

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ  
Τμήμα Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων

## ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΔΙΚΤΥΟΥ WiMAX

Κωνσταντίνος Μερτζάνης

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

Φεβρουάριος 2010

## Ευχαριστίες

Θα ήθελα στο σημείο αυτό να ευχαριστήσω και να εκφράσω την εκτίμησή μου στον επιβλέποντα καθηγητή κ. Γεώργιο Ευθύμογλου, για την ενδιαφέρουσα εργασία την οποία μου ανέθεσε, καθώς επίσης για τη βοήθεια που μου παρείχε καθόλη τη διάρκεια της προσπάθειας να εκπονηθεί αυτή η διπλωματική εργασία και για την υπομονή που επέδειξε στις δυσκολίες που παρουσιάστηκαν.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους αυτούς, φίλους, συγγενείς, συμφοιτητές και άλλους, οι οποίοι με τον τρόπο τους μου συμπαραστάθηκαν στο να διεκπεραιώσω αυτή την εργασία.

Τέλος θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες προς την οικογένειά μου για την πολυεπίπεδη υποστήριξη που μου προσέφερε όχι μόνο κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας, αλλά καθόλη την διάρκεια των σπουδών μου.

Κωνσταντίνος Β. Μερτζάνης  
Φεβρουάριος 2010

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η διπλωματική αυτή εργασία αποσκοπεί στη μελέτη των χαρακτηριστικών εκείνων που διαφοροποιούν το WiMax δίκτυο από άλλα ασύρματα δίκτυα. Το WiMax αποτελεί την εξέλιξη των ασύρματων τοπικών δικτύων στα ασύρματα μητροπολιτικά δίκτυα κινητών επικοινωνιών τέταρτης γενιάς. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται παρουσίαση και εκτενής ανάλυση των τεχνολογιών του WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access) με αναφορά στο σχεδιασμό, τα χαρακτηριστικά, τα προβλήματα και προτεινόμενες λύσεις, και γενικότερα των λειτουργιών του 802.16 πρωτοκόλλου

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται εκτενής αναφορά στις γενικές αρχές για τη διάδοση στο ασύρματο περιβάλλον των κινητών επικοινωνιών με έμφαση στις απώλειες διάδοσης, στο φαινόμενο της διασποράς Doppler, όπως επίσης και στα κανάλια με διάχυση στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας.

Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται αναφορά στη τεχνική διαμόρφωσης OFDM, συμπεριλαμβανομένου του τρόπου λειτουργίας της τεχνικής αυτής, τη περιγραφή ορισμένων προβλημάτων που παρουσιάζονται κατά τη λειτουργία της, αλλά και του τρόπου επίλυσης των προβλημάτων αυτών. Επίσης, δίνεται ένα παράδειγμα τεχνικής OFDM σε περίπτωση ευρυζωνικής επικοινωνίας.

Στο τέταρτο κεφάλαιο γίνεται αναφορά στη τεχνική πολλαπλής πρόσβασης χρηστών OFDMA και σύγκριση αυτής της τεχνικής με άλλες τεχνικές πρόσβασης. Αναφέρονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα αυτής της μεθόδου και γίνεται επίσης διατύπωση αλγορίθμων που χρησιμοποιούνται για την καλύτερη κατανομή πόρων στους χρήστες.

Τέλος, στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται μία εκτενής μελέτη προσομοίωσης ενός συστήματος OFDM. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν για μοντέλα διάδοσης, όπως κανάλι προσθετικού λευκού Γκαουσιανού θορύβου (additive white Gaussian noise channel – AWGN channel), κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων (flat fading channel) και κανάλι συχνοτικά επιλεκτικών διαλείψεων (frequency selective fading channel). Ο πομπός σχεδιάζεται έτσι ώστε να υλοποιεί διαφορετικούς συνδυασμούς κωδικοποίησης καναλιού και ψηφιακής διαμόρφωσης, ενώ ο δέκτης υλοποιεί αποδιαμόρφωση με τεχνικές zero-forcing και minimum mean square-error ανιχνευτών. Τα αποτελέσματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την κατανόηση της επίδοσης συστήματος OFDM με διαφορετικές παραμέτρους μετάδοσης σε ασύρματα κανάλια διάδοσης.

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Ευχαριστίες.....	1
Περίληψη.....	2
Περιεχόμενα.....	3

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

1.1 Αρχιτεκτονική δικτύου WiMAX.....	5
1.2.1 Σταθερό WIMAX.....	6
1.2.2 Κινητό WIMAX.....	7
1.3 Σχέση του WiMax με το WiFi.....	8
1.4 Ασύρματος σχεδιασμός.....	9
1.4.1 Ασύρματη αρχιτεκτονική δικτύων RTP και RTMP.....	9
1.4.2 Διαδρομή με LOS και NLOS(οπτική επαφή και μη οπτική επαφή).....	10
1.4.3 Αξιολόγηση τοποθεσίας.....	11
1.5 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ WiMAX.....	13
1.5.1 Τα κυριότερα χαρακτηριστικά του WIMAX.....	13
1.5.2 Απώλειες για το WiMAX.....	15
1.5.3 Παρεμβολές.....	16
1.5.4 Λύσεις για παρεμβολές.....	17
1.5.5 Ασφάλεια WIMAX.....	22
1.6 Subchannelization: OFDMA.....	23
1.7 Slot and frame structure.....	24
1.8 PHY-Layer Data Rates.....	26
1.9 Mac-Layer επισκόπηση.....	27
1.10 QUALITY OF SERVICE.....	28

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2.1 Γενικές αρχές για τη διάδοση στο ασύρματο περιβάλλον των κινητών επικοινωνιών.....	31
2.2 Απώλειες Διαδρομής.....	33
2.2.1 Απώλειες ελεύθερου χώρου.....	33
2.2.2 Απώλειες διάδοσης σε συστήματα LOS – NLOS επαφής.....	34
2.2.3 Σκίαση και απώλειες διαδρομής.....	35
2.3 Διασπορά Doppler – Διαλείψεις.....	36
2.4 Κανάλια με διάχυση στο χρόνο.....	38
2.5 Κανάλια με διάχυση στη συχνότητα.....	40
2.6 Στατιστικά χαρακτηριστικά των ευρυζωνικών καναλιών.....	44

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

#### ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΟΥ OFDM

3.1 Ορθογωνιότητα.....	47
3.2 Παραγωγή και λήψη σημάτων OFDM.....	48
3.3 Κωδικοποίηση.....	49

3.3.1	Interleaving	50
3.3.2	Μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή	50
3.4	Μετασχηματισμοί Fourier	50
3.5	Χρόνος προστασίας	51
3.6	Διαμόρφωση RF	53
3.7	Παράμετροι OFDM συστήματος	54
3.7.1	Χρόνος Προστασίας	54
3.7.2	Μέγεθος FFT	54
3.7.3	Απόσταση μεταξύ των subcarriers	54
3.7.4	Χρόνος συμβόλου	55
3.7.5	Είδος διαμόρφωσης	55
3.7.6	Είδος Κωδικοποίησης	55
3.8	Παράγοντας επαναχρησιμοποίησης	56
3.9	Απαιτήσεις Συστήματος	56
3.10	Προβλήματα της τεχνικής OFDM	56
3.11	Σύστημα OFDM υλοποιημένο με FFT	57
3.12	Κυκλική συνέλιξη και DFT	60
3.13	Το κυκλικό πρόθεμα	61
3.13.1	Ένα εναλλακτικό κυκλικό πρόθεμα	62
3.14	Εξίσωση συχνότητας	63
3.15	Block διάγραμμα ενός OFDM συστήματος	63
3.16	Παράδειγμα OFDM τεχνικής σε περίπτωση ευρυζωνικής επικοινωνίας	64

#### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4**

4.1	Χαρακτηριστικά mobile WiMax	66
4.2	Δομή συμβόλου OFDMA	67
4.3	Παράμετροι συστήματος mobile Wimax	67
4.4	OFDMA πρωτόκολλα	68
4.5	Υποκαναλοποίηση (subchannelization)	68
4.6	Χαρτογράφηση μηνυμάτων	69
4.7	Κανονικοποίηση	69
4.8	Κυψελωτό OFDMA	70

#### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5**

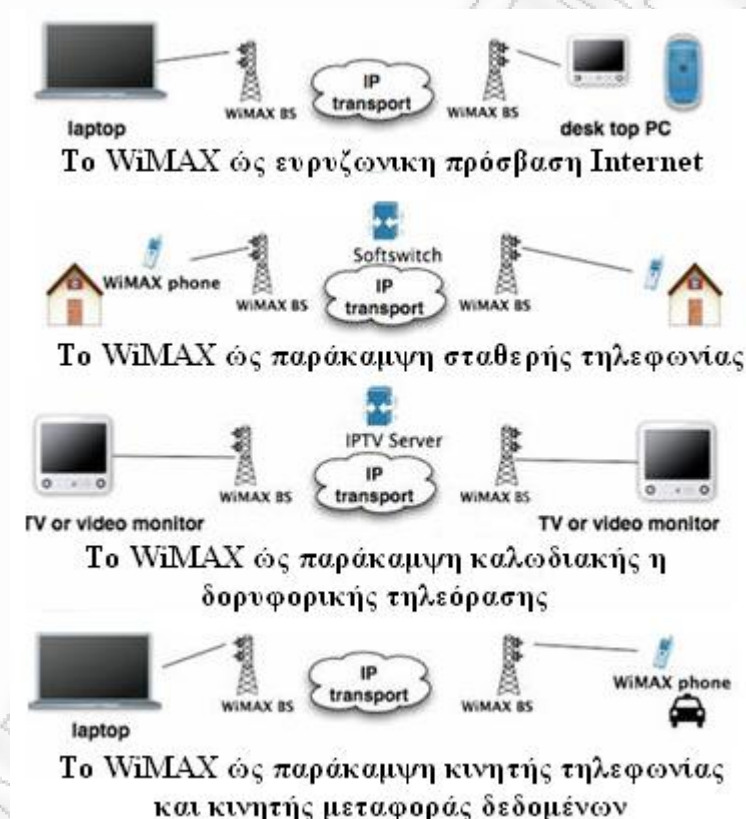
5.1	Πρόγραμμα προσομοίωσης στο Matlab	72
5.1.1	Πομπός συστήματος	73
5.1.2	Ασύρματος Δίαυλος	77
5.1.3	Δέκτης Συστήματος	77
5.2	Κανάλια που χρησιμοποιήθηκαν για τις προσομοιώσεις	83
5.3	Κανάλι προσθετικού λευκού γκαουσιανού θορύβου(AWGN)	84
5.4	Κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων	88
5.5	Κανάλι συχνοτικά επίλεκτικών διαλείψεων	91
5.6	Παράρτημα κυρίως κώδικα στο Matlab	96

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Τεχνολογία WiMAX

### 1.1 Αρχιτεκτονική δικτύου WiMax

Το WiMAX έχει την ικανότητα να αντικαταστήσει ένα μεγάλο μέρος των ήδη υπάρχοντων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Σε ένα σταθερό ασύρματο δίκτυο το WiMAX μπορεί να πάρει την θέση των χάλκινων καλωδίων μιάς τηλεφωνικής εταιρίας ή να αντικαταστήσει τα ομοαξονικά καλώδια καλωδιακής τηλεόρασης, προσφέροντας παράλληλα υπηρεσίες internet (ISP Internet Service Provider). Στην κινητή του μορφή, το WiMAX έχει την ικανότητα να αντικαταστήσει τα ασύρματα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας.



*Σχήμα 1: Το WiMAX έχει την προοπτική να επηρεάσει όλες τις μορφές επικοινωνίας.*

Τί είναι λοιπόν το WiMAX ή Worldwide Interoperability for Microwave Access (Παγκόσμια ανταλλαγή δεδομένων για μικροκυματική πρόσβαση); Το WiMAX είναι ένα πρότυπο σχεδιασμένο από το ινστιτούτο των ηλεκτρολόγων και ηλεκτρονικών μηχανικών το οποίο καθορίζεται από το πρωτόκολλο 802.16-2004(σταθερές ασύρματες εφαρμογές) και το 802.16e-2005(κινητές ασύρματες εφαρμογές). Η ομάδα επιμέλειας του WiMAX έχει ορίσει το WiMAX ως το μέσο παροχής ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης (broadband wireless access) ως εναλλακτική των ενσύρματων modem υπηρεσιών και των τηλεφωνικών εταιριών παροχής DSL ή T1/E1 υπηρεσιών.[2]

### 1.2.1 Σταθερό WiMAX



**Σχήμα 2:** Το σταθερό WiMAX προσφέρει φτηνές point-to-point και point-to-multipoint λύσεις.

Αυτό που κάνει το WiMAX τόσο εντυπωσιακό είναι η δυνατότητα υποστήριξης ενός μεγάλου τομέα εφαρμογών χωρίς όμως το μειονέκτημα περιορισμών όσο αναφορά την παροχή:

- broadband internet access,
- εναλλακτική της T1/E1 για επιχειρήσεις,
- VOIP (voice over IP) ως εναλλακτική τηλεφωνικών εταιριών,
- IPTV (Internet Protocol Television),
- ρόλου ενδιάμεσης επικοινωνίας μεταξύ των WiFi hotspots ή των πύργων κινητής τηλεφωνίας με τους παρόχους,
- υπηρεσιών κινητής τηλεφωνίας
- mobile data TV
- κινητών υπηρεσιών επείγουσας ανάγκης
- και ασύρματου υποκατάστατου των οπτικών ινών.

Το WiMAX παρέχει επίσης σταθερές ή κινητές non-line-of-sight (διαδρομή χωρίς οπτική επαφή) υπηρεσίες από ένα σταθμό σε έναν συνδρομητή γνωστός αλλιώς ως CPE (customer premise equipment). Μερικοί στόχοι του WiMAX περιλαμβάνουν μία ακτίνα κάλυψης υπηρεσιών 10km γύρω από ένα πύργο WiMAX για point-to-multipoint NLOS υπηρεσίες.

Αυτή η υπηρεσία μπορεί να υποστηρίξει 40 Mbits το δευτερόλεπτο (Mbps) για πρόσβαση σταθερών και κινητών εφαρμογών. Αυτή η κυψέλη WiMAX μπορεί να προσφέρει αρκετό bandwidth για να υποστηρίξει εκατοντάδες επιχειρήσεις με ταχύτητες T1 και χιλιάδες κατοίκους με ισάξιες DSL υπηρεσίες με μόνο ένα WiMAX [1].

### 1.2.2 Κινητό WiMAX



*Σχήμα 3: Το κινητό WiMAX επιτρέπει κάθε μορφή τηλεπικοινωνίας να γίνεται ασύρματα.*

Το κινητό WiMAX αναβαθμίζει τις ασύρματες επικοινωνίες ένα βήμα πίο μπροστά και καθιστά ικανή την λειτουργία των εφαρμογών, βασισμένες σε κυψέλες, σε πολύ μεγαλύτερη κλίμακα. Για παράδειγμα, το κινητό WiMAX επιτρέπει την εκπομπή ενός streaming video απο ένα επιταχύνόμενο αστυνομικό ή άλλο οχήμα ειδικής ανάγκης, με ταχύτητες που μπορούν να ξεπεράσουν τα 100km/h.

Ενδεχόμενος λοιπόν στην συγκεκριμένη περίπτωση, μπορεί να αντικαθιστά τα κινητά τηλέφωνα και την μεταφορά δεδομένων μέσω τηλεπικοινωνιακών standard όπως το EvDo, EvDv και HSDPA. Εκτός του οτι το WiMAX είναι ικανό να υποστηρίξει τέσσερις μορφές επικοινωνίας (βλ Σχήμα 1), προσφέρει επίσης ανώτερη διαπεραστικότητα κτιρίων και βελτιωμένα μέσα ασφάλειας σε σχέση με το σταθερό WiMAX. Το κινητό WiMAX θα είναι κατάλληλο για ανερχόμενες υπηρεσίες όπως το mobile TV και gaming [1].



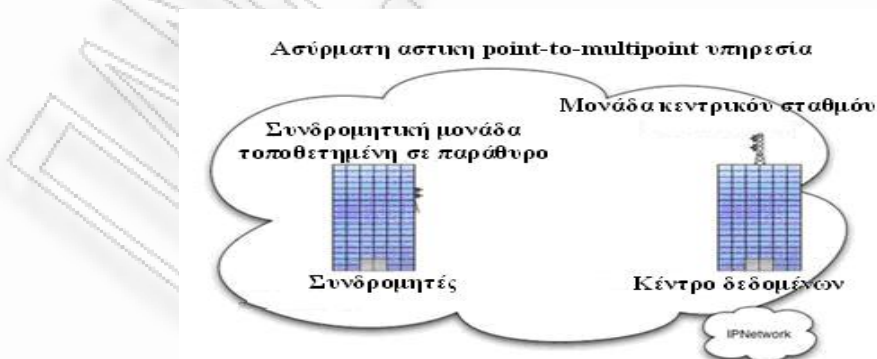
### 1.3 Σχέση του WiMAX με το Wi-Fi



*Σχήμα 4: Εκεί που το Wi-Fi καλύπτει ένα γραφείο ή ένα μία καφετέρια, το WiMAX καλύπτει μία πόλη.*

Μία από τις πιο γνωστές περιγραφές του WiMAX από τα ΜΜΕ είναι ότι το WiMAX είναι “το Wi-Fi με στεροειδή”. Στην πραγματικότητα, είναι πολύ παραπάνω από αυτό. Όχι μόνο το WiMAX προσφέρει σημαντικά μεγαλύτερη ακτίνα κάλυψης και όγκο δεδομένων από το Wi-Fi (ή αλλιώς 802.11b, αν και ανανεωμένες παραλλαγές του 802.11 προσφέρουν σχετικές βελτιώσεις όσο αναφορά την “b” έκδοση του 802.11), προσφέρει σημαντική ποιότητα υπηρεσιών και εξαιρετική αξιοπιστία όσον αναφορά την ασφάλεια μεταφοράς δεδομένων. Όπως γνωρίζουμε το Wi-Fi είναι ευρέως γνωστό για την ανασφαλή μεταφορά δεδομένων.

Η “b” έκδοση του 802.11 δεν προσέφερε καθόλου προτεραιότητα μεταφοράς δεδομένων καθιστώντας το έτσι σχετικά αναρμόδιο για μεταφορά video και φωνής. Η περιορισμένη ακτίνα κάλυψης και ο περιορισμένος όγκος δεδομένων του Wi-Fi σημαίνει ότι ο παροχέας Wi-Fi πρέπει να παρέχει πολλαπλά σημεία πρόσβασης για να μπορέσει να καλύψει την ίδια περιοχή, τον ίδιο αριθμό πελατών και τον ίδιο αριθμό υπηρεσιών με ένα σταθμό WiMAX. Η ομάδα του IEEE 802.11 έχει προχωρήσει σε αναβαθμίσεις του 802.11 στους τομείς της ασφάλειας και της ποιότητας υπηρεσιών.



*Σχήμα 5: Με το WiMAX το στοίβαγμα ήχου και δεδομένων είναι τόσο εύκολο όσο και στην εκπομπή FM radio.*

Φανταστείτε να ανοίγετε το ράδιο στο γραφείο σας και να λαμβάνετε πληροφορίες (νέα, καιρός, sports) απο μία υπηρεσία (το FM radio) και μία συσκευή (το FM radio με μία κεραία). Η λειτουργία του WiMAX μπορεί να περιγραφεί με τον ίδιο τρόπο. Στην θέση του ραδιοσταθμού υπάρχει ένας σταθμός WiMAX (ράδιο και κεραία) ο οποίος μεταδίδει δεδομένα (internet, VoIP, IPTV) και ο συνδρομητής έχει ένα WiMAX CPE το οποίο δέχεται τις υπηρεσίες. Η μεγάλη διαφορά με το WiMAX είναι ότι η επικοινωνία με τον συνδρομητή είναι αμφίδρομη ή με αλληλεπίδραση.



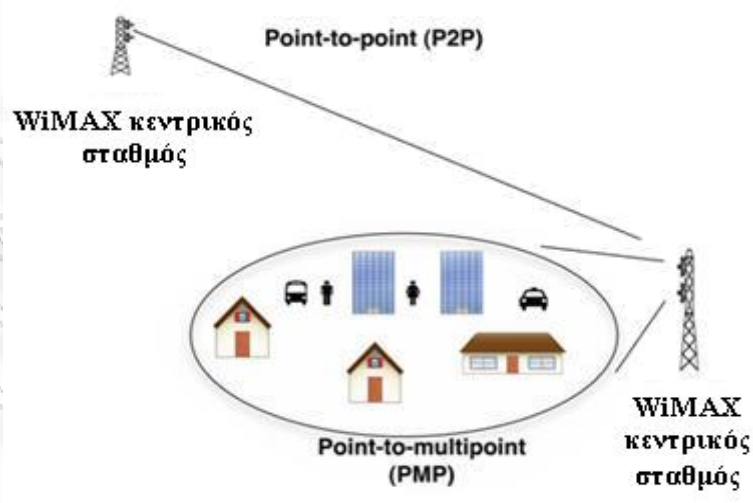
*Σχήμα 6: Ένα εσωτερικός δέκτης WiMAX (CPE) τοποθετείται κοντά στο παράθυρο και συνδέεται με το δίκτυο του πελάτη.*

#### 1.4 Σχεδίαση δικτύου WiMAX

Το παρακάτω κείμενο θα προσφέρει μία απλή περίληψη των ασύρματων αρχών για να βοηθήσει τον αναγνώστη να καταλάβει πώς δουλεύει το WiMAX και να έρθει πιο κοντά με την αγορά του WiMAX.

##### 1.4.1 Ασύρματη αρχιτεκτονική δικτύων: point-to-point και point-to-multipoint.

Υπάρχουν δύο σενάρια για την ανάπτυξη ασύρματου δικτύου: point-to-point και point-to-multipoint:



*Σχήμα 7: point-to-point και point-to-multipoint διαμόρφωση.*

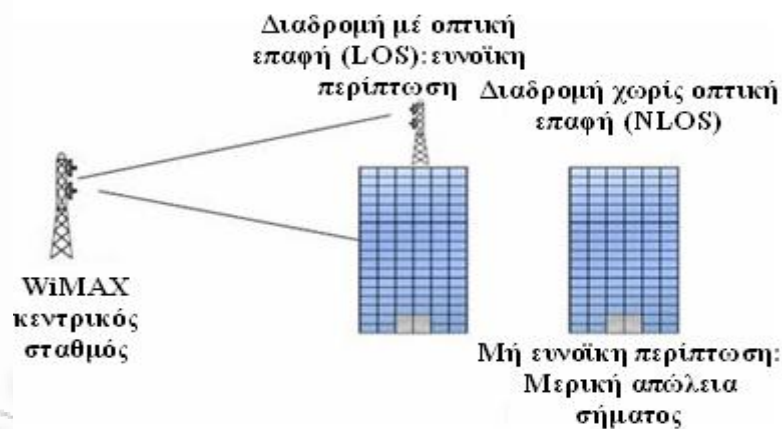
- Point-to-Point (P2P):

Η διαμόρφωση point-to-point χρησιμοποιείται εκεί που υπάρχουν δύο σημεία επικοινωνίας: ένας πομπός και ένας δέκτης. Αυτό είναι επίσης ένα σενάριο ενδιάμεσης σύνδεσης για μεταφορά από την πηγή δεδομένων (κέντρο δεδομένων, POP με ίνες κ.α) στον συνδρομητή ή για ένα σημείο διανομής υπηρεσιών χρησιμοποιώντας την αρχιτεκτονική point-to-multipoint (ένας εκπομπός με πολλαπλούς δεκτες). Η σύνδεση για υποστήριξη υπηρεσιών ράδιο, αποτελείται από μία αποκλειστική βιομηχανία μέσα στην βιομηχανία ασύρματων δικτύων. Καθώς αυτή η βιομηχανία απαιτεί δέσμες με υψηλή εστίαση μεταξύ δύο σημείων, η ακτίνα κάλυψης και ο όγκος δεδομένων των point-to-point ράδιο θα είναι μεγαλύτερα από αυτά των point-to-multipoint προϊόντων.

- Point-to-Multipoint (PMP)

Όπως φαίνεται και στο σχήμα παραπάνω, το point-to-multipoint είναι ουσιαστικά η ευρέα διανομή. Ένας σταθμός μπορεί να εξυπηρετήσει εκατοντάδες διαφορετικούς συνδρομητές όσο αναφορά το bandwidth και τις υπηρεσίες που προσφέρει.

#### 1.4.2 Διαδρομή με οπτική επαφή (Line Of Sight: LOS) ή διαδρομή χωρίς οπτική επαφή (Non Line Of Sight)



**Σχήμα 8:** Η διαφορά μεταξύ του LOS και του NLOS.

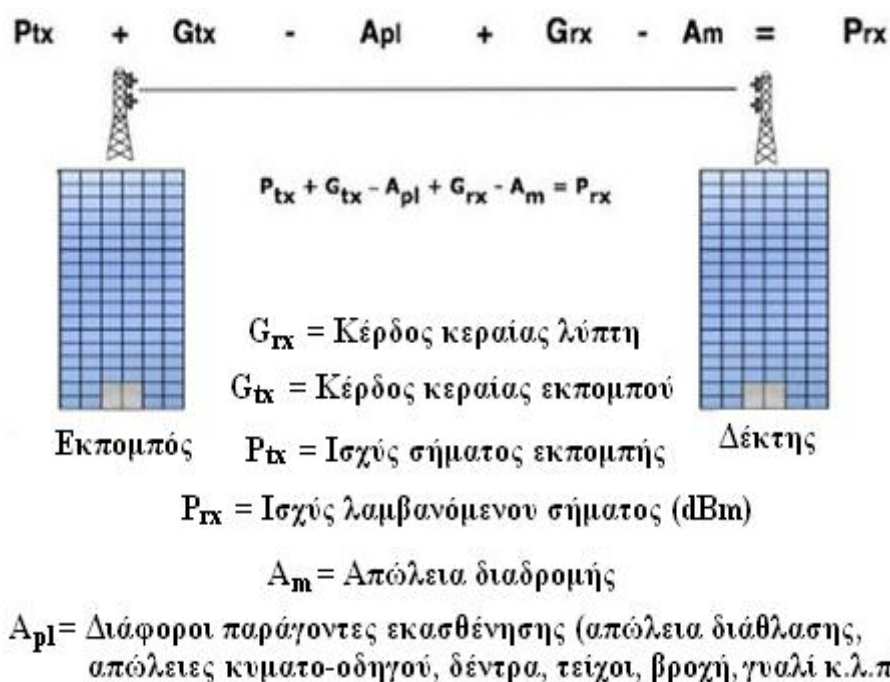
Οι αρχικές ασύρματες τεχνολογίες (LMDS, MMDS) ήταν αποτυχημένες στην παγκόσμια αγορά εξαιτίας της ανικανότητάς τους να προσφέρουν υπηρεσίες για σενάρια διαδρομών χωρίς οπτική επαφή (NLOS). Αυτό περιορίζει τον αριθμό των συνδρομητών που μπορούσαν να εξυπηρετήσουν και έχοντας υπόψη το υψηλό κόστος των σταθμών και των συνδρομητικών συσκευών, αυτές οι τεχνολογίες απέτυχαν.

Το WiMAX λειτουργεί καλύτερα σε περιπτώσεις LOS και αντίθετα με τις αρχικές τεχνολογίες, προσφέρει ικανοποιητική εμβέλεια και όγκο δεδομένων στους συνδρομητές που δεν είναι στο πεδίο οράσεως με τον WiMAX σταθμό εκπομπής. Τα κτίρια μεταξύ τον σταθμό και τον συνδρομητή μειώνουν την εμβέλεια και την χωρητικότητα αλλά σε ένα αστικό περιβάλλον, το σήμα θα είναι αρκετά δυνατό για να παρέχει ικανοποιητικές υπηρεσίες. Δεδομένης της ικανότητας του WiMAX να προσφέρει NLOS υπηρεσίες, ο παροχέας WiMAX μπορεί να “φτάσει” σε πολλούς συνδρομητές και να πετύχει χαμηλό κόστος ανα συνδρομητή γιατί ένας μεγάλος αριθμός συνδρομητών μπορεί να καλυφθεί απο ένα μόνο σταθμό βάσης.

### 1.4.3 Αξιολόγηση τοποθεσίας

Πρίν την τοποθέτηση οποιουδήποτε εξοπλισμού, είναι αναγκαία η αξιολόγηση του περιβάλλοντος στο οποίο θα γίνει η εγκατάσταση του δικτύου WiMAX έτσι ώστε να επιτυχανθεί η σωστή λειτουργία του ασύρματου δικτύου. Η κατανόηση της τοποθεσίας στην οποία θα γίνει η μελέτη και εγκατάσταση του δικτύου, επιτρέπει στον παροχέα επιτυχία τών λειτουργιών απο την πρώτη ημέρα.

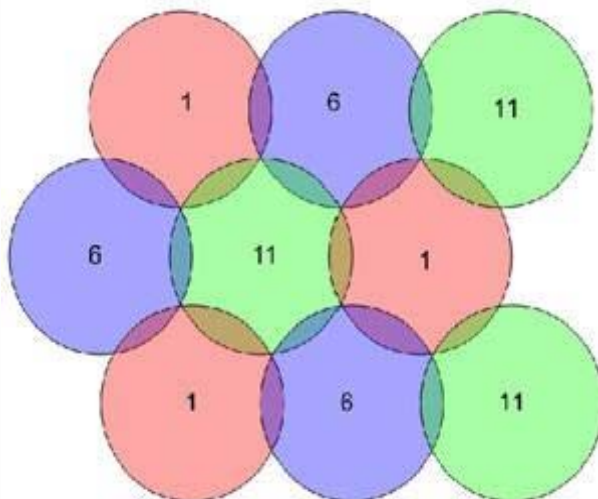
#### Επεξήγηση της σχεδίασης συνδέσμου



**Σχήμα 9:** Η σχεδίαση του ασύρματου συνδέσμου καθορίζει την επιτυχία ή την αποτυχία της ασύρματης λειτουργίας.

Το σχήμα παραπάνω είναι η επεξήγηση του ασύρματου σχεδιασμού. Η λειτουργία του συνδέσμου μεταξύ του πομπού και του δέκτη, καθορίζεται από την εξίσωση σχήματος. Με λίγα λόγια, η ισχύς του σήματος στον δέκτη είναι ίση με την ισχύ του μεταδιδόμενου σήματος μείων τις μειώσεις που προκαλούν οι διάφορες απώλειες στο σήμα. Εφόσον γνωρίζουμε τους παράγοντες που προκαλούν αυτές τις μειώσεις στο σήμα, τότε μπορούμε να σχεδιάσουμε σωστά το σύστημα μας.

Ένα μέρος της σχεδίασης της σύνδεσης (link) είναι να καθορίσουμε ένα εφαρμόσιμο πλάνο συχνοτήτων. Ο παροχέας ασύρματου δικτύου πρέπει να μεγιστοποιήσει όσο το δυνατό περισσότερο την χρήση των πόρων σε σχέση με το περιορισμένο φάσμα.



**Σχήμα 10:** Με την επαναχρησιμοποίηση των ίδιων συχνοτήτων σε διαφορετικούς κεντρικούς σταθμούς, ο παροχέας WiMAX μπορεί να αποφύγει τυχόν παρεμβολές από το ίδιο δίκτυο.

Το παραπάνω σχήμα επεξηγεί πώς ένας παροχέας μπορεί να χρησιμοποιήσει το περιορισμένο φάσμα που του έχει διανεμηθεί για να πετύχει την καλύτερη δυνατή παροχή υπηρεσιών καθώς παράλληλα να αποφεύγει παρεμβολές συχνοτήτων μεταξύ των σταθμών του. Παρατηρήστε στο σχήμα ότι υπάρχουν 9 διαφορετικοί σταθμοί με 3 διαφορετικές συχνότητες αλλά παρόλα αυτά καμία σκιασμένη περιοχή δεν αγγίζει άλλη με το ίδιο χρώμα (συχνότητα). Εφόσον δεν επικαλύπτονται, δεν θα υπάρχουν καθόλου παρεμβολές μεταξύ των σταθμών γιατί δεν θα λειτουργούν στην ίδια συχνότητα.

Ο παραδοσιακός τρόπος σκέψης για τα ασύρματα δίκτυα προέβλεπε ότι ένα ράδιο και η κεραία του πρέπει να βρίσκονται στο υψηλότερο δυνατό σημείο (π.χ. βουνά και ψηλά κτήρια), με διαδρομή με οπτική επαφή για το μεγαλύτερο μέρος της περιοχής κάλυψης. Αυτό δεν είναι απαραίτητο για το WiMAX. Καθώς οι μονάδες των συνδρομητών θα εξελίσσονται, δεν θα έχει πιά τωση σημασία το ύψος της τοποθέτησης της κεραίας αλλά το να επιτευχθεί μία κοντινή και απευθείας διαδρομή επαφής μεταξύ του χρήστη (CPE) και του σταθμού.



*Σχήμα 11: Πιθανοί πελάτες για υπηρεσίες WiMAX*

## 1.5 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ WiMAX

Το WiMAX είναι μια ασύρματη ευρυζωνική λύση που προσφέρει ένα πλούσιο σύνολο χαρακτηριστικών με μεγάλη ευελιξία όσον αφορά τις επιλογές ανάπτυξης και δυναμικό υπηρεσιών μας. Μερικά από τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά τονίζοντας ότι αξίζει είναι αυτά που περιγράφονται παρακάτω

### 1.5.1 ΤΑ ΚΥΡΙΟΤΕΡΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ WiMAX

**OFDM –based physical layer:** Το WiMAX φυσικό στρώμα (PHY) βασίζεται σε ορθογώνια πολυπλεξία συχνότητας, ένα σύστημα που προσφέρει καλή αντοχή στην multipath διάδοση, και επιτρέπει στο WiMAX να λειτουργεί σε συνθήκες NLOS. Η OFDM σήμερα αναγνωρίζεται ευρέως ως η μέθοδος επιλογής για προστασία από multipath για ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα.

**Very high peak data rates:** Το WiMAX είναι ικανό να στηρίζει μετάδοση δεδομένων υψηλής ταχύτητας. Στην πραγματικότητα, η μέγιστη ταχύτητα δεδομένων PHY μπορεί να φθάνει μέχρι και 74Mbps όταν λειτουργούν με τη χρήση 20MHz .

**Scalable bandwidth and data rate support:** Το WiMAX έχει μια επεκτάσιμη αρχιτεκτονική η οποία επιτρέπει τον ρυθμό δεδομένων να κλιμακώνεται εύκολα ανάλογα με το διαθέσιμο εύρος ζώνης καναλιού. Αυτή η επεκτασιμότητα υποστηρίζεται στην OFDMA mode, όπου το μέγεθος του FFT (ταχέως μετασχηματισμού Fourier) μπορεί να ελαττωθεί με βάση το διαθέσιμο εύρος ζώνης καναλιού. Για παράδειγμα, ένα σύστημα WiMAX μπορεί να χρησιμοποιήσει 128, 512, ή 1048-bit FFTs βασιζόμενο στο αν το εύρος ζώνης καναλιού είναι 1.25MHz, 5MHz, 10MHz, αντίστοιχα. Αυτή η κλιμάκωση μπορεί να γίνει δυναμικά για την υποστήριξη των χρηστών περιαγωγής μεταξύ των διαφόρων δικτύων που μπορεί να έχουν διαφορετική κατανομή εύρους ζώνης.

**Adaptive modulation and coding (AMC):** Το WiMAX υποστηρίζει έναν αριθμό διόρθωσης σφαλμάτων με σύστημα κωδικοποίησης FEC και επιτρέπει τον κωδικοποιητή καναλιού να αλλάζει ανά χρήστη αλλά και με βάση τις συνθήκες του καναλιού. Το AMC αποτελεί αποτελεσματικό μηχανισμό για τη μεγιστοποίηση της φασματικής απόδοσης σε χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι. Η προσαρμογή αλγόριθμου επιτρέπει την χρήση της υψηλότερης διαμόρφωσης και κωδικοποίησης που μπορούν να υποστηριχθούν για υψηλό λόγο σήματος προς θόρυβο και παρεμβολών για τον δέκτη τέτοια ώστε κάθε χρήστης να μπορεί να εκπέμπει με το μεγαλύτερα δυνατό ρυθμό δεδομένων ώστε να μπορεί να υποστηρίξει τις αντίστοιχες συνδέσεις.

**Link-layer retransmissions:** Για τις συνδέσεις που απαιτούν αυξημένη αξιοπιστία, το WiMAX υποστηρίζει αυτόματη αναμετάδοση των αιτήσεων (ARQ). ARQ-enabled συνδέσεις απαιτούν από τη μετάδοση κάθε πακέτου να αναγνωριστούν από τον δέκτη Unacknowledged πακέτα που υποτίθεται ότι έχουν χάσει και αναμεταδίδονται. Το WiMAX επίσης προαιρετικά υποστηρίζει υβριδικό-ARQ, που είναι ένα αποτελεσματικό υβρίδιο μεταξύ FEC και ARQ.

**Support for TDD and FDD:** Τα IEEE 802, 16-2.004 και IEEE 802.16e-2005 υποστηρίζουν τόσο χρόνο διαίρεσης και διαίρεση συχνότητας εκτύπωσης διπλής όψης, καθώς και αμφίδρομη FDD, η οποία επιτρέπει ένα χαμηλού κόστους σύστημα υλοποίησης. Η TDD προτιμάται από την πλειοψηφία των εφαρμογών, λόγω των πλεονεκτημάτων: (1) ευελιξία στην επιλογή σταθμού μετάδοσης προς δορυφόρο uplink-to-downlink ρυθμού δεδομένων, (2) δυνατότητα να εκμεταλλευτούν το κανάλι της αμοιβαιότητας, (3) ικανότητά της να εφαρμόσει το nonpaired φάσματος, και (4) λιγότερο περίπλοκος σχεδιασμός πομποδέκτη. Όλα τα αρχικά προφίλ WiMAX βασίζονται σε TDD, εκτός από δύο σταθερές WiMAX προφίλ των 3.5GHz.

**Orthogonal frequency division multiple access (OFDMA):** Το Mobile WiMAX χρησιμοποιεί OFDM ως τεχνική πολλαπλής πρόσβασης, σύμφωνα με την οποία σε διαφορετικούς χρήστες μπορούν να διατεθούν διαφορετικά υποσύνολα του OFDM. Το OFDMA διευκολύνει την εκμετάλλευση των συχνοτήτων και την πολυμορφία για να βελτιώσει σημαντικά την ικανότητα του συστήματος.

**Flexible and dynamic per user resource allocation:** Και το downlink και uplink ελέγχονται από τον scheduler στο σταθμό βάσης. Ικανότητα να μοιράζεται μεταξύ των πολλών χρηστών σε μια βάση τη ζήτηση, χρησιμοποιώντας ένα σύστημα TDM. Όταν χρησιμοποιείται η OFDMA PHY-mode, πολυπλεξία επιπλέον γίνεται με τη συχνότητα, με την κατανομή διάφορων υποσυνολών των OFDM subcarriers σε διαφορετικούς χρήστες. Το πρότυπο επιτρέπει για εύρος ζώνης πόρων που θα διατεθούν στο χρόνο, τη συχνότητα, και το διάστημα και έχει ένα ευέλικτο μηχανισμό για τη μεταφορά της πληροφορίας με τον τρόπο frame-by-frame.

**Support for advanced antenna techniques:** Η λύση WiMAX έχει μια σειρά από τεχνικές ενσωματωμένες στο σχεδιασμό του φυσικού στρώματος, το οποίο επιτρέπει τη χρήση τεχνικών πολλαπλών κεραιών, όπως beamforming, space-time coding, και spatial multiplexing. Οι μεθοδοι αυτοί μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη βελτίωση της συνολικής χωρητικότητας του δικτύου και τη φασματική απόδοση, χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραιές στον πομπό ή και στον δέκτη.

**Quality-of-service support:** Το WiMAX MAC στρώμα έχει σχέση με την αρχιτεκτονική που είναι σχεδιασμένη για να υποστηρίξει ποικίλες εφαρμογές, συμπεριλαμβανομένων των υπηρεσιών φωνής και πολυμέσων. Το σύστημα προσφέρει υποστήριξη για συνεχή ρυθμό bit, μεταβλητό bit rate, σε πραγματικό χρόνο, και μη πραγματικό χρόνο ρεύματα κυκλοφορίας, εκτός από την καλύτερη προσπάθεια των δεδομένων κίνησης. Το WiMAX MAC έχει σχεδιαστεί για να υποστηρίξει μεγάλο αριθμό χρηστών, με πολλαπλές συνδέσεις ανά τερματικό, το καθένα με τη δική του QoS απαίτηση.

**Robust security:** Το WiMAX υποστηρίζει ισχυρή κρυπτογράφηση, χρησιμοποιώντας Advanced Encryption Standard (AES), και έχει μια ισχυρή προστασία της ιδιωτικής ζωής και των βασικών κλειδιών διαχείρισης πρωτοκόλλου. Το σύστημα προσφέρει επίσης ένα πολύ ευέλικτο γνησιότητας αρχιτεκτονικής το οποίο βασίζεται σε Extensible Authentication Protocol (EAP), η οποία δίνει τη δυνατότητα για μια ποικιλία πιστοποιήσεων χρήστη, συμπεριλαμβανομένου του username / password, ψηφιακά πιστοποιητικά, και οι έξυπνες κάρτες.

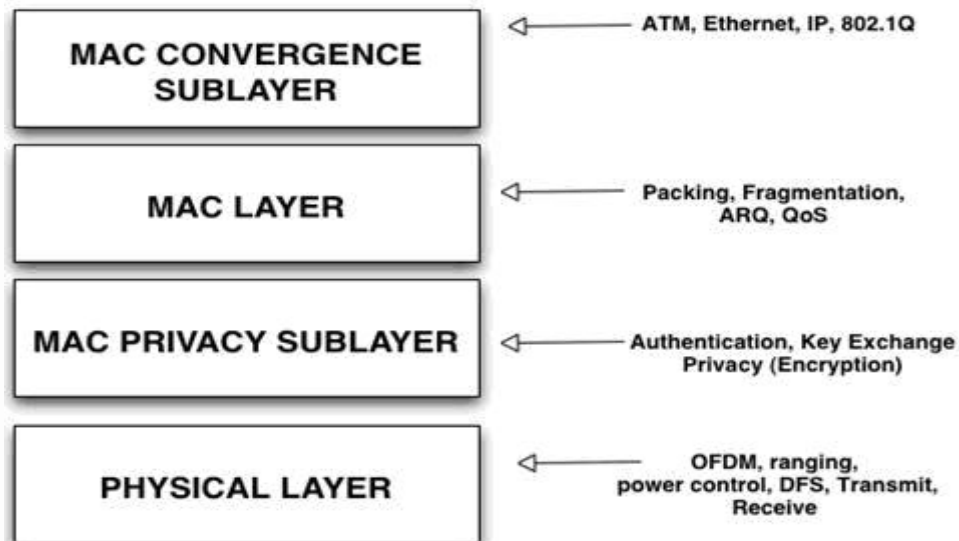
**Support for mobility:** Η κινητή WiMAX παραλλαγή του συστήματος έχει μηχανισμούς για να υποστηρίξουν την ασφαλή και αδιάκοπη handover για καθυστέρηση ανεκτική σε εφαρμογές πλήρους κινητικότητας, όπως VoIP. Το σύστημα διαθέτει επίσης ενσωματωμένη υποστήριξη για την εξοικονόμηση ενέργειας μηχανισμούς που παρατείνει τη διάρκεια ζωής της μπαταρίας των φορητών συσκευών συνδρομητή. Οι Physical-layer τεχνικές, όπως η uplink subchannelization σταθμού μετάδοσης προς δορυφόρο και power control είναι επίσης για την υποστήριξη των εφαρμογών κινητής τηλεφωνίας.

