

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ
Τμήμα Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων

Μελέτη WiMAX δικτύου

Μπαλτσιώτης Αλέξανδρος

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

Φεβρουάριος 2009

Περίληψη

Η διπλωματική αυτή εργασία αποσκοπεί στη μελέτη των χαρακτηριστικών εκείνων που διαφοροποιούν ένα WiMAX δίκτυο από άλλα ασύρματα δίκτυα. Το WiMAX αποτελεί την εξέλιξη των Ασύρματων Τοπικών Δικτύων στα Ασύρματα Μητροπολιτικά Δίκτυα και σε Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών τρίτης γενιάς. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται παρουσίαση και εκτενής ανάλυση των τεχνολογιών του Συστήματος Ασύρματων Δικτύων Ευριζωνικότητας WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) με αναφορά στις θεμελιώδεις αρχές του, καθώς και γενικότερα των λειτουργιών του 802.16 πρωτοκόλλου.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται εκτενής μελέτη στη τεχνική διαμόρφωσης OFDM, συμπεριλαμβανομένου του τρόπου λειτουργίας της τεχνικής αυτής, τη περιγραφή ορισμένων προβλημάτων που παρουσιάζονται κατά τη λειτουργία της αλλά και στους τρόπους επίλυσης των προβλημάτων αυτών.

Στο τρίτο κεφάλαιο αυτό γίνεται αναφορά στην τεχνική OFDMA και σύγκριση αυτής της τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης χρηστών με άλλες τεχνικές. Γίνεται αναφορά στα πλεονεκτήματα του OFDMA και τεχνικές που χρησιμοποιούνται κατά τη λειτουργία του και διατύπωση αλγορίθμων που χρησιμοποιούνται για την καλύτερη δυνατή κατανομή πόρων στους χρήστες. Τέλος, στο τέταρτο κεφάλαιο γίνεται μία μελέτη προσομοίωσης του διαφορικού κέρδους που επιτυγχάνεται μεταξύ πολλαπλών χρηστών σε κανάλια πολλαπλών διαδρομών. Ιδιαίτερα εξετάζεται η απώλεια κέρδους λόγω κατανομής συνεχόμενων υποφερόντων ανά χρήστη και η επίδραση του αριθμού των πολλαπλών διαδρομών στο διαφορικό κέρδος.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη	2
Περιεχόμενα	3
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Θεμελιώδεις Αρχές του WiMAX	5
1.1 WiMAX	5
1.2 IEEE 802.16	8
1.2.1 Εισαγωγή	8
1.3 Αρχιτεκτονική του 802.16	11
1.4 Δομή του πρωτοκόλλου	14
1.5 Τεχνικές προδιαγραφές	15
1.5.1 Φυσικό στρώμα	15
1.5.2 Υπόστρωμα MAC	22
1.5.3 Service-Specific Convergence Sub Layer	22
1.5.4 Υπόστρωμα κοινού τμήματος	26
1.5.5 Υπόστρωμα Ασφαλείας	30
1.5.6 Κρυπτογράφηση (Encryption)	31
1.5.7 Πρωτόκολλο διαχείρισης κλειδιού	32
1.5.8 Ασφάλεια-Διαχείριση	33
1.5.9 Διαχείριση	33
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)	35
Εισαγωγή.....	35
2.1 Διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων (Multicarrier Modulation).....	36
2.2 Βασικές Αρχές του OFDM	39
2.2.1 Block μετάδοσης με διάστημα φύλαξης	40
2.2.2 Κυκλική συνέλιξη και DFT	40
2.2.3 Το κυκλικό πρόθεμα	41
2.2.4 Εξίσωση συχνότητας (Frequency Equalization).....	46
2.2.5 OFDM διάγραμμα.....	46
2.3 Το OFDM στο WiMAX.....	48
2.4 Συγχρονισμός χρόνου και συχνότητας.....	49
2.4.1 Συγχρονισμός χρόνου.....	51
2.4.2 Συγχρονισμός Συχνότητας.....	53
2.4.3 Συγχρονισμός στο WiMAX.....	56
2.5 Το πηλίκιο ισχύος peak-to-average.....	57
2.5.1 Το PAR Πρόβλημα.....	58
2.5.2 PAR –Στρατηγικές μείωσης.....	59
2.5.2.1 Ακύρωση κορυφής.....	60
2.5.2.2 Χαρτογράφηση σήματος.....	61
2.6 OFDM’s πλεονεκτήματα υπολογισμένης πολυπλοκότητας.....	62
2.7 Περίληψη και συμπεράσματα.....	63

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access)...	64
Εισαγωγή.....	64
3.1 Στρατηγική πολλαπλής πρόσβασης για το OFDM	65
3.1.1 Τυχαία πρόσβαση σε σύγκριση με πολλαπλή πρόσβαση.....	66
3.1.2 Frequency Division Multiple Access (FDMA).....	68
3.1.3 Time Division Multiple Access (TDMA).....	69
3.1.4 Code Division Multiple Access (CDMA).....	70
3.1.5 Τα πλεονεκτήματα του OFDMA	71
3.2 Διαφορικό κέρδος πολλών-χρηστών και προσαρμοσμένη διαμόρφωση.....	72
3.2.1 Διαφορικό κέρδος πολλών-χρηστών.....	73
3.2.2 Προσαρμοσμένη διαμόρφωση και κωδικοποίηση.....	75
3.3 Τεχνικές κατανομής πόρων για το OFDMA	78
3.3.1 Αλγόριθμος μεγίστου συνολικού ρυθμού	80
3.3.2 Αλγόριθμος μέγιστης αμεροληψίας.....	82
3.3.3 Αλγόριθμος ρυθμού με αναλογικό περιορισμό.....	82
3.3.4 Αναλογικός Προγραμματισμός Αμεροληψίας.....	83
3.3.5 Σύγκριση απόδοσης.....	86
3.3.5.1 Χωρητικότητα.....	86
3.3.5.2 Αμεροληψία.....	87
3.3.5.3 Σύνοψη της Σύγκρισης.....	88
3.4 Το OFDM στο WiMAX: Πρωτόκολλα και Προκλήσεις.....	89
3.4.1 OFDMA Πρωτόκολλα.....	89
3.4.1.1 Υποκαναλοποίηση (subchannelization).....	89
3.4.1.2 Χαρτογράφηση μηνυμάτων.....	90
3.4.1.3 Γραμμικοποίηση.....	91
3.4.2 Κυψελωτό OFDMA (Cellular OFDMA).....	92
3.4.3 Οριακό διαφορικό κέρδος (limited diversity gains).....	94
3.5 Περίληψη και Συμπεράσματα.....	95
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Το Μοντέλο Προσομοίωσης.....	98
4.1 Μετάδοση σήματος OFDM σε ασύρματο κανάλι	98
4.2 Ασύρματο κανάλι διάδοσης.....	101
4.3 Διαφορικό κέρδος με δυναμική ανάθεση φερόντων μεταξύ των χρηστών.....	104
APPENDIX.....	120
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ:.....	122

Κεφάλαιο 1^ο

Θεμελιώδεις Αρχές του WiMAX

1.1 WiMAX

Το Δεκέμβριο 2001, η IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) υιοθέτησε το πρότυπο 802.16, για Ασύρματα Μητροπολιτικά Δίκτυα (Wireless Metropolitan Area Networks - WMANs), γνωστό και σαν WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), ώστε να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις για ασύρματη πρόσβαση ευρείας ζώνης. Όπως συμβαίνει με τα πρότυπα της σειράς 802 για ασύρματα τοπικά δίκτυα, έτσι και το 802.16 καθορίζει μια οικογένεια προτύπων με επιλογές για συγκεκριμένες ρυθμίσεις.

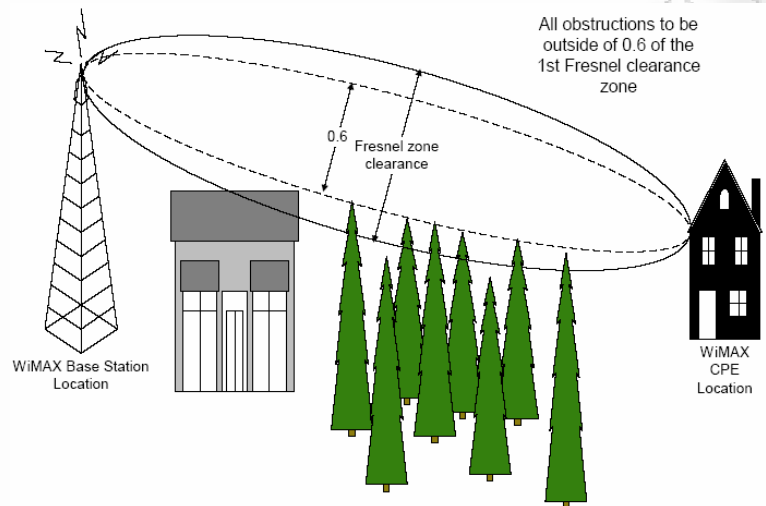
Στο πρότυπο IEEE 802.16, ο ρυθμός μεταφοράς δεδομένων πιθανόν να ξεπεράσει τα 100 Mbps και η μέγιστη απόσταση να είναι μέχρι και τα 50 Km. Το πρότυπο IEEE 802.16 μπορεί να είναι μια πολύ καλή εναλλακτική λύση ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης στις ήδη υπάρχουσες μεθόδους επικοινωνίας του “τελευταίου μιλίου” (last mile), όπως οι καλωδιακές και οι ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές (DSL). Με την τοποθέτηση μιας κεραίας μόνο σε έναν λόφο και δεκτών στις στέγες των σπιτιών μιας πόλης γίνεται πιο εύκολη και οικονομική η πρόσβαση σε οποιοδήποτε δίκτυο, και ιδιαίτερα στο διαδίκτυο χωρίς να απαιτούνται αμέτρητου μήκους χάλκινα καλώδια ή οπτικές ίνες. Επίσης σε περιοχές που η δυνατότητα επίγειων δικτύων δεν υπάρχει, τότε αποτελεί μια σπουδαία λύση. Η τεχνολογία αυτή μπορεί να εξυπηρετήσει χιλιάδες χρήστες ταυτόχρονα.

Το αρχικό πρότυπο 802.16 λειτουργεί στις συχνότητες 10 – 66 GHz και απαιτεί οπτική επαφή πομπού και δέκτη line of sight (LOS). Αυτό σημαίνει ότι σε μια ζεύξη σημείων που βρίσκεται σε οπτική επαφή, το ηλεκτρομαγνητικό κύμα κατευθύνεται απευθείας από την κεραία του πομπού στην κεραία του δέκτη χωρίς να υποστεί κάποια ανάκλαση από γειτονικά εμπόδια. Αυτό συμβαίνει όταν είναι ελεύθερη από εμπόδια μια περιοχή του ασύρματου καναλιού μεταξύ των δύο σημείων προς επικοινωνία που ονομάζεται ελλειψοειδές του Fresnel και είναι γνωστή ως ζώνη

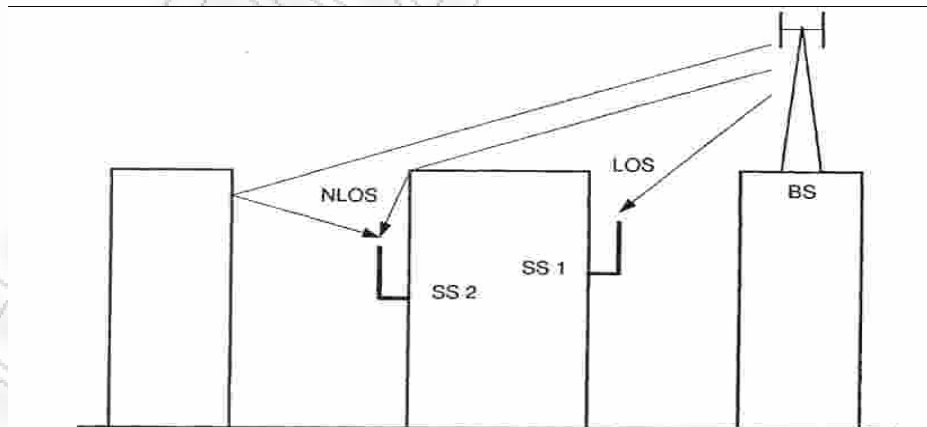
Fresnel (Fresnel Zone). Η ζώνη Fresnel υπολογίζεται από τον τύπο :

$$F_N = \sqrt{\frac{N \times \lambda \times D_1 \times D_2}{4 \times (D_1 + D_2)}}$$

όπου N είναι ο αριθμός της ζώνης (πχ για $N=1$ έχουμε την 1^η ζώνη Fresnel...κτλ), λ είναι το μήκος κύματος του φέροντος, και D_1 , D_2 είναι οι αποστάσεις των δύο κεραιών από το εμπόδιο.



Το υποπρότυπο 802.16a που επικυρώθηκε τον Ιανουάριο του 2003, χρησιμοποιεί μικρότερη συχνότητα (2 – 11 GHz) χωρίς όμως να απαιτείται η οπτική επαφή (NLOS). Αυτό αποτελεί μια μεγάλη επανάσταση στα ευρυζωνικά ασύρματα δίκτυα. Με αυτό το υποπρότυπο είναι δυνατό να συνδέονται περισσότεροι χρήστες σε ένα σημείο πρόσβασης και έτσι να μειωθεί το κόστος. Βλέπουμε παρακάτω το σχήμα που δείχνει μία σύνδεση line of sight (LOS) και μία non line of sight (NLOS).



Σχήμα 1.1: NLOS και LOS μετάδοση σε αστικό ασύρματο σύστημα

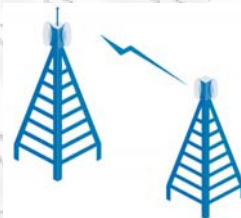
Η επικοινωνία μέσω ενός ραδιοδιαύλου αποτελεί μία αρκετά ενδιαφέρουσα διαδικασία. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το μεταδιδόμενο σήμα υπόκειται σε διάφορα φυσικά φαινόμενα όπως την ανάκλαση, την περίθλαση και την διάχυση,

όπως φαίνεται από την παραπάνω εικόνα. Προφανώς, τα εμπόδια μεταξύ του πομπού και του δέκτη (κτίρια ή δέντρα σε εξωτερικό περιβάλλον, τοίχοι ή έπιπλα σε εσωτερικό χώρο) είναι υπεύθυνα για την εμφάνιση των παραπάνω φαινομένων. Η παρουσία των ενδιάμεσων αντικειμένων έχουν ως αποτέλεσμα την άφιξη του σήματος στο δέκτη πολλαπλές φορές, λόγω των πολλαπλών διαδρομών που ακολούθησε το σήμα. Στην πράξη, το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να είναι σημαντικά διαφορετικό από το εκπεμπόμενο, ιδιαίτερα σε σενάρια ζεύξεων που δεν βρίσκονται στην ίδια οπτική ευθεία (NLOS- non line of sight). Σε τέτοιες περιπτώσεις απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή στην σωστή αποκωδικοποίηση του λαμβανόμενου σήματος.

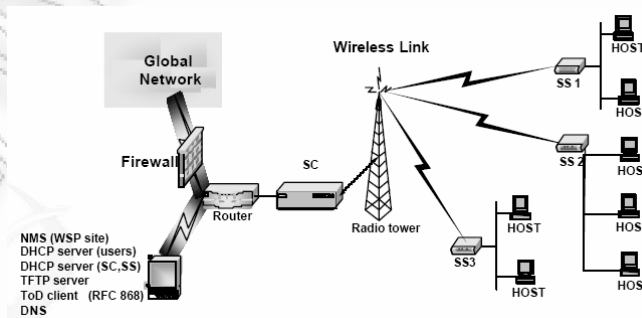
Το WiMAX σχεδιάστηκε κατά βάση ώστε να καλύπτει κυρίως συνδέσεις “Σημείου σε Πολλαπλά Σημεία” (Point-to-Multipoint, PTM) χωρίς ωστόσο να αποκλείεται και η χρήση του για συνδέσεις “Σημείου σε Σημείο” (Point-to-Point, PPP).

Τοπολογίες :

- Point to Point



- Point to Multipoint



Ενδεικτικοί ρυθμοί μετάδοσης και αποστάσεις κάλυψης για συνδέσεις PTP και PMP, είναι:

PTP

Average Ethernet Data Rate (Mbps)	Distance (km)
8	50
17	45
33	33
48	13

PMP

Average Ethernet Data Rate (Mbps)	Distance (km)
8	28
17	24
33	15
48	4

Παραλλαγές του προτύπου, που στοχεύουν στους κινητούς χρήστες (802.16e) και στην παροχή “Ποιότητας Υπηρεσίας” (Quality of Service, QoS) (802.16b), είναι ήδη σε εξέλιξη. Διάφοροι κατασκευαστές chip, συμπεριλαμβανομένης και της Intel, εργάζονται στο 802.16a ενσωματωμένο πυρίτιο, και σε χαμηλού κόστους μονάδες συνδρομητών και από το τέλος του 2005 είναι ευρέως διαθέσιμοι σταθμοί βάσης (Base Stations, BS). Αρκετοί προμηθευτές που έχουν ασχοληθεί με εξοπλισμό για ευρείας ζώνης ασύρματη πρόσβαση, έχουν εκδηλώσει το ενδιαφέρον τους για το WiMAX και έτσι δραστηριοποιούνται στην κατασκευή προϊόντων συμβατών με το εν λόγω πρότυπο.

Πιθανόν το WiMax, να αποτελέσει το κατεξοχήν πρότυπο για ασύρματη δικτύωση στο άμεσο μέλλον.

1.2 IEEE 802.16

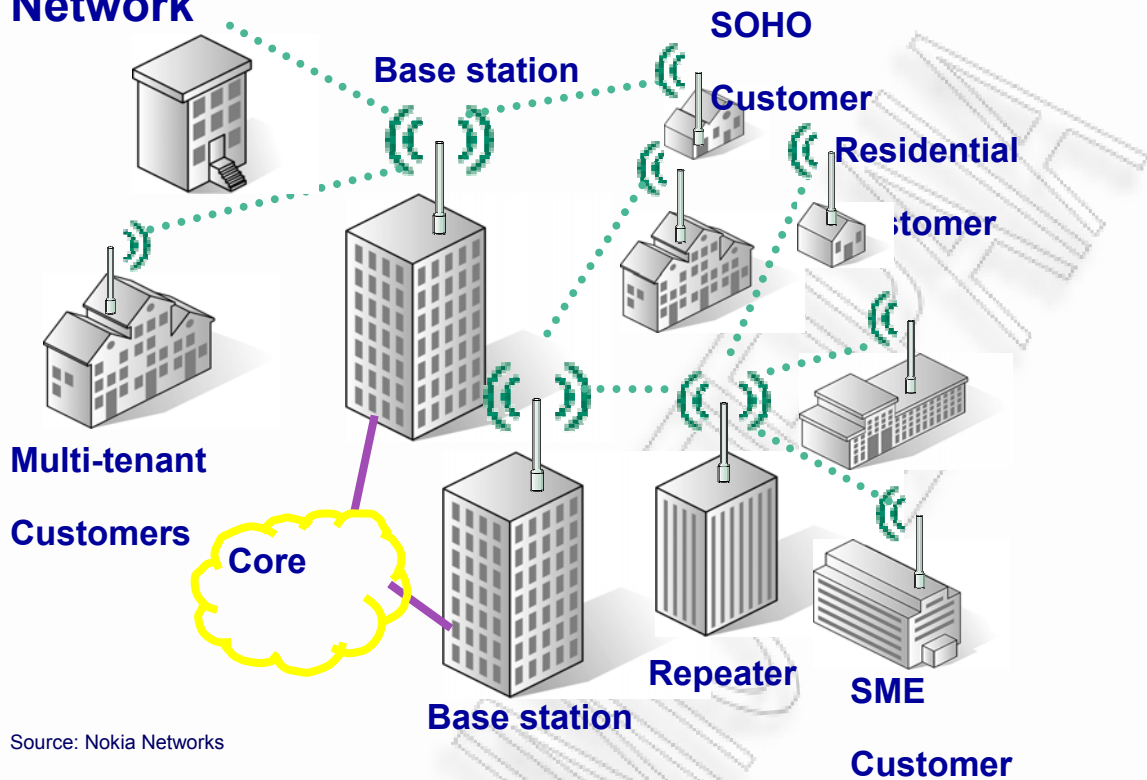
1.2.1 Εισαγωγή

Τα ασύρματα δίκτυα ευρείας ζώνης περιλαμβάνουν τουλάχιστον ένα σταθμό βάσης (Base Station, BS), έναν αριθμό σταθμών χρηστών (Subscriber Stations, SSs), συνδέσεις ανάμεσα στους σταθμούς βάσης καθώς και επαναλήπτες. Οι σταθμοί βάσης παρέχουν σύνδεση στα δίκτυα κορμού από τη μια πλευρά και ασύρματη σύνδεση με άλλους σταθμούς από την άλλη. Το Σχήμα 1.2 που ακολουθεί δείχνει ένα παράδειγμα ενός ασύρματου δικτύου ευρείας ζώνης [2].

Πίνακας 1.1

Services	uplink		downlink	
	average capacity (kb/s)	user type	average capacity (kb/s)	user type
Internet access	64	Residential	512	Residential
	128	SOHO	512	SOHO
	1024	SME	2048	SME
Voice (ISDN)	64	Residential	64	Residential
	64	SOHO	64	SOHO
	64	SME	64	SME
Video/TV	16	Residential	3200	Residential
	0		8192	
	16	SOHO	3200	SOHO
	16	SME	3200	SME
	8192		64	
Video-conf.	384	Residential	2048	residential
	384	SOHO	2048	SOHO
	2048	SME	8848	SME
	8848		2048	

Wireless MAN: Wireless Metropolitan Area Network



Source: Nokia Networks

Σχήμα 1.2: Ασύρματο δίκτυο Ευρείας Ζώνης

Ένα τέτοιο δίκτυο πρέπει να παρέχει ποικίλες υπηρεσίες, με διαφορετικές απαιτήσεις και σε διαφορετικούς χρήστες. Στον Πίνακα 1.1 [29] που ακολουθεί συνοψίζονται οι βασικότερες υπηρεσίες με τις απαιτήσεις τους καθώς και οι χρήστες στους οποίους απευθύνονται.

Σε απάντηση αυτών των απαιτήσεων από την αγορά, ιδρύθηκε τον Αύγουστο του 1998 η ομάδα εργασίας της IEEE 802.16 για την ευρυζωνική ασύρματη πρόσβαση. Το αρχικό ενδιαφέρον της ομάδας εργασίας περιλάμβανε τη ζώνη συχνοτήτων 10-66GHz. Η τροποποίηση που έγινε για να περιλάβει και τη ζώνη συχνοτήτων 2-11GHz οδήγησε στο 802.16a το οποίο εγκρίθηκε το Μάρτιο του 2000. Τέλος, η ομάδα εργασίας ολοκλήρωσε το πρότυπο IEEE 802.16.2 (“Recommended Practice for Coexistence of Fixed Broadband Wireless Access Systems”) που αναφέρεται στη διαλειτουργικότητα του πρωτοκόλλου και με την τροποποίηση 802.16.2a επέκτεινε τις προδιαγραφές και για την αδειοδοτημένη ζώνη συχνοτήτων 2-11GHz [30].

Η καινοτομία του 802.16a που επικυρώθηκε τον Ιανουάριο του 2003 καθορίζει τρεις λειτουργίες για το φυσικό στρώμα.

Η πρώτη από αυτές είναι η μέθοδος πρόσβασης μονού φέροντος (single-carrier access, SCA) που περιγράφεται και στο αρχικό πρότυπο, η οποία διατηρείται για δίκτυα ειδικού σκοπού. Σε αυτήν όμως προσφέρονται επίσης δυνατότητες κωδικοποίησης BPSK (Binary Phase Shift Keying), 4 QAM και 256 QAM.

Σε μια προσπάθεια βελτίωσης προστίθεται η τεχνική OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), η οποία χρησιμοποιεί 256 σημεία γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transform, FFT) και TDMA. Η τεχνική αυτή “σπάζει” το φέρον σήμα σε άλλα μικρότερα υποσήματα, τα οποία μεταδίδονται ταυτόχρονα σε διαφορετικές συχνότητες στον δέκτη και επιτρέπει τη μετάδοση μεγάλων ποσών πληροφορίας αλλά επίσης μειώνει το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών.

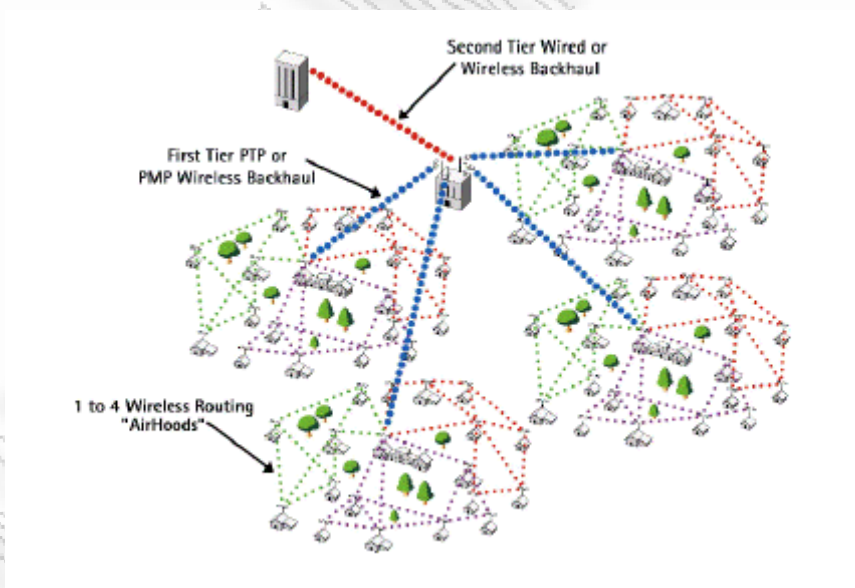
Η τρίτη λειτουργία ορίζει την OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) τεχνική. Το OFDMA βασίζεται στην OFDM. Πρόκειται για ένα πρότυπο μετάδοσης το οποίο χωρίζει το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε N υποφέροντα στενού εύρους ζώνης. Για να αποφευχθούν οι επιλεκτικές διαλείψεις ως προς την συχνότητα, το εύρος ζώνης κάθε υποφέροντος επιλέγεται να είναι αρκετά μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού. Με αυτό τον τρόπο η μετάδοση γίνεται ανθεκτική απέναντι στο πολυδιαδρομικό περιβάλλον ενώ αυξάνεται και η φασματική απόδοση. Αυτή παρέχει προχωρημένη πολυπλεξία σε σειριοποιημένα MANs (δίκτυα που λειτουργούν παράλληλα) και υποστηρίζει επιλεγμένες πολυεφαρμογές. Και οι τρεις τεχνικές υποστηρίζουν τις λειτουργίες FDD και TDD.

1.3 Αρχιτεκτονική του 802.16

Το πιο ευρέως διαδεδομένο πρότυπο Ασύρματου Μητροπολιτικού Δικτύου, αυτή τη στιγμή είναι το 802.16a, που λειτουργεί στην μπάντα των 2-11 GHz και δεν απαιτεί την ύπαρξη οπτικής επαφής. Το υποπρότυπο αυτό λειτουργεί παράλληλα με το 802.16 για να προσφέρει μεγαλύτερη ευελιξία στη χρησιμοποίηση των συχνοτήτων και την τοπολογία του δικτύου.

Μια τυπική αρχιτεκτονική του 802.16a, περιλαμβάνει ένα σταθμό βάσης τοποθετημένο σε κάποιο ψηλό κτίριο που επικοινωνεί με μια point-to-multipoint σύνδεση με τους χρήστες. Έχει εμβέλεια ως 30 km περίπου, με μια τυπική ακτίνα κυψέλης στα 6 – 9 km. Συνήθως ένας σταθμός βάσης επικοινωνεί με άλλους σταθμούς συνδρομητών (subscriber stations, SSS), οι οποίοι προσφέρουν πρόσβαση σε κτίρια (γραφεία ή κατοικίες). Μέσα στην ακτίνα εμβέλειας, η χωρίς οπτική επαφή επίδοση είναι βέλτιστη. Με διαμοιραζόμενους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων μέχρι 75 Mbps, ένας απλός σταθμός βάσης μπορεί να παρέχει επαρκές εύρος ζώνης για να καλύψει 60 επιχειρήσεις και εκατοντάδες σπίτια με ρυθμούς σύνδεσης εφάμιλλους με το DSL, χρησιμοποιώντας 20 MHz εύρους κανάλια.

Επιπλέον, στις νεότερες εκδόσεις του 802.16 προστέθηκε η δυνατότητα για αρχιτεκτονική πολυγωνικής δικτύωσης (mesh networking), σύμφωνα με την οποία οι διάφοροι κόμβοι του δικτύου μπορούν να λειτουργήσουν ταυτόχρονα και ως σταθμοί βάσης και ως σταθμοί συνδρομητών. Η τοπολογία πολυγωνικής δικτύωσης που περιγράψαμε πιο πάνω φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.

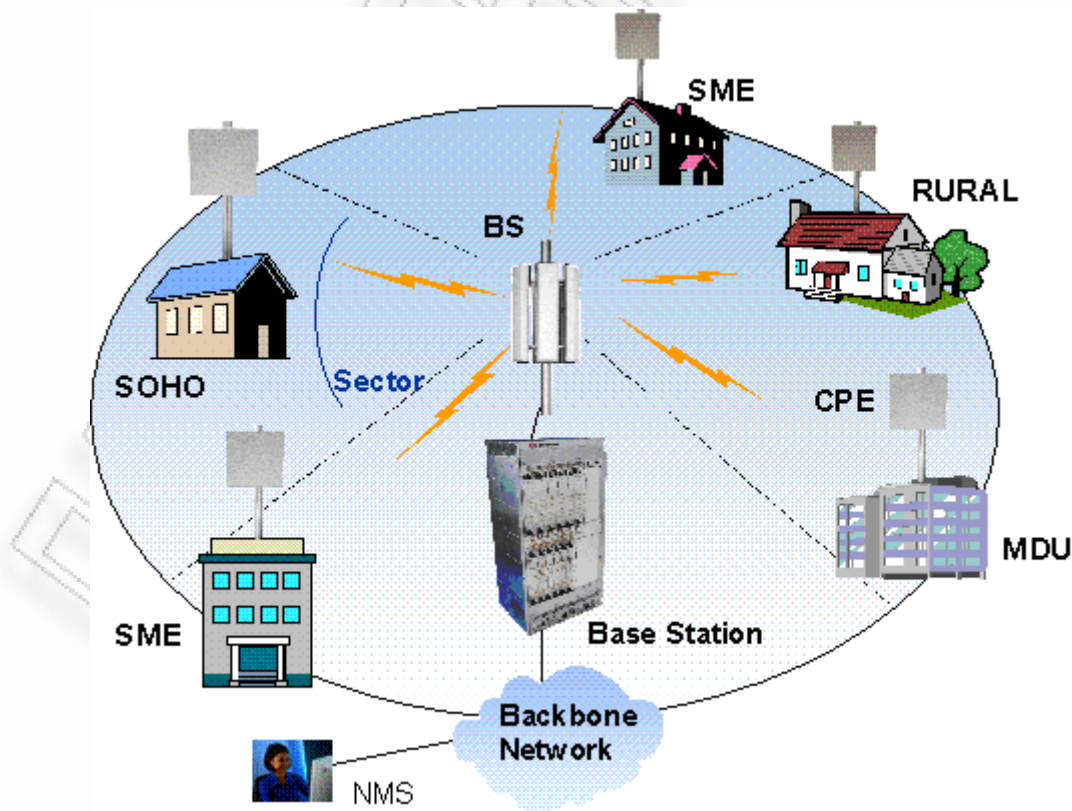


Σχήμα 1.3: Ένα μητροπολιτικό ασύρματο δίκτυο

Λόγω των μεγάλων αποστάσεων που καλύπτει και ταυτόχρονα τους υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης που μπορεί να παρέχει, το πρότυπο WiMAX βρίσκει πολλές εφαρμογές, λύνοντας σημαντικά προβλήματα που απασχολούσαν του τεχνικούς δικτύων μέχρι σήμερα. Τρεις από τις βασικές του χρήσεις είναι οι εξής:

- **Δίκτυο κορμού στα κυνελωτά συστήματα κινητής τηλεφωνίας:**
 Η εισαγωγή του προτύπου αυτού αναμένεται να μειώσει σημαντικά το κόστος εξάπλωσης των δικτύων κινητής τηλεφωνίας, μιας και αποτελεί μια οικονομικότερη πρόταση, αν συγκριθεί με την οπτική ίνα, για τις εταιρίες κινητής τηλεφωνίας. Εξασφαλίζει ταυτόχρονα αξιοπιστία και υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης που απαιτούν τα δίκτυα κορμού των κινητών δικτύων επικοινωνιών.
- **Ευρύ φάσμα Συγνοτήτων κατά Απαίτηση (Broadband on Demand):**
 Παρέχει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης κάνοντας εφικτή τη χρήση της τεχνολογίας για εφαρμογές πραγματικού χρόνου, κάτι που με το πρότυπο IEEE 802.11 σε μεγάλες αποστάσεις δεν ήταν εφικτό.
- **Παρέχει κάλυψη σε περιοχές που είναι αδύνατο να καλυφθούν με γρήση γαλκού ή οπτικής ίνας:** Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν συμπλήρωμα δικτύων οπτικών ινών σε τμήματα του εδάφους στα οποία το κόστος εγκατάστασης και συντήρησης δικτύων οπτικών ινών είναι απαγορευτικό.

Μια τοπολογία δικτύου που αναπαριστά πολλές από τις εφαρμογές του WiMAX δίνεται στο σχήμα 1.4 που ακολουθεί:

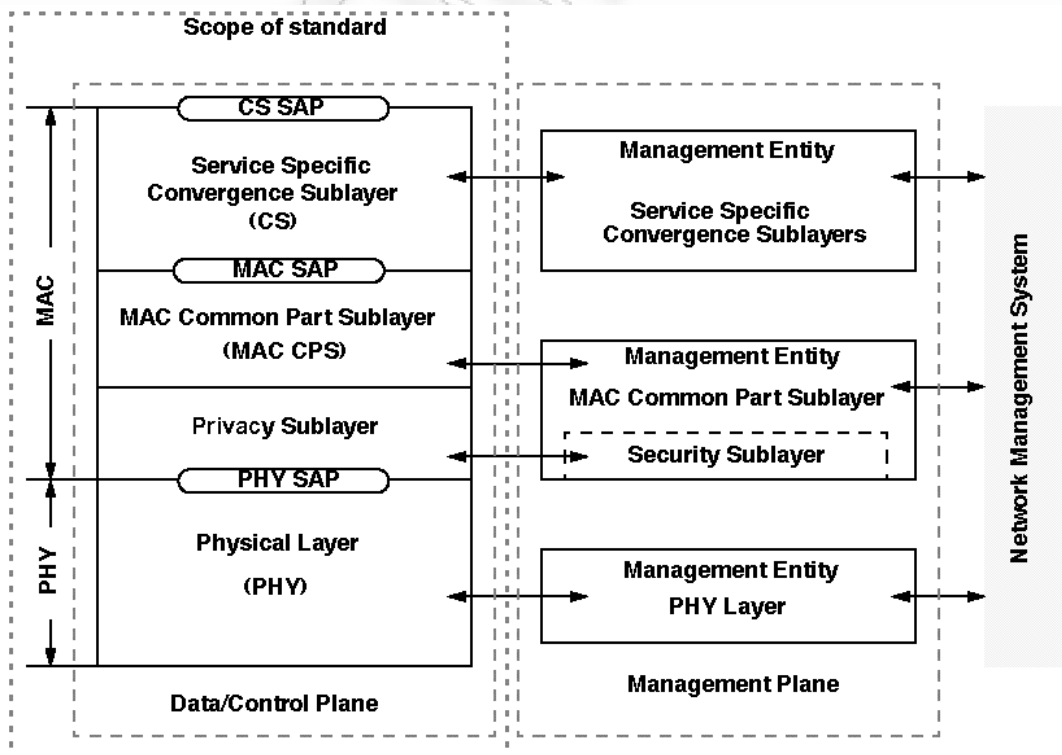


Σχήμα 1.4: Δίκτυο εφαρμογών του WiMAX

1.4 Δομή του πρωτοκόλλου

Το πρωτόκολλο IEEE 802.16 περιλαμβάνει τις προδιαγραφές για το υπόστρωμα MAC του στρώματος ζεύξης και για το στρώμα PHY των σταθερών ευρυζωνικών ασύρματων συστημάτων. Όμοια με το πρωτόκολλο IEEE 802.11 των WLAN συστημάτων, το υπόστρωμα MAC έχει δομηθεί για να υποστηρίζει τις πολλαπλές απαιτήσεις του φυσικού στρώματος.

Στο Σχήμα 1.5 που ακολουθεί υπάρχει το διάγραμμα του πρωτοκόλλου IEEE 802.16. Η αρχιτεκτονική ακολουθεί τις γενικές οδηγίες του IEEE 802. Το υπόστρωμα MAC του στρώματος της ζεύξης δεδομένων αποτελείται από τρία υποστρώματα, το *υπόστρωμα σύγκλισης (convergence sub layer)*, το *υπόστρωμα κοινού τμήματος (common part sub layer)* και το *υπόστρωμα ασφάλειας (security sub layer)*. Το υπόστρωμα MAC περιλαμβάνει το υπόστρωμα σύγκλισης για να μπορεί να διαχειρίζεται καλύτερα τα πρωτόκολλα υψηλότερου επιπέδου. Το υπόστρωμα κοινού τμήματος διαχειρίζεται την πρόσβαση στα κανάλια, την έναρξη και τη διατήρηση της σύνδεσης και την ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών (QoS). Το τρίτο υπόστρωμα της ασφάλειας παρέχει ανταλλαγή δημόσιου ή ιδιωτικού κλειδιού, ταυτοποίηση και κρυπτογραφία [31].



Σχήμα 1.5: Διάγραμμα του πρωτοκόλλου 802.16

1.5 Τεχνικές Προδιαγραφές

1.5.1 Φυσικό Στρώμα

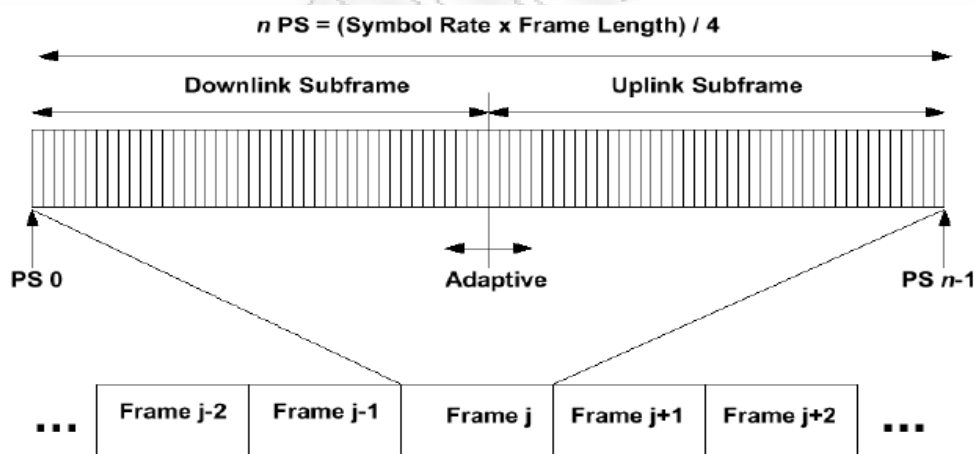
Αρχιτεκτονική

Το IEEE 802.16 υποστηρίζει τοπολογία PMP καθώς και MPMP στη ζώνη συχνοτήτων 2-66GHz.

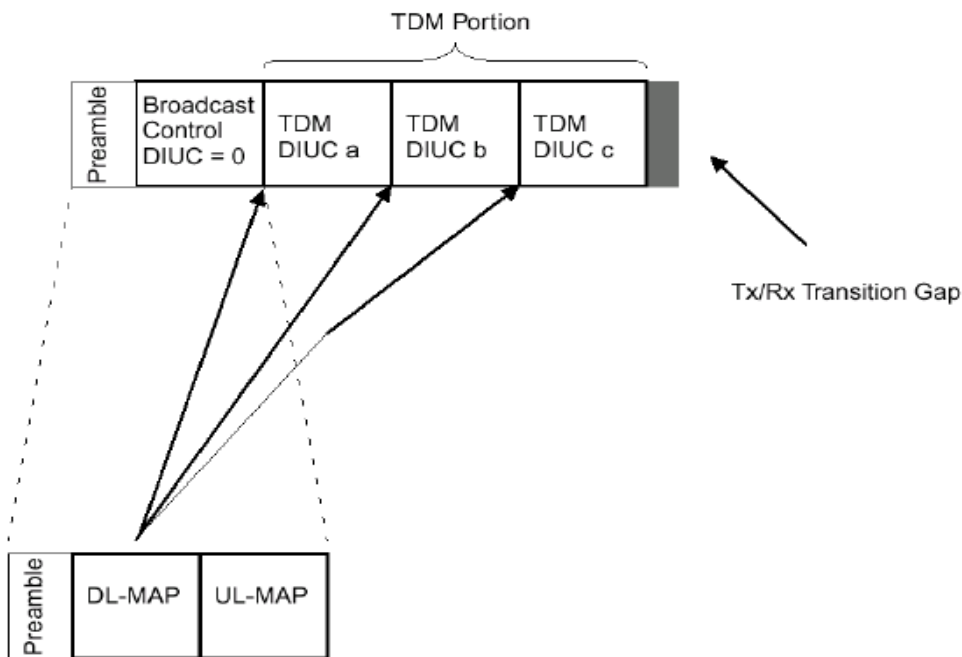
Τεχνικές Αμφιδρόμησης

Το φυσικό στρώμα του 802.16 έχει τη δυνατότητα χρησιμοποίησης διαφορετικών τεχνικών αμφιδρόμησης. Περιλαμβάνονται τεχνικές FDD, half-duplex FDD ή H-FDD, καθώς και TDD.

Στην τεχνική TDD, το downlink και το uplink μοιράζονται, με διαίρεση χρόνου, το ίδιο κανάλι συχνοτήτων. Υπάρχει η δυνατότητα δυναμικής ασύμμετρης διαχείρισης της επικοινωνίας (dynamic asymmetry). Στο Σχήμα 1.6 που ακολουθεί φαίνεται το πλαίσιο TDD, ενώ στο Σχήμα 1.7 φαίνεται το downlink TDD sub frame αναλυτικότερα.

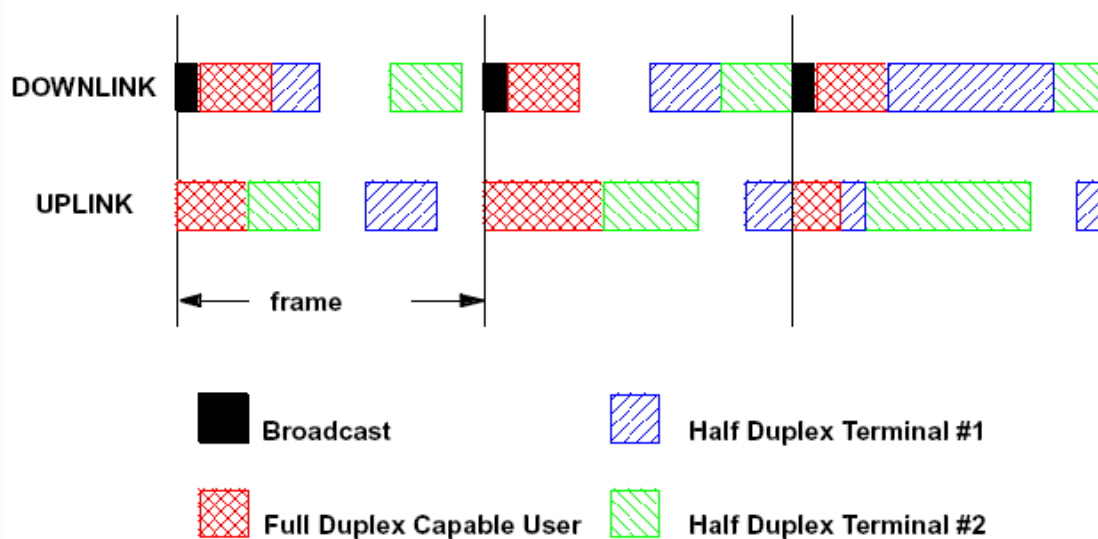


Σχήμα 1.6: TDD Frame (10-66GHz)

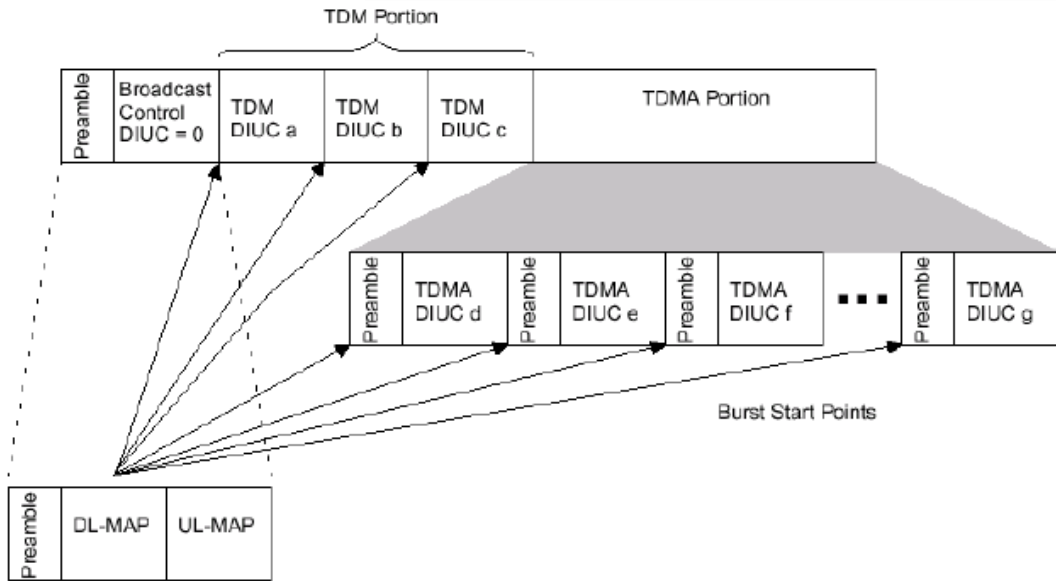


Σχήμα 1.7: TDD Downlink Sub frame

Στην τεχνική FDD το downlink και το uplink λαμβάνουν διαφορετικά κανάλια συχνότητας. Υπάρχει και εδώ δυνατότητα ασύμμετρης διαχείρισης της επικοινωνίας, η οποία ωστόσο γίνεται στατικά. Επίσης, υποστηρίζεται επικοινωνία half duplex [31], [32]. Στο Σχήμα 1.8 που ακολουθεί, φαίνεται η τεχνική FDD επικοινωνίας και στο Σχήμα 1.9 φαίνεται το FDD downlink sub frame.



