \leq a, b \leq 3, a, b \text{ odd}\} \tag{3.2}$$



Εικ.. 3.1 σχηματισμός 16-QAM

δίνεται από [33-35]

$$\{\sqrt{2}^i(l^a + 2l^b) \mid a, b \in \mathbb{Z}_4\}, \tag{3.3}$$

Όπου $\sqrt{2}^i$ δηλώνει $(1+i)$. Η τελευταία παράσταση υποδηλώνει τη χρήση των

τεταρτογενών

ακολουθιών ως δομικές μονάδες για την κατασκευή των χαμηλής συσχέτισης ακολουθιών σε 16-QAM σχηματισμό. Εξ αιτίας των άριστων ιδιοτήτων συσχέτισμού της, μια φυσική οικογένεια για να εξεταστεί πρέπει να είναι τεταρτογενής οικογένεια A.

3.4.2 Τεταρτογενής οικογένειας A

Αυτή είναι μια οικογένεια κυκλικών διακριτών ακολουθιών των οποίων τα σύμβολα αλφαβήτου είναι το σύνολο \mathbb{Z}_4 της ακέραιας διαίρεσης 4. Όπως προαναφέρθηκε, το χαρακτηριστικό πολυώνυμο μιας δυαδικής m-ακολουθίας είναι ένα πρωτόγονο



πολυώνυμο. Όλες οι ακολουθίες που ανήκουν στην οικογένεια του \mathbb{Z}_4 μοιράζονται ένα κοινό χαρακτηριστικό πολυώνυμο και το πολυώνυμο μπορεί να παραχθεί από το "lifting" ενός πρωτόγονου πολυώνυμο σε \mathbb{Z}_2 με πολυώνυμο κατά \mathbb{Z}_4 , όπως περιγράφεται παρακάτω.

Έστω $f(x)$ είναι το (πρωτόγονο) χαρακτηριστικό πολυώνυμο μιας δυαδικής m-ακολουθίας μήκους $2^r - 1$ για κάποιον ακέραιο r. Οι συντελεστές της $f(x)$ είναι έτσι είτε 0

είτε 1. Στη συνέχεια, θεωρήστε το f(x) ως πολυώνυμο κατά \mathbb{Z}_4 και διαμορφώστε το προϊόν

$(-1)^r f(x) f(-x) \pmod{4}$. Το επακόλουθο πολυώνυμο είναι ένα πολυώνυμο x^2 κατά \mathbb{Z}_4 . Έστω το πολυώνυμο \mathbb{Z}_4 $g(x) = \sum_{i=0}^r g_i x^i$ του r βαθμού θα καθοριστούν από τη $g(x)^2 = (-1)^r f(x) f(-x)$ και να εξετάσει το σύνολο όλων των τεταρτογενών ακολουθιών $\{a(t)\}$ έχοντας $g(x)$ ως χαρακτηριστικό πολυώνυμο, δηλαδή, ακολουθίες κατά \mathbb{Z}_4 ικανοποιούν την αναδρομή $\sum_{i=0}^r g_i a(t+i) = 0$ για όλα τα t. Αποδεικνύεται ότι με την εξαίρεση όλων των μηδενικών σειρών, όλες οι ακολουθίες που δημιουργούνται με αυτόν τον τρόπο έχουν περίοδο $N = 2^r - 1$. Κατά συνέπεια, η αναδρομικότητα δημιουργεί μια



συλλογή, Οικογένεια \mathbb{Z}_4 του $2^r + 1$ κυκλικά διακριτών τεταρτογενών αλληλουχιών [36-41].

Μια ιδιαίτερη ακολουθία μέσα στην οικογένεια αποδεικνύεται ότι είναι σε ουσιαστικά μία δυαδική σειρά, όπως όλα τα σύμβολα είτε 0 ή 2; απορρίπτουμε αυτήν την ιδιαίτερη ακολουθία στη συζήτησή μας κατωτέρω και θα θεωρήσουμε εφεξής την οικογένεια A ως έχοντας μέγεθος 2^r .

Αν $\{u(t)\}, \{v(t)\}$ είναι δύο διαφορετικές αλληλουχίες που προέρχονται από



Οικογένεια \mathbb{Z}_4 , έπειτα από την συσχέτιση του u,v θα σημαίνει συσχέτιση των

συνδεδεμένων σύνθετων αλληλουχιών $\{i^u(t)\}, \{i^v(t)\}$. Στην περίπτωση της οικογένειας



του \mathbb{A} , είναι γνωστό [36,40] ότι $\theta_{max} \leq \sqrt{N+1} + 1$ όπου $N = 2^r - 1$ είναι η περίοδος της κάθε ακολουθίας στην οικογένεια. Στο υπόλοιπο αυτής της ενότητας, θα κάνουμε την προσέγγιση $\theta_{max} \approx \sqrt{N}$.

3.4.3 Κανονική 16-QAM Οικογένεια \mathbb{CQ}



Έστω 2^r ακολουθίες στην οικογένεια \mathbb{A} χωρισμένες σε 2^{r-1} ξένα ζεύγη $\{(\{a_i(t)\}, \{b_i(t)\}) | 1 \leq i \leq 2^{r-1}\}$. Σε κάθε χρήστη στο σύστημα CDMA που συνδέεται με την κανονική 16-QAM οικογένεια \mathbb{CQ} αποδίδεται στη συνέχεια ένα μοναδικό ζεύγος $(\{a_i(t)\}, \{b_i(t)\})$ και χρησιμοποιεί τα ζεύγη για την κατασκευή των κωδικών διασκορπισμού $s_i(t) = \sqrt{2l}(l^{a_i(t)} + 2l^{b_i(t)})$. Το πραγματικό σήμα που μεταδίδεται από το χρήστη δίνεται κατόπιν με $s_i(t, \kappa) = \sqrt{2l}(l^{a_i(t)+\kappa_a} + 2l^{b_i(t)+\kappa_b})$ όπου κ_a, κ_b βρίσκονται σε \mathbb{Z}_4 και αντιπροσωπεύουν τα δεδομένα που φέρουν τμήματα του σήματος, έτσι ώστε μία περίοδος της ακολουθίας να μεταφέρει 4 bits δεδομένων.

Κανονική Οικογένεια CQ [42] μπορούν έτσι να περιγραφούν ως εξής:

$$\mathbb{CQ} = \{s_i(t, k) | k \in \mathbb{Z}_4^2 | 1 \leq i \leq 2^{r-1}\}.$$

Επειδή κάθε ακολουθία στην Οικογένεια \mathbb{A} έχει περίοδο $N = 2^r - 1$, το ίδιο ισχύει και για τα μέλη της \mathbb{CQ} Οικογένειας. Η συσχέτιση μεταξύ της διάδοσης των κωδικών των δύο χρηστών παίρνει τη μορφή

$$\begin{aligned} \theta_{i,j(\tau)} &\triangleq \sum_{t=0}^{N-1} s_i(t+\tau, 0) s_j(t)^* = 2 \sum_{t=0}^{N-1} [l^{a_i(t+\tau)} l^{b_i(t+\tau)}] \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l^{-a_j(t)} \\ l^{-b_j(t)} \end{bmatrix} \\ &= 2 \sum_{t=0}^{N-1} [l^{a_i(t+\tau)} l^{b_i(t+\tau)}] \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l^{-a_j(t)} \\ l^{-b_j(t)} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Εάν σε αυτό τον υπολογισμό, θέσουμε $i = j$ και $\tau = 0$, έχουμε ανακτήσει την ενέργεια της ακολουθίας $s_i(t, 0)$. Δεδομένου ότι η ενέργεια της κάθε ακολουθίας οικογένειας ισούται με N και η συσχέτιση μεταξύ δύο ακολουθιών στην οικογένεια του είναι της τάξης \sqrt{N} , έπεται ότι η ενέργεια της μιας ακολουθίας στην Οικογένεια \mathbb{CQ} είναι καλά προσεγγισμένη αγνοώντας τις συμβολές των μη-διαγώνιων όρων στον πίνακα $\begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 4 \end{bmatrix}$, Δηλαδή,

$$\|s_i(t, 0)\|^2 = \theta_{i,i}(0) \approx 10N.$$

Όταν είτε $i \neq j$ ή $\tau \neq 0$, έχουμε $|\theta_{i,j}(\tau)| \approx 1.8\sqrt{N}$. Οι παραπάνω υπολογισμοί μπορούν να επαληθευτούν για να κρατήσουν ακόμη και την παρουσία των δεδομένων διαμόρφωσης, δηλαδή, ακόμη και όταν οι διαδίδοντες κώδικες $\{s_i(t, 0)\}, \{s_j(t, 0)\}$ αντικαθίσταται από τα δεδομένα που φέρουν οι ομόλογοί τους $\{s_i(t, k)\}, \{s_j(t, k')\}$.

