



**ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ**

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ**

**ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ**

**Μεταφορά και Διαχείριση Ευρυζωνικής Κίνησης σε  
Ασύρματα Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα**

**Νικόλαος Ε. Βαϊόπουλος**

**ΑΘΗΝΑ**

**Ιούνιος 2013**





**NATIONAL AND KAPODISTRIAN UNIVERSITY OF ATHENS**

**SCHOOL OF SCIENCES  
DEPARTMENT OF INFORMATICS AND TELECOMMUNICATIONS**

**PROGRAM OF POSTGRADUATE STUDIES**

**PhD THESIS**

**Transfer and Management of Broadband Traffic in Wireless  
Telecommunication Networks**

**Nicholas E. Vaiopoulos**

**ATHENS**

**June 2013**



## **ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ**

Μεταφορά και Διαχείριση Ευρυζωνικής Κίνησης σε Ασύρματα Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα

**Νικόλαος Ε. Βαϊόπουλος**

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: Δημήτριος Βαρουτάς, Επίκουρος Καθηγητής ΕΚΠΑ**

### **ΤΡΙΜΕΛΗΣ ΕΠΙΤΡΟΠΗ ΠΑΡΑΚΟΛΟΥΘΗΣΗΣ:**

**Δημήτριος Βαρουτάς, Επίκουρος Καθηγητής ΕΚΠΑ**

**Θωμάς Σφηκόπουλος, Καθηγητής ΕΚΠΑ**

**Γεώργιος Στεφάνου, Επίκουρος Καθηγητής ΕΚΠΑ**

### **ΕΠΤΑΜΕΛΗΣ ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ**

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

**Δημήτριος Βαρουτάς,  
Επίκουρος Καθηγητής ΕΚΠΑ**

**Θωμάς Σφηκόπουλος,  
Καθηγητής ΕΚΠΑ**

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

**Γεώργιος Στεφάνου,  
Επίκουρος Καθηγητής ΕΚΠΑ**

**Λάζαρος Μεράκος  
Καθηγητής ΕΚΠΑ**

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

**Γεώργιος Τόμπρας,  
Καθηγητής ΕΚΠΑ**

**Παναγιώτης Μαθιόπουλος  
Ερευνητής Α', Εθνικό Αστεροσκοπείο  
Αθηνών**

(Υπογραφή)

**Χαρίλαος Σανδαλίδης,  
Λέκτορας Πανεπιστημίου Στερεάς  
Ελλάδος**

**Ημερομηνία εξέτασης 20/06/2013**



## PhD THESIS

Transfer and Management of Broadband Traffic in Wireless Telecommunication  
Networks

**Nicholas E. Vaiopoulos**

**SUPERVISOR: Dimitris Varoutas**, Assistant Professor UoA

### THREE-MEMBER ADVISORY COMMITTEE:

**Dimitris Varoutas**, Assistant Professor UoA

**Thomas Sphicopoulos**, Professor UoA

**George Stefanou**, Assistant professor UoA

### SEVEN-MEMBER EXAMINATION COMMITTEE

(Signature)

**Dimitris Varoutas,**  
**Assistant Professor UoA**

(Signature)

**George Stefanou,**  
**Assistant Professor UoA**

(Υπογραφή)

**George Tombras,**  
**Professor UoA**

(Signature)

**Harilaos Sandalidis,**  
**Lecturer University of Central Greece**

(Signature)

**Thomas Sphicopoulos,**  
**Professor UoA**

(Signature)

**Lazaros Merakos**  
**Professor UoA**

(Υπογραφή)

**Panagiotis Mathiopoulos,**  
**Researcher A', National Observatory**  
**of Athens**

**Examination Date 20/06/2013**





## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής αποτελεί η μελέτη των τεχνικών διαχείρισης πόρων σε ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα επικοινωνιών με στόχο την βελτιστοποίηση της φασματικής απόδοσης καθώς και η μελέτη εναλλακτικών τεχνολογιών μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια σύντομη επισκόπηση των ευρυζωνικών δικτύων ασύρματης πρόσβασης καθώς και των χαρακτηριστικών τους. Στη συνέχεια αναφέρονται συνοπτικά τα σημαντικότερα θέματα που αφορούν τις τεχνικές της διαχείρισης πόρων σε τέτοιου είδους δίκτυα. Τέλος παρουσιάζονται οι επικρατέστερες εναλλακτικές τεχνολογίες που έχουν προταθεί για την μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης.

Στο δεύτερο κεφάλαιο περιγράφεται το μοντέλο ενός τυπικού ασύρματου ευρυζωνικού δικτύου και γίνεται μια εκτενής ανασκόπηση των επικρατέστερων τεχνικών διαχείρισης πόρων που έχουν προταθεί στην διεθνή βιβλιογραφία. Στη συνέχεια παρουσιάζονται αναλυτικά οι προτεινόμενες τεχνικές διαχείρισης πόρων καθώς και τα συγκριτικά αποτελέσματα της προσομοίωσης των μεθόδων αυτών σε σχέση με την αποδοτικότερη από τις υπάρχουσες τεχνικές. Τέλος συνοψίζονται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την εφαρμογή των προταθέντων τεχνικών.

Στο τρίτο κεφάλαιο αρχικά παρουσιάζεται αναλυτικά το μοντέλο ενός συστήματος μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης μέσω επίγειας ασύρματης οπτικής ζεύξης. Στη συνέχεια μελετάται και αξιολογείται η απόδοση του εν λόγω συστήματος, χρησιμοποιώντας ως μετρικές την μέση πιθανότητα διακοπής καθώς και τη μέση πιθανότητα σφάλματος οι οποίες υπολογίζονται σε κλειστή μορφή. Τέλος παρουσιάζονται τα αριθμητικά αποτελέσματα της προσομοίωσης και παρατίθενται τα σχετικά συμπεράσματα.

Στα πλαίσια του τέταρτου κεφαλαίου γίνεται η παρουσίαση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής ενός πολύ-αλματικού δικτύου εναέριων πλατφορμών μεγάλου ύψους οι οποίες διασυνδέονται με ασύρματη οπτική ζεύξη, με σκοπό την μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης σε μεγάλες αποστάσεις. Εξετάζεται τόσο το σενάριο τους ενός όσο και το σενάριο των πολλών αλμάτων, και μελετάται η απόδοση ενός τέτοιου συστήματος όσον αφορά την μέση πιθανότητα διακοπής στον τελικό χρήστη. Στο τέλος του κεφαλαίου παρατίθενται τα αριθμητικά αποτελέσματα της προσομοίωσης καθώς και τα σχετικά συμπεράσματα.

Τέλος, στο κεφάλαιο 5 συνοψίζονται τα σημαντικότερα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παρούσα διατριβή και γίνονται υποδείξεις για περαιτέρω έρευνα.

**ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ:** Ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα

**ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ:** Διαχείριση πόρων, διαχείριση παρεμβολών, οπτικές επικοινωνίες ελεύθερου χώρου, διαλείψεις, ατμοσφαιρικές αναταράξεις, σφάλμα ευθυγράμμισης.



## **ABSTRACT**

The present thesis aims to study resource allocation techniques in fixed broadband wireless networks in order to optimize their spectral efficiency as well as to investigate alternative broadband transfer methods.

The first chapter gives a brief overview of broadband wireless access networks with their characteristics. The fundamental resource management techniques proposed in the open technical literature are also referred. Finally, the prevailing broadband transfer technologies are presented.

The second chapter describes a typical wireless broadband network model and provides a comprehensive review of the key resource management techniques proposed in the literature. Then, the proposed resource management techniques are presented and compared using proper simulation results. Finally, conclusions are summarized.

In the third chapter, the analytical model of a wireless broadband traffic model over a terrestrial wireless optical link is analyzed. Its performance is extracted using analytical expressions of the average outage probability and the average error probability metrics. Appropriate simulation results are depicted as well.

In the fourth chapter, a network architecture comprising of several high amplitude platforms communicating with each other using optical links, is introduced in order to transfer broadband traffic over long distances. The outage probability performance is examined using either one-hop or multi-hop scenarios and suitable numerical results are provided.

Finally, in chapter 5, concluding remarks are summarized and suggestions for further research are indicated.

**SUBJECT AREA:** broadband wireless networks

**KEYWORDS:** Resource management, interference management, free space optics, fading, turbulence, pointing error.



*Αφιερωμένο με πολύ αγάπη στους γονείς μου*



## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους εκείνους που στάθηκαν δίπλα μου και συνέβαλαν με τον ένα ή τον άλλο τρόπο στην εκπόνηση της παρούσας διατριβής.

Καταρχάς θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα, Επίκουρο καθηγητή του τμήματος Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του ΕΚΠΑ, κ. Δημήτρη Βαρουτά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, δίνοντάς μου την ευκαιρία να ξεκινήσω την διατριβή μου στο εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών. Επίσης τον ευχαριστώ θερμά για την καθοδήγηση και την αμέριστη συμπαράσταση κατά την εκπόνησή της.

Παράλληλα θα ήθελα να ευχαριστήσω, τα άλλα δύο μέλη της τριμελούς επιτροπής τον Καθηγητή κ. Θωμά Σφηκόπουλο και τον Επίκουρο Καθηγητή κ. Γεώργιο Στεφάνου για την άψογη συνεργασία μας και τις πολύ εύστοχες παρατηρήσεις τους, καθώς και τα υπόλοιπα μέλη της επταμελούς επιτροπής Ερευνητή Α' κ. Παναγιώτη Μαθιόπουλο, Καθηγητή κ. Γεώργιο Τόμπρα και Λέκτορα κ. Χαρίλαο Σανδαλίδη.

Ιδιαίτερη αναφορά θα ήθελα να κάνω στον κ. Χαρίλαο Σανδαλίδη, Λέκτορα του Τμήματος Πληροφορικής με Εφαρμογές στη Βιοϊατρική του Πανεπιστημίου Στερεάς Ελλάδας, του οποίου η συνεισφορά υπήρξε καθοριστική για το ερευνητικό περιεχόμενο της παρούσας διατριβής.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω και στον πολύ καλό φίλο, συνεργάτη και συνοδοιπόρο Αλέξανδρο Βάβουλα για την ηθική συμπαράσταση καθώς και τις εύστοχες παρατηρήσεις του κατά την διάρκεια των επιστημονικών μας συζητήσεων στα πλαίσια της παρούσας διατριβής.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω ένα πολύ μεγάλο ευχαριστώ στους γονείς μου, στους οποίους αφιερώνεται η παρούσα διατριβή, για την αμέριστη ηθική συμπαράστασή τους που μου έδωσε το κουράγιο να την ολοκληρώσω.





## ΛΙΣΤΑ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΩΝ

### Επιστημονικές δημοσιεύσεις σε διεθνή περιοδικά

- [1] **N. Vaiopoulos**, H.G. Sandalidis, D. Varoutas "Using a HAP Network to Transfer WiMAX OFDM Signals: Outage Probability Analysis", to appear in *IEEE/OSA J. Optical Comm. Netw.*
- [2] **N. Vaiopoulos**, H.G. Sandalidis, D. Varoutas "WiMAX on FSO: Outage Probability Analysis", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 10, pp. 2789–2795, Oct. 2012.
- [3] **N. Vaiopoulos**, A. Vavoulas, D. Varoutas and T. Sphicopoulos, "A Radio Resource Allocation Scheme for Fixed Broadband Wireless Access Systems with Avoidance of Major Interferers," *Wireless Personal Commun.*, Springer, vol. 40, No. 4, pp.479-487, March 2007.

### Επιστημονικές δημοσιεύσεις σε πρακτικά διεθνών επιστημονικών συνεδρίων

- [4] **N. Vaiopoulos**, A. Vavoulas, D. Varoutas and G. Stefanou, "Performance improvement of Fixed Cellular Networks using multi-mode modulation schemes," in *Proc. of 18th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07)*, Athens, Greece, September 2007.

### Επιστημονικές δημοσιεύσεις υπό κρίση

- [5] **N. Vaiopoulos**, H.G. Sandalidis, D. Varoutas, "Transferring WiMAX Signals via Terrestrial Optical Wireless Links" submitted for publication.

### Λοιπές Επιστημονικές Δημοσιεύσεις

- [6] A. Vavoulas, **N. Vaiopoulos**, D. Varoutas, A. Chipouras, G. Stefanou "Performance improvement of Fixed Wireless Access networks by conjunction of dual polarization and time domain radio resource allocation technique", *Int. J. Commun. Syst.*, vol. 24, No. 4, pp. 483 – 491, April 2011.
- [7] A. Vavoulas, **N. Vaiopoulos**, D. Varoutas and G. Stefanou, "Co-channel interference reduction through integrated scheduling and polarization allocation for Fixed Cellular Systems," in *Proc. of 18th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07)*, Athens, Greece, September 2007.
- [8] A. Vavoulas, **N. Vaiopoulos**, D. Varoutas and G. Stefanou, "Throughput enhancement of Fixed Broadband Wireless Access systems through a novel Radio Resource Allocation approach," in *Proc. of European Wireless Conference (EWC2006)*, Athens, Greece, April 2006.



# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<b>31</b>
<b>1.1 Ευρυζωνικά Δίκτυα Ασύρματης Πρόσβασης</b> .....	<b>31</b>
1.1.1 Εξέλιξη Ευρυζωνικών Δικτύων Ασύρματης Πρόσβασης .....	31
1.1.2 Κυψελωτή Αρχιτεκτονική .....	32
1.1.3 Τεχνικές πολλαπλής προσπέλασης .....	32
<b>1.2 Διαχείριση Πόρων Σε Ασύρματα Ευρυζωνικά Δίκτυα</b> .....	<b>33</b>
<b>1.3 Μεταφορά Ασύρματης Ευρυζωνικής Κίνησης Με Εναλλακτικές Τεχνολογίες</b> .....	<b>34</b>
<b>1.4 Συμβολή της διατριβής</b> .....	<b>37</b>
<b>2. ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ ΠΟΡΩΝ ΣΕ ΣΤΑΘΕΡΑ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ</b> .....	<b>39</b>
<b>2.1 Εισαγωγή</b> .....	<b>39</b>
<b>2.2 Περιγραφή Δικτύου</b> .....	<b>39</b>
2.2.1 Μοντέλο διάδοσης.....	41
2.2.2 Υπολογισμός λόγου σήματος προς παρεμβολή (Signal to Interference Ratio/ SIR) .....	42
<b>2.3 Ανασκόπηση Μεθόδων Διαχείρισης Πόρων</b> .....	<b>43</b>
2.3.1 Μέθοδος ανάθεσης χρονοθυρίδων με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με δύο .....	43
2.3.2 Μέθοδος ανάθεσης χρονοθυρίδων με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με έξι.....	44
2.3.3 Μέθοδος Staggered Resource Allocation (SRA) .....	45
2.3.4 Μέθοδος Enhanced Staggered Resource Allocation (ESRA) .....	47
<b>2.4 Μέθοδος Διαχείρισης Πόρων Με Αποφυγή Των Κύριων Παρεμβολών – Resource Allocation With Avoidance Of Major Interferences (RA – AMI)</b> .....	<b>53</b>
2.4.1 Περιγραφή της μεθόδου .....	53
2.4.2 Αριθμητικά αποτελέσματα .....	55
2.4.3 Συμπεράσματα.....	61
<b>2.5 Μέθοδος Διαχείρισης Πόρων Με Χρήση Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης</b> .....	<b>61</b>
2.5.1 Περιγραφή της Μεθόδου .....	61
2.5.2 Αριθμητικά αποτελέσματα .....	65
2.5.3 Συμπεράσματα.....	68
<b>2.6 Μέθοδος Διαχείρισης Πόρων Με Χρήση Διπλής Πόλωσης</b> .....	<b>69</b>
2.6.1 Περιγραφή της μεθόδου .....	69
2.6.2 Επίδραση της διπλής πόλωσης στη μείωση της ενδοκαναλικής παρεμβολής .....	70
2.6.3 Αριθμητικά αποτελέσματα .....	71
2.6.4 Συμπεράσματα.....	74
<b>3. ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕΣΩ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΟΠΤΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ</b> .....	<b>75</b>
<b>3.1 Εισαγωγή</b> .....	<b>75</b>
<b>3.2 Μοντέλο Συστήματος</b> .....	<b>76</b>
3.2.1 Μοντέλο Ασύρματου Οπτικού Καναλιού.....	77
3.2.2 Μοντέλο Ασύρματου Καναλιού Ραδιοσυχνοτήτων .....	80
3.2.3 Ισολογισμός Ισχύος .....	83

3.2.4	Πιθανότητα Διακοπής.....	87
3.2.5	Μέση Πιθανότητα Σφάλματος.....	88
<b>3.3</b>	<b>Αριθμητικά αποτελέσματα.....</b>	<b>89</b>
3.3.1	Σενάριο Ασθενών Ατμοσφαιρικών αναταράξεων.....	89
3.3.2	Σενάριο Μεγάλου Εύρους Έντασης Ατμοσφαιρικών αναταράξεων.....	93
<b>3.4</b>	<b>Συμπεράσματα.....</b>	<b>97</b>
<b>4.</b>	<b>ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕΣΩ FSO ΠΟΛΥΑΛΜΑΤΙΚΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ ΕΝΑΕΡΙΩΝ ΠΛΑΤΦΟΡΜΩΝ ΜΕΓΑΛΟΥ ΥΨΟΥΣ.....</b>	<b>99</b>
<b>4.1</b>	<b>Εισαγωγή.....</b>	<b>99</b>
<b>4.2</b>	<b>Μοντέλο Συστήματος.....</b>	<b>101</b>
4.2.1	Σενάριο Μετάδοσης Ενός Άλματος.....	103
4.2.2	Σενάριο Μετάδοσης Πολλαπλών Αλμάτων.....	110
<b>4.3</b>	<b>Αριθμητικά Αποτελέσματα.....</b>	<b>112</b>
<b>4.4</b>	<b>Συμπεράσματα.....</b>	<b>115</b>
<b>5.</b>	<b>ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....</b>	<b>117</b>
<b>5.1</b>	<b>Ανακεφαλαίωση.....</b>	<b>117</b>
<b>5.2</b>	<b>Μελλοντικές κατευθύνσεις.....</b>	<b>119</b>
	<b>ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ.....</b>	<b>121</b>
	<b>ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ.....</b>	<b>123</b>
	<b>ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....</b>	<b>127</b>

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1: Ρυθμαπόδοση συναρτήσει του κανονικοποιημένου συνολικού φορτίου.....	58
Σχήμα 2: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει της γωνίας ημίσειας ισχύος $\theta_{3dB,BS}$ της κεραίας του σταθμού βάσης.....	59
Σχήμα 3: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του λόγου εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό $FTB_{BS}$ της κεραίας του σταθμού βάσης.....	59
Σχήμα 4: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του λόγου εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό $FTB_{TS}$ της κεραίας του τερματικού.....	60
Σχήμα 5: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει της διακύμανσης της σκίασης.....	60
Σχήμα 6: Βελτίωση της απόδοσης ( $\gamma_{MMM}/\gamma_{SMM}$ ) και κάλυψη συναρτήσει του παράγοντα απωλειών διαδρομής.....	68
Σχήμα 7: Βελτίωση της απόδοσης ( $\gamma_{MMM}/\gamma_{SMM}$ ) και κάλυψη συναρτήσει της τυπικής απόκλισης της σκίασης.....	68
Σχήμα 8: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει της γωνίας ημίσειας ισχύος $\theta_{3dB,BS}$ της κεραίας του σταθμού βάσης ( $FTB_{BS} = 25dB$ , $FTB_{TS} = 15dB$ , $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$ , $SIR_{th} = 15dB$ , $XPD = 20dB$ ).....	72
Σχήμα 9: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του λόγου εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό $FTB_{BS}$ της κεραίας του σταθμού βάσης ( $FTB_{TS} = 15dB$ , $\theta_{3dB,BS} = 45^\circ$ , $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$ , $SIR_{th} = 15dB$ , $XPD = 20dB$ ).....	73
Σχήμα 10: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του $XPD$ ( $FTB_{BS} = 25dB$ , $FTB_{TS} = 15dB$ , $\theta_{3dB,BS} = 45^\circ$ , $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$ , $SIR_{th} = 15dB$ ).....	73
Σχήμα 11: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του κανονικοποιημένου συνολικού φορτίου ( $FTB_{BS} = 25dB$ , $FTB_{TS} = 15dB$ , $\theta_{3dB,BS} = 45^\circ$ , $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$ , $SIR_{th} = 15dB$ , $XPD = 20dB$ ).....	74
Σχήμα 12: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη $d_{RF}$ για διάφορες τυπικές τιμές αποστάσεων ασύρματης οπτικής ζεύξης $d_0$ . ....	91
Σχήμα 13: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη $d_{RF}$ για διάφορες τιμές τυπικής απόκλισης της σκίασης $\sigma_\xi$ . ....	91

Σχήμα 14: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της κανονικοποιημένης ακτίνας υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης $w_{d_o}/r$ και της κανονικοποιημένης τυπικής απόκλισης σφάλματος ευθυγράμμισης $\sigma_s/r$ .....	92
Σχήμα 15: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη $d_{RF}$ για διάφορες τιμές του μεγέθους αστερισμού $M$ της M-QAM διαμόρφωσης.	92
Σχήμα 16: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη $d_{RF}$ για διάφορες τυπικές τιμές αποστάσεων ασύρματης οπτικής ζεύξης $d_o$ .....	94
Σχήμα 17: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη $d_{RF}$ για διάφορες τιμές της παραμέτρου διαλείψεων του σύνθετου φαινομένου σκίασης/γρήγορων διαλείψεων $\beta_1$ .....	95
Σχήμα 18: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της κανονικοποιημένης ακτίνας υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης $\sigma_s/r$ και της κανονικοποιημένης τυπικής απόκλισης του σφάλματος ευθυγράμμισης $w_{d_o}/r$ .....	95
Σχήμα 19: Μέση πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και χρήστη $d_{RF}$ για διάφορες τιμές της Rytov διακύμανσης $\sigma_\xi^2$ .....	96
Σχήμα 20: Μέση πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και χρήστη $d_{RF}$ για διάφορες τιμές του μεγέθους αστερισμού $M$ της M-QAM διαμόρφωσης.....	97
Σχήμα 21: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της γωνίας υποβιβασμού ισχύος $\theta_d$ της οπτικής δέσμης για διάφορες τιμές της τυπικής απόκλισης του σφάλματος ευθυγράμμισης $\sigma_s$ (Σενάριο ενός άλματος) .....	109
Σχήμα 22: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της γωνίας υποβιβασμού ισχύος $\theta_d$ της οπτικής δέσμης και του ηλεκτρικού SNR κατωφλίου $\mu_{th}$ (Σενάριο ενός άλματος).....	109
Σχήμα 23: Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει του μέσου SNR $\langle \mu_{RF-R} \rangle$ στον επίγειο χρήστη για διάφορες τιμές του SNR κατωφλίου $\mu_{RF-R,th}$ . (Σενάριο $N_{Hops} = 2$ αλμάτων).....	113
Σχήμα 24: Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει του SNR κατωφλίου $\mu_{RF-R,th}$ για διαφορετικό αριθμό αλμάτων $N_{Hops} = 2,3,4$ .....	113

Σχήμα 25: Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει της απόστασης μεταξύ πλατφόρμας προορισμού και επίγειου χρήστη  $d_{RF}$  για διαφορετικό αριθμό αλμάτων  $N_{Hops} = 2,3,4$ ..... 114

Σχήμα 26: Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει της απόστασης μεταξύ πλατφόρμας προορισμού - επίγειου χρήστη  $d_{RF}$  και του μέσου SNR κατωφλίου  $\mu_{RF-R,th}$  (Σενάριο  $N_{Hops} = 2$  αλμάτων) ..... 114

Σχήμα 27: Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει της απόστασης μεταξύ διαδοχικών πλατφορμών  $d_o$  για διαφορετικό αριθμό αλμάτων  $N_{Hops}$ ..... 115





## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ

Εικόνα 1: Τεχνολογία Radio over Fiber (RoF) για τη μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης .....	34
Εικόνα 2: Αύξηση της κάλυψης WiMAX δικτύου με τεχνολογία RoF.....	35
Εικόνα 3: Μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης με τεχνολογία Radio over FSO (RoFSO) .....	36
Εικόνα 4: Μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης με τεχνολογία Radio over FSO (RoFSO) .....	36
Εικόνα 5: Κύριες πηγές παρεμβολής για την κατερχόμενη ζεύξη.....	40
Εικόνα 6: Ανάθεση χρονοθυρίδων με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με δύο ..	43
Εικόνα 7: Ανάθεση χρονοθυρίδων με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με έξι ....	44
Εικόνα 8: Σειρά ανάθεσης χρονοθυρίδων μεθόδου SRA .....	45
Εικόνα 9: Σειρά ανάθεσης χρονοθυρίδων μεθόδου ESRA.....	48
Εικόνα 10: Αλγόριθμος κατηγοριοποίησης τερματικών μεθόδου ESRA.....	49
Εικόνα 11: Δομή πλαισίου και μηχανισμός δρομολόγησης μεθόδου ESRA.....	50
Εικόνα 12: Κύριες πηγές παρεμβολής για την κατερχόμενη ζεύξη.....	53
Εικόνα 13: Τρεις και τέσσερις ταυτόχρονες εκπομπές σύμφωνα με την μέθοδο ESRA	54
Εικόνα 14: Δομή πλαισίου και μηχανισμός δρομολόγησης προτεινόμενης μεθόδου (RAA-MI).....	55
Εικόνα 15: Κατηγορίες τερματικών της μεθόδου ESRA και της προτεινόμενης μεθόδου RAA-MI .....	57
Εικόνα 16: Αλγόριθμος επιλογής τρόπου διαμόρφωσης των τερματικών .....	63
Εικόνα 17: Δομή πλαισίου για πολλαπλούς τρόπους διαμόρφωσης .....	63
Εικόνα 18: Διάταξη δικτύου με χρήση διπλής πόλωσης .....	69
Εικόνα 19: Οπτικό και RF υποσύστημα .....	76
Εικόνα 20: Οπτικό υποσύστημα .....	76

Εικόνα 21: Αποτύπωμα της δέσμης στο επίπεδο του δέκτη λόγω σφάλματος ευθυγράμμισης.....	80
Εικόνα 22: Αρχιτεκτονική δικτύου.....	101
Εικόνα 23: Μετάδοση OFDM σήματος μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης .....	103

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1: Ποσοστά τερματικών ανά κατηγορία για την μέθοδο ESRA και την προτεινόμενη μέθοδο RA-AMI .....	56
Πίνακας 2: Ποσοστά τερματικών ανά κατηγορία για διάφορα $SIR_{th}$ .....	66
Πίνακας 3: Ποσοστά τερματικών ανά κατηγορία και τρόπο διαμόρφωσης για διάφορα $SIR_{th}$ ( $BER = 10^{-6}$ και $\sigma_{\xi} = 8dB$ ).....	67
Πίνακας 4: Παράμετροι μοντέλου συστήματος.....	89
Πίνακας 5: Παράμετροι μοντέλου συστήματος.....	93
Πίνακας 6: Παράμετροι μοντέλου συστήματος.....	107



## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών του Τμήματος Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών υπό την επίβλεψη του Επίκουρου Καθηγητή του Δημήτριου Βαρουτά. Σημαντικό μέρος της πραγματοποιήθηκε στο χώρο εργασίας του υποψήφιου διδάκτορα στο Τμήμα Πληροφορικής με Εφαρμογές στη Βιοϊατρική του Πανεπιστημίου Στερεάς Ελλάδας υπό την άτυπη επίβλεψη του Λέκτορα του Χαρίλαου Σανδαλίδη. Αντικείμενό της αποτελεί η μελέτη των τεχνικών διαχείρισης πόρων σε ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα επικοινωνιών καθώς και η μελέτη εναλλακτικών τεχνολογιών μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης.