Σχήμα 1.8: Τεχνική FDD

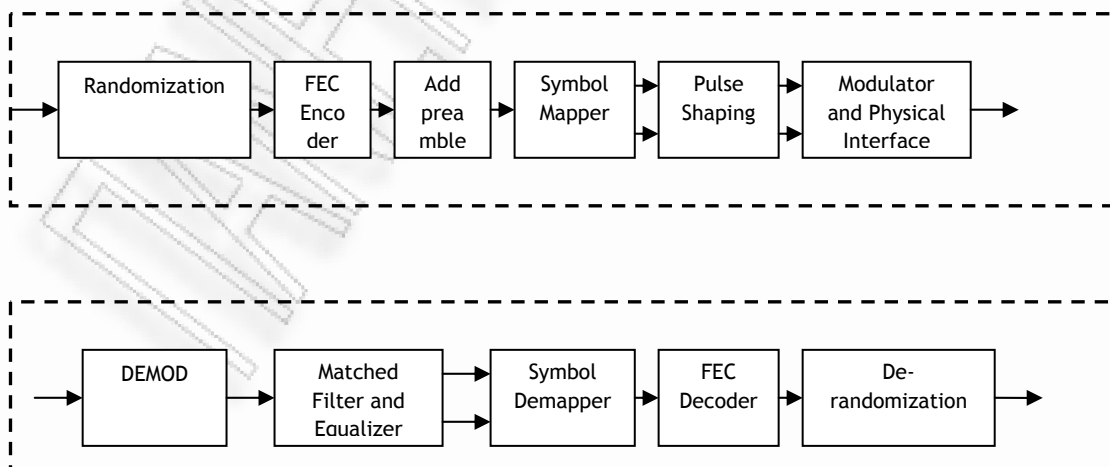


Σχήμα 1.9: FDD Downlink sub frame

Στο Σχήμα 1.9, το τμήμα TDMA portion του FDD Downlink sub frame μεταδίδει δεδομένα σε ορισμένα half duplex τερματικά χρηστών.

Μπλοκ Διάγραμμα Φυσικού Στρώματος

Η υλοποίηση του φυσικού στρώματος περιλαμβάνει λειτουργικές συνιστώσες τόσο για μετάδοση όσο και για λήψη. Στο Σχήμα 1.10 που ακολουθεί, φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του φυσικού στρώματος επικοινωνίας.



Σχήμα 1.10: Μπλοκ διάγραμμα

Κατά τη μετάδοση από το σταθμό βάσης, τα δεδομένα αρχικά διέχρονται από έναν scrambler όπου γίνεται η διαδικασία τυχαιοποίησης (randomization) τους. Το randomization αποτρέπει την ύπαρξη μεγάλων ακολουθιών από μηδενικά ή μονάδες. Οι διαδικασίες της κωδικοποίησης και της διαμόρφωσης γίνονται ξεχωριστά, με αποτέλεσμα τα δεδομένα να διέρχονται πρώτα από έναν κωδικοποιητή FEC, να προστίθενται σε αυτά επικεφαλίδες και στη συνέχεια να αντιστοιχίζονται σε σύμβολα ανάλογα με το καθορισμένο σύστημα διαμόρφωσης. Στη συνέχεια, τα διαμορφωμένα σύμβολα και οι αντίστοιχες επικεφαλίδες πολυπλέκονται και σχηματίζουν τα πλαίσια (frames) που πολλαπλασιάζονται με μορφοποιητικούς παλμούς ανυψωμένου συνημίτονου (root raised cosine filter) και προωθούνται στο φυσικό μέσο.

Από την πλευρά του φυσικού στρώματος, η λειτουργία της λήψης ξεκινά με τη λήψη ενός αναλογικού σήματος. Μετά την μετατροπή του σε ψηφιακό ο αποδιαμορφωτής αναγνωρίζει την ύπαρξη επικεφαλίδων. Ένα προσαρμοσμένο φίλτρο χρησιμοποιείται για την εξαγωγή των τιμών των συμβόλων και ένας ισοσταθμιστής (equalizer) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να βελτιώσει περαιτέρω την ποιότητα του σήματος. Στη συνέχεια, τα σύμβολα μετατρέπονται σε ψηφία και ένας αποκωδικοποιητής FEC χρησιμοποιείται για διόρθωση λαθών και για έλεγχο της ακεραιότητας των δεδομένων. Τέλος, τα δεδομένα διέρχονται από το descrambler που αναιρεί την τυχαιοποίηση που έγινε κατά την εκπομπή και προχωρούν στο ανώτερο στρώμα ελέγχου ζεύξης δεδομένων.

Μέθοδοι Πολλαπλής Πρόσβασης

Το upstream κανάλι του φυσικού στρώματος βασίζεται στη χρήση ενός συνδυασμού πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση χρόνου (TDMA) και πολλαπλής πρόσβασης με ανάθεση ανάλογα με τη ζήτηση (Demand Assigned Multiple Access). Πιο συγκεκριμένα, το upstream κανάλι χωρίζεται σε έναν αριθμό χρονοθυρίδων. Ο αριθμός των θυρίδων που διατίθενται για διάφορες χρήσεις (πιστοποίηση, διεκδίκηση, κίνηση χρηστών) ελέγχεται από το υπόστρωμα MAC του σταθμού βάσης και μπορεί να διαφοροποιείται με το χρόνο για βελτιστοποίηση της απόδοσης. Το downstream κανάλι βασίζεται στην πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου TDM, όπου η πληροφορία κάθε χρήστη πολυπλέκεται στον ίδιο συρμό δεδομένων και λαμβάνεται

από όλους τους χρήστες που βρίσκονται στον ίδιο τομέα. Στο επόμενο κεφάλαιο υπάρχει εκτενέστερη αναφορά στην τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA.

Ραδιοφάσμα

Η ύπαρξη διαφορεικό κέρδος φυσικών στρωμάτων προέρχεται, αφενός, από το γεγονός ότι η ηλεκτρομαγνητική μετάδοση στη ζώνη 2GHz έως 66GHz δεν είναι ομοιόμορφη, αφετέρου, από άλλους τεχνολογικούς και οικονομικούς λόγους. Κάθε φυσικό στρώμα είναι κατάλληλο για συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων και εφαρμογών. Το πρωτόκολλο IEEE 802.16 προορίζεται να λειτουργήσει σε τρεις διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων.

Η πρώτη ζώνη εκτείνεται από 10GHz έως 66GHz σε αδειοδοτημένες συχνότητες. Σε αυτό το εύρος συχνοτήτων, τα μήκη κύματος είναι πολύ μικρά και η εξασθένηση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από φυσικά και τεχνητά εμπόδια πολύ μεγάλη. Για το λόγο αυτό, απαιτείται μετάδοση οπτικής επαφής (Line-Of-Site) ανάμεσα στις κεραίες του πομπού και του δέκτη. Δεν υπάρχει πολύοδη διάδοση (multipath propagation), αφού υφίσταται μόνο η κύρια διαδρομή από τον πομπό στο δέκτη και οι κεραίες των δεκτών είναι πολύ κατευθυντικές. Έτσι, λοιπόν, το φαινόμενο της πολύοδης διάδοσης δεν αποτελεί περιοριστικό παράγοντα, ο θερμικός θόρυβος και/ή οι παρεμβολές αποτελούν περιοριστικούς παράγοντες της επίδοσης των ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας στις συχνότητες αυτές. Αυτά τα συστήματα χρησιμοποιούνται μόνο σε εξωτερικά περιβάλλοντα και η απόσβεση που εισάγει η βροχή πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη.

Η δεύτερη ζώνη συχνοτήτων περιλαμβάνει τις συχνότητες 2GHz έως 11GHz σε αδειοδοτημένες συχνότητες. Σε αυτές τις συχνότητες, η οπτική επαφή δεν είναι απαραίτητη. Η πολύοδη διάδοση μπορεί να επηρεάσει σημαντικά. Οι αναμεταδόσεις μπορεί να είναι συχνά απαραίτητες εξαιτίας των απωλειών που συμβαίνουν στο ασύρματο μέσο. Το πρωτόκολλο IEEE 802.16 παρέχει τεχνικές ελέγχου ισχύος. Επίσης, η χρήση της διαμόρφωσης OFDM αποτελεί μια επιπλέον λύση για τα προβλήματα αυτά.

Η τρίτη ζώνη συχνοτήτων περιλαμβάνει τις συχνότητες **2GHz έως 11GHz που εξαιρούνται αδειοδότησης**. Υπάρχουν δυο βασικές διαφορές με την προηγούμενη ζώνη συχνοτήτων όσον αφορά τα θέματα διάδοσης. Επειδή η λειτουργία πραγματοποιείται χωρίς άδεια, μπορεί να συνυπάρχουν και άλλοι χρήστες που δημιουργούν προβλήματα παρεμβολών. Επίσης, υπάρχουν περιορισμοί στο όριο της εκπεμπόμενης ισχύος. Η λύση των προβλημάτων αυτών απαιτεί δυναμική επιλογή συχνότητας και διαχείρισης ισχύος.

Μοντελοποίηση Διαύλου

Η ομάδα εργασίας του IEEE 802.16 έχοντας μελετήσει τα χαρακτηριστικά των ασύρματων διαύλων έχει καταλήξει σε τρία μοντέλα.

Ο πρώτος τύπος διαύλου είναι ο **τύπος 0**, όπου δεν υπάρχουν συνιστώσες λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης και η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου είναι ανεξάρτητη της συχνότητας.

Ο δεύτερος τύπος διαύλου είναι ο **τύπος 1**, όπου υπάρχει μια ασθενής συνιστώσα NLOS με συνάρτηση μεταφοράς

$$H(j\omega) = 0.995 + 0.0995e^{-j0.75} e^{-j\omega 400/B} \quad (2.1)$$

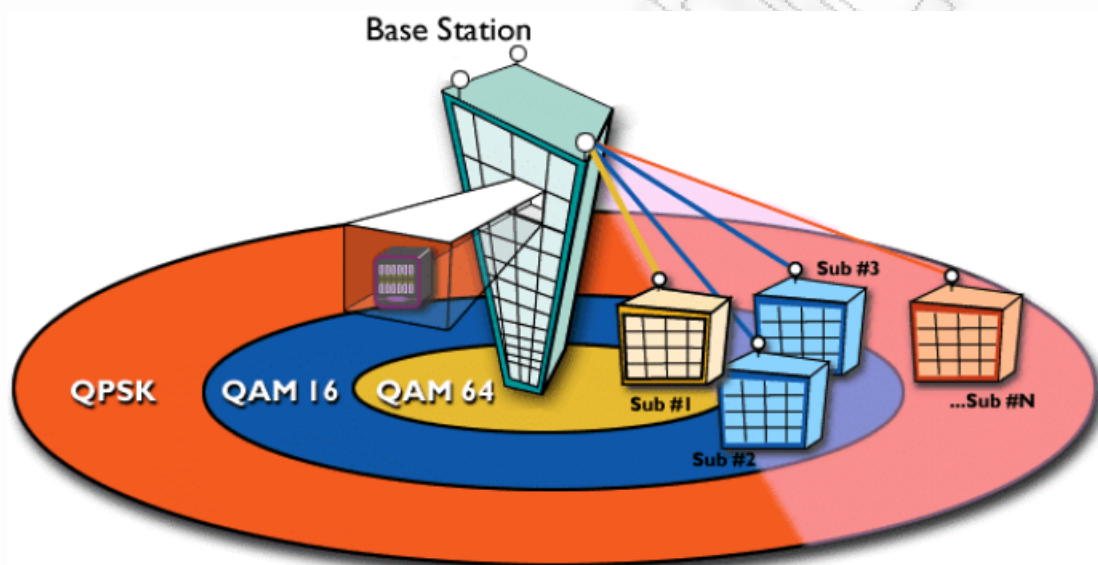
Ο τρίτος τύπος διαύλου είναι ο **τύπος 2**, ο οποίος έχει τις ισχυρότερες συνιστώσες πολυδιαδρομικής διάδοσης με συνάρτηση μεταφοράς

$$H(j\omega) = 0.286e^{-j0.75} + 0.953e^{-j\omega 400/B} + 0.095e^{-j\omega 800/B} \quad (2.2)$$

Στις (2.1) και (2.2) το B είναι παράμετρος που λαμβάνει τιμές από 15 έως 25 και είναι ο ρυθμός συμβόλων σε Mbaud.

Τεχνικές Διαμόρφωσης

Η τεχνική διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται είναι απλού φέροντος. Τόσο για το downlink όσο και για το uplink, είναι υποχρεωτική η υποστήριξη της τεχνικής QPSK. Επίσης, υποχρεωτική είναι και η υποστήριξη της 16QAM από το downlink, ενώ για το uplink είναι προαιρετική. Η 64QAM είναι προαιρετική τόσο για το uplink όσο και για το downlink. Επιπλέον, το πρότυπο 802.16-2003 χρησιμοποιεί την τεχνική OFDM. Τέλος, η βασική δυνατότητα που παρέχεται από το φυσικό στρώμα είναι η τεχνική της προσαρμοστικής διαμόρφωσης, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.11 που ακολουθεί.



Σχήμα 1.11: Τεχνική προσαρμοστικής διαμόρφωσης φυσικού στρώματος

Πίνακας 1.2

		QPSK	16-QAM	64-QAM
Channel Width (MHz)	Symbol Rate (Msym/sec)	Bit Rate (Mbit/sec)	Bit Rate (Mbit/sec)	Bit Rate (Mbit/sec)
20	16	32	64	96
25	20	40	80	120
28	22.4	44.8	89.6	134.4

Εύρος διαύλου

Το φασματικό εύρος του συστήματος μπορεί να είναι 20, 25, και 28MHz. Αυτό παρέχει τη δυνατότητα σε πολλούς κατασκευαστές να επιλέξουν το επιθυμητό εύρος, ανάλογα με τις απαιτήσεις φάσματος. Στον παραπάνω Πίνακα 1.2, παρουσιάζονται οι τρεις εναλλακτικές προτάσεις για το μέγεθος διαύλου καθώς και οι ρυθμοί μετάδοσης ανάλογα με την τεχνική διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται.

Έλεγχος λαθών

Για τον έλεγχο λαθών χρησιμοποιείται κωδικοποίηση Reed-Solomon GF(256). Όταν μεταδίδονται σημαντικά δεδομένα, συνδυάζεται με έναν συνελκτικό μπλοκ κώδικα ρυθμού 2/3. Έτσι, παρέχεται η δυνατότητα μετάδοσης με υψηλή προστασία δεδομένων όπως πληροφορίες για έλεγχο πλαισίων και αρχικής πρόσβασης. Τέλος, προαιρετική είναι και η χρήση κώδικα Turbo (Turbo Product Codes) [29],[31].

1.5.2 Υπόστρωμα MAC

Όπως φαίνεται και από το διάγραμμα του πρωτοκόλλου IEEE 802.16 στο Σχήμα 1.4, το υπόστρωμα MAC αποτελείται από τρία επιμέρους υποστρώματα: το ορισμένο στις υπηρεσίες υπόστρωμα σύγκλισης (Service Specific Convergence Sublayer, CS), το υπόστρωμα κοινού κομματιού του MAC (MAC Common Part Sublayer, MAC CPS) και το υπόστρωμα ιδιωτικότητας (Privacy Sublayer) που στο επίπεδο διαχείρισης (management plane) ονομάζεται υπόστρωμα ασφάλειας (Security Sublayer). Κάθε ένα από αυτά τα υποστρώματα προσφέρει διαφορετικές υπηρεσίες. Στη συνέχεια θα τα αναπτύσσουμε ξεχωριστά σε μια περιληπτική περιγραφή τους.

1.5.3 Service-Specific Convergence Sub Layer

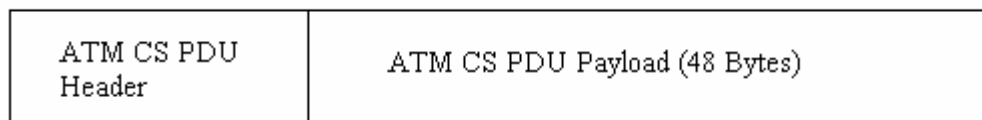
Πάνω από το πρωτόκολλο IEEE 802.16, στοιβάζονται κυρίως πρωτόκολλα ATM και Ethernet (IEEE 802.3). Επομένως, πρέπει να υπάρχουν δυο υλοποιήσεις του υποστρώματος σύγκλισης ασύγχρονου τύπου μετάδοσης CS (asynchronous transfer

mode CS, ATM CS) και CS πακέτου (packet CS). Επειδή το υπόστρωμα σύγκλισης τοποθετείται ανάμεσα στο υπόστρωμα MAC και στο στρώμα μεταφοράς, δίδεται η δυνατότητα σε κάθε κατασκευαστή που το επιθυμεί να χρησιμοποιήσει διαφορετικό πρωτόκολλο του ATM και του Ethernet σε επίπεδο μεταφοράς.

Κατά τη διάρκεια μετάδοσης, το υπόστρωμα σύγκλισης λαμβάνει δεδομένα από το ανώτερο στρώμα και τα κατηγοριοποιεί. Βασισμένο σε αυτή την κατηγοριοποίηση, το υπόστρωμα σύγκλισης μπορεί να πραγματοποιήσει και επιπλέον επεξεργασία πριν την παράδοση των δεδομένων στο υπόστρωμα κοινού τμήματος του MAC. Αυτή η επιπλέον επεξεργασία είναι η σύμπτυξη της επικεφαλίδας (payload header suppression PHS).

Κατά τη διάρκεια της λήψης, το υπόστρωμα σύγκλισης δέχεται δεδομένα από το υπόστρωμα κοινού τμήματος του MAC. Αν το ομότιμο στρώμα σύγκλισης του αποστολέα έχει τροποποιήσει το πλαίσιο των δεδομένων, ο παραλήπτης θα ανασυγκροτήσει το πλαίσιο πριν το περάσει στο ανώτερο επίπεδο.

Το **υπόστρωμα σύγκλισης ATM (CS)** είναι σχεδιασμένο να εξυπηρετεί τις διαφορετικές υπηρεσίες που παρέχει το ATM. Δέχεται τα κελιά του ATM (ATM cells), τα ταξινομεί και στη συνέχεια τα αντιστοιχίζει στα πλαίσια του MAC. Μπορεί επίσης να εκτελέσει σύμπτυξη επικεφαλίδας (PHS). Ένα πλαίσιο ATM CS δίνεται πιο κάτω. Το payload του ATM PDU πρέπει να είναι ίσο με το payload του κελιού του ATM.



Σχήμα 1.12: ATM CS PDU

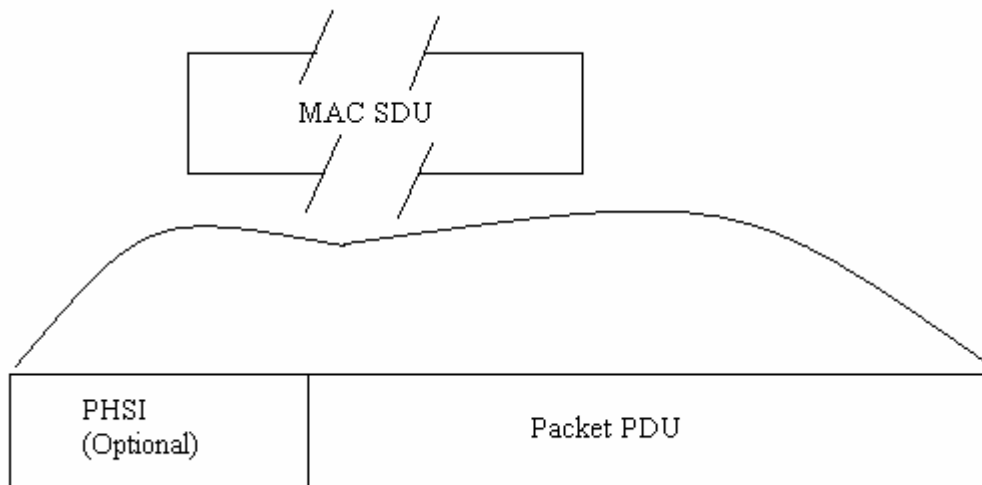
Μια σύνδεση ATM μπορεί να είναι μεταγωγής νοητής διαδρομής (virtual path VP) ή μεταγωγής νοητού διαύλου (virtual channel VC). Το υπόστρωμα σύγκλισης ATM διαφοροποιείται ανάμεσα στους δυο αυτούς τύπους σύνδεσης παρέχοντας ένα κατάλληλο αναγνωριστικό καναλιού (channel ID) πριν την παράδοση των δεδομένων στο υπόστρωμα κοινού τμήματος του MAC. Με αυτόν τον τρόπο, το υπόστρωμα σύγκλισης εγγυάται το σωστό χειρισμό της κίνησης στο υπόστρωμα MAC.

Η σύμπτυξη της επικεφαλίδας (PHS) είναι η διαδικασία κατά την οποία συμπύσσεται ένα επαναλαμβανόμενο τμήμα από bytes της επικεφαλίδας στον πομπό και γίνεται η ανασυγκρότησή τους στο δέκτη. Είναι δηλαδή μια διαδικασία συμπίεσης που χρησιμοποιείται για εξοικονόμηση εύρους ζώνης. Η λειτουργία PHS χρησιμοποιείται για επικοινωνίες προς έναν αποδέκτη (unicast) και όχι για επικοινωνίες προς πολλαπλούς αποδέκτες (multicast).

Το δεύτερο είδος υποστρώματος σύγκλισης είναι το *υπόστρωμα σύγκλισης πακέτου*. Χρησιμοποιείται για μεταφορά όλων των πρωτοκόλλων που βασίζονται σε πακέτα, όπως το πρωτόκολλο IP, το point-to-point protocol (PPP) και το Ethernet 802.3. Εκτελεί παρόμοιες λειτουργίες με το υπόστρωμα σύγκλισης ATM, συμπεριλαμβανομένης της σύμπτυξης των δεδομένων των επικεφαλίδων και ανάκτησης της πληροφορίας που αυτές μεταφέρουν. Αναλυτικότερα το Packet CS βρίσκεται ακριβώς πάνω από το MAC CPS υπόστρωμα και εκτελεί τις ακόλουθες λειτουργίες:

1. Διοχετεύει στην κατάλληλη σύνδεση τα PDUs από τα ανώτερα στρώματα με βάση την κατηγοριοποίηση που τους κάνει.
2. Συμπύσσει (προαιρετικά) την επικεφαλίδα.
3. Παραδίδει τα CS PDUs στην διεπαφή MAC SAP συσχετίζοντας τα με την υπηρεσία στην ομότιμη οντότητα.
4. Παραλαμβάνει CS PDUs από την ομότιμη οντότητα.
5. Επαναφέρει (προαιρετικά) τις συμπτυγμένες επικεφαλίδες

Όταν τα PDUs κατηγοριοποιηθούν και συσχετιστούν με συγκεκριμένες συνδέσεις πακετοποιούνται μέσα σε μονάδες SDUs (Service Data Units). Ο δείκτης επικεφαλίδας συμπτυσσόμενου φορτίου (payload header suppression index, PHSI), πρέπει να συμπεριλαμβάνεται όταν μια PHS έχει καθοριστεί για τη συγκεκριμένη σύνδεση. Η δομή ενός SDU δίνεται παρακάτω:



Σχήμα 1.13: Δομή του MAC SDU

Τόσο το υπόστρωμα σύγκλισης πακέτου, όσο και το υπόστρωμα σύγκλισης ATM ταξινομούν δεδομένα ανώτερων στρωμάτων. Αυτή η ταξινόμηση περιλαμβάνει τόσο τη διατήρηση της απαιτούμενης ποιότητας της υπηρεσίας (διατήρηση του QoS¹), όσο και τη συσχέτιση των δεδομένων του υποστρώματος MAC με μια συγκεκριμένη σύνδεση. Για την ταξινόμηση μπορεί να χρησιμοποιηθούν η διεύθυνση προορισμού MAC, η διεύθυνση πηγής MAC, ή και άλλες παράμετροι. Για παράδειγμα, όταν χρησιμοποιείται πρωτόκολλο IP, για την ταξινόμηση μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι επικεφαλίδες IP. Το αποτέλεσμα της διαδικασίας ταξινόμησης είναι το αναγνωριστικό της σύνδεσης ή ID της σύνδεσης. Το ID σύνδεσης μπορεί να θεωρηθεί ως ένα αναγνωριστικό σύνδεσης ακόμα και για κίνηση χωρίς σύνδεση (connection-less) όπως γίνεται στην περίπτωση του IP, επειδή λειτουργεί ως δείκτης για τον προορισμό και το είδος του περιεχομένου. Επίσης, χρησιμοποιείται για διάκριση πολλαπλών καναλιών uplink, όταν αυτά συσχετίζονται με το ίδιο κανάλι downlink. Στο πρωτόκολλο IEEE 802.16, το ID σύνδεσης αποτελείται από 16-bit, γεγονός που επιτρέπει την ύπαρξη 64K συνδέσεων σε κάθε κανάλι uplink ή downlink.

Η λειτουργία του υποστρώματος σύγκλισης μπορεί να αποδοθεί συνοπτικά όπως ακολουθεί. Το υπόστρωμα σύγκλισης ενός πομπού αφού λάβει ένα πακέτο από το ανώτερο επίπεδο, εφαρμόζει μια λίστα από κανόνες ταξινόμησης για να καθορίσει τη ροή υπηρεσιών, το ID της σύνδεσης, και το αν ή όχι έχει ενεργοποιηθεί η συμπίεση της επικεφαλίδας. Εάν η συμπίεση έχει ενεργοποιηθεί, η μονάδα του

¹ QoS: Quality of Service

πομπού συμπίεζει όλα τα bytes εκτός από αυτά που έχουν μάσκα. Το υπόστρωμα σύγκλισης στη συνέχεια εισάγει την πληροφορία της συμπίεσης στο πλαίσιο και στέλνει το μπλοκ των δεδομένων στο MAC SAP² για επιπλέον επεξεργασία. Όταν λαμβάνεται ένα πακέτο, η οντότητα λήψης εξετάζει την επικεφαλίδα MAC και καθορίζει το ID της σύνδεσης. Το υπόστρωμα σύγκλισης του δέκτη στη συνέχεια ανασυντάσσει το πακέτο.

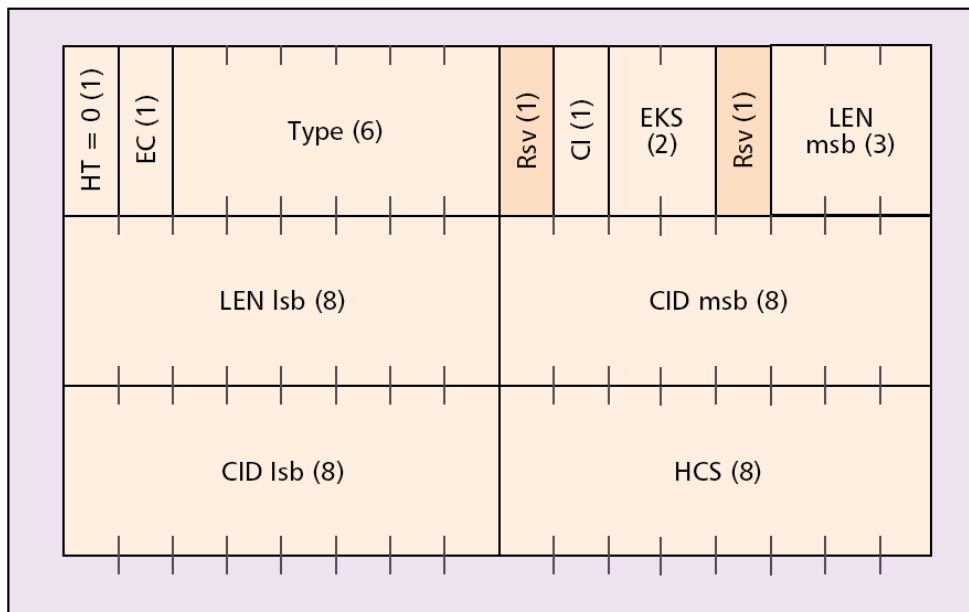
1.5.4 Υπόστρωμα Κοινού Τμήματος

Το υπόστρωμα κοινού τμήματος είναι το κύριο τμήμα του υποστρώματος MAC του πρωτοκόλλου IEEE 802.16. Καθορίζει το μηχανισμό πολλαπλής πρόσβασης. Στο downlink, ο σταθμός βάσης είναι ο μόνος πομπός. Για το λόγο αυτό, δεν απαιτείται ο συγχρονισμός των μεταδόσεων του με άλλους σταθμούς. Στο downlink ο σταθμός βάσης εκπέμπει προς όλους τους σταθμούς (broadcast). Οι σταθμοί ελέγχουν τη διεύθυνση των μηνυμάτων που έχουν λάβει και κρατούν μόνο όσα αναφέρονται σε αυτούς. Στο uplink, οι σταθμοί των χρηστών μοιράζονται το κανάλι. Τρεις είναι οι βασικές τεχνικές που χρησιμοποιούνται για να καθοριστεί το ποιος έχει το δικαίωμα εκπομπής – παροχή εύρους ζώνης χωρίς ζήτηση (unsolicited bandwidth grants), παροχή κατόπιν ζήτησης (polling), και διαδικασίες ανταγωνισμού (contention procedures). Η μέθοδος με την οποία διαμοιράζεται το κανάλι είναι δυναμική.

Πλαίσιο MAC

Ένα πλαίσιο MAC του IEEE 802.16 αποτελείται από τρία τμήματα - την επικεφαλίδα, το τμήμα του ωφέλιμου φορτίου (payload), και το τμήμα που αφορά την κωδικοποίηση CRC (cyclic redundancy code), με τα δυο τελευταία να είναι προαιρετικά. Η πληροφορία ωφέλιμου φορτίου δεν έχει σταθερό μήκος. Ορίζονται δυο τύποι επικεφαλίδων MAC – ο γενικός (generic) και ο εκείνος που αντιστοιχεί σε ένα αίτημα για εύρος ζώνης. Στο Σχήμα 1.14 που ακολουθεί, φαίνεται ο γενικός τύπος επικεφαλίδας [31].

² SAP: Service Access Point



Σχήμα 1.14: Generic MAC Header

Ο γενικός τύπος επικεφαλίδας χρησιμοποιείται όταν το τμήμα ωφέλιμου φορτίου περιέχει μηνύματα διαχείρισης του υποστρώματος MAC, ή δεδομένα από ανώτερα επίπεδα που πέρασαν από το υπόστρωμα σύγκλισης. Τα πλαίσια που ξεκινούν με αίτημα για εύρος ζώνης δεν έχουν τμήμα ωφέλιμου φορτίου και αναγνωρίζονται από τον τύπο της επικεφαλίδας τους. Ένα συγκεκριμένο ID σύνδεσης μπορεί να απαιτεί την προσάρτηση τμήματος CRC στο πλαίσιο.

Τεμαχισμός και Πακετάρισμα

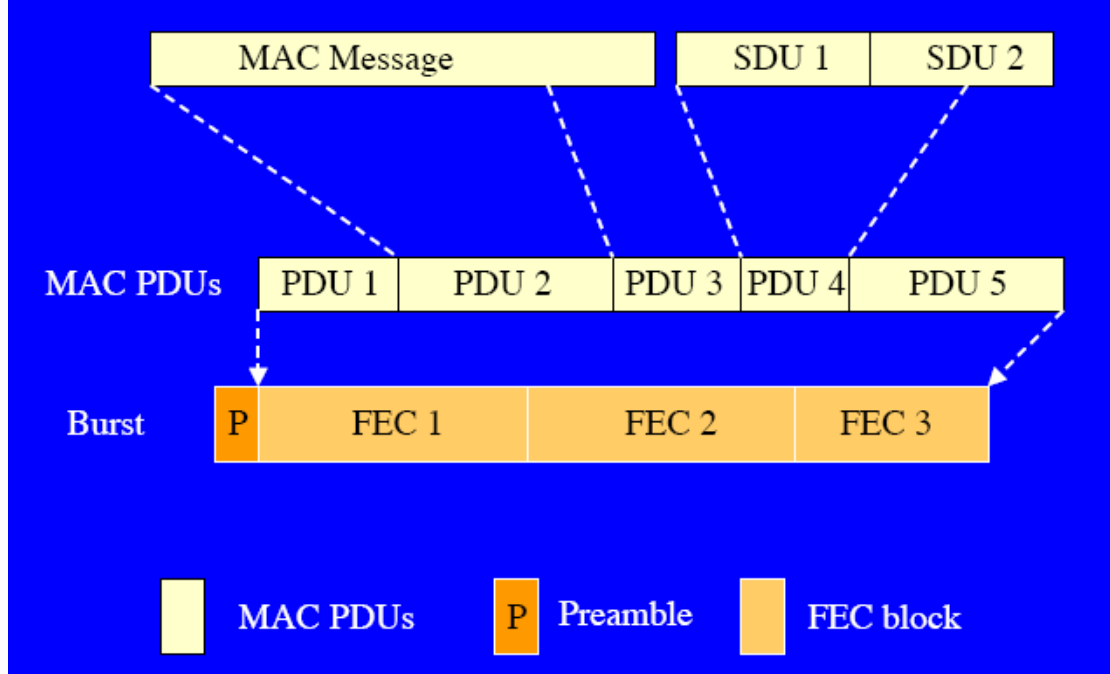
Σε μια μόνο μετάδοση είτε στο uplink είτε στο downlink μπορούν να συνενωθούν πολλαπλά πλαίσια MAC. Τα μηνύματα διαχείρισης MAC, τα δεδομένα των χρηστών καθώς και τα πλαίσια αίτησης εύρους ζώνης μπορεί να συνενωθούν στην ίδια μετάδοση.

Ο τεμαχισμός (*fragmentation*) και το πακετάρισμα (*packing*) είναι αντίστροφες διαδικασίες. Ο τεμαχισμός είναι η διαδικασία κατά την οποία ένα πλαίσιο MAC διαιρείται σε περισσότερα. Αυτή η διαδικασία επιτρέπει την αποδοτική χρήση του διαθέσιμου εύρους σε σχέση με τις απαιτήσεις του QoS. Κάθε πλαίσιο περιέχει έναν αύξοντα αριθμό, ο οποίος επιτρέπει στο δέκτη να ανακατασκευάσει τα αρχικά πλαίσια και να διαπιστώσει τυχόν απώλειες ενδιάμεσων πακέτων.

Η διαδικασία του πακεταρίσματος (packing) είναι αντίστροφη της διαδικασίας του τεμαχισμού. Εάν στο πλαίσιο MAC μιας σύνδεσης το bit πακεταρίσματος είναι ενεργοποιημένο, το MAC μπορεί να πακετάρει πολλαπλά πλαίσια σε ένα. Εάν δεν χρησιμοποιείται το πρωτόκολλο αυτόματης επανάληψης ARQ (Automatic Repeat reQuest), το πακετάρισμα σταθερού μήκους πλαισίων γίνεται με εύκολο τρόπο, επειδή η πλευρά του δέκτη μπορεί να ανακτήσει το περιεχόμενο των πακέτων εξετάζοντας το τμήμα μήκους (length field) που βρίσκεται στην επικεφαλίδα του MAC πλαισίου. Ωστόσο, όταν πακετάρονται πλαίσια μεταβλητού μήκους, υπάρχει η ανάγκη για σαφή καθορισμό της αρχής και του τέλους τους. Προς την κατεύθυνση αυτή, το MAC προσθέτει μια υπο-κεφαλίδα (sub header) σε κάθε πλαίσιο. Το τμήμα τύπου (type field) της επικεφαλίδας MAC υποδεικνύει την ύπαρξη υπο-κεφαλίδων πακεταρίσματος. Το πακετάρισμα πλαισίων σε συνδέσεις που χρησιμοποιούν πρωτόκολλο ARQ έχει πολλές ομοιότητες. Οι υπο-κεφαλίδες πακεταρίσματος χρησιμοποιούνται από το πρωτόκολλο ARQ για την αναγνώριση και επανεκπομπή των χαμένων πλαισίων.

Ο απώτερος στόχος του τεμαχισμού και του πακεταρίσματος είναι η αποδοτική χρήση της ασύρματης διεπαφής. Ο τεμαχισμός και το πακετάρισμα επίσης επιτρέπει στο υπόστρωμα MAC να μεταφέρει κίνηση ανώτερων στρωμάτων χωρίς να είναι γνωστή η δομή των μηνυμάτων που μεταφέρονται. Στο Σχήμα 1.15, φαίνεται η μετάδοση πλαισίων του υποστρώματος MAC.

MAC PDU Transmission



Σχήμα 1.15: Μετάδοση πλαισίων υποστρώματος MAC

Μηνύματα διαχείρισης

Τα μηνύματα διαχείρισης MAC χρησιμοποιούνται για την περιγραφή της άνω και της κάτω ζεύξης και για το χειρισμό της εμβέλειας, της πιστοποίησης και της μυστικότητας.

Για την περιγραφή της άνω και της κάτω ζεύξης, ο σταθμός βάσης μεταδίδει μηνύματα UCD (Uplink Channel Descriptor) και DCD (Downlink Channel Descriptor) αντίστοιχα κατά περιοδικό τρόπο, για να καθορίσει τα χαρακτηριστικά του φυσικού στρώματος των ζεύξεων αυτών. Τα μηνύματα UCD και DCD καθορίζουν το προφίλ εκρηκτικότητας που περιλαμβάνει το είδος της διαμόρφωσης, το είδος του κώδικα διόρθωσης λαθών, το μήκος της επικεφαλίδας, κτλ. Τα μηνύματα του χάρτη κάτω ζεύξης (DL-MAP), καθώς και αυτά του χάρτη άνω ζεύξης (UL-MAP) καθορίζουν τους χρόνους αρχής μετάδοσης του downlink και του uplink αντίστοιχα.

Μια επιπλέον λειτουργία διαχείρισης είναι και ο καθορισμός της εμβέλειας (ranging). Οι σταθμοί χρηστών μεταδίδουν αιτήσεις καθορισμού εμβέλειας (ranging requests) κατά την αρχικοποίηση της σύνδεσης και κατά τακτά χρονικά διαστήματα, κατόπιν αίτησης του σταθμού βάσης, για τον καθορισμό της ισχύος και της αλλαγής της εκρηκτικότητας της κίνησης. Για την αποδοτική υποστήριξη αυτών των διαδικασιών διαχείρισης, κατά την αρχικοποίηση ενός σταθμού χρήστη, εγκαθίστανται τρεις συνδέσεις διαχείρισης ανά κατεύθυνση μετάδοσης (downlink και uplink) ανάμεσα στους σταθμούς χρηστών και στο σταθμό βάσης. Αυτά τα αναγνωριστικά των συνδέσεων ανατακλούν το γεγονός της ύπαρξης τριών διαφορετικών τρόπων διαχείρισης της κίνησης για τα τρία διαφορετικά είδη QoS ανάμεσα στο σταθμό βάσης και στους σταθμούς χρηστών. Η βασική σύνδεση (basic connection) εγκαθίσταται κατά τη διάρκεια της αρχικής εγγραφής του σταθμού χρήστη και χρησιμοποιείται για μεταφορά μηνυμάτων διαχείρισης MAC με την ελάχιστη χρονική καθυστέρηση. Η πρωταρχική σύνδεση διαχείρισης (primary management connection) χρησιμοποιείται για την ανταλλαγή μεγαλύτερων μηνυμάτων διαχείρισης MAC, τα οποία έχουν μεγαλύτερη ανεκτικότητα στην καθυστέρηση. Τέλος, η δευτερεύουσα σύνδεση διαχείρισης (secondary management connection) χρησιμοποιείται για μηνύματα διαχείρισης βασισμένα σε συγκεκριμένα πρωτόκολλα (DHCP, TFTP, SNMP) με ανοχή στην καθυστέρηση.

1.5.5 Υπόστρωμα Ασφαλείας

Το υπόστρωμα ασφαλείας (Security Sublayer) παρέχει στους SSs του δικτύου την απαραίτητη ιδιωτικότητα (privacy). Αυτό το καταφέρνει με ένα πρωτόκολλο κρυπτογράφησης (encryption) της πληροφορίας ανάμεσα στον σταθμό βάσης και στους SSs.

Επίσης η ασφάλεια παρέχει λειτουργίες για την προστασία από παρέριακτους που προσπαθούν να “κλέψουν” την υπηρεσία. Ο σταθμός βάσης προστατεύει από μη εξουσιοδοτημένη πρόσβαση κρυπτογραφώντας τα δεδομένα που μεταδίδονται στο δίκτυο. Η μυστικότητα προϋποθέτει την ύπαρξη ενός πρωτοκόλλου επικυρωμένου κλειδιού μεταξύ του BS και του SS.

1.5.6 Κρυπτογράφηση (Encryption)

Το πρωτόκολλο κρυπτογράφησης καθορίζει: (1) μια ομάδα μέσω κρυπτογράφησης αποτελούμενη από αλγόριθμους κρυπτογράφησης των δεδομένων και επικύρωσης και (2) τους κανόνες για να εναποτίθενται αυτοί οι αλγόριθμοι σε ένα MAC PDU.

Οι αλγόριθμοι κρυπτογράφησης που χρησιμοποιούνται είναι δύο: ο DES (Data Encryption Standard, Πρότυπο Κωδικοποίησης Δεδομένων) και ο AES (Advanced Encryption Standard, Προχωρημένο Πρότυπο Κωδικοποίησης).

Ο αλγόριθμος DES ανήκει στην οικογένεια των συμμετρικών αλγορίθμων και χρησιμοποιεί ένα κλειδί 64 bits από τα οποία τα 56 χρησιμοποιούνται απευθείας για την κρυπτογράφηση. Τα υπόλοιπα 8 bits χρησιμοποιούνται για την ανίχνευση λαθών. Τα 8 αυτά bits κάνουν κάθε byte του κλειδιού να έχει μονή ισοτιμία. Ο αλγόριθμος τρέχει 16 φορές για να παράγει μια κρυπτογραφημένη πληροφορία. Έχει αποδειχθεί ότι ο αριθμός των τρεξιμάτων είναι εκθετικά ανάλογος με το χρόνο που χρειάζεται για να αποκρυπτογραφηθεί η πληροφορία. Κάθε νόμιμος χρήστης πρέπει να κατέχει το κλειδί για να μπορεί να αποκρυπτογραφήσει τα δεδομένα. Η επικεφαλίδα κάθε MAC PDU δεν κρυπτογραφείται.

Ο αλγόριθμος AES ήταν αποτέλεσμα μιας παγκόσμιας κλήσης από το Εθνικό Ινστιτούτο Προτύπων και Τεχνολογίας της αμερικάνικης κυβέρνησης (National Institute of Standards and Technology, NIST) το 1997, για την ανάγκη ενός δυνατού αλγορίθμου κρυπτογράφησης. Αναπτύχθηκε από δύο Βέλγους κρυπτογράφους, τον Vincent Rijment και τον Joan Daemen. Στη συνέχεια κρίθηκε ικανός για την κρυπτογράφηση απόρρητων δεδομένων της αμερικάνικης κυβέρνησης. Ο αλγόριθμος χρησιμοποιεί ένα από τρία κλειδιά των 128 bits, 192 bits ή 256 bits. Κάθε κλειδί οδηγεί τον αλγόριθμο να συμπεριφέρεται διαφορετικά και κατά συνέπεια στην πολυπλοκότητα αλλά και στη δύσκολη αποκρυπτογράφηση των δεδομένων.

Ανάμεσα στο σταθμό βάσης και στους SSs υπάρχουν συνδέσεις ασφαλείας (Security Associations, SS) για να παρέχουν τις υπηρεσίες της επικύρωσης (authentication), αν δηλαδή ένας SS είναι εξουσιοδοτημένος για να έχει πρόσβαση στα δεδομένα. Υπάρχουν τρεις τύποι τέτοιων συνδέσεων: η αρχική (primary), η οποία δημιουργείται από έναν SSs στην φάση αρχικοποίησης του, η στατική (static) που λειτουργεί στο σταθμό βάσης και η δυναμική (dynamic) η οποία δημιουργείται και

εξαλείφεται στο ασύρματο μέσο για την αρχικοποίηση και τη λήξη συγκεκριμένων υπηρεσιών. Στις συνδέσεις αυτές υπάρχει και η πληροφορία αν χρησιμοποιείται αποκρυπτογράφηση των δεδομένων, για το ποιος αλγόριθμος χρησιμοποιείται αλλά και ο τύπος επικύρωσης. Αν σε μια σύνδεση υπάρχει το αναγνωριστικό 0x01 αυτό σημαίνει ότι χρησιμοποιείται ο τύπος CBC και ο αλγόριθμος DES. Αντίθετα αν υπάρχει το αναγνωριστικό 0x02 τότε χρησιμοποιείται ο τύπος CCM και ο αλγόριθμος AES.

1.5.7 Πρωτόκολλο διαχείρισης κλειδιού

Το πρωτόκολλο διαχείρισης κλειδιού εξασφαλίζει την ασφαλή διανομή του κλειδιού ανάμεσα στον σταθμό βάσης και στον SS. Διαμέσου αυτού του πρωτοκόλλου διαχείρισης ο σταθμός βάσης και ο SS συγχρονίζονται για τη μεταφορά των δεδομένων που αφορούν το κλειδί κρυπτογράφησης ενώ ο σταθμός βάσης χρησιμοποιεί το πρωτόκολλο για να εξασφαλίσει επίσης τη νόμιμη πρόσβαση σε υπηρεσίες που προσφέρει το δίκτυο.

Χρησιμοποιώντας αυτό το πρωτόκολλο ο SS αποκτά εξουσιοδότηση (authorization) και απόκτηση δεδομένων που αφορούν το κλειδί αλλά και περιοδικά ζητά επανεξουσιοδότηση (reauthorization) και ανανέωση των πληροφοριών που έχει για το κλειδί.

Η εξουσιοδότηση ελέγχεται από τη μηχανή καταστάσεων εξουσιοδότησης (authorization state machine) και περιλαμβάνει τις ακόλουθες λειτουργίες:

- Ο σταθμός βάσης επικυρώνει (authenticate) την ταυτότητα του SS.
- Ο σταθμός βάσης παρέχει στον επικυρωμένο SS ένα κλειδί εξουσιοδότησης (Authorization Key, AK) στο οποίο περιλαμβάνεται ένα κλειδί αποκρυπτογράφησης (Key Encryption Key, KAK) και κλειδιά αυθεντικότητας (authentication) μηνύματος.
- Ο σταθμός παρέχει στον επικυρωμένο SS τις ταυτότητες και τις ιδιότητες των αρχικών και στατικών συνδέσεων ασφαλείας (security associations) για τις οποίες ο SS είναι εξουσιοδοτημένος να αποκτήσει πληροφορίες για τα κλειδιά τους.

Μετά την αρχική εξουσιοδότηση ο SS ζητά περιοδικά επανεξουσιοδότηση η οποία λαμβάνει χώρα και αυτή στη μηχανή καταστάσεων εξουσιοδότησης.