Δύο σχόλια είναι κατάλληλα σε αυτό το στάδιο. Κατ' αρχάς, να επιτρέψουν σύγκριση της συσχέτισης αξιών σε όλη την οικογένεια ακολουθίας, θα πρέπει να κλιμακώσουν τις συνέπειες στην οικογένεια \mathbb{CQ} από τον παράγοντα $\frac{1}{\sqrt{10}}$ έτσι ώστε κάθε ακολουθία στην οικογένεια, μετά από την κανονικοποίηση, θα έχει την ενέργεια ίση με την περίοδο ακολουθίας N . Δεύτερον, ο καθορισμός θ_{max} που δίνεται νωρίτερα υπέθεσε ότι η διαμόρφωση δεδομένων πραγματοποιήθηκε με την περιστροφή της φάσης του διαδίδοντα κώδικα, δηλ., μέσω της διαμόρφωσης φάσης. Στην παρούσα περίπτωση, περιστρεφόμαστε αντ' αυτού στις φάσεις των επιμέρους συστατικών. Ο κατάλληλος καθορισμός της παραμέτρου θ_{max} σε αυτήν την ρύθμιση δίνεται ως

$$\theta_{max} = \max\{|\theta_{(i,k),(j,k')}(\tau)| \mid \text{είτε } i \neq j \text{ ή } \tau \neq 0\}. \quad (3.4)$$

Η διαφορά εδώ είναι ότι δεν περιλαμβάνουμε στο σύνολο (πέρα από το οποίο η μεγιστοποίηση πραγματοποιείται), τους συσχετισμούς στη μετατόπιση $\tau = 0$ μεταξύ των διαφορετικών διαμορφώσεων στοιχείων του ίδιου διαδίδοντα κώδικα. Αυτό είναι επειδή σε έναν δέκτη που χρησιμοποιεί μια τράπεζα $|\{(k_a, k_b) \mid k_i \in \mathbb{Z}_4\}| = 16$ correlators, στην οποία μεταφέρουν τα διάφορα correlators τα εσωτερικά προϊόντα με τα διάφορα δεδομένα-διαμορφωμένων εκδόσεων της ίδιας διάδοσης κώδικα, μεγάλες τιμές των τιμών συσχετισμού $\theta_{(i,k),(j,k')}(\tau)$ σαφώς δεν ανταποκρίνονται στις παρεμβολές ούτε θα επηρεάσουν αρνητικά το συγχρονισμό. Διατηρώντας αυτά τα δύο σημεία κατά νου, φτάνουμε στην αξία $\theta_{max} \approx 1.8\sqrt{N}$ για τη μέγιστη παράμετρο συσχετισμού της οικογένειας \mathbb{CQ} .

Μια δεύτερη παράμετρος που διέπει την CDMA απόδοση είναι το ελάχιστο-τετράγωνο Ευκλείδειας απόστασης [42] μεταξύ του ζεύγους $(\{s_i(t, k)\}, \{s_i(t, k')\})$ των ακολουθιών που αντιστοιχούν σε διαφορετικές διαμορφώσεις δεδομένων του ίδιου κώδικα διάδοσης. Αυτό δίνεται από

$$d_{min}^2 = \min_{1 \leq i \leq 2^{r-1}, k \neq k' \in \mathbb{Z}_4} \{d_E^2(s_i(t, k), s_i(t, k'))\},$$

η οποία κατά την κανονικοποίηση της ενέργειας αποδεικνύεται ότι πρέπει να δοθεί από $d_{min}^2 \approx 0.4N$. Αυτό μπορεί να συγκριθεί πολύ ευνοϊκά με την αξία

$$d_{min}^2 = \frac{\pi^2}{64} N \approx 0.15N,$$

για την περίπτωση που χρησιμοποιείται κατά την 16-QAM διαμόρφωση δεδομένων.

3.4.4 Επεκτάσεις και Βελτιώσεις

3.4.4.1 Επέκταση σε M^2 -QAM

Όπως και στην περίπτωση του 16-QAM σχηματισμού, ο M^2 -QAM σχηματισμός

$$\{a + lb \mid -M \leq a, b \leq M, a, b \text{ odd}\} \quad (3.5)$$

έχει την εναλλακτική έκφραση

$$\left\{ \sqrt{2}i \left(\sum_{k=0}^{m-1} 2^k i^{ak} \right) \mid a_k \in \mathbb{Z}_4 \right\}. \quad (3.6)$$

από την οποία είναι προφανές ότι μια κατασκευή για μια οικογένεια με χαμηλή συσχέτιση M^2 -QAM ακολουθιών, διαθέτουν ανάλογη με την κατασκευή της 16-QAM οικογένειας CQ. Δεν είναι δύσκολο να συμπεράνουμε ότι η συνισταμένη M^2 -QAM οικογένεια είναι κοινή με περίοδο $N = 2^r - 1$, οικογένεια μεγέθους $\frac{N}{\log_2 M}$, και είναι ικανό να μεταφέρει $2 \log_2 M$ bits ανά χρονική ακολουθία. Αποδεικνύεται ότι το ελάχιστο-τετράγωνο Ευκλείδειας απόστασης για αυτήν την οικογένεια δίνεται από

$$d_{min}^2 \approx \frac{6}{M^2 - 1} N,$$

η οποία είναι πολύ μεγαλύτερη από την τιμή

$$d_{min}^2 \approx \frac{4\pi^2}{M^4} N$$

ότι ισχύει και στις περιπτώσεις όταν χρησιμοποιείται M2-PSK διαμόρφωση δεδομένων. Η αύξηση στο μέγεθος του συμβόλου του αλφαβήτου, εντούτοις, θα προκαλέσει την αξία της μέγιστης παραμέτρου συσχετισμού στην άνοδο σε $\theta_{max} \approx 3\sqrt{N}$ του ορίου ως $M \rightarrow \infty$.