## 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

### 1.1 Ευρυζωνικά Δίκτυα Ασύρματης Πρόσβασης

#### 1.1.1 Εξέλιξη Ευρυζωνικών Δικτύων Ασύρματης Πρόσβασης

Η ραγδαία αύξηση της απαίτησης για πρόσβαση σε διαδικτυακές υπηρεσίες με μεγάλες ταχύτητες, που προορίζονται για μικρές επιχειρήσεις και οικιστική χρήση, δημιούργησαν την ανάγκη για την πρόσβαση ευρείας ζώνης του τελευταίου μιλίου (last mile). Μερικές από τις προτεινόμενες λύσεις περιλαμβάνουν τα x-DSL (x-Digital Subscriber Line) [1], HFC (Hybrid Fiber Coaxial) [2], FTTH (Fiber To The Home) [3] και τα δορυφορικά συστήματα ευρείας ζώνης. Κάθε μια από αυτές τις τεχνικές έχει διαφορετικό κόστος και απόδοση. Μια εναλλακτική τεχνολογική λύση που είναι σε θέση να υποστηρίξει ευρυζωνική πρόσβαση με αρκετά πλεονεκτήματα, είναι τα δίκτυα ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης (Broadband Wireless Access/BWA). Μερικά από τα πλεονεκτήματα αυτά, είναι η αποφυγή του υψηλού κόστους των καλωδίων/οπτικών ινών, η ταχεία ανάπτυξη, η υψηλή επεκτασιμότητα και το χαμηλότερο κόστος συντήρησης και αναβάθμισης [4].

Η ασύρματη ευρυζωνική πρόσβαση προσφέρει ορισμένα μοναδικά οφέλη στους χρήστες λόγω της δυνατότητας μεταφοράς υψηλής ποιότητας υπηρεσιών μέσω ασύρματου καναλιού διάδοσης. Υπάρχουν δύο διαφορετικοί τύποι ασύρματων ευρυζωνικών υπηρεσιών. Ο πρώτος τύπος περιλαμβάνει τις σταθερές ασύρματες ευρυζωνικές υπηρεσίες και επιχειρεί την παροχή ενός συνόλου υπηρεσιών παρόμοιο με εκείνο των παραδοσιακών σταθερών ενσύρματων ευρυζωνικών συνδέσεων, ενώ ο δεύτερος τύπος περιλαμβάνει τις κινητές ευρυζωνικές υπηρεσίες και προσφέρει τις πρόσθετες λειτουργικότητες της φορητότητας και κινητικότητας.

Τα πρώτα συστήματα που αναπτύχθηκαν για την παροχή ασύρματων ευρυζωνικών υπηρεσιών βασίζονταν σε λειτουργία οπτικής επαφής (Line of Sight/LOS) και είναι γνωστά ως πρώτης γενιάς ευρυζωνικά συστήματα. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν τα συστήματα Τοπικής Πολυσημειακής Διανομής (Local Multipoint Distribution Systems/LMDS) [5], τα οποία λειτουργούν σε μια ζώνη συχνοτήτων μεταξύ 24 έως 39 GHz και υποστηρίζουν ρυθμούς της τάξης μερικών εκατοντάδων Mb/sec. Ένα από τα πιο σημαντικά συστήματα πρώτης γενιάς, είναι το σύστημα πολυκαναλικής πολυσημειακής διανομής (Multichannel Multipoint Distribution Systems/MMDS), το οποίο αναπτύχθηκε για την παροχή καλωδιακής τηλεόρασης και λειτουργεί στην περιοχή συχνοτήτων των 2.5 GHz. Στην συνέχεια ακολούθησε η ανάπτυξη των συστημάτων δεύτερης γενιάς, τα οποία σχεδιάστηκαν με την απαίτηση να παρουσιάζουν ικανοποιητική συμπεριφορά και σε συνθήκες μη οπτικής επαφής (Non-Line Of Sight/NLOS). Τα συστήματα δεύτερης γενιάς υποστήριζαν μεγαλύτερους ρυθμούς κάνοντας χρήση της κυψελωτής αρχιτεκτονικής καθώς και αναβαθμισμένων τεχνικών επεξεργασίας σήματος.

Την προηγούμενη δεκαετία αναπτύχθηκε το πρότυπο IEEE 802.16 το οποίο είναι γνωστό ως WiMAX (World Interoperability for Microwave Access) και υποστηρίζει ταχύτητες μετάδοσης 70-80Mb/s [6]. Το WiMAX παρέχει την δυνατότητα ευρυζωνικής πρόσβασης τόσο σε σταθερά (IEEE 802.16-2004 [7]) όσο και σε κινητά τερματικά (IEEE 802.16j-2009 [8]) και χρησιμοποιεί μια ευρεία περιοχή συχνοτήτων 2-66GHz. Στην περίπτωση ύπαρξης οπτικής επαφής μεταξύ σταθμού βάσης και τερματικού χρησιμοποιούνται συχνότητες μεγαλύτερες των 10GHz και οι αποστάσεις που μπορεί να καλυφθούν ξεπερνούν τα 50km. Αντίθετα σε συνθήκες όπου δεν υπάρχει οπτική

επαφή μεταξύ του σταθμού βάσης και του σημείου πρόσβασης χρησιμοποιείται η περιοχή συχνοτήτων 2-11GHz και η ακτίνα κάλυψης κυμαίνεται στην περιοχή 1-10km.

Το πρότυπο WiMAX βασίζεται στην ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing/OFDM). Η OFDM είναι μια τεχνική που χρησιμοποιεί έναν μεγάλο αριθμό πυκνά τοποθετημένων ορθογώνιων υποφερουσών. Κάθε υποφέρουσα είναι διαμορφωμένη με ένα συμβατικό σχήμα διαμόρφωσης, όπως η διαμόρφωση Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) ή η διαμόρφωση Minary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM). Η τεχνική OFDM έχει καταστεί η κυρίαρχη τεχνική πολυπλεξίας λόγω της αποτελεσματικής αντιμετώπισης του φαινομένου της πολυδιόδευσης στα ασύρματα ευρυζωνικά συστήματα.

Οι εφαρμογές του προτύπου WiMAX μπορούν να ταξινομηθούν σε δυο κατηγορίες. Η πρώτη κατηγορία αφορά σε εφαρμογές σημείο προς σημείο (point-to-point), οι οποίες περιλαμβάνουν μικροκυματικές ζεύξεις μεταξύ κτιρίων εντός μιας γεωγραφικής περιοχής ή ζεύξεις απομακρυσμένων σταθμών βάσης με το δίκτυο κορμού (backhaul). Η δεύτερη κατηγορία αφορά σε εφαρμογές τύπου (point-to-multipoint), δηλαδή από ένα σημείο σε περισσότερα σημεία, οι οποίες περιλαμβάνουν ζεύξεις μεταξύ του σταθμού βάσης και των τελικών χρηστών που μπορεί να είναι γραφεία, κατοικίες, επιχειρήσεις κλπ.

### 1.1.2 Κυψελωτή Αρχιτεκτονική

Η κυψελωτή αρχιτεκτονική αποτέλεσε μια επαναστατική μέθοδο που ξεκίνησε στη δεκαετία του 1970 για την επίλυση της φασματικής συμφόρησης και της διαθέσιμης χωρητικότητας στα ασύρματα συστήματα, καθώς προσφέρει πολύ υψηλή χωρητικότητα με περιορισμένη εκχώρηση του φάσματος και χωρίς μεγάλες τεχνολογικές αλλαγές. Η κύρια ιδέα βασίζεται στην αντικατάσταση ενός απλού συστήματος (μεγάλη κυψέλη) που εκπέμπει με μεγάλη ισχύ, με πολλά υποσυστήματα (μικρές κυψέλες) που εκπέμπουν με χαμηλή ισχύ καθένα από τα οποία καλύπτει ένα μικρό τμήμα της περιοχής εξυπηρέτησης. Σε κάθε σταθμό βάσης εκχωρείται ένα τμήμα του συνόλου των διαθέσιμων καναλιών του συστήματος, ενώ στους γειτονικούς σταθμούς βάσης εκχωρούνται διαφορετικά σύνολα καναλιών έτσι ώστε όλα τα διαθέσιμα κανάλια να εκχωρηθούν σε ένα σχετικά μικρό αριθμό γειτονικών σταθμών βάσης. Στους γειτονικούς σταθμούς βάσης εκχωρούνται διαφορετικά σύνολα καναλιών ώστε η παρεμβολή μεταξύ τους να ελαχιστοποιηθεί. Με τον συστηματικό διαχωρισμό των σταθμών βάσης και των καναλιών, τα διαθέσιμα κανάλια διανέμονται σε όλη την γεωγραφική περιοχή και μπορούν να επαναχρησιμοποιηθούν όσες φορές είναι αναγκαίο, εφόσον η παρεμβολή μεταξύ των σταθμών που χρησιμοποιούν τα ίδια κανάλια να παραμένει σε αποδεκτά επίπεδα. Μια επίσης δημοφιλής τεχνική που εφαρμόζεται στα κυψελωτά συστήματα προκειμένου να αυξηθεί η χωρητικότητα και η φασματική απόδοση, είναι ο διαχωρισμός της κάθε κυψέλης σε πολλαπλούς τομείς. Η βελτίωση αυτή οφείλεται στην δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης των καναλιών ανά τομέα λόγω των μειωμένων παρεμβολών που εξασφαλίζει η υψηλή κατευθυντικότητα της κεραίας του κάθε τομέα [9].

### 1.1.3 Τεχνικές πολλαπλής προσπέλασης

Η τεχνική της πολλαπλής προσπέλασης αφορά στον τρόπο με τον οποίο διανέμονται τα διαθέσιμα κανάλια εντός της κυψέλης (ή και του τομέα) και είναι μια από τις σημαντικότερες τεχνικές που εφαρμόζονται για την αύξηση της χωρητικότητας ενός ασύρματου συστήματος ευρείας ζώνης.



Υπάρχουν τεχνικές προσπέλασης διαφόρων κατηγοριών. Μια από τις δημοφιλείς τεχνικές πολλαπλής προσπέλασης που χρησιμοποιείται σε BWA δίκτυα είναι η τεχνική πολλαπλής προσπέλασης με διαίρεση χρόνου (Time Division Multiple Access/ TDMA), σύμφωνα με την οποία η προσπέλαση πραγματοποιείται με την ανάθεση διαφορετικών χρονοθυρίδων (timeslots) στους χρήστες. Μια δεύτερη τεχνική είναι η πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση συχνότητας (Frequency Division Multiple Access/FDMA), η οποία αναθέτει στον κάθε χρήστη ένα διαφορετικό φάσμα συχνοτήτων. Μια επίσης συνηθισμένη τεχνική είναι η πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση κώδικα (Code Division Multiple Access/CDMA), σύμφωνα με την οποία ολόκληρο το φάσμα μοιράζεται ταυτόχρονα από όλους τους χρήστες καθώς σε καθέναν από αυτούς ανατίθεται ένας ψευδοτυχαίος κώδικας. Τέλος μια τεχνική που μπορεί να εφαρμοστεί σε συστήματα που χρησιμοποιούν OFDM πολυπλεξία (π.χ. WiMAX (802.16e-2005)), είναι και η ορθογώνια πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiple Access/ OFDMA), σύμφωνα με την οποία γίνεται διαχωρισμός του χρόνου και της συχνότητας σε OFDM σύμβολα και OFDM υποφέρουσες αντίστοιχα. Το καθένα από τα OFDM σύμβολα ή υποφέρουσες μπορεί να ανατεθεί σε διαφορετικούς χρήστες [10].

Επίσης στα ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα, ο διαχωρισμός εκπομπής και λήψης λαμβάνει χώρα είτε στο πεδίο του χρόνου (Time Division Duplex/TDD), είτε στο πεδίο της συχνότητας (Frequency Division Duplex/FDD). Το FDD μπορεί να διαχειριστεί κίνηση που έχει σχετικά σταθερές απαιτήσεις εύρους ζώνης και για τις δύο επικοινωνιακές διευθύνσεις. Αντίθετα, το TDD διαχειρίζεται καλύτερα μεταβαλλόμενη ασύμμετρη κίνηση του uplink/downlink εκχωρώντας τον χρησιμοποιούμενο χρόνο στο uplink και downlink αντίστοιχα.

## 1.2 Διαχείριση Πόρων Σε Ασύρματα Ευρυζωνικά Δίκτυα

Η αποτελεσματική διαχείριση του ραδιοφάσματος είναι σίγουρα μία από τις μεγαλύτερες προκλήσεις στο σχεδιασμό των κυψελωτών συστημάτων επικοινωνίας. Η βασικότερη λειτουργία της διαχείρισης των ασύρματων πόρων περιλαμβάνει την μέθοδο εκχώρησης των καναλιών, τον έλεγχο ισχύος καθώς και τις διάφορες τεχνικές προσαρμογής της ασύρματης ζεύξης.

Οι στρατηγικές ανάθεσης των καναλιών παρέχουν τα μέσα για την αποτελεσματική πρόσβαση στους πόρους κάθε κυψέλης και τον τρόπο εκχώρησής τους στους χρήστες, ώστε να επιτευχθεί η υψηλότερη δυνατή φασματική απόδοση. Η στρατηγική της ανάθεσης των καναλιών είναι η τεχνική που χρησιμοποιείται για να κάνει πιο αποτελεσματική και δίκαιη την εκχώρηση του διαθέσιμου ραδιοφάσματος. Οι τεχνικές αυτές μπορούν να ταξινομηθούν σε στατικές (Fixed Channel Assignment/FCA), δυναμικές (Dynamic Channel Assignment/DCA) και ευέλικτες (Flexible Channel Assignment/FICA) [11]. Η βασική στρατηγική της σταθερής εκχώρησης καναλιού είναι η μόνιμη εκχώρηση ενός συνόλου καναλιών σε κάθε κυψέλη. Τα κανάλια επαναχρησιμοποιούνται και από άλλες κυψέλες σε μια δεδομένη απόσταση επαναχρησιμοποίησης. Αντίθετα στις δυναμικές στρατηγικές ανάθεσης καναλιών, τα κανάλια κατανέμονται δυναμικά στις κυψέλες σύμφωνα με τις παρεμβολές και τη ζήτηση των υπηρεσιών. Οι δυναμικές τεχνικές διακρίνονται σε δύο κατηγορίες: τις συγκεντρωτικές (Centralized) και τις κατανεμημένες (Distributed).

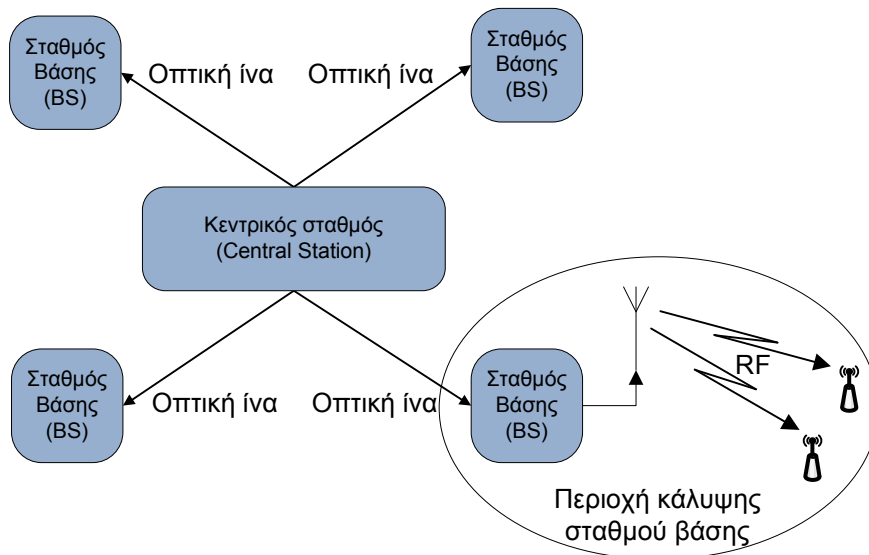
Οι συγκεντρωτικές τεχνικές απαιτούν την ανταλλαγή πληροφοριών μεταξύ των σταθμών βάσης που είναι απαραίτητες για την λήψη των αποφάσεων ανάθεσης των καναλιών. Το βασικό μειονέκτημα είναι ότι απαιτείται κατάλληλη σηματοδότηση που είναι απαραίτητη για την παροχή πληροφοριών που αφορούν την κατάσταση του καναλιού, τις συνθήκες κίνησης καθώς και τα επίπεδα παρεμβολών. Αντίθετα στις κατανεμημένες τεχνικές, η απόφαση ανάθεσης των καναλιών γίνεται με βάση τις τοπικές πληροφορίες

σε επίπεδο σταθμού βάσης. Τέλος οι ευέλικτες στρατηγικές ανάθεσης καναλιών συνδυάζουν τις πτυχές και των δύο προηγούμενων μεθόδων.

Εκτός των μεθόδων ανάθεσης καναλιών μια σημαντική λειτουργία της διαχείρισης πόρων είναι ο έλεγχος ισχύος καθώς και η προσαρμογή της ζεύξης. Ο σκοπός των διαφόρων συστημάτων ελέγχου ισχύος είναι να βρεθεί η χρυσή τομή μεταξύ της αλλαγής του επιπέδου της εκπεμπόμενης ισχύος και των προκαλούμενων παρεμβολών [12], [13], [14], [15], [16], [17]. Από την άλλη πλευρά η προσαρμογή της ζεύξης (Link Adaptation) μεγιστοποιεί τη χρήση του καναλιού με σκοπό την βελτιστοποίηση της φασματικής απόδοσης του συστήματος [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24].

### 1.3 Μεταφορά Ασύρματης Ευρυζωνικής Κίνησης Με Εναλλακτικές Τεχνολογίες

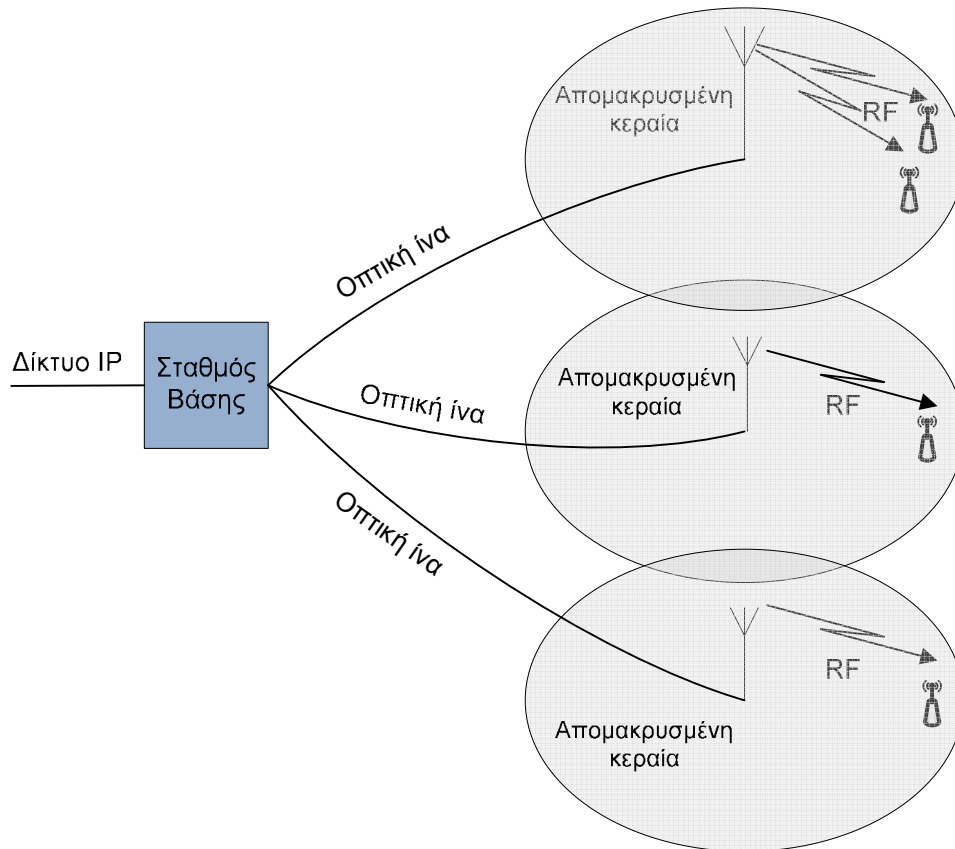
Όπως είδαμε τα ασύρματα ευρυζωνικά συστήματα και κατά κύριο λόγο το WiMAX είναι μια βασική και πολλά υποσχόμενη τεχνολογία για την πρόσβαση του τελευταίου μιλίου. Η ταχέως αυξανόμενη ζήτηση για ευρυζωνικές υπηρεσίες, όπως η υψηλής ταχύτητας πρόσβαση στο διαδίκτυο και τα κινητά πολυμέσα, έχει σαν αποτέλεσμα την απαίτηση διανομής μεγάλου όγκου δεδομένων από το δίκτυο κορμού στους τελικούς σταθμούς βάσης καθώς και την αύξηση της κάλυψης με την εγκατάσταση επιπλέον σταθμών βάσης. Λόγω του περιορισμένου εύρους ζώνης των RF point-to-point ζεύξεων μεταξύ απομακρυσμένων σταθμών βάσης και δικτύου κορμού (backhaul), έχουν προταθεί διάφορες εναλλακτικές τεχνολογίες μεταφοράς ευρυζωνικής κίνησης.



**Εικόνα 1: Τεχνολογία Radio over Fiber (RoF) για τη μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης**

Μία από τις επικρατέστερες εναλλακτικές τεχνολογίες μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης (π.χ. WiMAX κίνησης), είναι η τεχνολογία Radio over Fiber (RoF) η οποία παρέχει χαμηλή κατανάλωση ενέργειας, μεγάλο εύρος ζώνης, μικρές απώλειες εξασθένισης [25], [26].

Στα RoF συστήματα, η οπτική ίνα χρησιμοποιείται για τη διανομή του RF σήματος από ένα κεντρικό σταθμό (Central Station/CS) σε απομακρυσμένους σταθμούς βάσης. Ένα τυπικό παράδειγμα RoF συστήματος φαίνεται στην Εικόνα 1. Τα δεδομένα για έναν συγκεκριμένο τελικό χρήστη μεταδίδονται από τον κεντρικό σταθμό βάσης (CS), μέσω οπτικής ίνας στον τελικό σταθμό βάσης εξυπηρέτησης (BS) και στη συνέχεια από αυτόν μέσω ενός ασύρματου RF καναλιού στον τελικό χρήστη. Επίσης τα RoF συστήματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη βελτίωση της αξιοπιστίας και κάλυψης των δικτύων WiMAX με την ανάπτυξη αρκετών απομακρυσμένων σταθμών κεραιών (Remote Antenna Units) όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.