1.5.8 Ασφάλεια – Διαχείριση Ασφάλειας

Την ασφαλή μετάδοση των δεδομένων στο WiMAX, όπως περιγράψαμε στην προηγούμενη ενότητα, αναλαμβάνει ο αλγόριθμος κρυπτογράφησης DES (Data Encryption Standard, Πρότυπο Κωδικοποίησης Δεδομένων) ή ο αλγόριθμος κρυπτογράφησης AES (Advanced Encryption Standard, Προχωρημένο Πρότυπο Κωδικοποίησης), ανάλογα με την πληροφορία που πρόκειται να κρυπτογραφηθεί.

Ο αλγόριθμος DES αναπτύχθηκε το 1970 από τον NIST. Η βασική ιδέα ήταν η ανάπτυξη ενός αλγόριθμου κρυπτογράφησης που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί (και να βελτιωθεί) από διάφορες εταιρείες ή οργανισμούς. Η αδυναμία του όμως να κρυπτογραφήσει πληροφορίες υψίστης σημασίας, αφού με τη χρήση ενός σύγχρονου υπολογιστή μπορεί να παραβιαστεί σχετικά εύκολα, οδήγησε το 1997 στην ανάπτυξη του AES που είναι ένας πιο βαρύν αλγόριθμος και το 2000 στην χρησιμοποίηση του για την κρυπτογράφηση απόρρητων πληροφοριών.

Στο μεταξύ, εφαρμόζοντας διάφορες τεχνικές επάνω στον DES, μπορούμε να αυξήσουμε σημαντικά την ασφάλειά του. Σε μια παραλλαγή του αλγορίθμου DES, τον Triple DES, που είναι και ο πιο συχνά χρησιμοποιούμενος σήμερα στα συστήματα 802.16, το μήνυμα κωδικοποιείται τρεις φορές, με τρία διαφορετικά κλειδιά.

1.5.9 Συγχρονισμός (Synchronization)

Για την πραγματοποίηση των λειτουργιών FDD και TDD προτείνεται (αλλά δεν απαιτείται), όλοι οι BSs να είναι συγχρονισμένοι σε ένα κοινό σήμα ρολογιού. Σε περίπτωση που ένας BS χάσει αυτό το σήμα ρολογιού, πρέπει να συνεχίσει να λειτουργεί και να επαναπροσδιορίσει το ρολόι του όταν ανακτήσει και πάλι το σήμα. Οι προδιαγραφές συγχρονισμού προϋποθέτουν 1 παλμό ρολογιού ανά δευτερόλεπτο (1 pulse per second, 1 pps) σε συχνότητα 10 MHz. Αυτού του είδους οι παλμοί μπορούν να παραχθούν από ένα δέκτη “Παγκόσμιου Συστήματος Θέσης” (Global Positioning System, GPS).

Επίσης για κάθε τύπο πολυπλεξίας, όλοι οι SSs πρέπει να προσαρμόζουν το ρολόι τους έτσι ώστε οι χρόνοι άφιξης όλων των συμβόλων OFDMA της ανερχόμενης ζεύξης να συμπίπτουν στον BS όχι περισσότερο από $\pm 25\%$ του

ελάχιστου διαστήματος φύλαξης (μεταξύ υποπλαισίων ανερχόμενης και κατερχόμενης ζεύξης).

1.5.10 Έλεγχος ισχύος (Power Control)

Ένας αλγόριθμος ελέγχου ισχύος πρέπει να υποστηρίζεται στην ανερχόμενη ζεύξη, με την παράλληλη χρησιμοποίηση διαδικασιών αρχικής διαβαθμοποίησης (calibration) και περιοδικής προσαρμογής χωρίς να χάνονται δεδομένα. Ο σταθμός βάσης πρέπει να είναι σε θέση να προσφέρει επακριβείς μετρήσεις της ισχύος του σήματος που λαμβάνει. Αυτή η τιμή μπορεί στη συνέχεια να συγκριθεί με μια τιμή αναφοράς και το σφάλμα του αποτελέσματος να σταλθεί πίσω στον SS διαμέσου ενός μηνύματος διαβαθμοποίησης που προέρχεται από το MAC. Ο αλγόριθμος ελέγχου ισχύος σχεδιάζεται έτσι ώστε να υποστηρίζει εξασθένηση της ισχύος με την απόσταση ή αυξομείωσή της, με ρυθμούς περίπου 30 dB/s με βάθος τουλάχιστον 10dB σε δίκτυα με σταθερούς σταθμούς.

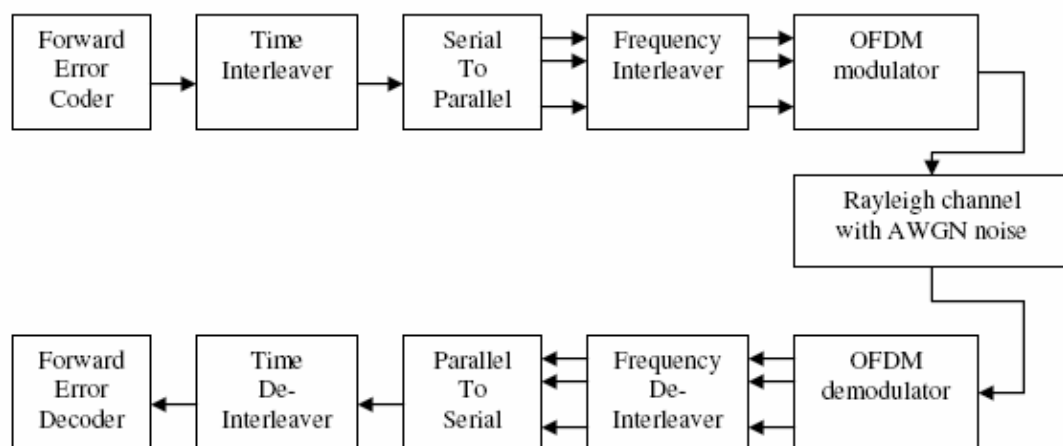
Κεφάλαιο 2^ο

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

Εισαγωγή

Το φυσικό στρώμα μετάδοσης του WiMAX στηρίζεται στην τεχνική OFDM (**orthogonal frequency division multiplexing**). Πρόκειται για ένα τρόπο μετάδοσης υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων, βίντεο, και multimedia εφαρμογών το οποίο χρησιμοποιείται σε πληθώρα σύγχρονων εμπορικών ευρυζωνικών συστημάτων (DSL, Wi-Fi, DVB-H, MediaFLO). Γενικά, το OFDM είναι μια κομψή και αποτελεσματική τεχνική, ιδανική για μετάδοση υψηλών ταχυτήτων σε NLOS (non-line of sight) ζεύξεις και πολυδιαδρομικό περιβάλλον μετάδοσης.

Το OFDM ανηκεί στην οικογένεια τεχνικών μετάδοσης της πολυφέρουσας διαμόρφωσης (**multicarrier modulation**) η οποία βασίζεται στην ιδέα διαμελισμού ενός υψηλού ρυθμού μετάδοσης σε πολλοπλούς παράλληλους, χαμηλότερης ταχύτητας ρυθμούς (streams), καθένας από τους οποίους μεταφέρεται σε ξεχωριστό φέρον (υποφέρον). Γενικά, η μελέτη των πολυφέροντων συστημάτων άρχισε την δεκαετία του '60 με σκοπό την λειτουργία τους σε στρατιωτικές εφαρμογές.



Σχήμα 2.1 Μπλόκ διάγραμμα ενός απλού συστήματος OFDM

2.1 Διαμόρφωση Πολλαπλών Φερόντων (Multicarrier Modulation)

Η βασική ιδέα της διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων είναι σχετικά απλή και ακολουθεί τις προσδοκίες για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και κανάλια απαλλαγμένα από διασυμβολική παρεμβολή (ISI-free channels). Προκειμένου να έχουμε ένα κανάλι απαλλαγμένο από διασυμβολική παρεμβολή λόγω πολλαπλών διαδρομών μετάδοσης (ISI-Intersymbol Interference from multipath) πρέπει ο χρόνος συμβόλου (symbol time) T_s να είναι μεγαλύτερος, συχνά σημαντικά μεγαλύτερος, από την χρονική εξάπλωση (delay spread) του καναλιού, που εκφράζεται με τον όρο τ . Τα ψηφιακά επικοινωνιακά συστήματα απλά δεν μπορούν να λειτουργήσουν παρουσία του ISI αφού όσο το delay spread πλησιάζει τη χρονική διάρκεια συμβόλου τόσο ο ρυθμός λαθών bit αυξάνει. Όπως σημειώθηκε προηγουμένως, για ευρείας ζώνης δίκτυα, που χρειάζεται να παρέχουν υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων, ο επιθυμητός χρόνος συμβόλου είναι συνήθως πολύ μικρότερος από την εξάπλωση της χρονοκαθυστέρησης, έτσι η παρεμβολή του ISI είναι δριμύτατη.

Προκειμένου να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα, η διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων διασπά την ροή υψηλών ρυθμών μεταφοράς bit σε L μικρότερα, όπου $T_s/L \gg \tau$ και γι' αυτό τον λόγο η λήψη γίνεται χωρίς ISI. Οι ανεξάρτητες ροές χαμηλών ρυθμών μπορούν τότε να σταλούν με L παράλληλα υπο-κανάλια, διατηρώντας τον συνολικό επιθυμητό ρυθμό μετάδοσης πληροφοριών (data rate).

Τυπικά τα υπο-κανάλια βρίσκονται ορθογωνικά υπό ιδανικές συνθήκες μετάδοσης. Αυτό επιτυγχάνεται στους multicarrier διαμορφωτές με τη χρήση ορθογωνικής συχνότητας πολλαπλής διαίρεσης (OFDM). Ο ρυθμός μετάδοσης σε κάθε ένα από τα υπο-κανάλια είναι πολύ μικρότερος από τον συνολικό ρυθμό μετάδοσης, έτσι ώστε το αντίστοιχο εύρος ζώνης του υπο-καναλιού να είναι πολύ μικρότερο από το εύρος ζώνης του όλου συστήματος. Ο αριθμός των υπο-καναλιών επιλέγεται ώστε να εξασφαλίζει ότι κάθε υπο-κανάλι έχει εύρος ζώνης μικρότερο από το συνολικό εύρος ζώνης του καναλιού και έτσι τα υπο-κανάλια να υφίστανται συγκριτικά επίπεδη εξασθένιση (flat fading).

Έτσι, το ISI σε κάθε υπο-κανάλι είναι μικρό. Επιπλέον, στην ψηφιακή εφαρμογή του OFDM, το ISI μπορεί να εξαλειφθεί μέσω της χρήσης του κυκλικού προθέματος (cyclic prefix –CP).

Στην απλούστερη μορφή της η διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων διαιρεί το εύρος των εισερχόμενων ροών δεδομένων σε L υπο-ροές στενής ζώνης, κάθε μία από τις οποίες εκπέμπεται πάνω από μία διαφορετική ορθογωνική συχνότητα υπο-καναλιού. Στο παρακάτω παράδειγμα, ο αριθμός των υπο-ροών L είναι επιλεγμένος ώστε η χρονική διάρκεια του συμβόλου σε κάθε υπο-ροή να είναι πολύ μεγαλύτερη από την εξάπλωση της χρονοκαθυστέρησης του καναλιού ή εξίσου να φτιάχνει το εύρος της υπο-ροής μικρότερο από το συνολικό εύρος του καναλιού. Αυτό διασφαλίζει ότι οι υπο-ροές δεν θα υποστούν διασυμβολική παρεμβολή ISI.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 2.1

Ένα ευρείας ζώνης ασύρματο κανάλι έχει χρονοκαθυστέρηση εξάπλωσης (delay spread) $\tau = 1\mu\text{sec}$. Εμείς θεωρούμε προκειμένου να μην έχουμε ISI, $T \geq 10\tau$.

1. Ποιό είναι το μέγιστο επιτρεπόμενο εύρος του κάθε υποφέροντος?
2. Αν η διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων χρησιμοποιεί 5MHz εύρος, ποιος είναι ο απαιτούμενος αριθμός υπο-φερόντων που πρέπει να χρησιμοποιηθεί?

Απ. 1^η : Αν θεωρήσουμε $T = 10 \tau$ με σκοπό να μην υπάρχει ISI, το μέγιστο εύρος φάσματος κάθε υποφέροντος θα πρέπει να είναι $1/T = 0.1/\tau = 100\text{KHz}$.

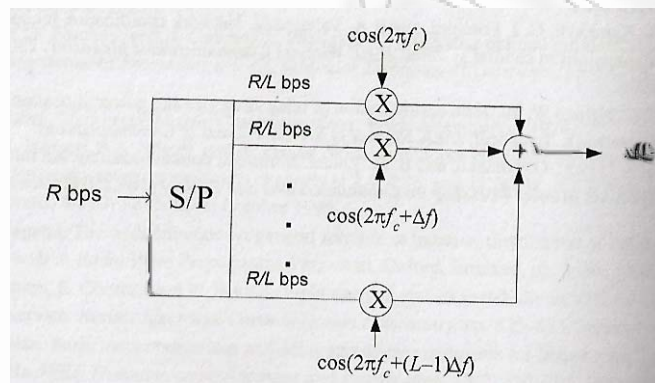
Απ. 2^η : Αν η διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων έχει συνολική χρονική διάρκεια συμβόλου (OFDM Symbol Time) $T = LT_s$, ο χρόνος πρέπει να είναι το 10% από την χρονοκαθυστέρηση εξάπλωσης, επομένως: $(LT_s)^{-1} = 100 \text{ KHz}$. Επειδή όμως το συνολικό φάσμα είναι 5 MHz, έχουμε $(T_s)^{-1} = 5\text{MHz}$. Ως εκ τούτου, θα πρέπει $L \geq 50$ ώστε τα υποφέροντα που χρησιμοποιούνται να έχουν αμελητέα ISI.

Το μοντέλο ενός πολλαπλού φέροντος πομπού και δέκτη δίνεται στο σχήμα 2.2, 2.3, και 2.4. Ουσιαστικά, ένα σήμα υψηλού ρυθμού μετάδοσης με ρυθμό R bps και με ζωνοπερατό εύρος (passband bandwidth) B σπάει σε L παράλληλες υπο-ροές, κάθε μία με ρυθμό R/L και ζωνοπερατό εύρος B/L . Αφού περάσει από το κανάλι $H(f)$, το λαμβανόμενο σήμα θα εμφανιστεί όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4, όπου έχουμε υποθέσει για απλούστευση ότι η μορφή του παλμού επιτρέπει μια τέλεια φασματική μορφή έτσι ώστε να μην επικαλύπτεται το ένα υπο-φέρον με άλλο.

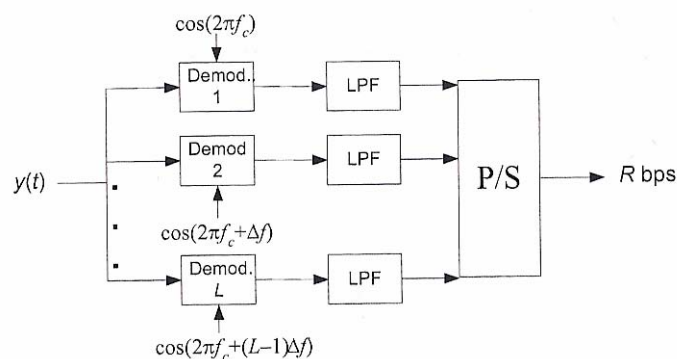
Όσο ο αριθμός των υπο-φερόντων είναι επαρκώς μεγάλος ώστε να επιτρέπει στο εύρος του υπο-φέροντος να είναι πολύ μικρότερο από το συνολικό εύρος και αυτό ορίζεται ως $B/L \leq B_c$, τότε μπορεί να βεβαιωθεί ότι κάθε υπο-φέρον υφίσταται

κατά προσέγγιση επίπεδη εξασθένιση. Τότε, το κοινό ορθογωνικό σήμα μπορεί να ανιχνευθεί ατομικά, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3. Γι' αυτό τον λόγο, η τεχνική των πολλαπλών φερόντων έχει μια ενδιαφέρουσα ερμηνεία ταυτόχρονα στην περιοχή του χρόνου και της συχνότητας.

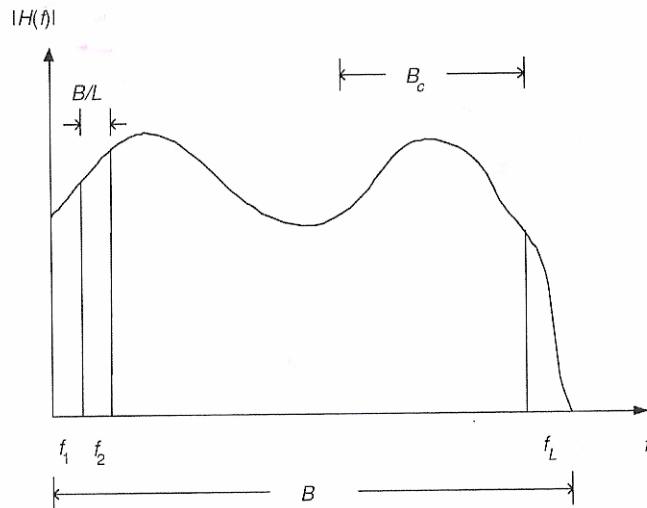
Στην περιοχή του χρόνου, η διάρκεια του συμβόλου σε κάθε υπο-φέρον έχει αυξηθεί σε $T = LT_s$, έτσι αφήνοντας το L να αυξηθεί διασφαλίζεται ότι η διάρκεια συμβόλου ξεπερνάει την εξάπλωση χρονοκαθυστερήσης του καναλιού (channel delay spread), δηλαδή $T \geq \tau$, το οποίο είναι απαραίτητο για να έχουμε ISI-free επικοινωνία. Στην περιοχή της συχνότητας το υπο-φέρον έχει εύρος $B/L \leq B_c$, το οποίο διασφαλίζοντας πολύ μικρή εξασθένιση η περιοχή της συχνότητας ισούται με ISI-free επικοινωνία, δηλαδή χωρίς διασυμβολική παρεμβολή.



Σχήμα 2.2 Ένας θεμελιώδης πολυφέρων μεταδότης: μία ροή υψηλού ρυθμού R bps σπάει σε L παράλληλες ροές, κάθε μια με R/L και μετά πολλαπλασιαζόμενες με διαφορετικού φέροντος συχνότητες.



Σχήμα 2.3 Θεμελιώδης πολυφέρων δέκτης: κάθε υπο-φέρον αποκωδικοποιείται ξεχωριστά, απαιτώντας L ανεξάρτητους δέκτες.



Σχήμα 2.4 Το μεταδιδόμενο που-φέρων σήμα βιώνει κατά προσέγγιση επίπεδη εξασθένιση σε κάθε υποκανάλι, αφού $B/L \gg B_c$, παρόλο που το συνολικό κανάλι βιώνει επιλεκτικής-συχνότητας εξασθένιση: $B > B_c$

Παρόλο που αυτός ο απλός τρόπος διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων είναι εύκολος στην κατανόηση, έχει αρκετά σημαντικά ελαττώματα. Πρωταρχικά, σε μια πραγματική εφαρμογή, ένας μεγάλος αριθμός υπο-φερόντων θα έχει επίπτωση αφού τα υπο-φέροντα δεν μπορούν να έχουν τέλεια σχήματα τετραγωνικών παλμών και ακόμη είναι χρονικά περιορισμένα.

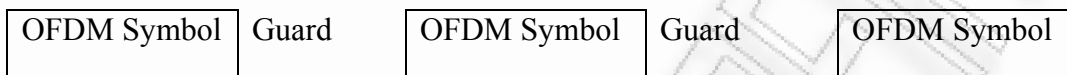
Επιπλέον, πολύ υψηλής ποιότητας (και γι' αυτό τον λόγο ακριβά) χαμηλοπερατά φίλτρα απαιτούνται για να συντηρηθεί η ορθογωνικότητα των υπο-φερόντων στον δέκτη. Αυτή η μελέτη απαιτεί το L ανεξάρτητο από τις μονάδες των RF και από τα μονοπάτια της αποδιαμόρφωσης. Στην ενότητα 2.2 δείχνουμε τον τρόπο με τον οποίο το OFDM ξεπερνά αυτά τα μειονεκτήματα.

2.2. Βασικές αρχές του OFDM

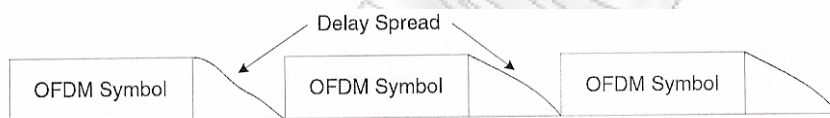
Προκειμένου να ξεπεράσουμε αποθαρρυντικά υψηλές απαιτήσεις για L RF ραδιοκύματα και στον πομπό και στον δέκτη, το OFDM χρησιμοποιεί μια αποτελεσματική υπολογιστική τεχνική – τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier (DFT) - η οποία υλοποιείται στην πράξη με μία υψηλά αποδοτική τεχνική γνωστή κοινώς ως «γρήγορος μετασχηματισμός Fourier» (Fast Fourier Transform –FFT). Το FFT και ο αντίστροφός της IFFT μπορούν να δημιουργήσουν πολυπληθή ορθογωνικά υπο-φέροντα χρησιμοποιώντας ένα μόνο ραδιοκύμα.

2.2.1. Μπλοκ (Block) μετάδοσης με διάστημα φύλαξης

Αρχικά ομαδοποιήθηκαν L δεδομένα συμβόλων μέσα σε ένα block γνωστό ως OFDM σύμβολο. Ένα OFDM σύμβολο διαρκεί για ένα διάστημα T δευτερολέπτων, όπου $T=LT_s$. Προκειμένου να κρατηθεί κάθε OFDM σύμβολο ανεξάρτητο από τα άλλα, αφού διαπεραστεί ένα ασύρματο κανάλι, είναι απαραίτητο να εισαχθεί ένας χρόνος φύλαξης (guard time) μεταξύ των OFDM συμβόλων.



Με αυτόν τον τρόπο, αφού λάβουμε μια σειρά από OFDM σύμβολα, όσο ο χρόνος φύλαξης T_g είναι μεγαλύτερος από την εξάπλωση χρονοκαθυστερήσης τ του καναλιού, τα OFDM σύμβολα δεν θα παρεμβάλλονται μεταξύ τους.



Οι OFDM μεταδόσεις επιτρέπουν την διασυμβολική παρεμβολή διαμέσου ενός OFDM συμβόλου, αλλά περιέχοντας ένα ικανοποιητικά μεγάλο διάστημα φύλαξης είναι πιθανό να εγγυηθεί ότι δεν θα υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των διαδοχικών OFDM συμβόλων.

2.2.2 Κυκλική συνέλιξη και DFT

Εδώ τα διαδοχικά OFDM σύμβολα δίδονται ορθογωνικά με ένα διάστημα φύλαξης. Το επόμενο θέμα είναι να επιχειρηθεί η αφαίρεση της διασυμβολικής παρεμβολής μέσα από ένα OFDM σύμβολο. Όταν μια ροή δεδομένων $x[n]$ στέλνεται διαμέσου ενός γραμμικού χρονικά αμετάβλητου FIR (Finite Impulse Response) καναλιού $h[n]$, το εξερχόμενο είναι η γραμμική συνέλιξη από το εισερχόμενο και το κανάλι, $y[n] = x[n] * h[n]$. Αποδεικνύεται ότι με την προσθήκη ενός κυκλικού προθέματος, η $x[n]$ εμφανίζεται με περίοδο L και τότε η γραμμική συνέλιξη με το κανάλι εμφανίζεται (αφού πετάξουμε τα δεδομένα του κυκλικού προθέματος) σαν κυκλική συνέλιξη, όπου:

$$y[n] = x[n] \circledast h[n] = h[n] \circledast x[n] \quad (2.1)$$

και η κυκλική συνέλιξη ορίζεται ως:

$$x[n] \circledast h[n] = h[n] \circledast x[n] \triangleq \sum_{k=0}^{L-1} h[k]x[n-k] \quad (2.2)$$

Σε αυτήν την περίπτωση, που το σήμα λήψης δίνεται από τη κυκλική συνέλιξη του σήματος εκπομπής με την κρουστική απόκριση του καναλιού, η έξοδος του DFT στο δέκτη, δίνει

$$\text{DFT}\{y(n)\} = \text{DFT}\{h(n) \circledast x(n)\}, \quad (2.3)$$

το οποίο μεταφέρεται στο πεδίο της συχνότητας:

$$Y[m] = H[m] \cdot X[m] \quad (2.4)$$

Σημειώνεται ότι η κυκλική συνέλιξη που πραγματοποιείται στο πεδίο του χρόνου ισοδυναμεί με απλό πολλαπλασιασμό στο πεδίο της συχνότητας. Το L σημείο στο DTF ορίζεται ως:

$$\text{DFT}\{x[n]\} = X[m] \triangleq \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{L-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi n m}{L}}, \quad (2.5)$$

Ο ανάστροφος μετασχηματισμός DTF ορίζεται ως:

$$\text{IDTF}\{X[m]\} = x[n] \triangleq \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{m=0}^{L-1} X[m] e^{-j \frac{2\pi n m}{L}}, \quad (2.6)$$

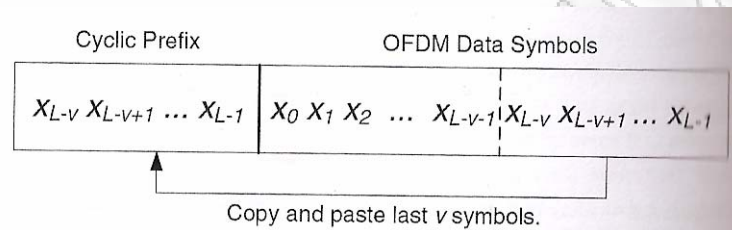
Η (2.4) περιγράφει ένα ISI free κανάλι στην περιοχή της συχνότητας, όπου κάθε εισερχόμενο σύμβολο, $X[m]$ απλά πολλαπλασιάζεται με την τιμή $H[m]$. Έτσι, αν γνωρίζουμε ή μπορούμε να εκτιμήσουμε στον δέκτη την απόκριση συχνότητας του καναλιού στη συχνότητα m , είναι εύκολο να ανακτήσουμε το εισερχόμενο σύμβολο απλά υπολογίζοντας :

$$\hat{X}[m] = \frac{Y[m]}{H[m]} \quad (2.7)$$

Επομένως, η μετάδοση OFDM στηρίζεται στην ικανότητα να μετατρέψουμε τη γραμμική συνέλιξη του σήματος εκπομπής με το κανάλι σε ισοδύναμη κυκλική συνέλιξη. Αυτή η κυκλική συνέλιξη επιτυγχάνεται προσθέτοντας ένα συγκεκριμένο πρόθεμα, το λεγόμενο κυκλικό πρόθεμα (CP) μπροστά στο μεταδιδόμενο αρχικό μήνυμα.

2.2.3 Το κυκλικό πρόθεμα

Το κλειδί στην επιτυχία μιας πραγματικής εφαρμογής OFDM είναι η χρήση του FFT αλγόριθμου, ο οποίος έχει χαμηλή πολυπλοκότητα. Προκειμένου να δημιουργήσει το IFFT/FFT ένα κανάλι ελεύθερο από διασυμβολική παρεμβολή, το κανάλι πρέπει να εμφανίζεται έτσι ώστε να παρέχει μια κυκλική συνέλιξη, όπως φαίνεται στο διάγραμμα 2.5.



Σχήμα 2.5 Το OFDM κυκλικό πρόθεμα

Προσθέτοντας το κυκλικό πρόθεμα στο μεταδιδόμενο σήμα, όπως φαίνεται στο διάγραμμα 2.5, δημιουργείται ένα σήμα που φαίνεται να είναι της μορφής $x[n]_L$, και έτσι να έχουμε $y[n] = x[n] \otimes h[n]$.

Ας δούμε με λεπτομέρεια τον τρόπο λειτουργίας. Αν η μέγιστη καθυστέρηση καναλικής διασποράς έχει διάρκεια όσο $v+1$ δειγμάτων, προσθέτοντας ένα εύρος φύλαξης τουλάχιστον v δειγμάτων μεταξύ των OFDM συμβόλων, τότε κάθε OFDM σύμβολο που λαμβάνεται θα είναι ανεξάρτητο από αυτά που προηγούνται ή ακολουθούν και έτσι μόνο ένα μοναδικό OFDM σύμβολο μπορεί να ληφθεί υπόψη.

Ξαναπαρουσιάζουμε ένα τέτοιο OFDM σύμβολο στον χώρο του χρόνου όσο το μήκος L διανύσματος δίνει το παρακάτω:

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_L] \quad (2.8)$$

Όταν εφαρμόσουμε ένα κυκλικό πρόθεμα μήκους v , το μεταδιδόμενο σήμα είναι:

$$x_{cp} = [\underbrace{x_{L-v}, x_{L-v+1}, \dots, x_{L-1}}_{\text{Cyclic Prefix}}, \underbrace{x_0, x_1, \dots, x_{L-1}}_{\text{Original Data}}] \quad (2.9)$$

Cyclic Prefix

Original Data

Αυτό που εξάγεται από το κανάλι είναι εξ ορισμού $Y_{cp} = h * x_{cp}$, όπου h είναι το μήκος $v+1$ διανύσματος που περιγράφει την κρουστική απόκριση του

καναλιού κατά την διάρκεια του OFDM συμβόλου. Το εξερχόμενο Y_{cp} έχει $(L + v) + (v+1) - 1 = L + 2v$ δείγματα. Τα πρώτα v δείγματα του Y_{cp} περιέχουν παρεμβολή από το προηγούμενο OFDM σύμβολο και έτσι παραμερίζονται. Τα τελευταία v δείγματα διασκορπίζονται (disperse) στα διαδοχικά OFDM σύμβολα. Αυτό αφήνει τόσα L δείγματα όσα χρειάζονται για ένα επιθυμητό εξαγόμενο y , το οποίο είναι ακριβώς αυτό που απαιτείται για να ανακτηθούν τα L πληροφοριακά σύμβολα που βρίσκονται μέσα στον όρο x .

Ο στόχος μας είναι αυτά τα L δείγματα του y να είναι ίσα με $y = h \otimes x$. Πολλαπλές αποδείξεις είναι πιθανές: ενστικτωδώς διαλέγουμε ένα απλό εισαγωγικό επιχειρήμα. Έστω ότι y_0 , το πρώτο στοιχείο στο y . Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6 έχοντας το κυκλικό πρόθεμα, το y_0 εξαρτάται από το x_0 και οι κυκλικές τιμές $x_{L-v} \dots x_{L-1}$. Έτσι έχουμε :

$$\begin{aligned}
 y_0 &= h_0 x_0 + h_1 x_{L-1} + \dots + h_v x_{L-v} \\
 y_1 &= h_0 x_1 + h_1 x_0 + \dots + h_v x_{L-v+1} \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 y_{L-1} &= h_0 x_{L-1} + h_1 x_{L-2} + \dots + h_v x_{L-v+1}
 \end{aligned}
 \tag{2.10}$$

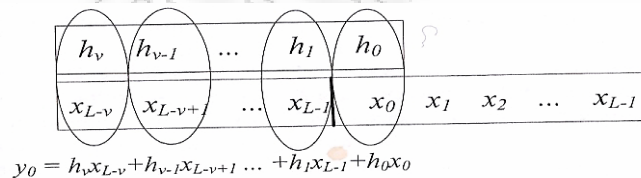
Ύστερα από έλεγχο στην εξίσωση (2.2) βλέπουμε ότι αυτό ακριβώς είναι το αποτέλεσμα της τιμής της y_0, y_1, \dots, y_{L-1} , αποτέλεσμα από $y = x \otimes h$. Γι' αυτό στη διαδικασία μίμησης μίας κυκλικής συνέλιξης, ένα κυκλικό πρόθεμα το οποίο είναι τουλάχιστον τόσο μακρύ σε διάρκεια, όσο η διάρκεια του καναλιού επιτρέπει στην έξοδο (y) του καναλιού να διασπάται, σε απλούς πολλαπλασιασμούς, ανταπόκρισης συχνότητας του καναλιού $H = \text{DFT}\{h\}$ και σε περιοχή συχνότητας εισόδου του καναλιού $X = \text{DFT}\{x\}$.

Το κυκλικό πρόθεμα παρόλο που είναι απλό δεν είναι εντελώς αποδεσμευμένο. Συνοδεύεται ταυτόχρονα με ένα εύρος και μια δυναμική λάθους. Αφού τα πλεονάζοντα v σύμβολα στέλνονται, το απαιτούμενο εύρος για το OFDM αυξάνεται από B σε $(L + v/L)B$. Παρομοίως ένα επιπρόσθετο v σύμβολο πρέπει να υπολογίζεται

στην συνολική ισχύ μετάδοσης. Γι' αυτόν το λόγο το κυκλικό πρόθεμα μεταφέρει πλεονάζουσα ισχύ της τάξεως $10\log_{10}(L+v/L)$ dB επιβαρύνοντας το εύρος. Περιληπτικά, η χρήση του κυκλικού προθέματος συνεπάγεται ότι οι απώλειες ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και ισχύος εκφράζονται με: $\text{Rate Loss} = \text{Power Loss} = \frac{v}{L+v}$.

Η περιττή ισχύς έχει αυξημένη επίδραση σε ένα ασύρματο σύστημα περιορισμένης παρεμβολής, γιατί προκαλεί παρεμβολές στους γύρω χρήστες. Ένας τρόπος για να μειωθεί η περιττή μεταδιδόμενη ισχύ σημειώνεται λίγο παρακάτω ως «εναλλακτικό πρόθεμα (Alternative prefix)».

Σημειώνεται για το $L \gg v$, η δυσλειτουργία λόγω του κυκλικού προθέματος, μπορεί να γίνει μικρότερη αυξάνοντας τον αριθμό των υπο-φερόντων (subcarriers). Ωστόσο, όπως περιγράφεται στις επόμενες ενότητες, πολλές σημαντικές θυσίες πρέπει να γίνονται όσο το L μεγαλώνει. Επομένως, σημαντικά χαρακτηριστικά όπως η φασματική αποδοτικότητα πρέπει να θυσιάστούν έναντι του κόστους και της απαιτούμενης ανεκτικότητας στο κανάλι.



Σχήμα 2.6 Η κυκλική συνέλιξη δημιουργείται από το OFDM κυκλικό πρόθεμα

Δίνουμε επίσης ένα παράδειγμα όπου βρίσκεται ο ελάχιστος και μέγιστος ρυθμός απώλειας δεδομένων λόγω του κυκλικού προθέματος στο WiMAX. Έστω ότι 10MHz είναι το εύρος ζώνης του καναλιού, όπου η μέγιστη καναλική διασπορά έχει καθοριστεί να είναι $\tau = 5\mu\text{sec}$. Από τον παρακάτω πίνακα φαίνεται ότι οι επιλογές για μέγεθος εύρους φύλαξης στο WiMAX είναι $G = \left\{ \frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32} \right\}$ και ο αριθμός των υπο-φερόντων πρέπει να είναι ένα από $L = \{128, 256, 512, 1024, 2048\}$.

Σε ένα ρυθμό συμβόλου της τάξεως των 10 Msymbol/sec, η καθυστέρηση διασποράς των 5μsec επηρεάζει 50 σύμβολα, οπότε απαιτείται ένα CP-cyclic prefix μήκους τουλάχιστον $v = 50$.

Το ελάχιστο overhead θα είναι για τον μεγαλύτερο αριθμό των υπο-φερόντων, οπότε αυτό αποφέρει $L=2048$. Σε αυτήν την περίπτωση $v/L=50/2048=1/40.96$ έτσι το ελάχιστο εύρος φύλαξης της τάξεως $1/32$ είναι επαρκές. Η απώλεια ρυθμού πληροφοριών θα είναι μόνο $1/32$ σε αυτήν την περίπτωση. Το μέγιστο overhead όταν ο αριθμός των υπο-φερόντων είναι μικρός $L=128$ τότε $v/L=50/128$, οπότε ακόμα και το overhead $1/4$ δεν θα είναι επαρκές για να διατηρήσει την ορθογωνικότητα του υπο-φέροντος. Περισσότερα υπο-φέροντα απαιτούνται. Για $L=256$, $v/L < 1/4$, έτσι σε αυτήν την περίπτωση ISI-free λειτουργία είναι εφικτή, αλλά με ρυθμό απώλειας δεδομένων $1/4$.

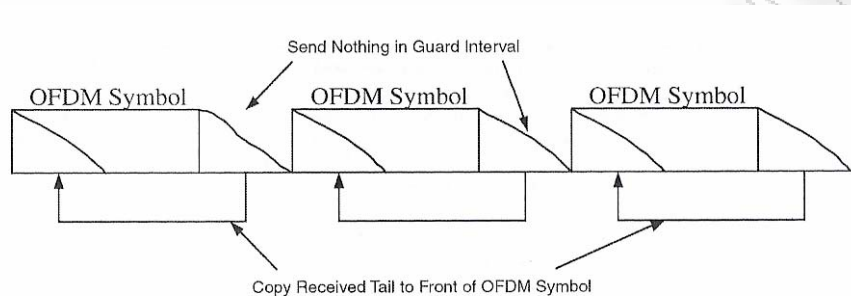
Parameter	Value(MHz)	Definition
B	Variable (1.25, 1.75, 3.5, 5, 7, 8.75, 10, 14, 15 ^b)	Nominal Channel Bandwidth
L	256 for OFDM; 128, 512, 1,024, 2,048 for SOFDMA	Number of subcarriers, including the DC subcarrier pilot subcarriers and the guard subcarriers
N	8/7, 28/25	Oversampling factor
G	1/4, 1/8, 1/16 and 1/32	Ratio of cyclic prefix time to useful symbol time

- a. Δεν είναι όλες οι τιμές μέρος του αρχικού προφίλ του WiMAX.
- b. Το 8.75MHz εύρος καναλιού είναι για WiBro.

Ένας τρόπος ώστε να μειωθεί η περιττή μεταδιδόμενη ισχύ είναι αντί για το κυκλικό πρόθεμα, που έχει αναλυθεί έως τώρα, η χρήση του μηδενικού κυκλικού προθέματος, η οποία αποτελείται από ένα κενό εύρος φύλαξης και αυτό είναι το προηγούμενα αναφερόμενο «εναλλακτικό πρόθεμα». Όπως βλέπουμε στο παρακάτω Σχήμα 2.7, ένας πομπός πολλαπλού εύρους στέλνει ένα πρόθεμα που δεν περιέχει δεδομένα (εικονικό πρόθεμα) έτσι ώστε να μην εκπέμπεται περιττή ισχύς. Στον δέκτη η ουρά του σήματος μπορεί να προστίθεται αρχή του σήματος το οποίο αναδημιουργεί την επιρροή του κυκλικού προθέματος, έτσι ώστε το υπόλοιπο OFDM σύστημα να λειτουργεί ως συνήθως.

Το OFDM σύστημα δεν χρησιμοποιεί το μηδενικό πρόθεμα σε κάθε μετάδοση, παρόλο που μειώνεται η ισχύς κατά $10\log_{10}((L+v)/L)$ dB για δύο λόγους. Πρώτον, το μηδενικό πρόθεμα γενικώς αυξάνει την ισχύ του δέκτη κατά $10\log_{10}((L+v)/L)$ dB, αφού η ουρά τώρα πρέπει να ληφθεί, ενόσω με το κυκλικό πρόθεμα μπορεί να αγνοηθεί. Δεύτερον, επιπλέον θόρυβος από την λαμβανόμενη ουρά προστίθεται στο σήμα, προκαλώντας υψηλότερο θόρυβο ισχύς της τάξεως

$\sigma^2 \rightarrow ((L+v)/L)\sigma^2$. Ο σχεδιαστής πρέπει να ζυγίζει αυτές τις παραμέτρους, για να αποφασίζει αν ένα μηδενικό ή ένα κυκλικό πρόθεμα είναι προτιμότερο. Τα WiMAX συστήματα χρησιμοποιούν κυκλικά προθέματα.



Σχήμα 2.7 Το μηδενικό πρόθεμα OFDM επιτρέπει στο κυκλικό κανάλι να αναδημιουργηθεί στον δέκτη

2.2.4 Εξίσωση συχνότητας (Frequency Equalization, FEQ)

Προκειμένου να υπολογιστούν τα λαμβανόμενα σύμβολα, το κέρδος του καναλιού για κάθε υπο-φέρων πρέπει να είναι γνωστό, το οποίο αντιστοιχεί στο να είναι γνωστά το πλάτος και η φάση του υπο-φέροντος. Σε απλές τεχνικές διαμόρφωσης, όπως η QPSK που δεν χρησιμοποιούν το πλάτος για να μεταδώσουν πληροφορίες, η πληροφορία της φάσης και μόνο είναι επαρκής.

Μετά την εφαρμογή του FFT, τα δεδομένα των συμβόλων υπολογίζονται χρησιμοποιώντας ένα one-tap ισοσταθμιστή συχνότητας:

$$\hat{X}_l = \frac{Y_l}{H_l} \quad (2.11)$$

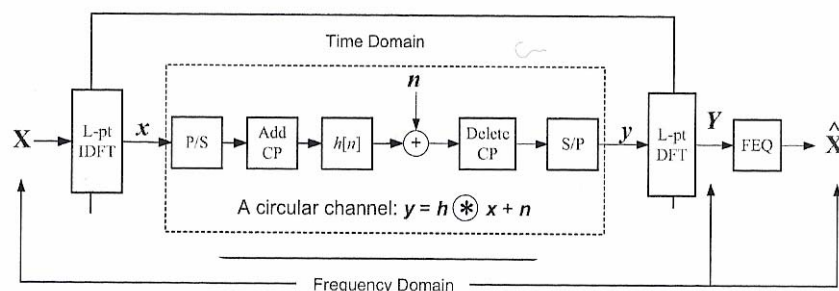
όπου H_l είναι η απόκριση συχνότητας του καναλιού στη συχνότητα $f_c + (L-1)\Delta_f$ και έτσι ταυτόχρονα διορθώνει την φάση και ισοσταθμίζει το πλάτος πριν καταλήξει στην μονάδα.

Σημειώνεται ότι παρόλο που η FEQ αντιστρέφει το κανάλι, η ισχύς ταυτόχρονα και του σήματος και του θορύβου θα είναι με κλίμακα $|1/H_l|^2$.

2.2.5 OFDM διάγραμμα

Δίνονται τώρα περιγραφικά τα βήματα κλειδιά σε ένα OFDM σύστημα επικοινωνίας, (Σχήμα 2.8). Στο OFDM η κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση γίνονται στην περιοχή της συχνότητας όπου \mathbf{X} , \mathbf{Y} και $\hat{\mathbf{X}}$ περιέχουν τα L μεταδιδόμενα, λαμβανόμενα και υπολογιζόμενα σύμβολα δεδομένων.

1. Το 1^ο βήμα είναι ένα ευρείας ζώνης σήμα εύρους B σε L στενής ζώνης σήματα υποφέροντα, κάθε ένα από τα οποία είναι εύρους B/L. Με αυτόν τον τρόπο, συνολικός αριθμός του συμβόλου διατηρείται, αλλά κάθε υπο-φέρον υπόκεινται σε μικρή εξασθένιση ή ISI-free στην επικοινωνία, για όσο χρησιμοποιείται ένα κυκλικό, το οποίο ξεπερνάει την εξάπλωση της χρονοκαθυστέρησης. Τα L υπο-φέροντα για ένα δεδομένο σύμβολο OFDM παρουσιάζονται με ένα διάνυσμα \mathbf{X} , το οποίο περιέχει τα ως άνωθεν L σύμβολα.
2. Προκειμένου να χρησιμοποιηθεί ένα μεμονωμένο ευρείας ζώνης ραδιοκύμα αντί για L ανεξάρτητα στενής ζώνης ραδιοκύματα, τα υποφέροντα διαμορφώνονται χρησιμοποιώντας μια IFFT λειτουργία.
3. Προκειμένου το IFFT/FFT να ανασυνθέσει το ISI κανάλι σε ορθογωνικά υπο-φέροντα, ένα κυκλικό πρόθεμα μήκους ν , πρέπει να προσαρτηθεί μετά την IFFT λειτουργία. Το αποτέλεσμα των $L+\nu$ συμβόλων στέλνονται τότε σειριακά μέσω ενός ευρείας ζώνης καναλιού.
4. Στον δέκτη το κυκλικό πρόθεμα αποβάλλεται και τα L λαμβανόμενα σύμβολα αποδιαμορφώνονται χρησιμοποιώντας μια FFT εφαρμογή η οποία καταλήγει σε L σύμβολα, κάθε ένα από τα οποία έχει την εξής μορφή $Y_l = H_l X_l + N_l$ για το υπο-φέρον l .
5. Κάθε υπο-φέρον μπορεί τότε να ισοσταθμίζεται μέσω μιας FEQ απλά διαιρώντας το σύνθετο κέρδος καναλιού $H(l)$ με το υπο-φέρον $Y(l)$, το οποίο εκφράζεται ως: $\hat{X}_l = Y_l / H_l$.



Σχήμα 2.8 Ένα OFDM σύστημα με σημειογραφία διανύσματος

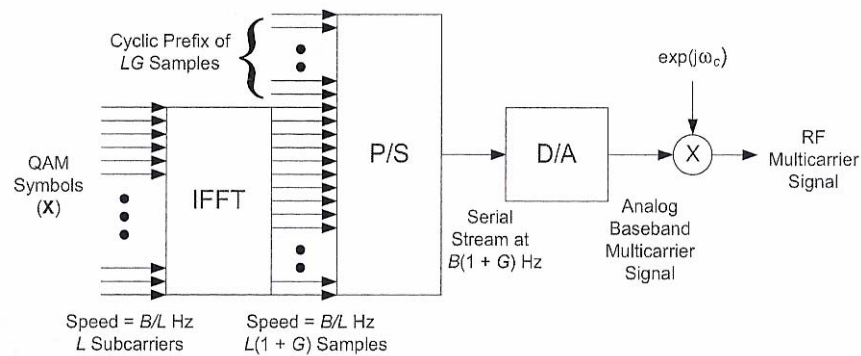
Μέχρι τώρα δεν έχουμε συμπεριλάβει έναν αριθμό από σημαντικά πρακτικά θέματα μετάδοσης. Για παράδειγμα, έχουμε υποθέσει ότι ο πομπός και ο δέκτης είναι τέλεια συγχρονισμένα και ότι ο δέκτης αναγνωρίζει τέλεια το κανάλι προκειμένου να

εφαρμόσουμε το FEQ. Στην επόμενη ενότητα θα παρουσιαστούν θέματα εφαρμογής του OFDM στο WiMAX.

2.3 Το OFDM στο WiMAX

Για να θεμελιώσουμε το σκεπτικό ενός τέτοιου εγχειρήματος υποθέτεται ένα ζωνοπερατό OFDM σύστημα και μετά δίνονται συγκεκριμένες τιμές για τις παραμέτρους του συστήματος.