3.4.4.2 Βελτίωση Μέσω Interleaving

Είναι δυνατόν να βελτιώσουμε την κατάσταση των ιδιοτήτων συσχέτισης της κανονικής οικογένειας CQ με interleaving ενός ζεύγους ακολουθίας. Ενώ οι ακολουθίες στην οικογένεια CQ έχουν την περίοδο $2^r - 1$ και λαμβάνουν τη μορφή

$$s_i(t, k) \sqrt{2}i (I^{a_i(t)+ka} + 2I^{b_i(t)+kb}),$$


όλες οι ακολουθίες στο παρεμβαλλόμενο  οικογένειας έχουν περίοδο $N = 2(2^f - 1)$ και η

αντίστοιχη ακολουθία της οικογένειας  προσδιορίζεται από την άποψη του ζεύγους ακολουθίας:

$$p_i(t, k) \sqrt{2l} (l^{a_i(t)+ka} + 2l^{b_i(t)+kb}),$$

$$q_i(t, k) l \sqrt{2l} (l^{b_i(t)+kb} + 2l^{a_i(t)+ka}),$$

Λαμβάνοντας υπόψη το ζευγάρι ακολουθίας $(p_i(t, k), q_i(t, k))$, της μεταδιδόμενης

ακολουθίας $s_i^{(l)}(t)$ στο παρεμβαλλόμενο  οικογένειας λαμβάνεται μέσω interleaving μέσω κινεζικού θεωρήματος υπολοίπου (CRT), δηλ., αν $t_1 = t \pmod{2^r - 1}$ και $t_2 = t \pmod{2}$, (3.7)

Τότε $s_i^{(l)}(t, k) = p_i(t_1, k)$ όταν $t_2 = 0 \pmod{2}$,

$$s_i^{(l)}(t, k) = q_i(t_1, k) \text{ όταν } t_2 = 1 \pmod{2},$$

Αυτό φαίνεται πιο κάτω για το παράδειγμα, όταν $r = 3$, έτσι ώστε $N = 7$:

$$\begin{bmatrix} p(0) & q(0) \\ p(1) & q(1) \\ p(2) & q(2) \\ p(3) & q(3) \\ p(4) & q(4) \\ p(5) & q(5) \\ p(6) & q(6) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s^{(l)}(0) & s^{(l)}(7) \\ s^{(l)}(8) & s^{(l)}(1) \\ s^{(l)}(2) & s^{(l)}(9) \\ s^{(l)}(10) & s^{(l)}(3) \\ s^{(l)}(4) & s^{(l)}(11) \\ s^{(l)}(12) & s^{(l)}(5) \\ s^{(l)}(6) & s^{(l)}(13) \end{bmatrix}.$$

Αυτό εξασφαλίζει ότι η συσχέτιση αυτής της δισδιάστατης ακολουθίας μπορεί να εκφραστεί ως το άθροισμα των συσχετισμών των στοιχείων μονοδιάστατων ακολουθιών. Ως παράδειγμα, ακόμη και για τις τιμές της παραμέτρου χρονικής μετατόπισης τ , δηλαδή, για $\tau = (\tau_1, \tau_2)$ με $\tau_1 = \tau \pmod{2^f - 1}$, $\tau_2 = \tau \pmod{2}$, και $\tau_2 = 0 \pmod{2}$, και ελλείψει στοιχείων της διαμόρφωσης, έχουμε

$$\begin{aligned}
 \theta_{i,j} &\triangleq \sum_{t=0}^{N-1} s_i(t+\tau, 0) s_j(t, 0)^* \\
 &= \sum_{t_1=0}^{2^r-2} p_i(t_1+\tau_1, 0) p_j(t_1, 0)^* + \sum_{t_1=0}^{2^r-2} q_i(t_1+\tau_1, 0) p_j(t_1, 0)^* \\
 &= 2 \sum_{t_1=0}^{2^r-2} \begin{bmatrix} \lambda^{a_i(t_1+\tau_1)} \lambda^{b_i(t_1+\tau_1)} \\ \lambda^{a_j(t_1)} \lambda^{-b_j(t_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda^{a_j(t_1)} \\ \lambda^{-b_j(t_1)} \end{bmatrix} \\
 &+ \sum_{t_1=0}^{2^r-2} \begin{bmatrix} \lambda^{a_i(t_1+\tau_1)} \lambda^{b_i(t_1+\tau_1)} \\ \lambda^{a_j(t_1)} \lambda^{-b_j(t_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -2 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda^{a_j(t_1)} \\ \lambda^{-b_j(t_1)} \end{bmatrix} \\
 &= 2 \sum_{t_1=0}^{2^r-2} \begin{bmatrix} \lambda^{a_i(t_1+\tau_1)} \lambda^{b_i(t_1+\tau_1)} \\ \lambda^{a_j(t_1)} \lambda^{-b_j(t_1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 5 & 0 \\ 0 & 5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda^{a_j(t_1)} \\ \lambda^{-b_j(t_1)} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Θα πάρετε ένα παρόμοιο σύνολο των εξισώσεων για το την υπόθεση, όταν τ είναι odd. Interleaving με αυτόν τον τρόπο (λόγω της μερικής ακύρωσης) μειώνει τη μέγιστη κανονικοποιημένη παράμετρο συσχέτισης με $\theta_{max} \approx 1.41\sqrt{N}$ για το την υπόθεση της 16-QAM και $\theta_{max} \approx 2.12\sqrt{N}$ για την περίπτωση της M²-QAM, με M μεγάλο.

3.4.4.3 Άλλες Ιδιότητες

Μεταβλητός ρυθμός δεδομένων σηματοδότησης. Για παράδειγμα, η μέγιστη συσχέτιση μεταξύ των ακολουθιών που αντιστοιχούν σε χρήστες με ρυθμό δεδομένων 4 και 6 bits ανά περίοδο ακολουθίας, που αντιστοιχεί σε QAM σχηματισμό μεγέθους 16 και 64, αντίστοιχα, που οριοθετείται ανωτέρω (μετά από κανονικοποίηση της ενέργειας) με $2.05\sqrt{N}$. Σημειώστε ότι αυτή η τιμή βρίσκεται μεταξύ των τιμών $\theta_{max} = 1.8\sqrt{N}$ και $\theta_{max} = 2.33\sqrt{N}$ για 16-QAM και 64-QAM οικογένειες, αντίστοιχα. Ένας παρόμοιος μεταβλητός ρυθμός δεδομένων έχει την δυνατότητα επίσης να διακατέχεται από παρεμβαλλόμενη IQ Οικογένεια.

Αυξημένος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων. Είναι δυνατό να αυξηθεί περαιτέρω ο ρυθμός δεδομένων του κάθε χρήστη, με κόστος κάποια μείωση στο μέγεθος της οικογένειας, με την ανάθεση πολλαπλών ακολουθιών σε κάθε χρήστη στη $\mathbb{C}\mathbb{Q}$ οικογένεια. Λεπτομέρειες μπορούν να βρεθούν στο [42].

Ελάχιστες Αξίες Συσχέτισης. Η τιμή του θ_{max} μπορεί να μειωθεί με μια συνετή εκχώρηση ακολουθιών από μία οικογένεια σε κάθε χρήστη. Αυτό, ωστόσο, έρχεται με το κόστος του μειωμένου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Για παράδειγμα, είναι δυνατόν να

κατασκευαστεί ένα 16-QAM οικογένειας έχοντας $\theta_{max} = 1.17\sqrt{N}$ με ένα ρυθμό δεδομένων 3 bits ανά περίοδο ακολουθίας ενώ στη σύγκριση, η οικογένεια CQ έχει $\theta_{max} \approx 1.8\sqrt{N}$ αλλά επιτρέπει 4 bits των δεδομένων που πρέπει να μεταδίδονται ανά περίοδο ακολουθίας.



Οι ιδιότητες των οικογενειών CQ και IQ κατά $M^2 - QAM$ για διάφορες τιμές του σχηματισμού μεγέθους M^2 συνοψίζονται στον πίνακα 3.1.