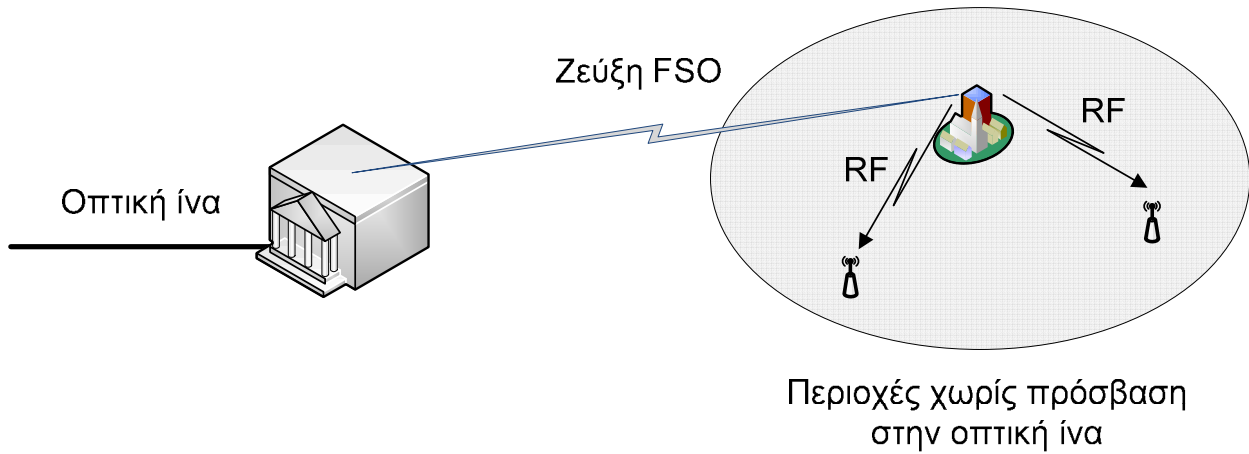


**Εικόνα 2: Αύξηση της κάλυψης WiMAX δικτύου με τεχνολογία RoF**

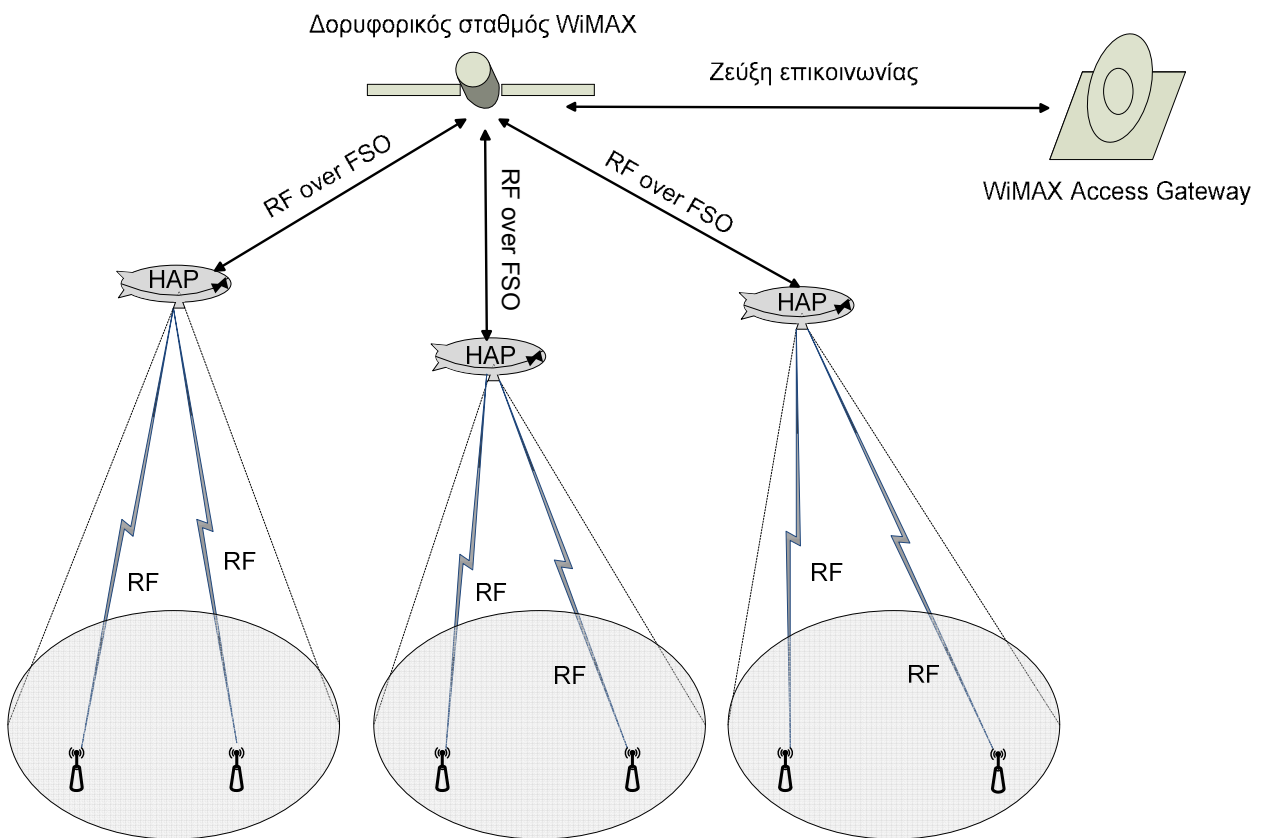
Ωστόσο, η εφαρμογή της RoF τεχνολογίας εξαρτάται από την δυνατότητα εγκατάστασης οπτικών ινών. Σε ορισμένες περιπτώσεις, δεν είναι πάντοτε εφικτό να αναπτυχθούν δίκτυα οπτικών ινών λόγω μορφολογίας εδάφους, χρονικών καθυστερήσεων που συνδέονται με την εγκατάσταση των ινών κλπ. Σε τέτοιες καταστάσεις, τα ασύρματα οπτικά συστήματα είναι ένα ελκυστικό μέσο για την παροχή ταχείας σύνδεσης εγκατεστημένων δικτύων.

Τα τελευταία χρόνια, η ασύρματη οπτική τεχνολογία ελεύθερου χώρου (Free Space Optics/FSO) έχει ωριμάσει σημαντικά και χρησιμοποιείται όλο και περισσότερο ως εναλλακτική λύση για την παρεχόμενη υψηλής ταχύτητας, αξιόπιστη σύνδεση μεταξύ σημείων τα οποία δεν διασυνδέονται με δίκτυο οπτικών ινών [27], [28]. Η εφαρμογή της FSO τεχνολογίας για μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης είναι γνωστή ως τεχνολογία Radio over FSO (RoFSO) και αποτελεί μια πολλά υποσχόμενη τεχνολογία συγκρίσιμη με την τεχνολογία RoF. Μία σημαντική πρόκληση στην εφαρμογή της RoFSO τεχνολογίας, είναι η μετάδοση OFDM RF σημάτων μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης, η οποία μπορεί να θεωρηθεί ως μια ειδική περίπτωση διαμόρφωσης με πολλαπλές υποφέρουσες (Multiple Subcarrier Modulation-MSM)[29],[30], όπου πολλαπλές ανεξάρτητες ροές δεδομένων διαμορφώνονται επάνω σε υποφέρουσες διαφορετικών συχνοτήτων, πολυπλέκονται στο RF πεδίο και μεταδίδονται χρησιμοποιώντας ένα σχήμα διαμόρφωσης έντασης-άμεσης ανίχνευσης (Intensity Modulation-Direct Detection/IM-DD).

Ένα τυπικό παράδειγμα εφαρμογής της ασύρματης οπτικής τεχνολογίας για μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης παρουσιάζεται στην Εικόνα 3.



Εικόνα 3: Μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης με τεχνολογία Radio over FSO (RoFSO)



Εικόνα 4: Μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης με τεχνολογία Radio over FSO (RoFSO)

Τα πλεονεκτήματα της τεχνολογίας αυτής είναι μεταξύ άλλων, το μεγάλο εύρος ζώνης η υψηλή ασφάλεια, η μετάδοση των δεδομένων σε εξαιρετικά υψηλές ταχύτητες, η εμβέλεια μετάδοσης μερικών χιλιομέτρων, η μεγάλη ευκολία εγκατάστασης και το χαμηλό κόστος [31]. Ωστόσο, η τεχνολογία έχει επίσης αρκετούς περιορισμούς, συμπεριλαμβανομένης της υψηλής εξάρτησης από τις καιρικές συνθήκες (βροχή, χιόνι, ομίχλη, τα σωματίδια της σκόνης, κλπ.), οι οποίοι μπορούν να επηρεάσουν σοβαρά την απόδοση του συστήματος. Για το λόγο αυτό απαιτείται μια προσεκτική αντιμετώπιση του εν λόγω εγχειρήματος λαμβάνοντας υπόψη όλους τους παραπάνω παράγοντες.

Η ασύρματη οπτική τεχνολογία ελεύθερου χώρου έχει επίσης προταθεί και για την μεταφορά ασύρματων ευρυζωνικών υπηρεσιών σε εξαιρετικά μεγάλες αποστάσεις

μέσω δικτύου γεωστατικών δορυφόρων ή και με συνδυασμό δορυφόρων με δίκτυο εναέριων πλατφορμών μεγάλου ύψους (High Altitude Platforms /HAPs) [32].

Τα HAPs συνδυάζουν μερικά από τα καλύτερα χαρακτηριστικά των επίγειων ασύρματων και δορυφορικών συστημάτων επικοινωνίας, όπως μεγάλη περιοχή κάλυψης, ταχεία και σχετικά εύκολη ανάπτυξη, μεγάλη χωρητικότητα, χαμηλή καθυστέρηση διάδοσης, συνθήκες οπτικής επαφής και λόγω των σχετικά μικρών αποστάσεων διαδρομής σε σχέση με τους δορυφόρους, ένα ικανοποιητικό ισοζύγιο ισχύος [33], [34]. Τα HAPs βρίσκονται στη στρατόσφαιρα, περίπου 20-25 km πάνω από το έδαφος, σε σταθερές θέσεις και παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά με τους γεωστατικούς δορυφόρους. Ωστόσο, η μικρή απόσταση μεταξύ ενός HAP και ενός σταθμού εδάφους, μπορεί να οδηγήσει σε καλύτερο ισοζύγιο ισχύος καθώς και σε πολύ μικρότερες καθυστερήσεις μετ' επιστροφής, καθιστώντας την τεχνολογία αυτή αρκετά ελκυστική για ευρυζωνικές υπηρεσίες σε επόμενης γενιάς δίκτυα ασύρματων επικοινωνιών [35]. Μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζει το ενδεχόμενο μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης σε μεγάλες αποστάσεις μέσω πολύ-αλματικού δικτύου εναέριων πλατφορμών μεγάλου ύψους, οι οποίες επικοινωνούν μεταξύ τους με ασύρματες οπτικές ζεύξεις.

#### 1.4 Συμβολή της διατριβής

Για κάθε ασύρματο ευρυζωνικό δίκτυο, το θέμα της αποδοτικής διαχείρισης των διαθέσιμων πόρων είναι ένα από τα σοβαρότερα θέματα προς επίλυση. Ο ισχυρισμός αυτός απορρέει από το γεγονός ότι στο θέμα της βελτιστοποίησης της φασματικής απόδοσης ενός τέτοιου συστήματος υπεισέρχονται αρκετοί παράγοντες, όπως η αποδοτική επαναχρησιμοποίηση των διαθέσιμων καναλιών και η προηγμένη διαχείριση των παρεμβολών, ενώ παράλληλα μπορεί να υπάρχουν και κάποιοι περιορισμοί όπως η δίκαιη μεταχείριση μεταξύ των χρηστών όσον αφορά την ποιότητα υπηρεσίας και την καθυστέρηση. Για το λόγο αυτό, το πρώτο αντικείμενο της παρούσας διατριβής είναι η αναζήτηση προηγμένων τεχνικών διαχείρισης πόρων με σκοπό την αύξηση της φασματικής απόδοσης σε ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα χωρίς υποβάθμιση της δικαιοσύνης μεταξύ των χρηστών.

Ένα δεύτερο σημαντικό ζήτημα για τα ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα, είναι το θέμα της μεταφοράς της ολοένα και αυξανόμενης κίνησης από μια γεωγραφική περιοχή σε μια άλλη. Για το σκοπό αυτό έχουν προταθεί διάφορες εναλλακτικές τεχνολογίες, όπως η τεχνολογία Radio over Fiber και η τεχνολογία Radio over FSO, η οποία μπορεί να εφαρμοστεί τόσο για επίγειες ζεύξεις μικρών αποστάσεων, όσο και για ζεύξεις μεγάλων αποστάσεων (π.χ. δορυφορικές ζεύξεις, ζεύξεις μεταξύ HAPs και ζεύξεις μεταξύ δορυφόρων και HAPs). Ωστόσο, η μεταφορά ασύρματων RF σημάτων (π.χ. τύπου WiMAX) μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης, δεν έχει αναλυθεί διεξοδικά. Αυτό είναι και το κίνητρο για μια λεπτομερή ανάλυση των επιδόσεων της τεχνικής μετάδοσης WiMAX κίνησης μέσω επίγειας ασύρματης οπτικής ζεύξης, η οποία λαμβάνει υπόψη της, όλους τους παράγοντες που την επηρεάζουν. Επίσης η ελλιπής βιβλιογραφία πάνω στο θέμα της μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης με FSO τεχνολογία μέσω πολύ-αλματικού δικτύου εναέριων πλατφορμών μεγάλου ύψους, έδωσε το έναυσμα για μια λεπτομερή μελέτη μιας τέτοιας αρχιτεκτονικής που υποστηρίζει μεταφορά WiMAX κίνησης σε μεγάλες αποστάσεις.



## 2. ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ ΠΟΡΩΝ ΣΕ ΣΤΑΘΕΡΑ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ

### 2.1 Εισαγωγή

Ένα τυπικό σταθερό ευρυζωνικό δίκτυο ασύρματης πρόσβασης (Fixed Broadband Wireless Access/FBWA), αποτελείται από κυψέλες οι οποίες σε πολλές περιπτώσεις διαιρούνται σε πολλαπλούς τομείς, προκειμένου να αυξηθεί η χωρητικότητα και η φασματική απόδοση του συστήματος. Ο σταθμός βάσης (Base Station/BS) της κάθε κυψέλης είναι εξοπλισμένος με κεραίες τομέα, ενώ στα τερματικά (χρήστες) τοποθετούνται κατευθυντικές κεραίες συνήθως στις οροφές των κτιρίων οι οποίες επικοινωνούν απευθείας με τις αντίστοιχες των σταθμών βάσης.

Λόγω των αυξημένων αναγκών για υψηλούς ρυθμούς δεδομένων ανά κυψέλη, απαιτείται η επαναχρησιμοποίηση του διαθέσιμου φάσματος, γεγονός που οδηγεί σε ενδοκαναλική παρεμβολή (Co-Channel Interference/CCI), η οποία γίνεται το μείζον προς επίλυση πρόβλημα και ένας κρίσιμος παράγοντας που ευθύνεται για την υποβάθμιση της απόδοσης.

Σε κάθε FBWA δίκτυο που εφαρμόζει τεχνική πολλαπλής προσπέλασης με διαίρεση χρόνου και πλήρη επαναχρησιμοποίηση συχνότητας (ίδια συχνότητα για όλους του τομείς και όλες τις κυψέλες), οι ενδο-καναλικές παρεμβολές προκαλούνται από ανεπιθύμητες ταυτόχρονες μεταδόσεις (για παράδειγμα στην κατερχόμενη ζεύξη από εκπομπές κεραιών σταθμών βάσης διαφορετικών τομέων). Ο μηχανισμός αυτών των παρεμβολών διακρίνεται σε ενδοκυψελικές (intarcell) και διακυψελικές (intercell) παρεμβολές. Η ενδοκυψελική παρεμβολή προκύπτει από ταυτόχρονες μεταδόσεις είτε από τους τερματικούς σταθμούς (ανερχόμενη κατεύθυνση), είτε από τους σταθμούς βάσης (κατερχόμενη ζεύξη) όλων των κυψελών, εκτός της υπό εξέταση κυψέλης, ενώ η ενδοκυψελική παρεμβολή δημιουργείται από ταυτόχρονες μεταδόσεις εντός της υπό εξέταση κυψέλης. Ο πρωταρχικός στόχος των τεχνικών διαχείρισης πόρων, είναι η κατάλληλη δρομολόγηση των μεταδόσεων, έτσι ώστε να μετριαστεί η συνολική παρεμβολή και να μεγιστοποιηθεί η συνολική απόδοση και κάλυψη του συστήματος.

Αρκετές μέθοδοι εκχώρησης πόρων έχουν προταθεί για την κατερχόμενη ζεύξη των FBWA συστημάτων [36], [37], [38], [39], [40], [41]. Στη παρούσα εργασία προτείνεται μια μέθοδος διαχείρισης πόρων για την κατερχόμενη ζεύξη, η οποία βασίζεται στη γνωστή μέθοδο της εργασίας [40], και οδηγεί σε μια σημαντική βελτίωση της απόδοσης ανά τομέα για συνθήκες αυξημένου φορτίου. Η βασική ιδέα του προτεινόμενου αλγορίθμου είναι η αποφυγή των κύριων παρεμβολών (major interferences), με τη χρήση διαφορετικού σχήματος ανάθεσης που ακολουθείται από κάθε τομέα κατά την δρομολόγηση των μεταδόσεων. Επίσης εξετάζεται η πιθανή αύξηση της απόδοσης του συστήματος, είτε με την εφαρμογή προσαρμοστικής διαμόρφωσης πολλαπλών τρόπων (Adaptive Multi-Mode Modulation/A-MMM), είτε με την εφαρμογή ενός σχήματος διπλής πώλωσης.

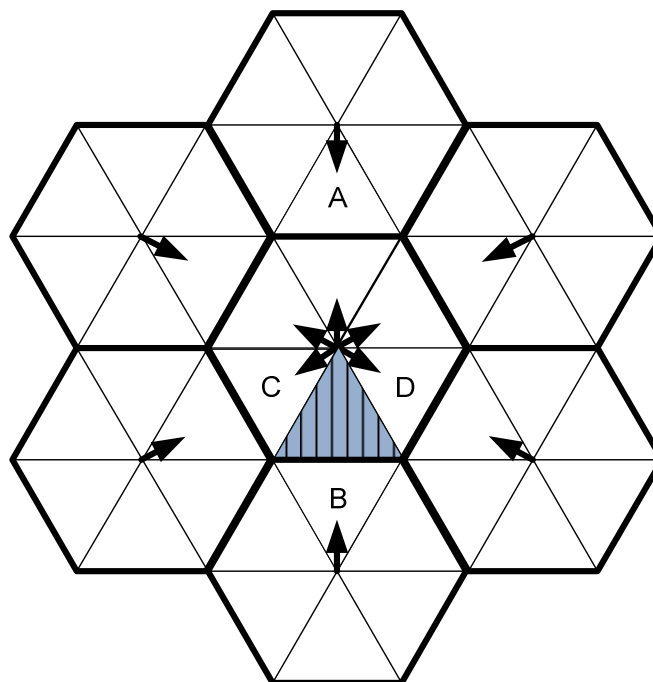
### 2.2 Περιγραφή Δικτύου

Θεωρούμε ένα ασύρματο δίκτυο στο οποίο η κάθε κυψέλη χωρίζεται σε τομείς, ο κάθε ένας από τους οποίους καλύπτεται από μία κεραία τομέα η οποία είναι τοποθετημένη μαζί με τις υπόλοιπες στο σταθμό βάσης, στο κέντρο της κάθε κυψέλης. Στα τερματικά (χρήστες) έχουν τοποθετηθεί κατευθυντικές κεραίες στις οροφές των κτιρίων με κατεύθυνση τις αντίστοιχες κεραίες του σταθμού βάσης. Το άνοιγμα των κεραιών του σταθμού βάσης πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να καλύψει ολόκληρο τον τομέα, ενώ οι τερματικές κεραίες πρέπει να έχουν μικρότερο άνοιγμα για την αποφυγή

των παρεμβολών. Οι λόγοι Front-To-Back-lobe (FTB) για τις κεραιές στο σταθμό βάσης και στα τερματικά μπορεί να διαφέρουν και υποθέτουμε ότι έχουν πεπερασμένη τιμή.

Το ζήτημα της εκχώρησης των πόρων, όπως σε κάθε TDMA σύστημα, πραγματοποιείται με την ανάθεση των χρονοθυρίδων (λογικά κανάλια) σε κάθε χρήστη στη βάση πλαίσιο προς πλαίσιο, ώστε να επιτευχθεί η απαιτούμενη απόδοση, και η συγκεκριμένη ποιότητα υπηρεσίας (Quality of Service/QoS). Ο χρόνος του κάθε πλαισίου διαχωρίζεται σε χρονοθυρίδες τέτοιες ώστε ένα πακέτο πληροφορίας να μπορεί να μεταδοθεί μέσα σε μια χρονοθυρίδα. Επιπρόσθετα το downlink και uplink ανάμεσα στα τερματικά και το σταθμό βάσης γίνεται με την μέθοδο TDD, χρησιμοποιώντας το ίδιο φάσμα.

Πιο συγκεκριμένα θεωρούμε μια διάταξη με εξαγωνικές κυψέλες. Η κάθε κυψέλη χωρίζεται σε έξι τομείς και ο κάθε ένας εξυπηρετείται από μια κατευθυντική κεραιά σταθμού βάσης. Στην εξαγωνική διάταξη (Εικόνα 1), παρουσιάζονται οι πηγές παρεμβολής για την περίπτωση της κατερχόμενης ζεύξης (downlink). Χρησιμοποιώντας ένα απλό μοντέλο διάδοσης παρατηρεί κανείς ότι η κυρίαρχη παρεμβολή στο downlink για τον υπό εξέταση τομέα (γραμμοσκιασμένο) προέρχεται από τομείς άλλων κυψελών και πιο συγκεκριμένα από τον τομέα που βρίσκεται στην ίδια ευθεία (Α), τον απέναντι (Β), καθώς και τους γειτονικούς τομείς (C και D). Για τον τομέα Α, παρατηρεί κανείς ότι η τερματική κεραιά που βρίσκεται στον γραμμοσκιασμένο τομέα καθώς έχει κατεύθυνση προς την δική της κεραιά βάσης, ταυτόχρονα βλέπει τον κύριο λοβό της κεραιάς βάσης του τομέα Α. Στην περίπτωση του τομέα Β, η παρεμβολή προέρχεται από τον οπίσθιο λοβό της κεραιάς του σταθμού βάσης, και είναι αρκετά σημαντική λόγω της μικρής απόστασης. Επίσης σημαντικές είναι και οι παρεμβολές από τους γειτονικούς τομείς (C και D), λόγω της επικάλυψης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των κεραιών τους, με αυτό του υπό εξέταση τομέα. Η παρεμβολή που οφείλεται στους υπόλοιπους τομείς είναι σημαντικά μειωμένη λόγω τις τιμές του λόγου FTB, της χρήσης κατευθυντικών κεραιών και της απόστασης. Παρόμοιες παρατηρήσεις θα μπορούσαν να γίνουν και στην περίπτωση της ανερχόμενης ζεύξης. Για να είναι αποδοτική μια μέθοδος ανάθεσης πόρων θα πρέπει να αντιμετωπίζει όσο το δυνατό αποτελεσματικότερα τους κυρίαρχους παρεμβολείς.



Εικόνα 5: Κύριες πηγές παρεμβολής για την κατερχόμενη ζεύξη



## 2.2.1 Μοντέλο διάδοσης

Η εξασθένηση που προκαλεί το ασύρματο RF κανάλι στο διαδιδόμενο σήμα μεταξύ σταθμού βάσης και τερματικού σταθμού καθορίζεται από διάφορους παράγοντες, με κυριότερο από αυτούς, την μεταξύ τους απόσταση. Ένας άλλος σημαντικός παράγοντας που καθορίζει την εξασθένηση, είναι οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (ή αλλιώς διαλείψεις σκίασης), οι οποίες αντιπροσωπεύουν την εξασθένηση της μέσης τιμής της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος λόγω ύπαρξης μεγάλων διαστάσεων εμποδίων μεταξύ πομπού και δέκτη. Επίσης εκτός των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας, το λαμβανόμενο σήμα υφίσταται απότομες μεταβολές στο πλάτος και τη φάση οι οποίες χαρακτηρίζονται ως διαλείψεις μικρής κλίμακας, οι οποίες λόγω της υψηλής κατευθυντικότητας των κεραιών μπορούν να θεωρηθούν αμελητέες.

Για την μετάδοση του RF σήματος από τον σταθμό βάσης στους χρήστες που εξυπηρετούνται από αυτόν, χρησιμοποιούμε ένα μοντέλο το οποίο ενσωματώνει όλους τους παράγοντες που προαναφέρθηκαν και αναλύεται στις παρακάτω υποενότητες:

### 2.2.1.1 Απώλειες Διαδρομής

Για τον προσδιορισμό των απωλειών διαδρομής μεταξύ σταθμού βάσης και τερματικού σταθμού (περίπτωση κατερχόμενης ζεύξης), χρησιμοποιούμε το ακόλουθο απλουστευμένο μοντέλο συναρτήσεως της απόστασης ([42], σχέση 2.39):

$$P_R = P_T K \left( \frac{d_R}{d} \right)^\nu \quad (2.1.)$$

όπου το  $P_R$  είναι η λαμβανόμενη ισχύς στον τερματικό σταθμό,  $P_T$  η εκπεμπόμενη ισχύς από τον σταθμό βάσης,  $K$  μια αδιάστατη σταθερά που εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της κεραίας και τη μέση τιμή εξασθένησης του καναλιού,  $d$  η απόσταση μεταξύ του πομπού και του ασύρματου χρήστη,  $d_R$  μια απόσταση αναφοράς για την κεραία μακρινού πεδίου, και  $\nu$  είναι ο παράγοντας απωλειών διαδρομής.