**IP-based architecture:** Το WiMAX Forum έχει ορίσει μια αναφορά ότι η αρχιτεκτονική του δικτύου βασίζεται σε μια all-IP πλατφόρμα. Όλες οι end-to-end υπηρεσίες που παρέχονται κατά τη διάρκεια μιας έρευνας βασίζονται σε αρχιτεκτονική βασίζονται στην IP αρχιτεκτονική και πρωτόκολλα για end-to-end μεταφοράς, QoS, διαχείριση συνόδου, την ασφάλεια, και την κινητικότητα. Η εξάρτηση από την IP WiMAX επιτρέπει, τη διευκόλυνση σύγκλισης με τα άλλα δίκτυα, και να αξιοποιήσει το πλούσιο οικοσύστημα για την ανάπτυξη εφαρμογών που υπάρχει για την IP.[3]

## 1.5.2 ΑΠΟΨΕΙΣ ΓΙΑ ΤΟ WiMAX

Η συζήτηση για το WiMAX δέν θεωρείται ολοκληρωμένη χωρίς να αναφέρουμε τις αντιρρήσεις για αυτήν την τεχνολογία. Προτού κάποιος πουλήσει ένα προϊόν υψηλής τεχνολογίας σε έναν πελάτη, πρέπει πρώτα να πουλήσει τον πελάτη στην τεχνολογία.





*Σχήμα 12: Οι αντιρρήσεις για το WiMAX γίνονται μέσω των διατάξεων στα στρώματα του WiMAX και του MAC.*

Πωλητές τεχνολογιών συχνά έρχονται αντιμέτωποι με αντιρρήσεις για την τεχνολογία την οποία προωθούν.

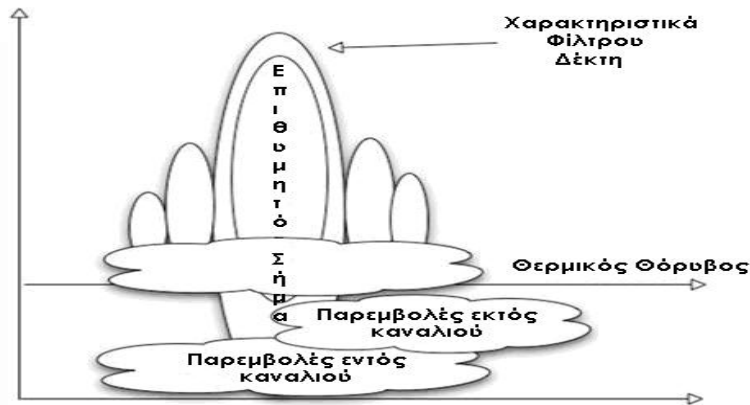
Οι κύριες αντιρρήσεις για το WiMAX είναι οι εξής:

- Παρεμβολές: Δεν θα προκληθούν παρεμβολές από άλλους εμπομούς οι οποίες θα υποβαθμίσουν την ποιότητα των υπηρεσιών WiMAX;
- Ποιότητα Υπηρεσιών: Η ασύρματη επικοινωνία είναι έμφυτα ασταθής. Πώς λοιπόν δύναται να προσφέρει υπηρεσίες φωνής και video;
- Ασφάλεια: Είναι ασφαλές το WiMAX; Μπορεί κάτι το ασύρματο να είναι ασφαλές;
- Αξιοπιστία: Τίποτα δεν μπορεί να είναι τόσο αξιόπιστο όσο οι υπηρεσίες μίας τηλεφωνικής εταιρίας.

Οι απαντήσεις σε αυτές τις αντιρρήσεις γίνονται καλύτερα αντιληπτές μέσω του υλικού (Physical) και του MAC στρώματος του WiMAX. Η ομάδα του WiMAX ήταν χωρίς καμία αμφιβολία γνώστες αυτών των αντιρρήσεων από εμπειρίες προηγούμενων τεχνολογιών (Wi-Fi, LMDS, MMDS, CDMA, GSM) και για αυτόν τον λόγο σχεδίασαν το WiMAX για να διορθώσουν τα προβλήματα των παλαιότερων τεχνολογιών [4].

### 1.5.3 Παρεμβολές

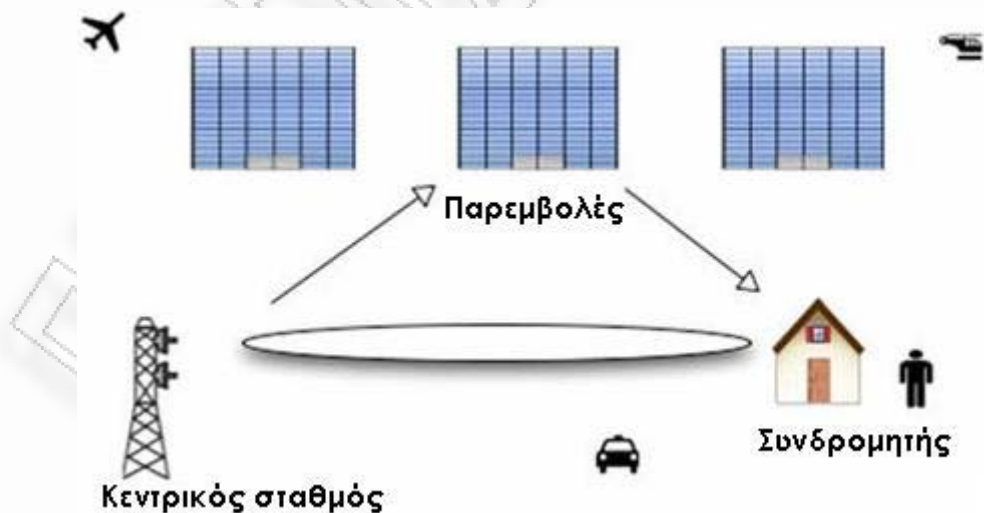
Οι ασύρματες συνδέσεις υπάρχουν εδώ και πολλά χρόνια. Πάντα θα υπάρχει ο κίνδυνος για παρεμβολές και γιατί ο παροχέας υπηρεσιών θα πρέπει να σχεδιάσει το δίκτυο ανάλογα.



**Σχήμα 13:** Οι παρεμβολές εμφανίζονται σε πολλές μορφές. Μείωση των παρεμβολών είναι θέμα σωστής σχεδίασης του δικτύου.

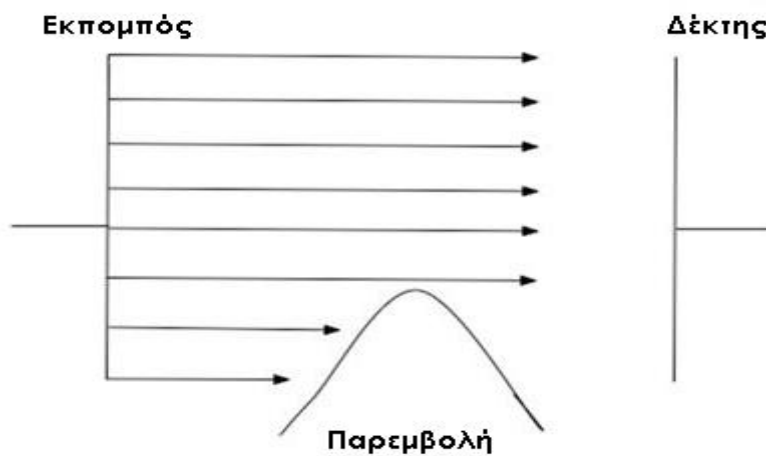
Η μείωση των παρεμβολών είναι θέμα κατανόησης του περιβάλλοντος και σχεδίασης του δικτύου. Οι παρεμβολές συμβαίνουν φυσικά σε όλο το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα. Το σχήμα 13 δείχνει τις παρεμβολές εκτός καναλιού οι οποίες προέρχονται από άλλους πομπούς που δεν βρίσκονται στην ίδια συχνότητα με τον πομπό. Οι παρεμβολές εντός του καναλιού συμβαίνουν στην ίδια συχνότητα με το επιθυμητό σήμα. Το πρώτο βήμα στην μείωση των παρεμβολών είναι να αποφευχθούν οι εντός καναλιού παρεμβολές με την σωστή σχεδίαση των συχνοτήτων, την αδειοδότηση των φασμάτων και την δυναμική επιλογή συχνότητας. Το δεύτερο βήμα είναι να δοθεί μεγάλη σημασία στο σχεδιασμό ασύρματου συνδέσμου του δικτύου και στο σχεδιασμό της ισχύος και του φάσματος για να αποφευχθεί η παρεμβολή των σημάτων. Τα αντίκτυπα των παρεμβολών εκτός καναλιού μπορούν να αποφευχθούν χρησιμοποιώντας τεχνολογίες όπως η OFDM, OFDMA, και μέσω της κατάλληλης τεχνολογίας κεραιών.

#### 1.5.4 Λύσεις για τις παρεμβολές – OFDM

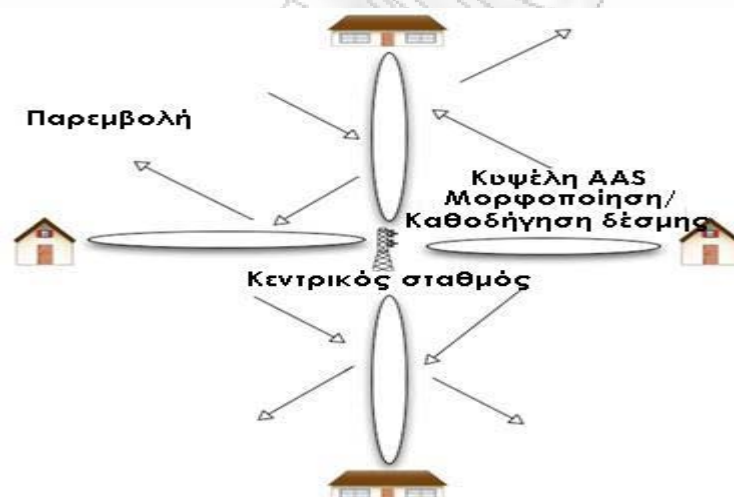


**Σχήμα 14:** Παρεμβολές πολλαπλών διαδρομών και παρεμβολές εντός συμβόλου είναι παρόν σε όλες τις ασύρματες μεταδόσεις.

Το OFDM μειώνει τις παρεμβολές διαιρώντας το σήμα σε υποφέροντα (subcarriers). Οι απώλειες σε ένα μικρό ποσοστό του διαιρουμένου σήματος δεν υποβαθμίζει την λήψη του σήματος.



**Σχήμα 15:** Το OFDM και OFDMA μειώνουν τις παρεμβολές διαιρώντας το σήμα σε πολλαπλά υποφέροντα.



**Σχήμα 16:** Κάνοντας χρήση των AAS και της μορφοποίησης της δέσμης των κεραιών, το WiMAX ξεπερνά τα προβλήματα παρεμβολών μεγαλώνοντας παράλληλα την εμβέλεια και τον όγκο δεδομένων.

Το σύστημα προσαρμόσιμων κεραιών (AAS) χρησιμοποιούν την τεχνολογία διαμόρφωσης δέσμης για να στρέψουν την ασύρματη μετάδοση κατευθυντικά μεταξύ του σταθμού βάσης και του συνδρομητή. Αυτό μειώνει τη πιθανότητα παρεμβολής από άλλους εκπομπούς καθώς η δέσμη (beam) συγκεντρώνεται μεταξύ των δύο σημείων.

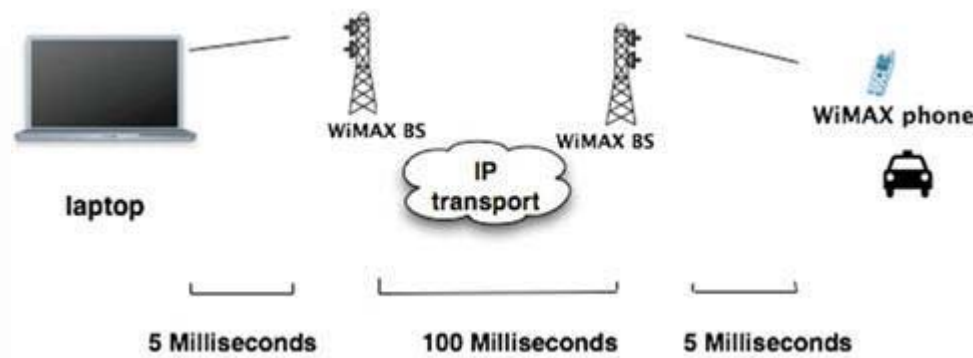


**Σχήμα 17:** Η δυναμική επιλογή συχνότητας επιτρέπει σε ένα ράδιο να αλλάζει συχνότητες όταν υπάρχουν παρεμβολές στην συχνότητα λειτουργίας.

Μια από τις απλούστερες λύσεις για τη μείωση των παρεμβολών είναι να αλλαχτούν απλά οι συχνότητες λειτουργίας για να αποφευχθεί η συχνότητα όπου η παρέμβαση εμφανίζεται. Η δυναμική επιλογή συχνότητας (DFS: Dynamic frequency selection) κάνει ακριβώς αυτό. Ένα radio DFS σαρώνει τις συχνότητες για να καθορίσει σε πιο μέρος του φάσματος υπάρχουν παρεμβολές και στη συνέχεια επιλέγει την καθαρή συχνότητα για να αποφύγει τις συχνότητες όπου εμφανίζονται οι παρεμβολές. Τα multiple in and multiple out (MIMO) συστήματα κεραιών λειτουργούν πάνω στην ίδια αρχή. Με πολλαπλούς δέκτες και πομπούς επάνω στην κεραία, ο δέκτης και ο πομπός μπορούν να συντονίσουν και να κινηθούν προς μία καθαρή συχνότητα όταν εμφανίζονται παρεμβολές. Τα καθορισμένα με λογισμικό radios (Software defined radios - SDR) χρησιμοποιούν την ίδια στρατηγική για να αποφύγουν τις παρεμβολές. Δεδομένου ότι είναι λογισμικά καθορισμένα και όχι προκαθορισμένα, έχουν την ευελιξία να μετατοπίσουν δυναμικά την συχνότητα λειτουργίας για να απομακρυνθούν από μια που υφίσταται παρεμβολές.

Η ποιότητα υπηρεσίας (QoS) καθορίζει εάν μια ασύρματη τεχνολογία μπορεί επιτυχώς να παραδώσει υπηρεσίες υψηλής αξίας όπως η φωνή και το βίντεο. Τα υπέρ του καλού QoS είναι η αποφυγή, jitter, και απώλεια πακέτων. Η λύση αυτών των ζητημάτων αποφέρει μια υπηρεσία υψηλού επιπέδου. Με απλά λόγια, το WiMAX προσφέρει μια πολύ χαμηλή καθυστέρηση σε όλες τις ασύρματες μπάντες. Οι περισσότεροι προμηθευτές έχουν προϊόντα όπου η καθυστέρηση μεταξύ του κεντρικού σταθμού και του CPE είναι μικρότερη από 10 χιλιοστά του δευτερολέπτου. Η καθυστέρηση πρέπει να είναι μετρημένη απο άκρη σε άκρη (end-to-end). Το VoIP για παράδειγμα, είναι ιδιαίτερα ευαίσθητο στη καθυστέρηση. Εάν η καθυστέρηση υπερβαίνει 150 χιλιοστά του δευτερολέπτου για παράδειγμα, η συνομιλία αρχίζει να σέρνεται. Σε 200 χιλιοστά του δευτερολέπτου ή παραπάνω πολλοί ακροατές μπορούν να βρουν μια συνομιλία ακατανόητη.

Στην περίπτωση WiMAX, η μεγάλη πλειοψηφία της καθυστέρησης δεν θα εμφανιστεί στη ασύρματη σύνδεση μεταξύ του σταθμού συνδρομητή και του κεντρικού σταθμού αλλά στο μέρος της σύνδεσης που γίνεται με καλώδιο μεταξύ του συνδρομητή και το άλλο άκρο (κεντρικός υπολογιστής ιστοχώρων, κεντρικός υπολογιστής IPTV ή αποκαλούμενο VoIP). Το σχήμα 18 δείχνει το πώς οποιαδήποτε καθυστέρηση στην ασύρματη μερίδα ενός δικτύου είναι ελάχιστη σχετικά με αυτήν στο σταθερό μέρος του δικτύου.



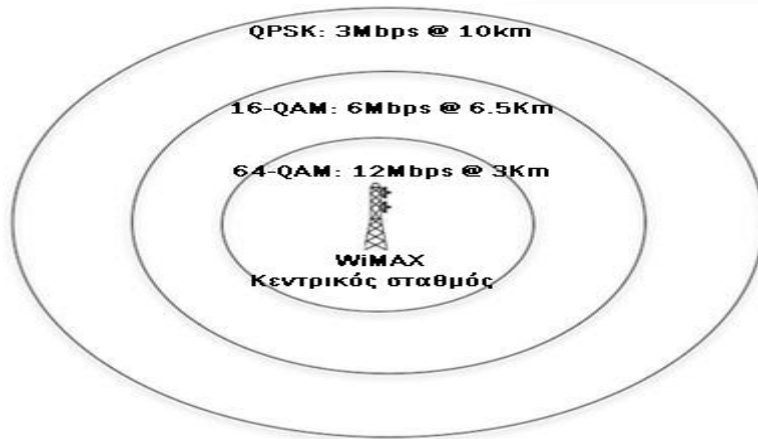
**Σχήμα 18:** Η εναέρια καθυστέρηση ενός δικτύου WiMAX είναι ελάχιστη σχετικά με τη καθυστέρηση στο IP κομμάτι του δικτύου.

Η κύρια λύση στην προσφορά καλού QoS είναι να δοθεί χρονικά προτεραιότητα κυκλοφορίας σε εφαρμογές όπως στο VoIP και το βίντεο. Το σταθερό WiMAX προσφέρει 4 κατηγορίες για τον καθορισμό προτεραιοτήτων της κυκλοφορίας ενώ το κινητό WiMAX έχει 5 κατηγορίες.

SERVICE CLASS	APPLICATIONS	QOS SPECIFICATIONS
Unsolicited Grant Service (UGS)	VoIP	-Jitter tolerance -Maximum latency tolerance -Maximum sustained rate
Real-time Packet Service (rtPS)	Streaming audio or video	-Traffic priority -Maximum latency tolerance -Maximum reserved rate -Maximum sustained rate
Extended real time Packet Services (ErtPS)	VoIP (Voice with Activity Detection)	-Traffic priority -Maximum latency tolerance -Jitter tolerance -Maximum sustained rate -Maximum reserved rate
non-real time Packet Services (nrtPS)	FTP	-Traffic priority -Maximum reserved rate -Maximum sustained rate
Best Effort (BE)	Data transfer, Web Browsing, etc	-Traffic priority -Maximum sustained rate

**Πίνακας 1:** Ο καθορισμός προτεραιότητας των πακέτων ανάλογα με τον τύπο κυκλοφορίας (φωνή, βίντεο, κλπ...) εξασφαλίζει καλό QoS.

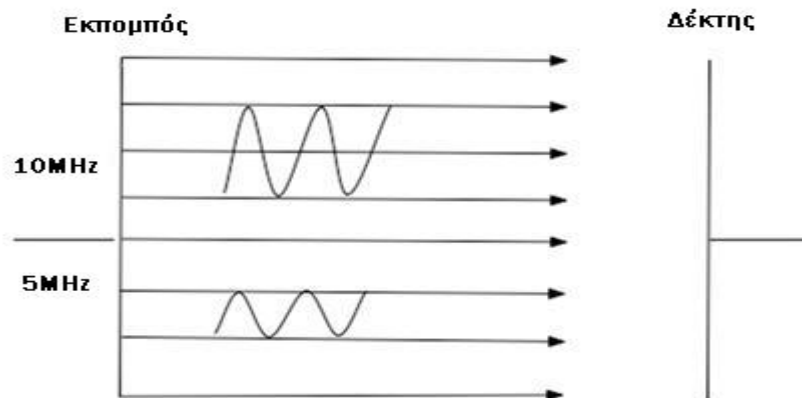
Το αρχικό Wi-Fi δεν πρόσφερε κανέναν καθορισμό προτεραιότητας της κυκλοφορίας και η τεχνολογία δεν έχει υπερβεί το ασύρματο στάδιο δικτύων τοπικής περιοχής (WLAN). Το WiMAX είναι διαφορετικό, δεδομένου ότι στην περίπτωση σταθερού WiMAX, υπάρχουν τέσσερις κατηγορίες κυκλοφορίας που δίνονται προτεραιότητα σε σχέση με τις ανάγκες τους: Η παράδοση με VoIP και το βίντεο στην κορυφή και ο διαδικτυακός ιστός στο κατώτατο σημείο. Το Κινητό WiMAX προσφέρει 5 τέτοιες πλέον σημαντικές κατηγορίες με το VoIP να έχει την κορυφαία προτεραιότητα.



**Σχήμα 19:** Τα σχέδια κωδικοποίησης και διαμόρφωσης του WiMAX εξασφαλίζουν σταθερή ισχύ σήματος σε μεγάλη απόσταση με τη μείωση του throughput ανά ακτίνα εμβέλειας για να παραδώσουν το καλύτερο πιθανό QoS.

Το WiMAX προσφέρει ένα ζευγάρι μηχανισμών που εξασφαλίζουν καλό QoS. Κατ' αρχή η κωδικοποίηση και τα σχέδια διαμόρφωσης (64-QAM/16-QAM/QPSK) εξασφαλίζουν μια σταθερή ισχύ σήματος για αυξανόμενη απόσταση.

Δεύτερον, η δυναμική κατανομή bandwidth (DBA) είναι ένας μηχανισμός που ελέγχει το δίκτυο και, όταν εμφανίζονται παρεμβολές ή άλλες μειώσεις στην ισχύ του σήματος, τότε ο κεντρικός σταθμός διαθέτει το περισσότερο bandwidth και ισχύ για το σήμα.

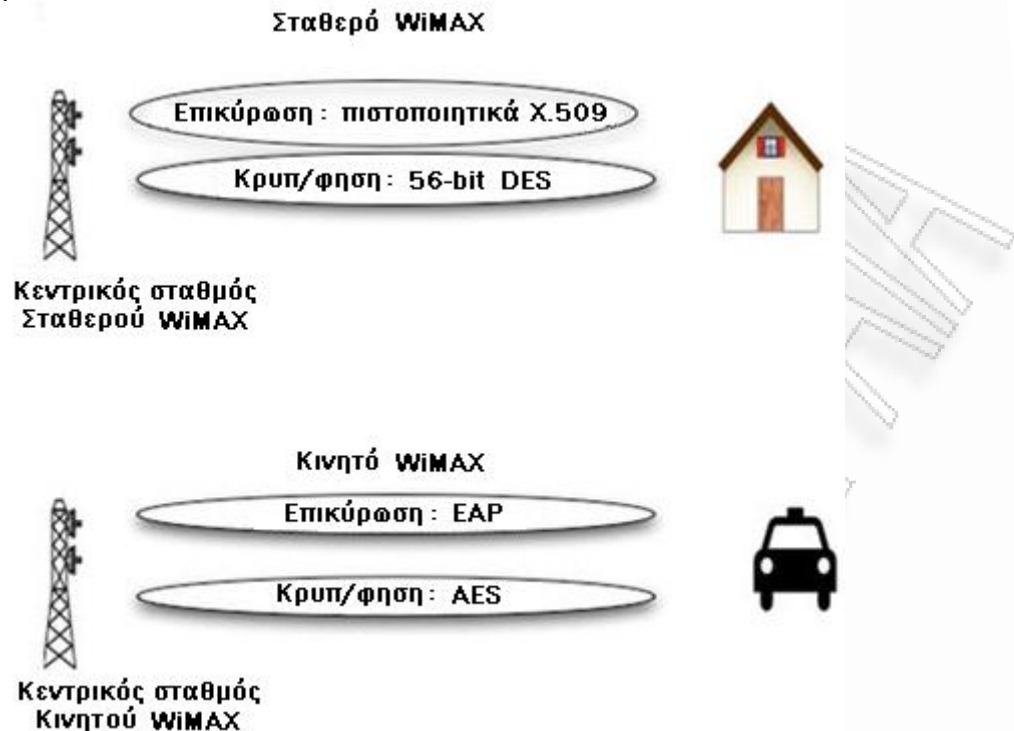


**Σχήμα 20:** Το πλάτος της ακτίνας είναι ένα μέτρο της φασματικής αποδοτικότητας ενός προϊόντος.

Η φασματική αποδοτικότητα είναι το μέτρο του φάσματος σήματος στον αέρα. Είναι επίσης το μέτρο της προσαρμοστικότητας του WiMAX radio. Στο κινητό WiMAX, παραδείγματος χάριν, το χρησιμοποιημένο εύρος φάσματος συχνοτήτων κυμαίνεται από 1.25 MHz ως 20 MHz.

Η φασματική αποδοτικότητα είναι ιδιαίτερα σημαντική σε περιπτώσεις όπου ένας πάροχος υπηρεσιών καταβάλλει μια υψηλή τιμή για ένα φάσμα (παραδείγματος χάριν: 40 MHz στα 2.5 GHz). Με την υψηλή φασματική αποδοτικότητα, ο πάροχος υπηρεσιών μπορεί να προσφέρει υπηρεσίες σε περισσότερους πελάτες με χαμηλότερο κόστος ανά συνδρομητή για το φάσμα χρήσης.

## 1.5.5 Ασφάλεια WiMAX



**Σχήμα 21:** Το WiMAX προσφέρει υψηλής τεχνολογίας ασφάλεια κατάστασης μέσω της επικύρωσης και της ισχυρής κρυπτογράφησης.

Η ασφάλεια στο WiMAX τίθεται στο υπόστρωμα μυστικότητας (Privacy Sublayer) και στο στρώμα MAC. Ανάλογα με τις προδιαγραφές τους, το σταθερό WiMAX (802.16-2004) χρησιμοποιεί τα πιστοποιητικά X.509 για σύστημα επικύρωσης και την 56-bit ψηφιακή κρυπτογράφηση (DES) για την κρυπτογράφηση του μεταφερόμενων δεδομένων. Το κινητό WiMAX (802.16e-2005) χρησιμοποιεί EAP για την επικύρωση και το προηγμένο σύστημα κρυπτογράφησης (AES), που χρησιμοποιείται επίσης από την αμερικανική κυβέρνηση για την κρυπτογράφηση. Οι προμηθευτές μπορούν να χρησιμοποιήσουν παραλλαγές τους

Μερικοί προμηθευτές προσφέρουν 152-bit AES, το οποίο φημολογείται ότι μπορεί να πάρει εκατομμύρια χρόνια για να "σπάσει" χρησιμοποιώντας ένα PC καταναλωτικού βαθμού. Και οι δύο παραλλαγές χρησιμοποιούν τη βασική διαχείριση μυστικότητας (PKM: Privacy Key Management) για την επικύρωση μεταξύ του κεντρικού σταθμού και του σταθμού συνδρομητών.

Ενώ το Wi-Fi μπορεί να είχε υποστεί μια κακή φήμη περί ασφάλεια δεδομένων, δεδομένου των πρώτων προβλημάτων στη βιομηχανία, το WiMAX προσφέρει ισχυρά μέτρα ασφάλειας για να αποφύγει μια ευρεία ποικιλία απειλών ασφάλειας

## 1.6 Subchannelization: OFDMA

Τα διαθέσιμα subcarriers που μπορούν να χωριστούν σε διάφορες ομάδες subcarriers καλούνται subchannels. Το σταθερό WiMAX βασίζεται σε-OFDM PHY που επιτρέπει μια περιορισμένη μορφή subchannelization στο σταθμό μετάδοσης προς δορυφόρο μόνο. Το πρότυπο ορίζει 16 subchannels, όπου 1, 2, 4, 8, ή όλα τα σύνολα μπορούν να εκχωρηθούν σε ένα συνδρομητή (SS) στον σταθμό μετάδοσης προς δορυφόρο. Οι σταθμοί μετάδοσης προς το σταθμό βάσης επιτρέπουν στους σταθμούς να μεταδίδουν οι συνδρομητές χρησιμοποιώντας μόνο ένα τμήμα (όπως λιγότερο από το 1/16) του εύρους ζώνης που χορηγείται από το σταθμό βάσης, το οποίο προβλέπει σύνδεση του προϋπολογισμού βελτιώσεις που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να ενισχύσουν το φάσμα των επιδόσεων και / ή τη βελτίωση διάρκεια ζωής της μπαταρίας του συνδρομητή σταθμούς.

Το Mobile WiMAX βασίζεται σε OFDMA-PHY, ωστόσο, επιτρέπει subchannelization τόσο στον σταθμό μετάδοσης προς δορυφόρο και την κατερχόμενη ζεύξη. Ως εκ τούτου, διαφορετικά subchannels μπορούν να ανατίθενται σε διαφορετικούς χρήστες ως μηχανισμός πολλαπλής πρόσβασης. Αυτό το είδος multiple access ονομάζεται ορθή διαίρεση συχνότητας πολλαπλής πρόσβασης (OFDMA), όπου τα Subchannels μπορούν να συσταθούν με τη χρήση είτε συνεχόμενων subcarriers ή subcarriers pseudorandomly που διανέμονται σε όλη την περιοχή φάσματος συχνοτήτων. Subchannels σχηματίζονται χρησιμοποιώντας distributed subcarriers παρέχοντας περισσότερη συχνότητα πολυμορφία, η οποία είναι ιδιαίτερα χρήσιμη για κινητές εφαρμογές. Το WiMAX ορίζει πολλά subchannelization συστήματα που βασίζονται σε αερομεταφορείς που διανέμονται τόσο για uplink όσο και για downlink.

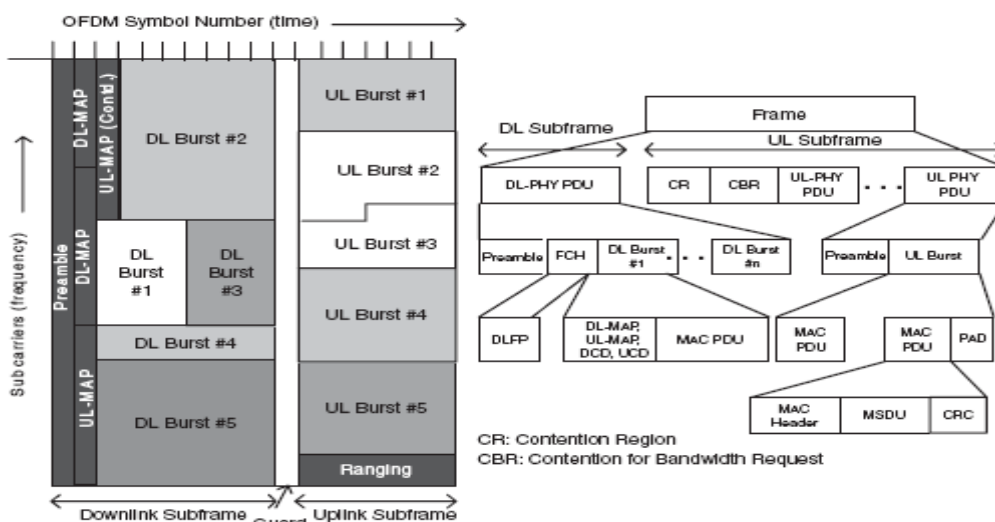
Το σύστημα του subchannelization το οποίο βασίζεται σε συνεχόμενα subcarriers στο WiMAX ονομάζεται ζώνη της προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (AMC). Αν και ποικιλομορφία της απόκρισης συχνότητας έχει χαθεί, η τεχνική AMC του συστήματος επιτρέπει πολλούς σχεδιαστές να εκμεταλλευτούν την κατανομή subchannels στους χρήστες με βάση την απόκριση συχνότητας. Για πολλούς η ποικιλομορφία μπορεί να προσφέρει σημαντικά οφέλη στην συνολική ικανότητα του συστήματος, εάν το σύστημα προσπαθεί να παρέχει σε κάθε χρήστη με subchannel ότι μεγιστοποιεί την έλαβε SINR. Σε γενικές γραμμές, συνεχόμενα subchannels είναι πιο κατάλληλα για σταθερή και χαμηλή κινητικότητα των αιτήσεων.

## 1.7 Slot and frame structure

Το φυσικό επίπεδο του WiMAX είναι υπεύθυνο για την κατανομή των θυρίδων και την πλαισίωση κατά τη μετάδοση πάνω από το κανάλι επικοινωνίας που δεν είναι άλλο παρα ο αέρας. Ο ελάχιστος πορος που μπορεί να υπάρξει στο πεδίο του χρόνου ή στο πεδίο της συχνότητας σε μια δυσμενή ζεύξη επικοινωνίας ονομάζεται θυρίδα(slot). Κάθε θυρίδα αποτελείται από ένα υποκανάλι και αντιστοιχεί σε ένα, δυο ή τρία OFDM σύμβολα, αναλόγως με ποιο προφίλ υποκαναλισμού χρησιμοποιείται. Μια παράπλευρη σειρά θυρίδων που έχει αντιστοιχηθεί σε ένα χρήστη καλείται περιοχή δεδομένων (data region) χρήστη. Οι αλγόριθμοι χρονοπρογραμματισμού μπορούν να αφιερώσουν περιοχές σε διαφορετικούς χρήστες, αναλόγως με τη ζήτηση τις απαιτήσεις στην ποιότητα υπηρεσίας και τις συνθήκες του καναλιού.



Το παρακάτω σχήμα απεικονίζει ένα OFDMA και OFDM πλαίσιο όταν έχουμε TDD τεχνική. Το πλαίσιο διαιρείται σε δυο υποπλαίσια, ένα πλαίσιο για downlink ακολουθούμενο από ένα πλαίσιο για uplink, με ένα διάστημα φύλαξης ενδιάμεσα τους. Ο λόγος του downlink προς το uplink πλαίσιο ποικίλει από 3:1 μέχρι 1:1 αναλογίες με αποτέλεσμα να μπορούν να εξυπηρετηθούν διαφορετικές ανάγκες ροής κίνησης. Το WiMAX υποστηρίζει επίσης FDD τεχνική. Σε αυτή τη περίπτωση τα πλαίσια έχουν την ίδια μορφή με τη διαφορά ότι μεταδίδονται την ίδια χρονική στιγμή σε άλλες συχνότητες πάνω από άλλους φορείς. Μερικά από τα υπάρχοντα συστήματα fixed WiMAX χρησιμοποιούν FDD. Ωστόσο οι περισσότερες υλοποιήσεις των κατασκευαστών χρησιμοποιούν TDD, λόγω κάποιων πλεονεκτημάτων που θεωρείται ότι έχει σε εμπορικό επίπεδο. Η TDD τεχνική επιτρέπει πιο ευέλικτο διαμοιρασμό του εύρους ζώνης μεταξύ downlink και uplink, δεν απαιτεί ζευγος ευρους ζώνης (2 διαφορετικούς φορείς – συχνότητες μετάδοσης), έχει ένα κανάλι σε μια μόνο συχνότητα που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εκμετάλλευση χωρικών (spatial) τεχνικών βελτίωσης της ασύρματης επικοινωνίας και έχει απλό σχεδιασμό στη πλευρά του δέκτη. Στην περίπτωση της TDD θα πρέπει να εξασφαλιστεί συγχρονισμός μεταξύ των σταθμών βάσης για να μην υπάρχουν παρεμβολές. Αυτό συνήθως γίνεται με τη χρήση ενός GPS δέκτη που λαμβάνει και πληροφορίες ώρας- χρονισμού.



Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, το πλαίσιο downlink ξεκινά με ένα προοίμιο (preamble) που χρησιμοποιείται για διαδικασίες που υπάγονται στο φυσικό επίπεδο, όπως είναι ο χρονικός και ο συχνοτικός χρονισμός (initial channel estimation). Το προοίμιο του downlink πλαισίου ακολουθείται από το frame control header (FCH), που παρέχει πληροφορίες για τη διαμόρφωση του frame, όπως το μήνυμα MAP, τη τεχνική διαμόρφωσης και κωδικοποίησης και τους χρησιμοποιούμενους υποφορείς. Πολλαπλοί χρήστες επιμερίζονται περιοχές δεδομένων μέσα στο ίδιο πλαίσιο, με αυτές τις περιοχές να καθορίζονται μέσα στο uplink και downlink μήνυμα MAP (UL-MAP και DL-MAP). Αυτά τα μηνύματα εκτέμνονται σε όλους (broadcast) μετά το FCH του downlink πλαισίου. Τα MAP μηνύματα περιλαμβάνουν το burst profile για κάθε χρήστη που καθορίζουν τη διαμόρφωση και τη κωδικοποίηση που χρησιμοποιούνται για τη ζεύξη αυτή. Δεδομένου ότι το MAP μήνυμα περιλαμβάνει κρίσιμες πληροφορίες για την εύρυθμη λειτουργία του επικοινωνιακού συστήματος και πρέπει να ληφθεί από όλους τους χρήστες ανεξαιρέτως, συνήθως αποστέλλεται

πάνω από μία αξιόπιστη ζεύξη, όπως η BPSK με ρυθμό κωδικοποίησης (rate coding) 1/2.

Παρόλο που τα MAP μηνύματα είναι ένας αναμενόμενος και αξιόπιστος τρόπος για το σταθμό βάσης να πληροφορεί τους συνδρομητικούς σταθμούς για τη δομή που θα έχει κάθε πλαίσιο και για το προφίλ πλαισίου μπορεί να δημιουργήσει πολύ μεγάλο επίβαρο (overhead), ειδικά στη περίπτωση πολλών χρηστών με μικρά πακέτα, όπως για παράδειγμα γίνεται με την VoIP κίνηση. Για να μετριαστεί το φαινόμενο της επιβάρυνσης της ζεύξης από μεγάλα overheads το mobile WiMAX προβλέπει τη προαιρετική χρήση πολλαπλών sub-MAP μηνυμάτων όπου τα μηνύματα για κάθε συνδρομητή μεταδίδονται σε υψηλούς ρυθμούς αναλόγως με το SNR που έχει ο καθένας απ' αυτούς. Τα broadcast μηνύματα MAP μπορούν, προαιρετικά να συμπειστούν για περαιτέρω αποδοτικότητα.

Το WiMAX είναι αρκετά ευέλικτο σε θέματα που αφορούν τον αριθμό των χρηστών και των πακέτων που πολυπλέκονται ανα πλαίσιο. Ένα μόνο πλαίσιο downlink μπορεί να περιέχει πολλαπλές ριπές διαφόρων μεγεθών με δεδομένα διαφορετικού τύπου για αρκετούς χρήστες. Το μέγεθος επίσης αυτού κάθε αυτού του frame μπορεί να διαφέρει σε διάρκεια, από 2 ms μέχρι 20 ms και να αλλάξει κατά τη λειτουργία του συστήματος. Κάθε πλαίσιο μπορεί να περιέχει πολλαπλά αλυσιδώτα, σταθερού ή μεταβλητού μεγέθους, πακέτα ή μέρη πακέτων που έχουν ληφθεί από τα υψηλότερα επίπεδα. Στην αρχή ωστόσο ο εξοπλισμός που θα είναι συμβατός με το WiMAX θα υποστηρίζει πλαίσια μόνο των 5ms. Το uplink πλαίσιο αποτελείται από πολλαπλές ριπές διαφορετικών χρηστών. Ένα μέρος του uplink υποπλαισίου χρησιμοποιείται για πολλαπλή πρόσβαση (contention-based access). Το συγκεκριμένο κομμάτι μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως κανάλι ταξινόμησης, για ρυθμίσεις της εκπεμπόμενης ισχύος ή για αιτήσεις εύρους ζώνης στην άνω ζεύξη. Επιπρόσθετα, best-effort δεδομένα μπορούν να σταλούν σε αυτό το κανάλι όταν η ποσότητα των δεδομένων είναι πολύ μικρή για να αφιερωθεί ένα ολόκληρο κανάλι για αυτά. Εκτός από τα προαναφερθέντα το uplink πλαίσιο έχει ένα δείκτη ποιότητας καναλιού (CQICH) για SS για να προσφέρεται ανάδραση στον BS και συγκεκριμένα στον χρονοπρογραμματιστή (scheduler) αυτού. Επίσης υπάρχει ένα κανάλι γνωστοποίησης (acknowledgement-ACK) για τον SS για να προσφέρει ανάδραση για τα δεδομένα της κάτω ζεύξης.

Για να μπορεί να χειρίζεται τις χρονικές αποκλίσεις το WiMAX υποστηρίζει προαιρετικά προοίμια σε τακτά χρονικά διαστήματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν ανα 8,16, ή 32 σύμβολα στην άνω ζεύξη. Στην κάτω ζεύξη ένα μικρό προοίμιο μπορεί να τοποθετηθεί στην αρχή κάθε ριπής. Έχει υπολογιστεί ότι έχοντας τετοιου είδους προοίμια κάθε 10 σύμβολα, επιτυγχάνεται επικοινωνία χρήστη – σταθμού βάσης ακόμα και όταν η ταχύτητα του χρήστη είναι πάνω από 150Km/h [3].

## 1.8 PHY-Layer ρυθμός δεδομένων

Επειδή το φυσικό στρώμα του WiMAX είναι αρκετά ευέλικτο, το ποσοστό των επιδόσεων ποικίλλει ανάλογα με τις παραμέτρους λειτουργίας. Παράμετροι που έχουν σημαντικές επιπτώσεις στο φυσικό στρώμα δεδομένων είναι το εύρος ζώνης καναλιού και το είδος διαμόρφωσης και κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται. Άλλες παράμετροι, όπως ο αριθμός των subchannels ανά OFDM σύμβολο έχει επιπτώσεις στην επίδοση του συστήματος.