Πίνακας 3.1 Οι οικογένειες των ακολουθιών κατά $M^2 - QAM$

Family	Constellation	Period N	Data rate	Euclidean distance	θ_{max}
CQ	16-QAM	$2^r - 1$	4	$0.4N$	$1.80\sqrt{N}$
CQ	64-QAM	$2^r - 1$	6	$0.10N$	$2.33\sqrt{N}$
CQ	M^2 -QAM	$2^r - 1$	$2 \log_2 M$	$6N/(M^2 - 1)$	$3.00\sqrt{N}$
IQ	16-QAM	$2(2^r - 1)$	4	N	$1.41\sqrt{N}$
IQ	64-QAM	$2(2^r - 1)$	6	$0.10N$	$1.95\sqrt{N}$
IQ	M^2 -QAM	$2(2^r - 1)$	$2 \log_2 M$	$15N/(M^2 - 1)$	$2.12\sqrt{N}$

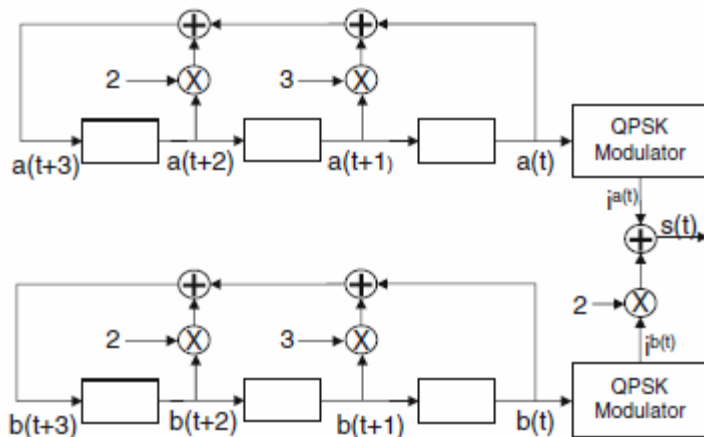
Για περισσότερες λεπτομέρειες ο αναγνώστης παραπέμπεται στο [42-44].

3.4.5 Παράδειγμα: Παραγωγή μιας 16-QAM Ακολουθίας

Έστω $f(x) = x^3 + x + 1$ το χαρακτηριστικό πολυώνυμο [38] μιας m -ακολουθίας $\{a(t)\}$. Στη συνέχεια, κατά Z_4

$$g(x^2) = (-1)^3 f(x)f(-x) = x^6 + 2x^4 + x^2 + 3 \tag{3.8}$$

έτσι ώστε $g(x) = x^3 + 2x^2 + x + 3$. Έτσι, οι ακολουθίες στην οικογένεια δημιουργούνται από την αναδρομικότητα $s(t+3) + 2s(t+2) + s(t+1) + 3s(t) = 0 \pmod{4}$. Η κορυφή μετατόπισης-μητρώου στο σχήμα. 3,2 αντιστοιχεί σε αυτή την ακολουθία. Επειδή χρειαζόμαστε δύο τεταρτογενές ακολουθίες για να δημιουργηθεί μία ακολουθία 16-QAM, χρησιμοποιούμε ένα αντίγραφο του την ίδια θέση-μητρώου ώστε να παράγει μια δεύτερη τεταρτοταγής ακολουθία $\{b(t)\}$. Με την κατάλληλη στάθμιση και συνδυάζοντας τις ακολουθίες στοιχείων $\{a(t)\}$ και $\{b(t)\}$, έχουμε δημιουργήσει την επιθυμητή ακολουθία 16-QAM.



Εικ.. 3.2 Μετατόπιση-μητρώου που βασίζεται στην παραγωγή ακολουθιών 16-QAM

3.5 Ακολουθίες Ζώνης Χαμηλού-Συσχετισμού

Αυτή η ενότητα εξετάζει τα σύνολα ακολουθιών, γνωστά ως οικογένειες ακολουθίας ζώνης χαμηλού-συσχετισμού (LCZ), οι οποίες έχουν τις χαμηλές τιμές του συσχετισμού λίγο πριν συγχρονιστούν. Ακριβέστερα, μια LCZ οικογένεια ακολουθίας $\{S_i(t)\}_{i=1}^M$ είναι εκείνη κατά την οποία η μη τετριμμένης αυτόματης και ετεροσυσχέτισης τιμές είναι αμελητέες (συνήθως 0 ή -1) για τις μικρές τιμές που αντισταθμίζει τον συγχρονισμό, δηλαδή,

$$\theta_{i,j}(\tau) \leq \delta \text{ για } |\tau| < L, i \neq j, \text{ και για } 1 \leq |\tau| < L, \text{ όταν } i = j.$$

Τέτοιες οικογένειες είναι ενδιαφέρουσες στις τοποθετήσεις CDMA όπου τα σήματα των διάφορων χρηστών είναι περίπου (αλλά όχι τέλεια) σε συγχρονισμό [45]. Παρέχουμε μια επισκόπηση μερικών κατασκευών των οικογενειών LCZ που βρίσκονται στη βιβλιογραφία. Ενώ έχουμε προσπαθήσει να παρέχουμε μια αναφορά στα περισσότερα έγγραφα σε αυτό το θέμα, η συζήτηση που παρουσιάζεται εδώ δεν θεωρείται ότι είναι ολοκληρωμένη.

Τέσσερις παράμετροι (N, M, L, δ) χαρακτηρίζουν μια οικογένεια ακολουθίας LCZ, δηλαδή το μέγεθος M της οικογένειας, η κοινή περίοδος N κάθε ακολουθίας στην οικογένεια, το πλάτος L της ζώνης χαμηλού-συσχετισμού, και το άνω όριο για τα μεγέθη δ συσχέτισης στο πλαίσιο της χαμηλής συσχέτισης ζώνης. Ένα άνω όριο για το μέγεθος M μίας (N, M, L, δ) LCZ ακολουθίας οικογένειας προήλθε από Tang και λοιποί [46]:

$$ML - 1 \leq \frac{N - 1}{1 - \frac{\delta^2}{N}}. \tag{3.9}$$

Έστω l, m, n είναι ακέραιοι αριθμοί με $l|m|n, n > m > l \geq 1$. Έστω $\begin{matrix} \text{|||||} \\ \text{F} \end{matrix} p^l \subseteq \begin{matrix} \text{|||||} \\ \text{F} \end{matrix} p^m \subseteq$

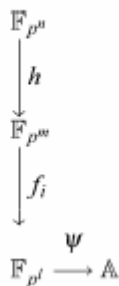
\mathbb{F}_{p^n} να είναι μια πεπερασμένη αλυσίδα τομέα και το $\psi(\cdot): \mathbb{F}_{p^l} \rightarrow A \square C$ αποτελούν την χαρτογράφηση που πραγματοποιείται από τον διαμορφωτή, όπου $A = \psi(\text{Im}(f))$ είναι ο σχηματισμός σήματος. Κάνουμε τους ακόλουθους ορισμούς:

1. Μια συνάρτηση $f(\cdot): \mathbb{F}_{p^m} \rightarrow \mathbb{F}_{p^l}$ είναι ισορροπημένη και αν, ως x ποικίλλει μέσα στο \mathbb{F}_{p^m} , $f(x)$ και τρέχει μέσω όλου του \mathbb{F}_{p^l} με ίσο αριθμό με p^{m-l} φορές.
2. Μια συνάρτηση $g(\cdot): \mathbb{F}_{p^n} \rightarrow \mathbb{F}_{p^m}$ διαφορά που ισορροπείται αν $g(x) - g(\delta x)$ είναι ισορροπημένη για όλους $\delta \neq 1, \delta \in \mathbb{F}_{p^n}$.
3. Μια συνάρτηση $h(\cdot): \mathbb{F}_{p^n} \rightarrow \mathbb{F}_{p^m}$ λέγεται για να υπάρξει η χαρακτηριστική ισορροπία δύο-tuple εάν για το κάθε $\lambda \in \mathbb{F}_{p^n} \setminus \mathbb{F}_{p^m}$, το ζεύγος $(h(\lambda, x), h(x))$ υποθέτει κάθε δύο-tuple στο $\mathbb{F}_{p^m}^2$ έναν ίσο αριθμό p^{n-2m} χρόνων.

Παρουσιάζουμε τώρα μια γενική κατασκευή για τις ακολουθίες LCZ, η οποία βασίζεται στις κατασκευές από Gong και λοιποί. [47], Jang και λοιποί. [48], και Fan [49]. Όπως σημειώνεται μέσα [47, 50], οι ειδικές περιπτώσεις αυτής της κατασκευής παράγουν αρκετές από τις κατασκευές που εμφανίζονται προηγουμένως στη βιβλιογραφία.