Όταν το ανωτέρω μοντέλο χρησιμοποιείται για την προσέγγιση εμπειρικών μετρήσεων, το  $K$  μπορεί να τεθεί, όσο η απολαβή ελεύθερου χώρου ([42], σχέση 2.7). Επομένως, η εξασθένηση ισχύος λόγω της διαδρομής του σήματος μπορεί να εκφραστεί ως:

$$P_R = P_T \left( \frac{\lambda \sqrt{G}}{4\pi d_R} \right)^2 \left( \frac{d_R}{d} \right)^\nu \quad (2.2.)$$

όπου  $\sqrt{G} = \sqrt{G_{TS} G_{BS}}$  είναι η σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των κεραιών σταθμού βάσης και τερματικού,  $G_{BS}$  η απολαβή της κεραίας του σταθμού βάσης,  $G_{TS}$  η απολαβή της κεραίας του τερματικού και  $\lambda$  το μήκος κύματος.

Για την απολαβή των κεραιών των σταθμών βάσης και των τερματικών συναρτήσεως της γωνίας  $\theta$  στο οριζόντιο επίπεδο, χρησιμοποιούμε την ακόλουθη απλουστευμένη συνάρτηση [43]:

$$G(\theta) = \begin{cases} \cos^2 \left( \frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right), & |\theta| \leq \theta_0 \\ 10^{-\frac{FTB}{10}}, & |\theta| > \theta_0 \end{cases} \quad (2.3.)$$

$$\theta_0 = \frac{2}{\pi} \theta_{3dB} \cos^{-1} \left( 10^{-\frac{FTB}{20}} \right) \quad (2.4.)$$

όπου  $\theta_{3dB}$  και  $FTB$  είναι η γωνία ημίσειας ισχύος και ο λόγος εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό της κεραίας αντίστοιχα.

### 2.2.1.2 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας

Γενικά το φαινόμενο των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας μοντελοποιείται ικανοποιητικά με τη Lognormal κατανομή. Έτσι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) που περιγράφει την ισχύ ενός σήματος που υφίσταται αργές μεταβολές δίνεται από τη γνωστή σχέση ([44] σχέση 2.53):

$$f_{\xi}(\xi) = \frac{10/\ln 10}{\xi \sqrt{2\pi\sigma_{\xi}^2}} \exp\left(-\frac{(10\log_{10}\xi - \mu_{\xi})^2}{2\sigma_{\xi}^2}\right), \quad \xi \geq 0 \quad (2.5.)$$

όπου  $\mu_{\xi}$ ,  $\sigma_{\xi}$  σε dB είναι η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση της ποσότητας  $10\log_{10}\xi$  αντίστοιχα.

### 2.2.2 Υπολογισμός λόγου σήματος προς παρεμβολή (Signal to Interference Ratio/ SIR)

Με βάση το παραπάνω μοντέλο η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος στο τερματικό  $j$  από τον σταθμό βάσης του τομέα  $m$  από τον οποίο εξυπηρετείται, καθώς και η παρεμβολή από οποιοδήποτε άλλο σταθμό βάσης  $k$ , μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$I_{jk} = P_T \left( \frac{\lambda \sqrt{G_{jk}}}{4\pi d_R} \right)^2 \left( \frac{d_R}{d_{jk}} \right)^{\nu} \xi_{jk}, \quad \text{σήμα για } k = m \text{ και παρεμβολή για } k \neq m \quad (2.6.)$$

όπου  $\sqrt{G_{jk}}$  είναι η σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των κεραιών του τερματικού  $j$  και του σταθμού βάσης  $k$ ,  $d_{jk}$  η μεταξύ τους απόσταση και  $\xi_{jk}$  η μεταβλητή που περιγράφει το φαινόμενο της σκίασης μεταξύ τερματικού και σταθμού βάσης.

Η παρεμβολή διακρίνεται σε ενδοκυψελική και διακυψελική. Ο λόγος σήματος προς ενδοκυψελική παρεμβολή σε ένα τερματικό  $j$  θεωρώντας ότι όλοι οι σταθμοί βάσης εκπέμπουν την ίδια ισχύ, δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$SIR_{intra} = \frac{G_{jm}}{\sum_{k=1, k \neq j}^{K_s} G_{jk}} \quad (2.7.)$$

όπου  $K_s$  το πλήθος των τομέων ανά κυψέλη.

Ο λόγος σήματος προς διακυψελική παρεμβολή δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$SIR_{inter} = \frac{G_{jm} \xi_{jm} d_{jm}^{-\nu}}{\sum_{n=1}^{K_c} \sum_{k=1}^{K_s} G_{jnk} \xi_{jn} d_{jn}^{-\nu}} \quad (2.8.)$$

όπου  $K_c$  το πλήθος των γειτονικών κυψελών,  $K_s$  το πλήθος των τομέων ανά κυψέλη,  $G_{jnk}$  η σύνθετη απολαβή των κεραιών του τερματικού  $j$  και του σταθμού βάσης του

τομέα  $k$  της κυψέλης  $n$  και  $\xi_{jn}$  η μεταβλητή που περιγράφει το φαινόμενο της σκίασης μεταξύ του τερματικού  $j$  και των σταθμών βάσης της κυψέλης  $n$ .

Επομένως ο λόγος σήματος προς την συνολική παρεμβολή μπορεί να εκφραστεί ως:

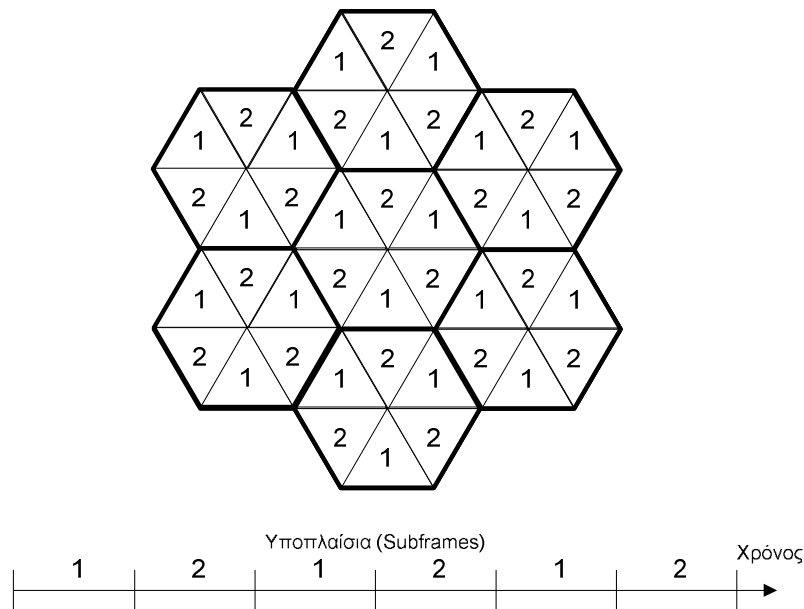
$$SIR = ((SIR_{intra})^{-1} + (SIR_{inter})^{-1})^{-1} \quad (2.9.)$$

### 2.3 Ανασκόπηση Μεθόδων Διαχείρισης Πόρων

Στην ενότητα αυτή περιγράφονται μερικές από τις σημαντικότερες μεθόδους διαχείρισης πόρων που έχουν προταθεί στην διεθνή βιβλιογραφία.

#### 2.3.1 Μέθοδος ανάθεσης χρονοθυρίδων με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με δύο

Σε αυτή την μέθοδο ανάθεσης[39], όπως φαίνεται στην Εικόνα 6, ένας σταθερός αριθμός χρονοθυρίδων για το uplink ή το downlink ομαδοποιούνται σε υποπλαίσια (subframes) και τα διαδοχικά υποπλαίσια ονομάζονται εναλλάξ 1 και 2. Το κάθε χρονικό πλαίσιο αποτελείται από το υποπλαίσιο με ετικέτα 1 και το διαδοχικό του με ετικέτα 2. Οι τομείς επίσης έχουν ετικέτες 1 και 2 με τέτοιο τρόπο ώστε να μην υπάρχουν δύο διπλανοί τομείς της ίδιας κυψέλης με την ίδια αρίθμηση. Στην αρχή του κάθε χρονικού πλαισίου, οι τομείς με ετικέτα  $i$  μπορούν να σχεδιάσουν μετάδοση ενός πακέτου στις χρονοθυρίδες του υποπλαισίου με ετικέτα  $i$ . Το αποτέλεσμα είναι ο κάθε τομέας να μεταδίδει σε ένα κύκλο δραστηριότητας 50% και να καταλαμβάνει το πολύ το μισό του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Αυτή η μέθοδος ανάθεσης είναι το ανάλογο στο πεδίο του χρόνου με την επαναχρησιμοποίηση συχνότητας με παράγοντα δύο στα υπάρχοντα κυψελωτά δίκτυα (π.χ. GSM), με την διαφορά ότι ο παράγοντας επαναχρησιμοποίησης στην περίπτωση μας αναφέρεται στους τομείς, ενώ στα κυψελωτά δίκτυα αναφέρεται στις κυψέλες. Στην περίπτωση μας αναμένεται να συμβούν συγκρούσεις και ανάλογα με την παρεμβολή μπορεί να χρειαστεί νέα μετάδοση του πακέτου που χάθηκε.



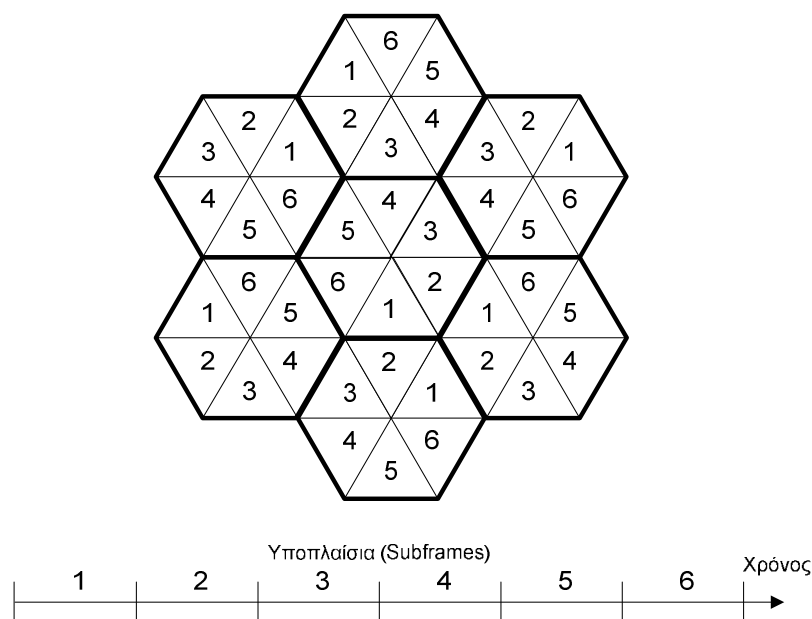
Εικόνα 6: Ανάθεση χρονοθυρίδων με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με δύο

Για την βελτίωση της επίδοσης του συστήματος υπάρχουν δύο τρόποι προσέγγισης. Αρχικά ένας τομέας μπορεί να δανεισθεί χρονοθυρίδες τις οποίες οι διπλανοί τομείς δεν τις χρειάζονται. Η προσέγγιση αυτή δεν αυξάνει την συνολική χωρητικότητα του συστήματος όταν το φορτίο ισοκατανέμεται στους τομείς, αλλά κάνει δυνατό τον

αποδοτικό διαμοιρασμό του εύρους ζώνης ειδικά όταν έχουμε μεγάλες ριπές δεδομένων όσον αφορά την κίνηση. Παρόλα αυτά για να πραγματοποιηθεί ο δανεισμός των χρονοθυρίδων θα πρέπει να υπάρχει ανταλλαγή δεδομένων και συντονισμός ανάμεσα στις βάσεις και αυτό μπορεί να μην είναι πάντα επιθυμητό. Ο δεύτερος τρόπος είναι απλά οι χρονοθυρίδες σε κάθε υποπλαισίο να μην είναι αναθεμένες σε κάποιο τομέα. Με την χρήση ενός απλού πρωτοκόλλου μπορούν να ελαχιστοποιηθούν οι ταυτόχρονες μεταδόσεις, να μειωθεί δηλαδή η παρεμβολή. Πιο αναλυτικά οι τομείς με ετικέτα 1 θα μπορούν να δρομολογούν πακέτα για μετάδοση σε χρονοθυρίδες ξεκινώντας από την αριστερή μεριά του υποπλαισίου 1 και να συνεχίζουν με το υποπλαισίο 2 εάν χρειαστεί, ενώ οι τομείς με ετικέτα 2 θα μπορούν να μεταδώσουν τα πακέτα τους στα υποπλάισια με ετικέτα 2 ξεκινώντας από τη δεξιά μεριά και στην συνέχεια να συνεχίζουν στο υποπλαισίο 1. Με βάση το φορτίο της κίνησης μπορούν να υπάρξουν το πολύ από τρεις έως έξι ταυτόχρονες μεταδόσεις πακέτων σε κάθε χρονοθυρίδα σε κάθε κυψέλη. Στην ακραία περίπτωση όλοι οι τομείς σε μία κυψέλη μεταδίδουν ταυτόχρονα.

### 2.3.2 Μέθοδος ανάθεσης χρονοθυρίδων με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με έξι

Σε αυτή την μέθοδο ανάθεσης[39], όπως φαίνεται στην Εικόνα 7, ένας σταθερός αριθμός χρονοθυρίδων για το uplink ή το downlink ομαδοποιούνται σε έξι υποπλάισια και οι τομείς έχουν ετικέτες από το 1 έως το 6 με φορά αντίθετη των δεικτών του ρολογιού. Τα σχέδια των ετικετών για γειτονικές κυψέλες διαφέρουν καθώς έχουν περιστραφεί κατά 120°, με αποτέλεσμα την δημιουργία μιας συστάδας τριών κυψελών των οποίων το σχέδιο μπορεί να επαναληφθεί για την κάλυψη όλης της περιοχής κάλυψης. Όπως είχε περιγραφεί και νωρίτερα οι τομείς με ετικέτα  $i$  μπορούν να προγραμματίσουν πακέτα για μετάδοση στο υποπλαισίο  $i$  (εδώ το  $i$  παίρνει τιμές από 1 έως 6). Χωρίς τον δανεισμό των χρονοθυρίδων αυτή η μέθοδος, η οποία έχει παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με έξι, αναπαριστά μια συντηρητική προσέγγιση καθώς ο κάθε τομέας μπορεί να κάνει χρήση μόνο του 1/6 του συνολικού διαθέσιμου εύρους ζώνης. Παρόλα αυτά όμως αυτό μπορεί να είναι κατάλληλο για ένα περιβάλλον διάδοσης στο οποίο οι ταυτόχρονες μεταδόσεις πακέτων μέσα στην ίδια κυψέλη μπορούν να προκαλέσουν σημαντική παρεμβολή και για αυτό θα πρέπει να εμποδιστούν.

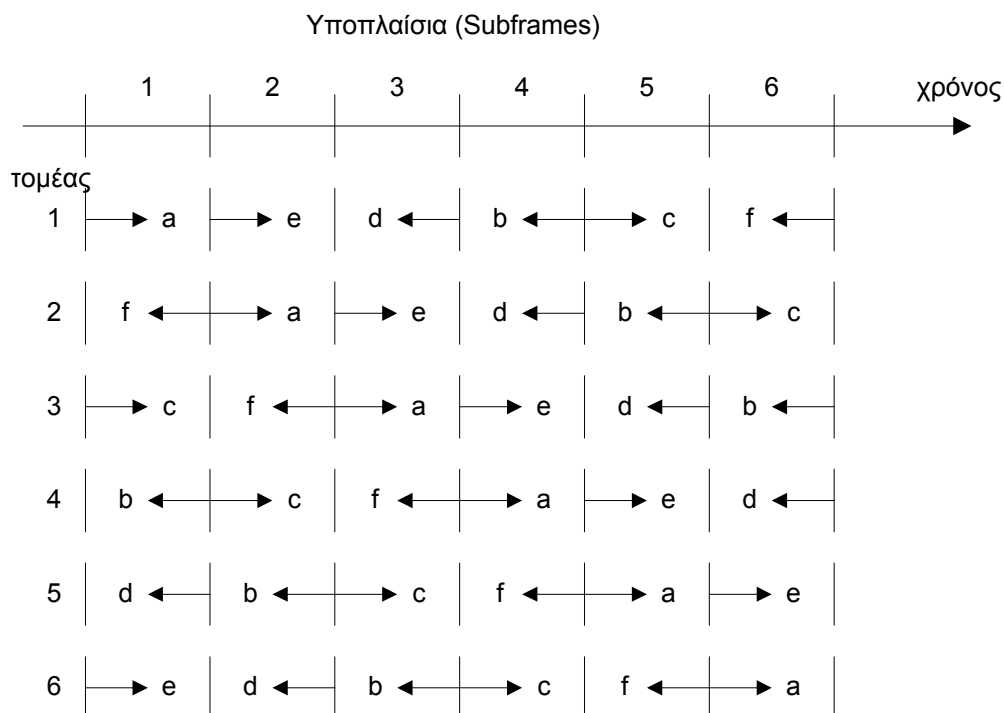


Εικόνα 7: Ανάθεση χρονοθυρίδων με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με έξι

### 2.3.3 Μέθοδος Staggered Resource Allocation (SRA)

Η μέθοδος SRA [39], είναι μια πιο ευέλικτη προσέγγιση η οποία βασίζεται στην παραπάνω μέθοδο και μπορεί να διεκπεραιώσει επιθετικά ή συντηρητικά, ανάλογα με τον κυκλοφοριακό φόρτο και μια παράμετρο ελέγχου, με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης που μπορεί να κυμαίνεται από ένα έως έξι.

Στην μέθοδο SRA η δομή του πλαισίου και η αρίθμηση των τομέων είναι η ίδια με αυτή της προηγούμενης μεθόδου με παράγοντα επαναχρησιμοποίησης ίσο με έξι, όπως φαίνεται στην Εικόνα 8. Η διαφορά είναι ότι υπάρχει μια ειδική σειρά ανάθεσης η οποία εγκαθιδρύεται και ακολουθείται από κάθε τομέα κατά την δρομολόγηση των μεταδόσεων σε κάθε χρονικό πλαίσιο. Στην Εικόνα 8 για παράδειγμα, ο τομέας με επικέτα 1 αρχικά προγραμματίζει να στείλει τα πακέτα προς μετάδοση στις χρονοθυρίδες του υποπλαισίου 1 (το οποίο δηλώνεται με a). Εάν χρειαστεί και άλλες χρονοθυρίδες τότε χρησιμοποιεί αυτές του υποπλαισίου 4 (b), στην συνέχεια του υποπλαισίου 5 (c) κ.ο.κ. έως το υποπλαίσιο 6 (f). Η βασική ιδέα είναι ότι εάν η παρεμβολή που οφείλεται στις ταυτόχρονες μεταδόσεις πακέτων στην ίδια κυψέλη είναι υποφερτή, τότε αφού χρησιμοποιηθούν όλες οι χρονοθυρίδες στο πρώτο υποπλαίσιο a, ο τομέας θα πρέπει να χρησιμοποιήσει το πρώτο υποπλαίσιο του αντίθετου τομέα της ίδια κυψέλης, με στόχο να κάνει καλύτερη χρήση της κατευθυντικότητας των κεραιών των σταθμών βάσης. Από το παραπάνω συνεπάγεται ότι οι χρονοθυρίδες των υποπλαισίων που είναι πρώτες επιλογές για τους τομείς που βρίσκονται δίπλα στον αντίθετο τομέα, χρησιμοποιούνται αμέσως μετά. Τέλος για την αποφυγή παρεμβολών λόγω των μη ιδανικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας των κεραιών των γειτονικών τομέων, τα πρώτα τους υποπλαίσια χρησιμοποιούνται σαν τελευταία εφεδρεία. Στην Εικόνα 8 φαίνεται ότι η σειρά ανάθεσης για τον επόμενο τομέα εναλλάσσεται κατά μια δεξιά περιστροφή ίση με ένα πλαίσιο σε σχέση με την σειρά ανάθεσης του προηγούμενου τομέα. Επιπρόσθετα σαν μια επιπλέον επιλογή για την αποφυγή ταυτόχρονων μεταδόσεων πακέτων, οι θυρίδες σε κάθε υποπλαίσιο ανατίθενται από το αριστερό ή το δεξί άκρο όπως φαίνεται από τα βέλη.



Εικόνα 8: Σειρά ανάθεσης χρονοθυρίδων μεθόδου SRA

### 2.3.3.1 Αποφυγή κύριων παρεμβολών

Αρχικά θα εξετασθεί η παρεμβολή μέσα σε μια κυψέλη. Από την Εικόνα 8 φαίνεται ότι εάν όλοι οι τομείς έχουν κυκλοφοριακό φορτίο ίσο ή μικρότερο από το ένα έκτο της συνολικής χωρητικότητας του καναλιού τότε όλα τα πακέτα μεταδίδονται σε διαφορετικά υποπλάισια και άρα δεν προκαλείται παρεμβολή ανάμεσα στους τομείς της ίδιας κυψέλης. Αυτό είναι ταυτόσημο με τον συντηρητική εκδοχή της μεθόδου όταν ο παράγοντας επαναχρησιμοποίησης είναι ίσος με έξι. Φυσικά καθώς το κυκλοφοριακό φορτίο αυξάνει όλο και πιο πολλά πακέτα μεταδίδονται ταυτόχρονα με αποτέλεσμα την αύξηση του επιπέδου της παρεμβολής. Παρόλα αυτά η ειδική μέθοδος ανάθεσης εκμεταλλεύεται τα χαρακτηριστικά της κατευθυντικότητας των κεραιών για να επιτρέψει την παράλληλη μετάδοση πολλών πακέτων, ενώ ταυτόχρονα κάνει μέγιστο το λόγο σήματος προς παρεμβολή.

Η μέθοδος SRA, εκτός από τη διαχείριση της παρεμβολής μέσα στην ίδια κυψέλη, βοηθάει επίσης στο να αποφευχθεί η παρεμβολή από τις κύριες πηγές στις γειτονικές κυψέλες. Αυτό γίνεται ιδίως όταν το κυκλοφοριακό φορτίο είναι μικρό έως μέτριο. Για να φανεί αυτό ας θεωρήσουμε το downlink για τον τομέα 1 στην κεντρική κυψέλη (Εικόνα 7). Ο τομέας 2 στην κάτω κυψέλη και ο τομέας 3 στην επάνω κυψέλη είναι οι κυριότερες πηγές διακυψελικής παρεμβολής. Εξετάζοντας την σειρά ανάθεσης για τους τομείς 1, 2 και 3, διαπιστώνεται ότι δεν θα μεταδώσουν ταυτόχρονα και άρα δεν θα παρεμβάλλει ο ένας τον άλλο θεωρώντας ότι όλοι οι τομείς έχουν κυκλοφοριακό φορτίο μικρότερο του ενός τρίτου της συνολικής χωρητικότητας του καναλιού (καθώς χρησιμοποιούν μόνο τα υποπλάισια  $a$  και  $b$  για μετάδοση). Η ίδια παρατήρηση ισχύει και για το uplink όταν οι τομείς 2 και 5 της κάτω κυψέλης στο σχήμα γίνονται οι κύριες πηγές της παρεμβολής. Λόγω της συμμετρίας της σειράς ανάθεσης και της διάταξης των κυψελών τα παραπάνω ισχύουν για κάθε τομέα σε κάθε κυψέλη του δικτύου.

Για ακόμα μεγαλύτερη μείωση της παρεμβολής, η μέθοδος SRA, δρομολογεί μεταδόσεις πακέτων για κάθε τομέα ξεκινώντας από αριστερά προς τα δεξιά και το αντίθετο εναλλακτικά σε διαφορετικά χρονικά υποπλάισια. Για να διαφανούν τα πλεονεκτήματα αυτής της εναλλαγής της κατεύθυνσης ειδικά στην περίπτωση που έχουμε ομοιόμορφη κίνηση ανάμεσα στους τομείς, ας θεωρήσουμε το χρονικό υποπλάισιο 1 (Εικόνα 8). Σύμφωνα με την μέθοδο SRA ο τομέας 4 χρησιμοποιεί το πρώτο χρονικό υποπλάισιο ως δεύτερη επιλογή ( $b$ ) για μετάδοση. Για να αποφευχθούν οι ταυτόχρονες μεταδόσεις με τον τομέα 1, ο οποίος ξεκινάει τις μεταδόσεις από την αριστερή πλευρά του υποπλαισίου στο χρονικό υποπλάισιο 1, ο τομέας 4 δρομολογεί τις μεταδόσεις των πακέτων από τη δεξιά πλευρά του υποπλαισίου. Εάν ο τομέας 4 δεν έχει αρκετά πακέτα για μετάδοση ώστε να καταλάβει όλες τις χρονοθυρίδες του υποπλαισίου 1, οι ταυτόχρονες μεταδόσεις με τον τομέα 1 μπορούν να αποφευχθούν.