**Πίνακας 2:** Διαμόρφωση και Κωδικοποίηση υποστηρίζονται στο WiMAX

	<b>Downlink</b>	<b>Σταθμός μετάδοσης προς δορυφόρο</b>
Διαμόρφωση (Modulation)	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM BPSK προαιρετική για OFDMA-PHY	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64QAM προαιρετική
Κωδικοποίηση (Coding)	Υποχρεωτική: convolutional κωδικούς σε ποσοστό 1 / 2, 2 / 3, 3 / 4, 5 / 6  Προαιρετικά: convolutional turbo κωδικούς σε ποσοστό 1 / 2, 2 / 3, 3 / 4, 5 / 6. Επανάληψη κωδικούς σε ποσοστό 1 / 2, 1 / 3, 1 / 6, LDPC, RS- κώδικες για OFDM- PHY	Υποχρεωτική: convolutional κωδικούς σε ποσοστό 1 / 2, 2/3, 3 / 4, 5 / 6  Προαιρετικά: convolutional turbo κωδικούς σε ποσοστό 1 / 2, 2 / 3, 3 / 4, 5 / 6 Επανάληψη κωδικούς σε ποσοστό 1 / 2, 1 / 3, 1 / 6, LDPC

Ο πίνακας 3 παραθέτει τις παραμέτρους PHY-LAYER διαμόρφωσης και κωδικοποίησης. Τα ποσοστά που παρουσιάζονται είναι το άθροισμα των φυσικών-στρώμα ρυθμός δεδομένων που μοιράζονται όλοι οι χρήστες του τομέα για την TDD περίπτωση, αν υποθέσουμε 3:1 downlink-to-σταθμό μετάδοσης λόγο εύρους ζώνης. Οι υπολογισμοί εδώ καταλαμβάνουν ένα πλαίσιο με μέγεθος 5 ms, με 12.5 τοις εκατό OFDM, και ένα PUSC με subcarrier μετάθεση. Είναι επίσης δεδομένο ότι όλα τα σύμβολα OFDM με δεδομένα είναι διαθέσιμα για το χρήστη εκτός από ένα σύμβολο που χρησιμοποιείται για downlink πλαίσιο overhead. Οι αριθμοί που εμφανίζονται εδώ δεν περιλαμβάνουν την χωρική πολυπλεξία με τη χρήση πολλαπλών κεραιών στο δέκτη ή στον πομπό, η χρήση των οποίων μπορεί να ενισχύσει περαιτέρω τον ρυθμό εκπομπής σε multipath κανάλια.

**Πίνακας 3:** PHY-Layer ρυθμοί δεδομένων σε διάφορα κανάλι εύρους ζώνης

Εύρος ζώνης καναλιού	3.5MHz	1.25MHz	5MHz	10MHz	<b>8.75MHz</b> <sup>[α]</sup>
PHY mode	256 OFDM	128 OFDMA	512 OFDMA	1024 OFDMA	1024 OFDMA
Oversampling	8 / 7	28/25	28/25	28/25	28/25

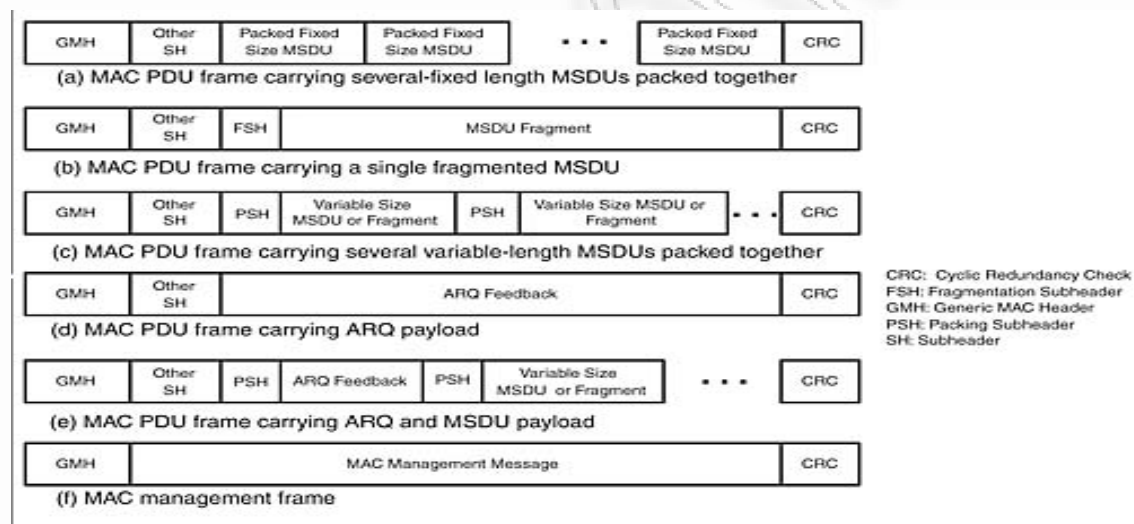
Modulation and Code Rate	PHY-Layer Data Rate (kbps)									
	DL	UL	DL	UL	DL	UL	DL	UL	DL	UL
BPSK, 1 / 2	946	326	Δεν ισχύει							
QPSK, 1 / 2	1882	653	504	154	2520	653	5040	1344	4464	1120
QPSK, 3 / 4	2822	979	756	230	3780	979	7560	2016	6696	1680
16 QAM, 1 / 2	3763	1306	1008	307	5040	1306	10.080	2688	8928	2240
16 QAM, 3 / 4	5645	1958	1512	461	7560	1958	15.120	4032	13.392	3360
64 QAM, 1 / 2	5645	1958	1512	461	7560	1958	15.120	4032	13.392	3360
64 QAM, 2 / 3	7526	2611	2016	614	10.080	2611	20.160	5376	17.856	4480
64 QAM, 3 / 4	8467	2938	2268	691	11.340	2938	22.680	6048	20.088	5040
64 QAM, 5 / 6	9408	3264	2520	768	12.600	3264	25.200	6720	22.320	<b>5600</b>

### 1.9 MAC-Layer Επισκόπηση

Το κύριο καθήκον του WiMAX MAC LAYER είναι να παρέχει τη διεπαφή μεταξύ των υψηλότερων επιπέδων των μεταφορών και του φυσικού στρώματος. Το στρώμα MAC παίρνει πακέτα από το ανώτερο στρώμα-είναι αυτά τα πακέτα υπηρεσιών δεδομένων που ονομάζονται MAC μονάδες (MSDUs)-και τα οργανώνει σε MAC πρωτόκολλα δεδομένων μονάδες (MPDUs) για μετάδοση μέσω του αέρα. Για τις εισερχόμενες μεταδόσεις, το MAC στρώμα κάνει το αντίθετο. Στο IEEE 802.16-2004 και IEEE 802.16e-2005 MAC ο σχεδιασμός περιλαμβάνει ένα υπόστρωμα σύγκλισης που μπορεί να πετύχει διασύνδεση με μια ποικιλία υψηλότερων στρώματων πρωτοκόλλων, όπως ATM, TDM Voice, Ethernet, IP, καθώς και κάθε άγνωστο πρωτόκολλο. Με δεδομένη την επικράτηση του IP και Ethernet στον κλάδο, το WiMAX Forum έχει αποφασίσει να υποστηρίξει μόνο IP και Ethernet αυτή τη στιγμή. Το WiMAX MAC έχει σχεδιαστεί από το έδαφος, προκειμένου να στηρίξει λίγο πολύ υψηλές κορυφές των συντελεστών κατά την παράδοση της ποιότητας των παρεχόμενων υπηρεσιών παρόμοια με εκείνη των ATM και DOCSIS. Το WiMAX MAC χρησιμοποιεί ένα μεταβλητού μήκους MPDU και προσφέρει μεγάλη ευελιξία για να επιτρέψει την αποτελεσματική μετάδοση. Για παράδειγμα,

πολλαπλές MPDUs του ίδιου ή διαφορετικού μήκους μπορούν να συγκεντρώνονται σε ένα single burst για να αποθηκεύσουν το PHY overhead. Ομοίως, τα πολλαπλά MSDUs από την ίδια υπηρεσία υψηλότερων στρώματων μπορούν να συνενωθούν σε ένα ενιαίο MPDU να αποθηκεύσετε MAC header overhead. Αντίθετα, οι μεγάλες MSDUs μπορούν να είναι κατακερματισμένα σε μικρότερα MPDUs και αποστέλλονται σε πολλά πλαίσια.

Το παρακάτω γράφημα δείχνει παραδείγματα διαφόρων MAC PDU πλαισίων. Κάθε MAC πλαίσιο είναι το πρόθεμα με ένα γενικό MAC header (GMH) που περιέχει ένα αναγνωριστικό μήκος του πλαισίου, και πράγματα που πρέπει να τυχουν της παρουσίας CRC, subheaders, αν και το ωφέλιμο φορτίο είναι κρυπτογραφημένο. Το MAC ωφέλιμο φορτίο είναι είτε μια μεταφορά ή ένα μήνυμα διαχείρισης. Εκτός από MSDUs, τη μεταφορά ωφέλιμου φορτίου μπορεί να περιέχουν οι αιτήσεις εύρους ζώνης ή αναμετάδοση των αιτήσεων. Το είδος της μεταφοράς ωφέλιμου φορτίου, προσδιορίζεται από το subheader που αμέσως προηγείται. Το WiMAX MAC υποστηρίζει επίσης ARQ, το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ζητήσει την αναμετάδοση των unfragmented MSDUs και θραύσματα MSDUs. Η μέγιστη διάρκεια είναι 2047 bytes, η οποία συμμετέχει κατά 11 bits στην GMH [3].



Παραδείγματα διαφόρων πλαισίων MAC PDU [3]

## 1.10 Quality of Service

Υποστήριξη για QoS είναι θεμελιώδες μέρος του WiMAX MAC-LAYER σχεδιασμού. Το WiMAX δανείζεται μερικές από τις βασικές ιδέες πίσω από τις QoS σχεδιασμού από το καλωδιακό μόντεμ DOCSIS πρότυπο. Ισχυρός QoS έλεγχος επιτυγχάνεται με τη χρήση μιας σύνδεσης με προσανατολισμό MAC αρχιτεκτονικής, όπου όλες οι downlink και uplink συνδέσεις ελέγχονται από το BS. Πριν από κάθε διαβίβαση δεδομένων που συμβαίνει, η BS και η MS καθιέρωνουν μια απλής λογικής σύνδεση, μια σύνδεση μεταξύ των δύο MAC-LAYER. Κάθε σύνδεση χαρακτηρίζεται από ένα αναγνωριστικό σύνδεσης, το οποίο χρησιμεύει ως μια προσωρινή διεύθυνση για μετάδοση δεδομένων πάνω από το συγκεκριμένο σύνδεσμο. Εκτός από τις συνδέσεις για μεταφορά δεδομένων χρήστη, το WiMAX

MAC καθορίζει διαχειριστές των συνδέσεων: τη βασική, πρωτοβάθμια, δευτεροβάθμια, και συνδέσεις που χρησιμοποιούνται για τα καθήκοντα που του φάσματος.

Το WiMAX επίσης ορίζει την έννοια της ροής υπηρεσίας. Μια ροή υπηρεσίας είναι μονής κατεύθυνσης της ροής των πακέτων με ένα συγκεκριμένο σύνολο παραμέτρων QoS και αναγνωρίζεται από ένα αναγνωριστικό υπηρεσίας ροής (SFID). Η QoS παράμετρος που θα μπορούσε να περιλαμβάνει την κυκλοφορία προτεραιότητας, μέγιστη διαρκή κίνηση, ελάχιστο ανεκτό ποσοστό, ο προγραμματισμός τύπου, ARQ τύπου, μέγιστη καθυστέρηση, jitter ανεκτή, υπηρεσιών δεδομένων μονάδα τύπο και το μέγεθος, το εύρος ζώνης αίτηση μηχανισμό που θα χρησιμοποιηθεί, τη διαβίβαση PDU σχηματισμό κανόνα, και ούτω καθεξής. Υπηρεσία ροής μπορεί να τροφοδοτηθεί μέσω ενός δικτύου ή του συστήματος διαχείρισης που δημιουργήθηκε δυναμικά μέσω μηχανισμών σηματοδότησης. Ο σταθμός βάσης είναι υπεύθυνο για την έκδοση SFID και χαρτογράφηση σε μοναδική CIDs.

Για να υποστηρίξει μια ευρεία ποικιλία εφαρμογών, το WiMAX ορίζει πέντε προγραμματισμούς υπηρεσιών ότι θα πρέπει να υποστηρίζεται από το σταθμό βάσης MAC scheduler για μεταφορά δεδομένων μέσω μιας σύνδεσης:

1. Ανεπιθύμητα grand services (UGS): Η διάταξη αυτή αποσκοπεί στη στήριξη σταθερού μεγέθους πακέτων δεδομένων σε σταθερό ρυθμό bit (CBR). Παραδείγματα εφαρμογών που χρησιμοποιούν την υπηρεσία αυτή είναι T1/E1 και VoIP .
2. Real-time polling services (rtPS): Η υπηρεσία αυτή έχει στόχο την υποστήριξη πραγματικού χρόνου υπηρεσιών ροών, όπως βίντεο MPEG, που δημιουργούν μεταβλητού μεγέθους πακέτα δεδομένων σε περιοδική βάση. Η υποχρεωτική υπηρεσία ροή παράμετροι που καθορίζουν την υπηρεσία αυτή είναι το ελάχιστο ποσοστό κυκλοφορίας, το μέγιστο ποσοστό διαρκούς κίνησης, ο ανώτατος χρόνος καθυστέρησης, καθώς και αίτηση / μετάδοσης πολιτικής.
3. Μη πραγματικό χρόνο εκλογικά υπηρεσίας (nrtPS): Η υπηρεσία αυτή έχει ως στόχο τη ανεκτική στήριξη καθυστέρησης σε ροές δεδομένων, όπως ένα FTP, που απαιτεί μεταβλητού μεγέθους δεδομένων επιχορηγήσεις σε ένα ελάχιστο εγγυημένο επιτόκιο. Οι παράμετροι που καθορίζουν την υπηρεσία αυτή είναι το ελάχιστο ποσοστό που προορίζεται κυκλοφορίας, το μέγιστο ποσοστό διαρκούς κίνησης, η προτεραιότητα κίνησης, και να ζητήσει / μετάδοσης πολιτικής.
4. Best-effort (BE) υπηρεσία: Η υπηρεσία αυτή έχει ως στόχο τη στήριξη ροών δεδομένων, όπως η περιήγηση στο Web, που δεν απαιτούν ένα ελάχιστο επίπεδο υπηρεσιών εγγύησης. Οι παράμετροι που καθορίζουν την υπηρεσία αυτή είναι το μέγιστο ποσοστό διάρκειας της κυκλοφορίας, η κυκλοφοριακή προτεραιότητα, και να ζητήσει / μετάδοσης πολιτικής.
5. Επέκταση σε πραγματικό χρόνο κυμαινόμενο επιτόκιο (EPT-VR) υπηρεσία: Η υπηρεσία αυτή έχει σχεδιαστεί για να υποστηρίξει εφαρμογές πραγματικού χρόνου, όπως το VoIP με σιωπή καταστολή, που έχουν μεταβλητό ρυθμό δεδομένων αλλά απαιτούν εγγυημένη ταχύτητα δεδομένων και καθυστέρηση. Η υπηρεσία αυτή ορίζεται μόνο στο IEEE 802.16e-2005, 802.16-+2.004 δεν IEEE. Αυτό αναφέρεται επίσης ως επέκταση σε πραγματικό χρόνο υπηρεσίας (ErtPS) [3].

Ο Πίνακας 4 δείχνει τις υπηρεσίες που υποστηρίζονται στο WiMAX. Αν και δεν καθορίζει το χρονοδιάγραμμα υλοποίησης, το WiMAX έχει ορίσει πολλές παραμέτρους και λειτουργίες που διευκολύνουν την εφαρμογή μιας αποτελεσματικής scheduler:

Service Flow Designation	Defining QoS Parameters	Application Examples
Unsolicited grant services (UGS)	Maximum sustained rate Maximum latency tolerance Jitter tolerance	Voice over IP (VoIP) without silence suppression
Real-time Polling service (rtPS)	Minimum reserved rate Maximum sustained rate Maximum latency tolerance Traffic priority	Streaming audio and video, MPEG (Motion Picture Experts Group) encoded
Non-real-time Polling service (nrtPS)	Minimum reserved rate Maximum sustained rate Traffic priority	File Transfer Protocol (FTP)
Best-effort service (BE)	Maximum sustained rate Traffic priority	Web browsing, data transfer
Extended real-time Polling service (ErtPS)	Minimum reserved rate Maximum sustained rate Maximum latency tolerance Jitter tolerance Traffic priority	VoIP with silence suppression

**Πίνακας 4** : Υπηρεσίες που υποστηρίζει το WiMAX

- Ο λεπτομερής ορισμός των QoS απαιτήσεων και διάφορων μηχανισμών για το ουσιαστικό μήνυμα των συνθηκών κυκλοφορίας και λεπτομερών απαιτήσεων σε QoS σταθμός μετάδοσης προς σταθμό βάσης.
- Υποστήριξη για τρισδιάστατη δυναμική κατανομή των πόρων στο στρώμα MAC. Οι πόροι μπορούν να κατανεμηθούν σε χρόνο (χρονικές), συχνότητα (subcarriers), και το χώρο (πολλαπλές κεραίες) σε μία frame-by-frame basis.
- Στήριξη της ποιότητας καναλιού, γρήγορες πληροφορίες ανατροφοδότησης ώστε το χρονοδιάγραμμα για την επιλογή της κατάλληλης κωδικοποίησης και τη διαφοροποίηση (burst profile) για κάθε κατάσταση του καναλιού.
- Υποστήριξη για συνεχόμενες subcarrier παραλλαγές, όπως η AMC, που επιτρέπουν το χρονοδιάγραμμα για την αξιοποίηση απόκρισης συχνότητας του καναλιού, με τη διάθεση σε κάθε συνδρομητή subchannel με το καλύτερο SNR.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η εφαρμογή ενός αποτελεσματικού scheduler είναι κρίσιμη για τη συνολική ικανότητα και τις επιδόσεις του συστήματος WiMAX [3].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>

### Απώλειες στα συστήματα κινητών επικοινωνιών

#### 2.1 Γενικές αρχές για την διάδοση στο ασύρματο περιβάλλον των κινητών επικοινωνιών

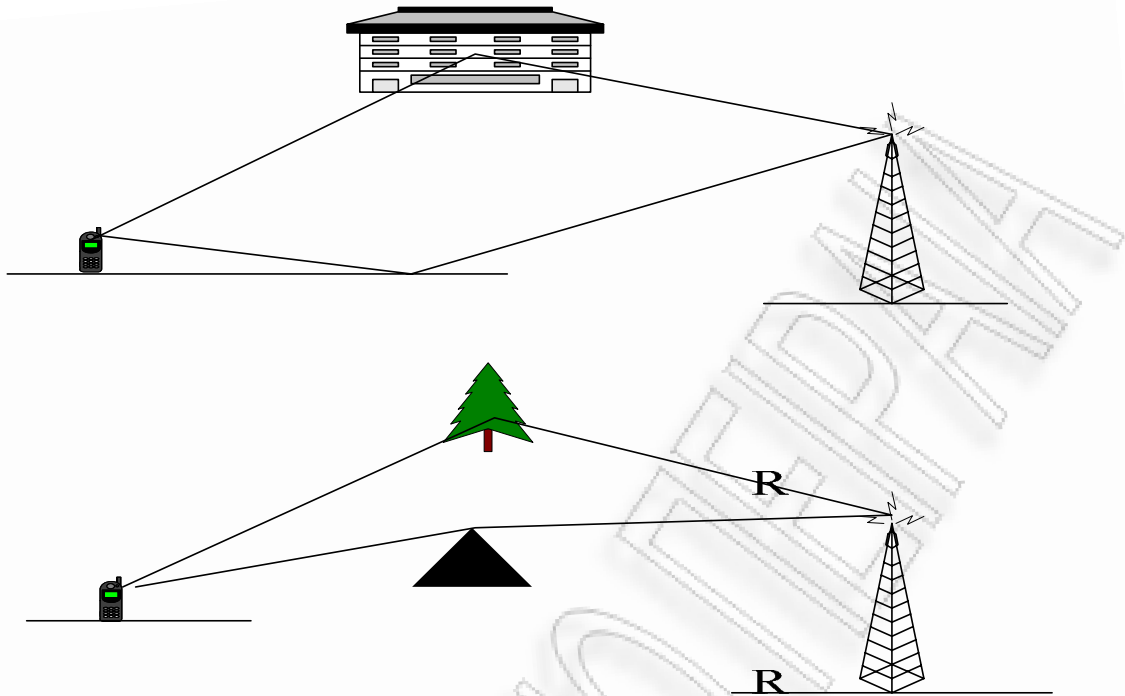
Όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, οι κινητές επικοινωνίες χρησιμοποιούν ηλεκτρομαγνητικά κύματα με συχνότητες στη ζώνη από μερικές εκατοντάδες MHz μέχρι λίγα GHz. Η κατανομή της μέσης ηλεκτρομαγνητικής ισχύος σε μια συγκεκριμένη περιοχή ή σε ένα συγκεκριμένο χώρο είναι κατά κύριο λόγο βασική απαίτηση για αξιόπιστη επικοινωνία. Η ισχύς αυτή πρέπει να είναι επαρκής για την εξυπηρέτηση της ζητούμενης ζεύξης, αλλά δεν πρέπει να είναι και αυθαίρετα μεγάλη ώστε να προκαλεί παρεμβολή σε άλλη ζεύξη με την ίδια συχνότητα. Επειδή όμως η ραδιοζεύξη μεταβάλλεται πάρα πολύ καθώς ο κινητός δέκτης διανύει μικρές αποστάσεις, δεν ενδιαφέρει μόνο η μέση ισχύς αλλά και η στατιστική συμπεριφορά της. Μας ενδιαφέρει επίσης η ποιότητα του σήματος, γιατί μπορεί να είναι τέτοια, ώστε να εμφανίζονται σφάλματα κατά οποιονδήποτε τρόπο, ακόμη και αν υπάρχει επαρκής διαθέσιμη ισχύς για τις επικοινωνίες. Αυτό συμβαίνει κυρίως κατά τις απότομες κινήσεις σε περιβάλλον με πολλά εμπόδια, όπου δεν υπάρχει απευθείας οπτική επαφή πομπού και δέκτη και προκαλούνται σκεδάσεις.

Οι μηχανισμοί που διέπουν την ραδιοδιάδοση είναι πολύπλοκοι και ποικίλοι και μπορούν γενικά να συνοψιστούν σε τρεις βασικούς:

- την ανάκλαση (reflection)
- την περίθλαση (diffraction)
- τη σκέδαση (scattering)

Ανάκλαση εμφανίζεται όταν διαδιδόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε εμπόδιο με διαστάσεις πολύ μεγάλες σε σχέση με το μήκος κύματος του. Ανακλώμενα κύματα παράγονται ύστερα από πρόσπτωση των διαδιδόμενων κυμάτων στην επιφάνεια του εδάφους και στα κτίρια και μπορεί να συμβάλλουν με τα αρχικά κύματα στο δέκτη, εποικοδομητικά ή όχι. Περίθλαση εμφανίζεται όταν παρεμβάλλεται αδιαπέραστο σώμα στη διαδρομή του ραδιοκύματος από τον πομπό προς στον δέκτη. Σύμφωνα με την αρχή του Huygens, παράγονται δευτερογενή κύματα πίσω από το εμπόδιο, τα οποία φθάνουν στον δέκτη ακόμη και όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη. Η περίθλαση εξηγεί το πώς μπορεί να διαδίδεται η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια σε αστικές και μη περιοχές, καθώς και σε εσωτερικούς χώρους που χρησιμοποιούν ασύρματα δίκτυα, χωρίς να υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη. Σκέδαση εμφανίζεται στην περίπτωση που στη διαδρομή του ραδιοκύματος υπάρχουν αντικείμενα με διαστάσεις ίσες ή μικρότερες από το μήκος κύματος. Η σκέδαση ακολουθεί τους ίδιους φυσικούς νόμους με τη διάχυση και έχει ως αποτέλεσμα την επανεκπομπή της ενέργειας του πομπού προς πολλές διαφορετικές κατευθύνσεις. Έχει αποδειχθεί ότι η σκέδαση είναι ο μηχανισμός της διάδοσης, που είναι πιο δύσκολο να προβλεφθεί στα ασύρματα συστήματα κινητών και προσωπικών επικοινωνιών. Οι τρεις μηχανισμοί διάδοσης φαίνονται στο σχήμα 22.





**Σχήμα 22: Οι τρεις σημαντικότεροι μηχανισμοί διάδοσης: ανάκλαση (R), περίθλαση (D), σκέδαση (S)**

Καθώς το κινητό τηλέφωνο κινείται σε μια περιοχή οι τρεις μηχανισμοί διάδοσης επιδρούν κάθε στιγμή στο λαμβανόμενο σήμα κατά διαφορετικούς τρόπους. Καθώς ο κινητός δέκτης διανύει μικρές αποστάσεις, η λαμβανόμενη στιγμιαία ένταση μεταβάλλεται απότομα και θα εμφανίζονται βραχύχρονες διαλείψεις. Ο λόγος είναι ότι η ένταση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου είναι άθροισμα πολλών συνιστωσών που προέρχονται από πολλές κατευθύνσεις και καθώς οι φάσεις τους είναι τυχαίες, το διανυσματικό άθροισμα τους οδηγεί σε θετικές ή αρνητικές διαλείψεις, όπως π.χ. διαλείψεις Rayleigh. Στις βραχύχρονες διαλείψεις η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να μεταβληθεί κατά 30 ή 40 dB όταν ο δέκτης μετακινηθεί κατά κλάσμα μόνο του μήκους κύματος. Καθώς το κινητό απομακρύνεται από τον πομπό κατά μεγαλύτερες αποστάσεις, η τοπικά λαμβανόμενη μέση ισχύς σήματος μειώνεται βαθμιαία.

Συνοψίζοντας μπορούμε να πούμε ότι η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών χαρακτηρίζεται από τρία επιμέρους φαινόμενα που είναι γνωστά ως:

- απώλειες διαδρομής (path loss)
- σκίαση (shadowing)
- διαλείψεις πολλαπλών δρόμων (multipath fading)

στα οποία θα αναφερθούμε στις επόμενες παραγράφους[3].

## 2.2 Απώλειες διαδρομής

### 2.2.1 Απώλειες ελευθέρου χώρου

Αν η κεραία του πομπού βρίσκεται στον ελεύθερο χώρο, π.χ. μακριά από την γη και άλλα εμπόδια, και εκπέμπει ισχύ εξόδου  $P_t$  με κατευθυντικό κέρδος  $G_t$  και ο δέκτης βρίσκεται σε απόσταση  $d$  μέτρων από τον πομπό, τότε η πυκνότητα ισχύος στον δέκτη είναι ίση με:

$$W = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (2.1)$$

Η διαθέσιμη ισχύς στην κεραία του δέκτη, η οποία έχει ενεργό επιφάνεια  $A$  δίνεται από τη σχέση:

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \cdot A = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (2.2)$$

όπου  $G_r$  είναι το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας του δέκτη. Προκύπτει λοιπόν, ότι ο λόγος λαμβανόμενης προς εκπεμπόμενη ισχύ είναι ίσος με:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (2.3)$$

μία σχέση η οποία είναι γνωστή ως η εξίσωση του Friis. Αν  $c$  είναι η ταχύτητα του φωτός τότε από την σχέση  $c=f\lambda$  προκύπτει η ακόλουθη ισοδύναμη σχέση:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left[ \frac{c}{4\pi f d} \right]^2 \quad (2.4)$$

Η τελευταία σχέση μετατρέπεται εύκολα σε dB οπότε οι απώλειες ελευθέρου χώρου γράφονται στην μορφή:

$$L_f = 10 \log \frac{P_r}{P_t} = 10 \log G_t + 10 \log G_r - 20 \log f - 20 \log d + k \quad (2.5)$$

όπου

$$k = 20 \log \frac{3 \cdot 10^8}{4\pi} = 147.6. \quad (2.6)$$

Από την εξίσωση (2.4) παρατηρούμε ότι η διάδοση στον ελεύθερο χώρο ακολουθεί τον νόμο του αντίστροφου τετραγώνου όσον αφορά στην απόσταση  $d$  ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη, οπότε η λαμβανόμενη ισχύς πέφτει κατά 6 dB όταν η απόσταση  $d$  διπλασιάζεται (έχουμε ελάττωση 20 dB ανά δεκάδα). Επίσης, οι απώλειες ελευθέρου χώρου μεταβάλλονται αντιστρόφως ανάλογα με τη συχνότητα.

Γνωρίζοντας την πυκνότητα ισχύος μπορούμε να υπολογίσουμε και την ένταση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου  $E$  από την σχέση:

$$W = \frac{E^2}{n} \quad (2.7)$$

όπου  $n=120\pi$  είναι η κυματική αντίσταση ελευθέρου χώρου. Προκύπτει λοιπόν ότι:

$$\frac{E^2}{120\pi} = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \Leftrightarrow E = \frac{\sqrt{30 P_t G_t}}{d} \quad (2.8)$$

Τελικά η λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη είναι:

$$P_r = \frac{E^2 A}{n} = \frac{E^2}{120\pi} \cdot \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} = \left[ \frac{E\lambda}{2\pi} \right]^2 \cdot \frac{G_r}{120} \quad (2.9)$$

## 2.2.2 Απώλειες διάδοσης σε συστήματα διάδοσης μη-οπτικής και οπτικής επαφής

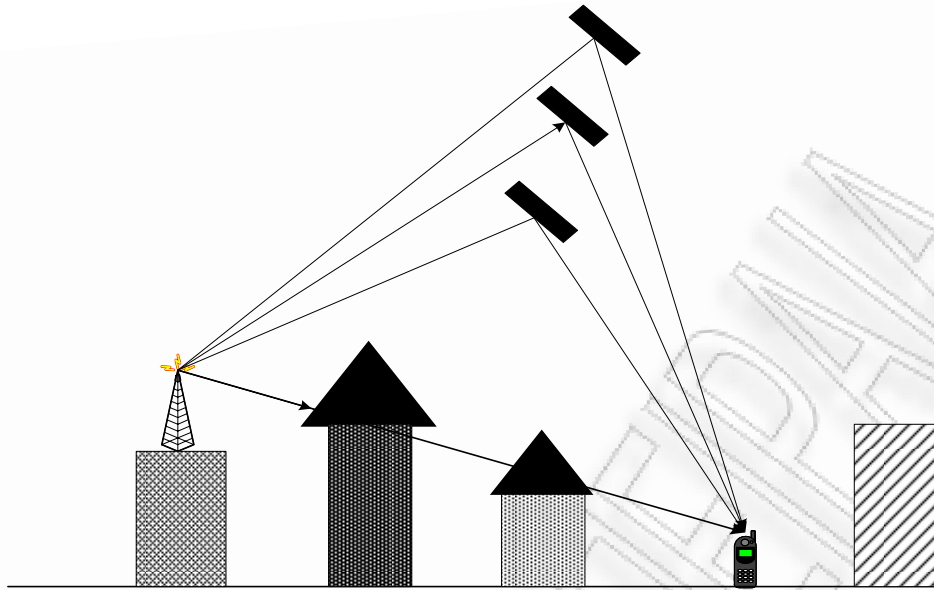
Η περίπτωση της διάδοσης σε ελεύθερο χώρο είναι μια πολύ εξειδικευμένη περίπτωση. Η πλειονότητα των επίγειων ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών λειτουργεί σε περιβάλλον μη-οπτικής επαφής (non-line-of-sight, NLOS) όπως αυτό του σχήματος 24. Στην εξίσωση 2.4 παρατηρούμε ότι, για διάδοση οπτικής επαφής (line-of-sight, LOS) η λαμβανόμενη ισχύς είναι αντίστροφα ανάλογη του  $d^2$ . Γενικά, η μέση τιμή των απωλειών διαδρομής αυξάνει εκθετικά με την απόσταση. Για διάδοση οπτικής επαφής χωρίς φυσικά εμπόδια, ο εκθέτης  $n=2$ .

Βάσει εμπειρικών δεδομένων, έχει αναπτυχθεί ένα αρκετά γενικό μοντέλο για διάδοση NLOS και χρησιμοποιείται στην πλειονότητα των περιπτώσεων. Το μοντέλο αυτό περιγράφεται από τη σχέση:

$$L(d) = L_f \left[ \frac{d}{d_0} \right]^n \quad (2.10)$$

και δείχνει ότι η μέση τιμή των απωλειών διαδρομής  $L$  αυξάνει εκθετικά με την απόσταση  $d$ . Οι όροι της σχέσης (2.10) είναι οι εξής:

- $n$ = εκθέτης απωλειών διαδρομής. Τυπικές τιμές  $3.5 \leq n \leq 5$
- $d$ = απόσταση μεταξύ κεραιών εκπομπής και λήψης
- $d_0$ = Απόσταση αναφοράς ή απόσταση μέχρι την οποία ισχύει διάδοση LOS
- $L_f$ = Απώλειες διαδρομής σε απόσταση  $d_0$  και διάδοση LOS
- $L$ = Απώλειες διαδρομής για συνδυασμένη διάδοση του σήματος και LOS και NLOS



Σχημα 23: Περιβάλλον διάδοσης επίγειων κινητών επικοινωνιών

Ο εκθέτης  $n$  δείχνει πόσο γρήγορα αυξάνουν οι απώλειες διαδρομής με την απόσταση. Η απόσταση αναφοράς  $d_0$  θεωρεί ότι υπάρχει διάδοση στον ελεύθερο χώρο (χωρίς εμπόδια) μέχρι απόσταση  $d_0$  από την κεραία. Είναι ενδιαφέρον να επιλεγεί η απόσταση αναφοράς που είναι κατάλληλη για το εκάστοτε περιβάλλον διάδοσης.

Η απόλυτη μέση τιμή απωλειών διαδρομής (absolute mean path loss) σε dB, ορίζεται ως η τιμή των απωλειών λόγω διαδρομής  $L(d_0)$ , σε dB, από τον πομπό έως την απόσταση αναφοράς, συν τις πρόσθετες απώλειες διαδρομής, που δίνονται από την σχέση (2.10). Έτσι, η απόλυτη μέση τιμή απωλειών διαδρομής  $L(d)$  σε dB, δίνεται από τη σχέση:

$$L(d) = L(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (2.11)$$

Εμπειρικά αποτελέσματα δείχνουν, ότι τα τυπικά NLOS συστήματα κινητών επικοινωνιών σε εξωτερικούς χώρους έχουν απώλειες διαδρομής με εκθέτη  $3.5 \leq n \leq 5$  και οι διάυλοι εσωτερικών χώρων έχουν απώλειες διαδρομής με εκθέτη  $2 \leq n \leq 4$  [3].

### 2.2.3 Σκίαση και απώλειες διαδρομής

Η εξίσωση (2.11) δεν λαμβάνει υπόψη το γεγονός ότι η αταξία στο περιβάλλον μπορεί να είναι διαφορετική σε δύο θέσεις όπου η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι ίδια. Αυτό οδηγεί σε σήματα, των οποίων η μέση ισχύς είναι πολύ διαφορετική από εκείνη που υπολογίζεται αν χρησιμοποιήσουμε τη σχέση (2.11). Μετρήσεις που έχουν γίνει έχουν δείξει, ότι, για οποιαδήποτε τιμή του  $d$ , η τιμή των απωλειών διαδρομής  $L(d)$  σε μια συγκεκριμένη θέση, είναι τυχαία και έχει λογαριθμοκανονική κατανομή γύρω από τη μέση τιμή των απωλειών που υπολογίζεται με βάση την απόσταση. Δηλαδή:

$$L(d)=L(d)+X_{\sigma}=L(d_0)+10 n \log_{10}(d/d_0)+X_{\sigma} \quad (2.12)$$

και

$$Pr(d)=Pt(d)-L(d) \quad (2.13)$$

όπου  $X_{\sigma}$  είναι τυχαία μεταβλητή Gauss (σε dB) με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση  $\sigma$  (επίσης σε dB).

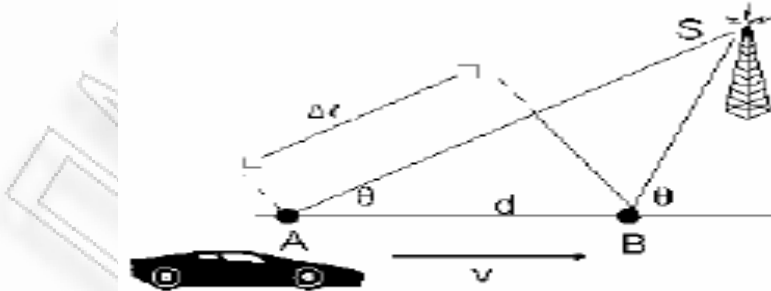
Η λογαριθμοκανονική κατανομή περιγράφει τις τυχαίες επιδράσεις σκίασης που εμφανίζονται κατά τη διάρκεια μεγάλου αριθμού μετρήσεων σε θέσεις που έχουν μεν την ίδια απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, αλλά έχουν διαφορετικούς βαθμούς αταξίας στη διαδρομή διάδοσης. Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται και ως λογαριθμική-κανονική σκίαση. Με απλά λόγια, η λογαριθμική-κανονική σκίαση συνεπάγεται ότι οι μετρούμενες στάθμες σήματος, για συγκεκριμένη απόσταση πομπού-δέκτη, έχουν κατανομή Gauss γύρω από τη μέση τιμή στάθμης που υπολογίζεται συναρτήσει της απόστασης από τη σχέση (2.11), όταν οι τιμές στάθμης του σήματος εκφράζονται σε dB. Η τυπική απόκλιση της κατανομής Gauss που περιγράφει τη σκίαση εκφράζεται επίσης

### 2.3 Διασπορά Doppler-Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο

Πρόκειται για διαλείψεις που εξαρτώνται από χρόνο. Προκαλούνται από την κίνηση του κινητού τερματικού ή και από την κίνηση του περιβάλλοντος διάδοσης γενικότερα. Το φαινόμενο αναφέρεται ως ολίσθηση Doppler και οι διαλείψεις που προκαλούνται εμφανίζονται ως μια μεταβολή της φάσης του λαμβανόμενου σήματος. Στη συνέχεια περιγράφεται εν συντομία η ολίσθηση Doppler και τα αίτια που την προκαλούν.

(α) Ολίσθηση Doppler.

Για την ορθότερη περιγραφή του φαινομένου παρατίθεται στο σχήμα 24, όπου το κινητό τερματικό κινείται με σταθερή ταχύτητα  $v$  μεταξύ των θέσεων A και B, ενώ ταυτόχρονα λαμβάνει σήμα από την απομακρυσμένη πηγή S.



Σχήμα 24

Έστω  $\Delta t$  ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό να φτάσει από την θέση A στη θέση B και  $\theta$  η γωνία που σχηματίζεται από την κατεύθυνση άφιξης του σήματος και την ταχύτητα του κινητού, τότε η διαφορά δρόμων από τη πηγή προς τα A, B θα είναι  $d \sin \theta$ . Η γωνία  $\theta$  είναι ίδια και στις δύο θέσεις διότι θεωρήσαμε την πηγή S εξαιρετικά απομακρυσμένη και κατ' επέκταση τις SA και SB σχεδόν παράλληλες. Δεδομένης

λοιπόν της διαφοράς δρόμου  $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$  του εκπεμπόμενου σήματος η μεταβολή της φάσης στο λαμβανόμενο σήμα θα είναι

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \cdot \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot v \cdot \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.14)$$

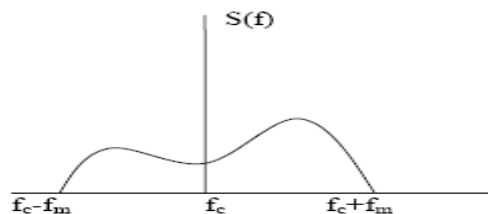
Η μετακίνηση Doppler  $f_D$  δίνεται από τον τύπο:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi v}{\lambda} \cos \theta \Rightarrow f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.15)$$

Από τον τύπο είναι προφανές ότι όταν για τη γωνία  $\theta$  ισχύει  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$  τότε το συνημίτονο είναι θετικό, το κινητό κινείται προς την πηγή και η ολίσθηση είναι θετική, το αντίθετο συμβαίνει όταν το κινητό απομακρύνεται από την πηγή, τότε το συνημίτονο είναι αρνητικό και η ολίσθηση είναι αρνητική.

### (β) Διασπορά Doppler

Η μέγιστη τιμή της μετακίνησης Doppler,  $f_m$ , ονομάζεται διασπορά Doppler (Doppler spread). Πρακτικά η διασπορά Doppler συνεπάγεται διεύρυνση του εύρους ζώνης του σήματος κατά  $f_m$ , αν για παράδειγμα το φάσμα του σήματος αποτελείτο από ένα απλό τόνο στη συχνότητα  $f_c$  τότε το φάσμα μετά την επίδραση του Doppler spread θα αποκτούσε εύρος ζώνης όπως εμφανίζεται και στο παρακάτω σχήμα



Διασπορά Doppler στο φάσμα απλού τόνου

Μαθηματικά η διασπορά Doppler ορίζεται ως η RMS τιμή του φάσματος  $S(f)$  του σήματος. Συγκεκριμένα δίνεται από τον παρακάτω τύπο.

$$f_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_{f_c - f_m}^{f_c + f_m} (f - \bar{f})^2 S(f) df}{\int_{f_c - f_m}^{f_c + f_m} S(f) df}} \quad (2.16)$$

όπου  $\langle f \rangle$  είναι η μέση συχνότητα του φάσματος που δίνεται από τον τύπο:

$$\bar{f} = \frac{\int_{f_c - f_m}^{f_c + f_m} f \cdot S(f) df}{\int_{f_c - f_m}^{f_c + f_m} S(f) df} \quad (2.17)$$

Αποτέλεσμα της διασποράς Doppler είναι η αποσυσχέτιση του σήματος με χρονική περίοδο  $1/f_D$ . Αυτό σημαίνει ότι το κανάλι μεταβάλλεται με περίοδο  $1/f_D$ , όσο δηλαδή μεγαλύτερη είναι η ολίσθηση Doppler τόσο πιο γρήγορα μεταβάλλεται ο δίαυλος. Αν η διάρκεια του bit που εκπέμπεται είναι μεγάλη, τότε κατά τη διάρκεια του bit ο δίαυλος θα μεταβληθεί και θα έχουμε αποσυσχέτιση φάσης για το επόμενο bit. Άρα σε ένα δίαυλο που εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο απαιτείται ο ρυθμός μετάδοσης να είναι αρκούντως υψηλός ώστε να «προλαβαίνει» τις αλλαγές του καναλιού. Διαφορετικά η περίοδος των bit πρέπει να είναι αρκετά μικρή ώστε κατά τη διάρκειά τους το κανάλι να παραμένει σταθερό. Ένα κανάλι επιλεκτικό ως προς το χρόνο χαρακτηρίζεται από το χρόνο συνοχής (coherence time),  $T_c$ , του καναλιού. Πρακτικά, ο χρόνος συνοχής δείχνει τη διάρκεια κατά την οποία το κανάλι επηρεάζει τα εκπεμπόμενα σήματα με τον ίδιο τρόπο, στο διάστημα αυτό τα πλάτη των λαμβανόμενων σημάτων έχουν επηρεαστεί από το κανάλι με τον ίδιο τρόπο, παρουσιάζουν δηλαδή υψηλό δείκτη αυτοσυσχέτισης. Αν η περίοδος συμβόλου είναι μικρότερη από  $T_c$  τότε το κανάλι δε θα προκαλεί παραμόρφωση στο σήμα λόγω της κίνησης του κινητού τερματικού ή του παραβάλλοντος. Πιο αυστηρά, ως χρόνος συνοχής ορίζεται το χρονικό διάστημα κατά το οποίο ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος πέφτει από το 1 στο 0.7. Ορίζεται δε ως το αντίστροφο της διασποράς Doppler.

$$T_c \approx \frac{1}{f_{RMS}} \quad (2.18)$$

Αν ο χρόνος συνοχής αναφέρεται ως το χρονικό διάστημα κατά τη διάρκεια του οποίου η συνάρτηση χρονικής συσχέτισης είναι πάνω από 0.5 τότε δίνεται από τη σχέση:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.19)$$

## 2.4 ΚΑΝΑΛΙΑ ΜΕ ΔΙΑΧΥΣΗ ΣΤΟ ΧΡΟΝΟ

Οι χρόνοι άφιξης των σκεδαζόμενων πολυδιαδρομικών σημάτων είναι φανερά διακριτοί. Αν αυτές οι καθυστερήσεις επηρεάζουν το μεταδιδόμενο σήμα εξαρτάται από το εύρος ζώνης του σήματος και τη μέγιστη διαφορική ταχύτητα καθυστέρησης. Το πολυδιαδρομικό κανάλι μπορεί να αναπαρασταθεί σαν μια γραμμική συνάρτηση μεταφοράς  $h(t)$ . Εξαιτίας των διαφορετικών καθυστερήσεων διάδοσης, η κρουστική απόκριση είναι μια υπέρθεση διαφορετικών δέλτα συναρτήσεων καθυστέρησης:

$$h(t) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta(t - \tau_m) \quad (2.20)$$

Επειδή οι καθυστερήσεις ( $\tau_m$ ), είναι διακριτές, η απόκριση συχνότητας  $H(f) = F\{h(t)\}$  θα παρουσιάζει διακύμανση στο πλάτος. Τέτοια διακύμανση στο πεδίο της συχνότητας θα επηρεάζει την κυματομορφή του ευρυζωνικού σήματος.