Το Σχήμα 2.9 δείχνει μια ζωνοπερατή OFDM μονάδα διαμόρφωσης. Οι είσοδοι σε αυτήν είναι L ανεξάρτητα QAM σύμβολα (το διάνυσμα \mathbf{X}) και αυτά τα L σύμβολα μεταχειρίζονται ως ξεχωριστά υπο-φέροντα. Αυτά τα L σύμβολα μεταφοράς δεδομένων μπορούν να δημιουργηθούν από μια ροή bit με έναν χάρτη συμβόλου και ένα μετατροπέα από σειριακό σε παράλληλο (S/P). Τότε το L -point IFFT δημιουργεί ένα L διάνυσμα \mathbf{x} , το οποίο είναι κυκλικά εκτεινόμενο να έχει μήκος $L(1+G)$, όπου G είναι το κλασματικό overhead. Αυτό το μακρύ διάνυσμα μετατρέπεται τότε από παράλληλο σε σειριακό (P/S) σε ευρείας ζώνης ψηφιακό σήμα, το οποίο μπορεί να διαμορφωθεί κατά πλάτος με μια μεμονωμένη εκπομπή ενός φέροντος συχνότητας $f_c = \omega_c / 2\pi$.



Σχήμα 2.9 Προβολή του OFDM μεταδότη σταθμού-βάσης

Αυτή η διαδικασία φαίνεται να είναι σχετικά προχωρημένη, προκειμένου να είναι το παράδειγμα λίγο πιο ρεαλιστικό, χρησιμοποιούνται τώρα πραγματικές τιμές για τις παραμέτρους. Οι OFDM παράμετροι περιγράφονται στον Πίνακα 2.1 μαζί με κάποιες πιθανές τιμές για αυτά. Για παράδειγμα εάν 16-QAM διαμόρφωση χρησιμοποιούνταν ($M=16$), ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων, χωρίς να λάβουμε υπόψη μας την κωδικοποίηση σε ένα WiMAX σύστημα θα είναι:

$$R = \frac{B L_d \log_2(M)}{L (1+G)} \quad (2.12)$$

$$= \frac{10^7 \text{ MHz} \cdot 768 \log_2(16)}{1024 \cdot 1.125} = 24 \text{ Mbps} \quad (2.13)$$

Με λίγα λόγια, κάθε L_d υποφέρον μεταφοράς δεδομένων εύρους B/L, μεταφέρει $\log_2(M)$ bits δεδομένων του. Μια επιπρόσθετη επιβάρυνση της τάξεως (1+G) πρέπει να υπολογιστεί στο κυκλικό πρόθεμα, αφού αυτό αποτελείται από περιττές πληροφορίες και έτσι θυσιάζεται η μετάδοση των πραγματικών δεδομένων.

Πίνακας 2.1 Περίληψη των OFDM παραμέτρων.

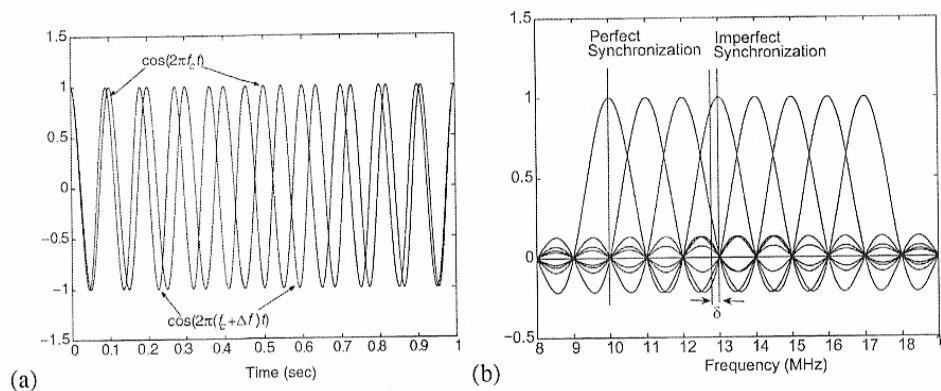
Symbol	Description	Relation	Example WiMAX value
B^*	Nominal bandwidth	$B=1/T$	10MHz
L^*	Number of subcarriers	Size of IFFT/FFT	1024
G^*	Guard fraction	% of L for CP	1/8
L_d^*	Data subcarriers	L-pilot/null subcarriers	768
T_s	Sample time	$T_s=1/B$	1μsec
N_g	Guard symbols	$N_g=GL$	128
T_g	Guard time	$T_g=T_s N_g$	12.8μsec
T	OFDM symbol time	$T=T_g(L+N_g)$	115.2μsec
B_{sc}	Subcarrier bandwidth	$B_s=B/L$	9.76KHz

2.4. Συγχρονισμός χρόνου και συχνότητας

Προκειμένου να αποδιαμορφώσουμε ένα OFDM σήμα, ο δέκτης χρειάζεται να παρουσιάζει δύο σημαντικά σημεία συγχρονισμού. Πρώτον, ο χρόνος αντιστάθμισης του συμβόλου και ο στιγμιαίος χρόνος πρέπει να είναι καθορισμένος. Αυτό αποκαλείται ως «συγχρονισμός του χρόνου». Δεύτερον, ο δέκτης πρέπει να ευθυγραμμίζει την συχνότητα του φέροντος όσο το δυνατόν πλησιέστερα με την μεταδιδόμενη συχνότητα, αυτό αποκαλείται ως «συγχρονισμός συχνότητας». Συγκριτικά με τα συστήματα μονού-φέροντος, οι απαιτήσεις συγχρονισμού του χρόνου για ένα OFDM είναι στην πραγματικότητα ελαστικές, αφού η κατασκευή του OFDM συμβόλου συνοδεύεται από έναν μικρό βαθμό λαθών συγχρονισμού.

Από την άλλη πλευρά, οι απαιτήσεις του συγχρονισμού συχνότητας είναι σημαντικά πιο αυστηρές, αφού η ορθογωνικότητα των συμβόλων των δεδομένων στηρίζεται στο αν είναι ορατά, μεμονωμένα στην περιοχή της συχνότητας.

Το Σχήμα 2.10 δείχνει ένα OFDM σύμβολο στο (α) συγχρονισμένου χρόνου και στο (β) δείχνει συγχρονισμό συχνότητας. Στο πεδίο του χρόνου το IFFT διαμορφώνει αποτελεσματικά κάθε σύμβολο δεδομένων πάνω σε μια μοναδική συχνότητα φέροντος.



Σχήμα 2.10 Συγχρονισμός OFDM στον (α) χρόνο και στην (β) συχνότητα. Εδώ εμφανίζονται δύο υπο-φέρονται στην περιοχή του χρόνου και οκτώ υπο-φέροντα στην περιοχή της συχνότητας, όπου $f_c=10\text{MHz}$ και η απόσταση των υπο-φερόντων είναι $\Delta f=1\text{Hz}$

Στο Σχήμα 2.10 μόνο δύο από τα φέροντα φαίνονται: το μεταδιδόμενο σήμα είναι πάνω από όλα τα μεμονωμένα φέροντα. Αφού, το παράθυρο του χρόνου είναι $T=1\mu\text{sec}$. και ένα τετραγωνισμένο παράθυρο χρησιμοποιείται, η συχνότητα απόκρισης του κάθε υπο-φερόντος γίνεται μια “sinc” λειτουργία με μηδενικές διασταυρώσεις κάθε $1/T = 1\text{MHz}$. Αυτό μπορεί να επαληθευτεί χρησιμοποιώντας την μέθοδο μετατροπής Fourier $F\{\cdot\}$, αφού

$$F\{\cos(2\pi f_c) \cdot \text{rect}(t/T)\} = F\{\cos(2\pi f_c)\} * F\{\text{rect}(2t/T)\} \quad (2.14)$$

$$= \text{sinc}(T(f - f_c))$$

όπου $\text{rect}(x)=1$, $\forall x \in (-0,5, 0,5)$ και μηδενικό οπουδήποτε αλλού. Η απόκριση της συχνότητας δείχνεται για $L=8$ υπο-φέροντα στο Σχήμα 2.10b.

Η πρόκληση του συγχρονισμού χρόνου και συχνότητας μπορεί να εκτιμηθεί παρακολουθώντας τα δύο σχήματα. Αν το παράθυρο του χρόνου ολισθαίνει δεξιά ή αριστερά, κάθε υποφέρον θα δεχθεί μια μοναδική αλλαγή φάσης. Στο πεδίο της συχνότητας, αν ο συγχρονισμός συχνότητας του φέροντος είναι τέλειος, ο δέκτης

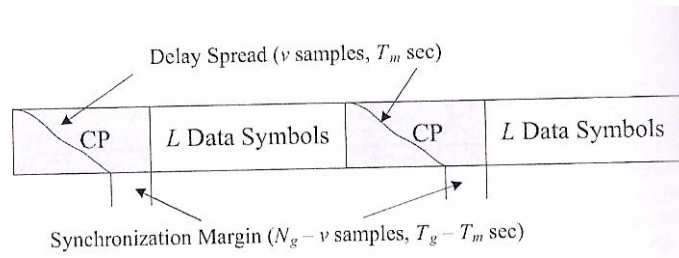
δοκιμάζεται στην κορυφή κάθε υπο-φέροντος, όπου το επιθυμητό πλάτος του υπο-φέροντος είναι μέγιστο, αλλά και η παρεμβολή μεταξύ των φερόντων είναι μηδενική (ICI). Ωστόσο, αν η συχνότητα του φέροντος είναι κατά ένα μικρό μέρος «δ» αστάθμητη κάποια επιθυμητή ενέργεια χάνεται και πιο συγκεκριμένα οδηγούμαστε σε παρεμβολή μεταξύ των φερόντων.

Οι επόμενες δύο υπο-ενότητες εξετάζουν τον συγχρονισμό χρόνου και συχνότητας. Πρέπει να τονιστεί ότι ο συγχρονισμός είναι από τα πιο σημαντικά προβλήματα στην OFDM εφαρμογή και η ανάπτυξη ενός αποτελεσματικού αλγόριθμου με τέλειο συγχρονισμό δίνει την ευκαιρία για τεχνικές διαφοροποίησης και νέες θεωρίες.

2.4.1 Συγχρονισμός χρόνου

Το αντίκτυπο των λαθών χρόνου στον συγχρονισμό των συμβόλων είναι κατά κάποιο τρόπο μικρής σημασίας στο OFDM, λόγω της παρουσίας του κυκλικού προθέματος. Στην ενότητα 2.2.3 υποθέσαμε ότι μόνο στο L πεδίο χρόνου δοκιμάζεται, αφού το κυκλικό πρόθεμα έχει χρησιμοποιηθεί από τον δέκτη. Ωστόσο, αυτό ανταποκρίνεται σε ιδανικό συγχρονισμό χρόνου και σε αυτήν την περίπτωση ακόμη και αν το μήκος του κυκλικού προθέματος N_g είναι ίσο με τον μήκος και τον παλμό απόκρισης « v » του καναλιού, μπορεί με επιτυχία να γίνει αποκωδικοποίηση των OFDM συμβόλων χωρίς διασυμβολική παρεμβολή (ISI-free).

Αν δεν διατηρείται ιδανικός συγχρονισμός είναι ακόμη πιθανό να υπάρχει μια χρονική αντιστάθμιση κατά “ τ ” seconds, χωρίς κανένα υποβιβασμό στην εφαρμογή αρκεί $0 \leq \tau \leq T_m - T_g$, όπου T_g είναι ο χρόνος φύλαξης (guard time) και T_m είναι η μέγιστη εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης του καναλιού. Εδώ, $\tau < 0$ ανταποκρίνεται στον δειγματισμό νωρίτερα από την ιδανική στιγμή, ενώ $\tau > 0$ ανταποκρίνεται αργότερα από την ιδανική στιγμή. Όσο $0 \leq \tau \leq T_m - T_g$, η χρονική αντιστάθμιση μπορεί να συμπεριληφθεί από τον καναλικό υπολογισμό στο συνολικό υπολογισμό κέρδους για κάθε υπο-κανάλι και η κατάλληλη εφαρμογή φάσης μπορεί να εφαρμοστεί από το FEQ χωρίς απώλειες στην εφαρμογή – τουλάχιστον θεωρητικά. Αυτή η κατάλληλη εμβέλεια του τ αποκαλείται ως οριακός χρονικός συγχρονισμός και φαίνεται στο Σχήμα 2.11.



Σχήμα 2.11 Περιθώριο ρύθμισης συγχρονισμού

Από την άλλη πλευρά, αν η χρονική αντιστάθμιση τ δεν είναι μέσα στο παράθυρο $0 \leq \tau \leq T_m - T_g$, προκύπτει διασυμβολική παρεμβολή αδιαφορώντας για το αν η μεταβολή φάσης αξιολογηθεί καταλλήλως. Αυτό μπορεί να επιβεβαιωθεί αν θεωρήσουμε ότι $\tau > 0$ και $T_m - T_g$. Στην περίπτωση που $\tau > 0$, ο δέκτης χάνει κάποια επιθυμητή ενέργεια, αφού μόνο στην περίπτωση αυτών των προώμων δειγμάτων x_0, x_1, \dots λαμβάνεται και ενσωματώνεται ανεπιθύμητη ενέργεια από το subsequent σύμβολο. Παρομοίως, για $\tau \leq T_m - T_g$: η επιθυμητή ενέργεια χάνεται ενόσω η παρεμβολή από το προηγούμενο σύμβολο συμπεριλαμβάνεται στο παράθυρο λήψης. Και για τα δύο αυτά σενάρια, η SINR απώλεια μπορεί να εκτιμηθεί κατά προσέγγιση με:

$$\Delta \text{SNR}(\tau) \approx -2 \left(\frac{\tau}{LT_g} \right)^2 \quad (2.16)$$

το οποίο έχει μια λογική και έχει δειχθεί πιο συγκεκριμένα στην θεωρία του συγχρονισμού για το OFDM. Σημαντικές παρατηρήσεις αυτής της άποψης ακολουθούν:

- Το SNR μειώνει σε δεύτερο βαθμό (quadratic = δευτεροβάθμια) μαζί με το χρονικό αντιστάθμισμα.
- Τα επιμηκυνμένα OFDM σύμβολα είναι διαρκώς ανεπηρέαστα από το χρονικό αντιστάθμισμα και έτσι βοηθούν περισσότερο υπο-φέροντα.
- Αφού γενικά $\tau \ll LT_g$, τα λάθη του χρονικού συγχρονισμού δεν είναι τόσο κρίσιμα, εφόσον βέβαια η προκαλούμενη αλλαγή φάσης διορθώνεται.

Περιληπτικά, για να ελαχιστοποιηθούν οι SNR απώλειες που αποδίδονται στον ατελή χρονικό συγχρονισμό, τα λάθη του χρόνου πρέπει να περιορίζονται σε χαμηλά επίπεδα σε σύγκριση με το διάστημα φύλαξης και ένα μικρό περιθώριο στο μήκος του κυκλικού προθέματος θα ήταν χρήσιμο.

2.4.2 Συγχρονισμός Συχνότητας

Το OFDM κατορθώνει έναν υψηλότερο βαθμό αποδοτικότητας του εύρους ζώνης από ότι κατορθώνουν τα άλλα ευρείας ζώνης συστήματα (wideband systems). Το πακέτο από υπο-φέροντα είναι υπερβολικά στριμωγμένο σε σύγκριση με τις συμβατικές τεχνικές διαμόρφωσης, οι οποίες απαιτούν ένα φύλαξη ζώνης (guard-band) της τάξεως του 50% επιπλέον και επιπρόσθετα τις ειδικές αρχιτεκτονικές στους πομπούς, όπως την αρχιτεκτονική Weaver ή μονή-sideband διαμόρφωση, η οποία συμπιέζει την περιττή ποσότητα αρνητικής συχνότητας ενός ζωνοπερατού συστήματος. Το τίμημα για αυτήν την αποτελεσματικότητα εύρους ζώνης είναι ότι το πολύ-φέρον σήμα, που φαίνεται στο Σχήμα 2.9, είναι πολύ ευαίσθητο στην αντιστάθμιση συχνότητας, λόγω του γεγονότος ότι τα υπο-φέροντα συμπίπτουν εν μέρει να είναι πραγματικά φασματικά απομονωμένα.

Η φόρμα των υπο-φερόντων που φαίνονται στην δεξιά πλευρά του Σχήματος 2.9 αποκαλούνται “sinc” forms (φόρμες συγχρονισμού). Η λειτουργία του συγχρονισμού καθορίζεται ως εξής:

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$$

Με αυτόν τον ορισμό, μπορεί να επιβεβαιωθεί ότι το $\text{sinc}(0)=1$ και μηδενικές διασταυρώσεις συμβαίνουν στα $\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Οι λειτουργίες συγχρονισμού προκύπτουν συχνά επειδή αποτελούν την απόκριση συχνότητας μιας τετραγωνικής λειτουργίας. Αφού τα sinc κύματα που υπάρχουν σε κάθε OFDM σύμβολο περικόπτονται κάθε T δευτερόλεπτα, το εύρος ζώνης του κυρίως λοβού (lobe) sinc λειτουργιών του υπο-φερόντος είναι $2/T$, δηλ. δεν υπάρχουν μηδενικές διασταυρώσεις κάθε $1/T$ Hz. Οπότε, τα N υπο-φέροντα μπορούν να συμπιεστούν σε ένα εύρος ζώνης της τάξεως N/T Hz, με τις «ουρές» (tails) των υπο-φερόντων να αφήνουν «ίχνη» σε κάθε πλευρά, όπως φαίνεται στην δεξιά πλευρά του Σχήματος 2.9.

Αφού οι μηδενικές διασταυρώσεις του πεδίου συχνότητας πάλλουν όλη την σειρά προς τα πάνω, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.9, όσο η συγχρονική αντιστάθμιση είναι $\delta=0$, δεν υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των υπο-φερόντων. Μια εξήγηση για αυτό είναι ότι αφού το FFT είναι ουσιαστικά μια δοκιμαστική συχνότητα λειτουργίας, αν η συγχρονική αντιστάθμιση είναι αμελητέα ο δέκτης απλά δοκιμάζει y στα σημεία

κορυφής των sinc λειτουργιών, όπου το ICI είναι μηδενικό από όλα τα γειτονικά υπο-φέροντα.

Στην πράξη φυσικά η συγχρονική αντιστάθμιση δεν είναι πάντα μηδενική. Οι πιο σημαντικοί λόγοι για αυτό είναι μη ταιριαστές (mismatched) ταλαντεύσεις στον πομπό και στον δέκτη και οι Doppler μεταβολές συχνότητας λόγω της κινητικότητας. Αφού οι ακριβείς κρυσταλλικοί ταλαντωτές είναι ακριβοί στη τιμή τους, είναι απαραίτητο στον καταναλωτή του OFDM συστήματος, όπως του WiMAX να ανεχθεί ένα βαθμό μη ορθής συχνότητας (frequency off-accurate). Για παράδειγμα, αν μια ταλάντευση είναι ακριβής σε 0,1 μέρη ανά εκατομμύριο (ppm-parts per million), $f_{offset} \approx (f_c)(0.1ppm)$. Αν $f_c = 3GHz$ και ο Doppler είναι 100Hz, $f_{offset} = 300 + 100Hz$, το οποίο θα υποβαθμίσει την ορθογωνικότητα του λαμβανόμενου σήματος, αφού τώρα τα λαμβανόμενα δείγματα του FFT θα περιέχουν παρεμβολή από τα παρακείμενα υπο-φέροντα. Τώρα αναλύεται αυτή η μεταξύ των φερόντων παρεμβολή με σκοπό την καλύτερη κατανόηση της επίδρασης στην OFDM λειτουργία.

Τα ταιριαστά φίλτρα δέκτη που αντιστοιχούν στο υπο-φέρον l μπορεί απλά να εκφραστούν στην περίπτωση των τετράγωνων παραθύρων, παραλείποντας την συχνότητα του φέροντος, ως:

$$x_1(t) = X_1 e^{j \frac{2\pi l t}{LT_s}} \quad (2.17)$$

όπου $1/LT_s = \Delta f$ και πάλι LT_s είναι η διάρκεια της ποσότητας δεδομένων του OFDM συμβόλου: $T = T_g + LT_s + LT_s$. Ένα παρεμβατικό υπο-φέρον m μπορεί να δοθεί ως:

$$x_{l+m}(t) = X_m e^{j \frac{2\pi(l+m)t}{LT_s}} \quad (2.18)$$

Αν το σήμα αποδιαμορφώνεται με την αντιστάθμιση της κλασματικής συχνότητας του δ , $|\delta| \leq \frac{1}{2}$

$$\hat{x}(t) = X_m e^{j \frac{2\pi(l+m+\delta)t}{LT_s}} \quad (2.19)$$

Η ICI μεταξύ των υπο-φερόντων l και $l+m$, χρησιμοποιώντας ένα ταιριαστό (matched) φίλτρο, το FFT, είναι απλά το εσωτερικό προϊόν μεταξύ των:

$$I_m = \int_0^{LT} x_l(t) \hat{x}_{l+m}(t) dt = \frac{LT_s X_m (1 - e^{-j2\pi(\delta+m)})}{j2\pi(m+\delta)} \quad (2.20)$$

Μπορεί να φανεί στην εξίσωση (2.20), $\delta=0 \Rightarrow I_m=0$ και $m=0 \Rightarrow I_m=0$ όπως προβλεπόταν. Ο συνολικός μέσος όρος της ICI ενέργειας ανά σύμβολο σε ένα υπο-φέρον l είναι τότε:

$$ICI = E [\sum_{m \neq l} |I_m|^2] \approx C_0 (LT_s \delta)^2 \epsilon_x \quad (2.21)$$

όπου το C_0 είναι μια σταθερά που εξαρτάται σε ποικίλες υποθέσεις και η ϵ_x είναι ο μέσος όρος ενέργειας του συμβόλου [4, 7]. Το κατά προσέγγιση σήμα χρησιμοποιείται επειδή αυτή η άποψη υποθέτει ότι υπάρχει ένας άπειρος αριθμός παρεμβαλλόμενων υπο-φερόντων. Αφού η παρεμβολή μειώνεται γρήγορα με το m , αυτή η υπόθεση είναι πολύ ακριβής για τα υπο-φέροντα που είναι κοντά στην μέση του εύρους και είναι απογοητευτικό και στις δύο άκρες του εύρους από έναν παράγοντα του 2.

Η SNR απώλεια προκαλούμενη από την αντιστάθμιση συχνότητας δίνεται από:

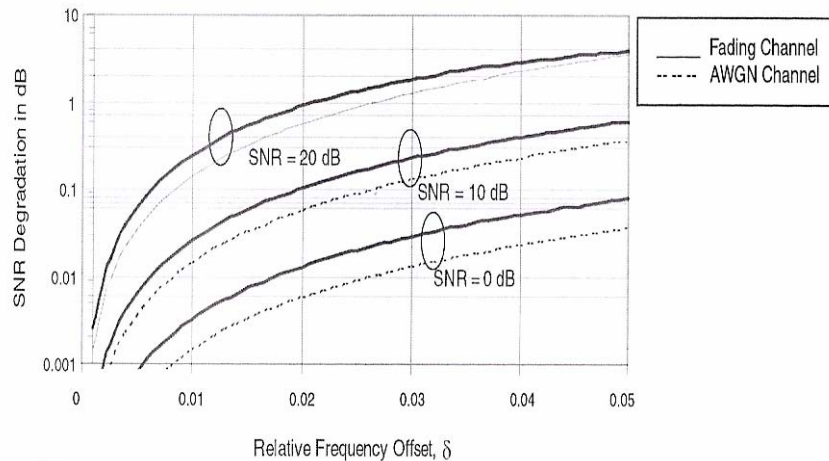
$$\Delta SNR = \frac{\epsilon_x / N_0}{\epsilon_x / (N_0 + C_0 (LT_s \delta)^2)} \quad (2.22)$$

$$= 1 + C_0 (LT_s \delta)^2 SNR \quad (2.23)$$

Σημαντικές παρατηρήσεις για την ICI περιγράφει (εξίσωση 2.23) καθώς και σχήμα 2.12 ακολουθούν:

- Το SNR ελαττώνεται σε δεύτερο βαθμό με την αντιστάθμιση της συχνότητας.
- Το SNR ελαττώνεται σε δεύτερο βαθμό με τον αριθμό των υπο-φερόντων.
- Η απώλεια του SINR είναι επίσης αναλογική στο ίδιο το SNR.
- Προκειμένου να διατηρήσουμε αμελητέα απώλεια, για παράδειγμα μικρότερη από 0,1dB, η σχετική αντιστάθμιση συχνότητας πρέπει να είναι περίπου 1 με 2 τοις εκατό της περιόδου συχνότητας ή και ακόμα μικρότερη για να διατηρήσουμε υψηλά SNRs.
- Έτσι αυτή είναι μία περίπτωση στην οποία μειώνοντας την γενική CP και αυξάνοντας των αριθμό των υπο-φερόντων προκαλείται ένα λάθος αντιστάθμισης, εισάγοντας μια ανταλλαγή (trade off).

Προκειμένου για περαιτέρω μείωση του ICI για μια δεδομένη επιλογή L , μη τετραγωνικά παράθυρα μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν [3, 8].



Σχήμα 2.12 Η απώλεια SNR σχετικά με την απόσταση των υπο-φερόντων, συναρτήση της αντιστάθμισης συχνότητας δ .

2.4.3 Συγχρονισμός στο WiMAX

Οι δύο προηγούμενες ενότητες συζήτησαν τις συνέπειες του ατελούς χρόνου και της συχνότητας συγχρονισμού. Πολλοί συγχρονισμένοι αλγόριθμοι έχουν αναπτυχθεί στην βιβλιογραφία [1, 2, 5, 6, 10]. Γενικά, οι μέθοδοι μπορούν να κατηγοριοποιηθούν βασιζόμενοι σε ένα πιλοτικό σύμβολο ή σε «τυφλό» κυκλικό πρόθεμα.

Στην πρώτη κατηγορία, γνωστά πιλοτικά σύμβολα μεταφέρονται. Αφού ο πομπός ξέρει τι έχει μεταδοθεί, η επιτυχία γρήγορης και με ακρίβεια χρόνου και συχνότητας συγχρονισμού μετάδοση είναι εύκολη αλλά με κόστος στην χωρητικότητα του συστήματος.

Στην WiMAX κάτω ζεύξη (downlink) το πιλοτικό σύμβολο αποτελείται από το γνωστό OFDM σύμβολο το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να επιτύχει αρχικό συγχρονισμό. Στην WiMAX άνω ζεύξη (uplink) η περιοδική μέτρηση (ranging) μπορεί να χρησιμοποιηθεί στον συγχρονισμό. Αφού το WiMAX είναι βασισμένο στο OFDM αλλά με πολλούς συναγωνιζόμενους χρήστες, κάθε χρήστης εφαρμόζει τον συγχρονισμό στο κινητό. Αυτό απαιτεί ο σταθμός βάσης να μεταφέρει πληροφορία για την απόκλιση συχνότητας στον κινητό χρήστη.

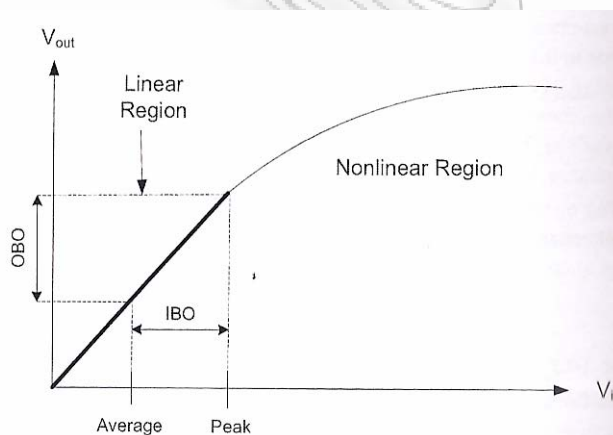
Η τυφλή μέθοδος σημαίνει ότι τα πιλοτικά σύμβολα δεν είναι διαθέσιμα στον δέκτη. Έτσι στην δεύτερη κατηγορία ο δέκτης πρέπει να κάνει ότι καλύτερο δυνατό χωρίς να μπορεί κατηγορηματικά να προσδιορίσει το αποτέλεσμα του καναλιού. Στην απουσία των πιλοτικών συμβόλων, το κυκλικό πρόθεμα, το οποίο περιέχει πλεονασμό, μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για να πραγματοποιήσει συγχρονισμό χρόνου και συχνότητας [6]. Η τεχνική είναι αποτελεσματική όταν ο αριθμός των υποφερόντων είναι μεγάλος ή όταν τα αντισταθμίσιμα έχουν υπολογιστεί πάνω σε έναν αριθμό συναπών συμβόλων. Το πρωταρχικό πλεονέκτημα των CP-based μεθόδων είναι ότι τα πιλοτικά σύμβολα δεν χρειάζονται, έτσι ο ρυθμός μετάδοσης πληροφοριών μπορεί ουσιαστικά να αυξηθεί. Στο WiMAX, ο ακριβής συγχρονισμός και ειδικά ο καναλικός υπολογισμός θεωρούνται αρκετά σημαντικοί ώστε να εγυηθούν την χρήση των πιλοτικών συμβόλων, έτσι οι τυφλές τεχνικές δεν χρησιμοποιούνται συνήθως για συγχρονισμό. Οι τελευταίες θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για να εντοπίσουν το κανάλι μεταξύ των πιλότων ή των μετρητικών σημάτων, αλλά οι αποκλίσεις συχνότητας και χρόνου συμβαίνουν αρκετά αργά, οπότε αυτό δεν απαιτείται.

2.5 Το πηλίκo ισχύος peak-to-average (PAPR)

Τα OFDM σήματα έχουν υψηλότερη αναλογία μέγιστης ισχύος προς τη μέση (peak-to-average PAR) συχνά αποκαλούμενη peak-to-average power ratio (PAPR) – από ότι το μονού-φέροντος σήματα. Ο λόγος είναι γιατί στον χώρο του χρόνου ένα πολύ-φέρον (multicarrier) σήμα είναι το άθροισμα πολλών στενών (narrowband) σημάτων. Σε μερικά παραδείγματα αυτό το άθροισμα είναι μεγαλύτερο και άλλες φορές μικρότερο, που σημαίνει ότι η τιμή της κορυφής του σήματος είναι ουσιαστικά μεγαλύτερη από την τιμή του μέσου όρου. Αυτή η υψηλή PAR είναι μια από τις πιο σημαντικές προκλήσεις εφαρμογών που αντιμετωπίζει το OFDM, γιατί μειώνει την αποδοτικότητα και γι' αυτόν τον λόγο αυξάνει το κόστος του RF πολλαπλασιαστή ισχύος, ο οποίος είναι ένας από τα πιο ακριβά συστατικά μέρη στα ραδιοκύματα (radio). Σε αυτήν την ενότητα ποσοτοποιείται το PAR πρόβλημα, εξηγείται η σοβαρότητά του στο WiMAX και επιγραμματικά σύντομα προσφέρονται κάποιες στρατηγικές για να μειώσουμε το PAR.

2.5.1. Το PAR πρόβλημα

Όταν μεταφέρουμε μέσω μιας γραμμικής συσκευής, όπως ενός πολλαπλασιαστή υψηλής ισχύος (HPA) ή ψηφιακού-αναλογικού μετατροπέα, ένα high-peak σήμα παράγει εκτός εύρους ενέργεια (φασματική ανάπλαση) και εντός εύρους (in-band) παραμόρφωση (κλίση αστερισμού και διασπορά). Αυτές οι διαβαθμίσεις μπορεί να επηρεάσουν την απόδοση του συστήματος σοβαρά. Η μη-γραμμική συμπεριφορά ενός ενισχυτή υψηλής ισχύος (High-Power-Amplifier HPA) μπορεί να χαρακτηριστεί από ενισχυμένη διαμόρφωση κατά πλάτος / διαμόρφωση κατά πλάτος (amplitude modulation / amplitude modulation, AM/AM) και διαμόρφωση κατά πλάτος / διαμόρφωση φάσης (amplitude modulation/ phase modulation, AM/PM). Το Σχεδιάγραμμα 2.13 δείχνει μία τυπική AM/AM ανταπόκριση για ένα HPA, μαζί με συσχετιζόμενη εισαγωγή και εξαγωγή back-off-περιοχή (IBO and OBO).



Σχήμα 2.13 Η απόκριση ενός τυπικού ενισχυτή. Η λειτουργία σε γραμμική περιοχή είναι απαιτούμενη για να αποφευχθεί διασκορπισμός, που σημαίνει ότι κατά μέσο όρο ο ενισχυτής υπονομεύεται». «Η ανταπόκριση ενός τυπικού ενισχυτή: Η λειτουργία σε γραμμική περιοχή είναι απαιτούμενη για να αποφευχθεί παραμόρφωση, που σημαίνει ότι κατά μέσο όρο ο ενισχυτής υποχρησιμοποιείται από μία back-off ποσότητα.

Για να αποφευχθούν τέτοια ανεπιθύμητα μη-γραμμικά αποτελέσματα μία κυματομορφή υψηλής ισχύος πρέπει να μεταφερθεί σε μια γραμμική περιοχή του HPA μειώνοντας την κατά μέσο όρο ισχύ του εισαγόμενου σήματος. Αυτό καλείται είσοδος back-off (IBO) και αναλογικά τα αποτελέσματα της εξόδου καλούνται έξοδος back-off (OBO). Το υψηλό back-off μειώνει την αποτελεσματικότητα της ισχύος HPA και μπορεί να περιορίσει την διάρκεια ζωής της μπαταρίας των κινητών εφαρμογών. Επιπρόσθετα, με την ανεπάρκεια σε όρους ισχύος, η περιοχή κάλυψης

μειώνεται και το κόστος του HPA είναι υψηλότερο από ότι αυτό που θα είχε τεθεί από τις κατά μέσο όρο απαιτήσεις.

Το εισαγόμενο back-off ορίζεται ως :

$$IBO = 10\log_{10} \frac{P_{inSat}}{P_{in}} \quad (2.24)$$

όπου P_{inSat} η κορεσμένη ισχύς, πάνω από την οποία είναι η μη-γραμμική περιοχή, και η P_{in} είναι η κατά μέσο όρο ισχύς εισόδου. Η ποσότητα του back-off είναι συνήθως μεγαλύτερη από ή ίση με το με το PAR του σήματος.

Η αποτελεσματικότητα της ισχύος ενός HPA μπορεί να αυξηθεί μειώνοντας την PAR του μεταδιδόμενου σήματος. Για παράδειγμα, η αποτελεσματικότητα ενός A ποιότητας ενισχυτή περιορίζεται στο ήμισυ όταν το εισαγόμενο PAR διπλασιάζεται ή όταν το σημείο λειτουργίας (κατά μέσο όρο ισχύς) περιορίζεται στο μισό [9, 11].

Πρόσθετα με το μεγάλο φορτίο τοποθετημένο στο HPA, ένα υψηλό PAR απαιτεί υψηλή ανάλυση στον μεταδότη DAC και στον δέκτη ADC, αφού η δυναμική περιοχή του σήματος είναι αναλογική στο PAR. Υψηλή ανάλυση D/A και A/D σημείων μετατροπής και επιπρόσθετης πολυσυνθετότητας, κόστους και ισχύος επιβαρύνουν το σύστημα.

2.5.2 PAR- Στρατηγικές μείωσης

Για να εξομαλυνθούν οι μη-γραμμικές συνέπειες, διάφορες προσεγγίσεις έχουν επιδιωχθεί. Το πρώτο μέρος του σχεδίου είναι η μείωση της PAR στον μεταδότη είτε μέσω της ακύρωση κορυφής, είτε μέσω της χαρτογράφησης σήματος [12]. Άλλο πακέτο τεχνικών επικεντρώνεται στην OFDM ανακατασκευή σήματος στον δέκτη, παρόλο των εισαχθέντων μη-γραμμικών δεδομένων. Μια περαιτέρω προσέγγιση είναι να επιχειρηθεί προ-παραμόρφωση στο αναλογικό σήμα έτσι ώστε να εμφανιστεί να έχει αναπτυχθεί γραμμικά. Σε αυτήν την ενότητα εμφανίζονται οι τεχνικές για μείωση PAR στον μεταδότη.

2.5.2.1 Ακύρωση κορυφής

Αυτή η τάξη PAR-μείωσης τεχνικής παραθέτει ένα αντι-κορυφής (antipeak) σήμα στο επιθυμητό σήμα. Παρόλο που το ψαλίδισμα είναι η πιο προφανής τέτοια τεχνική, άλλες σημαντικές ακύρωσης-κορυφής τεχνικές περιλαμβάνουν παρακράτηση φερόντων (tone-reservation-TR) και ενεργή επέκταση αστερισμού (ACE-active constellation extension).

Το ψαλίδισμα μπορεί να βελτιωθεί με επαναληπτικές διαδικασίες ψαλιδίσματος και φιλτραρίσματος, αφού το φιλτράρισμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να χαμηλώσει την φασματική ανάπτυξη και την παραμόρφωση εντός ζώνης. Μετά από αρκετά ψαλιδίσματα και φιλτραρίσματα, οι υπόλοιπες εντός ζώνης παραμορφώσεις μπορεί να αποκατασταθούν με επαναληπτικό υπολογισμό και ακύρωση του ψαλιδισμένου θορύβου.

Η παρακράτηση φερόντων μειώνει την PAR ευφώς με προσθήκη ισχύος σε μη χρησιμοποιούμενα φέροντα, όπως τα μηδενικά (null) υπο-φέροντα καθορισμένα από το WiMAX. Το μειωμένο σήμα μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\tilde{x}[n] = x[n] + c[n] = Q_L(X+Y) \quad (2.25)$$

όπου Q_L είναι η IDFT μήτρα μεγέθους $L \times L$, όπου $X = \{X_k, k \in R\}$ είναι το σύνθετο συμβολικό διάνυσμα, $C = \{C_k, \dots\}$ είναι σύνθετο τονικής εξασφάλισης διάνυσμα και R πακέτο τονικών αποθεμάτων. Δεν υπάρχει καμία παραποίηση από το TR, επειδή τα φέροντα τονικών αποθεμάτων και τα φέροντα δεδομένων είναι ορθογωνικά. Ωστόσο αυτές οι τεχνικές συγκλίνουν αργά.

Μια ακόμη ακύρωσης-κορυφής τεχνική είναι η ενεργής επέκταση αστερισμού. Ουσιαστικά, τα σημεία γωνιών (corner-points) της M-QAM συσχέτισης μπορούν να επεκταθούν χωρίς καμία απώλεια SNR και αυτή η κυριότητα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μειωθεί η PAR χωρίς να επηρεάζει αρνητικά την επίδοση, για όσο η ACE είναι επιτρεπόμενη-μόνο όταν η ελάχιστη απόσταση είναι εγγυημένη. Δυστυχώς το κέρδος στην PAR μείωση είναι αντιστρόφως αναλογικό με τον αστερισμό μεγέθους στην M-QAM.

2.5.2.2 Χαρτογράφηση Σημάτων

Οι τεχνικές της χαρτογράφησης σημάτων (signal mapping) μοιράζονται από κοινού ότι κάποια περιττή πληροφορία προστίθεται στο μεταφερόμενο σήμα με έναν τρόπο που μειώνει την PAR. Αυτή η τάξη περιλαμβάνει κωδικοποιημένες τεχνικές, επιλεγμένη χαρτογράφηση (SLM-selected mapping) και τμηματική αλληλουχία μετάδοσης (PTS-partial transmit sequence).

Η βασική ιδέα πίσω από τα ποικίλα σενάρια κωδικοποίησης είναι να επιλέξει μία χαμηλή PAR κωδικοποιημένη λέξη βασισμένη σε επιθυμητά μεταδιδόμενα σύμβολα. Ωστόσο, οι περισσότερες από τις αποκωδικοποιημένες τεχνικές γι' αυτούς τους κωδικούς, απαιτούν μια πλήρη έρευνα και έτσι είναι εφικτοί μόνο για έναν μικρό αριθμό υπο-φερόντων. Περαιτέρω είναι δύσκολο να διατηρηθεί μια λογική αναλογία κωδικοποίησης στο OFDM όταν ο αριθμός των υπο-φερόντων μεγαλώνει. Οι προοπτικές εφαρμογής των τεχνικών κωδικοποιημένων-βάσεων εμφανίζονται συγκεχυμένες. Στην επιλεγμένη χαρτογράφηση ένα OFDM σύμβολο χρησιμοποιείται για να παράγει πολλαπλές απεικονίσεις οι οποίες έχουν τις ίδιες πληροφορίες όπως το αρχικό σύμβολο. Ο αντικειμενικός στόχος είναι να επιλεγθεί ένα σύμβολο με ελάχιστο PAR. Το κέρδος στην PAR μείωση είναι αναλογικό με τον αριθμό των υποψήφιων συμβόλων, αλλά έτσι είναι η σύνθεση.

Το PTS είναι παρόμοιο με το SLM, ωστόσο το σύμβολο στην περιοχή της συχνότητας είναι διαιρεμένο σε μικρότερα χωριστά subblocks. Ο αντικειμενικός στόχος είναι ο σχεδιασμός μιας ιδανικής φάσης για το subblock που ελαχιστοποιεί την PAR. Η φάση μπορεί τότε να διορθωθεί στον δέκτη. Το κέρδος της PAR-μείωσης βασίζεται στον αριθμό των subblocks και στην διαιρεμένη μέθοδο. Ωστόσο, το PTS έχει χαρακτηριστικά σύνθετη έρευνα με έναν αριθμό subblocks.

Το SLM και το PTS είναι αρκετά ευέλικτα και αποτελεσματικά, αλλά τα κυρίαρχα ελαττώματά τους είναι ότι οι δομή του δέκτη πρέπει να αλλάξει και το να μεταδίδουν συνολικά (ισχύ και σύμβολα) απαιτείται προκειμένου να στέλνουν την απαραίτητη πληροφορία για αποκωδικοποίηση. Γι' αυτό αυτές οι τεχνικές σε αντίθεση με την ακύρωση-κορυφής (peak-cancellation) τεχνική, θα απαιτούσε ρητή υποστήριξη από τις προδιαγραφές του WiMAX.

2.3 OFDM's πλεονέκτημα υπολογισμένης πολυπλοκότητας

Ένα από τα κυρίαρχα πλεονεκτήματα σε σχέση με την μονού-φέροντος διαμόρφωση με ισοστάθμιση είναι ότι το OFDM απαιτεί πολύ χαμηλότερο υπολογισμό πολυπλοκότητας (computational complexity) για υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων στην επικοινωνία. Σε αυτήν την ενότητα συγκρίνονται ο υπολογισμός πολυπλοκότητας ενός ισοσταθμιστή με την δεδομένη IFFT/FFT εφαρμογή στο OFDM.

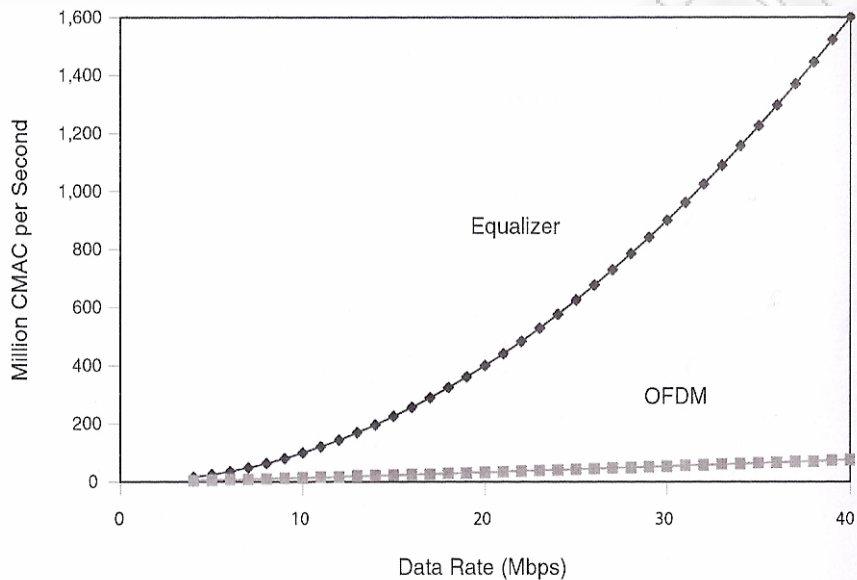
Μία ισοσταθμιστική λειτουργία περιλαμβάνει μια σειρά πολλαπλασιασμών με αρκετές καθυστερημένες εκδόσεις του σήματος. Ο αριθμός των delay taps σε έναν ισοσταθμιστή εξαρτάται από τον ρυθμό συμβόλων του συστήματος και από την καθυστέρηση εξάπλωσης στο κανάλι. Για την ακρίβεια, ο αριθμός των ισοσταθμισμένων taps είναι αναλογικός με το εύρος ζώνης-καθυστέρησης εξάπλωσης του προϊόντος $T_m/T_s = BT_m$. Αυτή η ποσότητα καλείται ν ή ο αριθμός των ISI taps καναλιού. Ένας ισοσταθμιστής με ν taps παρουσιάζει ν σύνθετες πολλαπλασιασμένες και συσσωρευμένες (CMAC) λειτουργίες ανά λαμβανόμενο σύμβολο. Οπότε η πολυπλοκότητα ενός ισοσταθμιστή εκφράζεται ως:

$$O(\nu \cdot B) = O(B^2 T_m), \quad (2.26)$$

Σε ένα OFDM σύστημα, το IFFT και FFT είναι κυρίαρχες υπολογίσιμες λειτουργίες. Είναι γνωστό ότι IFFT και FFT έχουν και τα δύο μια πολυπλοκότητα $O(L \log_2 L)$ όπου L είναι το FFT block μέγεθος. Στην περίπτωση του OFDM, το L είναι ο αριθμός των υπο-φερόντων. Όπως φάνηκε σε αυτήν την ενότητα για ένα δεδομένο συνολικό κυκλικό πρόθεμα, ο αριθμός των υπο-φερόντων L πρέπει να αυξηθεί γραμμικά με ένα ευρείας-ζώνης-εξάπλωση-καθυστέρησης προϊόν $\nu = BT_m$. Οπότε, η υπολογισμένη πολυπλοκότητα για κάθε OFDM σύμβολο εκφράζεται με $O(BT_m \log_2 BT_m)$. Υπάρχουν B/L OFDM σύμβολα που στέλνονται κάθε δευτερόλεπτο. Αφού $L \propto BT_m$, αυτό σημαίνει ότι $O(1/T_m)$ OFDM σύμβολα ανά δευτερόλεπτο, έτσι η υπολογιζόμενη πολυπλοκότητα με όρους CMACs για το OFDM είναι:

$$O(BT_m \log_2 BT_m) O\left(\frac{1}{T_m}\right) = O(B \log_2 BT_m), \quad (2.27)$$

Ξεκάθαρα, η πολυπλοκότητα ενός ισοσταθμιστή μεγαλώνει όσο και ο τετραγωνικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, αφού και ο ρυθμός συμβόλου και ο αριθμός των taps αυξάνεται γραμμικά με τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Για ένα OFDM σύστημα, η αύξηση πολυπλοκότητας μεγαλώνει με τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων ελάχιστα γρηγορότερα από ότι γραμμικά. Αυτή η διαφορά είναι δραματική για πολύ μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.20.