### 2.3.3.2 Έλεγχος των ταυτόχρονων μεταδόσεων για βελτίωση του QoS

Ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος και των κεραιών η μέθοδος SRA μπορεί να χρησιμοποιηθεί μαζί με έναν μηχανισμό ελέγχου για την αύξηση της ποιότητας λήψης όσον αφορά το λόγο SIR στα άκρα της λήψης. Ειδικότερα ο έλεγχος περιορίζει τις μεταδόσεις των πακέτων μόνο στα λίγα πρώτα υποπλάισια για τον κάθε τομέα. Για παράδειγμα σε ένα περιβάλλον αν το πολύ τρία πακέτα μπορούν να μεταδοθούν ταυτόχρονα από τις διάφορες τερματικές ή κεραιές των σταθμών βάσης μέσα στην ίδια κυψέλη έτσι ώστε να διασφαλισθεί η δεδομένη ποιότητα στην λήψη, μόνο οι χρονοθυρίδες στα πλαίσια  $a$ ,  $b$  και  $c$  όπως φαίνονται στην Εικόνα 8 μπορούν να χρησιμοποιηθούν για μετάδοση σε κάθε τομέα. Γενικότερα αποδεικνύεται ότι εάν ο κάθε τομέας δρομολογεί τα πακέτα για μετάδοση στα πρώτα  $k$  υποπλάισια της μεθόδου SRA τότε υπάρχουν το πολύ  $k$  πακέτα που μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις διάφορες

κεραίες σε κάθε κυψέλη σε κάθε χρονική στιγμή. Ο έλεγχος περιορίζει τον βαθμό των ταυτόχρονων μεταδόσεων και άρα το ποσοστό της παρεμβολής για να επιτευχθεί το επιθυμητό SIR. Όταν διαφορετικοί βαθμοί QoS, για μετάδοση φωνής, δεδομένων, video ορίζονται με όρους του λόγου SIR, τότε ο έλεγχος μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ένας μηχανισμός παροχής του επιθυμητού QoS.

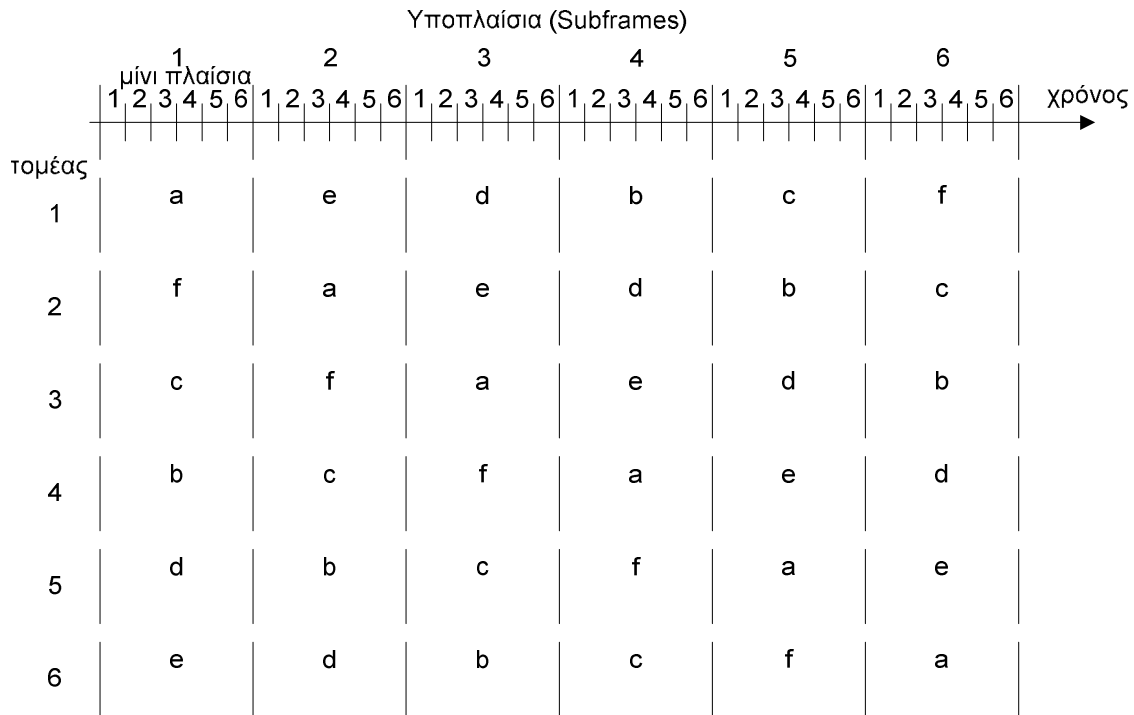
### 2.3.4 Μέθοδος Enhanced Staggered Resource Allocation (ESRA)

Η μέθοδος ESRA [40], η οποία είναι μια βελτίωση της μεθόδου SRA ώστε να παρέχει τη μέγιστη δυνατή ρυθμαπόδοση σε συνδυασμό με την μέγιστη πιθανότητα επιτυχούς μετάδοσης, αποτελείται από τις παρακάτω συνιστώσες: κατηγοριοποίηση των τερματικών, δυνατότητα επιλογής κυψέλης και τομέα, δομή μινιπλαισίου, μηχανισμό δρομολόγησης για την μετάδοση των πακέτων και επιλογή μεγέθους μινιπλαισίου. Τα θέματα αυτά αναλύονται παρακάτω για την περίπτωση της κατερχόμενης ζεύξης.

#### 2.3.4.1 Κατηγοριοποίηση τερματικών

Η μέθοδος ESRA χρησιμοποιεί τις ίδιες ετικέτες στους τομείς με την μέθοδο SRA. Η βασική ιδέα για την κατηγοριοποίηση των τερματικών στην μέθοδο ESRA είναι τα τερματικά να κατηγοριοποιηθούν με βάση την ικανότητα τους να ανεχθούν διάφορα επίπεδα ταυτόχρονων μεταδόσεων πακέτων ανάλογα με την εναλλασσόμενη τους διάταξη. Η ανοχή εξαρτάται από την ποιότητα της λήψης στις περιοχές που βρίσκονται τα τερματικά, η οποία με την σειρά της εξαρτάται από την απόσταση ανάμεσα στον σταθμό βάσης και το τερματικό, την μεταδιδόμενη ισχύ, τα χαρακτηριστικά των κεραιών εκπομπής και λήψης, το ανάγλυφο και τις διαλείψεις. Αν θεωρηθεί η διάταξη με εξαγωνικές κυψέλες (Εικόνα 7), με έξι τομείς ανά κυψέλη τότε υπάρχουν έξι επίπεδα ταυτόχρονων μεταδόσεων. Έτσι τα τερματικά κατατάσσονται ανάλογα σε έξι κατηγορίες που συμβολίζονται από 1 έως 6.

Όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 9, κάθε χρονικό πλαίσιο έχει 6 υποπλαίσια τα οποία δηλώνονται από 1 έως 6. Έστω  $j_k^c$  ο δείκτης του  $k$ -οστού υποπλαισίου για χρήση από τον τομέα  $c$  στην εναλλασσόμενη διάταξη. Για παράδειγμα για τον τομέα 1 είναι:  $j_1^1 = 1, j_2^1 = 4, j_3^1 = 5, j_4^1 = 3, j_5^1 = 2$  και  $j_6^1 = 6$ , καθώς η σειρά των υποπλαισίων προς χρήση για τον τομέα 1 είναι 1, 4, 5 κ.ο.κ. Περαιτέρω για  $i = 1, 2, \dots, 6$  έστω  $I_i(j) \subseteq \{1, 2, \dots, 6\}$  είναι το σύνολο των τομέων που επιτρέπεται να μεταδώσουν στο  $j$ -στό υποπλαίσιο όταν ο κάθε τομέας μπορεί να χρησιμοποιήσει μόνο τα πρώτα  $i$  υποπλαίσια στην εναλλασσόμενη διάταξη για μετάδοση (το οποίο έχει ως αποτέλεσμα  $i$  ταυτόχρονες μεταδόσεις πακέτων σε κάθε κυψέλη). Για παράδειγμα  $I_2(1) = \{1, 4\}$  και  $I_3(1) = \{1, 4, 3\}$ . Στο σημείο αυτό υποθέτουμε ότι το σύστημα μπορεί να ενεργοποιήσει μία ή ένα σύνολο από κεραιές σταθμών βάσης να στείλουν ένα ειδικό σήμα όπως ένα πιλοτικό τόνο για να γίνουν οι απαραίτητες μετρήσεις. Οι πιλοτικοί τόνοι αρχικά ενεργοποιούνται από την κεραιά του σταθμού βάσης του τομέα στον οποίο ανήκει το τερματικό. Η λαμβανόμενη ισχύς του πιλοτικού τόνου αναπαριστά το πόσο ισχυρό είναι το σήμα στο τερματικό. Στην συνέχεια ανάλογα με τις πιθανές ταυτόχρονες μεταδόσεις από την εναλλασσόμενη σειρά σε διαφορετικά χρονικά υποπλαίσια, ένας συνδυασμός από κεραιές σταθμών βάσης (συμπεριλαμβάνεται και αυτή στην οποία ανήκει το τερματικό) σε κάθε κυψέλη ενεργοποιούνται με έναν συστηματικό τρόπο έτσι ώστε να στείλουν τον πιλοτικό τόνο ταυτόχρονα. Η ολική λαμβανόμενη ισχύς στο τερματικό είναι τώρα το σήμα μαζί με την παρεμβολή. Μπορεί έτσι να υπολογιστεί ο λόγος σήματος προς παρεμβολή SIR στο τερματικό για διάφορους τέτοιους συνδυασμούς. Τα τερματικά στην συνέχεια κατηγοριοποιούνται με βάση τον μεγαλύτερο βαθμό ταυτόχρονων μεταδόσεων για τις οποίες το SIR υπερβαίνει το κατώφλι το οποίο έχει τεθεί.



**Εικόνα 9: Σειρά ανάθεσης χρονοθυρίδων μεθόδου ESRA**

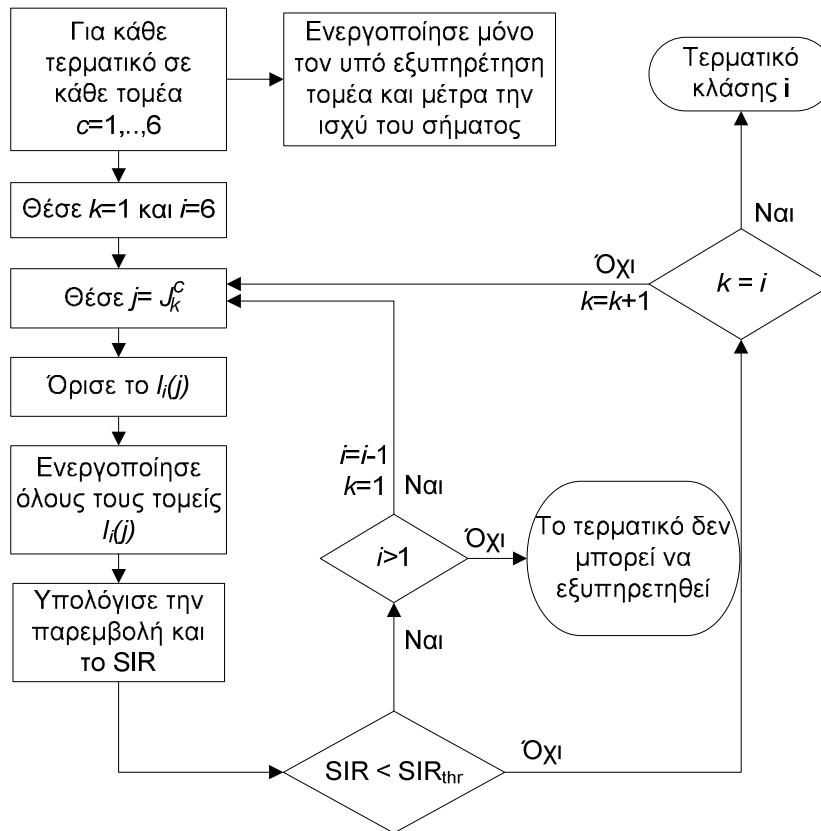
Στην συνέχεια περιγράφεται αναλυτικότερα ο αλγόριθμος (Εικόνα 10) για την κατηγοριοποίηση ενός τερματικού που βρίσκεται στον τομέα  $c$ .

- 1) Θέτουμε  $k = 1$  και  $i = 6$
- 2) Θέτουμε  $j = J_k^c$  ( $j$  είναι ο δείκτης του  $k$ -οστού πλαισίου για χρήση από τον τομέα  $c$ ). Το σύστημα αρχικά διατάζει την κεραία του σταθμού βάσης που αντιστοιχεί στον τομέα  $c$ , στην οποία ανήκει το τερματικό, να μεταδώσει ένα ειδικό σήμα και μετράται η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος στην θέση του τερματικού. Στην συνέχεια δίνεται εντολή ώστε όλοι οι τομείς  $I_i(j)$  να μεταδώσουν ταυτόχρονα και μετράται η λαμβανόμενη στο τερματικό ισχύς (δηλαδή το σήμα μαζί με την παρεμβολή). Έτσι το SIR στο τερματικό μπορεί να υπολογισθεί από τις προηγούμενες δύο μετρήσεις. Εάν το SIR είναι μικρότερο από ένα δεδομένο κατώφλι για ικανοποιητική ανίχνευση του σήματος η διαδικασία συνεχίζεται με το βήμα 4, ενώ στην αντίθετη περίπτωση με το βήμα 3.
- 3) Εάν  $k = i$ , τότε το τερματικό κατηγοριοποιείται στην κατηγορία  $i$  και η διαδικασία τελειώνει (αυτό γίνεται όταν το τερματικό μπορεί να ανεχθεί την παρεμβολή στην περίπτωση των  $i$  ταυτόχρονων μεταδόσεων πακέτων σύμφωνα με την εναλλασσόμενη διάταξη). Στην αντίθετη περίπτωση, αυξάνεται το  $k$  κατά 1 και η διαδικασία συνεχίζεται με το βήμα 2 (για να ελεγχθεί το SIR στο επόμενο υποπλαίσιο).
- 4) Εάν  $i > 1$ , τότε μειώνεται το  $i$  κατά 1, θέτουμε  $k = 1$  και η διαδικασία συνεχίζεται με το βήμα 2. Στην αντίθετη περίπτωση, το τερματικό δεν μπορεί να εξυπηρετηθεί με την μέθοδο ESRA (το SIR στο τερματικό είναι μικρότερο από ένα δεδομένο κατώφλι ακόμα και όταν ένα πακέτο μεταδίδεται στην κυψέλη κάθε φορά) και η διαδικασία σταματά.

Στην πράξη η κατηγοριοποίηση των τερματικών μπορεί να γίνει κατά την εγκατάσταση των τερματικών στην περιοχή εξυπηρέτησης. Για να προβλεφθούν πιθανές αλλαγές των συνθηκών διάδοσης, απαιτείται η μέτρηση της ισχύος του σήματος και της παρεμβολής να γίνει για ένα ικανοποιητικό σε διάρκεια χρονικό



διάστημα. Σε αντίθεση με τα κινητά δίκτυα, οι συνθήκες διάδοσης στα σταθερά ασύρματα δίκτυα αλλάζουν σχετικά αργά. Επομένως η διάρκεια της μέτρησης μπορεί να διαρκέσει γύρω στα δέκα λεπτά για να εξασφαλισθεί ο ακριβής χαρακτηρισμός της ποιότητας της λήψης στα τερματικά.



Εικόνα 10: Αλγόριθμος κατηγοριοποίησης τερματικών μεθόδου ESRA.

Επιπρόσθετα για εγγυημένη λήψη σήματος ικανού προς ανίχνευση παρόλο τον θόρυβο και τις διαλείψεις, μπορεί να συμπεριληφθεί στο κατώφλι του SIR ένα περιθώριο ασφαλείας. Με τα βήματα αυτά είναι λογικό να περιμένει κανείς ότι όλες οι μεταδόσεις στην κατερχόμενη ζεύξη μπορούν να ληφθούν με εικονική πιθανότητα επιτυχούς λήψης ίση με 100%, κάτι το οποίο θα θεωρηθεί στην συνέχεια. Φυσικά για να διασφαλισθεί ανοχή απέναντι στις αλλαγές των συνθηκών διάδοσης σε μια κλίμακα αργών μεταβολών όπως για παράδειγμα, εποχικές διακυμάνσεις η κατηγοριοποίηση του κάθε τερματικού θα πρέπει να ελέγχεται περιοδικά, με την παρακολούθηση της ποιότητας του σήματος στην λήψη, μέσω μετρήσεων και στατιστικών μεθόδων.

### 2.3.4.2 Επιλογή τομέων κυψέλης (Base station selection)

Είναι γνωστό ότι η επιλογή κυψέλης μπορεί να βελτιώσει αρκετά την ποιότητα του σήματος στην λήψη. Για να εκμεταλλευθεί την μακροδιαφορικότητα (macrodiversity) η μέθοδος ESRA, δίνει την δυνατότητα σε κάθε τερματικό να επιλέγει την κυψέλη και τον τομέα, τα οποία δεν είναι απαραίτητα τα πιο κοντινά στο τερματικό, σύμφωνα με την διακύμανση της σκίασης και τον αλγόριθμο δρομολόγησης που χρησιμοποιείται. Πιο συγκεκριμένα για κάθε τερματικό η μέθοδος ESRA εφαρμόζει την διαδικασία κατηγοριοποίησης των τερματικών όπως αυτή περιγράφηκε πιο πάνω για να καθορίσει την κατηγορία κάθε τερματικού για διάφορους συνδυασμούς των τομέων και των κυψελών στην γειτονία του τερματικού. Στην συνέχεια το τερματικό επιλέγει τον τομέα και την κυψέλη στην οποία θα ανήκει (home). Αυτός θα είναι ο τομέας που δίνει στο τερματικό την κατηγορία με τον μεγαλύτερο δείκτη (δηλαδή ο τομέας που του δίνει την

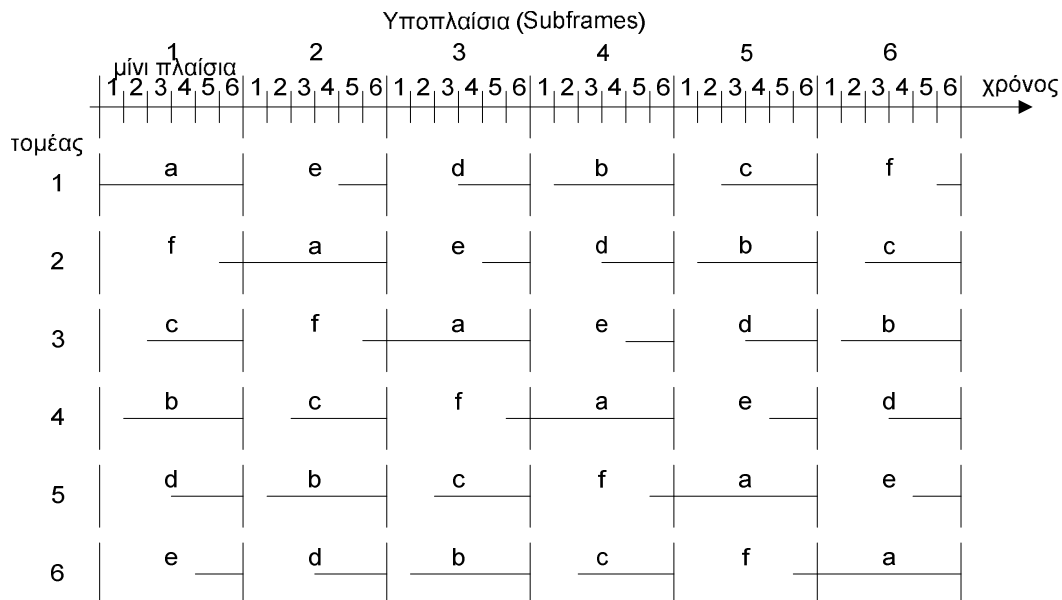
δυνατότητα να ανεχθεί τον μεγαλύτερο αριθμό ταυτόχρονων μεταδόσεων). Εάν υπάρχουν πολλοί συνδυασμοί που δίνουν το ίδιο αποτέλεσμα επιλέγεται από τους τομείς αυτός που δίνει το υψηλότερο SIR.

Αφού έχει γίνει η κατηγοριοποίηση των τερματικών και η επιλογή κυψέλης και τομέα, τα πακέτα που προορίζονται για ένα τερματικό  $i$ -στής κατηγορίας, θα ληφθούν με επιτυχία όσον αφορά το απαιτούμενο SIR, εάν ο κάθε τομέας χρησιμοποιεί τα πρώτα  $i$  υποπλαίσια της εναλλασσόμενης σειράς (η οποία δίδει  $i$  ταυτόχρονες μεταδόσεις σε κάθε κυψέλη). Για τον λόγο αυτό, η μέθοδος ESRΑ, υιοθετεί τη δομή του πλαισίου που φαίνεται στην Εικόνα 11, έτσι ώστε τα πακέτα για κάθε κατηγορία τερματικού να μπορούν να μεταδίδονται ταυτόχρονα έως τον μέγιστο ανεκτό βαθμό των ταυτόχρονων μεταδόσεων με στόχο να βελτιωθεί η απόδοση χωρίς όμως να υποβαθμισθεί η πιθανότητα επιτυχούς λήψης ενός πακέτου.

### 2.3.4.3 Δομή πλαισίου και μηχανισμός δρομολόγησης

Κάθε χρονικό πλαίσιο στην μέθοδο ESRΑ, αποτελείται από έξι υποπλαίσια, τα οποία αριθμούνται από 1 έως 6 όπως φαίνεται στην Εικόνα 11. Κάθε υποπλαίσιο διαιρείται ακόμα περισσότερο σε 6 μινιπλαίσια τα οποία και αυτά αριθμούνται από το 1 έως το 6. Κάθε μινιπλαίσιο με την ίδια αρίθμηση αποτελείται από έναν μεγάλο αλλά σταθερό αριθμό χρονοθυρίδων μέσα στο κάθε υποπλαίσιο. Το μέγεθος των μινιπλαισίων επιλέγεται έτσι ώστε να ταιριάζει με τις αναμενόμενες απαιτήσεις σε φορτίο των τερματικών ανά κατηγορία.

Ο κάθε τομέας χρησιμοποιεί τα υποπλαίσια σύμφωνα με την εναλλασσόμενη σειρά, που δηλώνεται με τα  $a, b, c, d, e$  και  $f$  στο σχήμα (με  $a$  και  $f$  το πρώτο και το τελευταίο υποπλαίσιο που θα χρησιμοποιηθεί αντίστοιχα). Είναι σημαντικό όμως να σημειωθεί ότι οι χρονοθυρίδες μόνο του μινιπλαισίου που είναι σημειωμένες με τις συνεχείς γραμμές, είναι διαθέσιμες στον τομέα που αντιστοιχεί και σημειώνεται στο αριστερό άκρο του σχήματος. Είναι προφανές, ότι ο κάθε τομέας επιτρέπεται να δρομολογήσει μεταδώσεις πακέτων σε συγκεκριμένα μινιπλαίσια ανάλογα με την ετικέτα του κάθε υποπλαισίου.



Εικόνα 11: Δομή πλαισίου και μηχανισμός δρομολόγησης μεθόδου ESRΑ.

Για παράδειγμα, ο τομέας 2 μπορεί να χρησιμοποιήσει όλα τα μινιπλαίσια στο υποπλαίσιο 2 αλλά μπορεί να προγραμματίσει μεταδώσεις μόνο στα μινιπλαίσια 5 και 6 στο υποπλαίσιο 3. Είναι επίσης σημαντικό να σημειωθεί ότι υπάρχουν διάφοροι βαθμοί

ταυτόχρονων μεταδόσεων πακέτων στα διάφορα μινιπλαίσια ανάλογα με την ετικέτα τους. Για  $m = 1, 2, \dots, 6$  το πολύ  $m$  πακέτα μεταδίδονται την ίδια στιγμή σε κάθε κυψέλη κατά την διάρκεια του μινιπλαισίου  $m$  στο κάθε υποπλαίσιο. Στο ένα άκρο μόνο ένα πακέτο μεταδίδεται στην κάθε κυψέλη κατά την διάρκεια του μινιπλαισίου 1, ενώ από την άλλη μεριά έως 6 πακέτα μπορούν να μεταδοθούν κατά την διάρκεια του μινιπλαισίου 6. Η κύρια ιδέα είναι ότι τα μινιπλαίσια διαφορετικής ετικέτας, επιτρέπουν διαφορετικούς βαθμούς ταυτόχρονων μεταδόσεων πακέτων. Επομένως, η δομή των μινιπλαισίων είναι συμβατή με την κατηγοριοποίηση των τερματικών έτσι ώστε τα πακέτα για τα τερματικά  $i$ -στής κατηγορίας που μεταδίδονται στο  $i$ -στό μινιπλαίσιο να λαμβάνονται με επιτυχία. Στην πραγματικότητα η μετάδοση πακέτων για ένα τερματικό  $i$ -στής κατηγορίας σε μινιπλαίσιο  $m$ -στής ετικέτας με  $m < i$ , θα ληφθούν επίσης με επιτυχία (αναβαθμισμένη μετάδοση).