Ειδικότερα στις ψηφιακές επικοινωνίες, ένα κανάλι θεωρείται επιλεκτικό στη συχνότητα αν οι πολυδιαδρομικές καθυστερήσεις είναι συγκρίσιμες με την περίοδο συμβόλου  $T_{symbol}$ :

$$\tau_{max} - \tau_{min} \approx T_{symbol} = \frac{1}{BW} \Leftrightarrow (\tau_{max} - \tau_{min}) \times BW \approx 1$$

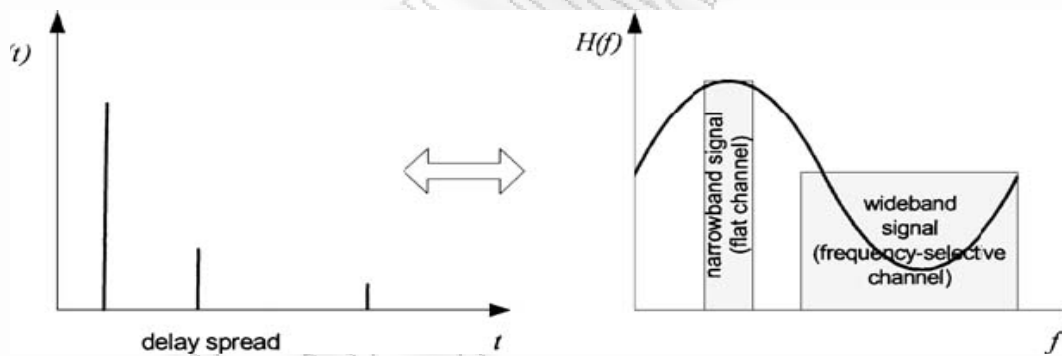
όπου  $BW$  είναι το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος. Από την άλλη μεριά, αν το εύρος ζώνης του σήματος είναι επαρκώς στενό, τότε η απόκριση συχνότητας του καναλιού μέσα στο εύρος ζώνης του σήματος μπορεί να θεωρηθεί ως σταθερή. Ένα ασύρματο κανάλι μπορεί να θεωρηθεί επίπεδο (flat) αν οι πολυδιαδρομικές καθυστερήσεις είναι πολύ μικρότερες από την περίοδο συμβόλου:

$$\tau_{max} - \tau_{min} \ll T_{symbol} = \frac{1}{BW} \Leftrightarrow (\tau_{max} - \tau_{min}) \times BW \ll 1 \quad (2.21)$$

Οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενες παράμετροι που χαρακτηρίζουν ένα κανάλι με διάχυση στο χρόνο περιλαμβάνουν:

- μέση καθυστέρηση
- μέση τετραγωνική καθυστέρηση (root-mean squared-rms):  $\tau_{rms}$
- εύρος ζώνης συνοχής  $B_c$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα κανάλι με διάχυση στο χρόνο και τις επιπτώσεις του σε στενής (narrowband) και ευρείας (wideband) ζώνης σήματα.[5]



**Σχήμα 25:** Κανάλι με διάχυση στο χρόνο και οι επιπτώσεις του σε στενής (narrowband) και ευρείας (wideband) ζώνης σήματα

## 2.5 ΚΑΝΑΛΙΑ ΜΕ ΔΙΑΧΥΣΗ ΣΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ

Η μικρή διακύμανση στο λαμβανόμενο σήμα στο πεδίο του χρόνου μπορεί να εξηγηθεί από το φαινόμενο Doppler, εξαιτίας της κίνησης του πομπού, του δέκτη ή του περιβάλλοντος. Το φαινόμενο Doppler είναι πολλαπλασιαστικό στο χρόνο, διατηρώντας την κρουστική απόκριση του καναλιού γραμμική αλλά εξαρτώμενη από το χρόνο.

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε δύο μονοπάτια στο πεδίο της συχνότητας με μετατόπιση Doppler, όπως φαίνεται στο σχήμα 26. Για απλότητα, υποθέτουμε ότι η



καθυστέρηση διάδοσης των διαδρομών είναι αμελητέα. Στη βασική ζώνη, το λαμβανόμενο σήμα δίνεται:

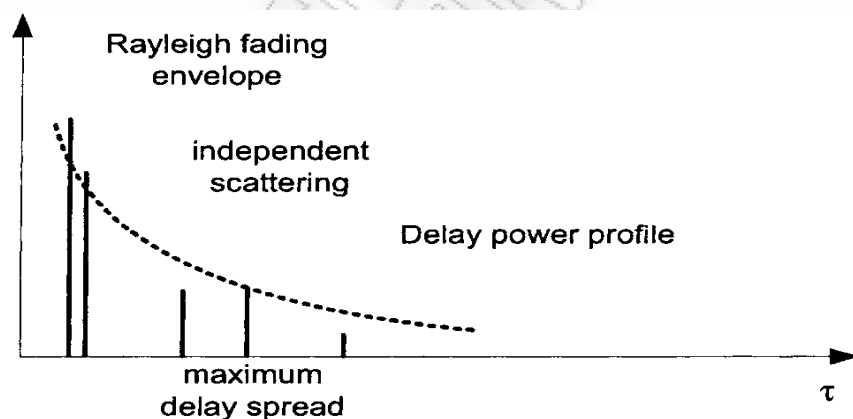
$$\begin{aligned} x(t) &= s(t)\exp(j2\pi \Delta f_1 t) + as(t)\exp(j2\pi \Delta f_2 t) \\ &= (\exp(j2\pi \Delta f_1 t) + a \exp(j2\pi \Delta f_2 t))s(t) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Το φαινόμενο Doppler εισάγει δυο φαινόμενα στο λαμβανόμενο σήμα: (1) μεταβολή του σήματος στο χρόνο και (2) μεγέθυνση του φάσματος του σήματος. Ορίζουμε το χρόνο συνοχής του καναλιού ως

$$T_c = 1/\Delta f_{\max} \quad (2.23)$$

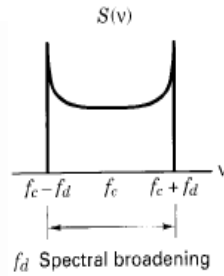
όπου  $\Delta f_{\max}$  είναι η μέγιστη συχνότητα Doppler. Όταν η μετατόπιση Doppler είναι συγκρίσιμη με το εύρος ζώνης του σήματος (δηλαδή ο χρόνος συνοχής  $T_c \sim$  περίοδος συμβόλου), το κανάλι ορίζεται ως επιλεκτικό στο χρόνο-γρήγορες διαλείψεις (time selective-fast fading) ή κανάλι με διάχυση στη συχνότητα (frequency dispersive). Από την άλλη μεριά, αν η μετατόπιση Doppler είναι αμελητέα σε σχέση με το ρυθμό συμβόλου (χρόνος συνοχής καναλιού  $\gg$  περίοδος συμβόλου), το κανάλι χαρακτηρίζεται ως μη επιλεκτικό στο χρόνο-αργές διαλείψεις (time nonselective-slow fading).

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα κανάλι με διάχυση στη συχνότητα και η επίδραση του σε μικρής διάρκειας (short symbols) και μεγάλης διάρκειας (long symbols) σύμβολα.



**Σχήμα 26:** Προφίλ ισχύος συναρτήσει της καθυστέρησης ενός καναλιού

Μια πιο πλήρης παρουσίαση της εξαρτώμενης από το χρόνο φύσης του καναλιού στο πεδίο της μετατόπισης συχνότητας Doppler γίνεται παρακάτω. Το σχήμα 27 δείχνει την φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler (Doppler power spectral density) ή φάσμα Doppler  $S(\nu)$  σχεδιασμένη σαν συνάρτηση της μετατόπισης συχνότητας Doppler.



**Σχήμα 27:** Σχηματική αναπαράσταση φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler

Στην περίπτωση ενός μοντέλου πυκνού σκεδαστή (dense-scatterer model) με κάθετη κεραία με σταθερό αζιμουθιακό κέρδος, μια κατανομή άφιξης των σημάτων που φτάνουν με όλες τις γωνίες άφιξης στο εύρος  $(0, 2\pi)$  και ένα αδιαμόρφωτο σήμα, το φάσμα του σήματος για τις κεραίες των τερματικών είναι:

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left( \frac{\nu - f_c}{f_d} \right)^2}} \quad (2.24)$$

Η ισότητα είναι για μετατοπίσεις συχνότητας για ταχύτητες  $\nu$  που είναι στο εύρος  $\pm f_d$  γύρω απ' τη φέρουσα συχνότητα  $f_c$  και θα είναι μηδενικό έξω απ' αυτό το εύρος. Η μορφή του RF φάσματος Doppler που περιγράφεται απ' την παραπάνω εξίσωση έχει σχήμα μπωλ και είναι όπως φαίνεται στο σχήμα 27. Σημειώστε ότι το σχήμα είναι αποτέλεσμα του μοντέλου πυκνού σκεδαστή. Η παραπάνω εξίσωση έχει φανεί αρκετά καλή για δεδομένα που έχουν μαζευτεί για διάφορα κανάλια κινητών επικοινωνιών. Ωστόσο διαφορετικές εφαρμογές προκαλούν διαφορετικά σχήματα. Για παράδειγμα το μοντέλο πυκνού σκεδαστή δεν δουλεύει για ένα ραδιοκανάλι εσωτερικού χώρου. Για αυτό το κανάλι το μοντέλο υποθέτει ότι το  $S(\nu)$  θα έχει επίπεδο φάσμα.

Στο σχήμα 27 τα απότομα όρια του φάσματος Doppler οφείλονται στο απότομο άνω όριο της μετατόπισης Doppler που παράγεται εξαιτίας της κεραίας σε κινητό που μετακινείται ανάμεσα σε στατικούς σκεδαστές του μοντέλου πυκνού σκεδαστή. Το μεγαλύτερο μέτρο (άπειρο) του  $S(\nu)$  συμβαίνει όταν ο σκεδαστής βρίσκεται ακριβώς μπροστά στην κινούμενη κεραία ή ακριβώς πίσω της. Σ' αυτή την περίπτωση το μέτρο της μετατόπισης συχνότητας δίνεται από το εξής:

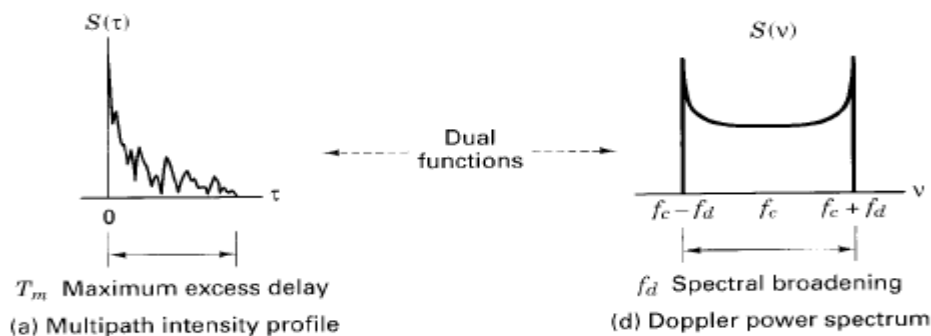
$$f_d = \frac{\nu}{\lambda} \quad (2.25)$$

όπου  $\nu$  είναι η σχετική ταχύτητα και  $\lambda$  το μήκος κύματος του σήματος. Όταν ο πομπός και ο δέκτης κινούνται ο ένας προς τον άλλο η  $f_d$  είναι θετική, ενώ όταν απομακρύνονται η  $f_d$  είναι αρνητική. Για σκεδαστές ακριβώς στα πλάγια της κινούμενης κεραίας η μετατόπιση συχνότητας είναι μηδενική. Το γεγονός ότι Doppler στοιχεία που φτάνουν ακριβώς με γωνία  $0^\circ$  και  $180^\circ$  έχουν άπειρη φασματική πυκνότητα ισχύος δεν είναι πρόβλημα, αφού η γωνία άφιξης είναι συνεχώς κατανομημένη και η πιθανότητα τα στοιχεία να φτάσουν με αυτές ακριβώς τις γωνίες είναι μηδενική. Η  $S(\nu)$  είναι ο μετασχηματισμός Fourier μιας χωροχρονικής συνάρτησης συσχέτισης (spaced-time correlation function)  $R(\Delta t)$  που δίνεται απ' το τύπο

$$R(\Delta t) = J_0(kv\Delta t) \quad (2.26)$$

όπου  $J_0$  είναι η μηδενικής τάξης Bessel συνάρτηση πρώτου είδους,  $v\Delta t$  είναι η απόσταση που διανύεται και  $k = 2\pi/\lambda$  είναι η σταθερά φάσης ελεύθερου χώρου (μετατρέπει την απόσταση σε radians φάσης).

Είναι γνωστό ότι ο Fourier μετασχηματισμός μιας σειράς στο χρόνο είναι ίση με το μέτρο στο τετράγωνο του μετασχηματισμού Fourier της αυθεντικής σειράς στο χρόνο. Ως εκ τούτου μετρήσεις μπορούν να γίνουν απλά εκπέμποντας ένα ημιτονοειδές σήμα (στενής ζώνης) και χρησιμοποιώντας Fourier ανάλυση να παράγουν το φάσμα ισχύος του λαμβανόμενου σήματος. Αυτό το φάσμα ισχύος Doppler του καναλιού φέρνει γνώση της φασματικής εξάπλωσης του μεταδιδόμενου ημιτόνου (κρουστική συνάρτηση στο πεδίο της συχνότητας) στο πεδίο της μετατόπισης Doppler.



**Σχήμα 28:** Προφίλ έντασης πολλαπλών διαδρομών και φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler

Όπως φαίνεται στο σχήμα 28 η  $S(v)$  μπορεί να ληφθεί σαν η δυϊκή του προφίλ έντασης πολλαπλών διαδρομών  $S(\tau)$ , αφού το τελευταίο φέρει γνώση για την εξάπλωση χρόνου του μεταδιδόμενου παλμού στο πεδίο της καθυστέρησης χρόνου. Γνώση του  $S(v)$  κάνει δυνατή την εκτίμηση της φασματικής εξάπλωσης που υπόκειται το σήμα σαν συνάρτηση του ρυθμού αλλαγής της κατάστασης του καναλιού. Το εύρος του φάσματος ισχύος Doppler (που συμβολίζεται εδώ σαν  $f_d$ ) αναφέρεται στη βιβλιογραφία με διάφορα ονόματα: εξάπλωση Doppler, ρυθμός διαλείψεων, εύρος διαλείψεων ή φασματική εξάπλωση. Η εξίσωση (2.24) περιγράφει τη μετατόπιση Doppler. Σε ένα τυπικό πολυδιαδρομικό περιβάλλον, το λαμβανόμενο σήμα ταξιδεύει σε διάφορα ανακλαστικά μονοπάτια, καθένα με διαφορετική απόσταση και διαφορετική γωνία άφιξης. Η μετατόπιση Doppler από κάθε μονοπάτι είναι διαφορετική από τα υπόλοιπα. Το φαινόμενο Doppler εμφανίζεται στο δέκτη περισσότερο σαν μια εξάπλωση στη συχνότητα παρά σαν μια ολίσθηση στη συχνότητα. Σημειώστε ότι η εξάπλωση Doppler  $f_d$  και ο χρόνος συνοχής  $T_0$  είναι αναλόγως σχετισμένα ποσά (με μια πολλαπλασιαστική σταθερά), οπότε προκύπτει μια προσεγγιστική σχέση μεταξύ των δυο παραμέτρων η οποία είναι:

$$T_0 \approx 1/f_d \quad (2.27)$$

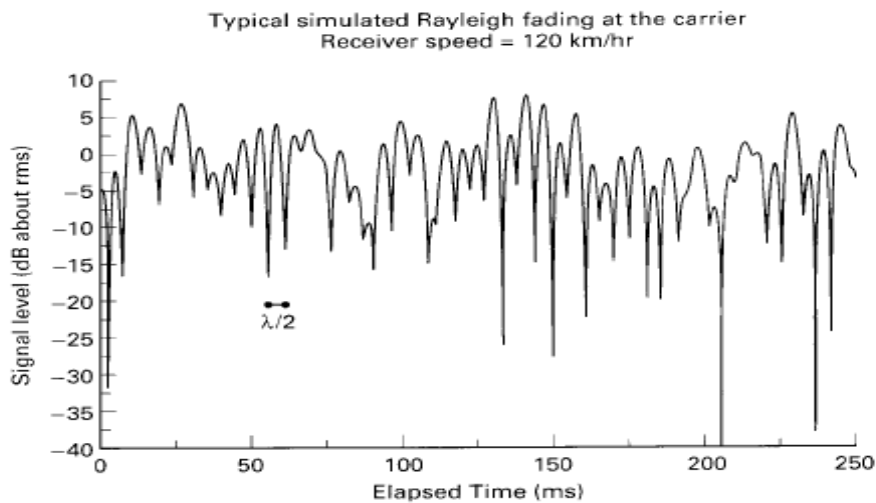
Επομένως η εξάπλωση Doppler  $f_d$  (ή  $1/T_0$ ) μπορεί να θεωρηθεί σαν ο ρυθμός εξασθένησης του καναλιού. Νωρίτερα το  $T_0$  θεωρήθηκε σαν η χρονική διάρκεια στην οποία η απόκριση του καναλιού σ' ένα ημιτονοειδές σήμα θεωρείται πρακτική αμετάβλητη. Όταν το  $T_0$  θεωρηθεί ακριβέστερα σαν η χρονική διάρκεια στην οποία η απόκριση καναλιού σε ημίτονα φέρει μια συσχέτιση περίπου 0.5, η σχέση μεταξύ  $T_0$  και  $f_d$  είναι προσεγγιστικά:

$$T_0 \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (2.28)$$

Ένας δημοφιλής κανόνας είναι να ορίσουμε το  $T_0$  σαν το γεωμετρικό μέσο όρο των δυο προηγούμενων εξισώσεων, οπότε θα έχουμε:

$$T_0 = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0.423}{f_d} \quad (2.29)$$

Για την περίπτωση ενός συστήματος κινητών επικοινωνιών στη συχνότητα των 900 MHz, το σήμα 29 δείχνει το τυπικό φαινόμενο διαλείψεων Rayleigh στο πλάτος της περιβάλλουσας του σήματος σε σχέση με το χρόνο.



**Σχήμα 29:** Επίδραση διαλείψεων Rayleigh στο πλάτος της περιβάλλουσας του σήματος στο χρόνο.

Το σχήμα δείχνει ότι η απόσταση που διένυσε το κινητό σ' ένα διάστημα χρόνου που αντιστοιχεί σε δυο διαδοχικά κενά ( μικρής κλίμακας διαλείψεις) είναι της τάξης του μισού μήκους κύματος ( $\lambda/2$ ). Ως εκ τούτου απ' το σχήμα 29 και τη σχέση (2.25) ο χρόνος που χρειάζεται για να διανυθεί η απόσταση  $\lambda/2$  (προσεγγιστικά ο χρόνος συνοχής), όταν ταξιδεύει με σταθερή ταχύτητα  $v$ , είναι:

$$T_0 \approx \frac{\lambda/2}{v} = \frac{0.5}{f_d} \quad (2.30)$$

Ως εκ τούτου όταν η διάλειψη είναι προσεγγιστικά  $\lambda/2$ , όπως φαίνεται στο σχήμα 29, η σχέση που προκύπτει για το  $T_0$  στην εξίσωση (2.30) είναι αρκετά κοντά στο γεωμετρικό μέσο που φαίνεται στην εξίσωση (2.29). Από την εξίσωση (2.30) και χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους του σχήματος 29 είναι εύκολο να καθορίσουμε ότι η εξάπλωση Doppler (ρυθμός διαλείψεων καναλιού) είναι περίπου 100 Hz και ο χρόνος συνοχής του καναλιού είναι περίπου 5 ms. Οπότε αν το παράδειγμα παριστάνει κανάλι που μεταδίδεται ψηφιοποιημένη φωνή με τυπικό ρυθμό  $10^4$  symbols/s, ο ρυθμός συμβόλων είναι αρκετά πιο χαμηλός από το ρυθμό διαλείψεων. Κάτω από τέτοιες συνθήκες το κανάλι θα προκαλέσει φαινόμενα αργών διαλείψεων (slow fading effects). Σημειώστε ότι αν ο οριζόντιος άξονας είχε σημειωθεί με μήκη κύματος αντί για μονάδες χρόνου, τα σχεδιασμένα

χαρακτηριστικά διαλείψεων θα έμοιαζαν το ίδιο για οποιαδήποτε ραδιοσυχνότητα και ταχύτητα κεραίας [5].

## 2.6 ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ

Στην πραγματικότητα τα ασύρματα κανάλια μπορεί να είναι και διαχυτικά στο χρόνο και στη συχνότητα την ίδια στιγμή. Δεδομένης της τυχαίας φύσης του καναλιού, ο σχεδιασμός ενός συστήματος πρέπει να βασίζεται στα στατιστικά χαρακτηριστικά του ασύρματου καναλιού.

Μαθηματικά, το διαχυτικό στο χρόνο και στη συχνότητα κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μια γραμμική εξαρτώμενη από το χρόνο (linear time variant-LTV) συνάρτηση μεταφοράς. Ένα συχνά χρησιμοποιούμενο μοντέλο για ένα ευρυζωνικό κανάλι με Rayleigh διαλείψεις υποθέτει:

- Μ ξεχωριστά ασυσχέτιστα μονοπάτια με κανονικοποιημένες καθυστερήσεις (με τη περίοδο συμβόλου  $T_{\text{symbol}}$ ):  $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{M-1}$  ( $\tau_0 = 0$ ).
- Τα  $M$  κέρδη μονοπατιών είναι μιγαδικές τυχαίες διαδικασίες Gauss  $\{a_0, a_1, \dots, a_{M-1}\}$  έχοντας ανεξάρτητα πραγματικά και φανταστικά μέρη με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση  $\sigma_i^2/2$ .

Θεωρώντας ως  $f_c$  την συχνότητα μεταφοράς, η κρουστική απόκριση του εξαρτώμενου απ' το χρόνο καναλιού δίνεται από το παρακάτω τύπο:

$$h(t, \tau) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(-j2\pi f_c \tau_m(t)) \delta(\tau - \tau_m(t)) \quad (2.31)$$

Είναι φανερό ότι η  $h(t, \tau)$  είναι μια μιγαδική Gauss τυχαία διαδικασία με μεταβλητή την  $t$ . Η περιβάλλουσα της, ως εκ τούτου σε κάθε στιγμιαίο  $t$  ακολουθεί την κατανομή Rayleigh. Το εξαρτώμενο απ' το χρόνο  $\tau_m(t)$  στο  $\exp(-j2\pi f_c \tau_m(t))$  αποτυπώνει το φαινόμενο Doppler και την μεταβολή στο φάσμα που αυτό προκαλεί.

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Fourier λαμβάνοντας υπ' όψιν την μεταβλητή  $\tau$ , έχουμε τότε την απόκριση χρόνου-συχνότητας του εξαρτώμενου απ' το χρόνο καναλιού (time-frequency channel response):

$$h(f, t) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(-j(\theta_m + 2\pi F_D t - 2\pi f \tau_m)) \quad (2.32)$$

Εδώ εκφράζουμε ξανά την  $2\pi f \tau_m(t)$  σαν  $(2\pi F_D t + \theta_m)$  όπου  $F_D$  είναι η συχνότητα Doppler και  $\theta_m$  μια τυχαία φάση που αποδίδεται στο  $m$  μονοπάτι.

Στις περισσότερες αναλύσεις, χρησιμοποιείται το μοντέλο του ευρείας έννοιας στατικό ασυσχέτιστο κανάλι με σκέδαση (wide-sense stationary uncorrelated scattering channel-WSSYS). Τα στατιστικά χαρακτηριστικά του περιγράφονται από το πίνακα συνδιακύμανσης:

$$R_h(\Delta f, \Delta t) = E\{h(f; t) h^*(f - \Delta f; t - \Delta t)\} \quad (2.33)$$

Διάφορα προφίλ μπορούν να εξαχθούν από τις συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης:

- Η συνάρτηση συσχέτισης συχνότητας (*frequency correlation function*):  $p_h(\Delta f) = R_h(\Delta f, 0)$ , ποσοτικοποιεί την συσχέτιση του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας. Το εύρος του  $p_h(\Delta f)$  ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής  $B_c$  και είναι το εύρος των συχνοτήτων στο οποίο το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί επίπεδο.
- Το προφίλ ισχύος καθυστέρησης (*delay power profile*):  $p_h(\tau) = F^{-1}\{p_h(\Delta f)\}$ , ποσοτικοποιεί τις διαχυτικές ιδιότητες του καναλιού. Το εύρος του  $p_h(\tau)$  είναι γνωστό σαν καθυστέρηση μονοπατιού (multipath delay spread)  $\tau_{max}$ . Η τετραγωνική ρίζα της μέσης τετραγωνικής τιμής της καθυστέρησης  $\tau_{rms}$  ορίζεται ως η τετραγωνική ρίζα της δεύτερης στιγμής του προφίλ ισχύος καθυστέρησης. Στην πράξη, χρησιμοποιούμε συχνά την παρακάτω εκτίμηση:

$$B_c = \frac{1}{5\tau_{rms}}$$

- Η συνάρτηση συσχέτισης χρόνου (*time correlation function*):  $p_h(\Delta t) = R_h(0, \Delta t)$ , ποσοτικοποιεί την εξαρτώμενη από το χρόνο φύση του καναλιού. Ο μετασχηματισμός Fourier του είναι το φάσμα ισχύος Doppler (*Doppler power spectrum*)  $\Phi_h(\nu) = F\{p_h(\Delta t)\}$ . Το εύρος του  $\Phi_h(\nu)$ , το οποίο ονομάζεται εξάπλωση Doppler (Doppler spread)  $B_D$ , ορίζεται ως το εύρος των συχνοτήτων στο οποίο το φάσμα Doppler είναι πρακτικά μηδέν. Το αντίστροφο της εξάπλωσης Doppler,

$$T_c = 1/B_D$$

ορίζεται ως ο χρόνος συνοχής του καναλιού, ο οποίος είναι ένας στατιστικός δείκτης που δείχνει το περιθώριο χρόνου στο οποίο η απόκριση καναλιού είναι ουσιαστικά ανεξάρτητη.

Για να έχουμε διαλείψεις Rayleigh με φάσμα Jakes και ένα εκθετικά μειούμενο προφίλ ισχύος καθυστέρησης με RMS τιμή  $\tau_{rms}$ , επιλέγονται οι παρακάτω συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας:

$$p_\theta(\theta) = 1/2\pi \quad (2.34)$$

$$p_F(F_D) = \frac{1}{\pi F_{D,max} \sqrt{1 - (F_D/F_{D,max})^2}} \quad (2.35)$$

$$p_\tau(\tau) = \frac{\exp(-\tau/\tau_{rms})}{\tau_{rms} (1 - \tau_{max}/\tau_{rms})} \quad (2.36)$$

Συνοπτικά έχουμε,

- Οι διαλείψεις περιβάλλουσας επηρεάζουν την ισχύ του σήματος και ως εκ τούτου πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψιν ένα περιθώριο διαλείψεων κατά τον σχεδιασμό της ζεύξης σ' ένα ασύρματο σύστημα. Ο έλεγχος ισχύος και οι

τεχνικές χωρικής διαφορικότητας είναι από τα πιο δημοφιλή μέσα για να αντιμετωπίσουν τις διαλείψεις περιβάλλουσας.

- Οι διαλείψεις που είναι επιλεκτικές ως προς την συχνότητα μεταβάλλουν την κυματομορφή του σήματος ως εκ τούτου την ικανότητα για ανίχνευση. Παραδοσιακά, χρησιμοποιείται η εξίσωση καναλιού για να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο. Εναλλακτικά μπορεί κανείς να μεταφέρει ένα ευρείας ζώνης σήμα με το να το χωρίσει σε στενής ζώνης υπο-σήματα, όπως θα συζητηθεί παρακάτω.
- Οι επιλεκτικές στο χρόνο διαλείψεις μεταβάλλουν το φάσμα και εισάγουν διακυμάνσεις πολύ γρήγορες για τον έλεγχο ισχύος. Σύμπλεξη χρόνου και τεχνικές διαφορικότητας είναι τα πιο δραστηκά μέσα για την αντιμετώπιση των επιλεκτικών στο χρόνο διαλείψεων [5].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

### ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΟΥ OFDM

#### 3.1 Ορθογωνιότητα

Η ορθογωνιότητα μεταξύ σημάτων ισχύει όταν αυτά είναι αμοιβαία ανεξάρτητα και εξασφαλίζει τη μετάδοση πολλαπλών σημάτων σε ένα κοινό κανάλι και την ανίχνευσή τους χωρίς παρεμβολές. Τυχόν απώλεια της οδηγεί σε ανεπιθύμητη μίξη των σημάτων και συνεπώς σε υποβιβασμό της ποιότητας του συστήματος, γεγονός που την καθιστά βασική επιδίωξη σε κάθε τεχνική μετάδοσης. Η TDM διατηρεί από τη φύση της την ορθογωνιότητα, αφού επιτρέπει σε κάθε χρονική σχισμή τη μετάδοση από μία μόνο πηγή πληροφορίας. Από την άλλη, οι FDM τεχνικές επιτυγχάνουν την ορθογωνιότητα με το να αφήνουν μεγάλα διαστήματα ασφαλείας μεταξύ των καναλιών.

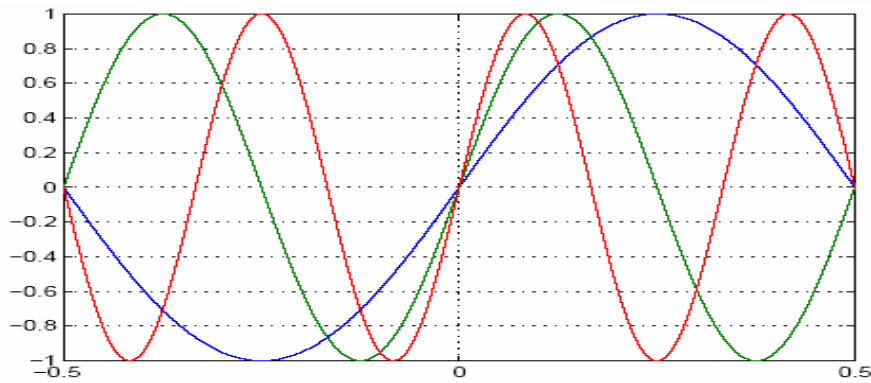
Η διαφοροποίηση του OFDM έγκειται στο ότι τα subcarriers κάθε σήματος τοποθετούνται έχοντας τη μικρότερη θεωρητικά δυνατή απόσταση μεταξύ τους – γεγονός που συντελεί στην αποδοτικότερη αξιοποίηση του φάσματος- ενώ ταυτόχρονα διατηρείται η ορθογωνιότητα. Για να επιτευχθεί αυτό όμως, πρέπει να πληρούνται οι παρακάτω προϋποθέσεις :

i) Κάθε subcarrier να έχει ακέραιο αριθμό περιόδων (κύκλων) στη διάρκεια συμβόλου  $T_s$  και ο αριθμός των κύκλων μεταξύ γειτονικών subcarriers να διαφέρει ακρίβως κατά ένα

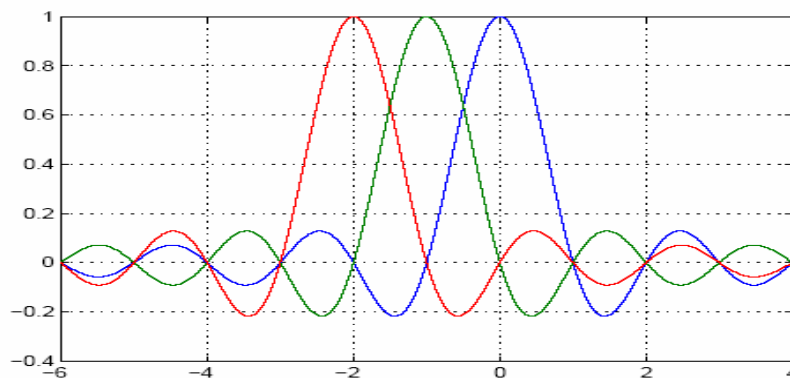
ii) Το μέγιστο στο φάσμα του κάθε subcarrier να συμπίπτει με τα φασματικά μηδενικά των υπολοίπων. Πιο αναλυτικά, κάθε OFDM σύμβολο αποτελείται από ένα σύνολο ημιτόνων, κάθε ένα από τα οποία αντιστοιχεί σε ένα subcarrier, του οποίου η συχνότητα βασικής ζώνης επιλέγεται έτσι, ώστε να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του αντιστρόφου της διάρκειας συμβόλου ( $f_n = n/T_s$ ). Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται για κάθε subcarrier ο ακέραιος αριθμός περιόδων στο διάστημα  $T_s$ , ο οποίος αυξάνεται σύμφωνα με τον  $n$ . Αντίστοιχα, στο πεδίο της συχνότητας, το φάσμα ενός συμβόλου είναι η συνέλιξη Dirac παλμών τοποθετημένων στις θέσεις  $f_n$  με το φάσμα ενός τετραγωνικού παλμού, που είναι ένα στη διάρκεια συμβόλου και μηδέν αλλού. Ως γνωστό το φάσμα τετραγωνικού παλμού είναι η συνάρτηση  $\text{sinc}(\pi f T_s)$ , που είναι μηδενική στις συχνότητες  $f_n$ , γεγονός που εξηγεί την εμφάνιση του μεγίστου κάθε φάσματος στις θέσεις μηδενισμού όλων των υπολοίπων. Πρέπει να σημειωθεί ωστόσο, ότι για την ικανοποίηση των δύο προϋποθέσεων της ορθογωνιότητας τόσο το πλάτος όσο και η φάση των subcarriers πρέπει να παραμένουν συνεχής στη διάρκεια του συμβόλου. Σε διαφορετική περίπτωση το σχήμα του φάσματός τους δε θα έχει την επιθυμητή μορφή και κατ'επέκτασιν τα μηδενικά δε θα βρίσκονται στις σωστές συχνότητες προκαλώντας ICI (Intercarrier Interference). Όσο διατηρείται η ορθογωνιότητα λοιπόν, ο δέκτης δεν αντιμετωπίζει πρόβλημα στο να αποδιαμορφώσει κάθε ένα από τα subcarriers χωρίς παρεμβολή από τα υπόλοιπα, παρά τη φασματική τους επικάλυψη, εφόσον χρησιμοποιούνται τα σημεία μεγιστοποίησης.

Τα προαναφερθέντα απεικονίζονται τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και της συχνότητας, στα ακόλουθα σχήματα :





**Σχήμα 30:** Το σύμβολο OFDM στο πεδίο του χρόνου για τρεις φέρουσες



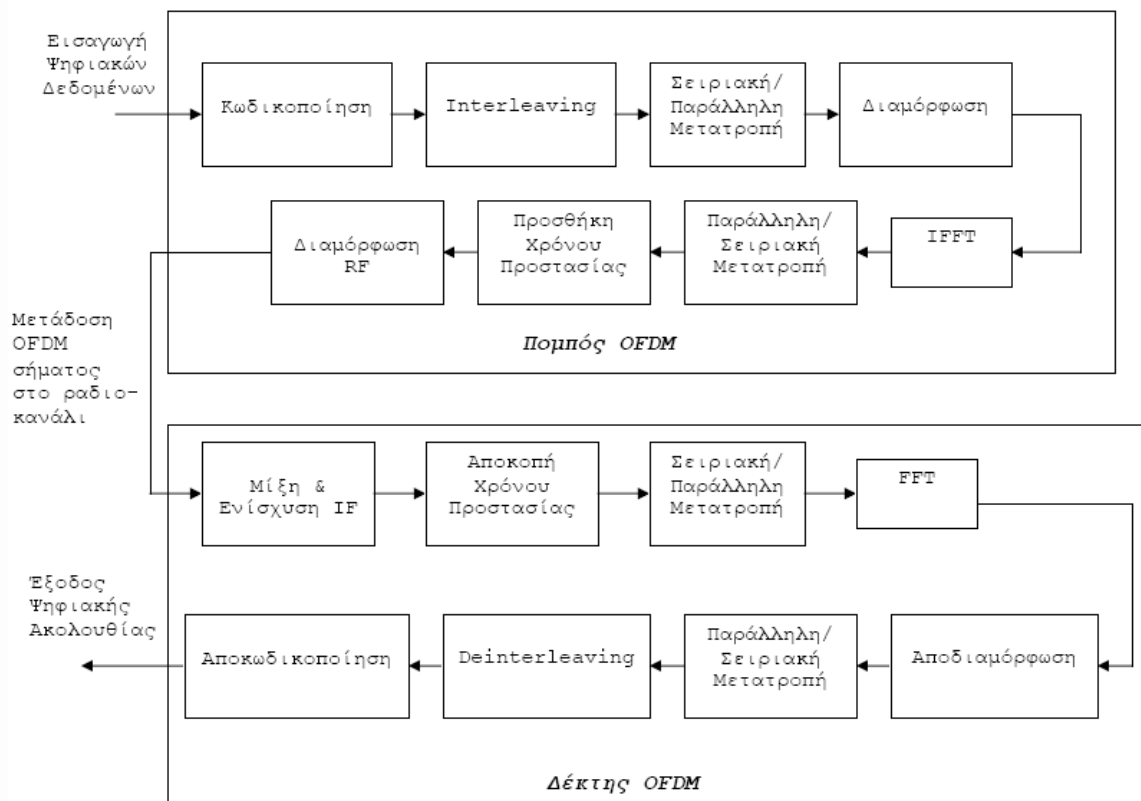
**Σχήμα 31:** Το σύμβολο OFDM στο πεδίο της συχνότητας για τρεις φέρουσες

### 3.2 Παραγωγή και λήψη σημάτων OFDM

Τα σήματα OFDM παράγονται ως επί το πλείστον ψηφιακά, εξαιτίας της πολυπλοκότητας που θα εισήγαγε η τοποθέτηση πολλαπλών τοπικών ταλαντωτών στην αναλογική τεχνολογία.

Αρχικά επιλέγεται το απαιτούμενο φάσμα με βάση την πληροφορία και το χρησιμοποιούμενο σχήμα διαμόρφωσης, ενώ σε κάθε subcarrier ανατίθενται κάποια δεδομένα προς μετάδοση. Το πλάτος και η φάση που αντιστοιχούν σε κάθε subcarrier υπολογίζονται από τον τύπο διαμόρφωσης και στη συνέχεια το φάσμα μετατρέπεται στο πεδίο του χρόνου μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT).

Πριν τη μετάδοση, προηγείται η μίξη του παραγόμενου σήματος βασικής ζώνης με την κατάλληλη συχνότητα. Στο δέκτη πραγματοποιείται η αντίστροφη διαδικασία, ο υποβιβασμός δηλαδή στη βασική ζώνη συχνοτήτων και η ανάλυση του σήματος στο πεδίο της συχνότητας μέσω του μετασχηματισμού Fourier (FFT) με στόχο την τελική αναπαραγωγή του ψηφιακού σήματος. Στο διάγραμμα που ακολουθεί παρουσιάζονται αναλυτικά τα στάδια επεξεργασίας του σήματος στον πομπό και στο δέκτη.



Σχήμα 32 : Μπλοκ διάγραμμα πομποδέκτη OFDM.

### 3.3 Κωδικοποίηση

Σε ένα κανάλι που υποφέρει από διαλείψεις εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης όλα τα subcarriers φθάνουν στο δέκτη με διαφορετικά πλάτη και μάλιστα κάποια από αυτά κινδυνεύουν να χαθούν τελείως λόγω βαθέων διαλείψεων. Παρόλο που η ανίχνευση των περισσότερων subcarriers είναι δυνατή χωρίς λάθη, ο συνολικός ρυθμός λαθών ανά bit (Bit Error Rate – BER) κυριαρχείται από τα λίγα subcarriers με τα μικρότερα πλάτη, για τα οποία η πιθανότητα λάθους εκτιμάται ότι είναι 0.5. Για να αποφευχθεί το πρόβλημα αυτό εφαρμόζεται στο σύστημα κωδικοποίηση διόρθωσης λαθών έτσι, ώστε τα λάθη των αδύναμων subcarrier να διορθώνονται έως ένα βαθμό, ανάλογα με το είδος κωδικοποίησης και τη φύση του καναλιού. Μία ισχυρή κωδικοποίηση οδηγεί σε ένα σύστημα, όπου η απόδοση καθορίζεται από τη μέση λαμβανόμενη ισχύ και όχι από εκείνη των λίγων αδύναμων subcarriers.

Τα είδη των κωδίκων που χρησιμοποιούνται είναι οι κώδικες block, οι συνελκτικοί κώδικες και ο συνδυασμός αυτών. Στην πρώτη κατηγορία, μια ομάδα  $k$  συμβόλων κωδικοποιείται, με την προσθήκη επιπλέον συμβόλων, σε  $n$  σύμβολα ( $n > k$ ) με στόχο την αύξηση της ελάχιστης απόστασης Hamming, δηλαδή του ελάχιστου αριθμού διαφορετικών συμβόλων ανάμεσα σε οποιοδήποτε ζευγάρι κωδικών λέξεων. Οι πιο διαδεδομένοι κώδικες block είναι οι κώδικες Reed-Solomon, οι οποίοι ενδείκνυνται για κανάλια με ριπές λαθών, όπως μια OFDM ζεύξη, και μπορούν να διορθώσουν ένα συγκεκριμένο αριθμό λανθασμένων bit, όσο όμως αυτά βρίσκονται εντός ορισμένου

αριθμού συμβόλων. Οι συνελκτικοί κώδικες αντιστοιχούν μέσω συνέλιξης  $k$  ψηφία μιας συνεχόμενης ακολουθίας σε  $n$  ψηφία εξόδου και υλοποιούνται με απλούς καταχωρητές ολίσθησης και modulo-2 αθροιστές. Μέτρο της απόδοσής τους αποτελεί το κέρδος κωδικοποίησης, που ορίζεται ως το κέρδος στο λόγο πυκνότητας της ενέργειας ψηφίου προς το θόρυβο ( $E_b/N_0$ ) σε σχέση με ένα μη κωδικοποιημένο σύστημα για συγκεκριμένο BER. Παράλληλα υπάρχει η δυνατότητα συνδυασμού των δύο ειδών κωδικοποίησης, βασικό πλεονέκτημα του οποίου είναι η επίτευξη μεγάλου κέρδους κωδικοποίησης με μικρότερη πολυπλοκότητα υλοποίησης. Συγκριτικά όμως με ένα σύστημα απλού κώδικα παρουσιάζεται μεγαλύτερη καθυστέρηση που επιδρά ιδιαίτερα αρνητικά στις επικοινωνίες πακέτου.