Λήμμα 3.4. Έστω $l, m, n, n > m > l \geq 1$ είναι ακέραιοι με $l|m|n$. Έστω $h(\cdot): \mathbb{F}_{p^n} \setminus \mathbb{F}_{p^m}$ έχουν ισορροπία, όπως και τυπικά δύο tuple ισορροπίας. Έστω οι συναρτήσεις $f(\cdot): \mathbb{F}_{p^m} \rightarrow \mathbb{F}_{p^l}, 1 \leq i \leq M$ ικανοποιούν (βλ. Σχήμα 3.3.)

3 Πρόσφατες Προόδοι στις Χαμηλής Συσχέτισης Ακολουθίες



Εικ.. 3.3 Αντιστοιχίσεις στην κατασκευή LCZ του Λήμματος 3.4

$$\sum_{x \in \mathbb{F}_{p^m}} \psi(f_i(x)) = 0 \text{ για όλα τα } i \text{ και} \tag{3.10}$$

$$\sum_{x \in \mathbb{F}_{p^m}} \psi(f_i(x)) \psi^*(f_j(x)) = 0 \text{ για } i \neq j \tag{3.11}$$

Στη συνέχεια,

$$\sum_{x \in \mathbb{F}_{p^n}} \psi(f_i[h(\lambda x)])\psi^*(f_j[h(x)]) = 0 \tag{3.12}$$

Οπότε $i \neq j$ και $\lambda \in \{1\} \cup \mathbb{F}_{p^n} \setminus \mathbb{F}_{p^m}$.

Απόδειξη. Έστω $\lambda \in \mathbb{F}_{p^n} \setminus \mathbb{F}_{p^m}$. Τυπικά δύο-tuple ακινήτων ισορροπίας του $h(\cdot)$ εγγυάται ότι

$$\begin{aligned} & \sum_{x \in \mathbb{F}_{p^n}} \psi(f_i[h(\lambda x)])\psi^*(f_j[h(x)]) \\ &= p^{n-2m} \sum_{y,z \in \mathbb{F}_{p^m}} \psi(f_i(y))\psi^*(f_j(z)) \\ &= p^{n-2m} \left[\sum_{y \in \mathbb{F}_{p^m}} \psi(f_i(y)) \right] \left[\sum_{z \in \mathbb{F}_{p^m}} \psi^*(f_j(z)) \right]^* = 0 \end{aligned}$$

ότι από την (3.10). Στη συνέχεια, όταν $\lambda = 1$ έχουμε

$$\sum_{x \in \mathbb{F}_{p^n}} \psi(f_i[h(x)])\psi^*(f_j[h(x)]) = p^{n-m} \sum_{y,z \in \mathbb{F}_{p^m}} \psi(f_i(y))\psi^*(f_j(y)) = 0$$

από την (3.11) και τους ιδιοκτησία ισορροπίας της συνάρτησης $h(\cdot)$.

Σημειώστε ότι η (3.11) θα κατέχει, για παράδειγμα, όταν η λειτουργία του διαμορφωτή ψ είναι τέτοια ώστε $\psi(x)\psi^*(y) = \psi(x-y)$, όταν κάθε διαφορά λειτουργίας $(f_i - f_j)(\cdot)$, $i \neq j$ είναι ισορροπημένη και όταν ο αστερισμός έχει μηδενικό άθροισμα, δηλαδή,

$$\sum_{x \in \mathbb{F}_{p^l}} \psi(x) = 0.$$

Θεώρημα 3.8. Λαμβάνοντας υπόψη μια συνάρτηση $h(\cdot): \mathbb{F}_{p^n} \rightarrow \mathbb{F}_{p^m}$ με την ισορροπία και την τυπική two-tuple ισορροπία και μια συλλογή M λειτουργιών $f_i(\cdot): \mathbb{F}_{p^m} \rightarrow \mathbb{F}_{p^l}$, $1 \leq i \leq M$ ικανοποιώντας (3.10) και (3.11), έστω

$\{s_i(t)\}_{i=1}^M$, $s_i(t) \triangleq \psi(f_i(h(a^t)))$ είναι μια οικογένεια M ακολουθιών όπου a είναι ένα πρωτόγονο στοιχείο της \mathbb{F}_{p^n} . Στη συνέχεια, από το Λήμμα 3.4, συνάγεται ότι αυτή η οικογένεια είναι μια οικογένεια LCZ με παραμέτρους (N, M, L, δ) , όπου $N = p^n - 1$, $L = \frac{p^n - 1}{p^m - 1}$, και $\delta = \max_i \{ |\psi(f_i[h(a^0)])|^2 \}$.

(Κατασκευή που λαμβάνεται από [48, 51]): μια συνάρτηση $g(\cdot): \mathbb{F}_{p^n} \rightarrow \mathbb{F}_{p^m}$ λέγεται ότι είναι μία d -μορφή, αν $g(\lambda x) = \lambda^d g(x)$, για όλα τα $\lambda \in \mathbb{F}_{p^m}^*$, $x \in \mathbb{F}_{p^n}$. Η κατασκευή από τον Jang, Όχι, και Chung [48] παρέχει ένα σύνολο από λειτουργίες που πληρούν τις

προϋποθέσεις του θεωρήματος 3.8. Στην κατασκευή, οι $h(\cdot)$ και $g(\cdot)$ είναι 1-μορφής συναρτήσεις ισορροπίας με την διαφορά ότι οι $h(\cdot)$ χάρτες από \mathbb{F}_p^n σε \mathbb{F}_p^m , ενώ οι χάρτες $g(\cdot)$ από \mathbb{F}_p^m σε \mathbb{F}_p . Αυτό σημαίνει ότι η $h(\cdot)$ έχει τυπικά δύο tuple ισορροπίας [52-54]. Το σύνολο των συναρτήσεων $f_i(\cdot): \mathbb{F}_{p^m} \rightarrow \mathbb{F}_{p^2}$ δίνεται από τον τύπο

$$f_i(y) = \begin{cases} pg([a_i y]^r) & a_i \in \mathbb{F}_p^* \\ g([y]^r) + pg([a_i y]^r) & a_i \in \mathbb{F}_{p^m} \setminus \mathbb{F}_p \end{cases} \quad (3.13)$$

Όπου $\gcd(r, p^m - 1) = 1$, $1 \leq r \leq p^m - 2$, και $\rho \in \mathbb{F}_{p^2} \setminus \mathbb{F}_p$. Ο διαμορφωτής χαρτογράφησης δίνεται από $\psi(\alpha + \rho b) = \omega_{p^2}^{\alpha} \omega_p^b$, όπου ω_k είναι μια ρίζα k της ενότητας. Μπορεί να επιβεβαιωθεί ότι οι λειτουργίες αυτές ικανοποιούν (3.10) και (3.11) και

ως εκ τούτου, να δημιουργήσει μία $(p^n - 1, p^m - 1, \frac{p^n - 1}{p^m - 1}, 1)$ LCZ ακολουθία. Με

την εξειδίκευση των παραμέτρων αυτής της κατασκευής για $p = 2, r = 1, h(x) = \text{tr}_m^2(x), g(y) = \text{tr}_1^m(y), \rho \in \mathbb{F}_4 \setminus \mathbb{F}_2, \psi(\alpha + \rho b) = \iota^{\alpha} (-1)^b, a_i = \beta^i$

, όπου β είναι πρωτόγονη στην \mathbb{F}_{2^m} , θα έχουμε μια από τις κατασκευές του Kim και λοιπών. [51], η οποία παράγει μια $(2^n - 1, 2^m - 1, \frac{2^n - 1}{2^m - 1}, 1)$ LCZ ακολουθία. Οι οικογένειες ακολουθίας που κατασκευάζονται και στις δύο [48, 51] ανταποκρίνονται στις δεσμεύσεις (3.9) και είναι ως εκ τούτου βέλτιστες.