Βασιζόμενοι στην αντιστοιχία ανάμεσα στην δομή των μινιπλαισίων και των κατηγοριών των τερματικών, ο κάθε τομέας δρομολογεί τις μεταδόσεις των πακέτων με βάση την αύξουσα σειρά που υποδεικνύει η κατηγορία των τερματικών. Δηλαδή η κίνηση που προορίζεται για τις κλάσεις 1 και 6 δρομολογείται για μετάδοση στην αρχή και στο τέλος αντίστοιχα. Οι χρονοθυρίδες στα μινιπλαίσια με μικρούς δείκτες, ξεκινώντας από αυτά στο πρώτο υποπλαίσιο της εναλλασσόμενης διάταξης, χρησιμοποιούνται πρώτα, δίνοντας έτσι την δυνατότητα να αναβαθμίσουμε τη διανομή όσο είναι δυνατό στην περίπτωση που τα μινιπλαίσια δεν είναι πλήρως εκμεταλλεύσιμα λόγω της κίνησης των συσχετισμένων με αυτά κατηγοριών τερματικών. Για την ακρίβεια, η πιο πάνω διαδικασία υλοποιείται για κάθε χρονικό πλαίσιο του κάθε τομέα σε κάθε κυψέλη για να αναθέσει τις διαθέσιμες χρονοθυρίδες του πλαισίου στα πακέτα που βρίσκονται σε αναμονή για μετάδοση. Μόλις ένα πακέτο δρομολογηθεί για μετάδοση μέσα σε μια χρονοθυρίδα, η θυρίδα αυτή γίνεται μη διαθέσιμη για τα άλλα πακέτα.

#### 2.3.4.4 Επιλογή μεγέθους μινιπλαισίων

Η δομή των μινιπλαισίων μπορεί να θεωρηθεί ως το μέσο διαχωρισμού του διαθέσιμου εύρους ζώνης σε πολλαπλά κανάλια τα οποία επιτρέπουν διαφορετικούς βαθμούς ταυτόχρονων μεταδόσεων πακέτων που είναι ανεκτές όσον αφορά το SIR στα διάφορα τερματικά. Έτσι λοιπόν για να μεγιστοποιηθεί η απόδοση του συστήματος, το μέγεθος των μινιπλαισίων πρέπει να επιλεγεί έτσι ώστε να ταιριάζει με την κίνηση των αντίστοιχων κατηγοριών των τερματικών.

Χωρίς να χαθεί η γενικότητα θεωρούμε ότι τα τερματικά όλων των κλάσεων έχουν ταυτόσημα χαρακτηριστικά κίνησης. Έστω  $\alpha_i$  το ποσοστό της  $i$ -στής κατηγορίας τερματικών (σε σχέση με τον συνολικό αριθμό των τερματικών που εξυπηρετούνται από την μέθοδο ESRA) σε ολόκληρο το δίκτυο (με  $i = 1, \dots, 6$ ). Στην συνέχεια έστω  $N_t$  ο προβλεπόμενος αριθμός των χρονοθυρίδων του κάθε υποπλασίου, ο οποίος καθορίζεται από τις απαιτήσεις που αφορούν την καθυστέρηση των πακέτων, το overhead και άλλους παράγοντες. Επιπρόσθετα έστω ότι το  $i$ -στό μινιπλαίσιο του κάθε υποπλασίου έχει  $n_i$  χρονοθυρίδες. Παρατηρούμε ότι ο κάθε τομέας μπορεί να χρησιμοποιήσει το  $i$ -στό μινιπλαίσιο, σε  $i$  διαφορετικά υποπλαίσια (Εικόνα 11). Άρα για να διευθετηθεί η ομοιόμορφη κίνηση ανάμεσα στα τερματικά θα πρέπει:

$$n_i = b_1 \frac{\alpha_i}{i} \quad (2.10.)$$

όπου  $b_1$  μια σταθερά και η στρογγυλοποίηση του ακεραίου παραλείπεται για την ώρα. Εφόσον ισχύουν  $N_t = \sum_i n_i$  η σχέση (2.10) μπορεί να μετασχηματισθεί ως εξής:

$$n_i = \left\lfloor \frac{N_t \frac{\alpha_i}{i}}{\sum_j \frac{\alpha_j}{j}} \right\rfloor \quad (2.11.)$$

όπου το  $\lfloor x \rfloor$  δηλώνει το ακέραιο μέρος του  $x$ . Με αυτά τα μεγέθη μινιπλαισίων το κάθε υποπλαίσιο έχει  $N_{slots} = \sum_i n_i$  χρονοθυρίδες και το μέγεθος του πλαισίου είναι  $K_s N_{slots}$  (όπου  $K_s$  ο αριθμός των τομέων ανά κυψέλη που στην περίπτωση μας είναι 6).

### 2.3.4.5 Απόδοση της μεθόδου ESRA στην κατερχόμενη ζεύξη

Στην ενότητα αυτή θα μελετηθεί η μέγιστη απόδοση της μετάδοσης πακέτων σε κάθε τομέα για την κατερχόμενη ζεύξη και θα συζητηθεί ο αποδοτικός διαμορισμός των μινιπλαισίων ανάμεσα στις διάφορες κατηγορίες τερματικών της μεθόδου ESRA.

Είναι σημαντικό να τονίσουμε ότι από την κατηγοριοποίηση των τερματικών, οι μεταδόσεις των πακέτων για κάθε κατηγορία τερματικών στα αντίστοιχα υποπλαίσια θα είναι επιτυχής (δηλαδή η πιθανότητα επιτυχούς μετάδοσης είναι ίση με μονάδα όσον αφορά την ικανοποίηση του κριτηρίου του κατωφλίου του SIR).

Για να αναλυθεί η απόδοση της μεθόδου ESRA, θα συνεχίσουμε να θεωρούμε ότι τα τερματικά όλων των κλάσεων έχουν ταυτόσημα χαρακτηριστικά κίνησης. Επιπλέον υποθέτουμε ότι υπάρχουν πάντα πακέτα σε αναμονή προς μετάδοση. Βασίζόμενοι στο μέγεθος του  $i$ -στού μινιπλαισίου, η μέγιστη απόδοση για τα τερματικά της  $i$ -στής κατηγορίας είναι  $\frac{in_i}{K_s N_{slots}}$  πακέτα ανά χρονοθυρίδα σε κάθε τομέα. Αυτό συμβαίνει διότι ο κάθε τομέας μπορεί να μεταδώσει επιτυχώς στην διάρκεια του  $i$ -στού μικροπλασίου σε  $i$  διαφορετικά υποπλαίσια του κάθε πλαισίου. Έτσι χρησιμοποιώντας την σχέση (2.11), η μέγιστη απόδοση για κάθε τομέα για όλες τις κλάσεις των τερματικών είναι:

$$\gamma_{sec} = \sum_i \frac{in_i}{K_s N_{slots}} = \sum_i \frac{i}{K_s N_{slots}} \left\lfloor \frac{N_t \frac{\alpha_i}{i}}{\sum_j \frac{\alpha_j}{j}} \right\rfloor \quad (2.12.)$$

Αγνοώντας την στρογγυλοποίηση του ακεραίου μέρους στην παραπάνω σχέση και εφαρμόζοντας τις σχέσεις  $\sum_i \alpha_i = 1$  και  $N_t \approx N_{slots}$ , τελικά προκύπτει ότι η μέγιστη απόδοση στο downlink ανά τομέα είναι:

$$\gamma_{sec} \approx \frac{1}{K_s \sum_j \frac{\alpha_j}{j}} \quad (2.13.)$$

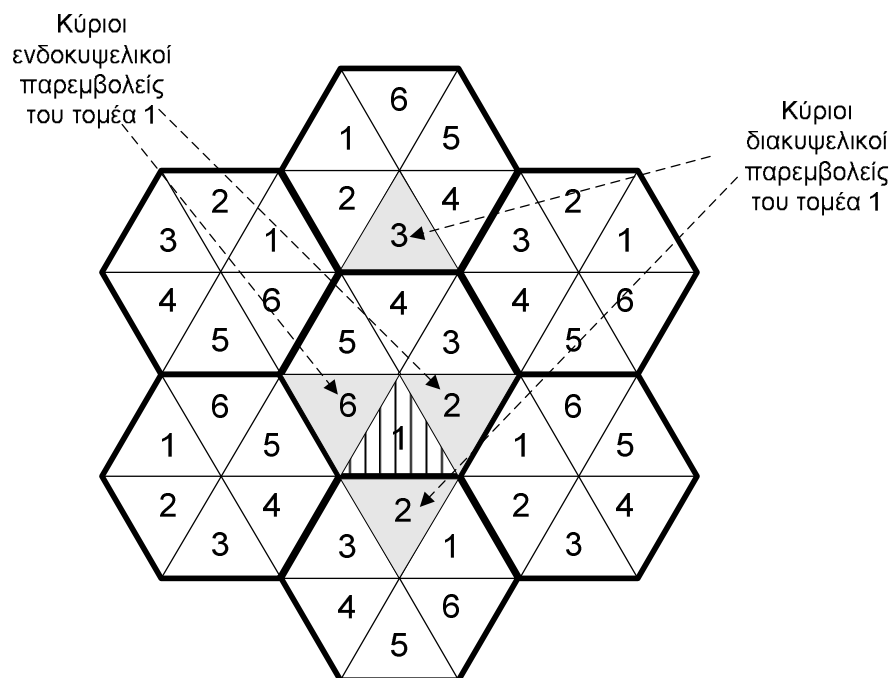
Εφόσον η πιθανότητα επιτυχίας για τις μεταδόσεις στην κατερχόμενη ζεύξη, για την μέθοδο ESRA είναι ίση με την μονάδα, η απόδοση περιορίζεται μόνο από την διαθεσιμότητα των πακέτων που βρίσκονται στην αναμονή. Σαν επιθυμητό επακόλουθο, την πρώτη φορά που θα επιτευχθεί το μέγιστο της απόδοσης για επαρκείς συνθήκες κίνησης, περαιτέρω αύξηση της κίνησης δεν θα προκαλέσει υποβάθμιση στην απόδοση.

## 2.4 Μέθοδος Διαχείρισης Πόρων Με Αποφυγή Των Κύριων Παρεμβολών – Resource Allocation With Avoidance Of Major Interferences (RA – AMI)

Είναι φανερό ότι για ένα τυπικό FBWA σύστημα στο οποίο η διαχείριση των διαθέσιμων πόρων βασίζεται σε μια διαδικασία κατηγοριοποίησης των τερματικών, μια πιθανή βελτίωση της ρυθμαπδόσης μπορεί να επιτευχθεί με την αναβάθμιση του αριθμού των τερματικών που ανήκουν στις ανώτερες κατηγορίες, μέσω προηγμένων μεθόδων αποφυγής των κύριων ενδοκυψελικών και διακυψελικών παρεμβολών.

### 2.4.1 Περιγραφή της μεθόδου

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 12, οι κύρια παρεμβολή για τον υπό εξέταση τομέα 1, με βάση ένα απλό μοντέλο απωλειών διαδρομής, προέρχεται από τους ενδοκυψελικούς τομείς 2 και 6 (λόγω επικάλυψης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των κεραιών των γειτονικών τομέων), καθώς και από τους διακυψελικούς τομείς 3 και 2.



Εικόνα 12: Κύριες πηγές παρεμβολής για την κατερχόμενη ζεύξη

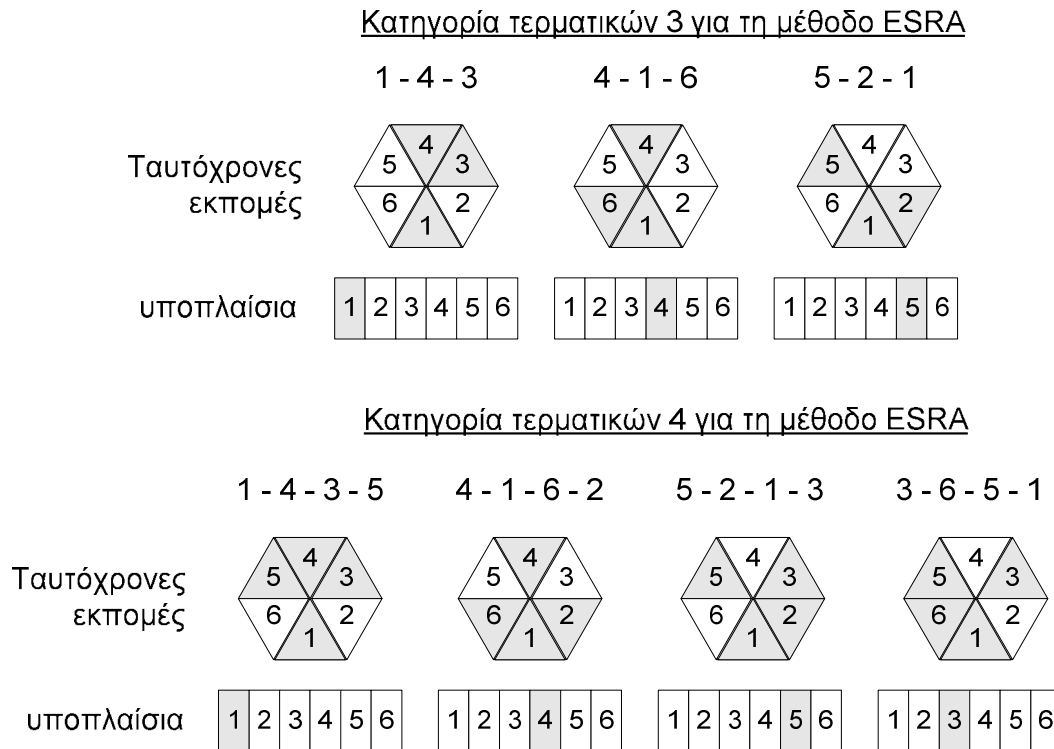
Με βάση την σειρά ανάθεσης της μεθόδου ESRA (Εικόνα 9), για τα τερματικά των ανώτερων κατηγοριών (4, 5 και 6), οι κύριοι ενδοκυψελικοί παρεμβολείς εμφανίζονται όχι μόνο μεμονωμένα αλλά και μαζί, δηλαδή στην περίπτωση των τερματικών κατηγορίας 4, όπως φαίνεται στην Εικόνα 13, ο σταθμός βάσης του τομέα 6 παρεμβάλλει τα τερματικά του τομέα 1 στο συνδυασμό 3-6-5-1, ο σταθμός βάσης του τομέα 2 στο συνδυασμό 5-2-1-3 και οι ο σταθμοί βάσης των τομέων 6 και 2 στο συνδυασμό 4-1-6-2. Έτσι, το κίνητρο αυτής της εργασίας, είναι να εξετάσει περαιτέρω τις δυνατότητες βελτίωσης της ρυθμαπδόσης του συστήματος, μέσω της αύξησης των τερματικών των ανώτερων κατηγοριών.

Είναι φανερό από την σχέση 2.13, ότι η μέγιστη ρυθμαπδόση σχετίζεται με τα ποσοστά των τερματικών στις αντίστοιχες κατηγορίες και ότι η βελτίωσή της μπορεί να επιτευχθεί με την μετάβαση ενός αριθμού τερματικών από μια κατώτερη σε μια ανώτερη κατηγορία.

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 13, με βάση την σειρά ανάθεσης της μεθόδου ESRA για τον τομέα 1, τα τερματικά για να ανήκουν στην κατηγορία 3, πρέπει να μπορούν να

ανεχθούν και τους δύο κύριους ενδοκυβελικούς παρεμβολείς (δηλ. τον τομέα 6 στο συνδυασμό 4-1-6 και τον τομέα 2 στο συνδυασμό 5-2-1) με αποτέλεσμα να έχουμε υποβάθμιση της κατηγορίας αυτής εις βάρος της απόδοσης του συστήματος.

Η προτεινόμενη μέθοδος (RA-AMI), βασίζεται σε ένα διαφορετικό σχήμα ανάθεσης όσον αφορά τους τομείς με μονή και ζυγή ετικέτα. Ο τομέας 1 αρχικά προγραμματίζει να στείλει τα πακέτα προς μετάδοση στις χρονοθυρίδες του υποπλαισίου 1, όπως φαίνεται στην Εικόνα 14. Εάν υπάρχουν περισσότερα πακέτα για μετάδοση, χρησιμοποιεί τα



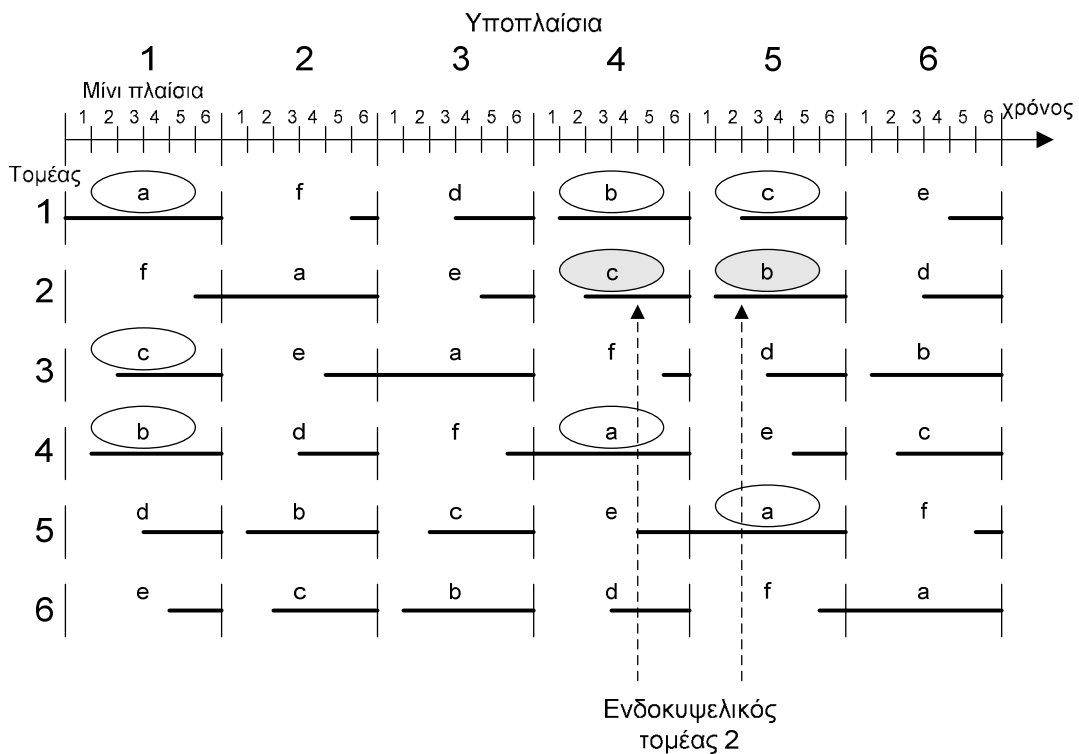
**Εικόνα 13: Τρεις και τέσσερις ταυτόχρονες εκπομπές σύμφωνα με την μέθοδο ESRA**

διαθέσιμα μινιπλάισια του υποπλαισίου 4, το οποίο αποτελεί το πρώτο υποπλάισιο του απέναντι τομέα, ώστε να αξιοποιηθεί η κατευθυντικότητα των κεραιών των σταθμών βάσης και το χαμηλό επίπεδο παρεμβολών. Όλοι οι τομείς ακολουθούν αυτή τη διαδικασία για τα πρώτα δύο υποπλάισια.

Εντούτοις, οι επόμενες δύο επιλογές για τον τομέα 1, σύμφωνα με την σειρά ανάθεσης της προτεινόμενης μεθόδου, θα είναι τα διαθέσιμα μινιπλάισια των πρώτων υποπλαισίων των άλλων δύο απέναντι τομέων (δηλ. των τομέων 5 και 3) ακολουθώντας δεξιόστροφη φορά, και τέλος οι τελευταίες δύο επιλογές θα είναι τα διαθέσιμα μινιπλάισια των πρώτων υποπλαισίων των δύο γειτονικών ενδοκυβελικών τομέων (δηλ. των τομέων 6 και 2) ακολουθώντας αριστερόστροφη φορά. Η διαδικασία αυτή εφαρμόζεται με τον ίδιο τρόπο και στους υπόλοιπους τομείς μονής ετικέτας (δηλ. στους τομείς 3 και 5).

Αντιθέτως με τον τομέα 1, για τον τομέα 2, οι επόμενες δύο επιλογές θα είναι τα διαθέσιμα μινιπλάισια των πρώτων υποπλαισίων των άλλων δύο απέναντι τομέων (δηλ. των τομέων 4 και 6) ακολουθώντας αριστερόστροφη φορά, ενώ οι τελευταίες δύο επιλογές θα είναι τα διαθέσιμα μινιπλάισια των πρώτων υποπλαισίων των δύο γειτονικών ενδοκυβελικών τομέων (δηλ. των τομέων 3 και 1) ακολουθώντας δεξιόστροφη φορά. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται και για τους υπόλοιπους τομείς ζυγής ετικέτας (δηλαδή τομείς 4 και 6).

Η σειρά ανάθεσης αξιοποιείται από την προτεινόμενη μέθοδο προκειμένου να αυξηθεί ο αριθμός των τερματικών κατηγορίας 3, γεγονός που οφείλεται στο ότι τα τερματικά κατηγορίας 3 κάθε τομέα πρέπει να μπορούν να ανεχθούν τον έναν από τους δύο κύριους ενδοκυψελικούς παρεμβολείς σε αντίθεση με την μέθοδο ESR.



Εικόνα 14: Δομή πλαισίου και μηχανισμός δρομολόγησης προτεινόμενης μεθόδου (RAA-MI)

Πιο συγκεκριμένα, τα τερματικά του τομέα 1, με βάση τη σειρά της μεθόδου ESR, παρεμβάλλονται στο υποπλάισιο 4 από τον σταθμό βάσης του τομέα 6 (ο ένας κυρίαρχος ενδοκυψελικός παρεμβολέας) και στο υποπλάισιο 5 από τον σταθμό βάσης του τομέα 2 (ο άλλος κυρίαρχος ενδοκυψελικός παρεμβολέας). Από την άλλη πλευρά, με βάση τη σειρά της προτεινόμενης μεθόδου, τα τερματικά του τομέα 1 παρεμβάλλονται στα υποπλάισια 4 και 5 από τον σταθμό βάσης του τομέα 2 (δηλαδή τον ίδιο κυρίαρχο ενδοκυψελικό παρεμβολέα). Ως αποτέλεσμα, η προτεινόμενη μέθοδος αναβαθμίζει το ποσοστό των τερματικών που μπορούν να εξυπηρετηθούν σε περιβάλλον τριών ταυτόχρονων μεταδόσεων ενισχύοντας έτσι τη μέγιστη ρυθμαπόδοση ανά τομέα.

## 2.4.2 Αριθμητικά αποτελέσματα

Στο σημείο αυτό παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που αφορούν την κατηγοριοποίηση των τερματικών και την μέγιστη ρυθμαπόδοση (πακέτα /χρονοθυρίδα/τομέα) τόσο της προτεινόμενης μεθόδου, όσο και της μεθόδου ESR.