### 3.3.1 Interleaving

Οι περισσότεροι κώδικες διόρθωσης λαθών δεν είναι σχεδιασμένοι ώστε να αντιμετωπίζουν ριπές λαθών, αλλά αποδίδουν καλύτερα όταν τα λάθη είναι ομοιόμορφα κατανεμημένα στο σύνολο των φερουσών. Για το λόγο αυτό τα συστήματα υιοθετούν τη μέθοδο του interleaving στη σειριακή ακολουθία των bits με σκοπό την τυχαία εμφάνιση των λανθασμένων bits. Στον πομπό τα κωδικοποιημένα bits συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο, που εξασφαλίζει ότι, μετά το interleaving, ανάμεσα σε γειτονικά bits παρεμβάλλονται αρκετά άλλα. Στο δέκτη πραγματοποιείται ο αντίστροφος συνδυασμός πριν την αποκωδικοποίηση για την ανάκτηση της αρχικής ακολουθίας με την ταυτόχρονη όμως διασπορά των λαθών στο χρόνο. Ένα ευρέως διαδεδομένο σχήμα interleaving είναι ο block interleaver, στον οποίο τα δεδομένα εισάγονται σε ένα πίνακα κατά στήλες και εξάγονται κατά γραμμές. Εν γένει το interleaving είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί σε επίπεδο συμβόλου ή bit με block ή συνελκτικούς interleavers.

### 3.3.2 Μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή

Σε γενικές γραμμές τα προς μετάδοση δεδομένα εισάγονται στον πομπό σε σειριακή μορφή με κάθε σύμβολο να φέρει 40 – 4.000 bits, γεγονός που καθιστά απαραίτητη τη μετατροπή των σειριακών δεδομένων σε παράλληλη μορφή. Ο αριθμός των bits ανά σύμβολο εξαρτάται από τον τύπο διαμόρφωσης και τον αριθμό των subcarriers. Στο δέκτη γίνεται η αντίστροφη διαδικασία μετατροπής των δεδομένων στη σειριακή τους μορφή.

## 3.4 Μετασχηματισμοί Fourier

Μετά το στάδιο της διαμόρφωσης των φερόντων, όπου το σήμα βρίσκεται στο πεδίο της συχνότητας, χρησιμοποιείται αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier (Inverse Fast Fourier Transform – IFFT), ώστε να επιτευχθεί η μετατροπή αυτού στο πεδίο του χρόνου. Ο IFFT δέχεται ως είσοδο έναν αριθμό μιγαδικών σημείων δεδομένων, κάθε ένα από τα οποία καλείται bin και αντιστοιχεί σε ένα μεμονωμένο subcarrier. Σε όλες σχεδόν τις περιπτώσεις ο αριθμός των δειγμάτων εισόδου  $N$  επιλέγεται να είναι μια δύναμη του δύο, με τις περισσότερες εισόδους να φέρουν διαμορφωμένα δεδομένα και τις εξωτερικές να μηδενίζονται, παρέχοντας συχνοτικά κενά, για λόγους ασφαλείας. Οι παράλληλες έξοδοι του IFFT μετατρέπονται σε σειριακή μορφή, εφόσον η μετέπειτα επεξεργασία τους το απαιτεί. Ο ευθύς μετασχηματισμός Fourier

(Fast Fourier Transform – FFT) εφαρμόζεται στο δέκτη για την απεικόνιση του ληφθέντος στο πεδίο του χρόνου σήματος στο αντίστοιχό του συχνοτικό φάσμα, αφού προηγηθεί η μετατροπή του λαμβανόμενου σήματος σε παράλληλη μορφή, η δειγματοληψία του και η δημιουργία ενός διάνυσματος από το σύνολο των  $N$  δειγμάτων. Σε αυτό το διάνυσμα πραγματοποιείται ο FFT με την εύρεση της αντίστοιχης κυματομορφής, που παράγεται από ένα σύνολο ορθογωνικών ημιτονοειδών συνιστωσών, τα πλάτη και οι φάσεις των οποίων αντιπροσωπεύουν το φάσμα του σήματος. Το αποτέλεσμα είναι μια εκτίμηση των αρχικά μεταδιδόμενων δεδομένων.

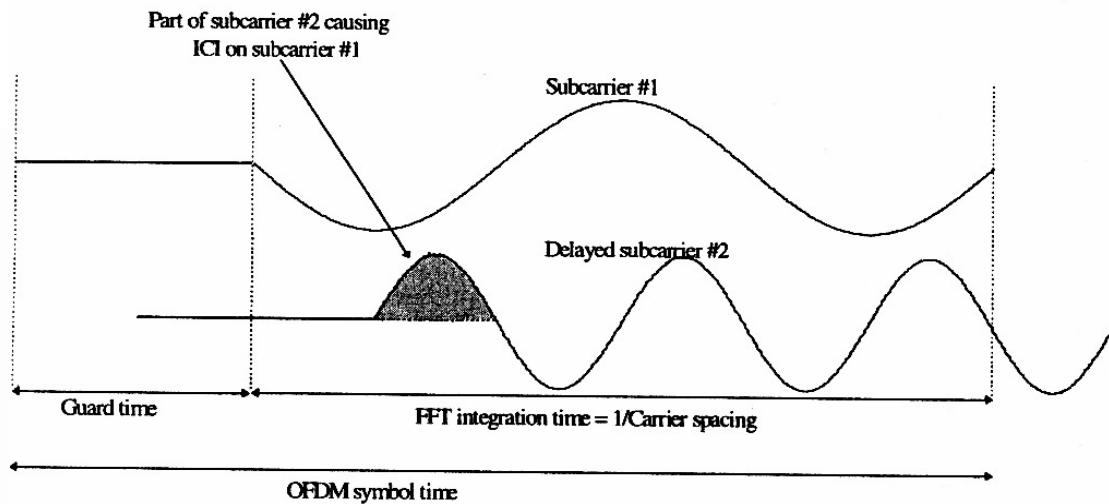
Η εφαρμογή των μετασχηματισμών Fourier συνιστά μια οικονομική και εύκολη υλοποίηση για την μετατροπή του προϊόντος της διαμόρφωσης από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου και αντιστρόφως, η οποία διατηρεί ταυτόχρονα την ορθογωνιότητα των φερόντων των OFDM σημάτων.

Σε αντίθεση με την αναλογική υλοποίηση του OFDM, που θα απαιτούσε πολλαπλούς τοπικούς ταλαντωτές, κάθε ένας από τους οποίους θα έπρεπε να λειτουργεί με μικρό ποσοστό θορύβου και ολίσθησης για τη διατήρηση της ορθογωνιότητας, οι μετασχηματισμοί Fourier παρέχουν μια ταχεία και οικονομική ψηφιακή υλοποίηση. Επιπλέον, για την εφαρμογή του Fourier μετασχηματισμού διατίθενται υψηλά αποδοτικές δομές, οι λεγόμενες butterfly δομές, που μειώνουν την πολυπλοκότητα του συστήματος. Έτσι ο Fourier μετασχηματισμός δεν απαιτεί, στην πραγματικότητα, πλήρεις πολλαπλασιασμούς, αλλά στροφές φάσης που υλοποιούνται πολύ πιο εύκολα από τους αλγορίθμους, με αποτέλεσμα τη λογαριθμική αύξηση της πολυπλοκότητας σε συνάρτηση με τις εισόδους.

### 3.5 Χρόνος Προστασίας

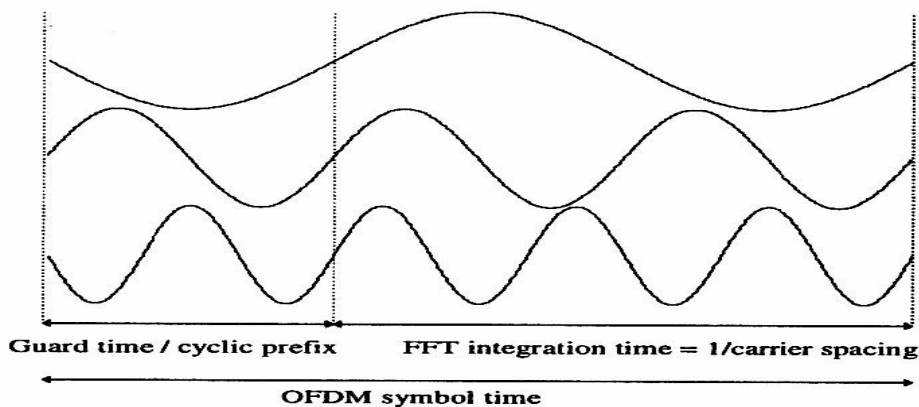
Είναι γνωστό ότι ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα του OFDM συστήματος είναι το υψηλό επίπεδο της ανθεκτικότητάς του σε διασπορά καθυστέρησης λόγω πολυόδης διάδοσης. Προκειμένου να αυξηθεί περαιτέρω η ανθεκτικότητα αυτή, προστίθεται στην αρχή κάθε συμβόλου ένας χρόνος προστασίας (Guard Interval - GI), ο οποίος μπορεί να αντιμετωπίσει αποτελεσματικά τη διασυμβολική παρεμβολή. Πρόκειται για μία κυκλική επέκταση του σήματος, που προστίθεται στην αρχή της κυματομορφής του, διαδικασία που λαμβάνει χώρα στον πομπό μετά το στάδιο του IFFT. Στο δέκτη το επιπλέον αυτό τμήμα αφαιρείται από κάθε σύμβολο πριν την εφαρμογή του FFT.

Αρχικά είχε προταθεί ο χρόνος προστασίας είτε να μη φέρει πληροφορία είτε να είναι ο μισός μηδενικός και ο υπόλοιπος κυκλική επέκταση του σήματος [10], κάτι που θα βοηθούσε πιθανώς στην ανάκτηση του συγχρονισμού μεταξύ των συμβόλων με απλή εφαρμογή φώρασης περιβάλλουσας. Το μειονέκτημα όμως της χρήσης μηδενικών διαστημάτων φύλαξης έγκειται στο ότι δεν προσφέρουν ανοχή σε πολυδιαδρομική διάδοση και εγείρουν το πρόβλημα της παρεμβολής μεταξύ των subcarriers (ICI), αφού χάνεται η ορθογωνιότητά τους, όπως φαίνεται και στο σχήμα που ακολουθεί. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα ο δέκτης κατά την αποδιαμόρφωση του πρώτου subcarrier αντιμετωπίζει την παρεμβολή της καθυστερημένης έκδοσης του δεύτερου, καθώς εντός του διαστήματος του FFT η διαφορά των περιόδων των δύο subcarriers δεν είναι ακέραιος αριθμός. Ταυτόχρονα και το δεύτερο subcarrier υφίσταται την παρεμβολή του πρώτου για τον ίδιο λόγο.



**Σχήμα 33:** Επίδραση της πολλαπλής διάδοσης με μηδενικό σήμα ως χρόνο προστασίας.

Αντιθέτως, η καθιερωμένη μορφή του χρόνου προστασίας η οποία αφορά στην κυκλική επέκταση του σήματος (Cyclic Prefix – CP) είναι αυτή που εξασφαλίζει ότι οι καθυστερημένες εκδόσεις του OFDM συμβόλου θα έχουν πάντοτε ακέραιο αριθμό περιόδων στο διάστημα του FFT, αρκεί βέβαια η καθυστέρηση να είναι μικρότερη του χρόνου προστασίας. Πιο αναλυτικά, η τοποθέτηση ενός αντιγράφου από το τέλος στην αρχή του συμβόλου, επεκτείνει αποτελεσματικά το μήκος του δίχως ασυνέχειες στα σημεία ενώσεων, διατηρώντας ακέραιο τον αριθμό των περιόδων. Το ακόλουθο σχήμα απεικονίζει όσα προαναφέρθηκαν.



**Σχήμα 34 :** Σύμβολο OFDM με κυκλική επέκταση ως χρόνο προστασίας.

Με την εφαρμογή του CP το συνολικό μήκος του συμβόλου γίνεται  $TS = TG + TFFT$ , όπου TG η διάρκεια του χρόνου προστασίας και TFFT το μέγεθος του IFFT για την παραγωγή του σήματος. Η επέκταση αυτή της διάρκειας συμβόλου συντελεί στην προστασία τόσο από διασυμβολική παρεμβολή όσο και από λάθη εξαιτίας του time-offset στο δέκτη [2].

Λόγω της διαμόρφωσης των subcarriers, στα όρια των συμβόλων εμφανίζονται απότομες αλλαγές του πλάτους και της φάσης. Σε πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα, όμως, η διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference – ISI) προκαλεί την εξάπλωση της ενέργειας μεταξύ των συμβόλων, με αποτέλεσμα την εμφάνιση προσωρινών αλλαγών στο πλάτος και τη φάση του subcarrier στην αρχή του συμβόλου, το μήκος των οποίων αντιστοιχεί στη διασπορά καθυστέρησης του

ραδιοδιαύλου. Το περιοδικό σήμα είναι αποτέλεσμα της χρονικής διαφοράς στην άφιξη των συνιστωσών κατά την πολύοδη διάδοση, που αλλάζουν το αφικνυόμενο δiάνυσμα του subcarrier. Αυτό που επιτυγχάνεται με την προσθήκη του GI είναι η διάθεση του απαραίτητου χρόνου για την εξασθένιση του προσωρινού τμήματος του σήματος έτσι, ώστε ως είσοδος του FFT να λαμβάνεται το ανεπηρέαστο τμήμα του σήματος. Με την προϋπόθεση επομένως ότι το διάστημα φύλαξης είναι μεγαλύτερο από την εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης, περιορίζεται μέχρι ενός σημείου η επίδραση του ISI, χωρίς όμως να είναι δυνατή η πλήρης αντιμετώπισή του, εξαιτίας της αργής εξασθένισης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στην πράξη.

Παράλληλα, η χρήση της κυκλικής επέκτασης του σήματος ενισχύει την ανοχή του συστήματος σε λάθη συγχρονισμού. Στο δέκτη λαμβάνονται TG + TFFT δείγματα, από τα οποία όμως μόνο τα TFFT απαιτούνται για την αποκωδικοποίηση του σήματος, καθώς το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier πρέπει να είναι το ίδιο σε πομπό και δέκτη σε ένα σύστημα OFDM με τον ίδιο ρυθμό δειγματοληψίας στις δύο ζεύξεις. Σε ένα ιδανικό κανάλι δίχως πολυδιαδρομική διάδοση η λήψη των δειγμάτων που απαιτούνται για την εφαρμογή του FFT μπορεί να ξεκινήσει από οποιοδήποτε σημείο εντός του GI – χρόνος που ορίζεται ως time offset - χωρίς να διαταραχθεί ο αριθμός των δειγμάτων ή να ξεπεραστούν τα όρια του συμβόλου. Χάρη στην κυκλική φύση του GI η αλλαγή του time offset απλά επιφέρει μια ανάλογη της συχνότητας κάθε subcarrier στροφή φάσης, ενώ στην περίπτωση που το time offset διατηρείται σταθερό από σύμβολο σε σύμβολο, η προκαλούμενη στροφή φάσης μπορεί να απομακρυνθεί σε μετέπειτα στάδιο της επεξεργασίας του σήματος. Σε ένα πολυδιαδρομικό περιβάλλον το ISI μειώνει το ενεργό μήκος του χρόνου προστασίας, οδηγώντας σε αντίστοιχη μείωση του επιτρεπτού λάθους συγχρονισμού.

Από τα παραπάνω διαφαίνεται ότι η επίλογη του σωστού χρόνου προστασίας είναι κρίσιμη για την αποτελεσματική σχεδίαση μιας OFDM ζεύξης. Η παρουσία του από τη μία παρέχει προστασία από διασπορά καθυστέρησης και μειώνει το ICI, από την άλλη όμως μειώνει το λόγο σήματος προς θόρυβο (Signal-to-Noise Ratio - SINR) καθώς και τη φασματική απόδοση. Επομένως το μήκος του χρόνου προστασίας προκύπτει ως συμβιβασμός αυτών των απαιτήσεων και όχι λαμβάνοντας υπ' όψιν τις χειρότερες συνθήκες του καναλιού. Συνήθως επιλέγεται να είναι 10% της διάρκειας του OFDM συμβόλου.

### 3.6 Διαμόρφωση RF

Το σήμα που έχει προκύψει βρίσκεται στη βασική ζώνη και επομένως πρέπει να πραγματοποιηθεί η μίξη αυτού με την κατάλληλη συχνότητα πριν τη μετάδοσή του. Κάτι τέτοιο υλοποιείται είτε με αναλογική μέθοδο είτε με ψηφιακή, με τη δεύτερη να είναι πιο ακριβής χάρη στη βελτιωμένη αντιστοίχιση των I και Q καναλιών καθώς και στην ακρίβεια φάσης του ψηφιακού IQ διαμορφωτή.

Κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος είναι σημαντικό να καθορίζονται οι βασικές παράμετροι λειτουργίας του. Οι τιμές αυτών προσδιορίζονται με γνώμονα την ικανοποίηση του στόχου για την ταυτόχρονη επίτευξη βέλτιστης χωρητικότητας, έκτασης κάλυψης, ποιότητας υπηρεσίας και κόστους υλοποίησης. Η *κεντρική συχνότητα*  $f_c$  και το *εύρος ζώνης συχνοτήτων*  $BW$  διατίθενται σε κάθε σύστημα βάσει κανονισμών που τίθενται από τους οργανισμούς της Διεθνούς Ένωσης Τηλεπικοινωνιών (International Telecommunication Union – ITU). Οι εν λόγω οργανισμοί έχουν προκαθορίσει για κάθε φασματική περιοχή τη μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύ εκπομπής.

### 3.7 Παράμετροι OFDM Συστήματος

Ανάλογα με το περιβάλλον υλοποίησης του συστήματος, ο οποίος μπορεί να είναι είτε εσωτερικός (κτίρια) είτε εξωτερικός, όπου δίνεται η μέγιστη ταχύτητα εξυπηρετούμενου χρήστη, προκύπτει το είδος και το πλήθος των κυψελών και κατ'επέκτασιν των Σταθμών Βάσης (BS), που ενδείκνυνται για το συγκεκριμένο σύστημα. Επιπλέον, καθορίζονται τα χαρακτηριστικά των κεραιών τόσο των BS όσο και των Κινητών Τερματικών (MT), που αφορούν στα ύψη και τα κέρδη τους, στη μέγιστη ισχύ εκπομπής και στο *noise figure* τους, ενώ από την  $f_c$  και το περιβάλλον διάδοσης προσδιορίζονται τα χαρακτηριστικά του διαύλου (*διασπορά καθυστέρησης, εύρος ζώνης συνοχής και χρόνος συνοχής*). Όσον αφορά σε ένα OFDM σύστημα είναι απαραίτητη η επιλογή μιας σειράς περαιτέρω παραμέτρων για τη βέλτιστη δυνατή λειτουργία του.

#### 3.7.1 Χρόνος Προστασίας

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο χρόνος προστασίας που προστίθεται στην αρχή κάθε συμβόλου αποτελεί κυκλική επέκταση αυτού και στόχος του είναι να προσδώσει στο σύστημα αυξημένη ανοχή σε διασπορά καθυστέρησης λόγω πολύοδης διάδοσης. Παρόλο που πρέπει ο χρόνος προστασίας να παραμένει μεγαλύτερος από τη διασπορά καθυστέρησης έτσι, ώστε να διατηρείται η ορθογωνιότητα των subcarriers, δεν μπορεί να είναι αυθαίρετα μεγάλος, καθώς κάτι τέτοιο θα οδηγούσε στη σημαντική μείωση του σηματοθορυβικού λόγου και της φασματικής απόδοσης. Για το λόγο αυτό η τιμή του είναι κατά κανόνα δύο με τέσσερις φορές η rms τιμή της διασποράς καθυστέρησης και αποτελεί συνήθως το 10% της διάρκειας συμβόλου, γεγονός που επιφέρει ανεκτές απώλειες.

#### 3.7.2 Μέγεθος του FFT

Ο αριθμός των δειγμάτων που χρησιμοποιούνται ως είσοδοι στον FFT/IFFT επιλέγεται σύμφωνα με το φασματικό εύρος του καναλιού και το περιβάλλον διάδοσης. Το μέγεθος του μετασχηματισμού αποτελεί δύναμη του δύο και μάλιστα αυτή που εξασφαλίζει επαρκείς θέσεις για την εισαγωγή των data subcarriers, των πιλοτικών subcarriers και των απαραίτητων για την ασφάλεια μηδενικών εισόδων. Ο αριθμός των data subcarriers καθορίζεται με βάση την ανάγκη για ασφαλή και σωστή μετάδοση των δεδομένων ανά χρήστη, ακόμα και σε περιπτώσεις απώλειας κάποιων subcarriers εξαιτίας διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα.

#### 3.7.3 Απόσταση μεταξύ των subcarriers

Σε ένα OFDM σύστημα επιτυγχάνεται εξοικονόμηση του φάσματος, καθώς χάρη στην ορθογωνιότητα των subcarriers είναι δυνατή η τοποθέτηση των καναλιών σε μικρές αποστάσεις μεταξύ τους χωρίς την ανάγκη για επιπλέον εύρος προστασίας. Συγκεκριμένα το διάστημα ανάμεσα στα subcarriers προκύπτει από το λόγο του εύρους ζώνης του διαύλου προς το μέγεθος του FFT, ενώ πρέπει να διατηρείται μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής έτσι, ώστε τα κανάλια να μπορούν να θεωρηθούν επίπεδα.

### 3.7.4 Χρόνος Συμβόλου

Σημαντική ιδιότητα της τεχνικής OFDM είναι η αύξηση της διάρκειας συμβόλου, που έχει ως αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη ανθεκτικότητα σε διασπορά καθυστέρησης λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης. Ωστόσο, ο χρόνος συμβόλου δεν επιτρέπεται να αυξάνει απεριόριστα, διότι αυτό συνεπάγεται ολοένα μεγαλύτερο αριθμό subcarriers με μικρότερη μεταξύ τους απόσταση. Κάτι τέτοιο δεν είναι επιθυμητό, καθώς επιφέρει σημαντική πολυπλοκότητα στην υλοποίηση του συστήματος και ευαισθησία σε θόρυβο φάσης και θέτει σε κίνδυνο την ευστάθεια της συχνότητάς του. Ειδικότερα, το στενό εύρος ζώνης των subcarriers ενισχύει το πρόβλημα τόσο των λαθών στους τοπικούς ταλαντωτές όσο και της ολίσθησης Doppler, αφού ακόμη και μικρές μεταβολές στη φάση και τη συχνότητα προκαλούν σημαντικό ICI. Στην πράξη, ο χρόνος συμβόλου χωρίς τα διαστήματα προστασίας προκύπτει ως το αντίστροφο της απόστασης μεταξύ των subcarriers.

### 3.7.5 Είδος Διαμόρφωσης

Το σχήμα διαμόρφωσης είναι αυτό που καθορίζει το ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να υποστηριχθεί από το σύστημα και μάλιστα, σύμφωνα με θεωρητικά αποτελέσματα, οποιοσδήποτε αυθαίρετος ρυθμός μετάδοσης μπορεί να επιτευχθεί από ένα συνεχές σύνολο σχημάτων διαμόρφωσης. Στην πράξη όμως, σε ένα σύστημα OFDM είναι διαθέσιμος ένας πεπερασμένος και διακριτός αριθμός τέτοιων σχημάτων, με πιο συνηθισμένα τα BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM, τα οποία ορίζουν ένα επίσης πεπερασμένο και διακριτό σύνολο πιθανών ρυθμών μετάδοσης.

Προνόμιο του OFDM αποτελεί η δυνατότητα επιλογής διαφορετικού τύπου διαμόρφωσης για κάθε subcarrier, ενώ σε κάποιες περιπτώσεις αυτός μπορεί να αλλάζει με το χρόνο, οπότε εφαρμόζεται Adaptive Modulation. Συγκεκριμένα, αφού προηγηθεί η εκτίμηση της κατάστασης του καναλιού, στα αδύναμα subcarriers αποδίδεται χαμηλότερο σχήμα διαμόρφωσης, σε αντίθεση με τα subcarriers με ικανοποιητικό SNR, τα οποία μεταδίδονται με υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Το γεγονός, λοιπόν, ότι στην Adaptive Modulation επιλέγεται το είδος διαμόρφωσης ανάλογα με την ποιότητα του καναλιού για κάθε subcarrier, οδηγεί στον αποτελεσματικότερο έλεγχο του BER και συνεπώς στη μειωμένη ανάγκη για διόρθωση λαθών. Σε σχέση με τη μέθοδο Fixed Modulation, που πρέπει να σχεδιάζεται λαμβάνοντας υπ' όψιν τις χειρότερες συνθήκες, η Adaptive παρουσιάζει υψηλή φασματική απόδοση, απαιτεί όμως overhead πληροφοριών για την ενημέρωση πομπού και δέκτη σχετικά με το χρησιμοποιούμενο είδος διαμόρφωσης και τις μεταβολές στις συνθήκες του καναλιού.

### 3.7.6 Είδος Κωδικοποίησης

Κατά την εφαρμογή της κωδικοποίησης σε ένα σήμα σημαντικό είναι να ληφθεί υπόψιν η σχέση της με το χρησιμοποιούμενο σχήμα διαμόρφωσης έτσι, ώστε να προκύψει το καλύτερο αποτέλεσμα. Στις περισσότερες περιπτώσεις επιλέγεται ένας εκ των  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $1/4$ ,  $3/4$  ρυθμών κωδικοποίησης σε συνδυασμό με το κατάλληλο είδος διαμόρφωσης, με τη βοήθεια διαγραμμάτων που απεικονίζουν τη σχέση του BER με το λόγο  $E_b/N_0$ . Από τέτοιου είδους καμπύλες προκύπτουν ενδιαφέροντα συμπεράσματα, όπως, παραδείγματος χάριν, το γεγονός ότι σε κανάλια που υποφέρουν από διαλείψεις είναι προτιμώτερη η χρήση QAM μεγάλου αστερισμού σε συνδυασμό με χαμηλού ρυθμού κωδικοποίηση ή ότι το κέρδος κωδικοποίησης σε



σχέση με μη κωδικοποιημένη QAM είναι μεγαλύτερο για μεγαλύτερο αστερισμό QAM.

### **3.8 Παράγοντας Επαναχρησιμοποίησης**

Στα κυψελωτά συστήματα η τιμή του παράγοντα επαναχρησιμοποίησης εκφράζει τον αριθμό των γειτονικών κυψελών, στις οποίες διατίθεται το σύνολο των διαύλων και σε OFDM συστήματα μπορεί να είναι ένα ή τρία. Στην πρώτη περίπτωση επιτυγχάνεται μεγαλύτερη χωρητικότητα με την ταυτόχρονη όμως δημιουργία περισσότερων παρεμβολών που υποβιβάζει την ποιότητα της υπηρεσίας στο σύστημα.

Αντιθέτως, η επιλογή μεγαλύτερου παράγοντα επαναχρησιμοποίησης μειώνει τη χωρητικότητα του συστήματος, το οποίο ωστόσο παρέχει βελτιωμένη ποιότητα υπηρεσίας χάρη στις λιγότερες παρεμβολές.

### **3.9 Απαιτήσεις Συστήματος**

Την επιλογή των προαναφερθέντων παραμέτρων επηρεάζει ένα σύνολο απαιτήσεων, στο οποίο περιλαμβάνονται το διαθέσιμο εύρος ζώνης, ο απαιτούμενος ρυθμός μετάδοσης, η μέγιστη ανεκτή διασπορά καθυστέρησης και η ολίσθηση Doppler. Από τις απαιτήσεις αυτές, οι οποίες αφορούν στις υπηρεσίες που μπορεί να υποστηρίξει το υπό μελέτη σύστημα, κάποιες αλληλοσυγκρούονται. Ως χαρακτηριστικό παράδειγμα αναφέρεται ο συμβιβασμός μεταξύ της ανοχής σε διασπορά Doppler και της προστασίας από διασπορά καθυστέρησης. Ενώ η πρώτη επιτάσσει μικρό αριθμό subcarriers με μεγάλη μεταξύ τους απόσταση, το αντίθετο ισχύει για τη δεύτερη. Κρίνεται λοιπόν σημαντικός ο κατάλληλος συνδυασμός των παραμέτρων για την αντιμετώπιση των σχεδιαστικών ζητημάτων έτσι, ώστε να περιορίζονται όσο το δυνατόν περισσότερο τα προβλήματα λόγω της φύσης του OFDM.

### **3.10 Προβλήματα της τεχνικής του OFDM**

Ως βασική αδυναμία ενός OFDM συστήματος θεωρείται η ευαισθησία του σε λάθη συχνότητας και φάσης μεταξύ πομπού και δέκτη που επιδρούν αρνητικά στην απόδοσή του, καθώς οδηγούν σε υψηλό BER κατά την αποδιαμόρφωση του σήματος. Αυτό συμβαίνει διότι τα προβλήματα αστάθειας της συχνότητας και θορύβου φάσης, που οφείλονται σε λάθη στους τοπικούς ταλαντωτές και στην ολίσθηση Doppler, προκαλούν απώλεια της ορθογωνιότητας μεταξύ των subcarriers και συνεπώς ICI, ελλείπει διόρθωσης σε ανεπιθύμητες στροφές φάσης των λαμβανόμενων διανυσμάτων. Στην πραγματικότητα, από οποιαδήποτε διαφορά μεταξύ των τοπικών ταλαντωτών στα δύο άκρα της ζεύξης αλλά και από τη σχετική κίνηση αυτών ανακύπτουν τα λάθη συχνότητας και φάσης, τα οποία είναι πιο έντονα για μικρές αποστάσεις μεταξύ των subcarriers και για υψηλές συχνότητες αντίστοιχα. Προκειμένου να αντιμετωπισθούν τέτοιου είδους προβλήματα εφαρμόζεται η τεχνική της ανίχνευσης και του κλειδώματος της συχνότητας των ταλαντωτών .

Ένα άλλο θέμα που εμφανίζεται κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος OFDM είναι το πρόβλημα του συγχρονισμού του δέκτη ως προς το εκπεμπόμενο σήμα. Η προσθήκη του χρόνου προστασίας στην αρχή κάθε συμβόλου αυξάνει την ανοχή του συστήματος σε λάθη συγχρονισμού, όσο αυτά παραμένουν εντός του μήκους του GI. Σε αντίθετη περίπτωση παρατηρείται απότομη μείωση της απόδοσης, εφόσον το

τιμήμα του συμβόλου όπου εφαρμόζεται ο IFFT περιλαμβάνει μέρος του γειτονικού συμβόλου οδηγώντας σε διασυμβολική παρεμβολή. Αξίζει να σημειωθεί όμως το πρόβλημα που συνεπάγεται η χρήση του χρόνου προστασίας και ειδικότερα η μείωση του σηματοθορυβικού λόγου και της φασματικής απόδοσης εξαιτίας 62 της αποκοπής μέρους του λαμβανόμενου σήματος, που ισοδυναμεί με μείωση της χωρητικότητας και απώλεια ισχύος.

Επιπρόσθετα, κρίνεται απαραίτητη η αντιμετώπιση του ανεπιθύμητα μεγάλου PAR, με σκοπό τη διατήρηση της γραμμικότητας και ενός ικανοποιητικού BER, καθώς και την αποφυγή του ICI. Συγκεκριμένα, έχει προταθεί η επιλογή τοποθέτησης ενός γραμμικού ενισχυτή ισχύος στον πομπό, η οποία όμως απαιτεί υψηλό κόστος και κατανάλωση ισχύος, ιδιαίτερα για μεγάλο αριθμό subcarriers, αλλά και η χρήση μη γραμμικών ενισχυτών με τις αναμενόμενες ωστόσο διαταραχές, που καταστρέφουν την ορθογωνιότητα και οδηγούν στην αύξηση των εκπομπών εκτός εύρους ζώνης (out-of-band emissions). Εκτός από τις επιλογές αυτές όμως, ευρεία εφαρμογή βρίσκουν οι τεχνικές μείωσης του PAR, οι οποίες περιλαμβάνουν την κωδικοποίηση, τις προσαρμογές φάσης και τη διόρθωση με πολλαπλασιαστικές ή αθροιστικές συναρτήσεις. Από τη σύγκριση των διαφόρων τεχνικών αναδεικνύονται τόσο τα πλεονεκτήματα όσο και τα μειονεκτήματα κάθε μίας. Η κωδικοποίηση εγγυάται μεν μια ικανοποιητική τιμή για το PAR, απαιτώντας δε σημαντικό overhead και μειώνοντας το throughput. Από την άλλη, η μέθοδος της προσαρμογής φάσης έχει μικρότερο overhead χωρίς όμως εγγυημένη απόδοση, ενώ καμία από τις δύο αυτές μεθόδους δεν οδηγεί σε αύξηση του ICI ή των εκπομπών εκτός εύρους ζώνης. Τέλος, η διόρθωση μέσω πολλαπλασιαστικών συναρτήσεων, στις οποίες ανήκει ο ψαλιδισμός κορυφής (Peak Power Clipping), εγγυάται μέχρι ενός σημείου καλή απόδοση δίχως προβλήματα στο BER και ελέγχει ικανοποιητικά τις εκπομπές εκτός ζώνης με σημαντικό όμως ICI.

### 3.11 Ένα σύστημα OFDM υλοποιημένο με τη βοήθεια του FFT αλγόριθμου

Στο κομμάτι αυτό, περιγράφουμε ένα σύστημα OFDM στο οποίο χρησιμοποιείται QAM για τη μετάδοση των δεδομένων με κάθε υποφέρουσα και η υλοποίηση του διαμορφωτή και αποδιαμορφωτή στηρίζεται στον FFT αλγόριθμο. Ένας προσωρινός αποθηκευτής μετρατροπής σειριακών δεδομένων σε παράλληλα, διαρεί την ακολουθία πληροφορίας σε πλαίσια των  $B_f$  bits. Τα  $B_f$  bits κάθε πλαισίου χωρίζονται σε  $K$  ομάδες, όπου στην  $i$ -στη ομάδα εκχωρούνται  $b_i$  bits. Επομένως,

$$\sum_{i=1}^K b_i = B_f, \quad i=0,1,\dots,K \quad (3.1)$$

Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ο διαμορφωτής πολλαπλών φερουσών δημιουργεί  $K$  ανεξάρτητα υποκανάλια, όπου ο ρυθμός συμβόλων κάθε υποκαναλιού είναι  $1/\tau_a$  και τα σύμβολα για κάθε υποκανάλι επιλέγονται από ανεξάρτητους QAM αστερισμούς. Επομένως, ο αριθμός συμβόλων για το  $i$ -στο κανάλι είναι  $M_i=2^{b_i}$ . Ας συμβολίσουμε τα μιγαδικά σύμβολα των σημάτων πληροφορίας των  $K$  υποκαναλιών ως  $X_k$ ,  $k=0,1,\dots,K-1$ . Αυτά τα σύμβολα πληροφορίας  $\{X_k\}$  αντιπροσωπεύουν τις τιμές του DFT ενός σήματος OFDM πολλαπλών φερουσών  $x(t)$ , όπου η διαμόρφωση κάθε υποφέρουσας είναι QAM. Επειδή το σήμα  $x(t)$  πρέπει να λαμβάνει πραγματικές τιμές, ο  $N$ -σημείων DFT μετασχηματισμός του σήματος αυτού,  $\{X_k\}$ , πρέπει να ικανοποιεί την ιδιότητα συμμετρίας  $X_{N-k}=X_k$ . Επομένως, από τα  $K$  σύμβολα πληροφορίας, δημιουργούμε  $N=2K$  σύμβολα ορίζοντας

$$X_{N-k} = X_k^*, \quad k=1,2,\dots,K-1 \quad (3.2)$$

$$X'_0 = \text{Re}(X_0) \quad (3.3)$$

$$X'_{N/2} = \text{Im}(X_0) \quad (3.4)$$

Παρατηρούμε ότι το σύμβολο πληροφορίας  $X_0$  έχει χωρισθεί σε δύο πραγματικά μέρη. Εάν δηλώσουμε τη νέα ακολουθία συμβόλων ως  $\{X_k, k=0,1,\dots,N-1\}$  ο  $N$ -σημείων αντίστροφος DFT (IDFT) δίνει την πραγματική ακολουθία

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X'_k \exp(j2\pi nk/N) \quad (3.5)$$

όπου  $1/\sqrt{N}$  είναι απλά ένας παράγοντας κλίμακας. Αυτή η ακολουθία  $\{x_n, 0 \leq n \leq N-1\}$ . Αντιστοιχεί σε δείγματα του OFDM σήματος πολλαπλών φερουσών  $x(t)$ , το οποίο αποτελείται από  $K$  υποφέρουσες, και μπορεί να εκφρασθεί ως

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X'_k \exp(j2\pi kt/N), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.6)$$

όπου  $T$  είναι η διάρκεια του συμβόλου και  $x_n = x(nT/N)$ ,  $n=0,1,\dots,N-1$ .

Οι συχνότητες των υποφερουσών είναι  $f_k = k/T$ ,  $k=0,1,\dots,K-1$ . Τα δείγματα του σήματος  $\{x_n\}$  που δημιουργούνται από τον υπολογισμό του IDFT διέρχονται μέσα από έναν D/A μετατροπέα, του οποίου η έξοδος θα είναι, στην ιδανική περίπτωση, η κυματομορφή του OFDM σήματος  $x(t)$ .

Με το  $x(t)$  ως είσοδο στο κανάλι, η έξοδος του καναλιού μπορεί να εκφρασθεί ως

$$r(t) = x(t) \times c(t) + n(t) \quad (3.7)$$

όπου  $c(t)$  είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού και  $\times$  συμβολίζει την συνέλιξη. Επειδή το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού επιλέγεται να είναι πολύ μικρό σχετικά με το συνολικό εύρος ζώνης του καναλιού  $W = K\Delta f$ , η διάρκεια συμβόλου  $T = 1/\Delta f$  είναι μεγάλη συγκριτικά με τη διάρκεια της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Για να γίνουμε πιο συγκεκριμένοι, ας υποθέσουμε ότι η κρουστική απόκριση του καναλιού εκτείνεται σε  $m+1$  δείγματα σήματος, όπου  $m \ll N$ . Ένας απλός τρόπος για να αποφευχθεί πλήρως το ISI είναι να εισάγουμε μία χρονική περίοδο προστασίας διάρκειας  $m T/N$  μεταξύ των μεταδόσεων διαδοχικών μπλοκ δεδομένων. Η τεχνική αυτή επιτρέπει τη σταδιακή εξαφάνιση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού πριν τη μεταδοση του επόμενου μπλοκ των  $K$  συμβόλων.

Ένας εναλλακτικός τρόπος αποφυγής του ISI είναι η προσάρτηση ενός, αποκαλούμενου, κυκλικού προθέματος σε κάθε μπλοκ των  $N$  δειγμάτων σήματος  $\{x_n, 0 \leq n \leq N-1\}$ . Το κυκλικό πρόθεμα για το μπλοκ αυτό των δειγμάτων, αποτελείται από τα δείγματα  $x_{N-m}, x_{N-m+1}, \dots, x_{N-1}$ . Τα δείγματα αυτά προσαρτώνται στην αρχή του μπλοκ δημιουργώντας έτσι μια ακολουθία σήματος μήκους  $N+m$  δειγμάτων, με δείκτες από  $n=-m$  έως  $n=N-1$ , όπου τα  $m$  πρώτα δείγματα αποτελούν το κυκλικό πρόθεμα. Έτσι, αν οι τιμές της δειγματοληπτημένης κρουστικής απόκρισης είναι  $\{c_n, 0 \leq n \leq m\}$ , η συνέλιξη του  $\{c_n\}$  με την ακολουθία  $\{x_n, -m \leq n \leq N-1\}$  παράγει τη λαμβανόμενη ακολουθία  $\{r_n\}$ . Επειδή το ISI σε οποιοδήποτε ζεύγος διαδοχικών μεταδιδόμενων μπλοκ επηρεάζει τα  $m$  πρώτα δείγματα σήματος, απορρίπτουμε τα

πρώτα  $m$  δείγματα του  $\{\Gamma_n\}$  και αποδιαμορφώνουμε το σήμα με βάση τα απομένοντα δείγματα  $\{\Gamma_n, 0 \leq n \leq N-1\}$ .

Εάν θεωρήσουμε τα χαρακτηριστικά του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας, η απόκριση συχνότητας του καναλιού στις συχνότητες των υποφερουσών  $f_k = k/T$  είναι

$$C_k = C \left( \frac{2\pi k}{N} \right) = \sum_{n=0}^m C_n \exp(-j2\pi nk/N), \quad 0 \leq n \leq m, k=0,1,\dots,N-1 \quad (3.8)$$

Επειδή το ISI εξαιρείται με τη χρήση είτε της χρονικής περιόδου προστασίας ή του κυκλικού προθέματος, και η χρήση του κυκλικού προθέματος εμφανίζει τη συνέλιξη ως κυκλική στην είσοδο του δέκτη, η αποδιαμορφωμένη ακολουθία συμβόλων μπορεί να εκφραστεί ως

$$\hat{X}_k = C_k X_k' + \eta_k, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (3.9)$$

Όπου  $\{X_k\}$  είναι η έξοδος του  $N$ -σημείων που υπολογίζει ο αποδιαμορφωτής και  $\{\eta_k\}$  είναι ο  $N$ -σημείων DFT της ακολουθίας των δειγμάτων προσθετικού θορύβου  $\{n_k\}$ . Το λαμβανόμενο σήμα αποδιαμορφώνεται με τη βοήθεια του DFT αφού περάσει από έναν A/D μετατροπέα. Όπως και στην περίπτωση του διαμορφωτή OFDM, ο υπολογισμός του DFT στον αποδιαμορφωτή εκτελείται αποτελεσματικά με τη χρήση του FFT αλγορίθμου.

Για να ανακτήσουμε τα σύμβολα πληροφορίας από τις τιμές εξόδου του DFT είναι αναγκαίο να εκτιμήσουμε και να αντισταθμίσουμε τους συντελεστές καναλιού  $\{C_k\}$ . Η εκτίμηση των συντελεστών του καναλιού μπορεί να επιτευχθεί μεταδίδοντας αρχικά είτε μια γνωστή διαμορφωμένη ακολουθία σε κάθε υποκανάλι, ή, απλά, μεταδίδοντας αδιαμόρφωτες τις υποφέρουσες. Εάν τα χαρακτηριστικά του καναλιού αλλάζουν αργά με το χρόνο, οι χρονικές μεταβολές μπορούν να παρακολουθούνται χρησιμοποιώντας τις αποφάσεις της εξόδου του φωρατή με κάποιον οδηγούμενο από απόφαση αλγόριθμο. Επομένως το σύστημα OFDM πολλαπλών φερουσών μπορεί να λειτουργεί προσαρμοστικά. Ο ρυθμός μετάδοσης σε κάθε υποκανάλι μπορεί να βελτιστοποιηθεί κατανέμοντας κατάλληλα τη μέση μεταδιδόμενη ισχύ και τον αριθμό των προς μετάδοση bits σε κάθε υποκανάλι.