Σχήμα 2.14 Το OFDM έχει ένα τεράστιο πολυσύνθετο πλεονέκτημα επί του ισοσταθμιστή, για ευρείας ζώνης ρυθμούς μετάδοσης. Η καθυστέρηση διασποράς είναι $T_m=20\mu\text{sec}$ και ο ισοσταθμιστής είναι DFE

2.4 Περίληψη και Συμπεράσματα

Αυτό το κεφάλαιο κάλυψε την θεωρία του OFDM, όπως και βασικούς σχεδιασμούς και εφαρμογές σε σχετικά ζητήματα.

- Το OFDM ξεπερνάει ακόμα και σοβαρή διασυμβολική παρεμβολή μέσω της χρήσης του IFFT και του κυκλικού προθέματος.
- Το OFDM είναι μια κεντρική στρατηγική διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στα WiMAX συστήματα.
- Δύο λεπτομέρειες κλειδιά της OFDM εφαρμογής είναι ο συγχρονισμός και ο χειρισμός του λόγου της μέγιστης τιμής ισχύος προς την μέση.

Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα ενός multiuser συστήματος :

Τα **πλεονεκτήματα** ενός multiuser συστήματος είναι :

- Ανθεκτικότητα σε πολυδιαδρομικό περιβάλλον διάδοσης.
- Εύκολη ισοστάθμιση.
- Ευκολία υλοποίησης σε software radio.
- Ανθεκτικότητα σε κρουστικό θόρυβο (γενικά σε παρεμβολές στενής ζώνης).
- Αποδοτικότητα φάσματος.
- Δυναμικά μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης.

Τα **μειονεκτήματα** ενός τέτοιου συστήματος είναι :

- Ευπάθεια σε προβλήματα συγχρονισμού λόγω φαινομένου Doppler και απόκλισης συχνότητας ταλαντωτών.
- Υψηλή τιμή λόγου Μέγιστη – προς – Μέση ισχύος (PARP).

Κεφάλαιο 3^ο

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing ACCESS)

Εισαγωγή

Το WiMax παρουσιάζει ένα ενδιαφέρον πρόβλημα για την επικοινωνία πολλαπλών χρηστών, όπου υπάρχουν πολλοί χρήστες στην ίδια γεωγραφική περιοχή, που απαιτούν υψηλό ρυθμό δεδομένων, σε ένα πεπερασμένο εύρος ζώνης, με χαμηλή καθυστέρηση (latency). Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης επιτρέπουν στους χρήστες να μοιράζονται το διαθέσιμο εύρος ζώνης, παραχωρώντας σε κάθε χρήστη ένα κλάσμα των συνολικών πόρων του συστήματος. Η εμπειρία έχει δείξει ότι είναι πιθανές αρκετές διαφοροποιήσεις στην εφαρμογή των ποικίλων στρατηγικών πολλαπλής πρόσβασης. Για παράδειγμα μεταξύ του CDMA και του TDMA υπήρχε ανοιχτή κόντρα όσον αφορά στα κυψελωτά φωνητικά συστήματα, η οποία διήρκησε για καιρό στην δεκαετία του '90.

Η διαφορετική φύση της προβλεπόμενης εμπορικότητας του WiMAX- του VoIP μεταδότη δεδομένων και «ροών» βίντεο, καθώς και οι ενδιαφέρουσες όψεις της ανάπτυξης του συστήματος-κινητικότητα, γειτονικά κελιά, υψηλών απαιτήσεων αποδοτικότητα εύρους ζώνης- κάνουν το πρόβλημα της πολλαπλής πρόσβασης κάπως σύνθετο στο WiMAX. Η εφαρμογή μιας αποδοτικής και ελαστικής στρατηγικής πολλαπλής πρόσβασης είναι σημαντική στην εφαρμογή του WiMAX συστήματος.

Το OFDM δεν είναι μια στρατηγική πολλαπλής πρόσβασης, αλλά περισσότερο μια τεχνική διαμόρφωσης που δημιουργεί πολλές ανεξάρτητες «ροές» δεδομένων, οι οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν από χρήστες. Προηγούμενα OFDM συστήματα, όπως DSL, 802.11 a/g, και νωρίτερες εκδόσεις του 802.16/WiMAX, χρησιμοποιούν μονό-χρήστη OFDM. Όλα τα υπο-φέροντα χρησιμοποιούνται από έναν μόνο χρήστη κάθε φορά. Για παράδειγμα, στο 802.11 a/g (collocated) χρήστες μοιράζονται το 20 MHz εύρος ζώνης, μεταδίδοντας σε διαφορετικούς χρόνους και συναγωνίζονται για το κανάλι. Το WiMAX (802.16e-2005) κάνει μια διαφορετική προσέγγιση γνωστή ως ορθογωνική διαίρεση

συχνότητας πολλαπλής πρόσβασης (OFDMA), στο οποίο οι χρήστες μοιράζονται υπο-φέροντα και θήρες (slots) χρόνου. Όπως περιγράφεται σε αυτό το κεφάλαιο, αυτή η πρόσθετη ελαστικότητα επιτρέπει διαφορετικό κέρδος πολλαπλών χρηστών, αυξημένη ελευθερία στον προγραμματισμό πόρων των χρηστών και άλλα πλεονεκτήματα. Το OFDMA έρχεται με κάποια μειονεκτήματα όπως επιπλέον πιλότους και προς τις δύο κατευθύνσεις. Ο πομπός χρειάζεται πληροφορίες του καναλιού για κάθε χρήστη και ο δέκτης χρειάζεται να ξέρει ποια υπο-φέροντα θα λάβει.

Αυτό το κεφάλαιο εξηγεί το OFDMA στα ακόλουθα βήματα:

1. οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης συνοψίζονται με ιδιαίτερη προσοχή στην αλληλεπίδρασή τους με την OFDM διαμόρφωση.
2. Οι δύο «πηγές-κλειδιά» για κέρδος χωρητικότητας στο OFDMA συνοψίζονται στο διαφορετικό κέρδος πολλαπλών- χρηστών και στην προσαρμοσμένη διαμόρφωση.
3. Οι αλγόριθμοι που ελέγχουν το διαφορετικό κέρδος πολλών χρηστών αλλά και τα οφέλη της προσαρμοσμένης διαμόρφωσης περιγράφονται και συγκρίνονται.
4. Η εφαρμογή του OFDMA στο WiMAX περιγράφεται συνοπτικά καθώς και οι τρόποι βελτίωσης του.

3.1 Στρατηγικές πολλαπλής πρόσβασης για το OFDM

Οι στρατηγικές πολλαπλής πρόσβασης επιχειρούν να παρέχουν ορθογωνική ή χωρίς παρεμβολές κανάλια επικοινωνίας για κάθε ενεργή σύνδεση. Ο πιο συνηθισμένος τρόπος να χωρίσουμε σε τμήματα τις διαθέσιμες διαστάσεις μεταξύ των πολλαπλών χρηστών, είναι μέσω της χρήσης διαίρεσης συχνότητας, χρόνου ή κωδικού πολυπλεξίας. Στη διαίρεση συχνότητας πολλαπλής πρόσβασης (OFDMA), κάθε χρήστης λαμβάνει ένα μοναδικό φέρον συχνότητας και εύρος ζώνης. Στην διαίρεση χρόνου πολλαπλής πρόσβασης (TDMA) σε κάθε χρήστη δίδεται μια μοναδική θήρα (slot) είτε με απαίτησή του είτε με προκαθορισμένη περιστροφή. Τα ασύρματα TDMA συστήματα επίσης χρησιμοποιούν FDMA με κάποια μορφή, αφού

το να χρησιμοποιήσουν ολόκληρο το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα δεν είναι επιτρεπτό. Τα συστήματα ορθογωνικής κωδικής διαίρεσης πολλαπλής πρόσβασης (CDMA) επιτρέπουν στον κάθε χρήστη να μοιράζεται το εύρος ζώνης και τις θήρες χρόνου (time slots) με πολλούς άλλους χρήστες. Γενικά, όλο το CDMA σύστημα, συμπεριλαμβανομένων και των γνωστών μη ορθογωνικών, μοιράζονται από κοινού το χρόνο και την συχνότητα πολλοί χρήστες.

Μπορεί εύκολα να αποδειχτεί ότι το TDMA, FDMA και το ορθογωνικό CDMA έχουν όλα την ίδια χωρητικότητα σε ένα πρόσθετο κανάλι θορύβου [13, 18], αφού όλα μπορούν να σχεδιαστούν ώστε να έχουν τον ίδιο αριθμό ορθογωνικών διαστάσεων (dimension) σε ένα δεδομένο εύρος ζώνης και σύνολο χρόνου. Για παράδειγμα, ας υποθεθεί ότι χρειάζεται μια ολόκληρη μονάδα (unit) εύρους ζώνης για να σταλεί το σήμα ενός χρήστη και ότι 8 ενότητες εύρους ζώνης είναι διαθέσιμες. Οκτώ χρήστες μπορούν να εξυπηρετηθούν με κάθε τεχνική. Στην FDMA οκτώ ορθογωνικές θήρες (slots) συχνότητας θα δημιουργούνταν, μία για κάθε χρήστη. Στην TDMA κάθε χρήστης θα χρησιμοποιούσε και τις οκτώ θήρες (slots) συχνότητας αλλά θα μετέδιδε μόνο 1/8 του χρόνου. Στο CDMA κάθε χρήστης θα μετέδιδε όλο τον χρόνο πάνω από όλες τις συχνότητες, αλλά θα χρησιμοποιούσε μόνο το 1/8 των διαθέσιμων ορθογωνικών κωδικών για να διασφαλίσει ότι δεν υπάρχει καμία παρεμβολή με τους άλλους επτά χρήστες.

Οπότε γιατί όλοι μάχονται για την πολλαπλή πρόσβαση; Ένας λόγος είναι ότι η ορθογωνικότητα δεν είναι εφικτή σε πυκνά ασύρματα συστήματα. Οι τεχνικές αυτές εγγυώνται ορθογωνικότητα μόνο μεταξύ των χρηστών στο ίδιο κελί, ενώ στους χρήστες διαφορετικών κελιών, ενδεχομένως γειτονικά κελιά, θα δίνονται πιθανά οι ίδιες θήρες χρόνου και συχνότητας. Περαιτέρω, η ορθογωνικότητα είναι επιπρόσθετα συμβιβασμένη με το FDMA μέσω του ατελούς ζωνοπερατού φίλτραρίσματος (bandpass filtering FDMA), καθώς και του ατελούς συγχρονισμού (TDMA και ειδικά του CDMA). Στην πράξη κάθε τεχνική πολλαπλής πρόσβασης (FDMA, TDMA, CDMA) έχει τα δικά της πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Ένα από τα κυρίαρχα πλεονεκτήματα του FDMA είναι ότι πολλά από τα θετικά χαρακτηριστικά κάθε μίας τεχνικής μπορεί να επιτευχθούν.

3.1.1 Τυχαία πρόσβαση σε σύγκριση με πολλαπλή πρόσβαση

Πριν αναλυθεί λεπτομερώς ο τρόπος με τον οποίο το TDMA, FDMA, και CDMA μπορεί να εφαρμοστεί στο OFDM, είναι χρήσιμο να ληφθεί υπόψη ως μια εναλλακτική τεχνική τυχαίας πρόσβασης (random access): το φέρον δέχεται την πολλαπλή πρόσβαση (CDMA), συνήθως χρησιμοποιούμενη σε packet-based επικοινωνιακά συστήματα, όπως στο αρκετά αξιόλογο Ethernet και στα ασύρματα LANs, όπως το 802.11. Στην τυχαία πρόσβαση οι χρήστες αντιμάχονται για το κανάλι, αντί να επιμερίζονται ένα απόθεμα πηγής χρόνου, συχνότητας ή κωδικού. Οι γνωστές τεχνικές τυχαίας πρόσβασης είναι ALOHA και slotted ALOHA όπως και CSMA. Στην ALOHA οι χρήστες απλά μεταδίδουν πακέτα κατά βούληση, χωρίς να λαμβάνουν υπόψη τους άλλους χρήστες. Ένα πακέτο όχι αναγνωρίσιμο από τον δέκτη μετά από μία περίοδο θεωρείται χαμένο και ξαναμεταδίδεται. Φυσικά, αυτός ο συνδυασμός είναι πολύ αναποτελεσματικός και έχει τάση για καθυστέρηση όσο η ένταση κυκλοφορίας αυξάνεται. Αυξάνεται όσο περισσότερες μεταδόσεις καταλήγουν σε συγκρούσεις της κυκλοφορίας και διορθώνεται με έναν συντελεστή 2 όσο περισσότερες μεταδόσεις καταλήγουν σε σύγκρουση Slotted ALOHA, αφού οι χρήστες μεταδίδουν σε συγκεκριμένα χρονικά όρια και γι' αυτό οι συγκρούσεις είναι περίπου μισές από το πιθανό.

Το CSMA βελτιώνεται στην ALOHA και slotted ALOHA, μέσω του αισθητήρα φέροντος, δηλαδή οι χρήστες «ακούνε» το κανάλι πριν μεταδώσουν προκειμένου να μην προκαλέσουν συγκρούσεις που θα μπορούσαν να αποφευχθούν.

Πολυάριθμοι αλγόριθμοι ανταγωνισμού πόρων έχουν εξελιχθεί για τα CSMA συστήματα. Ένας από τους πιο γνωστούς είναι η λειτουργία συντονισμένης διανομής (CDF) του 802.11, με τον οποίο οι χρήστες περιμένουν για τυχαίο ποσό χρόνου, αφού το κανάλι καθαρίσει πριν την μετάδοση, προκειμένου να μειωθεί η πιθανότητα δύο σταθμών να μεταδώσουν αμέσως, αφού το κανάλι γίνει διαθέσιμο. Παρόλο που η θεωρητική αποτελεσματικότητα του CSMA είναι 60 με 70 τοις εκατό, στα ασύρματα LANs, η αποτελεσματικότητα είναι συχνά, εμπειρικά παρατηρούμενη, μικρότερη από 50 τοις εκατό, ακόμα και όταν υπάρχει ένας και μόνο χρήστης.

Παρόλο που η τυχαία πρόσβαση επιδιώκεται σχεδόν πάντα, στην διάσταση του χρόνου, δεν υπάρχει αιτία οι θήρες συχνότητας και κωδικών να μην αντιμάχονται για ένα ιδανικό μοντέλο. Ωστόσο, επειδή η τυχαία πρόσβαση έχει την

τάση να είναι αναποτελεσματική, τα συστήματα που είναι αρκετά περίπλοκα, για να έχουν θήρες συχνότητας και ιδιαίτερα κωδικών, γενικά επιλέγουν την πολλαπλή πρόσβαση παρά την τυχαία πρόσβαση. Γι' αυτό τα CSMA συστήματα μπορούν γενικά να εξεταστούν ως ένας τύπος TDMA, όπου κάποια αναποτελεσματικότητα λόγω των αντιμαχιών και των συγκρούσεων είναι ανεκτή, προκειμένου να έχουμε μια απλή διαδικασία καναλικής διαδρομής στην οποία οι χρήστες απαιτούν πηγές μόνο όταν έχουν πακέτα να στείλουν. Πρέπει να σημειωθεί ότι παρόλο που το FDMA και το TDMA είναι σίγουρα πιο αποτελεσματικά από το CSMA, όταν όλοι οι χρήστες έχουν πακέτα να στείλουν, περιττή σχισμή (slot) συχνότητας και χρόνου στο FDMA και TDMA αντίστοιχα, μπορούν επίσης να υποβιβάσουν την αποτελεσματικότητα σημαντικά. Στην πραγματικότητα περίπου το μισό του εύρους ζώνης σπαταλάτε στα FDMA και TDMA φωνητικά συστήματα και αυτό είναι ο βασικότερος λόγος που το CDMA αποδείχτηκε τόσο επιτυχημένο για την φωνή. Υποθέτοντας γεμάτες ουρές πληροφορίας, η αποτελεσματικότητα μιας προσανατολισμένης σύνδεσης MAC (connection-oriented) μπορεί να πλησιάσει το 90 τοις εκατό συγκρινόμενο με το 50 τοις εκατό ή και λιγότερο των περισσότερων CSMA ασύρματων συστημάτων, όπως το 802.11. Η ανάγκη για υψηλή φασματική αποτελεσματικότητα στο WiMAX, αποκλείει την χρήση του CSMA και το φορτίο της ανάθεσης πόρων εναποτίθεται στους σταθμούς βάσης.

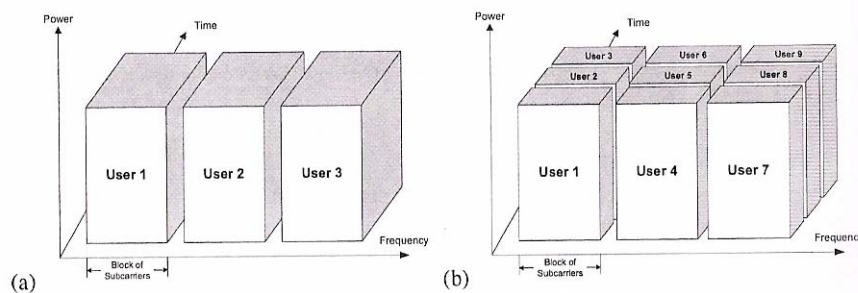
3.1.2 Frequency Division Multiple Access (FDMA)

Τα FDMA μπορούν να εφαρμοστούν στα OFDM συστήματα αναθέτοντας σε κάθε χρήστη ένα σετ υπο-φερόντων. Αυτός ο επιμερισμός μπορεί να εκτελεστεί με διάφορους τρόπους. Η πιο απλή μέθοδος είναι μια στατική κατανομή υπο-φερόντων σε κάθε χρήστη, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1α. Για παράδειγμα σε ένα 64 υπο-φέρον OFDM σύστημα, ο χρήστης 1 θα έπαιρνε υπο-φέροντα 1-16, με τους χρήστες 2, 3 και 4 να χρησιμοποιούν υπο-φέροντα 17-32, 33-48 και 49-64, αντιστοίχως. Οι αναθέσεις ενισχύονται με έναν πολυπλέκτη για τους διάφορους χρήστες πριν την IFFT λειτουργία. Φυσικά θα μπορούσαν να υπάρχουν άνισες αναθέσεις σε χρήστες υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, δηλαδή να έχουν ανατεθεί περισσότερα υπο-φέροντα στους χρήστες με υψηλό ρυθμό μετάδοσης από ότι σε αυτούς με χαμηλό ρυθμό μετάδοσης.

Μια εξέλιξη πάνω στον στατικό καταμερισμό είναι η ανάθεση δυναμικών υπο-φερόντων, βασιζόμενη σε καθορισμένες καναλικές καταστάσεις. Για παράδειγμα, λόγω της επιλεκτικής συχνότητας εξασθένιση, ο χρήστης 1 μπορεί να έχει σχετικά καλά κανάλια στα υπο-φέροντα 33-48, ενώ ο χρήστης 3 μπορεί να έχει καλά κανάλια στα υπο-φέροντα 1-16. Προφανώς, θα ήταν αμοιβαία ωφέλιμο γι' αυτούς τους χρήστες να ανταλλάξουν τις στατικές αναθέσεις που δόθηκαν προηγουμένως. Στην επόμενη ενότητα συζητιούνται εξελιγμένες θεωρίες για το πώς πρέπει να εκτελείται η δυναμική ανάθεση των υπο-φερόντων.

3.1.3 Time Division Multiple Access (TDMA) – «Round Robin»

Επιπρόσθετα, αντί για το FDMA, το TDMA μπορεί να συνοδεύει τους πολλαπλούς χρήστες. Στην πραγματικότητα τα WiMAX συστήματα χρησιμοποιούν και το FDMA και το TDMA, αφού θα υπάρχουν γενικά περισσότεροι χρήστες στο σύστημα από ότι μπορούν να μεταφερθούν ταυτόχρονα σε ένα μόνο OFDM σύμβολο. Επιπλέον, οι χρήστες συχνά δεν θα έχουν δεδομένα να στείλουν, έτσι είναι σημαντικό, προκειμένου να έχουμε αποτελεσματικότητα, τα υπο-φέροντα να είναι δυναμικά κατανεμημένα με σκοπό να αποφευχθεί η σπατάλη.



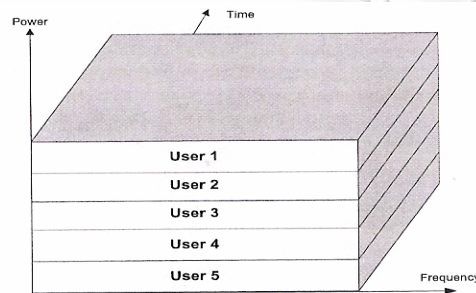
Σχήμα 3.1 (a) FDMA και (b) ένας συνδυασμός FDMA με TDMA

Το στατικό TDMA φαίνεται στο Σχήμα 3.1.α. Τέτοια στατική TDMA μεθοδολογία είναι κατάλληλη για εφαρμογές circuit-switched ρυθμών μετάδοσης δεδομένων, όπως φωνής και εικόνας. Γενικά τα συστήματα όπως το WiMAX, μπορούν να χρησιμοποιήσουν περίπλοκους προγραμματισμούς αλγορίθμων βασιζόμενοι σε μήκη ουρών, συνθήκες καναλιού και περιορισμούς καθυστέρησης, για να επιτύχει πολύ καλύτερη εκτέλεση από το στατικό TDMA. Στο περιεχόμενο του συστήματος βασισμένο σε πακέτα (packet-based), το στατικό TDMA συχνά

αποκαλείται “round-robin” προγραμματισμός, ο οποίος αναφέρει ότι κάθε χρήστης περιμένει σε αναμονή, μέχρι να έρθει η σειρά του να μεταδώσει.

3.1.4 Code Division Multiple Access (CDMA)

Το CDMA είναι κυρίαρχη τεχνική πολλαπλής πρόσβασης για τα παρόντα κυψελωτά συστήματα, αλλά αυτό δεν είναι ακριβώς κατάλληλο για υψηλής ταχύτητας δεδομένα, αφού ολόκληρη η εισαγωγή του CDMA είναι ότι ένα εύρος ζώνης, πολύ μεγαλύτερο από έναν ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, χρησιμοποιείται για να μειώσει την παρεμβολή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.2.



Σχήμα 3.2 Οι χρήστες του CDMA μοιράζονται τις σχισμές χρόνου και συχνότητας, αλλά χρησιμοποιούν κωδικούς που επιτρέπουν στους χρήστες να χωρίζονται από τον δέκτη

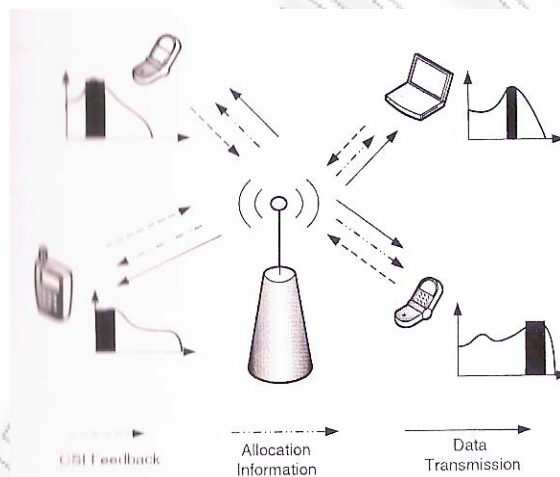
Στα ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων είναι ήδη πολύ μεγάλος. Έτσι ούτε το να εξαπλωθεί το φάσμα περισσότερο δεν είναι βιώσιμο. Ακόμα και τα ονομαστικά CDMA ευρυζωνικά πρότυπα (broadband standards), όπως το HSDPA και 1*EV-DO έχουν πολύ μικρού μήκους συντελεστές διασποράς και είναι δυναμικά TDMA συστήματα, αφού οι μεταβολές μεταδόσεων των χρηστών βασίζονται σε προγραμματισμένους σκοπούς, όπως η κατάσταση του καναλιού.

Το OFDMA και CDMA δεν είναι θεμελιωδώς ασυμβίβαστα – μπορούν να συνδυαστούν για να δημιουργήσουν ένα πολύ-φέρων CDMA (MC-CDMA) τύπου κύματος (waveform) [15]. Είναι πιθανό να χρησιμοποιηθεί σηματοδότηση φάσματος - διασποράς (spread-spectrum) για να χωρίσουμε τους χρήστες με κωδικούς OFDM με διασπορά, είτε στο πεδίο του χρόνου, είτε της συχνότητας. Η διασπορά στο πεδίο του χρόνου συνεπάγεται ότι κάθε υπο-φέρων μεταδίδει το ίδιο σύμβολο δεδομένων σε αρκετά συναπτά OFDM σύμβολα, που αυτό σημαίνει ότι το σύμβολο δεδομένων πολλαπλασιάζεται με ένα μήκος N αλληλουχίας κωδικού και μετά στέλνεται σε ένα

συγκεκριμένο υπο-φέρον για τα επόμενα N OFDM σύμβολα. Η διασπορά που στο πεδίο συχνότητας θα έχει γενικά ελαφρώς καλύτερη επίδοση από την διασπορά στο πεδίο του χρόνου, συνεπάγεται ότι κάθε σύμβολο δεδομένων θα στέλνεται ταυτόχρονα σε N διαφορετικά υποφέροντα. Το MC-CDMA δεν είναι μέρος των WiMAX standards, αλλά μπορεί να θεωρηθεί κατάλληλο στο μέλλον, ειδικά για την άνω ζευξη (uplink).

3.1.5. Τα πλεονεκτήματα του OFDMA

Το OFDMA είναι ένα υβριδικό σύστημα πρόσβασης των FDMA και TDMA. Στους χρήστες έχουν δυναμικά παραχωρηθεί υπο-φέροντα (FDMA) σε διαφορετικές σχισμές (slots) χρόνου (TDMA), όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3.

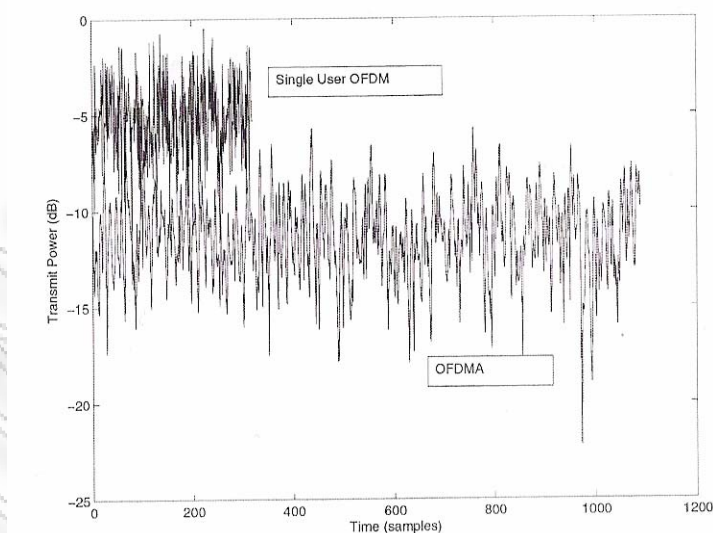


Σχήμα 3.3 Στο OFDMA ο σταθμός βάσης κατανέμει σε κάθε χρήστη ένα κλάσμα των υπο-φερόντων, κατά προτίμηση στην περιοχή όπου έχουν ένα δυνατό κανάλι.

Τα πλεονεκτήματα του OFDMA αρχίζουν με τα πλεονεκτήματα ενός μονού-χρήστη OFDM με όρους μίας εύρωστης πολυδιαδρομικής (multipath) καταστολής και διαφορικό κέρδος συχνότητας. Επιπρόσθετα, το OFDM είναι μια ελαστική τεχνική πολλαπλής πρόσβασης που μπορεί να συνοδεύσει πολλούς χρήστες με πολλαπλές εφαρμογές, ρυθμούς δεδομένων και QoS (Quality of Services) απαιτήσεις. Επειδή η πολλαπλή πρόσβαση εκτελείται σε ψηφιακό πεδίο, πριν την IFFT λειτουργία, είναι εφικτός ο δυναμικός και αποτελεσματικός επιμερισμός. Αυτό επιτρέπει, στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας,, επιτηδευμένους προγραμματισμένους αλγόριθμους να συγκροτούν ένα ενιαίο σύνολο, με σκοπό την καλύτερη εξυπηρέτηση από κοινού

των χρηστών. Κάποιοι από αυτούς τους αλγόριθμους συζητιούνται στην επόμενη ενότητα.

Ένα σημαντικό πλεονέκτημα του OFDMA σχετικό με το OFDM είναι η δυνατότητα να μειώνει την ισχύ μετάδοσης και να μειώνει το πρόβλημα της peak-to-average-power αναλογίας, το οποίο συζητήθηκε στο Κεφάλαιο 2. Το PAPR πρόβλημα είναι οξύ ιδιαίτερα στο uplink, όπου η αποτελεσματικότητα της ισχύος και του κόστους του ενισχυτή ισχύος είναι υπερβολικά ευαίσθητες ποσότητες. Χωρίζοντας σε κομμάτια ολόκληρο εύρος ζώνης μεταξύ πολλών MSs σε ένα κελί, κάθε MS χρησιμοποιεί μόνο ένα μικρό υποσύνολο (subset) των υπο-φερόντων. Οπότε κάθε MS μεταδίδει με χαμηλό PAPR- όπου το PAPR αυξάνεται με τον αριθμό των υπο-φερόντων- και με πολύ χαμηλότερη συνολική ισχύ από ότι αν έπρεπε να μεταδώσει πάνω από ολόκληρο το εύρος ζώνης. Το Σχήμα 3.4 το εμφανίζει σε εικόνα. Οι χαμηλοί ρυθμοί μετάδοσης και η έκρηξη μετάδοσης δεδομένων χειρίζονται πολύ πιο αποτελεσματικά στο OFDMA από ότι για μονό-χρήστη το OFDM ή TDMA ή CSMA, αφού λειτουργούν σε υψηλή ισχύ πάνω από ολόκληρο το εύρος ζώνης, ενώ το OFDMA επιτρέπει στον ίδιο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων να σταλούν μέσω μιας μεγαλύτερης περιόδου χρόνου, χρησιμοποιώντας την ίδια συνολική ισχύ.



Σχήμα 3.4. Ένα OFDM με 256 υπο-φέροντα και ένα OFDMA μόνο με 64 από τα 256 χρησιμοποιούμενα υπο-φέροντα. Η συνολική ισχύς που χρησιμοποιείται είναι η ίδια, αλλά το OFDMA επιτρέπει πολύ χαμηλότερη ισχύ κορυφής

3.2 Διαφορικό κέρδος πολλών-χρηστών και προσαρμοσμένη διαμόρφωση

Στο OFDMA η κατανομή του υπο-φέροντος και της ισχύος πρέπει να βασίζεται στις συνθήκες του καναλιού, προκειμένου να μεγιστοποιηθεί το throughput του καναλιού. Σε αυτό το κεφάλαιο παρέχονται πληροφορίες στις δύο αρχές «κλειδιά» που δίνουν υψηλή απόδοση στο OFDM, **το διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών** και **την προσαρμοσμένη διαμόρφωση**. Το διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών περιγράφει τα διαθέσιμα κέρδη, διαλέγοντας έναν χρήστη ή υποσύνολο χρηστών που έχουν «καλές» συνθήκες. Η προσαρμοσμένη διαμόρφωση είναι ο τρόπος με τον οποίο ένα «καλό» κανάλι μπορεί να εκμεταλλευθεί, για να επιτύχει υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.

3.2.1 Διαφορικό κέρδος πολλών-χρηστών

Το κυρίως κίνητρο για κατανομή προσαρμοσμένων υπο-φερόντων στα συστήματα OFDM είναι η εκμετάλλευση του διαφορικού κέρδους πολλών χρηστών. Παρόλο που τα συστήματα OFDM έχουν έναν μεγάλο αριθμό υπο-φερόντων, η επικέντρωση γίνεται σε ένα μόνο υπο-φέρον μεταξύ πολλών χρηστών.

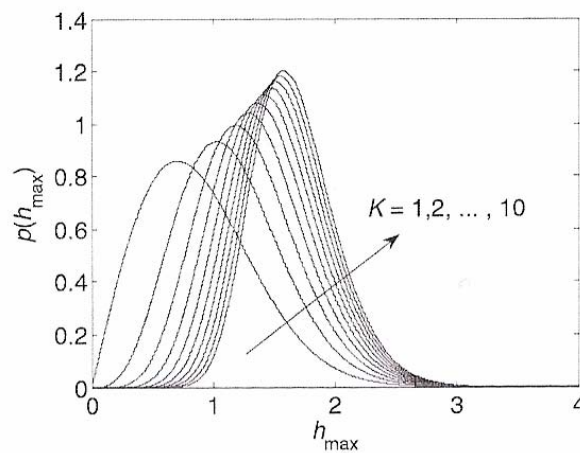
Υποθέτουμε ένα σύστημα με K χρήστες στο οποίο το υπο-φέρον, όπου επικεντρώνεται το ενδιαφέρον, δοκιμάζει π.χ. Rayleigh fading. Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος από το κανάλι κάθε χρήστη είναι ανεξάρτητο από τους άλλους και δείχνεται με το h_k . Η πιθανότητα πυκνότητας λειτουργίας (PDF) των χρηστών K έχει καναλικό κέρδος $P(h_k)$ που δίνεται ως:

$$p(h_k) = \begin{cases} 2h_k e^{-2h_k} & \text{if } h_k \geq 0 \\ 0 & \text{if } h_k < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

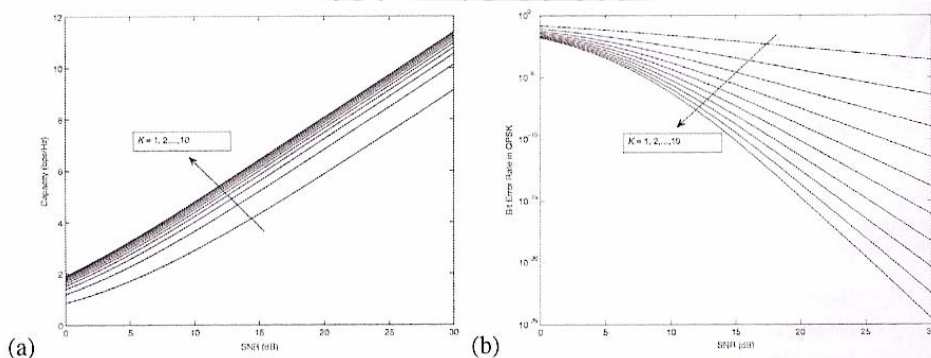
Τώρα υποθέτουμε ότι ο σταθμός βάσης μεταδίδει μόνο στον χρήστη με το μεγαλύτερο καναλικό κέρδος, που δείχνεται ως $h_{\max} = \max(h_1, h_2, \dots, h_k)$. Είναι εύκολο να επαληθευτεί ότι το PDF του h_{\max} είναι:

$$p(h_{\max}) = 2Kh_{\max} (1 - e^{-2h_{\max}})^{K-1} e^{-2h_{\max}} \quad (3.2)$$

Το Σχήμα (3.5) δείχνει το PDF του h_{\max} για ποικίλες τιμές των K . Όσο ο αριθμός των χρηστών αυξάνεται το PDF του h_{\max} μετατοπίζεται προς τα δεξιά, που σημαίνει ότι βελτιώνεται η πιθανότητα να υπάρχει μεγάλο καναλικό κέρδος. Το Σχήμα (3.6) δείχνει πως αυτό το αυξημένο καναλικό κέρδος βελτιώνει την χωρητικότητα και τον ρυθμό του bit error, για μη κωδικοποιημένο QPSK.



Σχήμα 3.5 Το PDF του h_{\max} , το μέγιστο όφελος από το κανάλι των K χρηστών



Σχήμα 3.6 Για ποικίλους αριθμούς K χρηστών (a) η κατά μέσο όρο χωρητικότητα και (b) QPSK ρυθμός λάθους bit

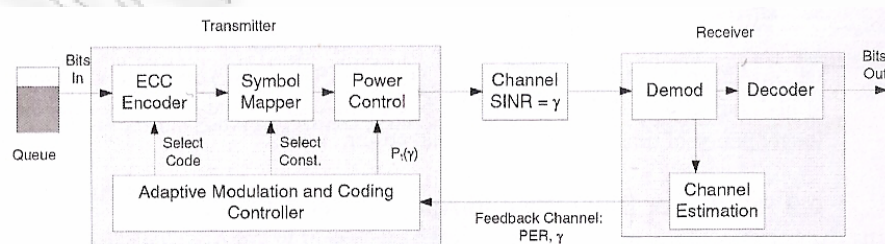
Και τα δύο σχέδια δείχνουν ότι το διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών βελτιώνεται όσο ο αριθμός των χρηστών του συστήματος αυξάνεται, αλλά το μεγαλύτερο μέρος του κέρδους επιτυγχάνεται μόνο από τους πρώτους χρήστες. Συγκεκριμένα έχει αποδειχθεί ότι χρησιμοποιώντας την θεωρία των υπερβολικών-τιμών, ότι σε ένα σύστημα K χρηστών, η κατά μέσο όρο χωρητικότητα κλιμακώνεται όσο $\log \log K$ [20], θεωρώντας ακριβώς Rayleigh fading. Αν π.χ. log-normal σκίαση είναι παρούσα για κάθε έναν από τους χρήστες, το οποίο είναι μια λογική υπόθεση, η κλίμακα βελτιώνεται σε $\sqrt{\log K}$.

Στο WiMAX σύστημα το διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών γενικά θα μειώνεται από τις κατά μέσο όρο επιδράσεις όπως, το διαφορικό κέρδος του χρόνου και η ανάγκη να ανατεθούν στους χρήστες συνεχόμενα blocks υπο-φερόντων. Αυτή η διαφορά συζητείται λεπτομερώς στη Ενότητα 3.4.3. Ωστόσο, τα οφέλη του διαφορικού κέρδους πολλών χρηστών λαμβάνονται σημαντικά υπόψη σε πρακτικά συστήματα. Παρόλο που εστιάζεται η προσοχή στα οφέλη, σε όρους χωρητικότητας, πρέπει να σημειωθεί ότι σε κάποιες περιπτώσεις η κυριότερη επίδραση του διαφορικού κέρδους πολλών χρηστών στηρίζεται στην αξιοπιστία της σύνδεσης και στην συνολική περιοχή κάλυψης.

3.2.2 Προσαρμοσμένη διαμόρφωση και κωδικοποίηση

Τα WiMAX συστήματα χρησιμοποιούν προσαρμοσμένη διαμόρφωση και κωδικοποίηση προκειμένου να εκμεταλλευθούν την διακύμανση στο κανάλι. Η βασική ιδέα είναι αρκετά απλή. Μετάδοση ρυθμού δεδομένων σε όσο γίνεται ψηλότερο επίπεδο, όταν το κανάλι είναι «καλό» και μετάδοση σε χαμηλό ρυθμό όταν το κανάλι είναι «φτωχό» προκειμένου να αποφευχθεί υπέρμετρη απώλεια πακέτων δεδομένων. Χαμηλοί ρυθμοί δεδομένων επιτυγχάνονται χρησιμοποιώντας μικρό αστερισμό, όπως το QPSK και χαμηλούς κωδικούς διόρθωσης λαθών, όπως ο ρυθμός $\frac{1}{2}$ συνέλιξης ή turbo κωδικούς. Οι υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων επιτυγχάνονται με μεγάλους αστερισμούς, όπως 64 QAM και λιγότερους κωδικούς διόρθωσης λαθών, για παράδειγμα, ο ρυθμός συνέλιξης $\frac{3}{4}$ turbo ή LDPC κωδικοί. Σε όλα, 52 ρυθμίσεις από σειρές διαμόρφωσης και τύποι κωδικών και ρυθμών είναι πιθανοί, παρόλο που οι περισσότερες εφαρμογές του WiMAX προσφέρουν μόνο ένα κλάσμα αυτών.

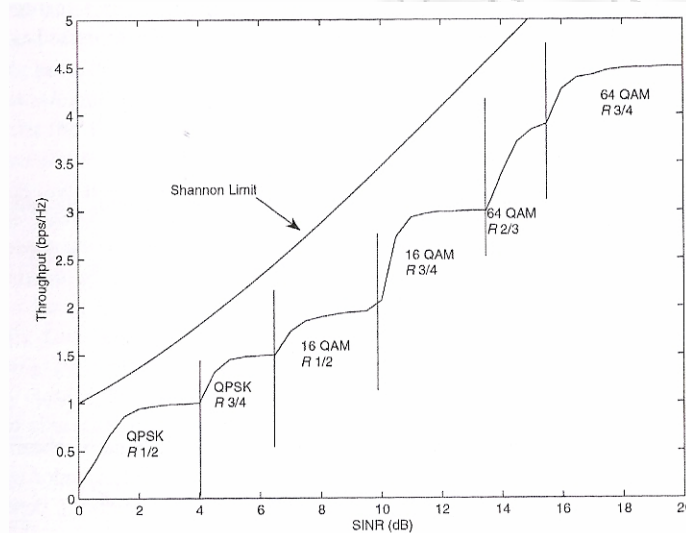
Ένα block-διάγραμμα ενός AMC (Adaptive Modulation Coding) συστήματος δίνεται στο Σχήμα 3.7.



Σχήμα 3.7 Η προσαρμοσμένη διαμόρφωση και το κωδικοποιημένο block διάγραμμα

Για απλούστευση, λαμβάνεται πρώτα υπόψη ένα σύστημα ενός χρήστη που προσπαθεί να μεταδώσει όσο γρηγορότερα γίνεται μέσω ενός καναλιού, με μια μεταβλητή SINR π.χ. λόγω εξασθένισης. Ο στόχος του μεταδότη είναι να μεταδώσει δεδομένα από την ουρά όσο πιο γρήγορα γίνεται, υποταγμένο στα δεδομένα τα οποία διαμορφώνονται και αποκωδικοποιούνται αξιόπιστα στον δέκτη. Η ανατροφοδότηση είναι σημαντική για προσαρμοσμένη διαμόρφωση και κωδικοποίηση. Ο μεταδότης χρειάζεται να ξέρει το «καναλικό SINR» γ , το οποίο προσδιορίζεται ως λαμβανόμενο SINR γ , διαχωριζόμενο από την ισχύ μετάδοσης P_t , το οποίο είναι συνήθως μια λειτουργία γ . Το λαμβανόμενο SINR είναι έτσι $\gamma_r = P_t \gamma$.

Το Σχήμα 3.8. δείχνει ότι χρησιμοποιώντας έξι από τα συνηθισμένα προφίλ, είναι πιθανόν να επιτευχθεί μία μεγάλη σειρά από φασματικές αποδόσεις.



Σχήμα 3.8 Η χωρητικότητα έναντι του SINR, υποθέτοντας ότι επιλέγονται για κάθε SINR η καλύτερη διαθέσιμη διαμόρφωση αστερισμού και κωδικοποίησης. Μόνο έξι διαμορφώσεις χρησιμοποιούνται σε αυτό το σχεδιάγραμμα και ο turbo αποκωδικοποιητής είναι max log MAP αποκωδικοποιητής με οκτώ επαναλήψεις του διερχόμενου μηνύματος.

Αυτό επιτρέπει να αυξάνεται η χωρητικότητα όσο το SINR αυξάνεται ακολουθώντας τη σχέση του Shannon $C = \log_2(1+\text{SNR})$. Σε αυτήν την περίπτωση, ο χαμηλότερος προσφερόμενος ρυθμός μετάδοσης είναι με QPSK και turbo κωδικοποίηση με ρυθμό 1/2. Τα προφίλ του υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης είναι το 64QAM με turbo κώδικα 3/4. Η διεκπαιρευτική ικανότητα (throughput) που επιτυγχάνεται με ένα εύρος ζώνης καθορίζεται ως

$$T = (1-\text{BLER}) r \log_2(M) \text{ bps/Hz}, \quad (3.3)$$

όπου BLER είναι ο ρυθμός λαθών σε block, r είναι ο ρυθμός κωδικοποίησης και M είναι ο αριθμός των σημείων της ψηφιακής διαμόρφωσης. Για παράδειγμα, το 64 QAM με ρυθμό 3/4 κωδικών επιτυγχάνει το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων (throughput) της τάξεως 4.5bps/Hz, όταν BLER 0, το QPSK με ρυθμό κωδικών 1/2 επιτυγχάνει στην καλύτερη περίπτωση μετάδοση δεδομένων (throughput) της τάξεως 1 bps/Hz.

Τα αποτελέσματα που δείχνονται εδώ ισχύουν και στην περίπτωση ενός ιδανικού καναλιού και δεν λαμβάνουν υπόψη τις αναμεταδώσεις (retransmissions) με ARQ. Στην πράξη, η ανατροφοδότηση θα επιφέρει κάποια καθυστέρηση και πιθανά θα μειώνεται λόγω της ατελούς εκτίμησης του καναλιού ή λόγω των λαθών στο κανάλι ανατροφοδότησης. Τα συστήματα WiMAX προστατεύουν το κανάλι ανατροφοδότησης με διόρθωση των λαθών της, οπότε η κύρια πηγή της υποβάθμισης είναι η κινητικότητα, η οποία θέτει τους υπολογισμούς του καναλιού γρήγορα σε αχρηστία. Εμπειρικά με ταχύτητα μεγαλύτερη της τάξεως 30 km/h σε 2,100 MHz φέρον, ακόμα και η πιο γρήγορη διαμόρφωση ανατροφοδότησης δεν επιτρέπει συγχρονισμένη και ορθή κατάσταση πληροφοριών καναλιού να είναι διαθέσιμη.

Η πρόκληση στο AMC είναι να ελέγχονται αποτελεσματικά τρεις ποσότητες ταυτόχρονα: η μεταφερόμενη ισχύ, ο ρυθμός μετάδοσης (αστερισμός) και ο ρυθμός κωδικοποίησης. Αυτό έχει αποτέλεσμα να εξελιχθεί μια κατάλληλη πολιτική για τον AMC controller, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7. Παρόλο που αιτιολογημένες κατευθυντήριες γραμμές μπορούν να αναπτυχθούν από μια θεωρητική μελέτη προσαρμοσμένης διαμόρφωσης, στην πράξη ο μηχανικός του συστήματος χρειάζεται να ανάπτυξη και να συντονίσει έναν αλγόριθμο, βασιζόμενο σε εκτεταμένες προσομοιώσεις (simulations), αφού η απόδοση στηρίζεται σε πολλούς παράγοντες. Κάποιες από αυτές τις μελέτες είναι :

- BLER και λαμβανόμενο SINR:

Στην θεωρία προσαρμοσμένης διαμόρφωσης ο πομπός χρειάζεται να ξέρει μόνο τις στατιστικές και το στιγμιαίο SINR. Από το SINR του καναλιού, ο πομπός μπορεί να καθορίσει την ιδανική στρατηγική κωδικοποίησης και διαμόρφωσης και την ισχύ μετάδοσης. Στην πράξη ωστόσο, το BLER πρέπει να παρακολουθείται προσεκτικά για το εάν ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων πρέπει να αυξηθεί (αν το BLER είναι χαμηλό) ή να μειωθεί σε μια πιο γερή ρύθμιση (robust setting).