Για την προσομοίωση θεωρήσαμε μια διάταξη που αποτελείται από επτά εξαγωνικές κυψέλες με έξι τομείς η κάθε μία. Για την αποφυγή των συνοριακών φαινομένων (border effects), παρουσιάζονται μόνο τα στατιστικά στοιχεία της κεντρικής κυψέλης, ενώ 1000 τερματικά τοποθετήθηκαν ομοιόμορφα μέσα σε κάθε τομέα της υπό εξέταση κυψέλης. Για τις κεραίες των σταθμών βάσης και των τερματικών, χρησιμοποιήθηκαν διαγράμματα ακτινοβολίας με λόγο εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό  $FTB_{BS} = 25dB$  και  $FTB_{TS} = 15dB$  αντίστοιχα, καθώς και γωνία ημίσειας ισχύος  $\theta_{3dB,BS} = 50^\circ$  και  $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$  αντίστοιχα. Επίσης το απλό μοντέλο καναλιού το οποίο χρησιμοποιήθηκε, έλαβε

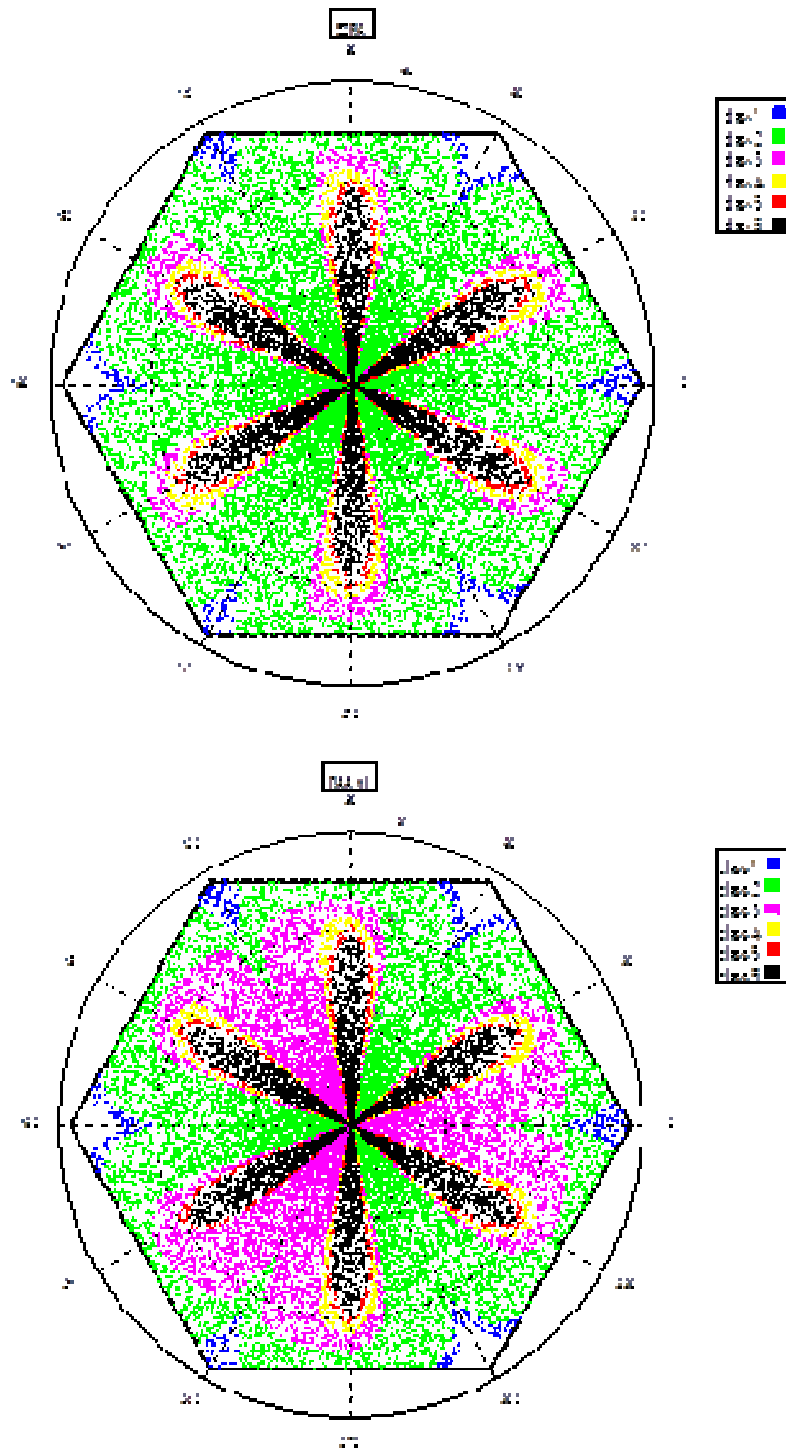
υπόψη τις απώλειες διαδρομής με έναν παράγοντα  $\nu = 4$ , ενώ το φαινόμενο της σκίασης μοντελοποιήθηκε με την lognormal κατανομή με μέση τιμή  $\mu_\xi = 0dB$  και τυπική απόκλιση  $\sigma_\xi = 8dB$ . Τέλος το κατώφλι του λόγου σήματος προς παρεμβολή  $SIR_{th}$  για τη διαβίβαση πακέτων με επιτυχία θεωρήθηκε ότι είναι ίσο με 15dB.

**Πίνακας 1: Ποσοστά τερματικών ανά κατηγορία για την μέθοδο ESRA και την προτεινόμενη μέθοδο RA-AMI**

Κατηγορία τερματικών	Χωρίς δυνατότητα επιλογής σταθμού βάσης (BS Selection)		Με δυνατότητα επιλογής σταθμού βάσης (BS Selection)	
	ESRA	RA – AMI	ESRA	RA – AMI
1	7.60%	7.60%	4.15%	4.14%
2	55.36%	34.47%	59.15%	34.60%
3	3.61%	24.50%	4.26%	28.89%
4	2.85%	2.85%	3.37%	3.36%
5	3.80%	3.80%	4.49%	4.48%
6	17.38%	17.38%	20.54%	20.49%
Κάλυψη	90.60%	90.60%	95.96%	95.96%
Ρυθμαπόδοση	36.96%	40.41%	39.68%	44.15%

Με βάση την διαδικασία της κατηγοριοποίησης των τερματικών, ο Πίνακας 1 συνοψίζει τα ποσοστά των τερματικών (σε σχέση με τον συνολικό αριθμό των τερματικών που τοποθετήθηκαν σε κάθε τομέα) στις 6 κατηγορίες για τις δύο μεθόδους, με και χωρίς την δυνατότητα επιλογής σταθμού βάσης. Το άθροισμα των ποσοστών όλων των κλάσεων δίνει το συνολικό ποσοστό των τερματικών που μπορούν να εξυπηρετηθούν από τις δύο μεθόδους και αναφέρεται ως κάλυψη. Παρατηρούμε ότι η κάλυψη για τις δύο μεθόδους είναι ίδια, δεδομένου ότι καθορίζεται από την διακυβελική παρεμβολή, η οποία αποφεύγεται με τον ίδιο τρόπο και από τις δύο μεθόδους. Στην περίπτωση έλλειψης δυνατότητας επιλογής σταθμού, η κάλυψη είναι 90,60%, ενώ στην περίπτωση της δυνατότητας επιλογής σταθμού βάσης είναι 95,96% (Πίνακας 1). Γίνεται σαφές, ότι η διαφορά μεταξύ ESRA και προτεινόμενης μεθόδου για τα τερματικά κατηγορίας 3 είναι μεγαλύτερη από 20%, με ή χωρίς επιλογή σταθμού βάσης. Ως αποτέλεσμα, μια αύξηση του 3,45% και 4,47% της μέγιστης απόδοσης ανά τομέα επιτυγχάνεται με και χωρίς επιλογή σταθμού βάσης αντίστοιχα (δηλαδή μια σχετική αύξηση της τάξης του 9,33% και 11,26% αντίστοιχα). Αυτό συμβαίνει επειδή με την προτεινόμενη μέθοδο, περισσότερα τερματικά μπορούν να ανεχθούν περισσότερες ταυτόχρονες μεταδόσεις. Στην Εικόνα 15 παρουσιάζεται η κατανομή των τερματικών στις 6 κατηγορίες ανάλογα με την θέση που κατέχουν στην κεντρική κυψέλη, με βάση την μέθοδο ESRA και την προτεινόμενη μέθοδο. Είναι φανερό ότι με την προτεινόμενη μέθοδο έχουμε σημαντική αναβάθμιση των τερματικών της κατηγορίας 3 εις βάρος της κατηγορίας 2 σε σχέση με την περίπτωση της μεθόδου ESRA.

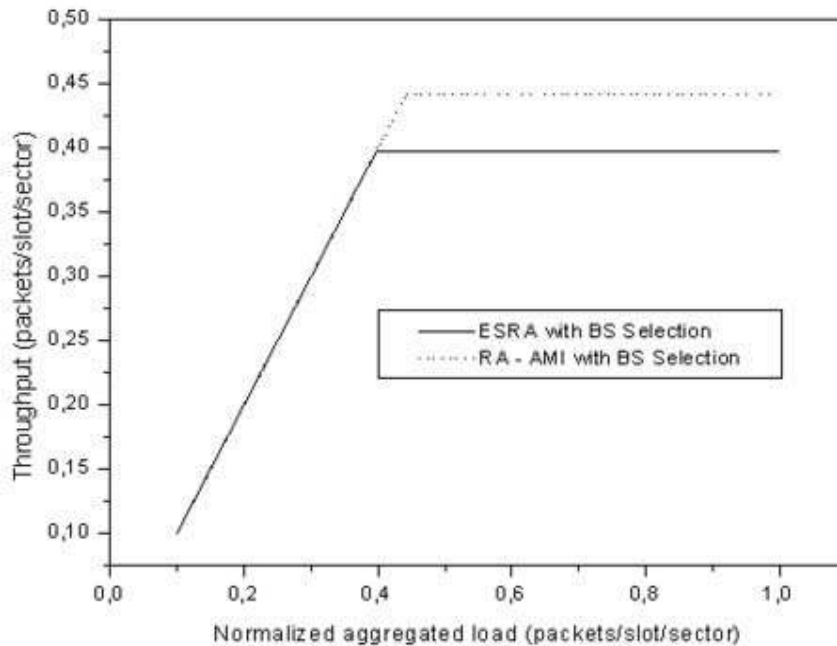




**Εικόνα 15: Κατηγορίες τερματικών της μεθόδου ESRA και της προτεινόμενης μεθόδου RAA-MI**

Στο Σχήμα 1 συγκρίνεται η ρυθμαπόδοση της μεθόδου ESRA και της προτεινόμενης μεθόδου συναρτήσει του κανονικοποιημένου συνολικού φορτίου με χρήση της δυνατότητας επιλογής σταθμού βάσης. Για κανονικοποιημένο συνολικό φορτίο έως 39,68% και οι δύο μέθοδοι επιτυγχάνουν την ίδια απόδοση. Για κανονικοποιημένο συνολικό φορτίο μεταξύ 39,68% και 44,15% η απόδοση της μεθόδου ESRA διατηρείται στο 39,68%, ενώ η απόδοση της προτεινόμενης μεθόδου αυξάνεται περαιτέρω μέχρι να φτάσει το 44,15%. Καθώς η κίνηση αυξάνει περισσότερο, η διαφορά στην απόδοση μεταξύ των δύο μεθόδων παραμένει σταθερή στα 4,47%, η οποία είναι η διαφορά μεταξύ των μέγιστων αποδόσεων των δύο μεθόδων. Οι ίδιες παρατηρήσεις ισχύουν και

στην περίπτωση έλλειψης δυνατότητας χρήσης επιλογής σταθμού βάσης, όπου η διαφορά μεταξύ των δύο μεθόδων παραμένει σταθερή στο 3,45% για κανονικοποιημένο συνολικό φορτίο πάνω από 40,41%.

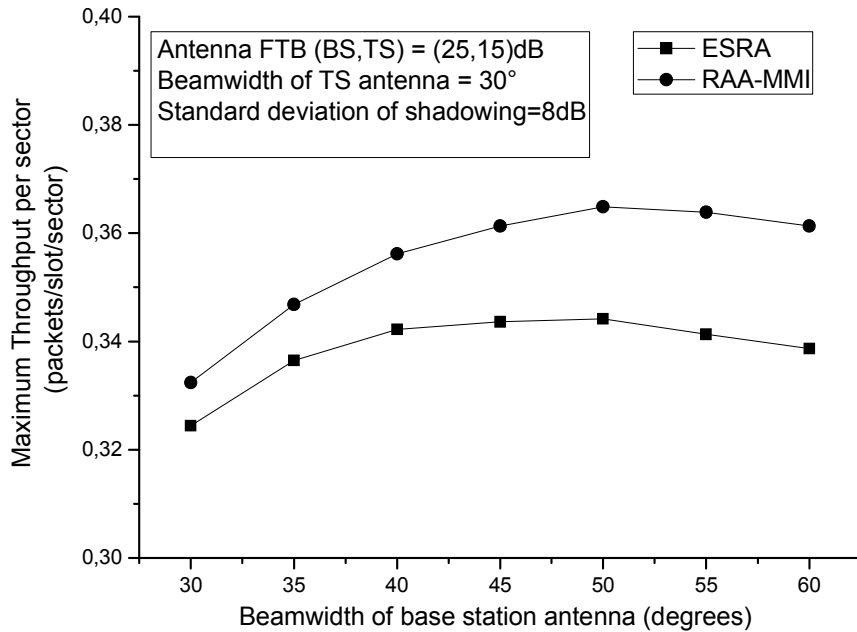


**Σχήμα 1: Ρυθμαπόδοση συναρτήσει του κανονικοποιημένου συνολικού φορτίου**

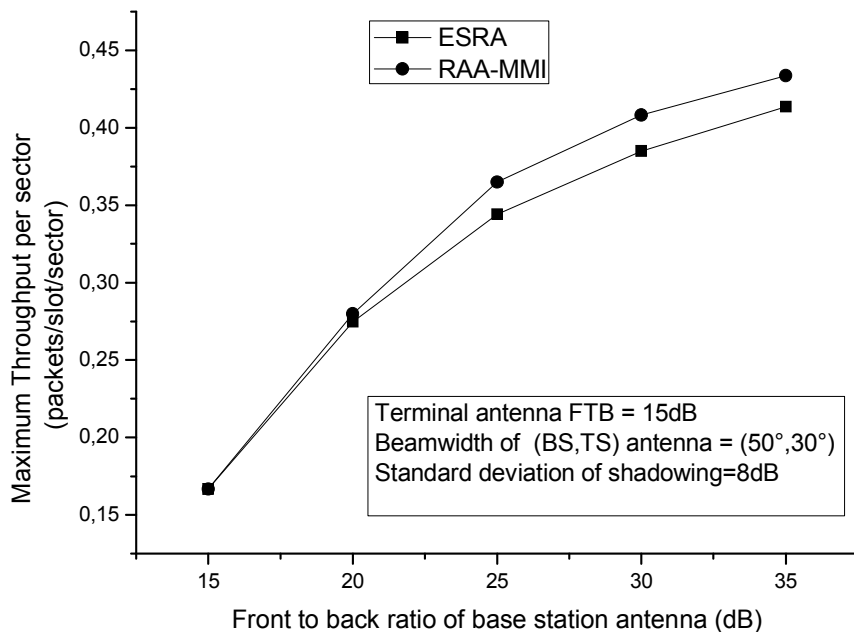
Στη συνέχεια εξετάζεται η επίδραση των χαρακτηριστικών του καναλιού καθώς και των χαρακτηριστικών των κεραιών στη μέγιστη ρυθμαπόδοση (πακέτα /χρονοθυρίδα/τομέα) τόσο της προτεινόμενης μεθόδου, όσο και της μεθόδου ESRA.

Για την προσομοίωση θεωρήσαμε μια διάταξη που αποτελείται από 19 εξαγωνικές κυψέλες με έξι τομείς η κάθε μία, ενώ 1500 τερματικά τοποθετήθηκαν ομοιόμορφα μέσα σε κάθε τομέα της υπό εξέταση (κεντρικής) κυψέλης. Το κατώφλι του λόγου σήματος προς παρεμβολή  $SIR_{th}$  για τη διαβίβαση πακέτων με επιτυχία θεωρήθηκε ότι είναι ίσο με 15dB.

Στο Σχήμα 2 και στο Σχήμα 3, παρουσιάζεται η επίδραση της γωνίας ημίσειας ισχύος της κεραιάς του σταθμού βάσης  $\theta_{3dB,BS}$  καθώς και του λόγου εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό  $FTB_{BS}$  της κεραιάς του σταθμού βάσης στη μέγιστη απόδοση ανά τομέα, τόσο για την μέθοδο ESRA όσο και για την προτεινόμενη μέθοδο, αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι καθώς το εύρος δέσμης της κεραιάς του σταθμού βάσης μειώνεται, η ποσότητα της ενδοκυψελικής και διακυψελικής παρεμβολής μειώνεται επίσης (Σχήμα 2) και ένα εύρος  $\theta_{3dB,BS} = 50^\circ$  είναι η βέλτιστη τιμή, προκειμένου να εξυπηρετηθεί το σύνολο του τομέα στην μέγιστη απόδοση. Δεδομένου ότι η διαχείριση της ενδοκυψελικής παρεμβολής είναι πιο αποτελεσματική, με βάση την προτεινόμενη μέθοδο, η διαφορά μεταξύ των δύο μεθόδων αυξάνεται όσο αυξάνεται το εύρος δέσμης της κεραιάς του σταθμού βάσης. Από την άλλη πλευρά στο Σχήμα 3, παρατηρούμε ότι όταν λόγος εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό της κεραιάς των σταθμών βάσης είναι κάτω από 20dB οι δύο μέθοδοι επιτυγχάνουν την ίδια μέγιστη απόδοση αφού η παρεμβολή (π.χ. για τον τομέα 1) από τους απέναντι ενδοκυψελικούς τομείς (τομείς 3, 4 και 5) είναι συγκρίσιμη με αυτή των γειτονικών ενδοκυψελικών τομέων (τομείς 2 και 6). Καθώς ο λόγος εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό των κεραιών αυξάνεται, η παρεμβολή από τους γειτονικούς ενδοκυψελικούς τομείς γίνεται κυρίαρχη, και επειδή η προτεινόμενη μέθοδος τους διαχειρίζεται καλύτερα προκύπτει σημαντική βελτίωση της απόδοσης.



**Σχήμα 2: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει της γωνίας ημίσειας ισχύος  $\theta_{3dB,BS}$  της κεραίας του σταθμού βάσης**



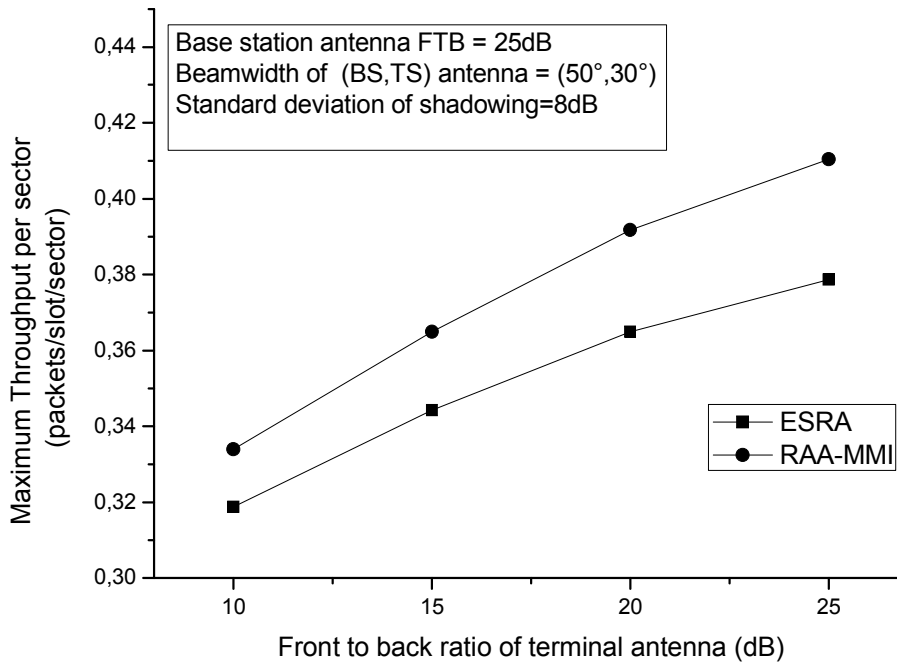
**Σχήμα 3: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του λόγου εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό  $FTB_{BS}$  της κεραίας του σταθμού βάσης**

Στο Σχήμα 4 παρουσιάζεται η επίδραση του λόγου εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό  $FTB_{TS}$  της κεραίας του τερματικού σταθμού στη μέγιστη απόδοση ανά τομέα, τόσο για την μέθοδο ESRA όσο και για την προτεινόμενη μέθοδο.

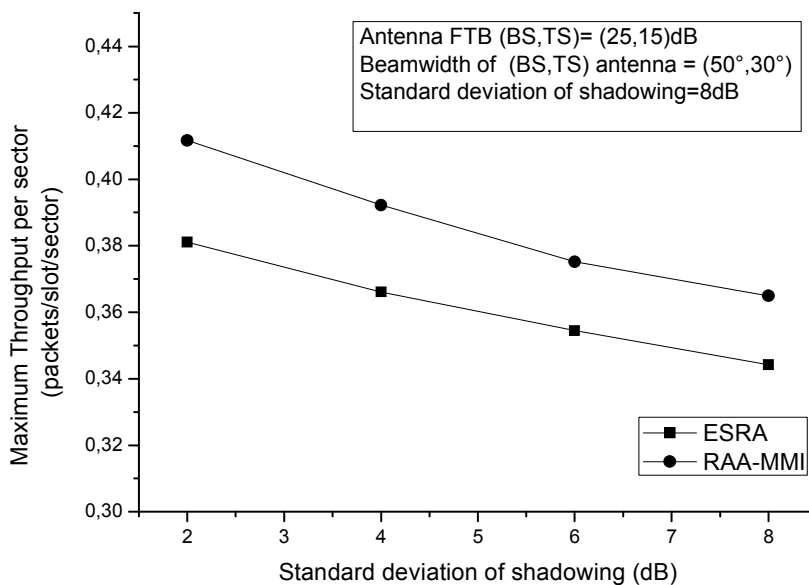
Παρατηρούμε ότι καθώς ο λόγος εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό της κεραίας του τερματικού αυξάνεται, αυξάνεται και η διαφορά της απόδοσης μεταξύ των δύο μεθόδων. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι η αύξηση του λόγου εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό έχει σαν αποτέλεσμα την μείωση της διακυψελικής παρεμβολής ενώ δεν έχει καμία επίπτωση στην ενδοκυψελική παρεμβολή. Επομένως προκύπτει αύξηση της αναλογίας ενδοκυψελικής προς διακυψελική παρεμβολή. Και επειδή η προτεινόμενη μέθοδος

υπερτερεί όσον αφορά την διαχείριση της ενδοκυβελικής παρεμβολής, είναι αναμενόμενο να έχουμε αύξηση της διαφοράς των αποδόσεων των δύο μεθόδων.

Τέλος μελετάται η δραστική επίδραση του φαινομένου της σκίασης στην μέγιστη απόδοση ανά τομέα και για τις δύο μεθόδους. Στο Σχήμα 5 παρατηρούμε ότι καθώς η τυπική απόκλιση της σκίασης αυξάνεται, λιγότερα τερματικά ξεπερνούν το κατώφλι του  $SIR_{th}$  με αποτέλεσμα την υποβάθμιση της απόδοσης και για τις δύο μεθόδους. Δεδομένου ότι η σκίαση επηρεάζει μόνο το  $SIR_{inter}$  και όχι το  $SIR_{intra}$ , όπως μπορεί να αποδειχθεί από τις σχέσεις (2.7) και (2.8), η προτεινόμενη μέθοδος παρόλο που διαχειρίζεται με τον ίδιο τρόπο τις διακυβελικές παρεμβολές διατηρεί ένα σημαντικό προβάδισμα όσον αφορά την απόδοση ακόμα και σε αυξημένα επίπεδα σκίασης.



Σχήμα 4: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του λόγου εμπρόςθιου προς οπίσθιο λοβό  $FTB_{TS}$  της κεραίας του τερματικού



Σχήμα 5: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει της διακύμανσης της σκίασης

### 2.4.3 Συμπεράσματα

Στην παρούσα ενότητα προτάθηκε και αναλύθηκε μια βελτιωμένη μέθοδος διαχείρισης πόρων σε ένα τυπικό σύστημα σταθερής ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης. Η μέθοδος αυτή στηρίχθηκε σε μια προηγμένη τεχνική αποφυγής της κύριας παρεμβολής, ενισχύοντας με τον τρόπο αυτό την ρυθμαπόδοση του συστήματος.

### 2.5 Μέθοδος Διαχείρισης Πόρων Με Χρήση Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης

Η προσαρμοστική διαμόρφωση είναι μια τεχνολογία – κλειδί που είναι κρίσιμη για την λειτουργία NLOS. Η προσαρμοστική διαμόρφωση εισαγάγει αυτόματα την επιλογή του κατάλληλου επιπέδου διαμόρφωσης που βασίζεται στις τοπικές συνθήκες σήματος προς θόρυβο σε κάθε τερματικό. Αν ο λόγος του σήματος προς θόρυβο είναι μεγάλος τότε το σύστημα επιλέγει αυτόματα τα υψηλότερα επίπεδα διαμόρφωσης, τα οποία παρέχουν υψηλή φασματική απόδοση και επομένως υψηλούς ρυθμούς δεδομένων σε ένα δοθέν κανάλι. Το πλεονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι ότι πραγματοποιείται απουσία παρεμβολών. Δηλαδή, τα τερματικά επιλέγουν την καλύτερη διαμόρφωση για τις τοπικές τους συνθήκες χωρίς να επηρεάζουν άλλους χρήστες στην περιοχή εξυπηρέτησης.

Ο στόχος της παρούσας εργασίας είναι να εξετάσει πιθανή αύξηση της απόδοσης των συστημάτων που κάνουν χρήση της διαδικασίας κατηγοριοποίησης των τερματικών εκμεταλλευόμενοι την τεχνολογία της προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Οι αποδοτικοί αλγόριθμοι προγραμματισμού εκπομπών μαζί με την διαδικασία κατηγοριοποίησης των τερματικών, βελτιώνουν της απόδοση ενός FBWA συστήματος αντισταθμίζοντας την ενδοκαναλική παρεμβολή. Ωστόσο, έχει παρατηρηθεί ότι η διαδικασία ταξινόμησης των τερματικών εισάγει ένα περιθώριο SIR για ένα σημαντικό αριθμό τερματικών, το οποίο θα μπορούσαμε να εκμεταλλευτούμε υιοθετώντας πολλαπλούς τρόπους διαμόρφωσης (Multi-Mode Modulation-MMM).

Η βασική ιδέα στην οποία βασίζονται οι μέθοδοι ESRA καθώς και η προτεινόμενη μέθοδος RAA-MI, που παρουσιάστηκαν παραπάνω, είναι η διαδικασία κατηγοριοποίησης των τερματικών. Ακριβέστερα τα τερματικά κατηγοριοποιούνται χρησιμοποιώντας μια επαναληπτική διαδικασία, σύμφωνα με τον μέγιστο αριθμό των ταυτόχρονων μεταδόσεων που το καθένα μπορεί να ανεχθεί. Ωστόσο, παρατηρείται ότι, η παραπάνω διαδικασία εισάγει σημαντικό περιθώριο SIR για ένα σημαντικό ποσοστό των τερματικών, τα οποία ανήκουν κυρίως στις χαμηλότερες κατηγορίες. Ως εκ τούτου, αυτά τα τερματικά απολαμβάνουν μια σημαντικά χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος bit (Bit Error Rate/BER) από την ελάχιστη αποδεκτή, που απαιτείται για τη συγκεκριμένη υπηρεσία.