Το SNR ανά κανάλι μπορεί να οριστεί ως

$$SNR = \frac{T P_k |C_k|^2}{\sigma_{nk}^2} \quad (3.10)$$

όπου  $T$  είναι η διάρκεια συμβόλου,  $P_k$  η μέση μεταδιδόμενη ισχύς που διατίθεται στο  $k$ -στο υποκανάλι,  $|C_k|^2$  το τετράγωνο του μέτρου της απόκρισης συχνότητας του  $k$ -

στου υποκαναλιού, και  $\sigma_{nk}^2$  η αντίστοιχη διακύμανση του θορύβου. Στα υποκανάλια με υψηλό SNR, μεταδίδουμε περισσότερα bits/σύμβολο χρησιμοποιώντας μεγαλύτερους QAM αστερισμούς συγκριτικά με κανάλια χαμηλότερου SNR. Έτσι, ο ρυθμός bit σε κάθε υποκανάλι βελτιστοποιείται με τέτοιο τρόπο ώστε η επίδοση του ρυθμού σφαλμάτων να εξισώνεται σε κάθε υποκανάλι με τις επιθυμητές προδιαγραφές.

### 3.12 ΚΥΚΛΙΚΗ ΣΥΝΕΛΙΞΗ ΚΑΙ DFT

Τώρα που τα διαδοχικά OFDM σύμβολα έχουν διατηρηθεί ορθογώνια με την εισαγωγή του χρόνου φύλαξης, το επόμενο καθήκον είναι να διώξουμε την διασυμβολική παρεμβολή μέσα από το κάθε OFDM σύμβολο. Όταν μια εισερχόμενη ροή δεδομένων  $x[n]$  στέλνεται σ' ένα γραμμικό ανεξάρτητο απ' το χρόνο Περιορισμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite Impulse Response-FIR) κανάλι  $h[n]$ , το αποτέλεσμα είναι μια γραμμική συνέλιξη της εισόδου και του καναλιού:

$$y[n] = x[n] * h[n] \quad (3.11)$$

Ωστόσο ας φανταστούμε ότι υπολογίζουμε το  $y[n]$  σε όρους κυκλικής συνέλιξης:

$$y[n] = x[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes x[n] \quad (3.12)$$

όπου

$$x[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} h[k] x[n-k]_K, \quad (3.13)$$

και η κυκλική συνάρτηση  $x[n]_K = x[n \bmod K]$  είναι μια κυκλική εκδοχή της  $x[n]$  με περίοδο  $K$ . Με άλλα λόγια, κάθε τιμή της  $y[n] = x[n] \otimes h[n]$  είναι το άθροισμα των παραγώγων των  $K$  όρων.

Σ' αυτή την περίπτωση της κυκλικής συνέλιξης, θα ήταν δυνατό να πάρουμε τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier της εξόδου του καναλιού  $y[n]$  για να πάρουμε

$$DFT\{y[n]\} = DFT\{x[n] \otimes h[n]\}, \quad (3.14)$$

το οποίο γίνεται στο πεδίο της συχνότητας

$$Y[m] = H[m]X[m] \quad (3.15)$$

Σημειώστε ότι ο δυϊσμός μεταξύ της κυκλικής συνέλιξης στο πεδίο του χρόνου και ο απλός πολλαπλασιασμός στο πεδίο της συχνότητας είναι μια μοναδική ιδιότητα του DFT. Ο  $K$  σημείων DFT ορίζεται ως

$$DFT\{x[n]\} = X[m] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{n=0}^{K-1} x[n] \exp(-j \frac{2\pi mn}{K}) \quad (3.16)$$

ενώ ο αντίστροφος του, ο IDFT, ορίζεται ως

$$IDFT\{X[m]\} = x[n] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{m=0}^{K-1} X[m] \exp(j \frac{2\pi mn}{K}) \quad (3.17)$$

Αναφερόμενοι στην (3.15), αυτή η εξίσωση περιγράφει ένα ελεύθερο από διασυμβολική παρεμβολή κανάλι στο πεδίο της συχνότητας, όπου κάθε σύμβολο εισόδου  $X[m]$  είναι απλά πολλαπλασιασμένο με μια τιμή  $H[m]$ . Έτσι, δεδομένης της γνώσης της απόκρισης συχνότητας του καναλιού  $H[m]$  στο δέκτη, είναι απλό να πάρουμε το σύμβολο εισόδου απλά υπολογίζοντας

$$\hat{X}[m] = \frac{Y[m]}{H[m]} \quad (3.18)$$

όπου το εκτιμώμενο  $\hat{X}[m]$  είναι γενικά ατελές, εξαιτίας του προσθετικού θορύβου, της συγκαναλικής παρεμβολής (cochannel interference), της ατελούς γνώσης του καναλιού και άλλων ατελειών. Παρόλα αυτά, κατά κανόνα, η διασυμβολική παρεμβολή, που είναι η πιο σοβαρή μορφή παρεμβολής σε ένα κανάλι ευρείας ζώνης, έχει αντιμετωπιστεί.

Μια φυσιολογική ερώτηση που μπορεί κάποιος να κάνει είναι από πού προέκυψε η κυκλική συνέλιξη; Η φύση παράγει μια γραμμική συνέλιξη όταν ένα σήμα μεταδίδεται σε ένα γραμμικό κανάλι. Η απάντηση είναι ότι αυτή η κυκλική συνέλιξη μπορεί να δημιουργηθεί με την προσθήκη ενός ειδικού προθέματος, του κυκλικού προθέματος (cyclic prefix-CP) στο μεταδιδόμενο δiάνυσμα.

### 3.13 ΤΟ ΚΥΚΛΙΚΟ ΠΡΟΘΕΜΑ

Το κλειδί για να γίνει το OFDM σύστημα λειτουργικό είναι η χρήση του FFT αλγορίθμου, ο οποίος έχει μικρή πολυπλοκότητα. Για να δημιουργήσει ο IFFT/FFT ένα ελεύθερο από διασυμβολική παρεμβολή, το κανάλι πρέπει να παρέχει κυκλική συνέλιξη, όπως στην εξίσωση (3.15). Προσθέτοντας την κυκλική συνέλιξη στο μεταδιδόμενο σήμα, δημιουργείται ένα σήμα που φαίνεται να είναι σαν το  $x[n]_k$  και έτσι  $y[n] = x[n] \otimes h[n]$ .

Ας δούμε πως αυτό δουλεύει. Αν το η μέγιστη εξάπλωση καθυστέρησης έχει διάρκεια  $v+1$  δειγμάτων, προσθέτοντας ένα φύλακα τουλάχιστον  $v$  δειγμάτων μεταξύ των OFDM συμβόλων κάνει κάθε OFDM σύμβολο ανεξάρτητο από αυτά που έρχονται πριν και μετά, και έτσι μόνο ένα OFDM σύμβολο μπορεί να θεωρηθεί. Αναπαριστώντας ένα τέτοιο OFDM σύμβολο στο πεδίο του χρόνου με ένα δiάνυσμα μήκους  $K$  έχουμε:

$$\underline{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K] \quad (3.19)$$

Αφού εισάγουμε το κυκλικό πρόθεμα μήκους  $v$ , το μεταδιδόμενο σήμα είναι:

$$\underline{x}_{-cp} = [x_{K-v}, x_{K-v+1}, \dots, x_{K-1}, x_0, x_1, \dots, x_{K-1}] \quad (3.20)$$

Η έξοδος του καναλιού είναι εξ' ορισμού  $y_{cp} = h * x_{cp}$ , όπου  $h$  είναι ένα δiάνυσμα  $v+1$  μήκους που περιγράφει την κρουστική απόκριση του καναλιού στη διάρκεια του OFDM συμβόλου. Η έξοδος  $y_{cp}$  έχει  $(K+v)+(v+1)-1=K+2v$  δείγματα. Τα  $v$  πρώτα δείγματα του  $y_{cp}$  περιέχουν παρεμβολές από προηγούμενα OFDM σύμβολα και παραβλέπονται. Τα τελευταία  $v$  δείγματα διαχέονται στο επόμενο OFDM σύμβολο, και επίσης παραβλέπονται. Έτσι έχουμε  $K$  ακριβώς δείγματα για την επιθυμητή έξοδο  $y$ , που είναι ότι ακριβώς χρειάζεται για να ανακτήσουμε τα  $K$  σύμβολα δεδομένων που είναι ενσωματωμένα στο  $x$ .

Ο ισχυρισμός μας είναι ότι αυτά τα  $K$  δείγματα του  $y$  θα είναι ίσα με το  $y = h \otimes x$ . Πολλαπλές αποδείξεις είναι δυνατές. Η πιο απλή είναι μια παραδοχή. Έστω  $y_0$ , το πρώτο στοιχείο του  $y$ . Αυτό εξαρτάται από το  $x_0$  και απ' τις τιμές  $x_{K-v}, \dots, x_{K-1}$ . Είναι:

$$\begin{aligned}
y_0 &= h_0 x_0 + h_1 x_{K-1} + \dots + h_v x_{K-v} \\
y_1 &= h_0 x_1 + h_1 x_0 + \dots + h_v x_{K-v+1} \\
&\vdots \\
y_{K-1} &= h_0 x_{K-1} + h_1 x_{K-2} + \dots + h_v x_{K-v-1}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Από την (3.13), βλέπουμε ότι αυτή είναι ακριβώς η τιμή του  $y_0, y_1, \dots, y_{K-1}$  όπως προκύπτει από την  $y = h \otimes x$ . Ως εκ τούτου, με τη χρήση της κυκλικής συνέλιξης, ένα κυκλικό πρόθεμα που είναι τουλάχιστο ίσο με τη διάρκεια του καναλιού επιτρέπει η έξοδος του καναλιού  $y$  να μετατραπεί σ' ένα απλό πολλαπλασιασμό της απόκρισης συχνότητας του καναλιού  $H = \text{DFT}\{h\}$  και της εισόδου στο κανάλι στο πεδίο της συχνότητας  $X = \text{DFT}\{x\}$ .

Το κυκλικό πρόθεμα, αν και είναι απλό, δεν είναι τελείως ελεύθερο. Επιφέρει μια επιβάρυνση στο εύρος ζώνης και στην ισχύ. Αφού στέλνονται  $v$  σύμβολα, το απαιτούμενο εύρος ζώνης για το OFDM σύστημα αυξάνεται από  $B$  σε  $(K+v/K)B$ . Ομοίως, ένα επιπλέον σύμβολο διάρκειας  $v$  πρέπει να υπολογιστεί στην ισχύ του πομπού. Ως εκ τούτου, το κυκλικό πρόθεμα φέρει μια επιβάρυνση στην ισχύ  $10 \log_{10}(K+v/K)$  dB επιπλέον της επιβάρυνσης του εύρους ζώνης. Συνοψίζοντας, η χρήση του κυκλικού προθέματος φέρει απώλειες στο ρυθμό δεδομένων και στην ισχύ που είναι

$$\text{Απώλειες Ρυθμού} = \text{Απώλειες Ισχύος} = \frac{K}{K+v}$$

Η χαμένη ισχύς έχει αυξημένη σημασία σ' ένα περιορισμένο στην παρεμβολή ασύρματο σύστημα, προκαλώντας παρεμβολή σε γειτονικούς χρήστες. Ένας τρόπος να μειωθεί η επιβάρυνση στην ισχύ του πομπού θα δοθεί παρακάτω. Μπορεί να σημειωθεί ότι για  $K \gg v$ , η ανεπάρκεια του κυκλικού προθέματος μπορεί να γίνει μικρή αν αυξηθεί ο αριθμός των υποφερόντων. Ωστόσο, πολλές άλλες σημαντικές θυσίες πρέπει να γίνουν καθώς το  $K$  γίνεται μεγάλο.

### 3.14 ΕΞΙΣΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Για να υπολογιστούν τα λαμβανόμενα σύμβολα, τα μιγαδικά κέρδη καναλιού για κάθε υποφέρον πρέπει να είναι γνωστά, το οποίο σημαίνει ότι το πλάτος και η φάση του υποφέροντος πρέπει να είναι γνωστά. Για απλές τεχνικές διαμόρφωσης, όπως η QPSK, που δεν χρησιμοποιούν το πλάτος για να μεταδώσουν πληροφορία, μόνο η πληροφορία για τη φάση είναι επαρκής.

Αφού εφαρμοστεί ο FFT, τα σύμβολα δεδομένων εκτιμώνται κάνοντας χρήση ενός εξισωτή στο πεδίο της συχνότητας, ως εξής:

$$\hat{X}_l = \frac{Y_l}{H_l} \tag{3.22}$$

όπου  $H_l$  είναι η μιγαδική απόκριση του καναλιού στη συχνότητα  $fc + (l-1)\Delta f$ , και επομένως διορθώνει και την φάση και εξισώνει το πλάτος πριν την μονάδα απόφασης. Σημειώστε ότι αν και ο εξισωτής αντιστρέφει το κανάλι, δεν υπάρχει

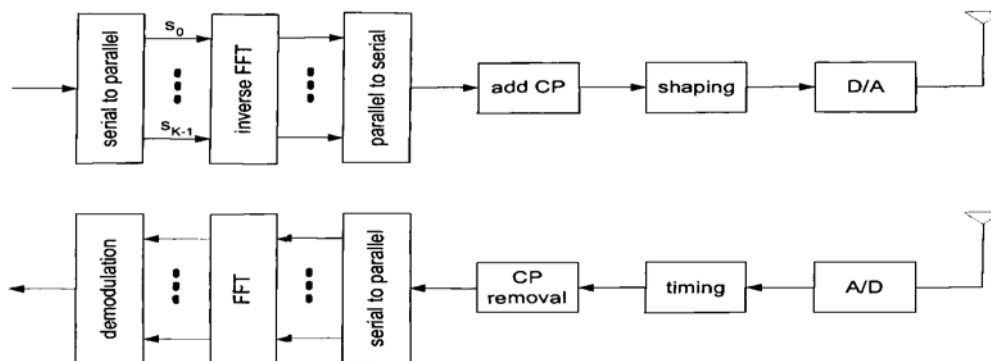
καμιά προβληματική εισαγωγή θορύβου ή χρωματισμός, αφού και το σήμα και ο θόρυβος θα έχουν τις ισχύεις τους πολλαπλασιασμένες κατά  $\left| \frac{1}{H_l} \right|^2$ .

### 3.15 ΜΠΛΟΚ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΝΟΣ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Ας δούμε τώρα τα βασικά σημεία ενός OFDM συστήματος επικοινωνιών (Σχήμα 35). Στην OFDM τεχνική, η κωδικοποίηση και η αποκωδικοποίηση γίνονται στο πεδίο της συχνότητας όπου τα  $X$ ,  $Y$  και  $\hat{X}$  περιέχουν τα  $K$  μεταδιδόμενα, λαμβανόμενα και εκτιμώμενα σύμβολα δεδομένων.

1. Το πρώτο βήμα είναι να σπάσουμε ένα ευρυζωνικό σήμα με εύρος ζώνης  $B$  σε  $K$  στενής ζώνης σήματα (υποφέροντα), καθ' ένα απ' τα οποία έχει εύρος ζώνης  $B/K$ . Μ' αυτό τον τρόπο, ο συνολικός ρυθμός συμβόλων διατηρείται αλλά κάθε υποφέρων υποφέρει από επίπεδες διαλείψεις, ή ελεύθερη από διασυμβολική παρεμβολή επικοινωνία, όσο το κυκλικό πρόθεμα είναι μεγαλύτερο από την εξάπλωση καθυστέρησης που υπάρχει. Τα  $K$  υποφέροντα για ένα δεδομένο OFDM σύμβολο αναπαριστώνται με το διάνυσμα  $X$ , το οποίο περιέχει τα  $K$  σύμβολα.
2. Για να χρησιμοποιηθεί μια ευρείας ζώνης ραδιοσυχνότητα αντί για  $K$  ανεξάρτητες στενής ζώνης, τα υποφέροντα διαμορφώνονται κάνοντας χρήση του IFFT αλγορίθμου.
3. Για να διασπάσει το ISI κανάλι ο FFT/IFFT σε ορθογώνια υποφέροντα, ένα κυκλικό πρόθεμα μήκους  $v$  πρέπει να τοποθετηθεί μετά τη χρήση του IFFT. Τα σύμβολα που προκύπτουν, μήκους  $K+v$ , στέλνονται σειριακά στο κανάλι ευρείας ζώνης.
4. Στο δέκτη, το κυκλικό πρόθεμα απορρίπτεται, και τα  $K$  λαμβανόμενα σύμβολα αποδιαμορφώνονται, με τη χρήση του FFT αλγορίθμου, οπότε προκύπτουν  $K$  σύμβολα δεδομένων, καθ' ένα απ' τα οποία έχει τη μορφή  $Y_l = H_l X_l + N_l$  για κάθε υποφέρων  $l$ .
5. Κάθε υποφέρων μπορεί να εξισωθεί απλά διαιρώντας με το μιγαδικό κέρδος καναλιού  $H_l$  γι' αυτό το υποφέρων. Τότε προκύπτει  $\hat{X} = X_l + N_l / H_l$ .

Έχουμε αμελήσει ένα αριθμό από σημαντικές λειτουργίες έως τώρα. Για παράδειγμα, έχουμε υποθέσει ότι ο πομπός και ο δέκτης είναι τέλεια συγχρονισμένοι και ότι ο δέκτης ξέρει τέλεια το κανάλι, για να κάνει την εξίσωση. Στην επόμενη παράγραφο δίνουμε ένα παράδειγμα εφαρμογής του OFDM σε μια περίπτωση ευρυζωνικής επικοινωνίας.

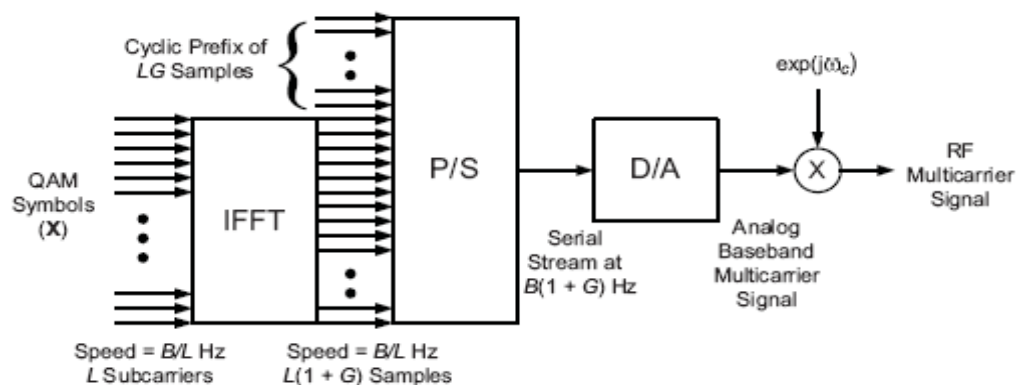


Σχήμα 35: Μπλοκ διάγραμμα ενός OFDM συστήματος



### 3.16 ΕΝΑ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ OFDM ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΣΕ ΜΙΑ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

Για να δούμε πως δουλεύει το OFDM σύστημα στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας θα δώσουμε ένα παράδειγμα ευρυζωνικής επικοινωνίας. Αν και είναι απλό σαν σκέψη, μπορεί να γίνει πολύπλοκο αν δεν γίνουν πλήρως αντιληπτά κάθε βήμα στην επεξεργασία του σήματος. Για να γίνει αυτό, θεωρούμε ένα πεπερασμένου εύρους ζώνης OFDM σύστημα και δίνουμε συγκεκριμένες τιμές για σημαντικές παραμέτρους του συστήματος.



Θα περιγράψουμε την μονάδα διαμόρφωσης ενός OFDM συστήματος. Οι εισοδοί είναι  $K$  ανεξάρτητα σύμβολα QAM (quadrature amplitude modulation)-το διάνυσμα  $X$  και τα  $K$  σύμβολα τα χειριζόμαστε σαν διαφορετικά υποφέροντα. Τα  $K$  σύμβολα δεδομένων μπορούν να θεωρηθούν σαν μια ροή bit από ένα χάρτη συμβόλων και ένα μετατροπέα από σειριακό σε παράλληλο (serial-to-parallel S/P). Ο  $K$  σημείων IFFT μετά δημιουργεί ένα  $K$  διαστάσεων διάνυσμα  $\chi$  στο πεδίο του χρόνου όπου επεκτείνεται με το κυκλικό πρόθεμα για να έχει μήκος  $K(1+G)$ , όπου  $G$  είναι το μήκος της επικεφαλίδας. Αυτό το μεγαλύτερο διάνυσμα μετατρέπεται μετά από παράλληλο σε σειριακό (parallel-to-serial P/S) σε ένα ευρείας ζώνης ψηφιακό σήμα που μπορεί να διαμορφωθεί κατά πλάτος σε μια ραδιοσυχνότητα  $f_c = \omega_c / 2\pi$ .

Αυτή η διαδικασία φαίνεται σχετικά απλή, αλλά για να γίνουμε λιγότερο αφηρημένοι θα χρησιμοποιήσουμε κάποιες τιμές για διάφορες παραμέτρους. Οι παράμετροι κλειδιά για ένα OFDM σύστημα συνοψίζονται στο παρακάτω πίνακα μαζί με κάποιες ενδεικτικές τιμές. Εδώ για παράδειγμα, αν χρησιμοποιήσουμε διαμόρφωση 16 QAM ( $M=16$ ), ο ρυθμός δεδομένων (αγνοώντας την κωδικοποίηση) είναι για το συγκεκριμένο σύστημα

$$R = \frac{B L_d \log_2(M)}{L (1+G)} = \frac{10^7 \text{ MHz} \cdot 768 \log_2(16)}{1024 \cdot 1.125} = 24 \text{ Mbps} \quad (3.23)$$

Επομένως, κάθε  $L_d$  υποφέρον που φέρει δεδομένα με εύρος ζώνης  $B/K$  φέρει  $\log_2(M)$  bit δεδομένων. Μια επιπρόσθετη επιβάρυνση  $(1+G)$  πρέπει να ληφθεί υπόψη για κυκλικό πρόθεμα, αφού περιέχει περιττή πληροφορία και θυσιάζει μετάδοση για πραγματικά σύμβολα δεδομένων.

Σύμβολο	Περιγραφή	Σχέση	Τιμή για το παράδειγμα
B	Εύρος ζώνης	$B = 1/T_s$	10MHz
K	Αριθμός υποφερόντων	Μέγεθος IFFT/FFT	1024
G	Ποσοστό φύλαξης	% του K για CP	1/8
$T_s$	Χρόνος δειγματοληψίας	$T_s = 1/B$	1 $\mu$ sec
$L_d$	Υποφέροντα δεδομένων	K-πιλότοι/κενά υποφέροντα	768
$N_g$	Σύμβολα φύλαξης	$N_g = GK$	128
$T_g$	Χρόνος φύλαξης	$T_g = T_s N_g$	12.8 $\mu$ sec
T	OFDM περίοδος συμβόλου	$T = T_s (K + N_g)$	115.2 $\mu$ sec
$B_{sc}$	Εύρος ζώνης υποφέροντος	$B_{sc} = B/K$	9.76 MHz

Πίνακας 5

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>0</sup>

### OFDMA

#### 4. Το OFDMA στο WiMAX: Πρωτόκολλα και Προκλήσεις

Στην προηγούμενη ενότητα συζητήθηκαν διάφοροι αλγόριθμοι για τον επιμερισμό των 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 κυψελωτό σύστημα και πώς η διαφορεικό κέρδος στο OFDMA μπορεί να αναλυθεί σε συσχετισμό με άλλους τύπους διαφορεικό κέρδος.

#### 4.1 Χαρακτηριστικά Mobile WiMAX

Ως χαρακτηριστικές ιδιότητες ενός συστήματος κινητού WiMAX αναφέρονται : i) *οι υψηλοί ρυθμοί δεδομένων*, οι οποίοι επιτυγχάνονται με την εισαγωγή τεχνικών MIMO κεραιών σε συνδυασμό με ευέλικτα σχήματα διαμερισμού καναλιών και προηγμένα είδη διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, ii) *η ποιότητα της υπηρεσίας*, η οποία καλύπτει τις απαιτήσεις ενός εκτεταμένου συνόλου υπηρεσιών δεδομένων και εφαρμογών, iii) *η scalability*, η υποστήριξη, δηλαδή, μεγάλου φάσματος ευρών ζώνης, η οποία επιτυγχάνεται με την προσαρμογή του μεγέθους του FFT και την ταυτόχρονη διατήρηση της απόστασης μεταξύ των subcarriers και αποσκοπεί στην ικανοποίηση ποικίλων αναγκών για φασματική κατανομή και απαιτήσεων των χρησιμοποιούμενων μοντέλων, iv) *η ασφάλεια*, η οποία επιδιώκεται μέσω ειδικών πρωτοκόλλων ευέλικτης διαχείρισης, επιβεβαίωσης χρήστη και ταχέων μεταπομπών, κρυπτογράφησης κίνησης και προστασίας μηνυμάτων ελέγχου, v) *η κινητικότητα*, η οποία υποστηρίζεται από βελτιωμένα σχήματα μεταπομπής με μικρές καθυστερήσεις έτσι, ώστε να εξασφαλίζονται εφαρμογές πραγματικού χρόνου χωρίς την υποβάθμιση της υπηρεσίας.

Επιπρόσθετα όμως, το Mobile WiMAX αξιοποιεί τη συμβατότητα του OFDMA με τις τεχνολογίες έξυπνων κεραιών προς την ενίσχυση της απόδοσης του συστήματος. Ειδικότερα, οι υποστηριζόμενες τεχνολογίες MIMO (Multiple Input Multiple Output) περιλαμβάνουν: *την τεχνική beamforming* μέσω της οποίας το σύστημα χρησιμοποιεί τις πολλαπλές κεραιές για τη μετάδοση σημάτων διαφορετικών βαρών, με στόχο τη βελτίωση της κάλυψης και της χωρητικότητας και τη μείωση της πιθανότητας αποκλεισμού χρηστών, *την εφαρμογή χωρο-χρονικών κωδίκων (Space-Time Code, STC)* για την επίτευξη χωρικής διαφορικότητας και τη μείωση του περιθωρίου διαλείψεων και *τη χωρική πολύπλεξη*, η οποία εκμεταλλεύεται τους υψηλούς ρυθμούς κορυφών για την αύξηση του throughput.

Το σχήμα πολύπλεξης που επιλέγεται ανάμεσα στα TDD, FDD και Half-Duplex FDD, τα οποία υποστηρίζονται από το 802.16e, είναι η πολύπλεξη με διαίρεση χρόνου, καθώς αυτή προσφέρει πλήθος πλεονεκτημάτων στο σύστημα, και ειδικότερα:

- i) δεν απαιτεί συγχρονισμό σε ολόκληρο το εύρος του συστήματος για την αντιμετώπιση των ζητημάτων παρεμβολής,

- ii) καθιστά δυνατή την προσαρμογή του ρυθμού στην ευθεία και αντίστροφη ζεύξη και επομένως τον αποτελεσματικό χειρισμό των περιπτώσεων ασύμμετρης κίνησης.
- iii) εξασφαλίζει την αμοιβαιότητα του καναλιού για την αποτελεσματικότερη εφαρμογή MIMO και άλλων προηγμένων τεχνολογιών κεραιών κλειστού βρόχου,
- iv) απαιτεί ένα κοινό κανάλι για τις δύο ζεύξεις παρέχοντας μεγαλύτερη ευελιξία ως προς την προσαρμογή σε κυμαινόμενες παγκόσμιες φασματικές κατανομές και
- v) υλοποιείται σχετικά απλά και άρα οικονομικά. Από την άλλη, στην τεχνική FDD απαιτούνται δύο κανάλια για την υλοποίηση των δύο ζεύξεων, οι οποίες έχουν πάντοτε σταθερά και γενικά ίσα μεταξύ τους εύρη ζώνης.

Όσον αφορά στον παράγοντα επαναχρησιμοποίησης, για το Mobile WiMAX μπορεί να είναι είτε ένα, όπου όλες οι κυψέλες ή οι τομείς λειτουργούν στο ίδιο συχνοτικό κανάλι, είτε τρία, όπου οι χρήστες λειτουργούν σε υποδιαύλους που απασχολούν το 1/3 του συνολικού εύρους ζώνης. Στην πρώτη περίπτωση επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση της φασματικής απόδοσης, η έντονη όμως διακαναλική παρεμβολή είναι δυνατόν να οδηγήσει στην υποβάθμιση της ποιότητας της σύνδεσης των χρηστών στα όρια της κυψέλης. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού δεν είναι απαραίτητη η εφαρμογή του παραδοσιακού frequency planning, εφόσον αρκεί ένα συνδυαστικό σχήμα, όπου στους κεντρικούς χρήστες διατίθενται όλα τα υποκανάλια και στους περιφερειακούς μόνο ένα τμήμα αυτών. Με αυτό το τρόπο διασφαλίζεται ταυτόχρονα ικανοποιητική φασματική απόδοση και ποιότητα σύνδεσης, ενώ με δυναμικό σχεδιασμό, βάσει του φορτίου και του επιπέδου των παρεμβολών, μπορεί να πραγματοποιηθεί βέλτιστη επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων.

#### 4.2 Δομή συμβόλου OFDMA

Ένα σύμβολο OFDMA αποτελείται από τρεις τύπους subcarriers, τα *subcarriers δεδομένων* για τη μετάδοση πληροφοριών, τα *πυλωτικά subcarriers* για την εκτίμηση του καναλιού και το συγχρονισμό και τα *μηδενικά subcarriers* ως διαστήματα ασφαλείας και DC φέροντα. Τα ενεργά subcarriers, στα οποία συγκαταλέγονται οι δύο πρώτες κατηγορίες, ομαδοποιούνται τόσο στην ευθεία όσο και στην αντίστροφη ζεύξη σε σύνολα, σχηματίζοντας υποκανάλια. Ως ελάχιστη μονάδα χρόνου - συχνότητας κατά τη δημιουργία των υποδιαύλων θεωρείται μία θυρίδα, η οποία ισοδυναμεί με 48 τόνους (subcarriers). Σε γενικές γραμμές υπάρχουν δύο τύποι συνδυασμού των subcarriers, ο *συνεχόμενος*, όπου για το σχηματισμό ενός υποκαναλιού ομαδοποιείται ένα block συνοριακών subcarriers και ο *διαφορικός*, όπου τα subcarriers που θα αποτελέσουν ένα υποκανάλι επιλέγονται ψευδοτυχαία. Με αυτόν επιτυγχάνεται διαφορισμός συχνότητας και εξομάλυνση της διακυβελικής παρεμβολής, ενώ τυπικά είδη του είναι τα FUSC (Fully Used Sub-Carrier), PUSC (Partially Used Sub-Carrier). Οι διαφορικοί συνδυασμοί ενδείκνυνται σε κινητές εφαρμογές, οι συνεχόμενοι αντίθετα αποδίδουν ικανοποιητικά σε σταθερά, φορητά ή μικρής κινητικότητας περιβάλλοντα, γεγονός που προσδίδει τη δυνατότητα ανταλλαγής κινητικότητας και throughput κατά το σχεδιασμό του συστήματος.

### 4.3 Παράμετροι συστήματος Mobile WiMAX

Ένα σύστημα κινητού WiMAX, εφόσον στηρίζεται στο Scalable OFDMA, μπορεί να τροποποιηθεί κατά ευέλικτο τρόπο, ώστε να λειτουργεί σε διαφορετικά εύρη ζώνης με την αντίστοιχη προσαρμογή των παραμέτρων του. Για τη μέλετη και εκτίμηση της απόδοσής του θεωρείται σύστημα με δύο επίπεδα κυψελών, του οποίου τα χαρακτηριστικά παρατίθενται στον πίνακα 6, ενώ ακολουθεί ο πίνακας των παραμέτρων των χρησιμοποιούμενων μοντέλων διάδοσης.

#### Παράμετροι Τιμές

Αριθμός Κυψελών 19

Συχνότητα Λειτουργίας 1995MHz

Μέγεθος FFT (NFFT) 1020

Απόσταση μεταξύ των subcarriers 10.94 kHz

Είδος Πολύπλεξης TDD

Εύρος Ζώνης Καναλιού 10MHz

Ύψος Κεραίας Σταθμού Βάσης 32m

Ύψος Κεραίας Κινητού Τερματικού 1.5m

Μέγιστη Ισχύς Εκπομπής Σταθμού Βάσης 43dBm

Μέγιστη Ισχύς Εκπομπής Κινητού Τερματικού 22dBm

Noise Figure Σταθμού Βάσης 4dB

Noise Figure Κινητού Τερματικού 7dB

Πίνακας 6 : Παράμετροι συστήματος κινητού WiMax.

Παράμετροι	Τιμές
Μοντέλο Διάδοσης	COST - Walfisch - Ikegami (COST - WI)
Απόσταση μεταξύ των κτιρίων (b)	20...50m
Πλάτος δρόμων (w)	b/2
Γωνία δρόμου - κατεύθυνσης διάδοσης ( $\varphi$ )	90°
Μοντέλο Διάδοσης	Ελεύθερου Χώρου (Free Space Loss - F.S.L.)
Συντελεστής απωλειών (n)	2 , 4

### 4.4 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.

### 4.5 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 Lk 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 το αυξημένο διαφορικό κέρδος πολλών χρηστών.

#### 4.6 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 <sup>a</sup> 1/2	14	Reserved	28	64 QAM ZCC 3/4	42	64 QAM LDPC 2/3
1	QPSK CC 3/4	15	QPSK CTC <sup>b</sup> 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 <sup>c</sup>	QPSK CC 1/2
3	16 QAM CC 3/4	17	16 QAM CTC 3/4	31	QPSK LDPC 3/4	45 <sup>c</sup>	QPSK CC 3/4
4	64 QAM CC 1/2	18	64 QAM CTC 1/2	32	16 QAM LDPC 1/2	46 <sup>c</sup>	16 QAM CC 1/2
5	64 QAM CC 2/3	19	64 QAM CTC 2/3	33	16 QAM LDPC 2/3	47 <sup>c</sup>	16 QAM CC 3/4
6	64 QAM CC 3/4	20	64 QAM CTC 3/4	34	16 QAM LDPC 3/4	48 <sup>c</sup>	64 QAM CC 2/3
7	QPSK BTC <sup>d</sup> 1/2	21	64 QAM CTC 3/6	35	64 QAM LDPC 1/2	49 <sup>c</sup>	64 QAM CC 3/4
8	QPSK BTC 3/4	22	QPSK ZCC <sup>e</sup> 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 <sup>f</sup>	QPSK LDPC 2/3	52	64 QAM LDPC 5/6
11	64 QAM BTC 5/8	25	16 QAM ZCC 3/4	39 <sup>f</sup>	QPSK LDPC 3/4		> 52 reserved
12	64 QAM BTC 4/5	26	64 QAM ZCC 1/2	40 <sup>f</sup>	16 QAM LDPC 2/3		
13	QPSK CTC 1/2	27	64 QAM ZCC 2/3	41 <sup>f</sup>	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 7** 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, προσδιορίζονται στον παραπάνω Πίνακα 7, ο οποίος δείχνει το πώς η προσαρμοσμένη εφαρμογή και κωδικοποίηση θέτονται σε εφαρμογή στο WiMAX.

#### 4.7 Κανονικοποίηση

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 κανονικοποίηση 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 ε'να OFDM σύμβολο. Το τρίτο προκύπτει από την υποβαθμισμένη ορθογωνικότητα μεταξύ των χρηστών στην uplink σύνδεση, που μοιράζονται το ίδιο κελί (cochannel 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 κανονικοποίηση, περιοδική κανονικοποίηση, αίτημα κανονικοποίησης ευρείας ζώνης και παραδιδόμενη κανονικοποίηση. Η κανονικοποίηση 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 κανονικοποίηση μήνυμα κάνοντας ξανά και ξανά αυτή την διαδικασία, μέχρι να πετύχει.

#### 4.8 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.

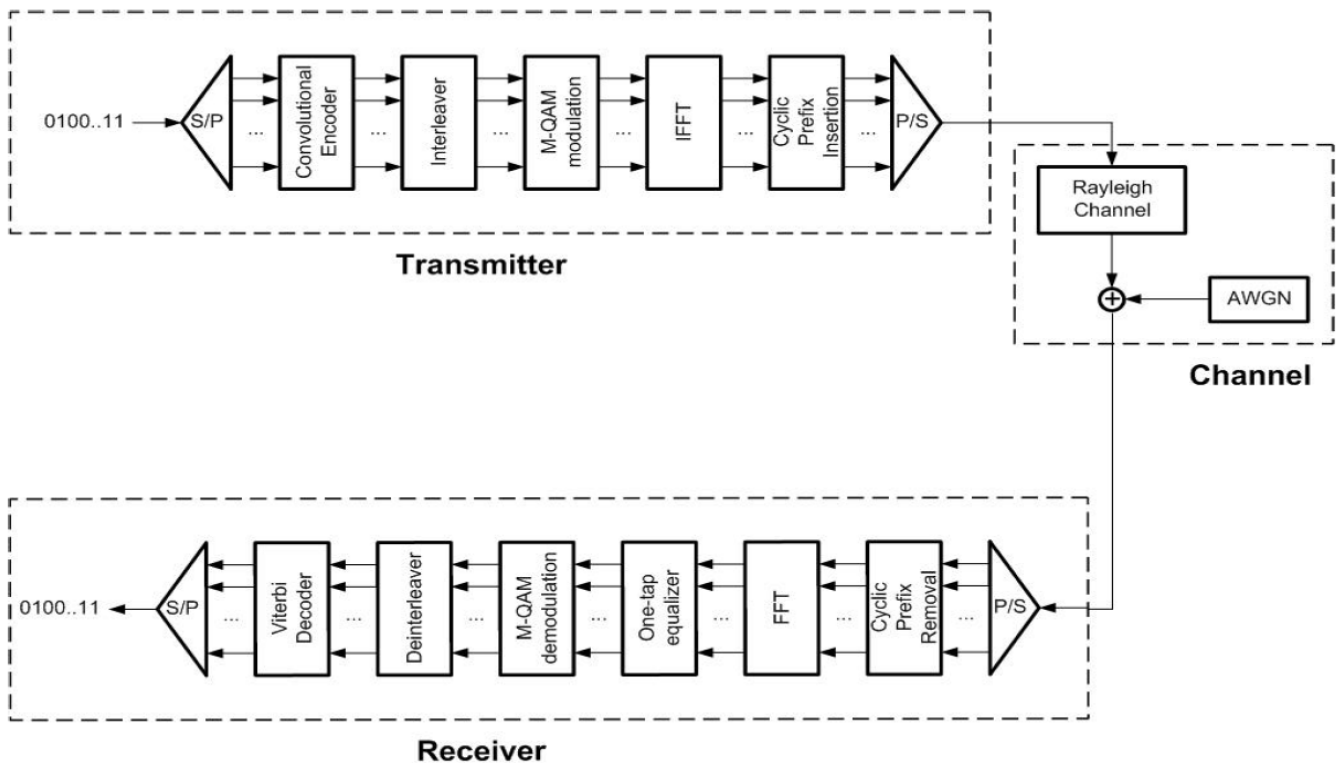


## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>0</sup>

### Προσομοίωση Συστήματος OFDM

#### 5.1 Πρόγραμμα Matlab

- **Encode**
- **Interleave**
- **Modulate**
- **S/P**
- **IFFT**
- **CP(cyclic prefix)**
- **FFT**
- **Equalizer**
- **P/S**
- **Demodulate**
- **Deinterleave**
- **Decode**



**Block διαγραμμα OFDM**

### 5.1.1 Πομπός συστήματος

Τα δεδομένα ( $\ll 0 \gg$  ή  $\ll 1 \gg$  που παράγονται τυχαία με ίση πιθανότητα) εισάγονται σειριακά στο πομπό. Ακολουθεί ο σειριακός σε παράλληλο μετατροπέας που τα σειριακά δεδομένα τα μετατρέπει σε παράλληλα. Ο παράλληλος συρμός bits κωδικοποιούνται με συνελκτικό κώδικα διόρθωσης λάθους (convolutional encoder) με πολυώνυμα γεννήτριες {133,171} (οκταδικά οριζόμενες) constraint length=7 και ρυθμό κωδικοποίησης 1/2. Ο ρυθμός κωδικοποίησης μπορεί να αυξηθεί μέσω puncturing και επιπλέον προκύπτουν, μέσω puncturing, ρυθμοί κωδικοποίησης 2/3 και 3/4. Εν συνεχεία, ακολουθεί ανακάτεμα των bits με τυχαίο τρόπο (random interleaving). Ο κωδικοποιημένος και ανακατεμένος συρμός bits ομαδοποιούνται σε ομάδες των  $k$  bit και κάθε ομάδα, συνεπώς, λαμβάνει τιμή  $M = 2^k$  και εισάγονται σε διαμορφωτή. Η έξοδος του διαμορφωτή είναι μιγαδικές τιμές και αναπαρίστανται στο  $I - Q$  επίπεδο (In-phase – Quadrature plane) ως το διάγραμμα αστερισμού.

Τα μιγαδικά, πλέον, δεδομένα εισάγονται στον  $N$ -σημείων IFFT, για να γίνει η μεταφορά των δεδομένων στα  $N$  υποφέροντα. Αμέσως μετά εισάγεται το κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) εισάγοντας στην αρχή του παράλληλου μιγαδικού συρμού δεδομένων τα τελευταία  $CP$  δείγματα. Τα παράλληλα δεδομένα, εν συνεχεία, μετατρέπονται σε σειριακά πάλι και αυτά θα είναι η έξοδος του πομπού, έτοιμα προς μετάδοση μέσω του ασύρματου διαύλου.

- **Encode.m**

```
function code=encode(msg,CodingRate)
ConstraintLength=7;
g0=171;
g1=133;
CodeGenerator=[g0 g1];
trellis=poly2trellis(ConstraintLength,CodeGenerator);
tcode=convenc(msg,trellis);
switch CodingRate
case '1/2'
code = tcode;
%puncpat=[1 1];
case '2/3'
punctcode = tcode;
punctcode(4:4:end)=[];
code = punctcode;
%puncpat=[1 1 1 0];
case '3/4'
punctcode = tcode;
punctcode(4:6:end)=[];
punctcode(4:5:end)=[];
code = punctcode;
%puncpat=[1 1 1 0 0 1];
end
```

Σε αυτή τη βαθμίδα η ροή της πληροφορίας κωδικοποιείται με σκοπό την ανίχνευση και τη διόρθωση σφαλμάτων στο δέκτη που οφείλονται στη μετάδοση. Οι πιο συνηθισμένοι κώδικες που χρησιμοποιούνται είναι οι συνελκτικοί κώδικες (convolutional codes). Η έξοδος, μεγέθους  $n$  bits, ενός συνελκτικού κωδικοποιητή με

καταχωρητή ολίσθησης (shift register) μεγέθους  $K$ , είναι συνάρτηση της εισόδου, μεγέθους  $k$  bits, και της κατάστασής του, δηλαδή της τιμής των προηγούμενων  $K-1$  εισόδων του. Ένας τέτοιος κωδικοποιητής λέγεται ότι έχει ρυθμό κωδικοποίησης (coding rate)  $R_c=k/n$  και μήκος περιορισμού (constraint length)  $K$ .