(Κατασκευή που λαμβάνεται από [45.55]): (Κατασκευή λαμβάνονται από [45,55]): μια κατασκευή του Tang και του Fan [55] παρέχει μια δεύτερη σειρά από λειτουργίες που ικανοποιούν το Θεώρημα 3.8. Εδώ

$h(x) = \text{tr}_m^m(x), f_k(y) = \text{tr}_1^m(y^r - y^s - \beta^{ks}), \psi(a) = \omega_p^a$, και $\gcd(r, p^m - 1) = \gcd(s, p^m - 1) = 1$

. Μετατοπίσεις k επιλέγονται έτσι ώστε η συσχέτιση σε k μετατοπίσεις των m -ακολουθιών $\{\text{tr}_1^m(\beta^{rt})\}$ και $\{\text{tr}_1^m(\beta^{st})\}$ ισούται με -1 , όπου β είναι πρωτόγονη στην \mathbb{F}_{p^m} . Ειδικότερα, με την ρύθμιση $p = 2$, ανακτούμε το μακρύ κόστος της κατασκευής κ.α. [45].

3.6 Πρόσθετες Σημειώσεις

3.6.1 Παράγοντας Αξίας

Το 1953 ο Barker καθόρισε μια ιδανική ακολουθία ως ένα με την ιδιότητα ότι $\rho_s(\tau) = -1$ ή 0 για $\tau = 1, 2, \dots, n-1$. Ωστόσο, τέτοιες ακολουθίες υπάρχουν μόνο για τα μήκη $n = 3, 7$, και 11, και αυτός είναι ο λόγος για τη χαλάρωση στον απεριοδικό συσχετισμό που βρίσκεται στον καθορισμό 3.6.

Το 2007, οι Yu και Gong [56] κατασκεύασαν τις ακολουθίες περιόδου $4p$ ως άμεσο ποσό της ακολουθίας (0111) μήκους 4 και μιας ακολουθίας Legendre μήκους p , καθώς επίσης και ένα άμεσο ποσό της ακολουθίας (0111) μήκους 4 και μιας τροποποιημένης ακολουθίας Jacobi μήκους p . Έδωσαν τα αριθμητικά αποτελέσματα που δείχνουν ότι αυτές

οι κατασκευές οδηγούν σε έναν ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας 6 μετά από μια εναλλαγή του $r = 1/4$. Κατά τον ίδιο τρόπο χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των Borwein, Choi, και Jedwab και Kristiansen και Parker έδειξαν ότι αριθμητικά οι ακολουθίες μήκους τους είναι από $4p + [4tp]$, με την ίδια $r \approx 0,22$ και $t \approx 0,06$ όπως στις προηγούμενες κατασκευές, να οδηγήσουν σε έναν ασυμπτωτικό παράγοντα αξίας μεγαλύτερο από 6.34.

Για περισσότερες λεπτομέρειες σχετικά με τον παράγοντα αξίας, η εξαιρετική έρευνα των Høholdt [30] και Jedwab [57] συνιστάται ιδιαίτερα.

3.6.2 QAM Ακολουθίες

Το Boztas [33] ήταν το πρώτο για να δείτε το QAM σχηματισμό με τη μορφή που δόθηκε στο (3.3). Η ίδια παρατήρηση έγινε ανεξάρτητα από τους Røising και Tarokh [34] και Lu και Kumar [35] στη συνέχεια.

Στο ίδιο έγγραφο, το Boztas, [33] επίσης πρότεινε μια οικογένεια ακολουθίας 16-QAM CDMA που χτίστηκε από τις τεταρτογενείς ακολουθίες που προήλθαν από την οικογένεια A. Ωστόσο, η πρώτη συντονισμένη ματιά στις χαμηλής-συσχέτισης οικογένειες ακολουθιών κατά σχηματισμό QAM παρέχεται από τους Anand και Kumar [42]. Πιο πρόσφατα, Garg, Kumar και Madhavan [43, 44] παρέχουν βελτιωμένες κατασκευές χαμηλής συσχέτισης οικογενειών ακολουθιών QAM μέσω interleaving.

3.6.3 Ακολουθίες Ζώνης Χαμηλού-Συσχετισμού

Οι πρόσθετες βέλτιστες κατασκευές των οικογενειών ακολουθίας LCZ εμφανίζονται μέσα [50, 58-61] και δεν περιλήφθηκαν ελλείψει του διαστήματος. Μερικές άλλες κατασκευές εμφανίζονται μέσα στα [62-64].

Η έλλειψη χρόνου και χώρου μας απέκλεισε από τη συμπερίληψη της συζήτησης της υποκατηγορίας των ακολουθιών LCZ γνωστών ως ακολουθίες με μηδενική ζώνη συσχετισμού ή ακολουθίες ZCZ. Σε αυτά τα σύνολα ακολουθίας $\delta = 0$, δηλαδή, οι μη τετριμμένη αυτόματη και ετερο-συσχέτιση έχουν τιμή 0 για μικρές τιμές αντισταθμίσεων του χρόνου. Οι παράμετροι μιας ZCZ οικογένειας είναι (N, M, Z) , όπου N είναι η περίοδος των ακολουθιών της οικογένειας, M είναι ο αριθμός των ακολουθιών της οικογένειας, και Z είναι το μήκος τις μηδενικής συσχέτισης ζώνης. Το όριο μέσα (3.9) ειδικεύεται στο $N \leq M(Z + 1)$ για τις οικογένειες ακολουθίας ZCZ [46]. Οι περισσότερες κατασκευές των βέλτιστων οικογενειών ακολουθίας ZCZ περιλαμβάνουν τις παρεμβολές interleavings από μια τέλεια ακολουθία [65-70]. Μια τέλεια ακολουθία [71, 72] είναι μια στην οποία όλες οι non-trivial τιμές αυτοσυσχέτισης (όχι μόνο εκείνες σε μια ζώνη) είναι 0. Αυτές περιλαμβάνουν ως υποκατηγορία ολόκληρη την κατηγορία μονοδιάστατων καμφθέντων λειτουργιών [73].

Οι πρόσθετες κατασκευές των οικογενειών ακολουθίας ZCZ μπορούν να βρεθούν στο [74-85].

3.7 Συμπεράσματα

Αυτό το κεφάλαιο παρέχει μια ιδέα μερικών πρόσφατων αναπτύξεων σχετικά με ακολουθίες χαμηλού-συσχετισμού. Οι ιδιαίτερες πρόοδοι που επιλέγονται εδώ αναφέρονται στα κυκλικά σύνολα διαφοράς Hadamard, τις υψηλές δυαδικές ακολουθίες

παράγοντα αξίας, τις ακολουθίες χαμηλού-συσχετισμού πέρα από τους αστερισμούς QAM, και τις ακολουθίες που έχουν μια ζώνη χαμηλού-συσχετισμού. Οι εξελίξεις όσον αφορά τα κυκλικά σύνολα διαφοράς Hadamard είναι αξιοσημείωτες γιατί περιλαμβάνουν την ανακάλυψη των νέων οικογενειών των συνόλων διαφοράς Hadamard μετά από ένα κενό περίπου 40 ετών. Σε παρόμοιο πνεύμα, το τμήμα ακολουθιών με την αξία παράγοντα δίνει έμφαση στην πρόσφατη ανακάλυψη των ακολουθιών με τον παράγοντα αξίας μεγαλύτερο από ότι έως τώρα είχε προβλεφθεί. Το τρίτο θέμα στις ακολουθίες χαμηλού-συσχετισμού QAM είναι πρακτικού ενδιαφέροντος όπως το αλφάβητο συμβόλων αντιστοιχεί σε έναν συνήθως υιοθετημένο σχηματισμό σημάτων. Μια περιγραφή των ακολουθιών με τη ζώνη χαμηλού-συσχετισμού έχει περιληφθεί δεδομένου ότι αυτές προσφέρουν την υπόσχεση της βελτιωμένης απόδοσης με την παρουσία του κατά προσέγγιση συγχρονισμού.