- Αίτημα αυτόματης επανάληψης (ARQ Automatic Repeat Request)

Το ARQ επιτρέπει γρήγορες αναμεταδόσεις και το υβριδικό ARQ γενικά αυξάνει το ιδανικό σημείο λειτουργίας του BLER με έναν συντελεστή 10 π.χ. από 1% σε 10%. Για εφαρμογές ανθεκτικές στην καθυστέρηση, μπορεί να είναι εφικτό να γίνει αποδεκτή μια BLER προσέγγιση ίση με 70%, αν Chase combining χρησιμοποιείται σε σύζευξη με H-ARQ για να γίνει χρήση των μη-επιτυχημένων πακέτων.

- Έλεγχος ισχύος κατά waterfilling

Στην θεωρία η πολιτική ελέγχου ισχύος από ένα σημείο αναφοράς χωρητικότητας (capacity standpoint) είναι η λεγόμενη στρατηγική waterfilling, στην οποία περισσότερη ισχύς κατανέμεται σε «δυνατά» κανάλια και λιγότερη ισχύ δίνεται σε «αδύναμα» κανάλια. Στην πράξη μπορεί να ισχύει το αντίθετο καμιά φορά. Για παράδειγμα, στο Σχήμα 3.8., σχεδόν τίποτα δεν κερδίζεται με ένα 13dB SINR έναντι ενός 11dB SINR. Και στις δύο περιπτώσεις ο ρυθμός των δεδομένων που μεταδίδονται είναι 3 bps/Hz. Οπότε, όσο το SINR βελτιώνεται από 11 dB σε 13 dB, ο πομπός θα συμβουλευθεί να χαμηλώσει την μεταδιδόμενη ισχύ, προκειμένου να εξοικονομήσει ισχύ και να παράγει λιγότερη παρεμβολή στα διπλανά κελιά.

- Προσαρμοσμένη διαμόρφωση στο OFDMA

Σε ένα OFDMA σύστημα σε κάθε χρήστη κατανέμεται ένα block υπο-φερόντων, κάθε ένα από τα οποία έχει διαφορετικές τιμές από SINRs. Οπότε πρέπει να δοθεί προσοχή στο να επιλεγθεί σύνολο αστερισμού και κωδικοποίησης βάσει των τιμών των SINRs των υποφερόντων.

3.3. Τεχνικές κατανομής πόρων για το OFDMA

Υπάρχουν πολλοί τρόποι εκμετάλλευσης της διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών και της προσαρμοσμένης διαμόρφωσης σε συστήματα OFDMA. Οι αλγόριθμοι που εκμεταλλεύονται αυτά τα κέρδη καθορίζονται στα standart του WiMAX και όλοι είναι ελεύθεροι να αναπτύσσουν τις δικές τους κατανομές στην διαδικασία. Η ιδέα είναι η ανάπτυξη αλγόριθμων για να προσδιορίσει ποιούς χρήστες θα προγραμματίσει, πως θα κατανεμηθούν σε αυτούς τα υπο-φέροντα και πως θα προσδιοριστούν τα κατάλληλα επίπεδα ισχύος, για κάθε χρήστη σε κάθε υπο-φέρον. Σε αυτήν την ενότητα θα ληφθούν υπόψη κάποιες από τις πιθανές προσεγγίσεις της

κατανομής πόρων. Εστιάζεται το ενδιαφέρον στις τεχνικές που επιχειρούν να ισορροπήσουν την επιθυμία για υψηλό επίπεδο μετάδοσης δεδομένων με ισοτιμία ανάμεσα στους χρήστες του συστήματος. Γενικά υποθέεται ότι οι εξερχόμενες ουρές για κάθε χρήστη είναι γεμάτες, αλλά στην πράξη οι αλγόριθμοι που συζητούνται εδώ μπορούν να τροποποιηθούν έτσι ώστε να προσαρμοστούν στο μήκος ουράς ή στις ανάγκες της καθυστέρησης, οι οποίοι σε πολλές εφαρμογές θα είναι ακόμα περισσότερο σημαντικές από την ακατέργαστη μεταφορά δεδομένων (raw throughput). Σημειώνεται ότι η θεωρία προγραμματισμού και ανάγκης καθυστέρησης είναι ένα πλούσιο σε υλικό θέμα από μόνο του και το να αναλυθεί σε αυτό το κεφάλαιο δεν θα ήταν σκόπιμο.

Σε ένα downlink OFDMA σύστημα που δείχνεται στο Σχήμα 3.3., οι χρήστες υπολογίζουν και ανατροφοδοτούν την κατάσταση πληροφοριών του καναλιού (CSI) σε έναν κεντρικό σταθμό βάσης. Με βάση τα CSI των χρηστών και την διαδικασία κατανομής πόρων καθορίζονται τα υπο-φέροντα και η κατανομή ισχύος τους. Όταν τα υπο-φέροντα για κάθε χρήστη έχουν καθοριστεί, ο σταθμός βάσης πρέπει να πληροφορήσει κάθε χρήστη για το ποια υπο-φέροντα του έχουν κατανεμηθεί. Αυτός ο υπολογισμός των υπο-φερόντων πρέπει να δοθεί προς όλους τους χρήστες οποτεδήποτε η κατανομή πόρων αλλάζει. Τυπικά η κατανομή πόρων πρέπει να εκτελεστεί ανάλογα με τον χρόνο συνοχής του καναλιού, παρόλο που μπορεί να εκτελείται πιο συχνά αν πολλοί χρήστες ανταγωνίζονται για τους πόρους.

Η κατανομή πόρων μπορεί να διατυπωθεί ως πρόβλημα βελτιστοποίησης, είτε πρώτον ελαχιστοποιώντας την συνολικά μεταδιδόμενη ισχύ, με έναν περιορισμό στον ρυθμό μετάδοσης του χρήστη [16], είτε δεύτερον μεγιστοποιώντας τον συνολικό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, με έναν περιορισμό στην συνολική ισχύ μετάδοσης [19, 21]. Ο πρώτος στόχος είναι κατάλληλος για καθορισμένου ρυθμού εφαρμογές (fixed-rate-applications), όπως η φωνή, ενώ η δεύτερη είναι πιο κατάλληλη για επαναστατικές εφαρμογές, όπως μετάδοση δεδομένων και άλλες IP εφαρμογές. Στην ενότητα αυτή εστιάζομαστε στους αλγόριθμους προσαρμοσμένου ρυθμού (rate-adaptive-algorithms) (κατηγορία 2), οι οποίοι είναι πιο προσιτοί στα WiMAX συστήματα.

Επίσης, σημειώνεται ότι η υπολογίσιμη σχετική εργασία στην κατανομή πόρων έχει γίνει για τα πολύ-φέροντα DSL συστήματα για τα οποία η κάλυψη και οι αναφορές σε αυτήν την ενότητα δεν είναι σε καμία περίπτωση περιεκτικές. Εκτός εάν

διατυπωθεί διαφορετικά, υποθέτεται σε αυτήν την ενότητα ότι ο σταθμός βάσης έχει αποκομίσει ιδανικές ακαριαίες καναλικές πληροφορίες για όλους τους χρήστες. Ο Πίνακας 3.1 συνοψίζει την σημειογραφία που θα χρησιμοποιηθεί σε όλη την ενότητα.

Notation	Meaning
K	Number of users
L	Number of subcarriers
$H_{k,l}$	Envelope of channel gain for user k in subcarrier l
$P_{k,l}$	Transmit power allocated for user k in subcarrier l
σ^2	AWGN power spectrum density
P_{tot}	Total transmit power available at the base station
B	Total transmission bandwidth

Πίνακας 3.1 Σημειογραφία

3.3.1. Αλγόριθμος μεγίστου συνολικού ρυθμού

Όπως διαφαίνεται από την ονομασία, ο στόχος του αλγορίθμου μεγιστοποίησης του συνολικού ρυθμού (MSR=Maximum Sum Rate), είναι να μεγιστοποιηθεί το άθροισμα του ρυθμού μετάδοσης όλων των χρηστών, δεδομένου του περιορισμού της συνολικά εκπεμπόμενης ισχύος. Αυτός ο αλγόριθμος είναι ιδανικός, εάν ο στόχος είναι να πάρουμε όσο το δυνατόν περισσότερα δεδομένα μέσα από το σύστημα. Το μειονέκτημα του MSR αλγορίθμου υφίσταται επειδή είναι δυνατόν σε ορισμένους χρήστες, που είναι κοντά στον σταθμό βάσης και γι' αυτό έχουν εξαιρετικά σε κατάσταση κανάλια, να κατανεμηθούν όλοι οι πόροι του συστήματος. Συνοπτικά εδώ χαρακτηρίζεται το SINR, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και η ισχύς και κατανομή των υπο-φερόντων που ο MSR αλγόριθμος κατορθώνει.

Έστω ότι το $P_{k,l}$ δίνει για τον χρήστη k την εκπεμπόμενη ισχύ στο υποφέρον l . Ο λόγος σήματος-προς-παρεμβολή συν το θορύβο για τον χρήστη k στο υπο-φέρον l , δηλαδή $SINR_{k,l}$ εκφράζεται ως:

$$SINR_{k,l} = \frac{P_{k,l}h_{k,l}^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K P_{j,l}h_{k,l}^2 + \sigma^2 \frac{B}{L}} \quad (3.4)$$

Χρησιμοποιώντας την χωρητικότητα Shannon για μέτρηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, ο αλγόριθμος MSR μεγιστοποιεί την ακόλουθη ποσότητα:

$$\max_{P_{k,l}} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \frac{B}{L} \log(1 + SINR_{k,l}) \quad (3.5)$$

με τον περιορισμό της συνολικής ισχύος $\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L P_{k,l} \leq P_{tot}$.

Σε όλη αυτήν την ενότητα χρησιμοποιείται η σχέση της χωρητικότητας Shannon ως μέτρηση της διεκπαιρευτικής ικανότητας. Στην πράξη υπάρχει ένα κενό μεταξύ της επιτυγχανόμενου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και τον μέγιστο (Shannon) ρυθμό, ο οποίος μπορεί απλά να χαρακτηριστεί με ένα SINR κενό μερικών dB. Οπότε αυτή η προσέγγιση στον επιμερισμό πόρων είναι έγκυρος, αλλά οι αριθμοί που δίνονται εδώ είναι κάπως αισιόδοξοι.

Το άθροισμα της χωρητικότητας μεγιστοποιείται, αν η συνολική διαπερατότητα κάθε υπο-φέροντος μεγιστοποιείται. Γι' αυτό το μέγιστο άθροισμα του προβλήματος βελτιστοποίησης χωρητικότητας μπορεί να διαχωριστεί σε L απλούστερα προβλήματα, ένα για κάθε υπο-φέρον. Περαιτέρω, το άθροισμα χωρητικότητας στο υπο-φέρον l , που εμφανίζεται ως C_l μπορεί να γραφτεί ως:

$$C_l = \sum_{k=1}^K \log \left(1 + \frac{P_{k,l}}{P_{tot,l} - P_{k,l} + \frac{\sigma^2 B}{h_{k,l}^2 L}} \right) \quad (3.6)$$

όπου το $P_{tot,l} - P_{k,l}$ δείχνει την παρεμβολή των άλλων χρηστών στον χρήστη k στο υπο-φέρον l . Είναι εύκολο να δειχθεί ότι C_l μεγιστοποιείται όταν η διαθέσιμη ισχύς $P_{tot,l}$ ανατίθεται σε έναν χρήστη με το μεγαλύτερο κέρδος καναλιού στο υπο-φέρον l . Αυτό το αποτέλεσμα συμφωνεί με την εξής υπόθεση: κάθε κανάλι που δίνεται στον χρήστη να είναι με το μέγιστο κέρδος. Αυτό μερικές φορές αναφέρεται ως συνεχής βελτιστοποίηση. Η ιδανική κατανομή ισχύος συνεχίζεται με τον αλγόριθμο

waterfilling, που συζητήθηκε νωρίτερα και το συνολικό άθροισμα χωρητικότητας καθορίζεται προσθέτοντας τον ρυθμό σε κάθε ένα από τα υπο-φέροντα.

3.3.2. Αλγόριθμος μέγιστης αμεροληψίας

Παρόλο που η συνολική διαπερατότητα μεγιστοποιείται με τον MSR αλγόριθμο (Maximum Fairness Algorithm) σε ένα κυψελωτό σύστημα όπως το WiMAX, στο οποίο το pathloss attenuation ποικίλει από αρκετές λειτουργίες μεγάλης σπουδαιότητας μεταξύ των χρηστών, κάποιιοι θα εξυπηρετηθούν ελάχιστα από μια διαδικασία προγράμματος βασιζόμενη στο MSR. Εναλλακτικά, ο αλγόριθμος μέγιστης αμεροληψίας στοχεύει στην κατανομή υπο-φερόντων και της ισχύος έτσι ώστε ο ελάχιστος ρυθμός δεδομένων του χρήστη να μεγιστοποιείται. Αυτό φυσικά οδηγεί στην εξίσωση των ρυθμών μετάδοσης όλων των χρηστών, γι' αυτό και καλείται με τον όρο «μέγιστη αμεροληψία».

Ο αλγόριθμος μέγιστης αμεροληψίας αναφέρεται ως ένα μέγιστο-ελάχιστο πρόβλημα (max-min problem), αφού ο στόχος είναι η μεγιστοποίηση του ελάχιστου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Η κατανομή του ιδανικού υπο-φέροντος και της ισχύος είναι σημαντικά πιο δύσκολη να καθοριστεί από ότι στην περίπτωση του MSR, γιατί η αντικειμενική λειτουργία δεν είναι κοίλη (con-cave). Είναι συγκεκριμένα δύσκολο να βρεθεί ταυτόχρονα ο ιδανικός επιμερισμός του υπο-φέροντος και της ισχύος. Γι' αυτό είναι απαραίτητοι μικρής πολυπλοκότητας υποβέλτιστοι (suboptimal) αλγόριθμοι, στους οποίους ο επιμερισμός του υπο-φέροντος και της ισχύος γίνονται ξεχωριστά.

Μια συνηθισμένη προσέγγιση είναι να υποτεθεί αρχικώς ότι ίση ισχύς κατανέμεται σε κάθε υποφέρον και μετά να ανατεθεί σε κάθε διαθέσιμο υπο-φέρον σε χαμηλής μετάδοσης χρήστη, με το καλύτερο κανάλι σε αυτό [14, 17]. Μόλις η ημι-ιδανική κατανομή υπο-φερόντων ολοκληρωθεί, μία ιδανική waterfilling κατανομή ισχύος μπορεί να εφαρμοστεί. Είναι τυπικό σε αυτόν τον ημι-ιδανικό υπολογισμό να είναι πολύ κοντά στην εφαρμογή που ζητείται να εξασφαλίσει, με μια πλήρη έρευνα, τον καλύτερο συνδυασμό κατανομής υπο-φέροντος και ισχύος, σε όρους ταυτόχρονης επιτυχίας αμεροληψίας και συνολικής διαπερατότητας.

3.3.3 Αλγόριθμος ρυθμού ανάλογου περιορισμού

Μια αδυναμία του μέγιστου αμερόληπτου αλγόριθμου είναι ότι ο ρυθμός διανομής μεταξύ των χρηστών δεν είναι ελαστικός. Περαιτέρω, η συνολική χωρητικότητα περιορίζεται κατά πολύ από τον χρήστη με το χειρότερο SINR, αφού οι περισσότεροι από τους πόρους κατανέμονται σε αυτόν τον χρήστη, το οποίο είναι προφανώς ημί-ιδανικό. Στο δίκτυο ασύρματης ευρυζωνικότητας είναι πιθανό διαφορετικοί χρήστες να απαιτούν συγκεκριμένης εφαρμογής ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, τα οποία ποικίλουν σημαντικά. Μια γενικοποίηση της μέγιστης αμεροληψίας του αλγόριθμου είναι ο αναλογικός ρυθμός (proportional rate) να αντιτίθεται του PRC αλγορίθμου, του οποίου ο σκοπός είναι να μεγιστοποιήσει το άθροισμα της διαπερατότητας, με την επιπρόσθετη αντιμαχία ότι ο ρυθμός μετάδοσης κάθε χρήστη είναι αναλογικός σε ένα set προκαθορισμένων του συστήματος $\{\beta_k\}_{k=1}^K$. Μαθηματικά, ο ανάλογος περιορισμός ρυθμού δεδομένων, μπορεί να δοθεί ως:

$$\frac{R_1}{\beta_1} = \frac{R_2}{\beta_2} = \dots = \frac{R_K}{\beta_K} \quad (3.7)$$

Όπου ο επιτυχημένος ρυθμός μετάδοσης R_k κάθε χρήστη είναι

$$R_k = \sum_{l=1}^L \frac{\rho_{k,l} B}{L} \log_2 \left(1 + \frac{P_{k,l} h_{k,l}^2}{\sigma^2 \frac{B}{L}} \right) \quad (3.8)$$

Και $\rho_{k,l}$ μπορεί να είναι η τιμή μόνο 1 ή 0, υποδεικνύοντας αν το υπο-φέρων l χρησιμοποιείται από τον χρήστη k . Προφανώς αυτό είναι το ίδιο set up με αυτό της μέγιστης αμεροληψίας αλγορίθμου αν $\beta_k = 1$. Το πλεονέκτημα είναι ότι κάθε αυθαίρετος ρυθμός μετάδοσης μπορεί να επιτευχθεί διαφοροποιώντας τις β_k τιμές.

Το PRC πρόβλημα βελτιστοποίησης είναι επίσης δύσκολο να λυθεί άμεσα, αφού εμπεριέχει ταυτόχρονα μεταβλητές $P_{k,l}$ και δυαδικές μεταβλητές $\rho_{k,l}$ και το set δεν είναι κυρτό.

Όσο για την υπόθεση της μέγιστης αμεροληψίας, η προνοητική προσέγγιση είναι να διαχωριστεί το υπο-φέρων και να επιμεριστεί η ισχύς και να δημιουργηθούν νέα σχεδόν ιδανικά υπο-φέροντα και κατανομές ισχύος, οι οποίες είναι κατορθωτές με διαχειριστική πολυπλοκότητα [22, 23].

3.3.4 Αναλογικός προγραμματισμός αμεροληψίας

Οι τρεις αλγόριθμοι που συζητήθηκαν έως τώρα προσπαθούν στιγμιαία να πετύχουν έναν στόχο, όπως το συνολικό άθροισμα χωρητικότητας (MSR αλγόριθμος), ή μέγιστη αμεροληψία (ίσος αριθμός μετάδοσης ανάμεσα στους χρήστες). Εναλλακτικά θα μπορούσε να επιχειρηθεί η επίτευξη τέτοιων αντικειμενικών στόχων που να παρέχουν σημαντική επιπρόσθετη ευελιξία στον προγραμματισμό αλγορίθμων. Σε αυτήν την περίπτωση, εκτός από την χωρητικότητα και την αμεροληψία (fairness), ένα τρίτο στοιχείο εισάγεται, η λεγόμενη καθυστέρηση (latency). Σε εξαιρετική περίπτωση ανεκτικότητας σε καθυστέρηση, ο προγραμματιστής μπορεί απλά να περιμένει τον χρήστη να έρθει κοντά στον σταθμό βάσης πριν μεταδώσει. Στον προγραμματισμό, ο αλγόριθμος MSR πετυχαίνει ταυτόχρονα αμεροληψία και μέγιστη χωρητικότητα αν υποθεθεί ότι οι χρήστες έχουν κατά μέσο όρο τα ίδια κανάλια, σε βάθος χρόνου, κατά σειρά λεπτών, ωρών και άλλων και δεν υπάρχει περιορισμός όσον αφορά την λανθάνουσα κατάσταση. Αφού οι λανθάνουσες καταστάσεις ακόμα και με σειρά δευτερολέπτων είναι γενικά μη αποδεκτές, οι προγραμματισμένοι αλγόριθμοι, που ισορροπούν την λανθάνουσα κατάσταση και την διαπερατότητα και πετυχαίνουν κάποια βαθμό αμεροληψίας, είναι απαραίτητοι. Η πιο γνωστή έκδοση αυτού του τύπου προγραμματισμού είναι ο συμμετρικά αμερόληπτος (PF = proportional fairness) προγραμματισμός.

Ο PF προγραμματισμός έχει σχεδιαστεί ώστε να εκμεταλλεύεται την διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών και παράλληλα να διατηρεί σε βάθος χρόνου ανάλογη διαπερατότητα για όλους τους χρήστες. Το $R(t)$ δείχνει τον στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης που μπορεί ο χρήστης k να πετύχει σε χρόνο t και το $T_k(t)$ είναι ο μέσος όρος διαπερατότητας για έναν χρήστη k σε σχισμή χρόνου t . Ο συμμετρικά αμερόληπτος προγραμματισμός (PF) διαλέγει τον χρήστη, που εκφράζεται με τον όρο k , με τον υψηλότερο $R_k(t) / T_k(t)$ για μετάδοση. Σε βάθος χρόνου αυτό είναι ισότιμο με το να διαλέγεται ο χρήστης με τον υψηλότερο στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης συσχετισμένο με τον προσχεδιασμένο ρυθμό.

Ο μέσος όρος ρυθμός μετάδοσης $T_k(t)$ για όλους τους χρήστες τότε αναβαθμίζεται σύμφωνα με:

$$T_k(t+1) = \left\{ \begin{array}{ll} \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k(t) + \frac{1}{t_c} R_k(t) & k=k^* \\ \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k(t) & k \neq k^* \end{array} \right\} \quad (3.9)$$

Αφού ο PF (proportional fairness) προγραμματισμός διαλέγει τον χρήστη με τον μεγαλύτερο στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης συσχετισμένο με την κατά μέσο όρο διαπερατότητα, είναι απίθανο να διελεγχθούν «κακά» κανάλια. Από την άλλη πλευρά, οι χρήστες που αδικούνται στην εξυπηρέτηση λαμβάνουν προτεραιότητα προγραμματισμού, το οποίο ενισχύει την αμεροληψία. Η παράμετρος t_c ελέγχει την λανθάνουσα κατάσταση του συστήματος. Αν το t_c είναι μεγάλο η λανθάνουσα κατάσταση αυξάνεται, με αποτέλεσμα υψηλότερο άθροισμα διαπερατότητας. Αν το t_c είναι μικρό η λανθάνουσα κατάσταση μειώνεται, αφού οι κατά μέσο όρο τιμές διαπερατότητας αλλάζουν γρήγορα, με κόστος ένα μέρος της διαπερατότητας. Ο PF προγραμματιστής έχει ευρέως υιοθετηθεί στα πακέτα συστημάτων δεδομένων, όπως HSDPA και 1* EV-DO, όπου το t_c συνήθως προγραμματίζεται να είναι ανάμεσα σε 10 και 20. Ένα ενδιαφέρον στοιχείο του PF προγραμματισμού είναι ότι όσο το $t_c \rightarrow \infty$, το άθροισμα των λογαρίθμων του ρυθμού μετάδοσης του χρήστη μεγιστοποιείται. Η μεγιστοποίηση του PF προγραμματισμού είναι: $\sum_{k=1}^K \log T_k$.

Παρόλο που είναι αρχικά σχεδιασμένο για μονο-κάναλο σχισμής-χρόνου συστήματα ο PF προγραμματισμός μπορεί να προσαρμοστεί σε ένα OFDMA σύστημα. Σε ένα OFDMA σύστημα, λόγω των πολλαπλών παράλληλων υπο-φερόντων στην περιοχή της συχνότητας, πολλαπλοί χρήστες μπορούν να μεταδίδουν σε διαφορετικά υπο-φέροντα ταυτοχρόνως. Ο αυθεντικός PF αλγόριθμος μπορεί να επεκταθεί στο OFDMA χειρίζοντας κάθε υπο-φέρον ξεχωριστά. Αν το $R_k(t, n)$ είναι υποστηρικτικός ρυθμός μετάδοσης για τον χρήστη k σε υπο-φέρον n και η σχισμή χρόνου t . Τότε για κάθε υπο-φέρον, ο χρήστης με το μεγαλύτερο $R_k(t, n) / T_k(t)$ διαλέγεται για μετάδοση. Αν το $\Omega_k(t)$ δείχνει το set των υπο-φερόντων στο οποίο ο χρήστης k προγραμματίζεται για μετάδοση σε σχισμή χρόνου t , τότε ο μέσος όρος διαπερατότητας του χρήστη αναβαθμίζεται ως:

$$T_k(t+1) = \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k(t) + \frac{1}{t_c} \sum_{n \in \Omega_k(t)} R_k(t, n) \quad (3.10)$$

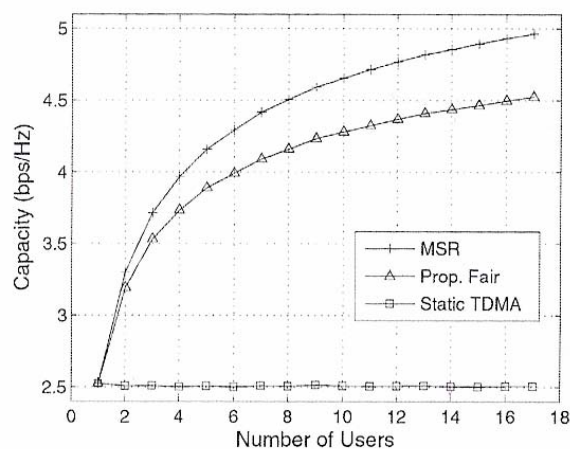
για $k=1, 2, \dots, K$. Άλλες προσαρμογές και εξελίξεις του PF (proportional fairness) προγραμματισμού στο OFDMA είναι φυσικά πιθανές.

3.3.5. Σύγκριση Απόδοσης

Σε αυτήν ενότητα συγκρίνονται συνοπτικά οι εφαρμογές των ποικίλων αλγορίθμων προγραμματισμού για το OFDMA το οποίο συζητήθηκε με σκοπό να αποκτηθεί διαίσθηση στις σχετικές εφαρμογές και αξίες τους. Σε αυτά τα αποτελέσματα, ένα αντιπροσωπευτικό παρακάμπτον πολυδιαδρομικό αποτελούμενο από στοιχεία χρησιμοποιήθηκε για να παράγει την διαφορικό κέρδος συχνότητας. Όλοι οι χρήστες έχουν το ίδιο κατά μέσο όρο SNR. Η απόλυτη χωρητικότητα δεν είναι ιδιαίτερα σημαντική, καθώς αυτό που έχει σημασία είναι οι κατευθύνσεις ανάμεσα στις καμπύλες.

3.3.5.1. Χωρητικότητα (Throughput)

Πρώτον, θεωρείται ότι η διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών κερδίζει από τους ποικίλους τύπους αλγορίθμων. Το Σχήμα 3.9. δείχνει την χωρητικότητα που ομαλοποιείται από το συνολικό εύρος ζώνης για το στατικό TDMA (round-robin), την αναλογική αμεροληψία και τον MSR αλγόριθμο.

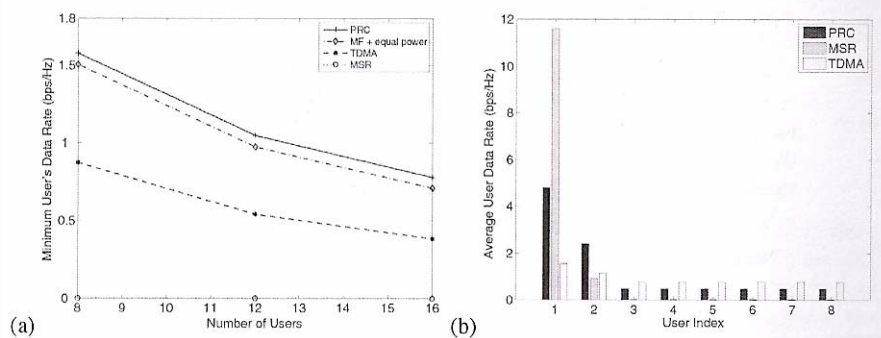


Σχήμα 3.9 Συνολική χωρητικότητα έναντι του αριθμού των χρηστών, για ένα σύστημα μονού-φέροντος με προγραμματισμό μόνο στην περιοχή του χρόνου

Όπως αναμένεται, ο MSR αλγόριθμος πετυχαίνει την καλύτερη συνολική διαπερατότητα και το κέρδος αυξάνεται όσο αυξάνεται και ο αριθμός των χρηστών με $\log\log K$. Το στατικό TDMA δεν πετυχαίνει κέρδος για τους πολλαπλούς χρήστες, αφού οι χρήστες μεταδίδουν ανεξάρτητα από τις καναλικές τους συνθήκες. Μπορεί να φανεί ότι ο PF αλγόριθμος πλησιάζει την διαπερατότητα του MSR αλγόριθμου, με ένα αναμενόμενο λάθος που προκύπτει λόγω της στήριξης των όχι καλά υποστηριζόμενων χρηστών.

3.3.5.2. Αμεροληψία (Fairness)

Στο Σχήμα 3.10 παρουσιάζεται η πορεία του «χειρότερου» χρήστη, όπως αναμένεται ο MF αλγόριθμος πετυχαίνει την καλύτερη απόδοση, για τους περισσότερους αδικημένους, από την άποψη της εξυπηρέτησης, χρήστες, με ένα μικρό κέρδος στην κατανομή ιδανικής ισχύος πάνω στα ήδη κατανομημένα υποφέροντα (waterfilling) σχετικά με μια ισοδύναμη ισχύ κατανομής.



Σχήμα 3.10 (a) Ελάχιστη χωρητικότητα χρηστών σε πολύ-φέρων OFDM έναντι του αριθμού των χρηστών και (b) ομαλοποιημένη κατά μέσο όρο διαπερατότητα ανά χρήστη σε ένα ετερογενές περιβάλλον

Επίσης, όπως αναμένεται, ο MSR αλγόριθμος (Maximum Sum Rate Algorithm) καταλήγει στον χρήστη με την περισσότερη ανάγκη για εξυπηρέτηση. Στην πραγματικότητα είναι συνηθισμένο για αρκετούς χρήστες να μην λαμβάνουν κανέναν πόρο για σημαντικές χρονικές περιόδους. Το στατικό TDMA επιτυγχάνει μεταξύ των 2, με ένα ποσοστό απώλειας σχετικά με τον MF αλγόριθμο, που αυξάνεται όσο αυξάνεται ο αριθμός των χρηστών, αφού το TDMA δεν εκμεταλλεύεται την διαφορετικό κέρδος πολλών χρηστών.

Παρακάτω παρουσιάζεται το ετερογενές περιβάλλον με 8 χρήστες. Ο πρώτος χρήστης έχει έναν μέσο όρο SINR των 20dB, ο δεύτερος χρήστης έχει έναν μέσο όρο SINR των 10dB και οι άλλοι χρήστες 3-8 έχουν μέσο όρο SINR's της τάξεως των 0dB. Αυτό είναι ένα αιτιολογημένο σενάριο στο οποίο ο χρήστης 1 είναι ο πιο κοντινός στον σταθμό βάσης, οι χρήστες 3-8 βρίσκονται κοντά στο τελευταίο κελί (cell edge) και ο χρήστης 2 βρίσκεται μεταξύ αυτών. Ξεκάθαρα το κύριο μέρος των πόρων θα κατανεμηθεί στους χρήστες 1 & 2 από τον MSR αλγόριθμο και αυτό μπορεί να φανεί στο σχήμα 3.10b. Το αποτέλεσμα αυτής της προσέγγισης είναι ότι οι χρήστες 3-8 έχουν διαπερατότητα υπολογισμένη στο 0 (zero). Μια πιο ισορροπημένη προσέγγιση θα ήταν να χρησιμοποιηθεί PRC αλγόριθμος και η υιοθέτηση ενός αναλογικού ρυθμού μετάδοσης που θα περιόριζε εξίσου τα σχετικά SINR's : $\beta_1=100$, $\beta_2=10$, $\beta_3=1, \dots, \beta_8=1$. Αυτό επιτρέπει στους λιγότερο εξυπηρετούμενους χρήστες να έχουν τουλάχιστον κάποια διαπερατότητα, με παράλληλη διατήρηση του κυρίου μέρους των κερδών της διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών. Φυσικά μια πιο ισότιμη ανάθεση του β_i s θα αυξήσει την αμεροληψία, ίσως και μέχρι την περίπτωση όπου το $\beta_i=1 \forall i$ να εξισώνει τους ρυθμούς μετάδοσης για όλους τους χρήστες.

3.3.5.3. Σύνοψη της σύγκρισης

Ο Πίνακας 3.2 συγκρίνει τους τέσσερις πόρους κατανομής αλγορίθμων που εισήγαγε αυτό το κεφάλαιο για τα OFDMA συστήματα. Περιληπτικά, ο MSR αλγόριθμος είναι καλύτερος με όρους συνολικής διαπερατότητας και πετυχαίνει χαμηλή υπολογιζόμενη πολυπλοκότητα (computational complexity), αλλά έχει πολύ άδικη κατανομή ρυθμών μετάδοσης. Γι' αυτό ο αλγόριθμος MSR είναι σημαντικός μόνο όταν όλοι οι χρήστες έχουν σχεδόν ιδανικές καναλικές προϋποθέσεις και όταν είναι ανεκτός σχετικά μεγάλος βαθμός λανθάνουσας κατάστασης.

Ο MF αλγόριθμος πετυχαίνει απόλυτη αμεροληψία ενώ θυσιάζει σημαντική διαπερατότητα και γι' αυτό είναι κατάλληλος μόνο για fixed ίσου ρυθμού εφαρμογές. Ο PRC αλγόριθμος επιτρέπει μια ελαστική κατανομή μεταξύ των ως άνωθεν, αλλά μπορεί να μην είναι πάντα εφικτό να καθοριστούν ορθά οι επιθυμητοί περιορισμοί ρυθμών μετάδοσης σε πραγματικό χρόνο. Ο γνωστός PF αλγόριθμος, που είναι δικαίως απλός στην εφαρμογή, επίσης πετυχαίνει μια πρακτική ισορροπία μεταξύ διαπερατότητας και αμεροληψίας.

Algorithm	Sum Capacity	Fairness	Complexity	Simple Algorithm?
Maximum sum rate (MSR)	Best	Poor and inflexible	Low	Not necessary [18]
Maximum fairness (MF)	Poor	Best but inflexible	Medium	Available [29]
Proportional rate constraints (PRC)	Good	Most flexible	High	Available [33]
Proportional fairness (PF)	Good	Flexible	Low	Available [38]

Πίνακας 3.2 «Σύγκριση συνδυασμού OFDMA πόρων προσαρμοσμένου ρυθμού και επιμερισμός συνδυασμού»

3.4. Το OFDMA στο WiMAX: Πρωτόκολλα και Προκλήσεις

Στην προηγούμενη ενότητα συζητήθηκαν διάφοροι αλγόριθμοι για τον επιμερισμό των πόρων του συστήματος στους χρήστες. Σε ένα OFDM σύστημα, αυτοί οι πόροι είναι βασικά OFDMA υπο-φέροντα και το σύνολο της ισχύς που δίνεται σε κάθε χρήστη. Σε αυτήν την ενότητα συνοψίζονται σημαντικές λεπτομέρειες της πρακτικής εφαρμογής στο OFDMA. Συγκεκριμένα, η ενότητα ασχολείται με το πώς το WiMAX εφαρμόζεται στο OFDMA, η πρόκληση χρήσης του OFDMA σε ένα κυβελωτό σύστημα και πως η διαφορετικό κέρδος στο OFDMA μπορεί να αναλυθεί σε συσχέτισμό με άλλους τύπους διαφορετικό κέρδους.

3.4.1. OFDMA πρωτόκολλα

Παρόλο που οι προγραμματισμένοι αλγόριθμοι δεν χρειάζεται να καθοριστούν από το standard του WiMAX – και έτσι δεν περιγράφονται λεπτομερώς – πολλές «ιδιότητες – κλειδιά» του OFDMA χρειάζεται να τυποποιηθούν (standardized): υπο-καναλοποίηση (subchannelization), χαρτογράφηση των μηνυμάτων (mapping messages) και κλιμάκωση.

3.4.1.1. Υποκαναλοποίηση (subchannelization)

Στο WiMAX στους χρήστες κατανέμονται blocks υπο-φερόντων περισσότερο από ότι μεμονωμένα υπο-φέροντα, προκειμένου να μειωθεί η πολυπλοκότητα του αλγόριθμου κατανομής υπο-φερόντων και να απλοποιηθεί η χαρτογράφηση των

μηνυμάτων. Υποθέτεται ότι στον χρήστη k κατανέμεται ένα block L_k υποφερόντων. Αυτά τα L_k υπο-φέροντα μπορούν είτε να απλωθούν σε ολόκληρο το εύρος ζώνης «συνδυασμός μοιραζόμενου υπο-φέροντος», είτε να είναι όλα στο πεδίο συχνότητας «παρακείμενος συνδυασμός υπο-φερόντων». Το πρωταρχικό πλεονέκτημα του διανεμόμενου συνδυασμού (distributed subcarrier permutation) είναι η εξελιγμένη διαφορικό κέρδος συχνότητας και ευρωστίας, ενώ το πλεονέκτημα του παρακείμενου συνδυασμού (adjacent subcarrier permutation) είναι η αυξημένη διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών.

3.4.1.2. Χαρτογράφηση μηνυμάτων (mapping messages)

Προκειμένου για κάθε MS να ξέρει ποια υπο-φέροντα προορίζονται για αυτό, ο BS (Base Station) πρέπει να εκπέμψει broadcast αυτήν την πληροφορία σε DL MAP μνημάτα. Ομοίως το BS λέει σε κάθε MS ποια υπο-φέροντα να μεταδώσει μέσω των DL MAP μνημάτων. Επιπροσθέτως, στην επικοινωνία των DL και UL επιμερισμένων υπο-φερόντων στα MS, το MS πρέπει επίσης να είναι ενημερωμένο με το προφίλ που χρησιμοποιείται στα DL και UL.

Format	Format	Format	Format
0 QPSK CC ^a 1/2	14 Reserved	28 64 QAM ZCC 3/4	42 64 QAM LDPC 2/3
1 QPSK CC 3/4	15 QPSK CTC ^b 3/4	29 QPSK LDPC 1/2	43 64 QAM LDPC 3/4
2 16 QAM CC 1/2	16 16 QAM CTC 1/2	30 QPSK LDPC 2/3	44 ^c QPSK CC 1/2
3 16 QAM CC 3/4	17 16 QAM CTC 3/4	31 QPSK LDPC 3/4	45 ^c QPSK CC 3/4
4 64 QAM CC 1/2	18 64 QAM CTC 1/2	32 16 QAM LDPC 1/2	46 ^c 16 QAM CC 1/2
5 64 QAM CC 2/3	19 64 QAM CTC 2/3	33 16 QAM LDPC 2/3	47 ^c 16 QAM CC 3/4
6 64 QAM CC 3/4	20 64 QAM CTC 3/4	34 16 QAM LDPC 3/4	48 ^c 64 QAM CC 2/3
7 QPSK BTC ^d 1/2	21 64 QAM CTC 5/6	35 64 QAM LDPC 1/2	49 ^c 64 QAM CC 3/4
8 QPSK BTC 3/4	22 QPSK ZCC ^e 1/2	36 64 QAM LDPC 2/3	50 QPSK LDPC 5/6
9 16 QAM BTC 3/5	23 QPSK ZCC 3/4	37 64 QAM LDPC 3/4	51 16 QAM LDPC 5/6
10 16 QAM BTC 4/5	24 16 QAM ZCC 1/2	38 ^f QPSK LDPC 2/3	52 64 QAM LDPC 5/6
11 64 QAM BTC 5/8	25 16 QAM ZCC 3/4	39 ^f QPSK LDPC 3/4	> 52 reserved
12 64 QAM BTC 4/5	26 64 QAM ZCC 1/2	40 ^f 16 QAM LDPC 2/3	
13 QPSK CTC 1/2	27 64 QAM ZCC 2/3	41 ^f 16 QAM LDPC 3/4	

a. Convolutional code

b. Convolutional turbo code

c. 44–49 use the optional interleaver with the convolutional codes

d. Block turbo codes

e. Zero-terminating convolutional code, which uses a padding byte of 0 x 00 instead of tailbiting

f. 38–43 use the B code for LDPC; other burst profiles with LDPC use A code

Πίνακας 3.3 Άνω ζεύξη και κάτω ζεύξη στο IEEE 802.16e-2005

Το προφίλ αυτό είναι σε ένα μετρημένο SINR και BLER και στις δύο συνδέσεις και προσδιορίζει το κατάλληλο επίπεδο διαμόρφωσης και κωδικοποίησης. Αυτά τα profiles, που προσδιορίζονται στον παραπάνω Πίνακα 3.4., ο οποίος δείχνει το πώς η προσαρμοσμένη εφαρμογή και κωδικοποίηση θέτονται σε εφαρμογή στο WiMAX.

3.4.1.3. Γραμμικοποίηση

Αφού κάθε MS έχει μία μοναδική απόσταση από τον σταθμό βάσης, είναι ουσιώδες στην άνω ζεύξη (uplink) να συγχρονιστούν τα σύμβολα και να εξισωθούν τα λαμβανόμενα επίπεδα ισχύος μεταξύ των ποικίλων έργων MSs (Mobile Station). Αυτή η διαδικασία είναι γνωστή ως «ranging». Όταν αρχίσει η γραμμικοποίηση απαιτεί από το BS να υπολογίσει την αντοχή του καναλιού και του χρόνου άφιξης για το MS. Για την κάτω ζεύξη (downlink) δεν χρειάζεται συγχρονισμός, αφού η σύνδεση είναι ήδη συγχρονισμένη, αλλά στο uplink οι ενεργοί χρήστες πρέπει να συγχρονιστούν τουλάχιστον σε ένα κυκλικό πρόθεμα φύλαξης χρόνου ο ένας για τον άλλον. Αλλιώς σημαντική παρεμβολή μεταξύ φερόντων και διασυμβολική παρεμβολή μπορεί να προκύψει. Ομοίως, ενώ στην κάτω ζεύξη σύνδεση ο έλεγχος ισχύος συστήνεται με σκοπό την μείωση της ψεύτικης παρεμβολής άλλων κελιών αλλά δεν είναι επιτακτικά αναγκαίο. Στην uplink σύνδεση ο έλεγχος ισχύος χρειάζεται πρώτον για να βελτιώσει της διάρκεια ζωής της μπαταρίας και δεύτερον για να μειώσει την ψεύτικη παρεμβολή άλλων κελιών και τρίτον για να αποφύγει την εγκατάλειψη χρηστών στο ίδιο κανάλι, οι οποίοι μοιράζονται ένα OFDM σύμβολο. Το τρίτο προκύπτει από την υποβαθμισμένη ορθογωνικότητα μεταξύ των χρηστών στην uplink σύνδεση, που μοιράζονται το ίδιο κελί (cell uplink users) και τέτοιων πρακτικών ζητημάτων, όπως το αναλογικό-σε-ψηφιακό δυναμικό πεδίο, η ισοστάθμιση του φέροντος από υπολείμματα Doppler και ταλαντεύσεις που δεν ταιριάζουν σωστά (mismatching) και δεν διορθώνονται από την γραμμικοποίηση και ο ατελής συγχρονισμός. Το πρόβλημα της άνω ζεύξης σύνδεσης ελέγχου ισχύος στο WiMAX είναι όμοιο το πρόβλημα στο CDMA, παρόλο που είναι αισθητά μικρότερο, αφού στην uplink σύνδεση στο CDMA ο έλεγχος ισχύος πρέπει να είναι πολύ πιο ακριβής.

Στο WiMAX, τέσσερις τύποι διαδικασίας γραμμικοποίησης υπάρχουν: αρχική γραμμικοποίηση, περιοδική γραμμικοποίηση, αίτημα γραμμικοποίησης ευρείας ζώνης

και παραδιδόμενη γραμμικοποίηση. Η γραμμικοποίηση κατά την διάρκεια δύο ή τεσσάρων συναπτών συμβόλων, χωρίς διακοπόμενες φάσεις (discontinuity phase), επιτρέπει στο BS να «ακούσει» ένα μη ευθυγραμμιζόμενο MS, το οποίο έχει έναν χρονικά κακό συνδυασμό μεγαλύτερο από το κυκλικό πρόθεμα. Αν η διαδικασία γραμμικοποίησης είναι επιτυχής, το BS στέλνει (RNG-RES) γραμμικοποιημένο απαντητικό μήνυμα, που δίνει εντολή στο MS, πάνω σε κατάλληλη ρύθμιση χρονικής αντιστάθμισης, αντιστάθμισης συγχρονισμού και ρύθμισης ισχύος. Αν η γραμμικοποίηση είναι ανεπιτυχής, το MS αυξάνει το επίπεδο ισχύος και στέλνει ένα νέο γραμμικοποιημένο μήνυμα κάνοντας ξανά και ξανά αυτή την διαδικασία, μέχρι να πετύχει.

3.4.2. Κυψελωτό OFDMA (Cellular OFDMA)

Σημειώνεται ότι αφού οι προγραμματισμένοι αλγόριθμοι που συζητήθηκαν έως τώρα σε αυτό το κεφάλαιο είναι απόλυτα εξαρτώμενοι από το αντιληπτό SINR, για κάθε χρήστη, οι προγραμματισμένες επιλογές κάθε σταθμού βάσης επηρεάζουν τους χρήστες στα παρακείμενα κελιά. Για παράδειγμα εάν ένα συγκεκριμένο MS κοντά στο τέλος του κελιού, πιθανά με χαμηλό SINR, επιλεγεί για να μεταδώσει (uplink) με υψηλή ισχύ, τα αποτελεσματικά SINRs όλων των χρηστών στο κελί που βρίσκονται δίπλα του θα χαμηλώσουν, γι' αυτό πιθανόν αλλάζει την κατανομή του υπο-φέροντος και το προφίλ γι' αυτό το κελί. Οπότε, ένα κυψελωτό OFDMA σύστημα πλεονεκτεί κατά πολύ από άλλες μεθόδους για αποφυγή παρεμβολής από άλλα παρακείμενα κελιά.

Μια απλή προσέγγιση είναι η χρήση σχεδίου αλμάτων – συχνοτήτων (frequency – hopping pattern) σε κάθε σταθμό βάσης, για τυχαιοποίηση της παρεμβολής στα άλλα κελιά, μια προσέγγιση που έγινε γνωστή από την Flarion (σήμερα QUAL – COMM) μελέτη που αποκαλείται Flash – OFDM. Παρόλο που αυτό το σχέδιο μειώνει την πιθανότητα εμφάνισης μεγάλης παρεμβολής, υπό την φόρτωση ενός υψηλού συστήματος, τα επίπεδα παρεμβολής μπορούν ακόμη να προσεγγίσουν γρήγορα μη υποστηριζόμενα επίπεδα και η πιθανότητα σύγκρουσης (λόγω παρεμβολής) μπορεί να μεγεθυνθεί. Μια πιο μελετημένη προσέγγιση είναι η ανάπτυξη εξελιγμένων δεκτών οι οποίοι είναι ικανοί για ακύρωση της παρεμβολής από αρκετές κυρίαρχες πηγές παρεμβολών. Αυτό είναι ένα ενδιαφέρον θεώρημα

ακόμα και για το μονού – φέροντος σύστημα και η βιωσιμότητά του σε ένα κυψελωτό OFDMA σύστημα βρίσκεται υπό συζήτηση.