Οι κώδικες που χρησιμοποιούνται στα κανάλια προσθετικού λευκού Γκαουσιανού θορύβου (AWGN channels) προσθέτουν κάποια bits στα bits πληροφορίας, μειώνοντας έτσι το λόγο της ενέργειας πληροφορίας προς την ενέργεια λευκού θορύβου ( $E_b/N_0$ , όπου  $E_b$  η ενέργεια του bit πληροφορίας και  $N_0$  η ενέργεια του λευκού θορύβου) και το ρυθμό πληροφορίας (data rate). Αυτή η διαφορά ωστόσο, υπερσκελιζεται από τη δυνατότητα ανίχνευσης και διόρθωσης σφαλμάτων που προσφέρουν αυτοί οι κώδικες. Όσον αφορά τους κώδικες που χρησιμοποιούνται στα κανάλια που παρουσιάζουν διαλείψεις (fading channels), είναι ουσιαστικά ίδιοι με αυτούς που χρησιμοποιούνται στα AWGN κανάλια. Η μόνη διαφορά είναι ότι μετά την κωδικοποίηση ακολουθεί μια φάση κατά την οποία τα (κωδικοποιημένα πλέον) bits υφίστανται κάποιες μεταθέσεις, έτσι ώστε διαδοχικά bits να διαμορφώνουν μη διαδοχικά φέροντα και να αντιστοιχίζονται εναλλάξ σε λιγότερο ή περισσότερο σημαντικά bits του αστερισμού (constellation). Με αυτόν τον τρόπο εξουδετερώνεται μερικώς η επίδραση έντονων διαλείψεων (deep fades).

- **Interleave (Ανακάτεμα)**

```
function
y=interleave(x,NumberOfBitsPerOFDMSymbol,NumberOfSubchannels)
z=SerialToParallel(x,NumberOfBitsPerOFDMSymbol);
FirstPermutation=zeros(size(z,1),size(z,2));
SecondPermutation=zeros(size(z,1),size(z,2));
s=max((NumberOfBitsPerOFDMSymbol/NumberOfSubchannels)/2,1);
for n=1:size(z,2)
for k=0:NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1
FirstPermutation((NumberOfBitsPerOFDMSymbol/16)*mod(k,16)+floor(k/16)+
1,n)=z(k+1,n);
end
for k=0:NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1
SecondPermutation(s*floor(k/s)+mod(k+NumberOfBitsPerOFDMSymbol*floor(1
6*k/NumberOfBitsPerOFDMSymbol),s)+1,n)=FirstPermutation(k+1,n);
end
end
end
y=ParallelToSerial(SecondPermutation);
```

Το ανακάτεμα (interleaving) είναι μία τεχνική που χρησιμοποιείται όταν η μετάδοση πρόκειται να γίνει μέσω διαύλου που παρουσιάζει διαλείψεις, και ακολουθεί τη φάση της κωδικοποίησης. Κατά το ανακάτεμα, τα κωδικοποιημένα bits μεταθέτονται έτσι ώστε γειτονικά bits να χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση μη γειτονικών φερόντων και να αντιστοιχίζονται εναλλάξ σε λιγότερο ή περισσότερο σημαντικά bits του αστερισμού (constellation).

- **Modulation**

```
function y=modulate(x,modulation)
switch modulation
case 'BPSK'
%h=modem.pskmod('M',2,'PhaseOffset',pi,'SymbolOrder','Gray','InputType','Bit');
y=pskmod(x,2,0,'gray');
case 'QPSK'
%h=modem.pskmod('M',4,'PhaseOffset',-3*pi/4,'SymbolOrder','Gray','InputType','Bit');
y=pskmod(x,4,pi/4,'gray');
case '16-QAM'
%h=modem.qammod('M',16,'PhaseOffset',pi/2,'SymbolOrder','Gray','InputType','Bit');
y=qammod(x,16,0,'gray');
case '64-QAM'
%h=modem.qammod('M',64,'PhaseOffset',pi/2,'SymbolOrder','Gray','InputType','Bit');
y=qammod(x,64,0,'gray');
end
%y=modulate(h,x);
%if ~strcmp(modulation,'BPSK')
%y=imag(y)+real(y)*i;
end
```

Σε αυτό το στάδιο δημιουργούνται τα σύμβολα διαμόρφωσης (modulation symbols) σύμφωνα με τον αστερισμό (constellation) που υποδεικνύεται.

- **S/P**

```
function ParallelSignal=SerialToParallel(SerialSignal,NumberOfSubchannels)
ParallelSignal=zeros(NumberOfSubchannels,ceil(length(SerialSignal)/NumberOfSubchannels));
for n=1:NumberOfSubchannels
for k=1:ceil(length(SerialSignal)/NumberOfSubchannels)
if ceil(length(SerialSignal)/NumberOfSubchannels)*(n-1)+k<=numel(SerialSignal)
ParallelSignal(n,k)=SerialSignal(n+NumberOfSubchannels*(k-1));
end
end
end
```

Σε αυτό το στάδιο γίνεται μετατροπή των σειριακών δεδομένων σε παράλληλα και τα μιγαδικά δεδομένα είναι έτοιμα να εισαχθούν στον N-σημείων IFFT για να γίνει η μεταφορά των δεδομένων σε N υποφέροντα για την εκπομπή.

- **IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)**

Ο IFFT είναι ένας αποδοτικός αλγόριθμος για τον υπολογισμό του αντίστροφου διακριτού μετασχηματισμού Fourier (inverse discrete Fourier transform – IDFT). Μία ακολουθία  $N$  μιγαδικών αριθμών  $X_0, X_1, \dots, X_{N-1}$ , μετασχηματίζεται σε μία ακολουθία  $N$  μιγαδικών αριθμών  $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$  από τον IDFT σύμφωνα με τον τύπο:

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk}$$

Με την εφαρμογή του IFFT σε ροές  $N$  συμβόλων διαμόρφωσης, το σήμα μετατρέπεται σε ροές  $N$  συμβόλων διαμόρφωσης στο πεδίο του χρόνου, και η πληροφορία διανέμεται σε  $N$  ορθογώνια υποφέροντα (subcarriers). Καθεμία από τις ροές συμβόλων διαμόρφωσης αποτελεί ένα OFDM σύμβολο (OFDM symbol).

- **Cyclic Prefix (κυκλικό πρόθεμα)**

```
function SignalWithCyclicPrefix=AddCyclicPrefix(signal,L)
SignalWithCyclicPrefix=zeros(size(signal,1)+L,size(signal,2));
for n=1:size(signal,1)+L
for k=1:size(signal,2)
if n<=L
SignalWithCyclicPrefix(n,k)=signal(size(signal,1)-L+n,k);
else
SignalWithCyclicPrefix(n,k)=signal(n-L,k);
end
end
end
```

- **P/S**

```
function SerialSignal=ParallelToSerial(ParallelSignal)
SerialSignal=zeros(numel(ParallelSignal),1);
for n=1:size(ParallelSignal,1)
for k=1:size(ParallelSignal,2)
SerialSignal(n+(k-1)*size(ParallelSignal,1))=ParallelSignal(n,k);
end
end
```

Σε αυτό το στάδιο γίνεται μετατροπή των δεδομένων από παράλληλη μορφή σε σειριακή.

### 5.1.2 Κανάλι συστήματος(Ασύρματος διάυλος)

Τα σειριακά δεδομένα, που εκπέμπονται από τον πομπό του συστήματος, εκπορεύονται διαμέσου του ασύρματου διαύλου για να καταλήξουν στο δέκτη. Αυτός ο ασύρματος διάυλος φαίνεται στο παραπάνω σχήμα και περιλαμβάνει δύο blocks που εισάγουν στο εκπεμπόμενο σήμα διαλείψεις και θόρυβο. Το block που εισάγει διαλείψεις (διαλείψεις μικρής κλίμακας) ονομάζεται Rayleigh channel και το block που εισάγει θόρυβο ονομάζεται AWGN.

Το Rayleigh channel εισάγει διαλείψεις λόγω πολλαπλών διαδεδυσεων, με απουσία γραμμής θέσης (δηλαδή Non Line Of Sight - NLOS), και διαλείψεις λόγω σχετικής κίνησης πομπού και δέκτη. Ο λευκός προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος (AWGN) προσθέτει στο σήμα θόρυβο που ορίζεται από το σηματοθορυβικό λόγο (SNR).

### 5.1.3 Δέκτης συστήματος

Ο δέκτης του συστήματος αναλαμβάνει την εργασία να εξάγει από το ληφθέν σήμα το σήμα που εκπέμφθηκε από τον πομπό. Το ληφθέν σήμα είναι το άθροισμα των χρονικά καθυστερημένων αντίγραφων του αρχικού σήματος, λόγω πολλαπλών διαδεδυσεων, μαζί με AWGN θόρυβο. Στο δέκτη ακολουθείται η αντίστροφη λογική από αυτή του δέκτη.

Αρχικά, στο δέκτη, αφού τα σειριακά δεδομένα γίνουν παράλληλα, αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα που έχει εισαχθεί στο πομπό και έτσι αντιμετωπίζεται η ενδοσυμβολική παρεμβολή, αρκεί η το κυκλικό πρόθεμα να είναι μεγαλύτερο της μέγιστης καθυστέρησης.

Εν συνεχεία, στο ληφθέν OFDM σύμβολο εφαρμόζεται ο FFT για να πάρουμε τα σύμβολα που εισαχθούν στον αποκωδικοποιητή. Πριν από τον αποκωδικοποιητή, γίνεται εκτίμηση του καναλιού από τα σήματα του πομπού και του σήματος εξόδου του Rayleigh καναλιού, αφού μετατραπούν σε σήματα συχνότητας. Η απόκριση συχνότητας του καναλιού που προκύπτει διορθώνει και εκτιμά σήμα το οποίο είναι όσο το δυνατόν πλησιέστερα στο εκπεμπόμενο σήμα. Η εκτίμηση απόκρισης συχνότητας του καναλιού δεν περιλαμβάνει εκτίμηση για τον θόρυβο που εισάχθηκε στο σήμα, δηλαδή έγινε εκτίμηση του σήματος μέσω αντιστροφής του καναλιού (channel inverting με Zero-Forcing).

Ο αποκωδικοποιητής ακολουθεί που μετατρέπει την μιγαδική πληροφορία σε bits. Τα bits αναδιατάσσονται μέσω του deinterleaver και αποκωδικοποιούνται μέσω viterbi decoder.

Τέλος, τα bits (και τα πακέτα) που στάλθηκαν και τα bits (και τα πακέτα) που ελήφθησαν συγκρίνονται για να εξαχθούν ο αριθμός λανθασμένων bit (και πακέτων) και ο αντίστοιχος ρυθμός εμφάνισης λανθασμένου bit (Bit Error Rate - BER) (και πακέτων -Packet Error Rate). Τα τελευταία είναι χρησιμότερα εργαλείο για την εκτίμηση απόδοσης του τηλεπικοινωνιακού συστήματος, για διάφορες διαμορφώσεις του (αριθμός υποφερόντων, μήκος κυκλικού προθέματος, ρυθμός κωδικοποίησης κτλ.).

- **Cyclic Prefix (κυκλικό πρόθεμα)**

```
function SignalWithoutCyclicPrefix=RemoveCyclicPrefix(signal,L)  
SignalWithoutCyclicPrefix=zeros(size(signal,1)-L,size(signal,2));
```

```

for n=1:size(signal,1)-L
for k=1:size(signal,2)
SignalWithoutCyclicPrefix(n,k)=signal(n+L,k);
end
end

```

Το κυκλικό πρόθεμα είναι μία ειδική περίπτωση του διαστήματος προστασίας (guard interval – GI) και αποσκοπεί στη μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής. Στην περίπτωση που ένας δίαυλος παρουσιάζει διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές, κάθε σύμβολο υφίσταται παρεμβολές από τα προηγούμενα, λόγω των πολλαπλών διοδεύσεων. Ένας απλός τρόπος για να ελαττωθεί, ή και να εξαλειφθεί, η δυσμενής αυτή επίδραση στη συμπεριφορά της ζεύξης, είναι η χρονική μετατόπιση κάθε OFDM συμβόλου ώστε να μη δέχεται παρεμβολές από άλλα σύμβολα.

Ένα ερώτημα που δημιουργείται, είναι η χρήση του χρονικού διαστήματος που δημιουργείται από τη μετατόπιση των OFDM συμβόλων στο χρόνο. Αν σε αυτό το διάστημα δε μεταδοθεί τίποτα, τότε είναι η περίπτωση του διαστήματος προστασίας (guard interval – GI). Το πρακτικό μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι οι ασυνέχειες που δημιουργούνται στο σήμα, οι οποίες δυσκολεύουν την αναπαραγωγή του. Μία δεύτερη επιλογή είναι να επιτραπεί σε κάθε OFDM σύμβολο να επεκτείνει τη διάρκειά του μέχρι την αρχή του επόμενου. Αυτή η μέθοδος ονομάζεται κυκλικό επίθεμα (cyclic postfix) και έχει το πρακτικό μειονέκτημα ότι η αρχή του συμβόλου, που είναι και η πιο σημαντική για την εξακρίβωση της φάσης του, εξακολουθεί να βρίσκεται σε μία περιοχή ασυνέχειας. Η καλύτερη πρακτικά λύση είναι να επιτραπεί σε κάθε OFDM σύμβολο να επεκτείνει τη διάρκειά του μέχρι το τέλος του προηγούμενου. Αυτή είναι η περίπτωση του κυκλικού προθέματος (cyclic prefix) και δεν παρουσιάζει τα ελαττώματα των δύο προηγούμενων μεθόδων.

Η εισαγωγή κυκλικού προθέματος μπορεί να ελαττώνει τη διασυμβολική παρεμβολή, αυξάνει όμως το απαιτούμενο εύρος ζώνης και μειώνει το ρυθμό πληροφορίας

- **FFT (Fast Fourier Transform)**

Κατ' αντιστοιχία με τον IFFT, ο FFT είναι ένας αποδοτικός αλγόριθμος για τον υπολογισμό του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (discrete Fourier transform – DFT). Μία ακολουθία  $N$  μιγαδικών αριθμών  $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$  μετασχηματίζεται σε μία ακολουθία  $N$  μιγαδικών αριθμών  $X_0, X_1, \dots, X_{N-1}$  από τον DFT σύμφωνα με τον τύπο:

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$

Ο IFFT εφαρμόζεται σε κάθε OFDM σύμβολο για να προκύψει μία ροή  $N$  συμβόλων διαμόρφωσης.

## • Εξισωτής (Equalizer)

Σε αυτή τη βαθμίδα του δέκτη γίνεται αντιστάθμιση της επίδρασης των διαλείψεων στο σήμα. Για να επιτευχθεί αυτός ο στόχος, ο εξισωτής πρέπει να εκτελεί ταυτόχρονα δύο εργασίες: να παρέχει μία εκτίμηση για τη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού και να χρησιμοποιεί αυτή την εκτίμηση για να αντισταθμίσει την επίδραση των διαλείψεων. Η πρώτη εργασία είναι απαραίτητο να εκτελείται συνεχώς διότι η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου είναι, για ασύρματες ζεύξεις, χρονικά μεταβαλλόμενη. Αυτό επιτυγχάνεται συνήθως με τη χρήση κάποιας ανάδρασης (feedback) και η τεχνική ονομάζεται decisionfeedback equalization (DFE). Η δεύτερη εργασία χρησιμοποιεί την ενημερωμένη εκτίμηση του καναλιού για να αποφασίσει ποιο σύμβολο μετέδωσε ο πομπός. Η απλή αντιστροφή του καναλιού μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική ενίσχυση του θορύβου. Για αυτό το λόγο είναι προτιμότερο να σχεδιάζεται ο εξισωτής με τέτοιο τρόπο, ώστε να υπάρχει μία ισορροπία ανάμεσα στην αντιστροφή του διαύλου και την ενίσχυση του θορύβου.

Ο εξισωτής χρησιμοποιείται στο δέκτη ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος και έχει στόχο την αντιστάθμιση της δυσμενούς επίδρασης του διαύλου, λόγω της εξάρτησης των χαρακτηριστικών του από τη συχνότητα. Η διαδικασία αυτή προϋποθέτει τη γνώση της συνάρτησης μεταφοράς  $H(f)$  του διαύλου. Στην περίπτωση που το κανάλι είναι χρονικά μεταβαλλόμενο, είναι αναγκαίο να έχει προβλεφθεί μία μέθοδος ενημέρωσης των παραμέτρων του εξισωτή. Στη συνέχεια θα εξετασθούν δύο τύποι εξισωτών: ο εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού (zero forcing equalizer – ZF equalizer) και ο εξισωτής ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error equalizer – MMSE equalizer).

### ***Εξισωτής Μηδενικού Εξαναγκασμού (Zero Forcing Equalizer – ZF Equalizer)***

Ο εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού (Zero Forcing Equalizer - ZF Equalizer)  $H_{ZF}(f)$  δίνεται από τον τύπο:

$$H_{ZF}(f) = \frac{1}{H(f)}$$

όπου  $H(f)$  η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου. Είναι προφανές ότι ένας εξισωτής ZF αντισταθμίζει πλήρως την επίδραση του καναλιού, με το τίμημα ότι ενισχύει την ισχύ του θορύβου. Πράγματι, αν στην είσοδο του δέκτη προστίθεται λευκός Γκαουσιανός θόρυβος  $N(f)$  με φασματική πυκνότητα ισχύος  $N_0$ , τότε ο θόρυβος  $N(f)$  μετά την έξοδό του από τον εξισωτή θα έχει φασματική πυκνότητα ισχύος

$$N_0 |H_{ZF}(f)|^2 = \frac{N_0}{|H(f)|^2}$$

Αυτό σημαίνει πως αν για κάποια συχνότητα  $f_0$ ,  $H(f_0)=0$  τότε η ισχύς του θορύβου  $N(f)$  θα είναι άπειρη. Ακόμα όμως και χωρίς μηδενισμό, αν κάποιες συχνότητες είναι πολύ εξασθενημένες, η χρήση ενός εξισωτή ZF θα οδηγήσει σε σημαντική ενίσχυση του θορύβου.



### ***Εξισωτής Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (Minimum Mean Square Error Equalizer - MMSE Equalizer)***

Ο εξισωτής ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error equalizer – MMSE equalizer), όπως φανερώνει και το όνομά του, ελαχιστοποιεί το αναμενόμενο μέσο τετραγωνικό σφάλμα μεταξύ του μεταδιδόμενου συμβόλου και του συμβόλου που ανιχνεύεται στην έξοδό του, παρέχοντας μία ισορροπία ανάμεσα στην αντιστάθμιση της επίδρασης του διαύλου και την ενίσχυση του θορύβου, και δίνεται από τον τύπο :

$$H_{MMSE}(f) = \frac{1}{H(f) + N_0}$$

όπου  $H(f)$  η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου και  $N_0$  η φασματική πυκνότητα ισχύος του λευκού Γκαουσιανού θορύβου  $N(f)$  που προστίθεται στην είσοδο του δέκτη. Αν κάποια συχνότητα είναι αρκετά εξασθενημένη, ο όρος  $N_0$  στον παρονομαστή εμποδίζει τη σημαντική ενίσχυση του θορύβου από τον εξισωτή. Αν πάλι για κάποια συχνότητα η φασματική πυκνότητα ισχύος  $N_0$  είναι μικρή συγκρινόμενη με τον όρο  $H(f)$ , τότε ο εξισωτής αντιστρέφει ικανοποιητικά το κανάλι.

- **Demodulation**

```
function y=demodulate(x,modulation)
switch modulation
case 'BPSK'
%h=modem.pskdemod('M',2,'PhaseOffset',pi,'SymbolOrder','Gray','OutputType',
'e','Bit');
y=pskdemod(x,2,0,'gray');
case 'QPSK'
%h=modem.pskdemod('M',4,'PhaseOffset',-
3*pi/4,'SymbolOrder','Gray','OutputType','Bit');
y=pskdemod(x,4,pi/4,'gray');
case '16-QAM'
%h=modem.qamdemod('M',16,'PhaseOffset',pi/2,'SymbolOrder','Gray','Output
Type','Bit');
y=qamdemod(x,16,0,'gray');
case '64-QAM'
%h=modem.qamdemod('M',64,'PhaseOffset',pi/2,'SymbolOrder','Gray','Output
Type','Bit');
y=qamdemod(x,64,0,'gray');
end
%if ~strcmp(modulation,'BPSK')
%x=imag(x)+real(x)*i;
%end
%y=demodulate(h,x);
```

Σε αυτό το στάδιο γίνεται η αποδιαμόρφωση των συμβόλων διαμόρφωσης που προκύπτουν από την εφαρμογή του FFT. Η αποδιαμόρφωση γίνεται σύμφωνα με τον αστερισμό και το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό.

- **Deinterleaving**

```
function
y=deinterleave(x,NumberOfBitsPerOFDMSymbol,NumberOfSubchannels)
z=SerialToParallel(x,NumberOfBitsPerOFDMSymbol);
FirstPermutation=zeros(size(z,1),size(z,2));
SecondPermutation=zeros(size(z,1),size(z,2));
s=max((NumberOfBitsPerOFDMSymbol/NumberOfSubchannels)/2,1);
for n=1:size(z,2)
for k=0:NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1
FirstPermutation(s*floor(k/s)+mod(k+floor(16*k/NumberOfBitsPerOFDMSymbol),s)+1,n)=z(k+1,n);
end
for k=0:NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1
SecondPermutation(16*k-(NumberOfBitsPerOFDMSymbol-1)*floor(16*k/NumberOfBitsPerOFDMSymbol)+1,n)=FirstPermutation(k+1,n);
end
end
end
y=ParallelToSerial(SecondPermutation);
```

Κατά την αποδιαστρωμάτωση γίνεται αντιστροφή των μεταθέσεων που πραγματοποιήθηκαν στην αντίστοιχη βαθμίδα του πομπού (αν υπήρχε).

- **Decoding**

```
function decoded=decode(code,CodingRate)
ConstraintLength=7;
g0=171;
g1=133;
CodeGenerator=[g0 g1];
code = -2*code+1;
len = length(code);
switch CodingRate
case '1/2'
nicode = code;
%puncpat=[1 1];
case '2/3'
nicode = zeros(4*len/3,1); % Zeros represent inserted data.
nicode(1:4:end) = code(1:3:end); % Write actual data.
nicode(2:4:end) = code(2:3:end); % Write actual data.
nicode(3:4:end) = code(3:3:end); % Write actual data.
%puncpat=[1 1 1 0];
case '3/4'
nicode = zeros(3*len/2,1); % Zeros represent inserted data.
```

```

nicode(1:6:end) = code(1:4:end); % Write actual data.
nicode(2:6:end) = code(2:4:end); % Write actual data.
nicode(3:6:end) = code(3:4:end); % Write actual data.
nicode(6:6:end) = code(4:4:end); % Write actual data.
%puncpat=[1 1 1 0 0 1];
end
trellis=poly2trellis(ConstraintLength,CodeGenerator);
tblen=5*ConstraintLength;
decoded=vitdec(nicode,trellis,96,'trunc','unquant');

```

Στον αποκωδικοποιητή γίνεται ανίχνευση και διόρθωση σφαλμάτων με τη χρήση του αλγορίθμου Viterbi (για συνελκτικούς κώδικες).

## 5.2 Κανάλια που χρησιμοποιήθηκαν για τις προσομοιώσεις

Για τη μελέτη των χαρακτηριστικών και των επιδόσεων των συστημάτων OFDM, έγιναν προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν για τους παρακάτω τύπους καναλιών: κανάλι προσθετικού λευκού Γκαουσσισιανού θορύβου (additive white Gaussian noise channel – AWGN channel), κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων (flat fading channel) και κανάλι συχνοτικά επιλεκτικών διαλείψεων (frequency selective fading channel). Η διαμόρφωση και ο ρυθμός κωδικοποίησης που χρησιμοποιήθηκαν ήταν σύμφωνοι με το IEEE Std 802.11a-1999 και φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

Διαμόρφωση	Ρυθμός Κωδικοποίησης
BPSK	1/2
BPSK	3/4
QPSK	1/2
QPSK	3/4
16-QAM	1/2
16-QAM	3/4
64-QAM	2/3
64-QAM	3/4

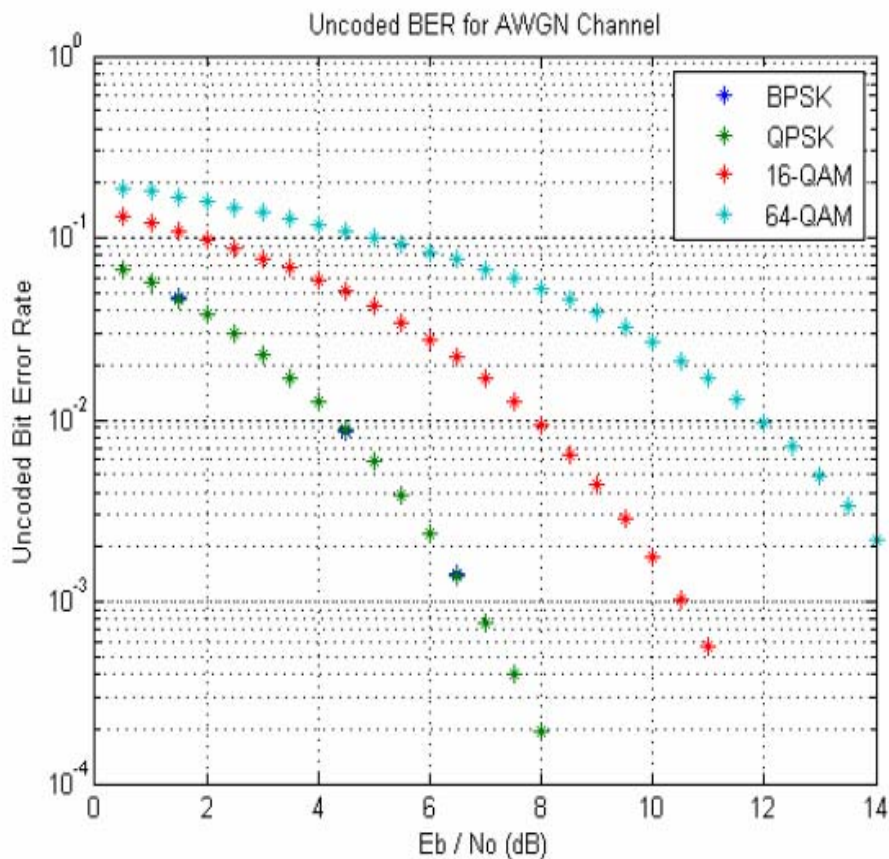
Πίνακας 2: Συνδυασμοί διαμόρφωσης και ρυθμού κωδικοποίησης σύμφωνα με το IEEE Std

Το συνολικό εύρος ζώνης ήταν 20MHz και διαιρούταν σε 64 υποδιαύλους. Καθένα από τα 64 υποφέροντα θεωρείται ότι μεταφέρει πληροφορία. Τα μεγέθη που μελετήθηκαν στις προσομοιώσεις ήταν ο ρυθμός σφάλματος bit (bit errorrate - BER), ο ρυθμός σφάλματος μη κωδικοποιημένου bit (uncoded bit error rate – uncoded BER).

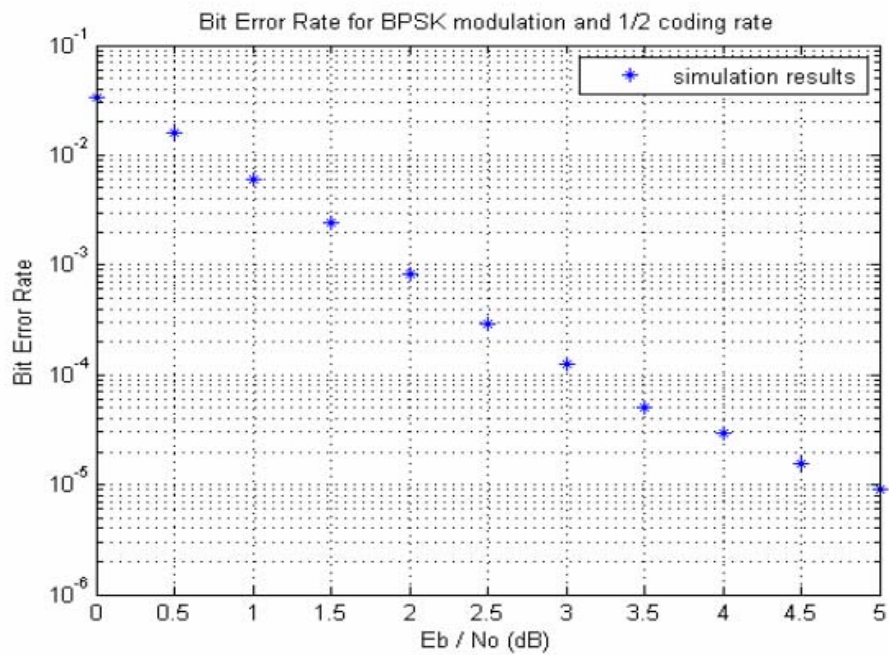
Τα παραπάνω μεγέθη υπολογίστηκαν συναρτήσει του λόγου  $E_b/N_0$ , όπου  $E_b$  η ενέργεια του bit και  $N_0$  η ενέργεια του λευκού θορύβου. Ο λόγος αυτός είναι καταλληλότερος από το σηματοθορυβικό λόγο (signal-to-noise ratio – SNR) γιατί παρέχει ένα μέτρο σύγκρισης συστημάτων που χρησιμοποιούν διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης. Όπου ήταν δυνατό, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκρίθηκαν με τις θεωρητικές τιμές. Αναλυτική παρουσίαση των γραφικών παραστάσεων που επιβεβαιώνουν τη συμφωνία θεωρητικών αποτελεσμάτων και προσομοίωσης βρίσκονται στο παράρτημα.

### 5.3 Κανάλι Προσθετικού Λευκού Γκαουσιανού Θορύβου (Additive White Gaussian Noise Channel – AWGN Channel)

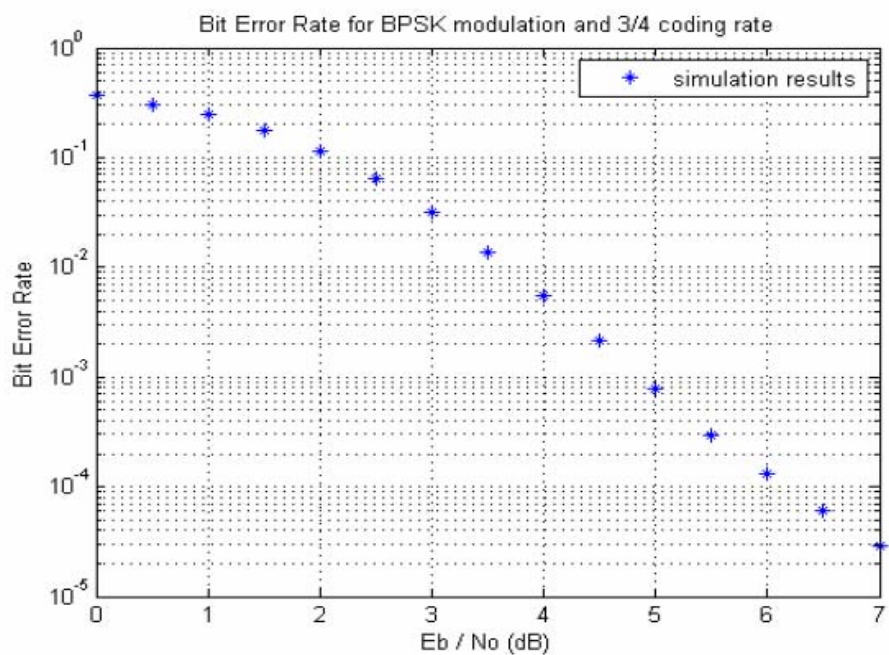
Σε αυτό τον τύπο καναλιού, αγνοείται η επίδραση των διαλείψεων στο σήμα. Επομένως ένα σύστημα OFDM δεν παρουσιάζει καμία διαφορά, ως προς τις επιδόσεις, σε σχέση με ένα σύστημα απλού φέροντος. Ακολουθούν μερικά χαρακτηριστικά διαγράμματα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



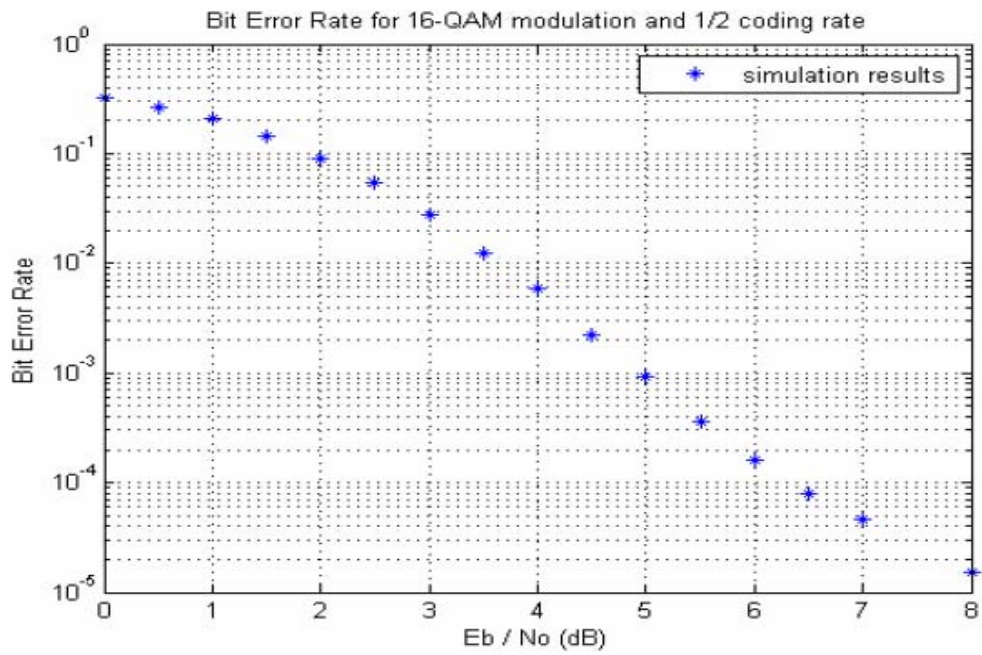
Σχήμα 36: Uncoded BER για AWGN κανάλι και όλα τα σχήματα διαμόρφωσης



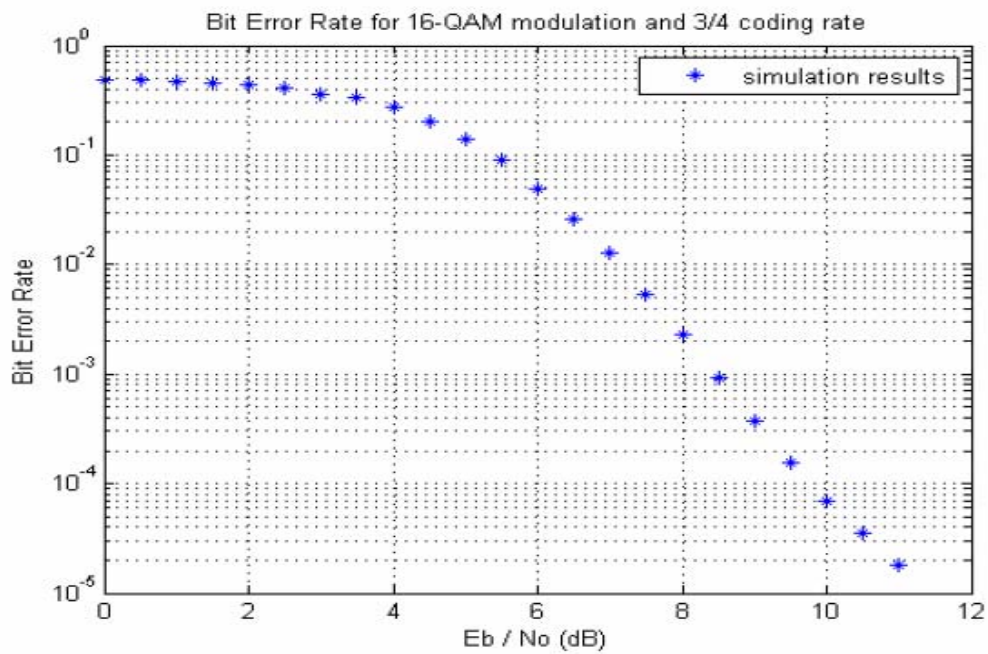
Σχήμα 37: BER για BPSK διαμόρφωση και ρυθμό κωδικοποίησης  $\frac{1}{2}$



Σχήμα 38: BER για BPSK διαμόρφωση και ρυθμό κωδικοποίησης  $\frac{3}{4}$



Σχήμα 39: BER για 16-QAM διαμόρφωση και ρυθμό κωδικοποίησης  $\frac{1}{2}$



Σχήμα 40: BER για 16-QAM διαμόρφωση και ρυθμό κωδικοποίησης  $\frac{3}{4}$

Από τα παραπάνω διαγράμματα μπορούν να εξαχθούν κάποια ενδιαφέροντα συμπεράσματα, κυρίως όσον αφορά το BER:

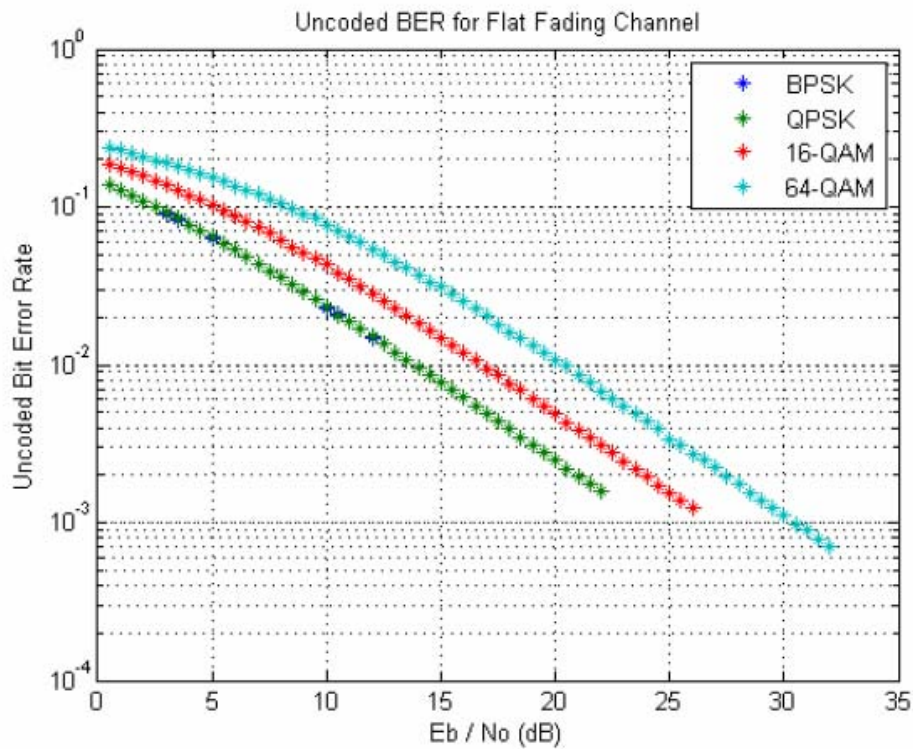
- Οι τεχνικές διαμόρφωσης που επιτυγχάνουν καλύτερο BER είναι κατά φθίνουσα σειρά: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM (σχ. 36).
- Μικρότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα καλύτερες τιμές για το BER (σχ 37-40).

Το πρώτο συμπέρασμα είναι συνέπεια των χαρακτηριστικών των σχημάτων διαμόρφωσης και πιο συγκεκριμένα του γεγονότος ότι αστερισμοί με λιγότερα σημεία έχουν μεγαλύτερη ανοχή σε σφάλματα. Το δεύτερο είναι επιβεβαίωση της χρησιμότητας της κωδικοποίησης, καθώς η χρήση περισσότερων bits για κωδικοποίηση επιτρέπει την ανίχνευση / διόρθωση περισσότερων σφαλμάτων.

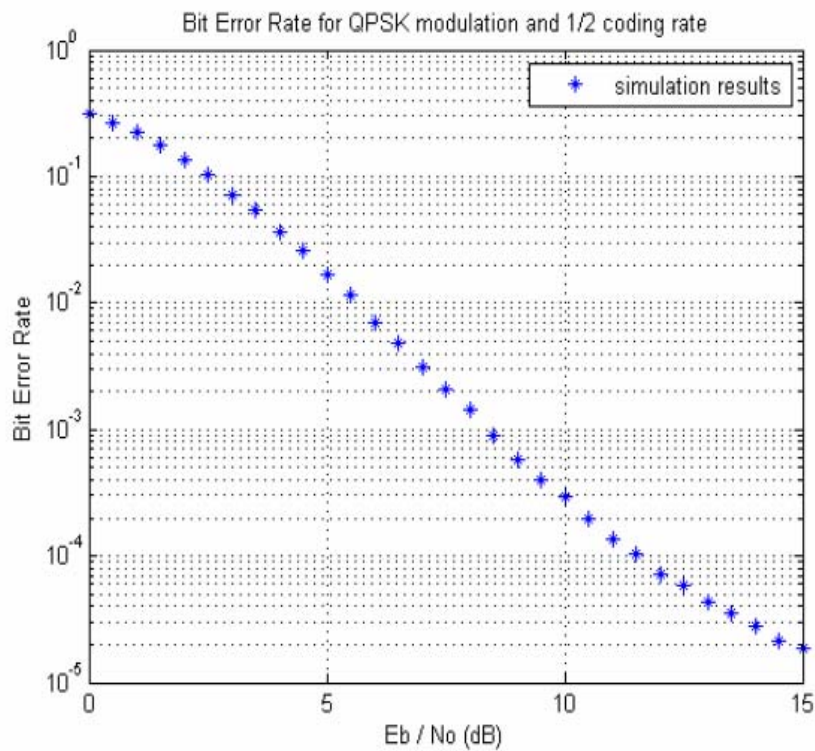
Επειδή όμως τα σχήματα διαμόρφωσης που αντιστοιχούν περισσότερα bits σε κάθε σύμβολο παρουσιάζουν χειρότερο BER, υπάρχει και η απαίτηση για υψηλότερη τιμή του λόγου  $E_b/N_0$ , ώστε το BER να είναι αρκετά μικρό.