Αναφορές

1. Simon Litsyn, *Peak Power Control in Multicarrier Communications*, New York, Cambridge University Press, 2007.
2. Solomon W. Golomb and Guang Gong, *Signal Design for Good Correlation: For Wireless Communication, Cryptography, and Radar*, New York, *Cambridge University Press*, 2005.
3. D.V. Sarwate and Pursley, M.B., Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences, *Proceedings of the IEEE*, May, vol. 68, no. 5, pp. 593-619, 1980.
4. Pingzhi Fan and Mike Darnell, *Sequence Design for Communications Applications*, Michigan Research Studies Press, 1996.
5. B. Gordon, W. H. Mills, and L. R. Welch, "Some new difference sets," *Canad. J. Math*, vol. 14, pp. 614-625, 1962.
6. R. A. Scholtz and L. R. Welch, "GMW sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 30, no. 3, pp. 548-553, 1984.
7. L. D. Baumert, *Cyclic Difference Sets*, vol. 182 of *Lecture Notes in Mathematics*. Berlin-New York: Springer-Verlag, 1971.
8. S. W. Golomb, *Shift Register Sequences*. Laguna Hills, CA: Aegean Press, 1982.
9. J.-S. No, S. Golomb, G. Gong, H.-K. Lee, and P. Gaal, "Binary pseudorandom sequences of period $2n - 1$ with ideal autocorrelation," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, pp. 814-817, Mar. 1998.
10. H. Dobbertin, "Kasami power functions, permutation polynomials and cyclic difference sets," *Difference Sets, Sequences and Their Correlation Properties*, Eds. A. Pott et. al., pp. 133-158, 1999, The Netherlands Kluwer Academic Publishers.
11. J. Dillon and H. Dobbertin, "New cyclic difference sets with Singer parameters," *Finite Fields and Their Applications*, vol. 10, no. 3, pp. 342-389, 2004.

12. J. No, H. Chung, and M. Yun, "Binary pseudorandom sequences of period $2m - 1$ with ideal autocorrelation generated by the polynomial $zd+(z+1)d$," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 1278–1282, 1998.
13. J. Dillon, "Multiplicative difference sets via additive characters," *Designs, Codes and Cryptography*, vol. 17, no. 1, pp. 225–235, 1999.
14. A. Maschietti, "Difference sets and hyperovals," *Designs, Codes and Cryptography*, vol. 14, no. 1, pp. 89–98, 1998.
- 3 Recent Advances in Low-Correlation Sequences 89
15. R. Turyn and J. Storer, "On binary sequences," *Proc. Amer. Math. Soc.*, vol. 12, no. 3, pp.394–399, 1961.
16. S. Eliahou and M. Kervaire, "Barker sequences and difference sets," *E'nseign. Math.*, vol. 38, pp. 345–382, 1992.
17. J. Jedwab and S. Lloyd, "A note on the nonexistence of Barker sequences," *Designs, Codes and Cryptography*, vol. 2, no. 1, pp. 93–97, 1992.
18. M. J. E. Golay, "A class of finite binary sequences with alternate autocorrelation values equal to zero," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 3, pp. 449–450, 1972.
19. D. J. Newman and J. S. Byrnes, "The L_4 norm of a polynomial with coefficients ± 1 ," *Amer. Math. Monthly*, vol. 97, pp. 42–45, 1990.
20. J. M. Jensen, H. E. Jensen, and T. Høholdt, "The merit factor of binary sequences related to difference sets," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 37, no. 3, pp. 617–626, 1991.
21. S. Mertens and H. Bauke, "Ground States of the Bernasconi model with open boundary conditions," available online <http://odysseus.nat.uni-magdeburg.de/~mertens/bernasconi/open.dat>, November 2004.
22. J. Knauer, "Merit factor records," available online <http://www.cecm.sfu.ca/~jknauer/labs/records.html>, Nov. 2004.
23. M. J. E. Golay, "Sieves for low autocorrelation binary sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 23, no. 1, pp. 43–51, 1977.
24. M. J. E. Golay, "The merit factor of long low autocorrelation binary sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 28, no. 3, pp. 543–549, 1982.
25. T. Høholdt, H. E. Jensen, and J. Justesen, "Aperiodic correlations and the merit factor of a class of binary sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 31, no. 4, pp. 549–552, 1985.

26. T. Høholdt and H. E. Jensen, "Determination of the merit factor of Legendre sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 34, no. 1, pp. 161–164, 1988.
27. P. Borwein and K.-K. S. Choi, "Merit factors of polynomials formed by Jacobi symbols," *Canadian Journal of Mathematics*, vol. 53, no. 1, pp. 33–50, 2001.
28. M. J. E. Golay, "The merit factor of Legendre sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 29, no. 6, pp. 934–936, 1983.
29. M. G. Parker, "Even length binary sequence families with low negaperiodic autocorrelation," *Applied Algebra, Algebraic Algorithms and Error-Correcting Codes, AAEECC-14 Proceedings*, vol. 2227, pp. 200–210, 2001.
30. T. Høholdt, "The merit factor of binary sequences," *Difference Sets, Sequences and Their Correlation Properties*, Eds. A. Pott et. al., pp. 227–237, 1999, The Netherlands, Kluwer Academic Publishers.
31. P. Borwein, K.-K. S. Choi, and J. Jedwab, "Binary sequences with merit factor greater than 6.34," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3234–3249, 2004.
32. R. A. Kristiansen and M. G. Parker, "Binary sequences with merit factor >6.3 ," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3385–3389, 2004.
33. S. Boztas, "CDMA over QAM and other arbitrary energy constellations," *Communication Systems, IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 21.7.1–21.7.5, 1996.
34. C. RoBing and V. Tarokh, "A construction of OFDM 16-QAM sequences having low peak powers," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 5, pp. 2091–2094, 2001.
35. H. Lu and P. V. Kumar, "A unified construction of space-time codes with optimal rate-diversity tradeoff," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 5, pp. 1709–1730, 2005.
36. S. Boztas, R. Hammons, and P. V. Kumar, "4-Phase sequences with near-optimum correlation properties," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 38, no. 3, pp. 1101–1113, 1992.
37. A. R. Hammons Jr, P. V. Kumar, A. R. Calderbank, N. J. A. Sloane, and P. Sole, "The Z₄-linearity of Kerdock, Preparata, Goethals, and related codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 40, no. 2, pp. 301–319, 1994.
38. T. Helleseth and P. V. Kumar, "Sequences with low correlation," in *Handbook of Coding Theory*, Eds. V. Pless and C. Huffman, 1998, New York, Elsevier Science Publishers.
- 90 Gagan Garg, Tor Helleseth and P. Vijay Kumar
39. P. V. Kumar, T. Helleseth, and A. R. Calderbank, "An upper bound for Weil exponential sums over Galois rings and applications," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, no. 2, pp. 456–468, 1995.
40. P. Sole, "A quaternary cyclic code, and a family of quadriphase sequences with low correlation