Μια ελκυστική προσέγγιση είναι να ανατρέξουμε στους αλγόριθμους πηγών κατανομής (resource allocation algorithms) που συζητήθηκαν στην ενότητα 3.3. στο κείμενο περί πολύ-κυψελωτού συστήματος (multi cell system). Αν κάθε σταθμός βάσης δεν γνωρίζει τις ακριβείς συνθήκες στα άλλα κελιά και αν δεν επιτρέπεται καμιά συνεργασία μεταξύ των γειτονικών σταθμών βάσης, η κατανομή υπο-φέροντος και ισχύος ακολουθεί την θεωρία των μη συνεργάσιμων πεδίων και καταλήγει στην αποκαλούμενη ισορροπία Nash (Nash equilibrium). Απλά αυτό το σενάριο είναι το ισοδύναμο gridlock: οι χρήστες φτάνουν σε ένα σημείο όπου ούτε αυξάνουν ούτε μειώνουν την ισχύ τους αυτόνομα, βελτιώνοντας την χωρητικότητά τους.

Φυσικά, καλύτερη απόδοση μπορεί να αποκτηθεί αν οι σταθμοί βάσης συνεργαστούν μεταξύ τους. Για παράδειγμα, ένας κύριος προγραμματιστής για όλους τους σταθμούς βάσης θα ήξερε τα κανάλια σε κάθε σταθμό βάσης και θα έκανε ανάλογους προγραμματισμούς πολύ-κυψελωτής κατανομής πηγών (multicell resource allocation schedules). Αυτό θα ήταν απαγορευτικά σύνθετο λόγω, πρώτον μεταδίδοντας μεγάλες ποσότητες πληροφοριών σε πραγματικό χρόνο προς και από τον κεντρικό προγραμματιστή και δεύτερον λόγω των υπολογισμένων δυσκολιών που δημιουργούνται στην πορεία αυτής της ποσότητας πληροφοριών, για να καθοριστεί μια σφαιρικά ιδανική ή σχεδόν ιδανική κατανομή πόρων. Απλούστερες προσεγγίσεις είναι εφικτές. Για παράδειγμα γειτονικοί σταθμοί βάσης θα μπορούσαν να μοιράσουν απλές πληροφορίες, για να σιγουρέψουν ότι δεν αναθέτουν τα ίδια υπο-φέροντα σε ευάλωτους χρήστες. Η έρευνα στην κυψελωτή συνεργασία και κωδικοποίηση είναι σε εξέλιξη τελευταία, συμπεριλαμβανομένου και της θεμελιώδους εργασίας από θεωρητική σκοπιά, αλλά και τεχνικών ειδικών για κυψελωτό OFDMA. Είναι πιθανό σε μερικά χρόνια τα WiMAX συστήματα να υιοθετήσουν κάποιες από αυτές τις τεχνικές για να ενισχύσουν και να βελτιώσουν την περιοχή κάλυψής τους και την φασματική αποτελεσματικότητά τους.

3.4.3. Οριακό διαφορικό κέρδος (limited diversity gains)

Το διαφορικό κέρδος είναι κλειδί για αυξημένη απόδοση στα συστήματα OFDMA. Συγκεκριμένα το OFDMA εκμεταλλεύεται την διαφορικότητα του καναλιού που εμφανίζει ο κάθε χρήστης για να προσφέρει διαφορικό κέρδος πολλαπλών-χρηστών λόγω των διαφορετικών αποκρίσεων συχνότητας των υποφερόντων για κάθε χρήστη. Επίσης το χωρικό διαφορικό κέρδος πολλαπλών κεραιών είναι επίσης σημαντικό για τα WiMAX συστήματα.

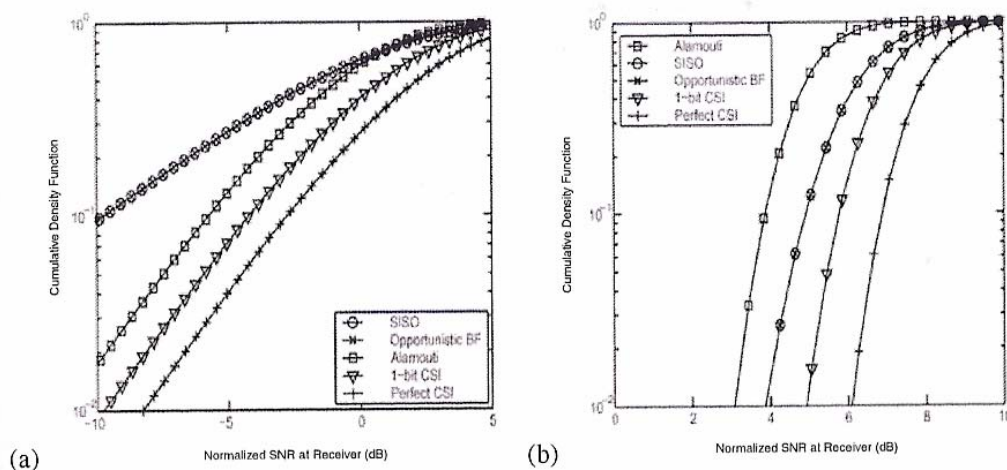
Μια σημαντική παρατήρηση είναι ότι αυτές οι πηγές διαφορικού κέρδους ανταγωνίζονται η μία την άλλη. Για παράδειγμα, έστω ότι ο δέκτης έχει δύο κεραιές με αρκετό διάστημα μεταξύ τους ώστε να λαμβάνει ασυσχέτιστα σήματα. Αν η επιλογή διαφορικού κέρδους διπλών-κλάδων χρησιμοποιείται για κάθε υπο-φέρον, το διαφορικό κέρδος μεταξύ κάθε υπο-φέροντος θα μειωθεί σημαντικά, αφού οι περισσότερες από τις βαθιές εξασθενίσεις θα εξαλειφθούν από την διαδικασία επιλογής κλάδου.

Τώρα εάν υπήρχαν δέκα χρήστες για να εφαρμόσουν έναν προγραμματισμένο αλγόριθμο OFDMA, παρόλο που η συνολική απόδοση θα είχε περαιτέρω αύξηση, το διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών θα ήταν λιγότερο από ότι χωρίς το διαφορικό κέρδος επιλογής κεραιάς, αφού κάθε χρήστης έχει ήδη εξαλείψει τα κακά του κανάλια με τον συνδυασμό επιλογής. Το συμπέρασμα αυτού του απλού παραδείγματος μπορεί να επεκταθεί και σε άλλες τεχνικές διαφορικού κέρδους όπως χωροχρονική κωδικοποίηση (space/time) και χωροφασματική κωδικοποίηση (space/frequency). Εν συντομία το συνολικό διαφορικό κέρδος θα είναι λιγότερο από ότι το άθροισμα των κερδών από τις μεμονωμένες τεχνικές.

Το Σχήμα 3.11 δείχνει το συνδυασμένο αποτέλεσμα των πολλών-χρηστών και της χωρικής-διαφορικό κέρδος, για πέντε περιπτώσεις των 2×1 MIMO συστημάτων: μονή κεραία (SISO), ευκαιριακό beamforming, Alamouti, multiuser με περιορισμένη ανατροφοδότηση (1 bit CSI) και multiuser τέλει CSI. Για έναν χρήστη, το SISO και το ευκαιριακό BF είναι ελάχιστα αποτελεσματικά, αφού το ευκαιριακό BF απαιτεί διαφορικό κέρδος πολλών-χρηστών για να έχουμε κέρδος στην απόδοση του SISO. Ο κώδικας Alamouti αυξάνει την απόδοση. Συγκεκριμένα, μειώνουν την πιθανότητα να προκύψουν πολύ χαμηλά SINR. Οι CSI χαρισματικές τεχνικές κάνουν ότι καλύτερο,

ειδικά η τέλεια CSI περίπτωση είναι πάντα 3dB καλύτερη από τους Alamouti κωδικούς, χωρίς να λαμβάνεται υπόψη ο αριθμός των χρηστών.

Ωστόσο, όταν το σύστημα έχει 50 χρήστες κάποια από τα συμπεράσματα αλλάζουν σημαντικά. Τώρα, ο κώδικας Alamouti έχει χειρότερη απόδοση από ότι οι μεταδόσεις μονής-κεραίας. Ο λόγος είναι ότι οι Alamouti κωδικοί δυσχεραίνουν το λαμβανόμενο SINR έναντι του μέσου όρου και έτσι η διαφορά του SINR μεταξύ των χρηστών είναι εμφανής, αλλά είναι ακριβώς αυτό που εκμεταλλεύεται ένας προγραμματιστής πολλών-χρηστών ο οποίος διαλέγει τους 50 καλύτερους χρήστες. Το πλεονέκτημα του ιδανικού CSI επίσης στενεύει σε σχέση με το SISO και το ευκαιριακό beamforming. Το σημείο-κλειδί εδώ είναι ότι τα κέρδη από τις διάφορες τεχνικές μπορεί να παρεμβάλλονται μεταξύ τους. Μόνο ένας ολοκληρωμένος χαρακτηρισμός συστήματος μπορεί αξιόπιστα να προβλέψει την συνολική απόδοση του συστήματος.



Σχήμα 3.11 Το SINR διαφορετικό κέρδος πολύ-φερόντων συνδυαζόμενο με τεχνικές antenna-διαφορικό κέρδος για (a) $K=1$ χρήστες και (b) $K=50$ χρήστες.

3.5 Περίληψη και Συμπεράσματα

Παρόλο που η κύρια ιδέα του OFDMA είναι αρκετά απλή στο σκεπτικό, το μοίρασμα ενός OFDM συμβόλου ανάμεσα σε αρκετούς χρήστες την ίδια στιγμή, αναθέτοντας αποτελεσματικά σε υπο-φέροντα ρυθμούς μετάδοσης, ρυθμούς δεδομένων και επιπέδων ισχύος, σε κάθε χρήστη στην σύνδεση κάτω ζεύξης

(downlink) και άνω ζεύγης (uplink), είναι μια ενδιαφέρουσα αποστολή. Συγκεκριμένα αυτό το κεφάλαιο έδωσε έμφαση στα ακόλουθα σημεία:

- Παραδοσιακές τεχνικές πολλαπλής-πρόσβασης FDMA, TDMA, CDMA, CSMA μπορούν όλες να εφαρμοστούν στο OFDMA. Η συνιστάμενη προσέγγιση είναι ένα FDMA-TDMA υβρίδιο, που αποκαλείται OFDMA.
- Το OFDMA πετυχαίνει την καλύτερη επίδοσή του και ελαστικότητα για πολλούς χρήστες, μέσω της διαφορεικό κέρδος πολλών χρηστών και την προσαρμοσμένη διαμόρφωση.
- Ένας αριθμός διαδικασιών κατανομής-πόρων είναι πιθανοί στο OFDMA. Εισήχθησαν και συγκρίθηκαν τέσσερις τέτοιοι αλγόριθμοι οι οποίοι πετυχαίνουν ποικίλες ανταλλαγές, με όρους αθροίσματος διαπερατότητας, αμεροληψίας σε χρήστες που δεν εξυπηρετούνται καλά και πολυσυνθετότητας (complexity).
- Για να εφαρμοστεί το OFDMA κάποια υψηλά μηνύματα (overhead messaging) απαιτούνται. Φάνηκε συνοπτικά πως αυτό γίνεται στο WiMAX.
- Οι ενδιαφέρουσες ιδέες που τέθηκαν από το OFDMA περιλαμβάνουν κατά πρώτον παρεμβολή γειτονικών κελιών και κατά δεύτερον περιορισμένα συνολικά κέρδη διαφορεικό κέρδος.
- Δίνει έμφαση στην πρακτική κατανόησης του σχεδιασμού του OFDM συστήματος, καλύπτοντας τέτοιες έννοιες-κλειδιά όπως το κυκλικό πρόθεμα, ισοστάθμιση συχνότητας και συγχρονισμός.
- Συζητάει την έκβαση των εφαρμογών στα WiMAX συστήματα, όπως τον λόγω της μέγιστης ισχύς προς τη μέση (peak-to-average) και παρέχει επεξηγηματικά παραδείγματα σχετικά με το WiMAX.

Κεφάλαιο 4^ο

4.1 – Μετάδοση σήματος OFDM σε ασύρματο κανάλι

Στο κεφάλαιο αυτό θα μελετήσουμε μερικά χαρακτηριστικά του OFDMA το οποίο δύναται να κατανέμει δυναμικά τα υποφέροντα στους χρήστες, ώστε να πετυχαίνεται κέρδος πολλαπλών χρηστών (multiuser diversity). Το κανάλι κάθε χρήστη μοντελοποιείται ως ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών. Για διαφορετικά κανάλια διάδοσης θα υπολογίσουμε το κέρδος που προκύπτει από τη δυναμική ανάθεση υποφερόντων στους χρήστες με βάση το πλάτος της απόκρισης συχνότητας του καναλιού για κάθε υποφέρον.

Αρχικά, θεωρούμε ένα OFDM σήμα το οποίο δημιουργείται από ένα N -point IDFT, το οποίο μεταδίδεται σε ένα L -path κανάλι πολλαπλών διαδρομών με πλάτη που ακολουθούν Rayleigh κατανομή. Το σήμα λήψης είναι:

$$r(p) = \sum_{k=0}^{L-1} h(k)s(p-k) + n(p) \quad p = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4-1)$$

όπου το πλάτος $|h(k)|$ της διάλειψης της k -διαδρομής του καναλιού ακολουθεί κατανομή Rayleigh. Ο δέκτης χρησιμοποιεί DFT, η έξοδος του οποίου δίνει:

$$\begin{aligned} R(n) &= \sum_{p=0}^{N-1} r(p) e^{-j\frac{2\pi n}{N}p} \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} h(k) \sum_{p=0}^{N-1} s(p-k) e^{-j\frac{2\pi n}{N}p} + N(n) \\ &= S(n) \sum_{k=0}^{N-1} h(k) e^{-j\frac{2\pi n}{N}k} + N(n) \\ &= S(n) \sum_{k=0}^{L-1} h(k) e^{-j\frac{2\pi n}{N}k} + N(n) \\ &= S(n) \cdot H(n) + N(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (4-2)$$

Επομένως, τα σύμβολα δεδομένων $S(n)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, πολλαπλασιάζονται με την απόκριση συχνότητας του καναλιού $H(n)$:

$$H(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h(k) e^{-j\frac{2\pi n}{N}k} = \sum_{k=0}^{L-1} |h(k)| e^{j\theta(k)} e^{-j\frac{2\pi n}{N}k} = X_c + jX_s = A e^{j\theta} \quad (4-3)$$

όπου υπάρχουν L διαδρομές (ανύσματα) με αντίστοιχα πλάτη $A_k = |h(k)|$ και φάσεις $\theta(k) = \varphi(k) - \frac{2\pi n}{N}k$. Οι in-phase και quadrature-phase συνιστώσες του συνισταμένου σήματος λήψης δίνονται από

$$X_c = \sum_{k=0}^{L-1} A_k \cos \theta_k \quad \text{and} \quad X_s = \sum_{k=0}^{L-1} A_k \sin \theta_k. \quad (4-4)$$

Επομένως, το συνολικό πλάτος κάθε συχνότητας είναι $A = \sqrt{X_c^2 + X_s^2}$ και η φάση $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{X_s}{X_c}\right)$, αντίστοιχα. Η απόκριση στη n -οστή frequency bin $H(n)$ μπορεί να βρεθεί παίρνοντας το DFT της κρουστικής απόκρισης του καναλιού $h = h[0], \dots, h[L-1]$ με μήκος $L = T_m/T_s$, όπου T_m είναι το channel multipath delay spread και T_s είναι το sampling time των δειγμάτων της ακολουθίας εκπομπής $s[n]$.

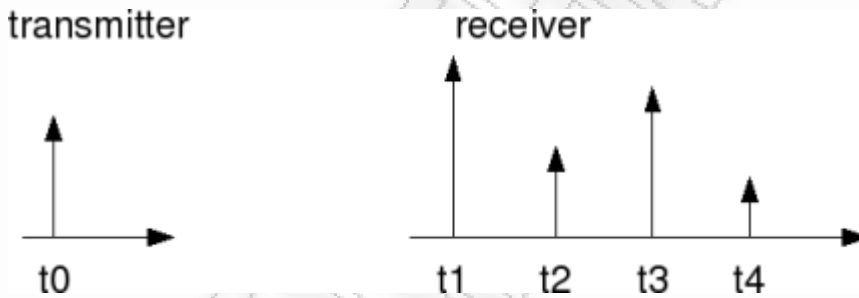


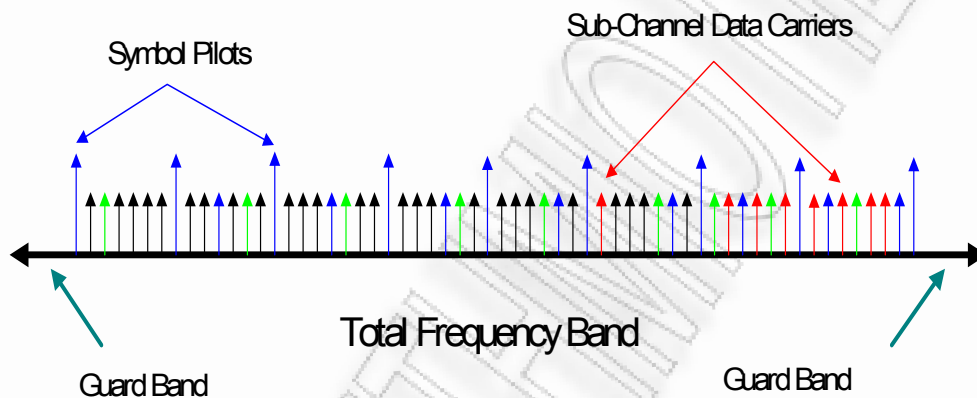
Figure: Impulse response of a multipath channel

Η προσθήκη του cyclic prefix στην αρχή του OFDM συμβόλου έχει ως αποτέλεσμα να μετατρέπει τη γραμμική συνέλιξη του συνολικού συμβόλου εκπομπής με το κανάλι πολλαπλών διαδρομών σε κυκλική συνέλιξη του OFDM συμβόλου (με μόνο τα δεδομένα) με το κανάλι, που δίνει την έξοδο για $0 \leq p \leq N-1$. Παίρνοντας το DFT αυτής της εξόδου (χωρίς θόρυβο) έχουμε:

$$\begin{aligned} R[n] &= \text{DFT}\{r[p] = s[p] \otimes_N h[p]\} \\ &= X[n]H[n], \quad 0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (4-5)$$

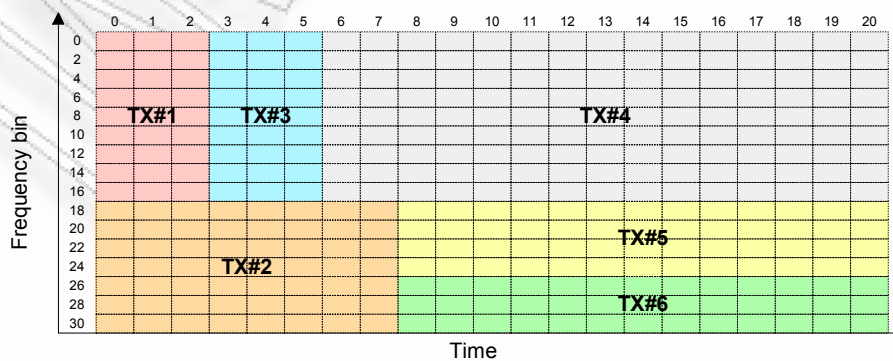
όπου N είναι το μήκος του IDFT/DFT και δίνει τον αριθμό των ορθογωνίων φερόντων του OFDM σήματος. Στο OFDM, τα σύμβολα εκπομπής είναι τα $X(n)$ για $n = \{0,1,2,\dots, N-1\}$, τα οποία μεταφέρονται με ορθογώνια μεταξύτες υποφέροντα με συχνότητες $f = \{0,1,2,\dots, N-1\}/F_s$, όπου F_s είναι το συνολικό φάσμα εκπομπής αλλά και η συχνότητα εκπομπής δεδομένων του OFDM συμβόλου.

Από την (4-5) παρατηρούμε ότι τα δεδομένα εκπομπής στην έξοδο του DFT εμφανίζονται να πολλαπλασιάζονται με την απόκριση συχνότητας του καναλιού πολλαπλών διαδρομών στις συχνότητες: $f = \{0,1,2,\dots, N-1\}/F_s$. Αποδεικνύεται ότι για Rayleigh fading κανάλι, το πλάτος $|H(n)|$ έχει επίσης κατανομή Rayleigh.



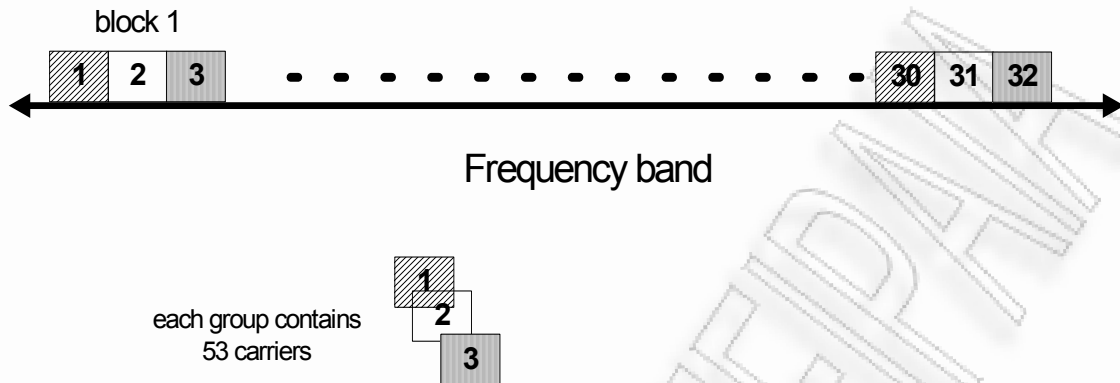
Σχήμα 4-1 Ορθογώνια υποφέροντα (subchannels) με δεδομένα (Data)

Σε ένα σύστημα πολλαπλών χρηστών, κάθε OFDM σύμβολο (N -frequency bins) μοιράζεται στους χρήστες ανάλογα με τις ανάγκες μετάδοσης πληροφορίας τους αλλά ανάλογα και το κανάλι που έχει κάθε χρήστης. Η κατανομή πόρων ενός OFDMA συστήματος με βάση υποφέροντα/OFDM symbol και αριθμού OFDM συμβόλων (χρονικές θυρίδες) δίνεται στο Σχήμα 4.2



Σχήμα 4.2 Κατανομή υποφερώντων-OFDM συμβόλων (χρόνου) στο OFDMA.

Στο Σχήμα 4.3 δίνεται μία συνεχής κατανομή frequency bins των 53 φερόντων ανά χρήστη



Σχήμα 4.3 Συνεχής κατανομή frequency bins των 53 φερόντων ανά χρήστη.

4-2 Ασύρματο κανάλι διάδοσης

Όταν η κρουστική απόκριση του καναλιού μοντελοποιείται ως μία μιγαδική Gaussian διαδικασία με μηδενική μέση τιμή, η **περιβάλλουσα** σε κάθε χρονική στιγμή ακολουθεί κατανομή Rayleigh. Σε αυτήν την περίπτωση έχουμε ένα κανάλι με Rayleigh fading. Στην περίπτωση που υπάρχουν ακίνητοι σκεδαστές ή ανακλαστές του σήματος στο κανάλι, δηλαδή μια Line of Site (LOS) διαδρομή, εκτός από τους τυχαία κινούμενους σκεδαστές, η απόκριση του καναλιού δεν μπορεί πλέον να μοντελοποιηθεί έχοντας μηδενική μέση τιμή. Σε αυτήν την περίπτωση η **περιβάλλουσα** ακολουθεί κατανομή **Rice** και έχουμε ένα κανάλι με Rice fading.

Κατά την μελέτη ασύρματων επικοινωνιών (wireless communications) χρησιμοποιούμε συνήθως την στατιστική της περιβάλλουσας που ακολουθεί κατανομή Rayleigh, διότι το μοντέλο προσεγγίζει αρκετά τις πραγματικές συνθήκες μετάδοσης σε κινητά κανάλια επικοινωνίας. Η περιβάλλουσα του fading που ακολουθεί κατανομή Rayleigh εμφανίζεται συχνά στα HF και στα τροποσκεδαστικά κανάλια με αποτέλεσμα αυτό το μοντέλο καναλιού να είναι ευρύτατα αποδεκτό.

Η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται σε multipath fading μοντέλα **χωρίς LOS**, δηλαδή χωρίς απευθείας διαδρομή. Σε αυτή την περίπτωση το πλάτος του καναλιού διάλειψης R είναι random variable με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function, PDF) :

$$f_R(\alpha, \Omega) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (4-6)$$

όπου $\Omega = E\{R^2\} = 2\sigma^2$ δηλώνει τη μέση ισχύ της διαδρομής λήψης, που είναι το άθροισμα όλων των ανακλώμενων διαδρομών που φτάνουν με την ίδια καθυστέρηση.

Επομένως, το στιγμιαίο SNR ανά bit :

$$\gamma_b = R^2 \frac{E_b}{N_0} \quad (4-7)$$

Είναι τώρα μία **random variable** με PDF **chi-squared** :

$$P_{\gamma_b}(\gamma_b, \bar{\gamma}_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_b}\right), \quad \gamma_b \geq 0 \quad (4-8)$$

όπου:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{E_b}{N_0} E\{R^2\} = \frac{E_b}{N_0} \Omega \quad (4-9)$$

δηλώνει το **μέσο (average) SNR** ανά bit για το κανάλι.

Η κατανομή Rayleigh τυπικά συμφωνεί πολύ καλά με πειραματικές μετρήσεις σε κινητά κανάλια όπου δεν υπάρχει LOS διαδρομή ανάμεσα στην εκπέμπουσα και τη λαμβάνουσα κεραία.

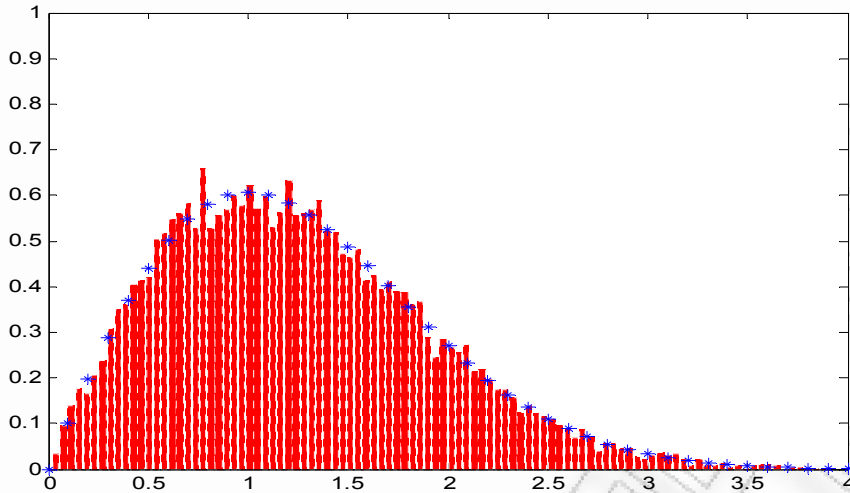
Παρακάτω δίνεται ο κώδικας στο MATLAB ο οποίος επιβεβαιώνει ότι το $R = \sqrt{X_c^2 + X_s^2}$, X_c, X_s Gaussian συνιστώσες έχει κατανομή Rayleigh:

```
clear;
N=1000000;
Bins=100;

Rv=abs(randn(1,N)+i*randn(1,N));
[n xout]=hist(rv,bins);
Bar(xout, n/(N*(max(xout)/bins))) %!!!!

axis([0 5 0 1])

h = findobj(gca, 'Type', 'patch');
set(h, 'FaceColor', 'r', 'LineStyle', ':', 'EdgeColor', 'w')
hold on
y = raylpdf([0:0.1:10], 1);
x=0:0.1:10;
plot(x, y, '*')
```

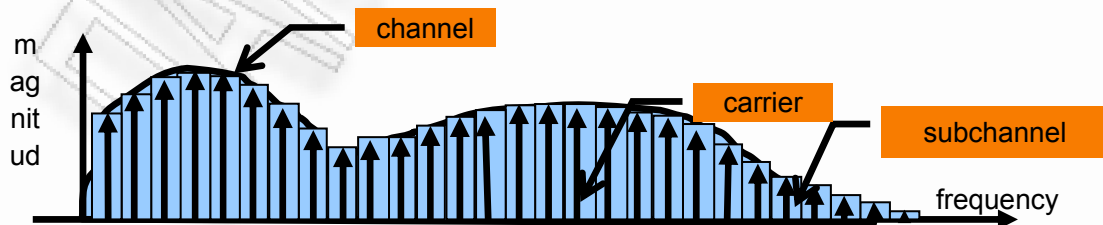


Σχήμα 4.4 : PDF of random variable με κατανομή Rayleigh

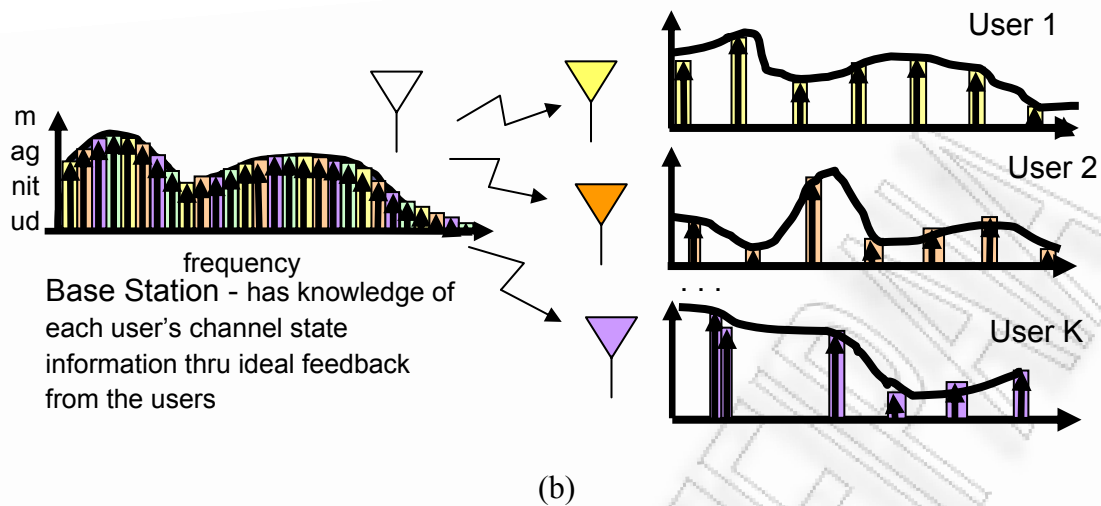
Η θεωρία για επιλογή μεταξύ ανεξάρτητων μεταβλητών $x_i, i=1, \dots, K$, με πυκνότητα πιθανότητας $f(x)$ για τη μεταβλητή $y = \max(x_1, x_2, \dots, x_K)$, είναι

$$f(y) = K \cdot F(x)^{K-1} \cdot f(x) \quad (4-5)$$

όπου $F(x)$ είναι η αθροιστική κατανομή πιθανότητας της τυχαίας μεταβλητής x . Επομένως μπορούμε να έχουμε διαφορετικό κέρδος με το να επιλέγουμε τον χρήστη στον οποίο θα στείλουμε δεδομένα σε ένα φέρον, με βάση τον συντελεστή του καναλιού στο φέρον αυτό. Το κανάλι για κάθε χρήστη αποτελείται από πολλές διαδρομές, το οποίο έχει ως αποτέλεσμα να έχουμε επιλεκτική διάλλειψη συναρτήσει της συχνότητας. Αυτό σημαίνει ότι κάποιες συχνότητες εμφανίζουν καλό συντελεστή καναλιού ενώ άλλες συχνότητες παρουσιάζουν μεγάλη εξασθένηση. Το διαφορετικό κέρδος πολλαπλών χρηστών έγγειται στην ανάθεση υποφερόντων σε χρήστη με καλό πλάτος καναλιού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.5.

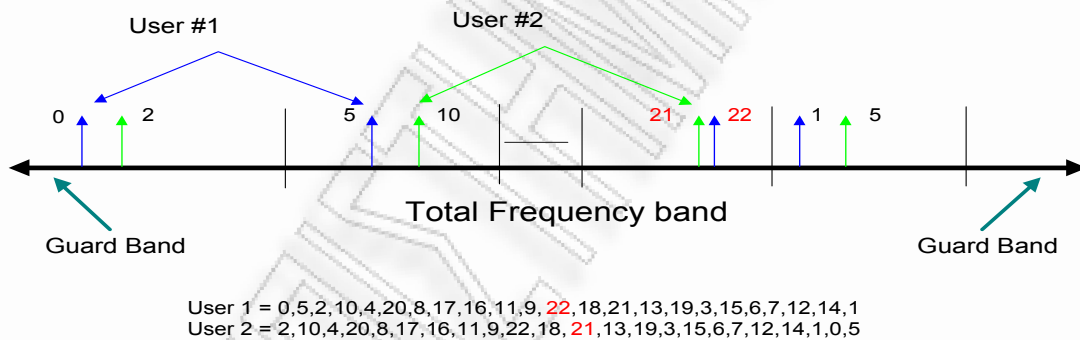


(a)



Σχήμα 4.5 α) επιλεκτική διάλλιση συναρτήσεως της συχνότητας για ένα χρήστη β) δυναμική ανάθεση φερόντων ανάλογα με το πλάτος καναλιού.

Αν η ανάθεση φερόντων αν χρήστη σε όλους τους χρήστες γίνεται ανά φέρον μπορούμε να έχουμε την ανάθεση που φαίνεται στο Σχήμα 4.6.



Σχήμα 4.6 Κατανομή υποφερόντων σε δύο χρήστες

4-3 Διαφορικό κέρδος με δυναμική ανάθεση φερόντων μεταξύ των χρηστών

▪ Δεδομένου:

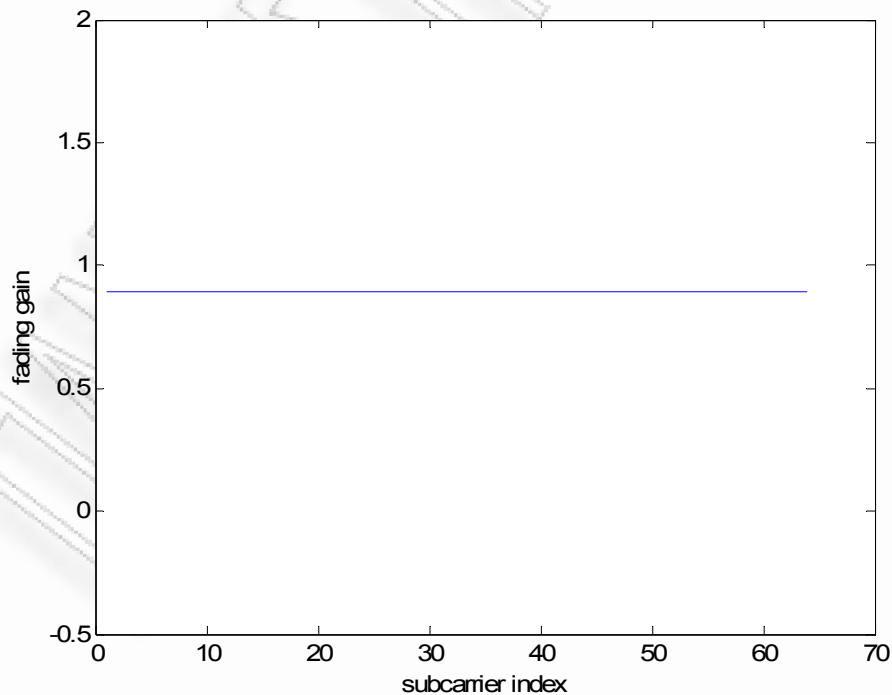
- N - αριθμός των υποφερόντων (subchannels)
- K - αριθμός χρηστών
- W - αριθμός συνεχόμενων υποφερόντων ανά χρήστη
- $H_{k,n}$ - channel gain για χρήστη k στο υποφέρον n
- L - αριθμός πολλαπλών διαδρομών στο κανάλι ανά χρήστη

Θεωρούμε ότι έχουμε $N=64$ υποφέροντα, τα οποία κατανέμονται σε ομάδα των W συνεχόμενων υποφερόντων ($W = 16, 8, 4$) σε κάθε χρήστη. Το κανάλι για κάθε χρήστη λαμβάνεται ως πολλαπλών διαδρομών με $L = 1, 2, 4, 6$ διαδρομές, με συνολική μέση τιμή ισχύος όλων των διαδρομών ίση με 1 για όλες τις περιπτώσεις, και ίση ισχύ σε καθεμιά διαδρομή.

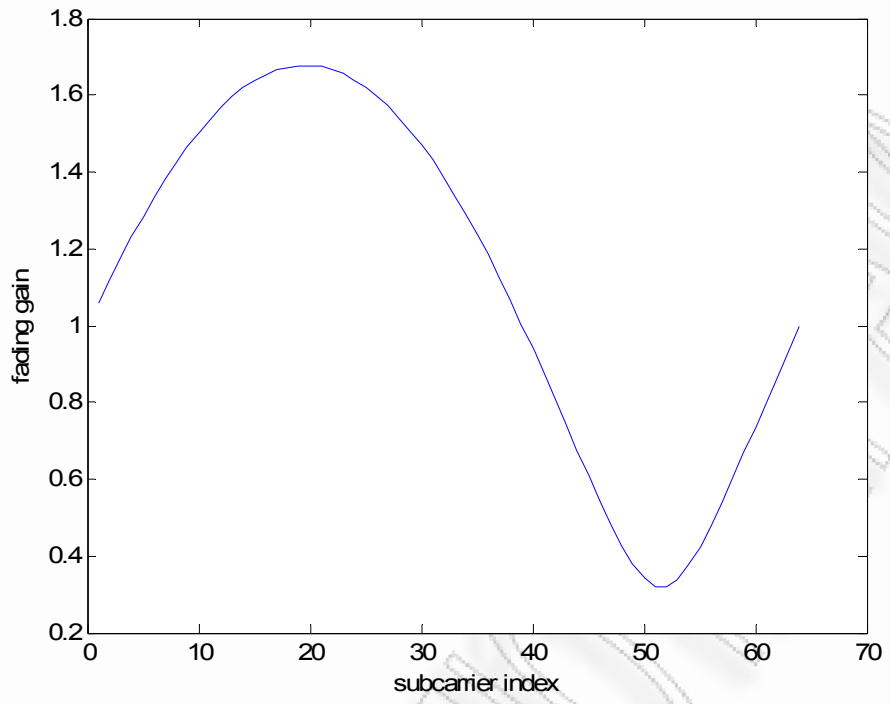
Η ανάλυση μας εξετάζει τις εξής παραμέτρους του OFDMA συστήματος

1. τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του SNR των υποφερόντων μετά την εφαρμογή του multiuser selection αλγορίθμου
2. την επίπτωση που έχει ο αριθμός L των πολλαπλών διαδρομών αλλά και η παράμετρος W στη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του SNR
3. την επίπτωση που έχει η επιλογή του μεγαλύτερου ή μικρότερου συντελεστή καναλιού ανά ομάδα υποφερόντων πριν την επιλογή του χρήστη με το μικρότερο fading ανά ομάδα υποφερόντων.

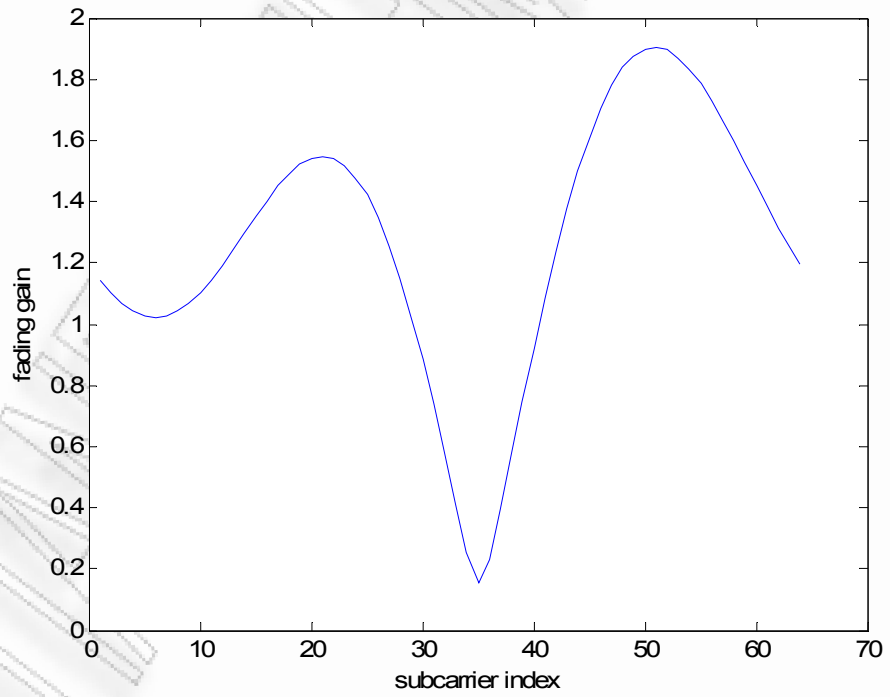
Αρχικά θεωρούμε multipath fading με μία διαδρομή (flat fading) για όλους τους χρήστες, οπότε η απόκριση συχνότητας θα είναι όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7a



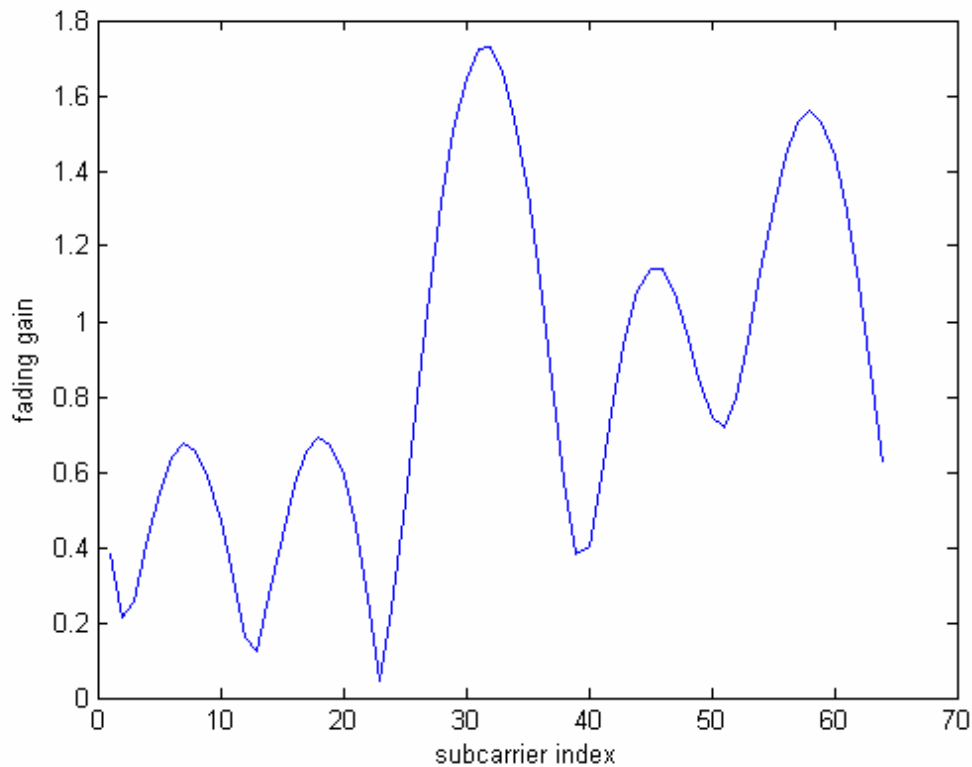
(a)



(b)



(c)



(d)

Σχήμα 4.8 Απόκριση συχνότητας καναλιού με a) 1 διαδρομή b) 2 διαδρομές με ίση ισχύ η καθεμιά, c) 4 διαδρομές με ίση ισχύ η καθεμιά, και d) 6 με ίση ισχύ η καθεμιά.