#### **5.4 Κανάλι Συχνοτικά Επίπεδων Διαλείψεων (Flat Fading Channel)**

Σε αυτό τον τύπο καναλιού, υπολογίζεται η επίδραση των διαλείψεων θεωρώντας αυτές ως συχνοτικά επίπεδες. Για την αντιστάθμισή τους χρησιμοποιείται στο δέκτη εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού. Εφόσον οι διαλείψεις που παρουσιάζει ο διάυλος είναι συχνοτικά επίπεδες, η εισαγωγή κυκλικού προθέματος είναι περιττή. Αυτό ισχύει επειδή όλες οι φασματικές συνιστώσες έχουν την ίδια καθυστέρηση και επομένως τα σύμβολα διαμόρφωσης που λαμβάνει ο δέκτης δεν έχουν υποστεί παρεμβολές από αυτά που μεταδόθηκαν προηγουμένως, δηλαδή δεν υπάρχει διασυμβολική παρεμβολή. Ακολουθούν μερικά χαρακτηριστικά διαγράμματα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

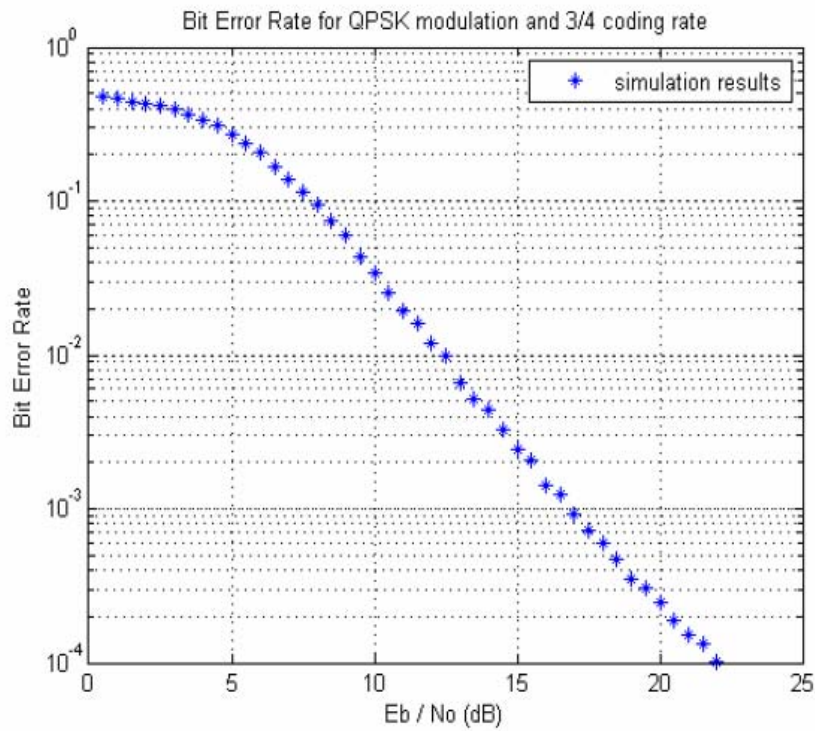


Σχήμα 41: Uncoded BER για κανάλι συχνότητας επίπεδων διαλείψεων και όλα τα σχήματα διαμόρφωσης.

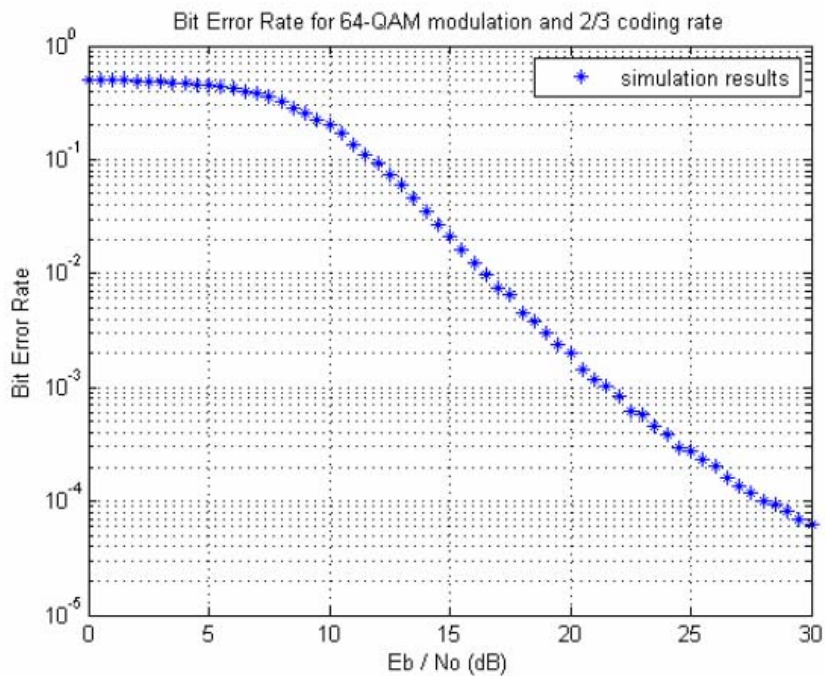


Σχήμα 42: BER για QPSK διαμόρφωση με ρυθμό κωδικοποίησης  $1/2$ .

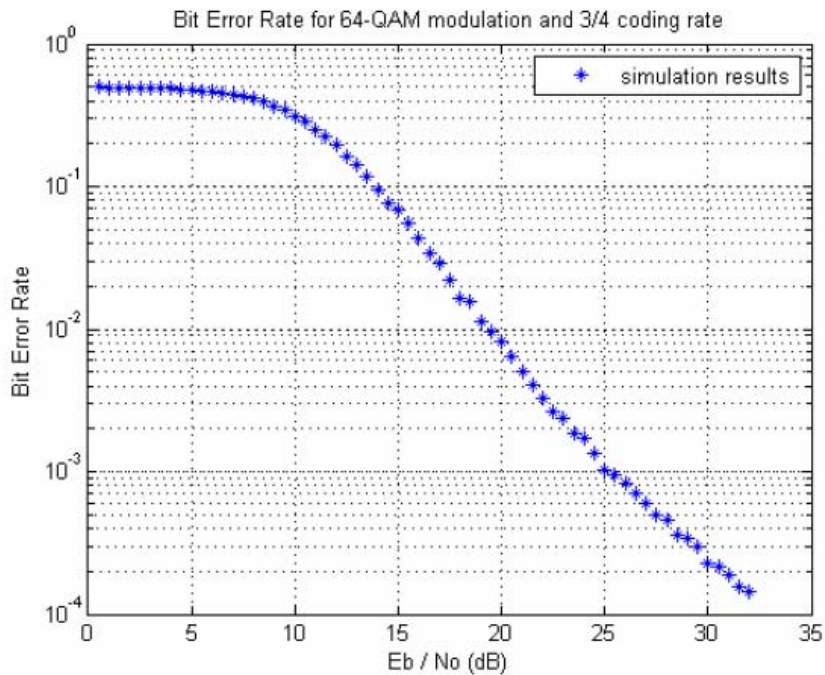




Σχήμα 43: BER για QPSK διαμόρφωση με ρυθμό κωδικοποίησης  $3/4$ .



Σχήμα 44: BER για 64-QAM διαμόρφωση με ρυθμό κωδικοποίησης  $2/3$



**Σχήμα 45:** BER για 64-QAM διαμόρφωση με ρυθμό κωδικοποίησης  $3/4$ .

Από τα παραπάνω διαγράμματα γίνεται αντιληπτό πως τα συμπεράσματα που βγήκαν από τη μελέτη του AWGN καναλιού ισχύουν και για το κανάλι συχνοτικά επίπεδων διαλείψεων, δηλαδή:

- Οι τεχνικές διαμόρφωσης που επιτυγχάνουν καλύτερο BER είναι κατά φθίνουσα σειρά: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM (σχ. 41).
- Χαμηλότεροι ρυθμοί κωδικοποίησης έχουν ως αποτέλεσμα καλύτερες τιμές για το BER (42-45).

Επιπλέον, όπως ήταν αναμενόμενο:

Ο εξισωτής μηδενικού εξαναγκασμού που χρησιμοποιείται, μπορεί να αντισταθμίζει την επίδραση των διαλείψεων, η χρήση του όμως οδηγεί στην αύξηση της ισχύος του θορύβου με αποτέλεσμα η ζεύξη να παρουσιάζει χειρότερες επιδόσεις.

## 5.5 Κανάλι Συχνοτικά Επιλεκτικών Διαλείψεων (Frequency Selective Fading Channel)

Σε αυτό τον τύπο καναλιού, υπολογίζεται η επίδραση των διαλείψεων θεωρώντας αυτές ως συχνοτικά επιλεκτικές. Η προσομοίωση έγινε για δύο διαφορετικά κανάλια: ένα με εξάπλωση καθυστέρησης 200ns και ένα με εξάπλωση καθυστέρησης 750ns.

Και για τα δύο κανάλια ισχύει:  $T_s < \sigma_{T_m}$ , όπου  $T_s=50$ ns η διάρκεια του συμβόλου διαμόρφωσης και  $\sigma_{T_m}$  η εξάπλωση καθυστέρησης του κάθε καναλιού, επομένως το σήμα πράγματι υφίσταται διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile – PDP) για τα δύο κανάλια που προσομοιώθηκαν .

Σημειώνεται ότι η ισχύς σε κάθε χρονική στιγμή είναι στην πραγματικότητα ο λόγος της ισχύος του σήματος στην είσοδο του δέκτη προς την ισχύ του σήματος που φθάνει στο δέκτη με μηδενική καθυστέρηση.

Καθυστέρηση (ns)	Ισχύς (dB)
0 – 50	3.8618
50 - 100	-0.8868
100 - 150	-12.7654
150 - 200	-16.9680

Καθυστέρηση ισχύος για εξάπλωση καθυστέρησης 200ns

Καθυστέρηση (ns)	Ισχύς (dB)
0 – 50	4.6543
50 - 100	0.5181
100 - 150	-1.4497
150 - 200	-3.3894
200 - 250	-6.2599
250 - 300	-8.3983
300 - 350	-10.6048
350 - 400	-12.7901
400 - 450	-14.8812
450 - 500	-16.6555
500 - 550	-19.7881
550 - 600	-21.9382
600 - 650	-23.3724
650 - 700	-27.2125
700 - 750	-29.2082

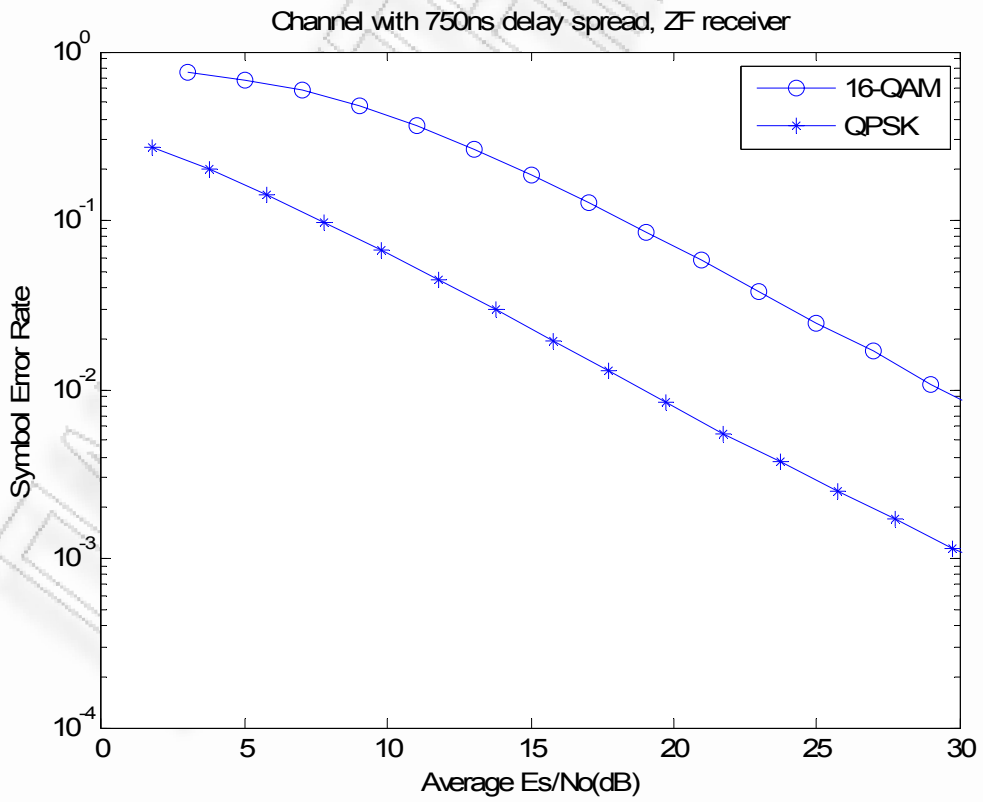
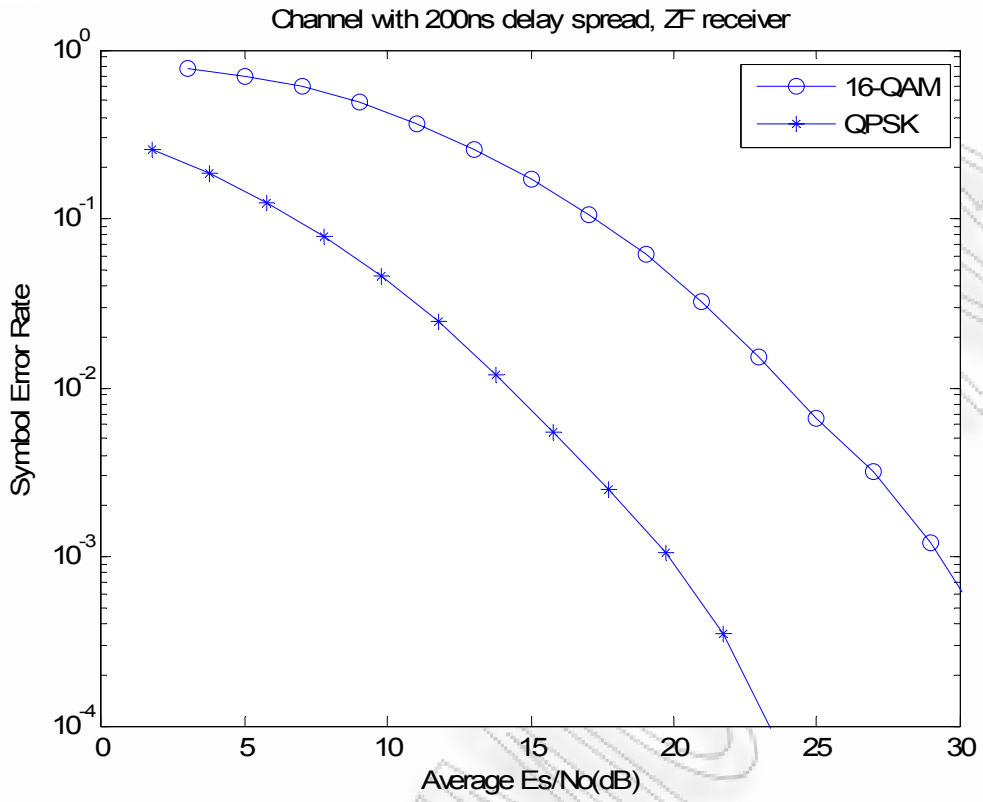
Καθυστέρηση ισχύος για εξάπλωση καθυστέρησης 750ns

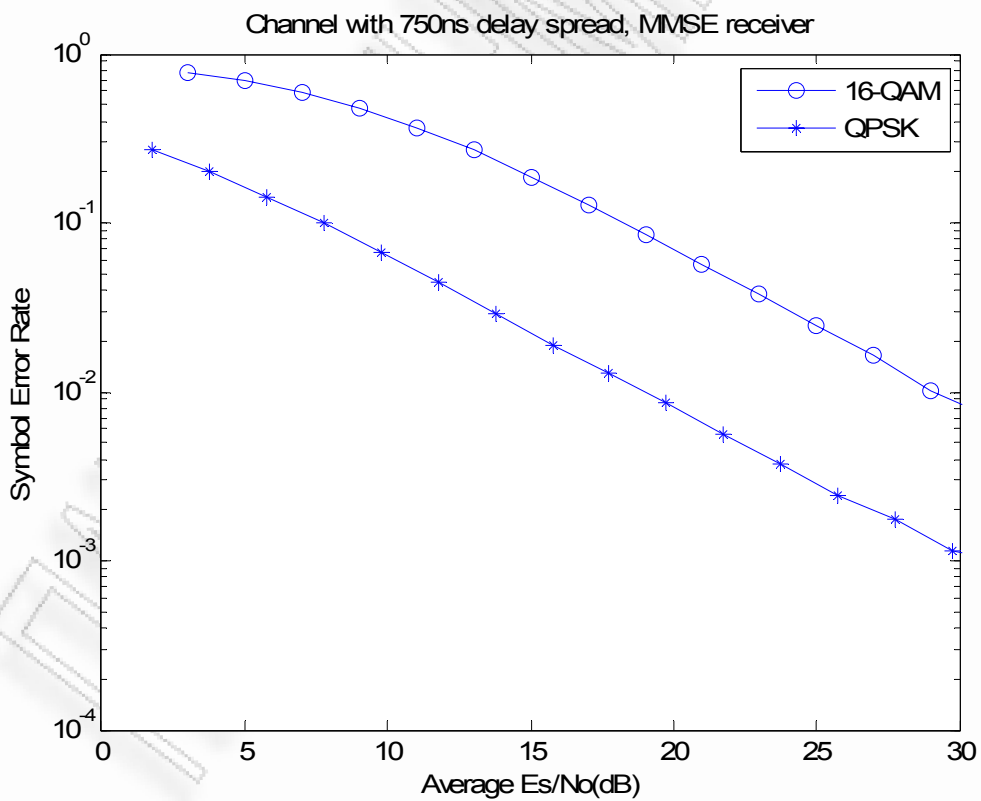
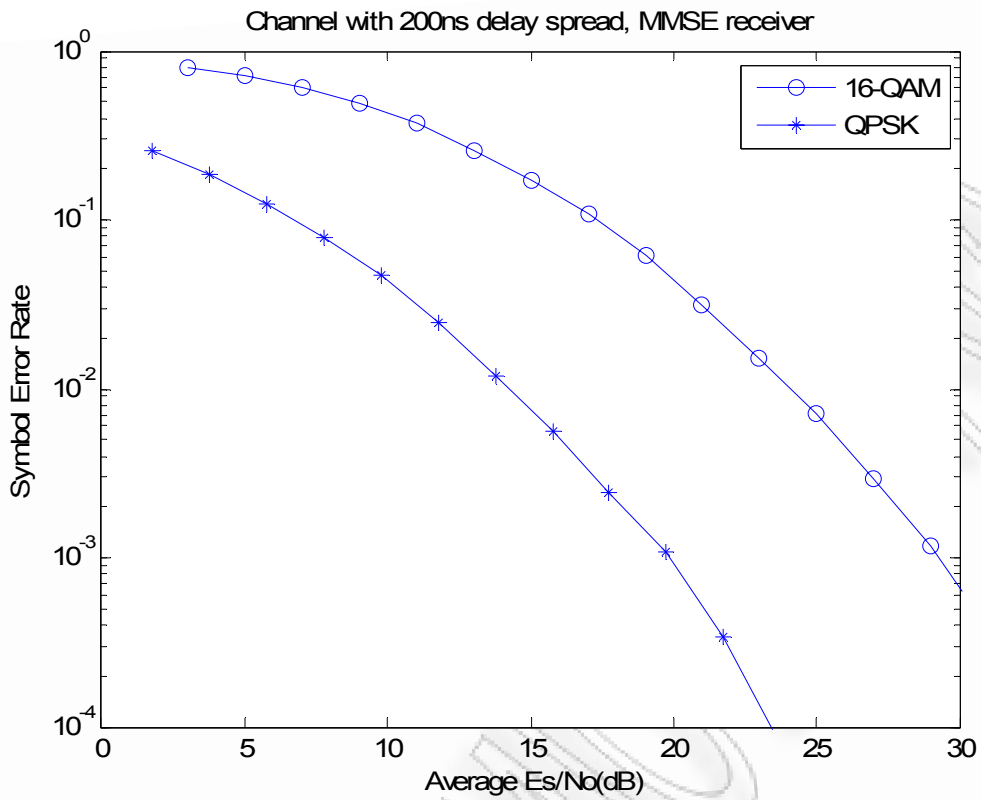
- **Αποτελέσματα**

Αρχικά δίνουμε την επίδοση του symbol error rate συναρτήσει  $E_s/N_0$  (dB) για διαμόρφωση QPSK και 16-QAM με δέκτη zero-forcing (ZF) και minimum mean square error (MMSE) σε πολυδιαδρομικό κανάλι με μέγιστη χρονική καθυστέρηση 200ns και 750ns, με κατανομή ισχύος σύμφωνα με τους προηγούμενους πίνακες.

Παρατηρούμε, όπως αναμενόταν, ότι η διαμόρφωση QPSK έχει καλύτερη επίδοση από την 16-QAM, όπως επίσης ότι το κανάλι με την μικρότερη χρονική διασπορά παρουσιάζει καλύτερη επίδοση από το κανάλι με τη μεγαλύτερη χρονική διασπορά.

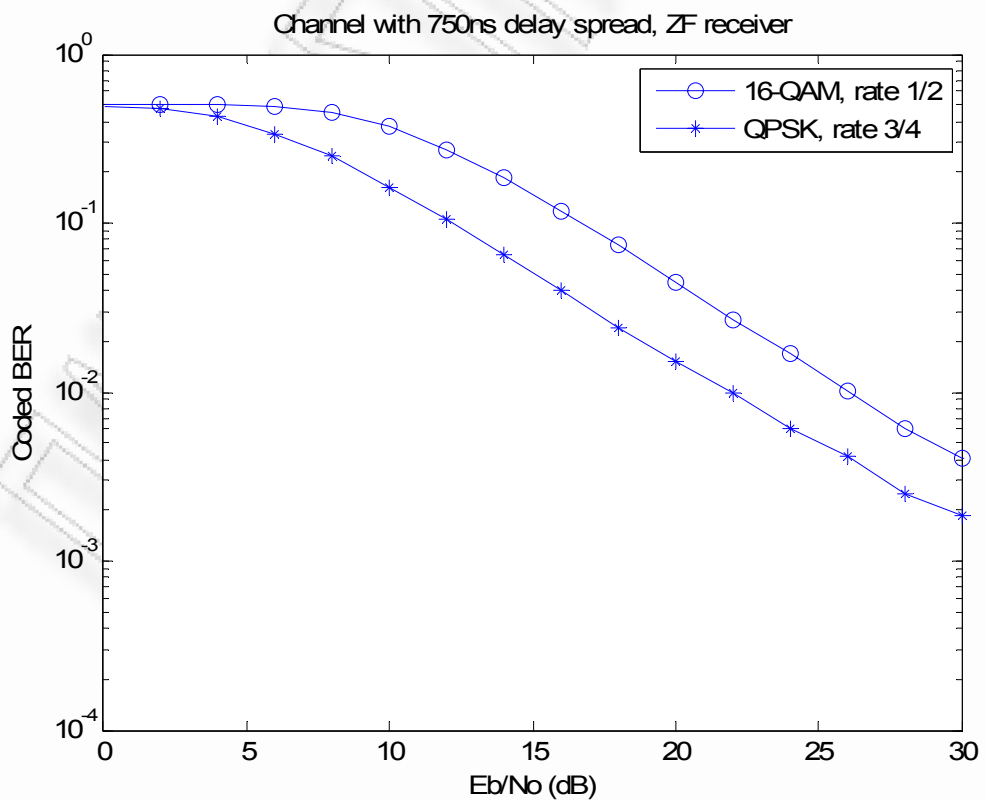
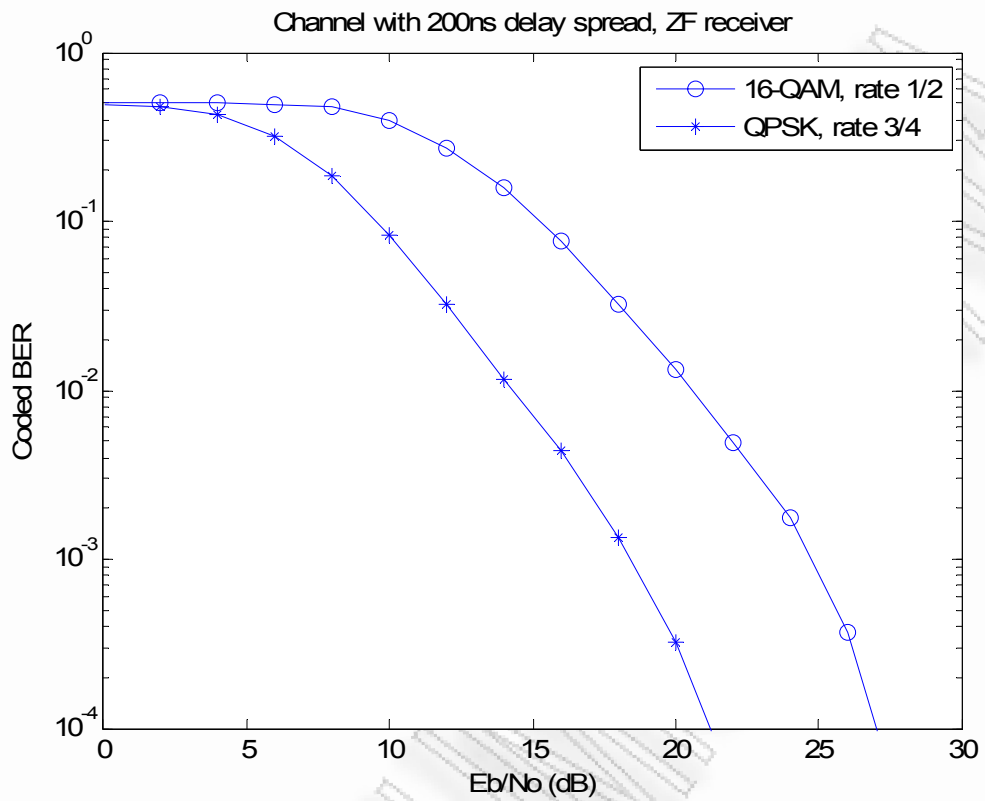
Τέλος, δεν παρατηρείται διαφορά στην επίδοση μεταξύ του ZF και του MMSE δέκτη.

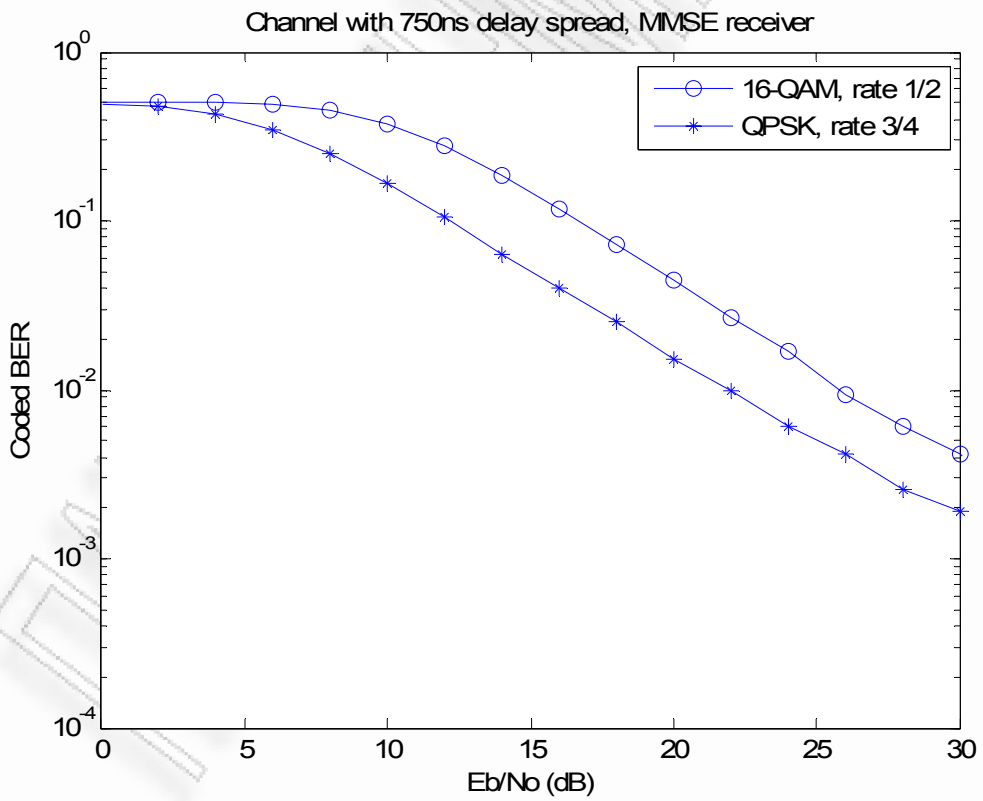
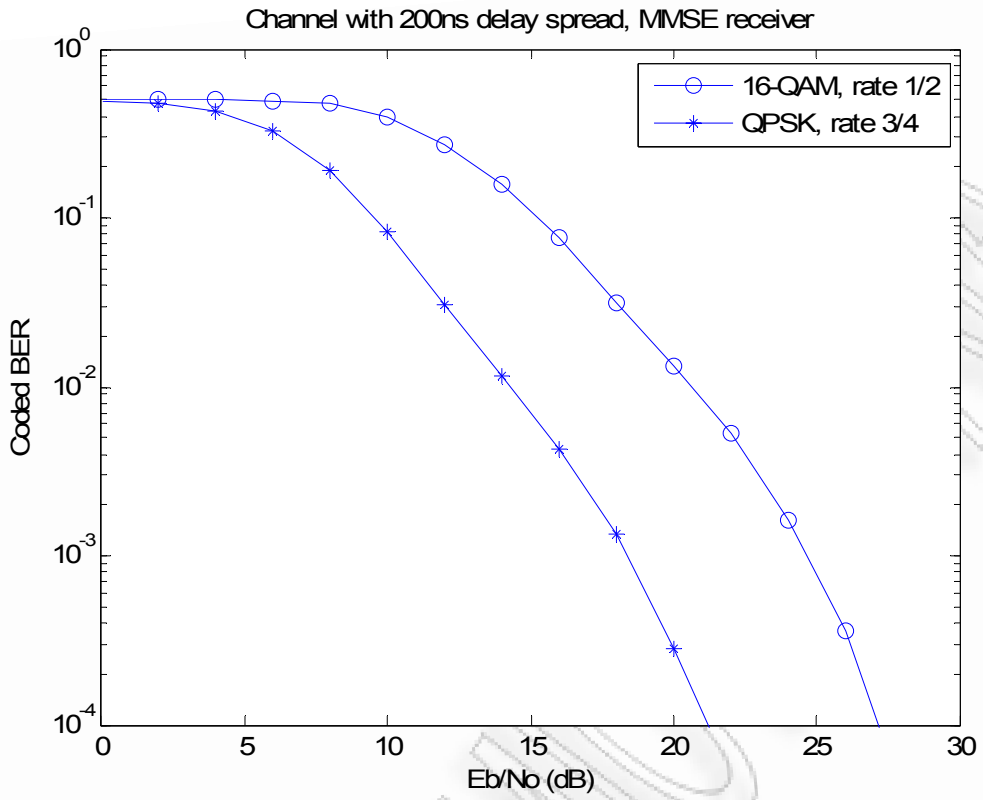




Στη συνέχεια υπολογίζουμε το BER με κωδικοποίηση συνελκτικού κώδικα – αποκωδικοποίηση Viterbi για QPSK και 16-QAM με διαφορετικά coding rates και με δέκτη zero-forcing (ZF) και minimum mean square error (MMSE) σε

πολυδιαδρομικό κανάλι με μέγιστη χρονική καθυστέρηση 200ns και 750ns, με κατανομή ισχύος σύμφωνα με τους προηγούμενους πίνακες.







## • Συμπεράσματα

- Κανάλι με μεγαλύτερη εξάπλωση καθυστέρησης έχει χειρότερες επιδόσεις
- Η χρήση κωδικοποίησης βελτιώνει την επίδοση της ζεύξης
- Ο MMSE εξισωτής πλεονεκτεί έναντι του ZF εξισωτή όσον αφορά την επίδρασή του στα χαρακτηριστικά της σύνδεσης.

Τα δύο πρώτα συμπεράσματα είναι αρκετά προφανή και αφορούν τον τύπο των διαλείψεων που παρουσιάζει ο διάυλος. Όσο μεγαλύτερη είναι η εξάπλωση καθυστέρησης, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference – ISI).

Το άλλο συμπέρασμα προκύπτει από τη σύγκριση των δύο διαφορετικών τύπων εξισωτή και είναι λογικό, καθώς ο εξισωτής ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος χρησιμοποιεί περισσότερη πληροφορία (επίπεδο ισχύος θορύβου) προκειμένου να αποφασίσει για τον καταλληλότερο τρόπο αντιστάθμισης της επίδρασης των διαλείψεων στο σήμα. Η διαφορά ωστόσο ανάμεσα στα δύο είδη εξισωτών, για τις παραμέτρους του συστήματος που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση, δεν είναι μεγάλη.

## 5.6 Παράρτημα με κώδικα κυρίως προγράμματος

- Ο κώδικας MATLAB με τον οποίο είχαμε τα παραπάνω αποτελέσματα δίνεται παρακάτω:

```
function [modulation CodingRate M MaxEbNo NumberOfTaps StepL MaxL
equalizer]=options(Ts,Tcp)
modulation=0;
CodingRate=0;
M=0;
MaxEbNo=0;
NumberOfTaps=0;
StepL=0;
MaxL=0;
equalizer=0;
choice=menu('Choose modulation and coding rate','modulation: BPSK, coding
rate: 1/2','modulation: BPSK, coding rate: 3/4','modulation: QPSK, coding rate:
1/2','modulation: QPSK, coding rate: 3/4','modulation: 16-QAM, coding rate:
1/2','modulation: 16-QAM, coding rate: 3/4','modulation: 64-QAM, coding rate:
2/3','modulation: 64-QAM, coding rate: 3/4');
switch choice
case 1
modulation='BPSK';
CodingRate='1/2';
M=2;
MaxEbNo=40;
case 2
modulation='BPSK';
```

```

CodingRate='3/4';
M=2;
MaxEbNo=40;
case 3
modulation='QPSK';
CodingRate='1/2';
M=4;
MaxEbNo=40;
case 4
modulation='QPSK';
CodingRate='3/4';
M=4;
MaxEbNo=40;
case 5
modulation='16-QAM';
CodingRate='1/2';
M=16;
MaxEbNo=40;
case 6
modulation='16-QAM';
CodingRate='3/4';
M=16;
MaxEbNo=40;
case 7
modulation='64-QAM';
CodingRate='2/3';
M=64;
MaxEbNo=40;
case 8
modulation='64-QAM';
CodingRate='3/4';
M=64;
MaxEbNo=40;
end
choice=menu('Choose delay spread','delay spread: 200ns','delay spread: 750ns');
switch choice
case 1
NumberOfTaps=4;
StepL=1;
MaxL=NumberOfTaps-1;
case 2
NumberOfTaps=15;
StepL=4;
MaxL=Tcp/Ts;
end
choice=menu('Choose equalizer','Zero Forcing','Minimum Mean Square Error');
switch choice
case 1
equalizer='ZF';
case 2

```

```

equalizer='MMSE';
end

```

**% model characteristics**

```

clear;
Ts=50e-9;
Tcp=0.8e-6;
NumberOfSubchannels=64;
PacketSize=2304;
%simulation options
MinEbNo=0;
StepEbNo=4;
MinL=0;
[modulation CodingRate M MaxEbNo NumberOfTaps StepL MaxL equalizer]=
options(Ts,Tcp)
k=log2(M);
results=zeros(floor((MaxEbNo-MinEbNo)/StepEbNo+1),7,floor((MaxL-
MinL)/(StepL+1)));

j=1;
for EbNo=MinEbNo:StepEbNo:MaxEbNo %EbNo
total_UncodedBitErrors=0;
total_BitErrors=0;
total_SymbolErrors=0;
PER=0;
SNR=EbNo+10*log10(k*str2num(CodingRate));
switch NumberOfTaps
case 4
TapEnergy=[2.4332 0.8153 0.0529 0.0201];
case 15
TapEnergy=[2.9203 1.1267 0.7162 0.4582 0.2366 0.1446 0.0870 0.0526 0.0325
0.0216 0.0105 0.0064 0.0046 0.0019 0.0012];
end
NumberOfPackets=1;
L=MaxL;
packets=0;
while packets<1000
channel=randn(NumberOfTaps,NumberOfPackets)+j*randn(NumberOfTaps,N
umberOfPackets);
for n=1:NumberOfTaps
channel(n,:)=channel(n,:)/sqrt(sum(abs(channel(n,:)).^2)/TapEnergy(n));
end
for packet=1:NumberOfPackets
packets=packets+1;
%transmitter
data=randint(PacketSize,1);
encoded=encode(data,CodingRate);
interleaved=interleave(encoded,k*NumberOfSubchannels,NumberOfSubchanne
ls);
modulated=modulate(interleaved,modulation);

```

```

SignalInFrequencyDomain=SerialToParallel(modulated,NumberOfSubchannels
);
SignalInTimeDomain=ifft(SignalInFrequencyDomain);
SignalWithCyclicPrefix=AddCyclicPrefix(SignalInTimeDomain,L);
TransmittedSignalInTimeDomain=ParallelToSerial(SignalWithCyclicPrefix);
%channel
ChannelInTimeDomain=channel(:,packet);
ChannelInFrequencyDomain=zeros(NumberOfSubchannels,size(SignalInFreque
ncyDomain,2));
for n=1:size(ChannelInFrequencyDomain,2)
ChannelInFrequencyDomain(:,n)=fft([ChannelInTimeDomain;zeros(NumberOf
Subchannels-NumberOfTaps,1)]);
end
FadedSignal=conv(ChannelInTimeDomain,TransmittedSignalInTimeDomain);
ReceivedSignalInTimeDomain=awgn(FadedSignal,SNR,'measured');
%receiver
ReceivedSignalInTimeDomainWithoutTail=zeros(length(ReceivedSignalInTime
Domain)-(NumberOfTaps-1),1);
for n=1:length(ReceivedSignalInTimeDomainWithoutTail)
ReceivedSignalInTimeDomainWithoutTail(n)=ReceivedSignalInTimeDomain(n)
;
end
ReadyToRemoveCyclicPrefix=SerialToParallel(ReceivedSignalInTimeDomainW
ithoutTail,NumberOfSubchannels+L);
ReceivedSignalWithoutCyclicPrefix=RemoveCyclicPrefix(ReadyToRemoveCycli
cPrefix,L);
ReceivedSignalInFrequencyDomain=fft(ReceivedSignalWithoutCyclicPrefix);
switch equalizer
case 'ZF'
EstimatedSignalInFrequencyDomain=ReceivedSignalInFrequencyDomain./Cha
nnelInFrequencyDomain;
case 'MMSE'
EstimatedSignalInFrequencyDomain=ReceivedSignalInFrequencyDomain./(Cha
nnelInFrequencyDomain+(sum(abs(FadedSignal).^2)/10^(SNR/10))/length(Fade
dSignal));
end
serialized=ParallelToSerial(EstimatedSignalInFrequencyDomain);
demodulated=demodulate(serialized,modulation);
deinterleaved=deinterleave(demodulated,k*NumberOfSubchannels,NumberOfS
ubchannels);
decoded=decode(deinterleaved,CodingRate);
%error checking
BitErrors=sum(decoded~=data);
UncodedBitErrors=sum(deinterleaved~=encoded);
switch modulation
case {'BPSK'}
SymbolErrors=sum(abs((angle(real(serialized))-angle(modulated)))>pi/M);
case {'QPSK'}
SymbolErrors=sum(abs((angle(serialized)-angle(modulated)))>pi/M);
case {'16-QAM','64-QAM'}
for ii=1:PacketSize/(k*str2num(CodingRate)),

```

```

if abs(real(serialized(ii)))>sqrt(M)
    serialized(ii)=sign(real(serialized(ii)))*(sqrt(M)-1)+imag(serialized(ii))*i;
end
if abs(imag(serialized(ii)))>sqrt(M)
    serialized(ii)=real(serialized(ii))+sign(imag(serialized(ii)))*(sqrt(M)-1)*i;
end
end
SymbolErrors=sum(abs(real(serialized-modulated))>1|abs(imag(serialized-
modulated))>1);
end
%PacketErrors=boolean(BitErrors);
total_UncodedBitErrors = total_UncodedBitErrors + UncodedBitErrors;
total_BitErrors = total_BitErrors + BitErrors;
total_SymbolErrors = total_SymbolErrors + SymbolErrors;
end % NumberOfPackets
end % while packets
%end % L
res_uncodedber(j) = total_UncodedBitErrors/(packets*length(encoded));
res_ber(j) = total_BitErrors/(packets*length(data));
res_ser(j) = total_SymbolErrors/(packets*length(modulated));
EbNo_dB(j) = EbNo;
EbNo_uncoded(j)=EbNo+10*log10(str2num(CodingRate));
EsNo_dB(j) = SNR;
j=j+1;
end %EbNo

```

```

figure(1)
semilogy(EbNo_uncoded, res_uncodedber, '-x')
axis([0 20 10^(-6) 10^0])
xlabel('Average Eb/No (dB) for uncoded bits')
ylabel('Average uncoded BER')

```

```

figure(2)
semilogy(EbNo_dB, res_ber, '-o')
axis([0 20 10^(-6) 10^0])
xlabel('Average Eb/No (dB)')
ylabel('Average BER with coding')

```

```

figure(3)
semilogy(EsNo_dB, res_ser, '-d')
axis([0 30 10^(-6) 10^0])
xlabel('Average Es/No (dB)')
ylabel('Average SER')

```

# ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] WiMAX networks by Kontaroudi Eleni, 2007
- [2] <http://www.wimaxforum.org/>
- [3] Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed Εκδόσεις Prentice Hall
- [4] WiMAX και διασυνεργασία με το UMTS by Nestoras Alexandros
- [5] Ανάλυση απαιτήσεων και σχεδιασμός DVB-H με δυναμικά προσαρμοσμένα χαρακτηριστικά ισχύος by Konstantinos Sidiropoulos
- [6] Εισαγωγή στις τηλεπικοινωνίες Τμήμα Πληροφορικής & Τηλεπικοινωνιών Τομέας Επικοινωνιών και Επεξεργασίας Σήματος ΑΘΗΝΑ 2006
- [7] John Proakis, Masoud Salehi, Gerhard Bauch “Contemporary Communication Systems- using Matlab and Simulink” Second edition, 2004
- [8] John Proakis, Masoud Salehi “Συστήματα Τηλεπικοινωνιών”, Αθήνα 2002
- [9] Juha Heiskala, John Terry “OFDM Wireless LANs: a theoretical and practical guide”, Sams
- [10] Μ.Ε. Θεολόγου “ Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών” Αθήνα, Μάρτιος 2006
- [11] Καυάλης και Π. Κωττής, Κεραίες – Ασύρματες Ζεύξεις, Εκδόσεις Τζιόλα 2003
- [12] <http://www.techteam.gr/wiki/WiMAX>, ‘Techteam.gr Wiki’, 2006
- [13] [www.s3.kth.se/signal/grad/OFDM/URSIOFDM9808.htm](http://www.s3.kth.se/signal/grad/OFDM/URSIOFDM9808.htm)
- [14] <http://www.mathworks.com>
- [15] <http://www.math.utah.edu/lab/ms/matlab/matlab.html>
- [16] <http://www.web.cess.pdx.edu/~gerry/MATLAB/programming/basics.html>
- [17] <http://www.dsprelated.com/groups/matlab/1.php>
- [18] <http://www.cs.toronto.edu/~radford/ftp/LDPC>
- [19] <http://en.wikipedia.org/wiki/WiMAX>
- [20] <http://iee802.org/16/>