- properties,” *Proceedings of the Third International Colloquium on Coding Theory and Applications*, pp. 193–201, 1989.
41. K. Yang, T. Helleseth, P. V. Kumar, and A. G. Shanbhag, “On the weight hierarchy of Kerdock codes over Z_4 ,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, no. 5, pp. 1587–1593, 1996.
42. M. Anand and P. V. Kumar, “Low-correlation sequences over the QAM constellation,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 2, pp. 791–810, 2008.
43. G. Garg, P. V. Kumar, and C. E. V. Madhavan, “Low correlation interleaved QAM sequences,” *Information Theory, 2008. Proceedings. IEEE International Symposium on*, 2008.
44. G. Garg, P. V. Kumar, and C. E. V. Madhavan, “Two new families of low correlation interleaved QAM sequences,” *Sequences and Their Applications, International Conference on*, 2008.
45. B. Long, P. Zhang, and J. Hu, “A generalized QS-CDMA system and the design of new spreading codes,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 4, pp. 1268–1275, 1998.
46. X. H. Tang, P. Z. Fan, and S. Matsufuji, “Lower bounds on correlation of spreading sequence set with low or zero correlation zone,” *Electronics Letters*, vol. 36, no. 6, pp. 551–552, 2000.
47. G. Gong, S. Golomb, and H.-Y. Song, “A note on low correlation zone signal sets,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, no. 7, pp. 2575–2581, 2007.
48. J. Jang, J. No, and H. Chung, “A new construction of optimal p 2-ary low correlation zone sequences using unified sequences,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 89, no. 10, pp. 2656–2661, 2006.
49. X. H. Tang and P. Z. Fan, “Large families of generalized d-form sequences with low correlations and large linear span based on the interleaved technique,” *preprint*, 2004.
50. J. Chung and K. Yang, “New design of quaternary low-correlation zone sequence sets and quaternary hadamard matrices,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3733–3737, 2008.
51. S. Kim, J. Jang, J. No, and H. Chung, “New constructions of quaternary low correlation zone sequences,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 4, pp. 1469–1477, 2005.
52. G. Gong and H.-Y. Song, “Two-tuple-balance of nonbinary sequences with ideal two-level autocorrelation,” *Information Theory, 2003. Proceedings. IEEE International Symposium on*, p. 404, 29 Jun.–4 Jul. 2003.
53. S.-H. Kim, J.-S. No, H. Chung, and T. Helleseth, “New cyclic relative difference sets

constructed

from d-homogeneous functions with difference-balanced property," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, pp. 1155–1163, March 2005.

54. G. Gong and H.-Y. Song, "Two-tuple balance of non-binary sequences with ideal two-level

autocorrelation," *Discrete Applied Mathematics*, vol. 154, no. 18, pp. 2590–2598, 2006.

55. X. Tang and P. Fan, "A class of pseudonoise sequences over GF (P) with low correlation zone,"

IEEE Transactions on Information Theory, vol. 47, no. 4, pp. 1644–1649, 2001.

56. N. Y. Yu and G. Gong, "The perfect binary sequence of period 4 for low periodic and aperiodic

autocorrelation," *Lecture Notes in Computer Science (LNCS)*, vol. 4893, pp. 37–49, 2007.

57. J. Jedwab, "A survey of the merit factor problem for binary sequences," *Sequences and their*

Applications - Proceedings of SETA, vol. 3486, pp. 30–55, 2004.

58. Y. Kim, J. Jang, J. No, and H. Chung, "New design of low-correlation zone sequence sets,"

IEEE Transactions on Information Theory, vol. 52, no. 10, pp. 4607–4616, 2006.

59. X. Tang and P. Udaya, "New construction of low correlation zone sequences from Hadamard

matrices," *preprint*, 2007.

60. J. Jang, J. No, H. Chung, and X. Tang, "New sets of optimal p-ary low-correlation zone sequences,"

IEEE Transactions on Information Theory, vol. 53, no. 2, pp. 815–821, 2007.

61. J. Chung, J. No, Y. Kim, J. Jang, and H. Chung, "Generalized extending method for construction

of q-ary low correlation zone sequence sets," *Information Theory, 2008. Proceedings.*

IEEE International Symposium on, pp. 1927–1930, 2008.

3 Recent Advances in Low-Correlation Sequences 91

62. R. De Gaudenzi, C. Elia, and R. Viola, "Bandlimited quasi-synchronous CDMA: A novel satellite access technique for mobile and personal communication systems," *IEEE Journal on*

Selected Areas in Communications, vol. 10, no. 2, pp. 328–343, 1992.

63. J. Jang, J. Chung, and J. No, "Quaternary low correlation zone sequence set with flexible

parameters," *Information Theory, 2008. Proceedings. IEEE International Symposium on*, pp. 2767–2771, 2008.

64. J. Yang, X. Jin, K. Song, J. No, and D. Shin, "Multicode MIMO systems with quaternary LCZ and ZCZ sequences," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 4, pp. 2334–2341, 2008.

65. H. Torii, M. Nakamura, and N. Suehiro, "A new class of polyphase sequence sets with optimal

zero-correlation zones," *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications*

and Computer Sciences, vol. 88, no. 7, pp. 1987–1994, 2005.

66. T. Hayashi and S. Matsufuji, "On optimal construction of two classes of ZCZ codes," *IEICE*

Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences,

vol. 89, no. 9, pp. 2345–2350, 2006.

67. T. Hayashi, “Zero-correlation zone sequence set construction using an even-perfect sequence and an odd-perfect sequence,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 90, no. 9, pp. 1871–1875, 2007.

68. T. Hayashi, “A novel class of zero-correlation zone sequence sets constructed from a perfect sequence,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 91, no. 4, pp. 1233–1237, 2008.

69. Z. Zhou, X. Tang, and G. Gong, “A new class of sequences with zero or low correlation zone based on interleaving technique,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 9, pp. 4267–4273, 2008.

70. X. Tang and W. H. Mow, “A new systematic construction of zero correlation zone sequences based on interleaved perfect sequences,” *preprint*, 2008.

71. F. MacWilliams and N. Sloane, “Pseudo-random sequences and arrays,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 64, pp. 1715–1729, Dec. 1976.

72. M. Antweiler, L. Bomer, and H.-D. Luke, “Perfect ternary arrays,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 36, pp. 696–705, May 1990.

73. P. V. Kumar, R. A. Scholtz, and L. R. Welch, “Generalized bent functions and their properties,” *Journal of Combinatorial Theory. Series A*, vol. 40, pp. 90–107, 1985.

74. N. Suehiro, “A signal design without co-channel interference for approximately synchronized CDMA systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, no. 5, pp. 837–841, 1994.

75. P. Z. Fan, N. Suehiro, N. Kuroyanagi, and X. M. Deng, “Class of binary sequences with zero correlation zone,” *Electronics Letters*, vol. 35, no. 10, pp. 777–779, 1999.

76. H. Torii, M. Nakamura, and N. Suehiro, “A new class of zero-correlation zone sequences,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, pp. 559–565, Mar. 2004.

77. H. Torii and M. Nakamura, “Enhancement of ZCZ sequence set construction procedure,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Science*, vol. 90, no. 2, pp. 535–538, 2007.

78. D. Peng, P. Fan, and N. Suehiro, “Construction of sequences with large zero correlation zone,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 88, no. 11, pp. 3256–3259, 2005.

79. X. Tong and Q. Wen, “New constructions of zcz sequence set with large family size,” *Signal*

Design and Its Applications in Communications, 2007. IWSDA 2007. 3rd International Workshop on, pp. 99–103, Sept. 2007.

80. T. Hayashi, “Binary zero-correlation zone sequence set construction using a primitive linear recursion,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, no. 7, pp. 2034–2038, 2005.

81. T. Hayashi, “Ternary sequence set having periodic and aperiodic zero-correlation zone,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 89, no. 6, pp. 1825–1831, 2006.

92 Gagan Garg, Tor Hellesest and P. Vijay Kumar

82. T. Hayashi, “Binary zero-correlation zone sequence set construction using a cyclic hadamard sequence,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 89, no. 10, pp. 2649–2655, 2006.

83. T. Hayashi, “Binary zero-correlation zone sequence set constructed from an M-sequence,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 89, no. 2, pp. 633–638, 2006.

84. T. Hayashi, “An integrated sequence construction of binary zero-correlation zone sequences,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 90, no. 10, pp. 2329–2335, 2007.

85. T. Hayashi, “Zero-correlation zone sequence set constructed from a perfect sequence,” *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. 90, no. 5, pp. 1107–1111, 2007.