Ο κώδικας Matlab που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό της PDF του πλάτους κάθε υποφέροντος λαμβανομένου υπόψη των πολλαπλών αποκρίσεων των χρηστών δίνεται παρακάτω

```
M = 15000; % number of OFDMA symbols
K = 10; % number of users

L=2; % number of multipath

N = 64; % number of subcarriers
W = 16; % group of subcarriers assigned to a user
v = N/W; % number of groups per OFDMA symbol

usability = zeros(1,M); % initial values for percentage of
                        %subcarriers
                        % per OFDMA symbol to each user

c=56; % subcarrier index

for m=1:M

    for k=1:K

        for n=1:L
            a(n) = (randn(1,1)+i*randn(1,1));
```



```

end

h(k,:) = sqrt(1/(2*L))*a; % equal power per path

H(k,:) = fft(h(k,:),N); % frequency response for user k

b0(k,:) = abs(H(k,:)); % magnitude of frequency response

end

for k=1:K
    for q=1:v % for each group of subcarriers

        a = (q-1)*W+1;
        b = q*W;
        w(q,k) = max(b0(k,a:b)); % obtain maximum carrier
amplitude % in each group for k user

    end
end

for q=1:v % for each group of subcarriers

    [Y,I] = max(w(q,:));

    sel_user(m,q) = I;

    usability(1,I) = usability(1,I) + 1; % obtain subcarrier usage
per user

end

tx(m,c) = b0(sel_user(m,1),c); % m-th transmitted OFDMA symbol
% carrying user data in carriers
% having best channel response

end

usability = usability/(M*v)
plot(abs(H(k,:)))
xlabel('subcarrier index')
ylabel('fading gain')

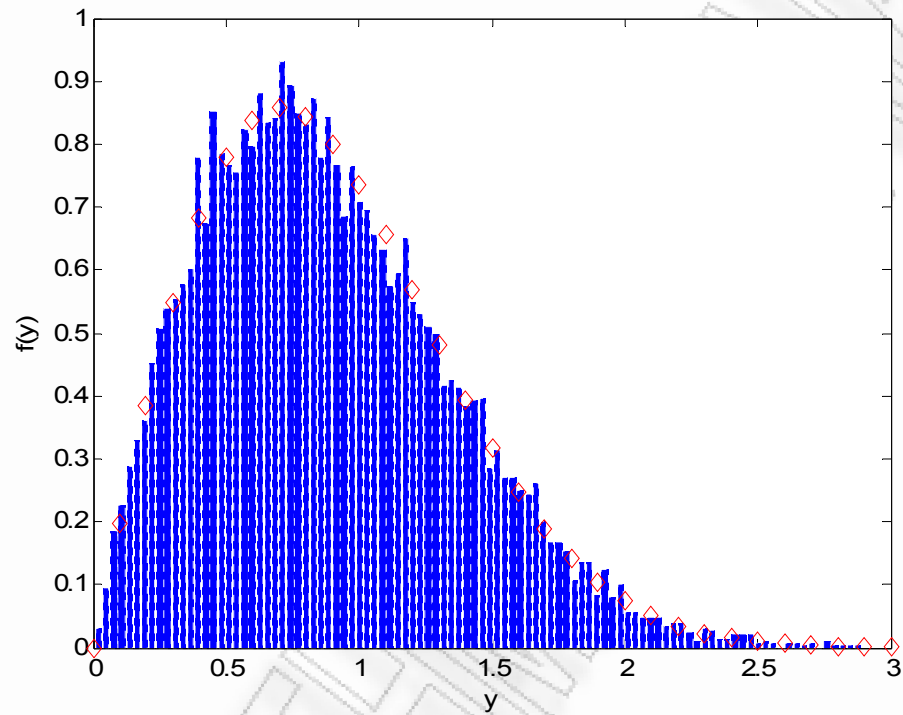
figure(2)
bins = 100;
rv = tx(:,c); % simulated pdf with multiuser
diversity % for subcarrier c

[n_xout] = hist(rv,bins);
bar(xout, n/(M*(max(xout)/bins)))
axis([0 4 0 1.4])
hs = findobj(gca,'Type','patch');
set(hs,'FaceColor','b','LineStyle',':','EdgeColor','w')
hold on

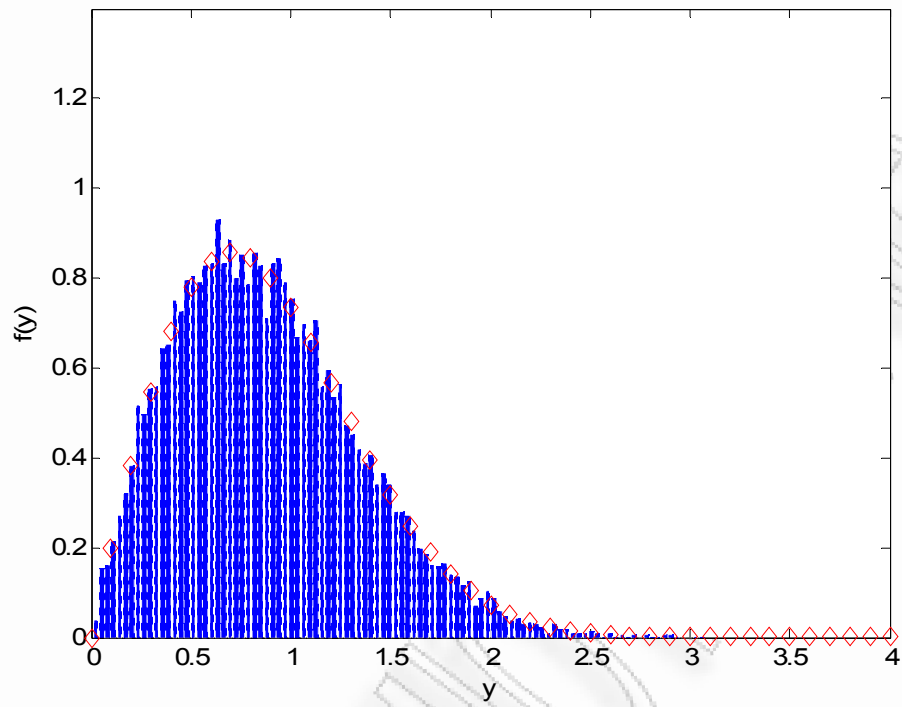
x = 0:0.1:4;
p = 1; % mean channel power per user
p_hmax = K.*(2.*x./p).*(1-exp(-x.^2/p)).^(K-1).*exp(-x.^2/p);
plot(x,p_hmax,'rd')
ylabel('f(y)')
xlabel('y')

```

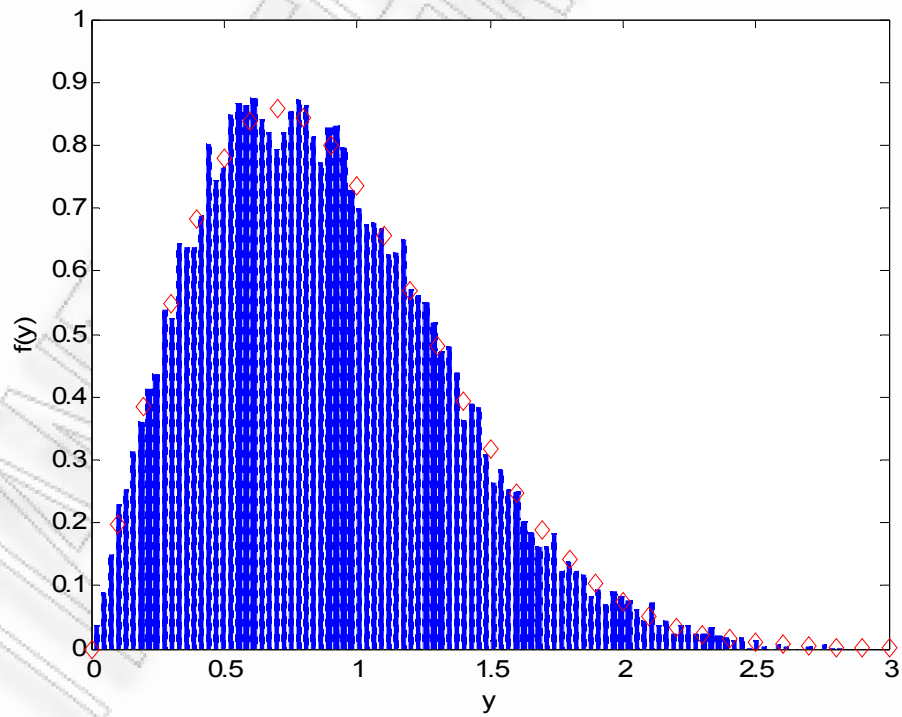
Αρχικά για την περίπτωση που έχουμε 1 χρήστη, αποδεικνύουμε ότι η κατανομή του πλάτους οποιασδήποτε συχνότητας φέροντος είναι Rayleigh ανεξάρτητα του αριθμού των πολλαπλών διαδρομών στο κανάλι.



(a)



(b)

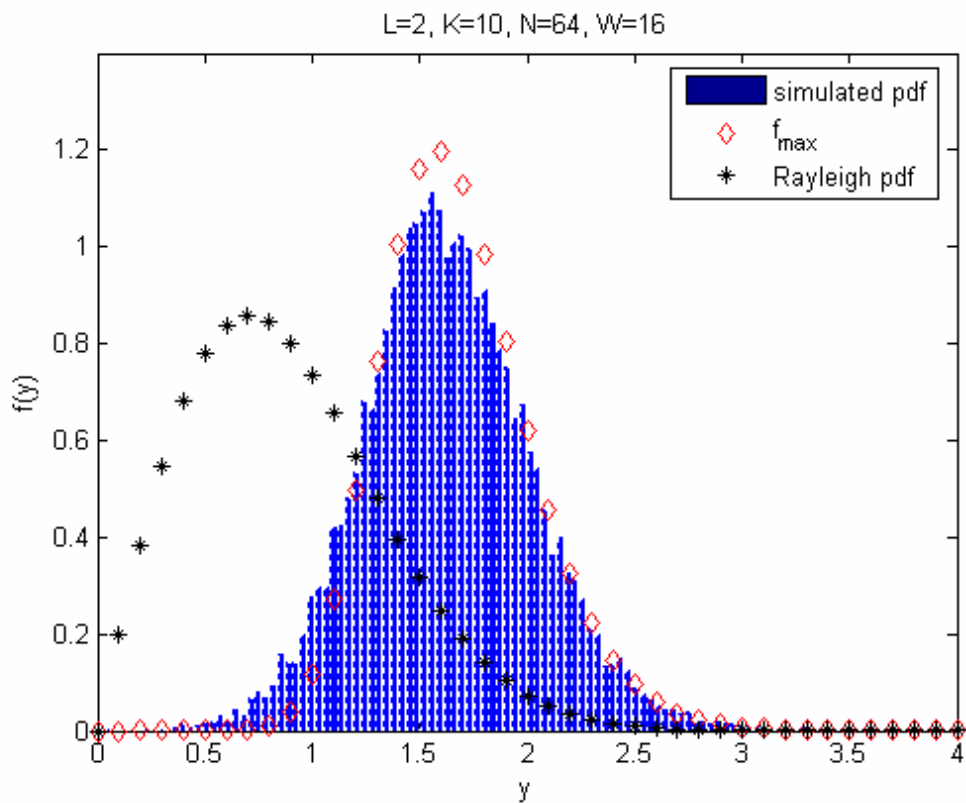


(c)

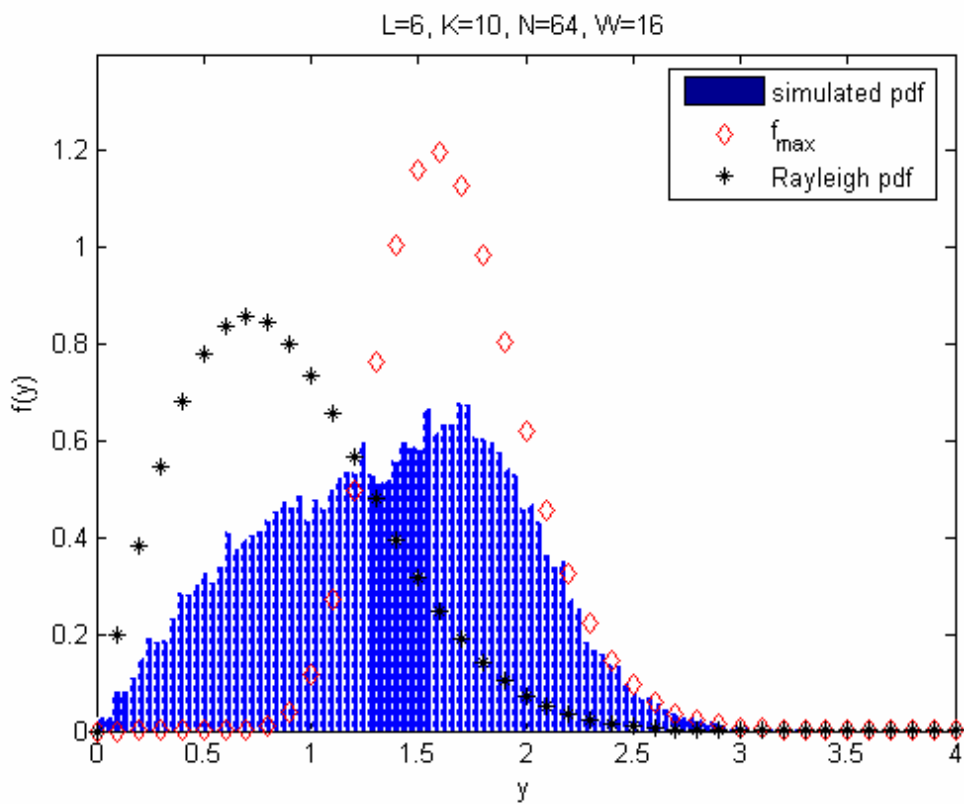
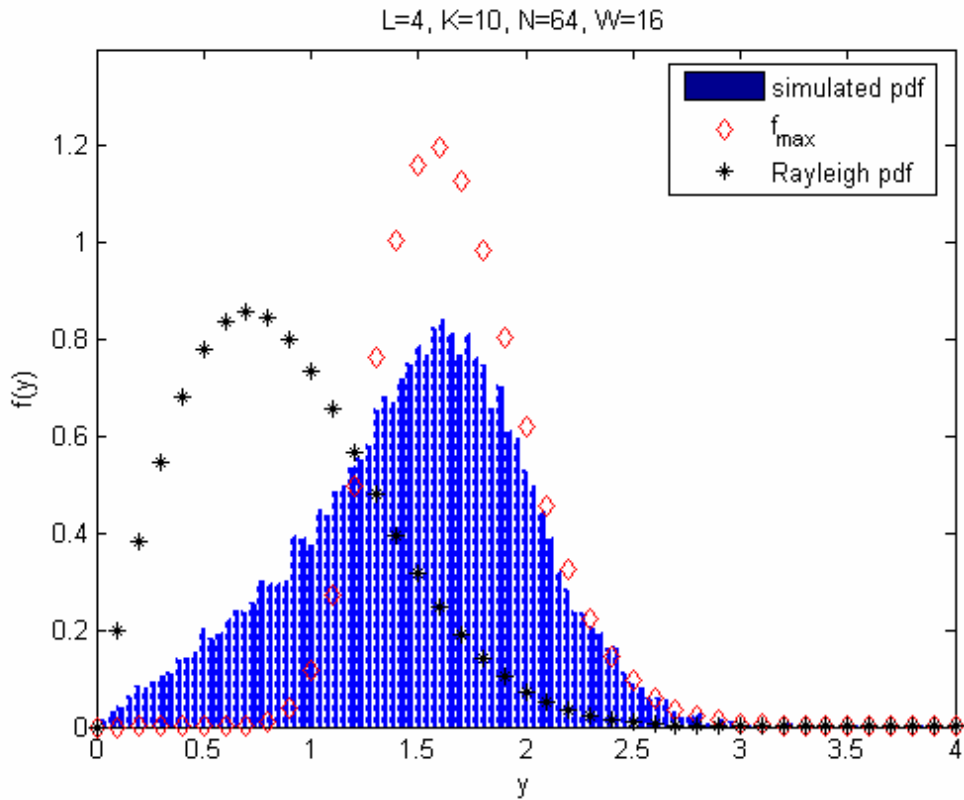
Σχήμα 4.9 $|H(n)|$ for $n = 22$ με a) 1 διαδρομή b) 2 διαδρομές c) 6 διαδρομές

Στη συνέχεια θεωρούμε ότι έχουμε $K=10$ χρήστες και ότι παρέχονται $W=16$ συνεχόμενα υπο-φέροντα ανά χρήστη κάθε φορά, με βάση το κριτήριο επιλογής του μεγίστου $|H(k,n)|$ ανά ομάδα υποφερόντων. Παρατηρούμε ότι το θεωρητικό κέρδος που δίνεται από τη σχέση (4-5) επιτυγχάνεται μόνο στην περίπτωση καναλιού με flat fading, ενώ για κανάλια πολλαπλών διαδρομών επιτυγχάνουν μικρότερο κέρδος. Αυτό φαίνεται με την μετατόπιση της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας προς τα αριστερά σε σχέση με τη θεωρητική κατανομή στο Σχήμα 4.10 b), και c), τα οποία αντιστοιχούν σε $L = 2$ και 6, αντίστοιχα.

(a)



(b)

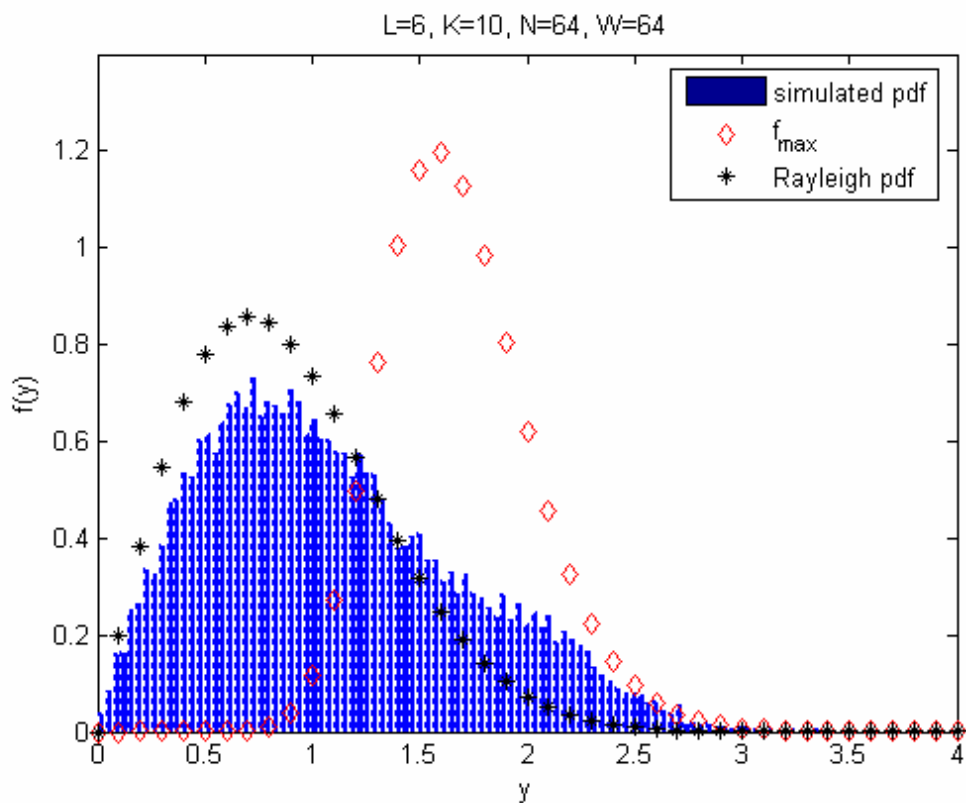


Σχήμα 4-10 W=16, K=10 a) L=1, b) L=2, c) L=4, d) L=6

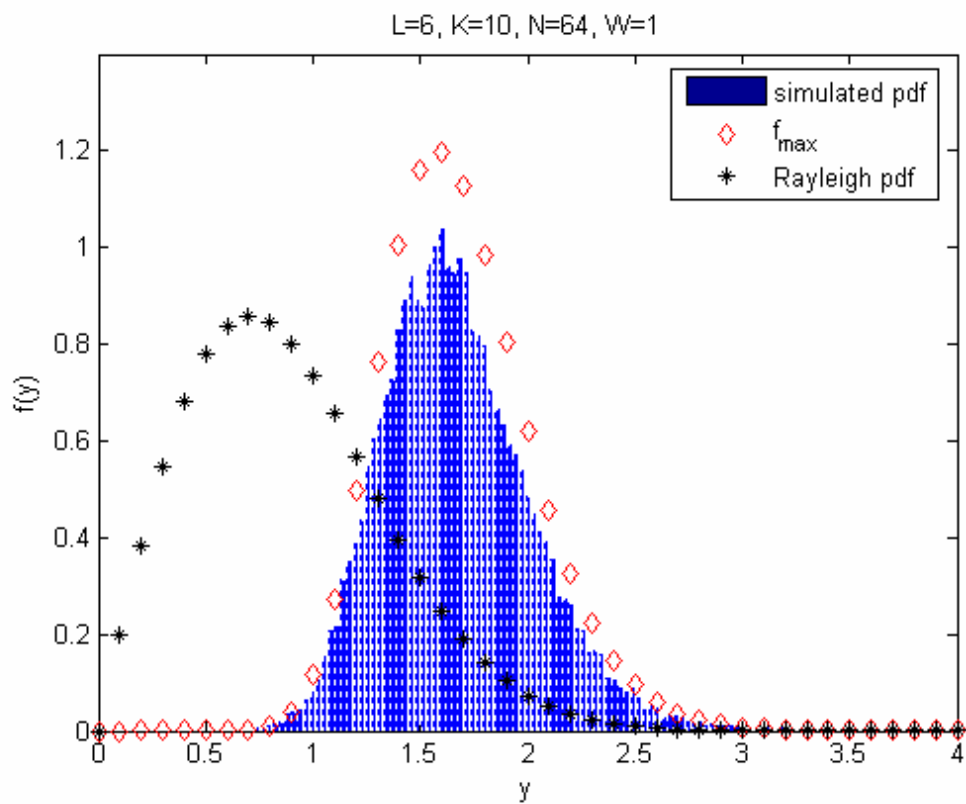
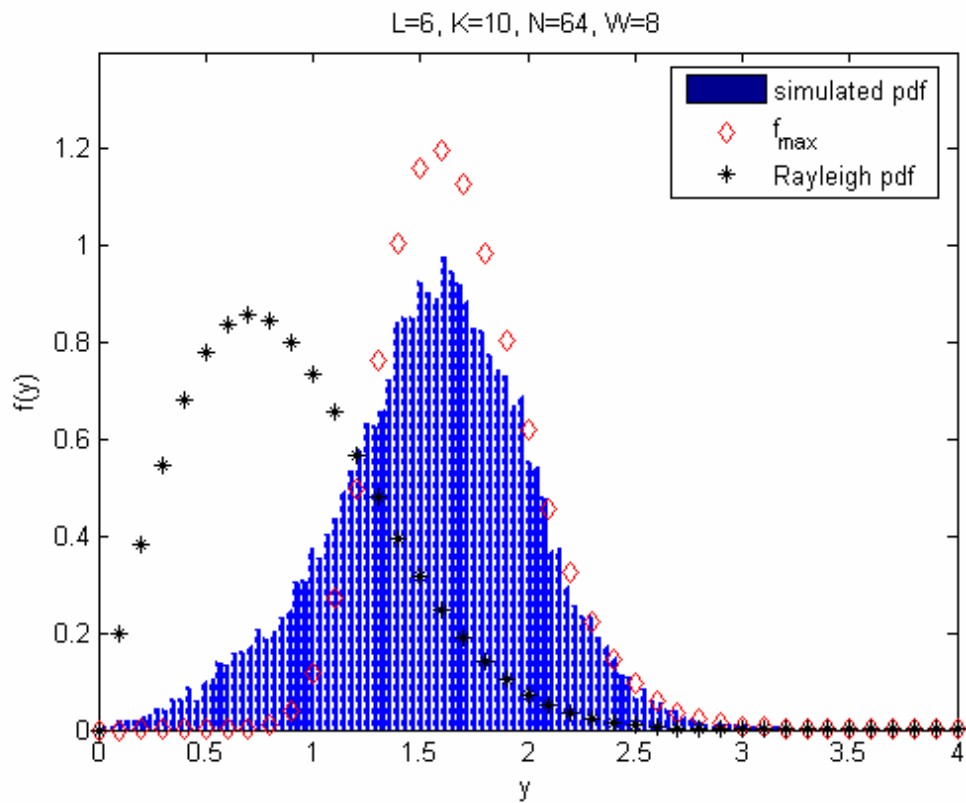
Από το Σχήμα 4-10, συμπεραίνουμε ότι στην περίπτωση που επιλέγονται ομάδες με συνεχόμενα υποφέροντα ανά χρήστη, το διαφορικό κέρδος μειώνεται όσο το περιβάλλον διάδοσης γίνεται πιο πολυδιαδρομικό.

Στη συνέχεια για $L=6$, υπολογίζουμε τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του SNR ανά υποφέρον το οποίο επιτυγχάνεται για διαφορετικά W , δηλαδή του αριθμού των συνεχόμεμων υποφερόντων από τα οποία επιλέγουμε το μέγιστο $|H(k,n)|$ για κάθε χρήστη k . Στο σχήμα 4-11 έχουμε a) $W=64$, b) $W=8$, και c) $W=1$.

Παρατηρούμε ότι το θεωρητικό κέρδος από τη χρήση multiuser diversity επιτυγχάνεται μόνο για $W=1$ τιμή του W , δηλαδή όταν κάθε υποφέρον δίνεται στον καλύτερο χρήστη, ενώ το κέρδος μειώνεται όσο αυξάνει το W , όπως φαίνεται από την προοδευτική μετατόπιση προς τα αριστερά της συνάρτησης πυκνότητας του SNR των OFDMA συμβόλων όσο το W αυξάνει.

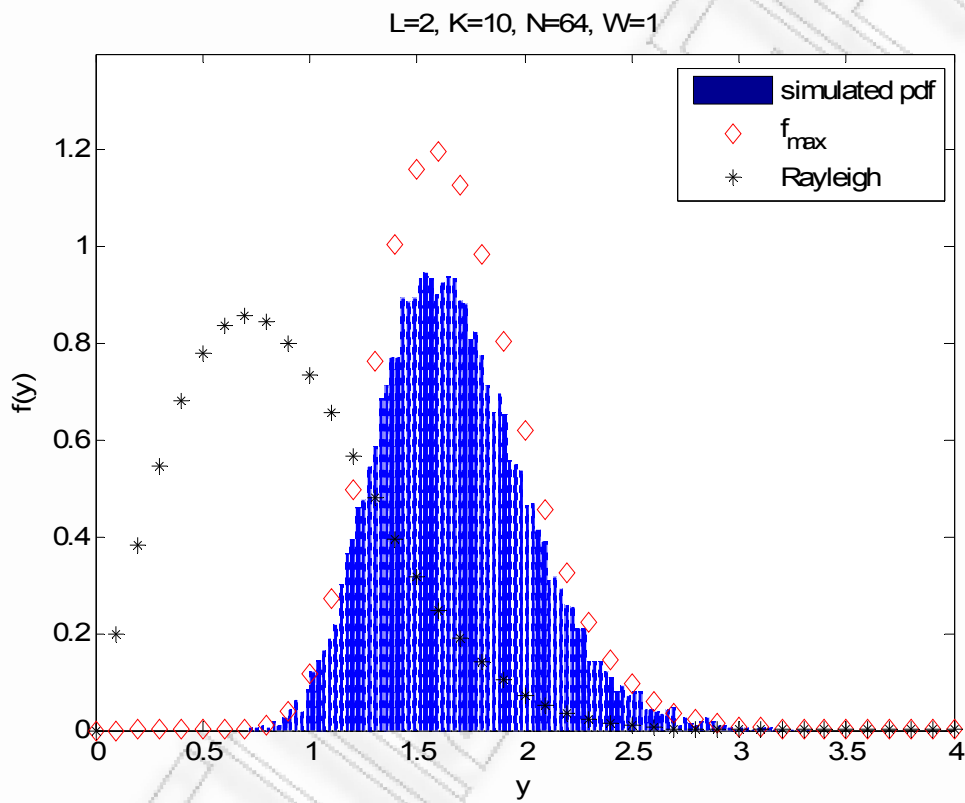


(a)

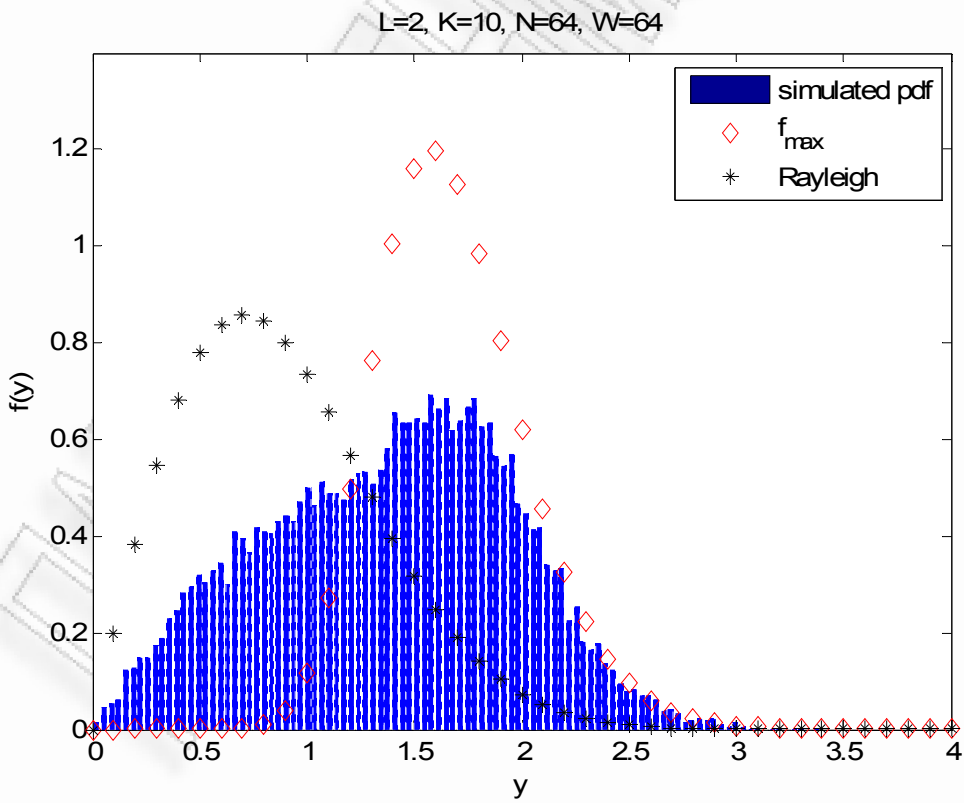
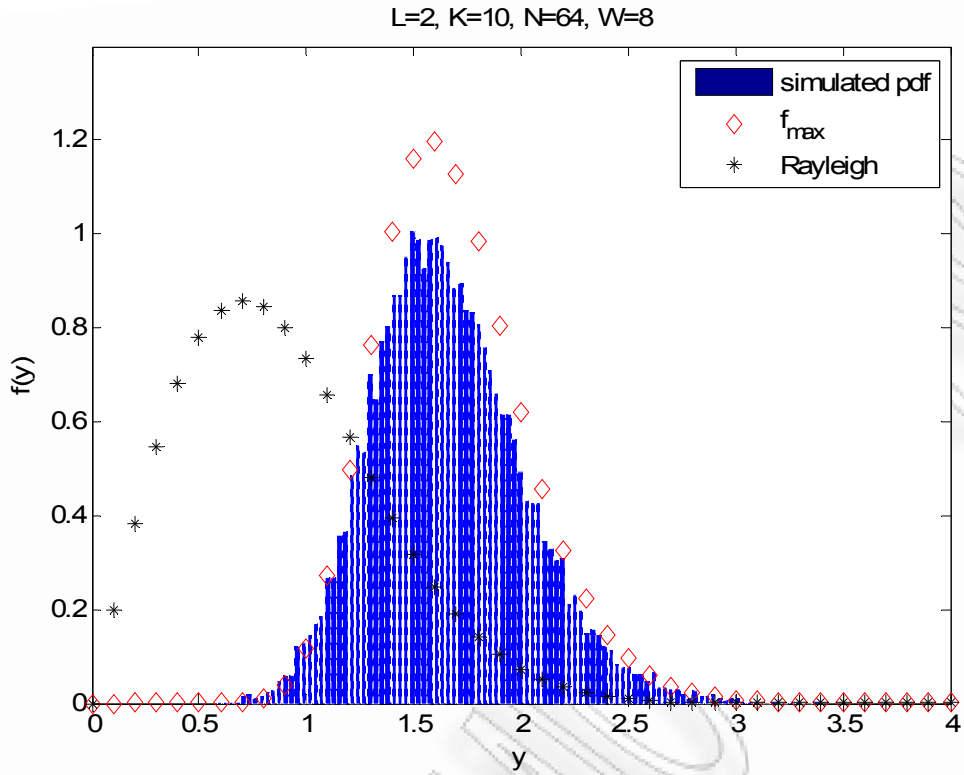


Σχήμα 4-11 $K=10, L=6$, a) $W=64$, b) $W=8$, και c) $W=1$.

Μικρότερη απώλεια σε multiuser κέρδος με τη τιμή του W , επιτυγχάνουμε για κανάλι με $L=2$, όπως φαίνεται από την μικρότερη μετατόπιση προς τα αριστερά της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας που προκύπτει από τη προσομοίωση σε σχέση με τη θεωρητική. Στο σχήμα 4-12 έχουμε a) $W=1$, b) $W=16$, και c) $W=64$.

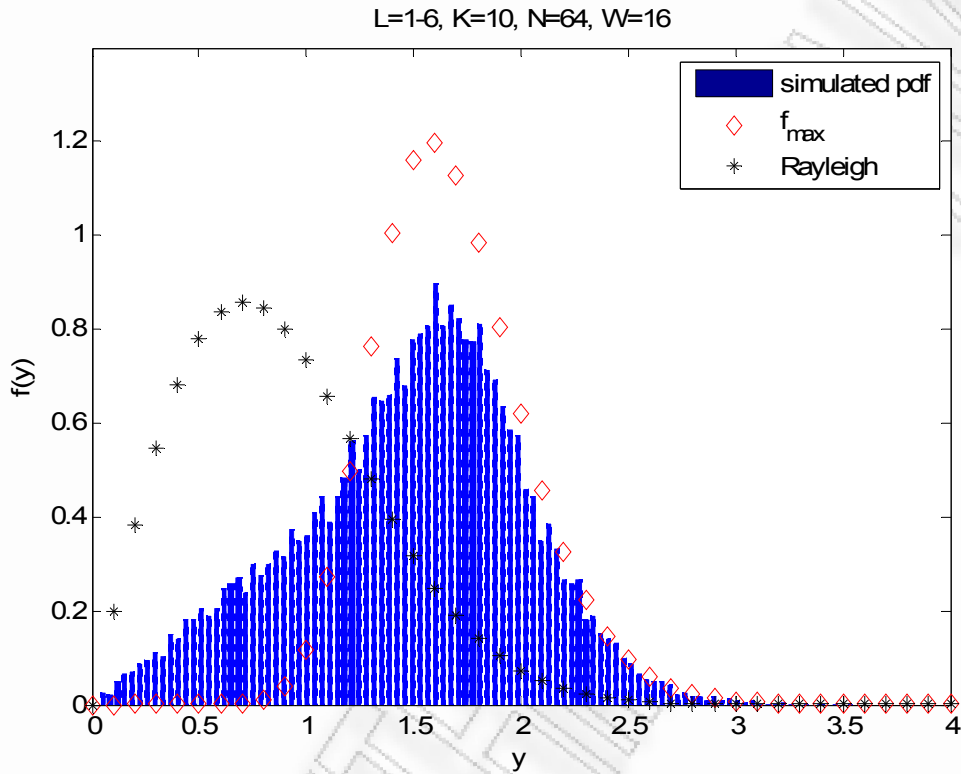


(a)



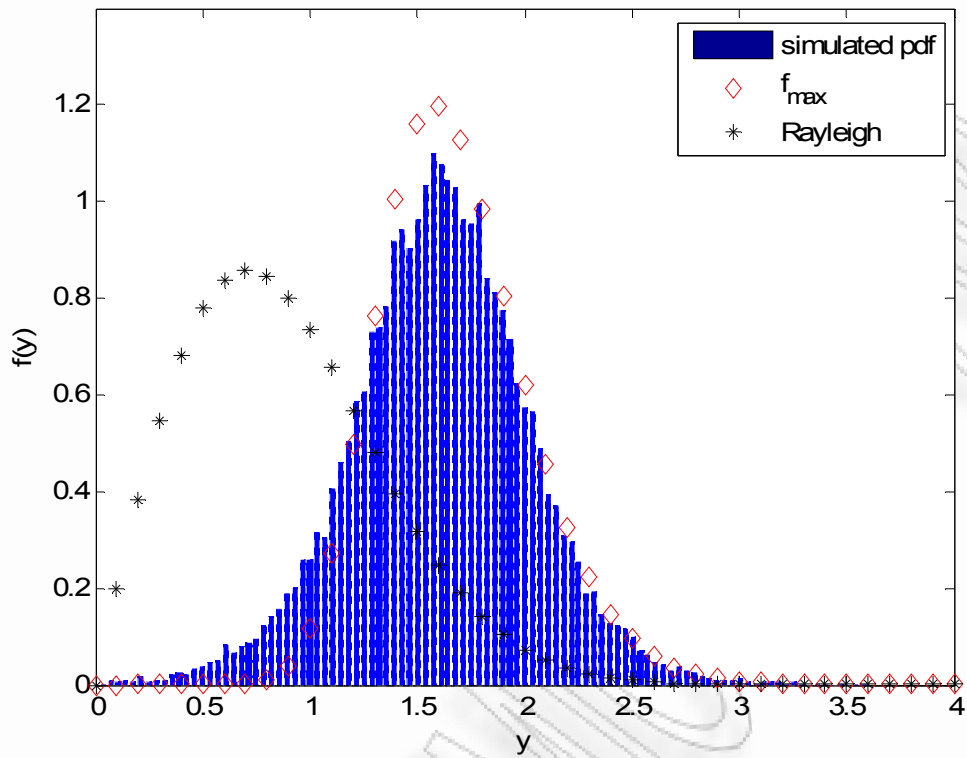
Σχήμα 4-12 K=10, L=2, a) W=1, b) W=8, και c) W=64.

Τέλος προσομοιώνουμε το multiuser σύστημα θεωρώντας ότι κάθε χρήστης μπορεί να έχει κανάλι με $L = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ διαδρομές (με ίση ισχύ ανά διαδρομή και συνολική ισχύ ίση με 1).



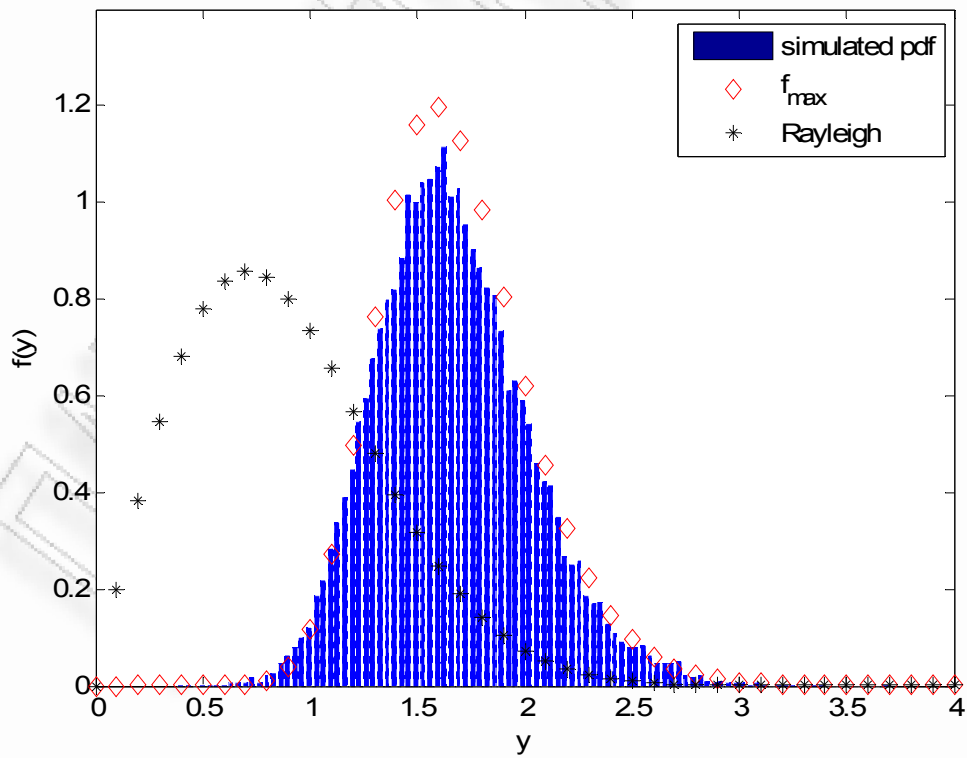
(a)

L=1-6, K=10, N=64, W=8



(b)

L=1-6, K=10, N=64, W=4



(c)

Σχήμα 4-13 $K=10$, $L=1-6$, a) $W=16$, b) $W=8$, και c) $W=4$

Επιπλέον σε κάθε μία από τις παραπάνω περιπτώσεις, το ποσοστό των φερόντων που κατανέμεται σε όλους τους χρήστες είναι περίπου το ίδιο όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα του πίνακα usability

$$\text{Usability_W16} = [0.1008 \ 0.1003 \ 0.1017 \ 0.1019 \ 0.1006 \ 0.0968 \ 0.1015 \ 0.0993 \\ 0.1003 \ 0.0967]$$
$$\text{Usability_W8} = [0.0989 \ 0.0996 \ 0.1006 \ 0.1004 \ 0.1026 \ 0.0984 \ 0.1001 \ 0.0992 \\ 0.1018 \ 0.0985]$$
$$\text{Usability_W4} = [0.0990 \ 0.1002 \ 0.1006 \ 0.1010 \ 0.0989 \ 0.1014 \ 0.0984 \ 0.1010 \\ 0.0988 \ 0.1005]$$

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Με βάση τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το διαφορικό κέρδος πολλαπλών χρηστών που επιτυγχάνεται σε πολυδιαδρομικά κανάλια επικοινωνίας συμπεραίνουμε ότι η κατανομή υποφερόντων στους χρήστες με βάση το πλάτος του υποφέροντος μπορεί να γίνει σε συνεχόμενα υποφέροντα ώστε να μειωθεί η υπολογιστική πολυπλοκότητα της κατανομής πόρων. Όσο όμως ο αριθμός των συνεχόμενων υποφερόντων αυξάνει τόσο μειώνεται το διαφορικό κέρδος. Για το σύστημα που προσομοιώθηκε βρέθηκε ότι για OFDMA με $N=64$ υποφέροντα τιμές μέχρι $W=8$ μπορούν να χρησιμοποιηθούν με σχετικά μικρή απώλεια διαφορικού κέρδους πολλαπλών χρηστών.

APPENDIX

Κώδικας Matlab

```
function imp = multipath_ch(L)

for n=1:L
    a(n) = (randn(1,1)+i*randn(1,1));
end

imp=sqrt(1/(2*L))*a;    % equal power per path

clear

M = 20000; % number of OFDMA symbols
K = 10;    % number of users

L=6;      % number of multipath

N = 64; % number of subcarriers
W = 4; % group of subcarriers assigned to a user
v = N/W; % number of groups per OFDMA symbol

usability = zeros(1,K); % initial values for percentage of
subcarriers
                    % per OFDMA symbol to each user

c=38;      % subcarrier index

for m=1:M

    for k=1:K

        L_k = ceil(random('uniform',0,L));

        h(k,1:L)=zeros(1,L);
        h(k,1:L_k)= multipath_ch(L_k);    % equal power per path

        H(k,:) = fft(h(k,:),N);    % frequency response for user k

        b0(k,:) = abs(H(k,:));    % maginitude of frequency response

    end

    for k=1:K
        for q=1:v    % for each group of subcarriers

            a = (q-1)*W+1;
            b = q*W;
            w(q,k)=max(b0(k,a:b));    % obtain maximum carrier
amplitude
                    % in each group for k user

        end
    end
end
```

```

    for q=1:v % for each group of subcarriers

        [Y,I]=max(w(q,:));

        sel_user(m,q)=I;

        usability(1,I)=usability(1,I)+1; % obtain subcarrier usage
per user

    end

    tx(m,c)=b0(sel_user(m,ceil(c/W)),c); % m-th transmitted
OFDMA symbol % carrying user data in
carriers % having best channel
response
end

usability =usability/(M*v);
plot(abs(H(k,:)))
xlabel('subcarrier index')
ylabel('fading gain')

figure(2)
bins=100;
rv = tx(:,c); % simulated pdf with multiuser
diversity % for subcarrier c

[n xout]=hist(rv,bins);
bar(xout, n/(M*(max(xout)/bins)))
axis([0 4 0 1.4])
hs = findobj(gca,'Type','patch');
set(hs,'FaceColor','b','LineStyle',':','EdgeColor','w')
hold on

x=0:0.1:4;
p = 1; % mean channel power per user
p_hmax = K.*(2.*x./p).*(1-exp(-x.^2/p)).^(K-1).*exp(-x.^2/p);
plot(x,p_hmax, 'rd')
ylabel('f(y)')
xlabel('y')

hold on
r = raylpdf([0:0.1:4],1/sqrt(2));
plot(x,r, 'k*')

title('L=1-6, K=10, N=64, W=4')
legend('simulated pdf','f_{max}','Rayleigh')

```


Βιβλιογραφία

- [1] H.Bolcskei. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems. IEEE Transactions on Communications, 49:988-99, June 2001.
- [2] T.Fusco. Synchronization techniques for OFDM systems. PhD thesis, Universita di Napoli Federico II, 2005.
- [3] C.Muschallik. Improving an OFDM reception using an adaptive nyquist windowing. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 42(3):259-269, August 1996.
- [4] P.Moose. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. IEEE Transactions on Communications, 42(10):2908-2914, October 1994.
- [5] M.Morelli and U.Mengali. An improved frequency offset estimator for OFDM applications. IEEE Communications Letters, 3(3), March 1999.
- [6] T.M. Schmidl and D.C. Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. IEEE Transactions on Communications, 45(12):1613-1621, December 1997.
- [7] T. Pollet, M.V. Bladel, and M. Moeneclaey. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. IEEE Transactions on Communications, 43(234):191-193, February/March/April 1995.
- [8] A.Redfern. Receiver window design for multicarrier communications systems. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 20(5):1029-1036, June 2002.
- [9] R.Baxley and G.Zhou. Power savings analysis of peak-to-average power ratio in OFDM. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 50(3):792-798, 2004.
- [10] J. van de Beek, M.Sandell, and P.Borjesson. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. IEEE Transactions on Signal Processing, 45:1800-1805, July 1997.
- [11] S.C. Cripps. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Artech House, 1999.
- [12] S.H. Han and J.H. Lee. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. IEEE Wireless Communications, 12(2):56-65, 2005.
- [13] J.M.Cioffi. A multicarrier primer. Stanford University/Amati TIEI contribution, IIE1.4/91-157, November 1991.

- [14] Motorola. Comparison of PAR and cubic metric for power de-rating. TSG-RAN WG1#37 Meeting, Montreal, Canada, Document # R1-040522, May 2004.
- [15] M.Friese. On the degradation of OFDM-signals due to peak-clipping in optimally predistorted power amplifiers. In Proceedings IEEE Globecom, pp. 939-944, November 1998.
- [16] J.L.Holsinger. Digital communication over fixed time-continuous channels with memory, with special application to telephone channels. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1964.
- [17] T.M. Schmidl and D.C. Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. IEEE Transactions on Communications, 45(12):1613-1621, December 1997.
- [18] A.J.Goldsmith. Wireless Communications. Cambridge University Press, 2005.
- [19] A.Gatherer and M.Polley. Controlling clipping probability in DMT transmission. In Proceedings of the Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp.578-584, November 1997.
- [20] C.Muschallik. Improving an OFDM reception using an adaptive nyquist windowing. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 42(3):259-269, August 1996.
- [21] B.Krongold and D.Jones. PAR reduction in OFDM via active constellation extension. IEEE Transactions on Broadcasting, 49(3):258-268, 2003.
- [22] H.Nikopour and S.Jammali. On the performance of OFDM systems over a Cartesian clipping channel: A theoretical approach. IEEE Transactions on Wireless Communications, 3(6):2083-2096, 2004.
- [23] H.Ochiai and H.Imai. On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals. IEEE Transactions on Communications, 49(2):282-289, 2001.
- [24] International telecommunication Union, ADSL Standardization, July 1999.
- [25] A Multicarrier Primer, John M Cioffi, Amati Communications Comparison and Stanford University.
- [26] A new computationally Efficient Discrete Bit-Loading Algorithm for DMT Applications, Nicolas Papandreou and Th Antonakopoulos, May 2005.
- [27] Communication Systems Chapter 4, Multichannel modulation.

- [28] Computationally efficient optimal power allocation algorithms for multicarrier communication systems, B.S. Kringold, K. Ramchandran and D.L. Jones, Jan 200.
- [29] IST-1999-11571 EMBRACE D2, System Requirements.
- [30] IEEE Std 802.16 2003.
- [31] Stanwood and Stanley Wang, IEEE Standard 802.16: A Technical Overview of the WirelessMAN Air Interface for Broadband Wireless Access, June 2002.
- [32] ETSI TS 101 999, Broadband Radio Access Networks (BRAN), HIPERACCESS, PHY protocol specification, 2002-04.