Είναι γνωστό ότι το BER σχετίζεται με το λόγο σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (Signal to Interference plus Noise Ratio/SINR), ανάλογα με το χρησιμοποιούμενο τρόπο διαμόρφωσης, και είναι ενδιαφέρον να διερευνηθεί ο τρόπος με τον οποίο αυτό το περιθώριο SIR μπορεί να επηρεάσει την απόδοση του συστήματος.

#### 2.5.1 Περιγραφή της Μεθόδου

Η διαδικασία κατηγοριοποίησης των τερματικών της μεθόδου ESRA η οποία υιοθετήθηκε και στην μέθοδο RA-AMI, βασίζεται στην απαίτηση όλοι οι χρήστες να έχουν ένα ελάχιστο εγγυημένο QoS για ένα δεδομένο  $SIR_{th}$ . Ωστόσο, αυτή η διαδικασία παράγει ένα διαφορετικό SIR για κάθε τερματικό σε κάθε υποπλάισιο ανάλογα με το επίπεδο των παρεμβολών στο κάθε υποπλάισιο. Πράγματι, κάθε  $i$ -στής κατηγορίας τερματικό έχει  $i$  αντίστοιχα SIR στα  $i$  διαφορετικά υποπλάισια. Ως εκ τούτου, ένα

περιθώριο SIR είναι πιθανό για κάθε τερματικό, και  $i$  διαφορετικά περιθώρια SIR αναμένονται από υποπλαίσιο σε υποπλαίσιο.

Είναι γνωστό ότι ένα υψηλότερο SIR υποστηρίζει έναν ανώτερο τρόπο διαμόρφωσης και επομένως έναν μεγαλύτερο αριθμό bits ανά σύμβολο. Η προσέγγιση της μεθόδου ESRA καθώς και την προταθείσας μεθόδου RA-AMI αγνοεί αυτά τα περιθώρια SIR και υιοθετεί έναν ενιαίο τρόπο διαμόρφωσης σύμφωνα με το συγκεκριμένο  $SIR_{th}$  που χρησιμοποιείται στη διαδικασία ταξινόμησης. Η προσέγγιση των πολλαπλών τρόπων διαμόρφωσης που ακολουθεί, εξετάζει τη δυνατότητα αξιοποίησης των ανωτέρω περιθωρίων SIR υιοθετώντας ανώτερους τρόπους διαμόρφωσης.

Υιοθετώντας χωρίς βλάβη της γενικότητας, την M-QAM διαμόρφωση, με βάση τη γνωστή σχέση που συνδέει το BER με το ελάχιστο απαιτούμενο SINR και το μέγεθος αστερισμού [24], και θεωρώντας ένα σενάριο όπου κυριαρχεί το φαινόμενο των παρεμβολών σε σχέση με τον θόρυβο ( $SINR \cong SIR$ ), προκύπτει η παρακάτω προσεγγιστική σχέση:

$$BER \cong 0.2 \exp\left(\frac{-1.5SIR_{min,l}}{M_l - 1}\right), \quad \text{για } 0 \leq SIR_{min,l} \leq 30\text{dB} \quad (2.14.)$$

όπου  $l \in \{l_{min}, \dots, l_{max}\}$  ο τρόπος διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται,  $M_l = 2^l$  είναι το μέγεθος αστερισμού για τον  $l$ -στό τρόπο διαμόρφωσης και  $SIR_{min,l}$  το ελάχιστο απαιτούμενο SIR για τον  $l$ -στό τρόπο διαμόρφωσης.

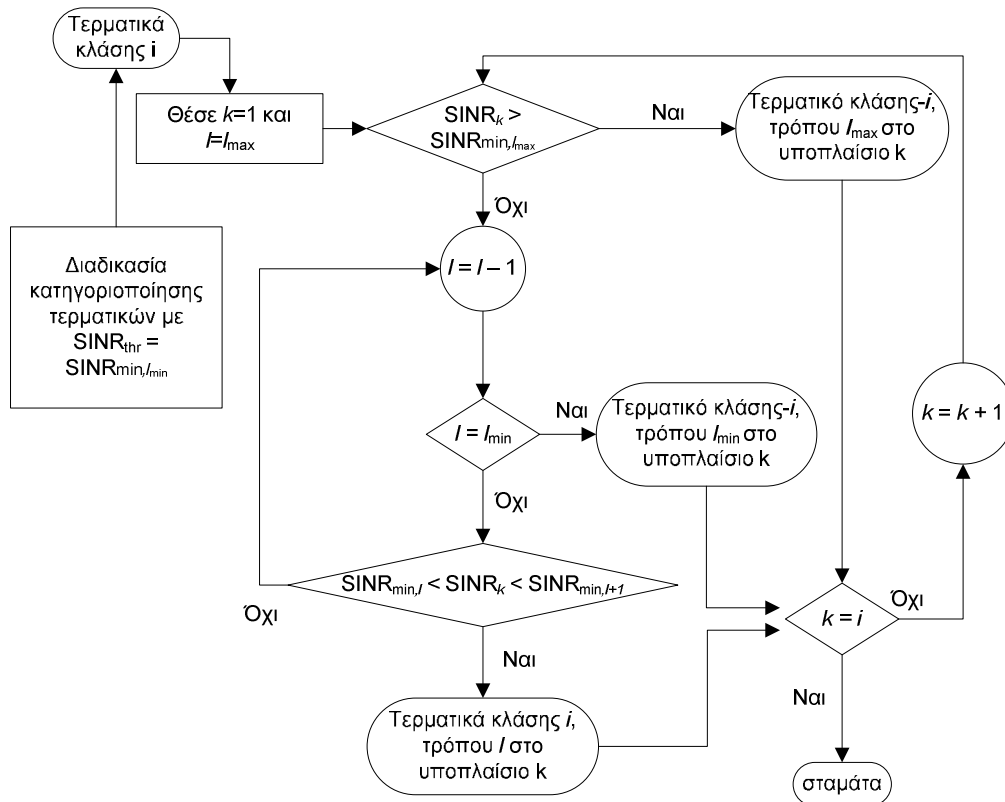
Επίσης ο αριθμός των bits ανά σύμβολο,  $T_l$  μπορεί να εκφραστεί σαν συνάρτηση του  $SIR_{min,l}$  με την παρακάτω σχέση:

$$T_l = \log_2 M_l \quad (2.15.)$$

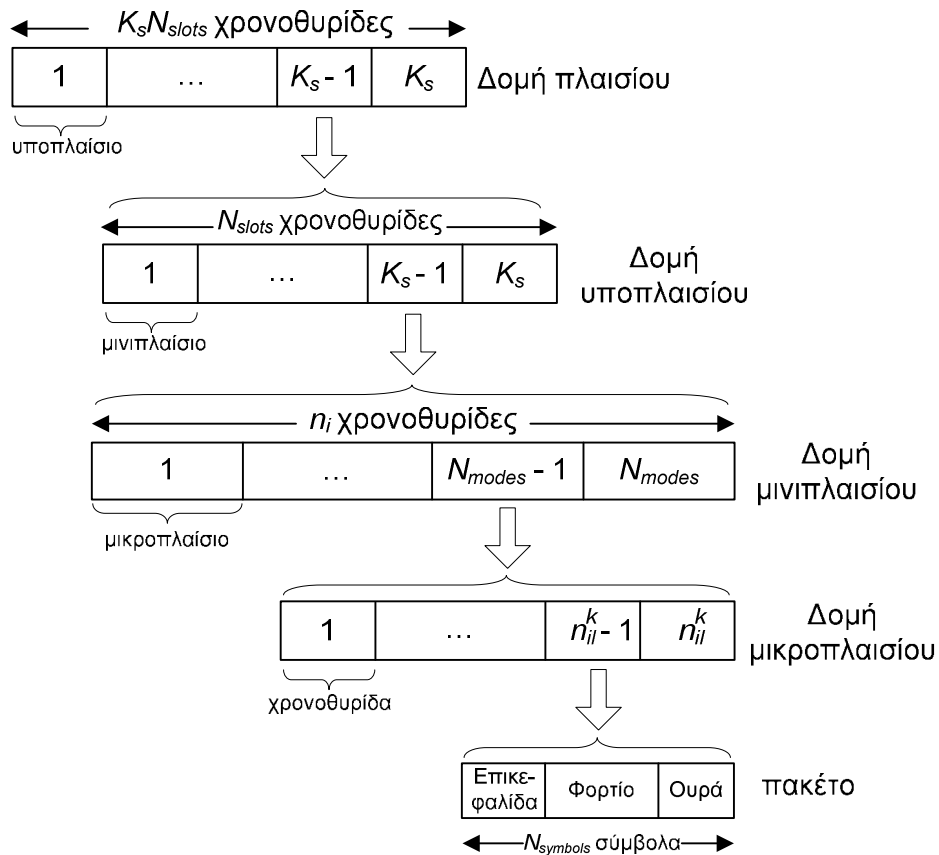
Η προτεινόμενη μέθοδος, προβλέπει ανάλογα με την περιοχή τιμών στην οποία κυμαίνεται το SIR να εφαρμόζεται και ο αντίστοιχος τρόπος διαμόρφωσης. Έτσι, ένα συγκεκριμένο τερματικό μπορεί να εξυπηρετηθεί με έναν διαφορετικό τρόπο διαμόρφωσης από υποπλαίσιο σε υποπλαίσιο. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η προτεινόμενη μέθοδος ενσωματώνεται στη διαδικασία κατηγοριοποίησης των τερματικών. Ως αποτέλεσμα, η διαδικασία κατηγοριοποίησης τερματικού όχι μόνον ταξινομεί ένα τερματικό σε μια κατηγορία, αλλά επίσης αποφασίζει και τον βέλτιστο τρόπο διαμόρφωσης με τον οποίο εξυπηρετείται κάθε τερματικό σε κάθε υποπλαίσιο.

Ο καθορισμός του βέλτιστου τρόπου διαμόρφωσης  $l$  για κάθε τερματικό, επιτυγχάνεται με σύγκριση του SIR του κάθε  $i$ -στής κατηγορίας τερματικού στο  $k$ -οστό υποπλαίσιο (δηλαδή σύγκριση του  $SIR_k$ ,  $k \in \{1, 2, \dots, i\}$  με το  $SIR_{min,l}$ , ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που υιοθετείται (Εικόνα 16). Τελικά,  $l \in \{l_{min}, \dots, l_{max}\}$ , όπου  $l_{min}$  είναι ο κατώτερος τρόπος διαμόρφωσης που αντιστοιχεί στο  $SIR_{th}$  που χρησιμοποιείται στη διαδικασία ταξινόμησης τερματικών και  $l_{max}$  είναι ο ανώτερος τρόπος διαμόρφωσης ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που υιοθετείται (π.χ. M-QAM).

Με βάση την παραπάνω λογική, κάθε τερματικό μπορεί να εξυπηρετείται σε κάθε υποπλαίσιο με διαφορετικό τρόπο διαμόρφωσης. Όμως η τρέχουσα δομή του πλαισίου που χρησιμοποιήθηκε στην μέθοδο ESRA καθώς και στην προτεινόμενη μέθοδο RAA-MI, δεν μπορεί να υποστηρίξει πολλαπλούς τρόπους διαμόρφωσης, διατηρώντας μια ομοιόμορφη κίνηση μεταξύ των τερματικών. Για το σκοπό αυτό, προτείνεται μια επιπλέον διαμέριση του κάθε μινιπλασιού σε  $N_{modes}$  μικροπλαίσια (όπου  $N_{modes}$  είναι το πλήθος των τρόπων διαμόρφωσης), όπου το καθένα από αυτά θα υποστηρίζει έναν διαφορετικό τρόπο διαμόρφωσης (Εικόνα 17).



Εικόνα 16: Αλγόριθμος επιλογής τρόπου διαμόρφωσης των τερματικών



Εικόνα 17: Δομή πλαισίου για πολλαπλούς τρόπους διαμόρφωσης

Λαμβάνοντας υπόψη τις ίδιες απαιτήσεις φορτίου για όλους τους τερματικούς σταθμούς, η υιοθέτηση ενός συστήματος πολλαπλών τρόπων διαμόρφωσης προκαλεί την υποβάθμιση της δικαιοσύνης μεταξύ των τερματικών. Προφανώς, χωρίς αυτόν τον περιορισμό, το τερματικό με τις καλύτερες συνθήκες καναλιού θα μονοπωλούσε τους πόρους του συστήματος. Έτσι, η υιοθέτηση ενός κατάλληλου συστήματος κατανομής χρόνου είναι αναπόφευκτη, προκειμένου να συνδέσει το χρόνο που κατανέμεται σε κάθε τερματικό με τον τρόπο διαμόρφωσης με τον οποίο εξυπηρετείται. Αυτό επιτυγχάνεται με ομαδοποίηση των τερματικών που εξυπηρετούνται σε κάθε μινιπλαίσιο ανάλογα με το χρησιμοποιούμενο τρόπο διαμόρφωσης. Κατά συνέπεια, το αντίστοιχο μικροπλαίσιο εκχωρείται στην αντίστοιχη ομάδα.

Ως εκ τούτου, θεωρούμε ότι κάθε μικροπλαίσιο του  $i$ -στού μινιπλαϊσίου του  $k$ -στού διαθέσιμου υποπλαϊσίου για κάθε τομέα με βάση την σειρά ανάθεσης ( $k \in \{1, 2, \dots, i\}$ ), αποτελείται από  $n_{il}^k$  χρονοθυρίδες και κατά τη διάρκεια μιας χρονοθυρίδας μεταδίδεται ένα πακέτο (ο δείκτης  $l$  δηλώνει τον τρόπο διαμόρφωσης που υποστηρίζει το συγκεκριμένο μικροπλαίσιο). Επίσης θεωρούμε ότι  $a_{il}^k$  είναι το ποσοστό της  $i$ -στής κατηγορίας τερματικών που εξυπηρετούνται στο μικροπλαίσιο που αντιστοιχεί στον  $l$ -στό τρόπο διαμόρφωσης στο  $k$ -στό υποπλαίσιο.

Αν υποθέσουμε ότι  $S'$  είναι ο συνολικός αριθμός των τερματικών που μπορούν να εξυπηρετηθούν στον κάθε τομέα έχουμε:

$$S' = S \sum_i \alpha_i = SC \quad (2.16.)$$

όπου  $S$  ο συνολικός αριθμός τερματικών του κάθε τομέα,  $\alpha_i$  το ποσοστό της κάθε κατηγορία τερματικών και  $C$  το ποσοστό της κάλυψης.

Η απαίτηση για ίσο αριθμό ληφθέντων bits ανά τερματικό, μεταξύ των τερματικών της  $i$ -στής κατηγορίας, στο  $i$ -στό μινιπλαίσιο του  $k$ -στού υποπλαϊσίου, ανεξάρτητα από τον  $l$ -στό τρόπο διαμόρφωσης με τον οποίο εξυπηρετούνται, ερμηνεύεται ως εξής:

$$\frac{n_{il}^k T_l N_{symbols}}{(S' \alpha_i) a_{il}^k} = c_{ik}, \quad \text{για } i \in \{1, 2, \dots, K_s\}, k \in \{1, 2, \dots, i\}, l \in \{1, 2, \dots, N_{modes}\} \quad (2.17.)$$

όπου  $T_l$  ο αριθμός των bits ανά σύμβολο για τον  $l$ -στό τρόπο διαμόρφωσης και  $N_{symbols}$  ο αριθμός των συμβόλων ανά χρονοθυρίδα,  $K_s$  το πλήθος των υποπλαϊσίων.

Δεδομένου ότι ο αριθμός των χρονοθυρίδων του κάθε μινιπλαϊσίου σε κάθε υποπλαίσιο παραμένει σταθερός, είναι αναγκαίο να υπολογιστεί ο αριθμός των χρονοθυρίδων του κάθε μικροπλαϊσίου σε κάθε μινιπλαίσιο. Δηλαδή:

$$n_{il}^k = \lfloor w_{il}^k n_i \rfloor, \quad \text{για } i \in \{1, 2, \dots, 6\}, \quad k \in \{1, 2, \dots, i\}, \quad l \in \{1, 2, \dots, N_{modes}\} \quad (2.18.)$$

$$\sum_{l=1}^{N_{modes}} n_{il}^k = n_i, \quad \text{για } i \in \{1, 2, \dots, 6\}, \quad k \in \{1, 2, \dots, i\} \quad (2.19.)$$

όπου το  $\lfloor x \rfloor$  δηλώνει το ακέραιο μέρος του  $x$  και  $w_{il}^k$  είναι τα σχετικά βάρη τα οποία υπολογίζονται με τη βοήθεια των σχέσεων (2.17) έως (2.19) ως εξής:

$$w_{il}^k = \frac{a_{il}^k \prod_{j=1, j \neq l}^{N_{modes}} T_j}{\sum_{l=1}^{N_{modes}} (a_{il}^k \prod_{j=1, j \neq l}^{N_{modes}} T_j)} \quad (2.20.)$$



Επίσης η απαίτηση για ίσο αριθμό ληφθέντων bits ανά τερματικό για κάθε κατηγορία τερματικών κατά τη διάρκεια κάθε πλαισίου ερμηνεύεται ως:

$$\frac{n_i N_{symbols} \sum_{k=1}^i \sum_{l=1}^{N_{modes}} w_{il}^k T_l}{S' \alpha_i} = b_2, \quad \text{για } i \in \{1, 2, \dots, 6\} \quad (2.21.)$$

όπου  $b_2$  είναι μία σταθερά αναλογίας.

Επομένως επειδή  $\sum_{i=1}^{K_s} n_i = N_{slots}$  ( $N_{slots}$  ο αριθμός των χρονοθυρίδων του κάθε υποπλαισίου) προκύπτουν τα εξής:

$$b_2 = \frac{N_{slots}}{\left( \sum_{i=1}^{K_s} \frac{S' \alpha_i}{\sum_{k=1}^i \sum_{l=1}^{N_{modes}} w_{il}^k T_l} \right)} \quad (2.22.)$$

και

$$n_i = \frac{b_2 S' \alpha_i}{N_{symbols} \sum_{k=1}^i \sum_{l=1}^{N_{modes}} w_{il}^k T_l} \quad (2.23.)$$

Τέλος ο αριθμός των χρονοθυρίδων του κάθε μικροπλαισίου  $n_{il}^k$  υπολογίζεται με αντικατάσταση της (2.23) και της (2.20) στην (2.18). Δεδομένου ότι ο αριθμός των χρονοθυρίδων σε κάθε μικροπλαίσιο είναι ένας ακέραιος αριθμός, μπορεί να εισαχθεί μια υποβάθμιση της απόδοσης λόγω της διαδικασίας στρογγυλοποίησης, ιδιαίτερα όταν ο αριθμός των χρονοθυρίδων ανά υποπλαίσιο είναι μικρός. Σε αυτές τις περιπτώσεις, μία κατάλληλη διαδικασία στρογγυλοποίησης, όπως η Hamilton/Hare διαδικασία στρογγυλοποίησης [41], θα μπορούσε να υιοθετηθεί ώστε να αντισταθμίσει αυτή την κατάσταση. Η διαδικασία αυτή αποτελείται από δύο στάδια. Στο πρώτο στάδιο, ο αριθμός των χρονοθυρίδων  $n_{il}^k$  στρογγυλοποιείται προς τα κάτω στο ακέραιο μέρος του, και στο δεύτερο στάδιο, οι υπόλοιπες χρονοθυρίδες ανατίθενται στα μικροπλαίσια ξεκινώντας από αυτά με τα μεγαλύτερα υπόλοιπο κλασματικά μέρη.

Θεωρώντας λοιπόν ένα σύστημα πολλαπλών τρόπων διαμόρφωσης, η μέγιστη απόδοση ανά τομέα στην κατερχόμενη ζεύξη λαμβάνοντας υπόψη των αριθμό των bits ανά σύμβολο δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\gamma_{MMM} = \frac{N_{symbols}}{K_s N_{slots}} \sum_i \sum_k \sum_l n_{il}^k T_l \quad (\text{bits/slot/sector}) \quad (2.24.)$$

Στην περίπτωση της απλής διαμόρφωσης η παραπάνω σχέση τροποποιείται ως εξής:

$$\gamma_{SMM} = \frac{T_{l_{min}} N_{symbols}}{K_s N_{slots}} \sum_i \sum_k n_i^k = \frac{T_{l_{min}} N_{symbols}}{K_s N_{slots}} \sum_i i n_i \quad (\text{bits/slot/sector}) \quad (2.25.)$$

όπου  $T_{l_{min}}$  είναι ο αριθμός των bits ανά σύμβολο του κατώτερου τρόπου διαμόρφωσης.

## 2.5.2 Αριθμητικά αποτελέσματα

Στο σημείο αυτό παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης προκειμένου να διερευνηθούν τα όρια του περιθωρίου SIR που παράγονται από τη διαδικασία της κατηγοριοποίησης την μεθόδου RA-AMI για διάφορα  $SIR_{th}$ , καθώς και η πιθανή βελτίωση της απόδοσης ( $\gamma_{MMM}/\gamma_{SMM}$ ) που θα μπορούσε να ληφθεί με την χρήση των πολλαπλών τρόπων διαμόρφωσης σε σχέση με την χρήση απλού τρόπου διαμόρφωσης.

Για την προσομοίωση θεωρήσαμε μια διάταξη που αποτελείται από 19 εξαγωνικές κυψέλες με έξι τομείς η κάθε μία. Για την αποφυγή των συνοριακών φαινομένων, παρουσιάζονται μόνο τα στατιστικά στοιχεία της κεντρική κυψέλης, ενώ 1500 τερματικά τοποθετήθηκαν ομοιόμορφα μέσα σε κάθε τομέα της υπό εξέταση κυψέλης. Για τις κεραιές των σταθμών βάσης και των τερματικών, χρησιμοποιήθηκαν διαγράμματα ακτινοβολίας με λόγο εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό  $FTB_{BS} = 25dB$  και  $FTB_T = 15dB$  αντίστοιχα, καθώς και γωνία ημίσειας ισχύος  $\theta_{3dB,BS} = 50^\circ$  και  $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$  αντίστοιχα. Επίσης το απλό μοντέλο καναλιού το οποίο χρησιμοποιήθηκε, έλαβε υπόψη τις απώλειες διαδρομής με έναν παράγοντα  $\nu = 4$ , ενώ το φαινόμενο της σκίασης μοντελοποιήθηκε με την lognormal κατανομή με μέση τιμή  $\mu_\xi = 0dB$  και τυπική απόκλιση  $\sigma_\xi = 8dB$ .

Ο Πίνακας 2 συνοψίζει την κατανομή των τερματικών στις 6 κατηγορίες, σύμφωνα με την διαδικασία κατηγοριοποίησης των τερματικών της μεθόδου RAA-MI, για  $SIR_{th}$  ίσο με 10, 14 και 18 dB αντίστοιχα. Είναι φανερό από τα αποτελέσματα ότι η κάλυψη  $C$  μειώνεται δραστικά με την αύξηση του  $SIR_{th}$ , αφού λιγότερα τερματικά μπορούν να φτάσουν σε υψηλότερα  $SIR_{th}$ . Εδώ θα πρέπει να τονίσουμε ότι η κάλυψη είναι ίδια τόσο για την διαδικασία απλού τρόπου όσο και για τη διαδικασία πολλαπλών τρόπων διαμόρφωσης, αφού αυτή καθορίζεται από τον κατώτερο τρόπο διαμόρφωσης που είναι κοινός.

Πίνακας 2: Ποσοστά τερματικών ανά κατηγορία για διάφορα  $SIR_{th}$

	$SIR_{th} = 10dB$	$SIR_{th} = 14dB$	$SIR_{th} = 18dB$
$\alpha_1$	0.0407	0.0721	0.1402
$\alpha_2$	0.3037	0.3605	0.3785
$\alpha_3$	0.1689	0.1676	0.1302
$\alpha_4$	0.0100	0.0247	0.0407
$\alpha_5$	0.0107	0.0134	0.0854
$\alpha_6$	0.3879	0.2250	0.0013
$C$	0.9219	0.8633	0.7763

Ο Πίνακας 3 παρουσιάζει την κατανομή των τερματικών όλων των κατηγοριών με βάση το SIR στο  $k$ -στό υποπλάισιο εξυπηρέτησης και επομένως την κατανομή τους στους αντίστοιχους τρόπους διαμόρφωσης (τα αποτελέσματα προέκυψαν με την εφαρμογή του αλγορίθμου επιλογής τρόπου διαμόρφωσης που παρουσιάστηκε στην Εικόνα 16). Αποδεικνύεται ότι ένα σημαντικό ποσοστό των τερματικών, τα οποία ανήκουν στις κατηγορίες 1, 2 και 3, μπορούν να εξυπηρετηθούν με ανώτερους τρόπους διαμόρφωσης ανεξάρτητα από την τιμή  $SIR_{th}$  που χρησιμοποιείται στην διαδικασία κατηγοριοποίησης. Επιπλέον, σημαντικό μέρος των τερματικών ανώτερων κατηγοριών εξυπηρετείται με υψηλότερους τρόπους διαμόρφωσης καθώς το  $SIR_{th}$  γίνεται μικρότερο. Θα πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι για κάποιες από τις  $i$  κατηγορίες τερματικών, παρατηρούνται  $i$  διαφορετικά ποσοστά τερματικών από υποπλάισιο σε υποπλάισιο.

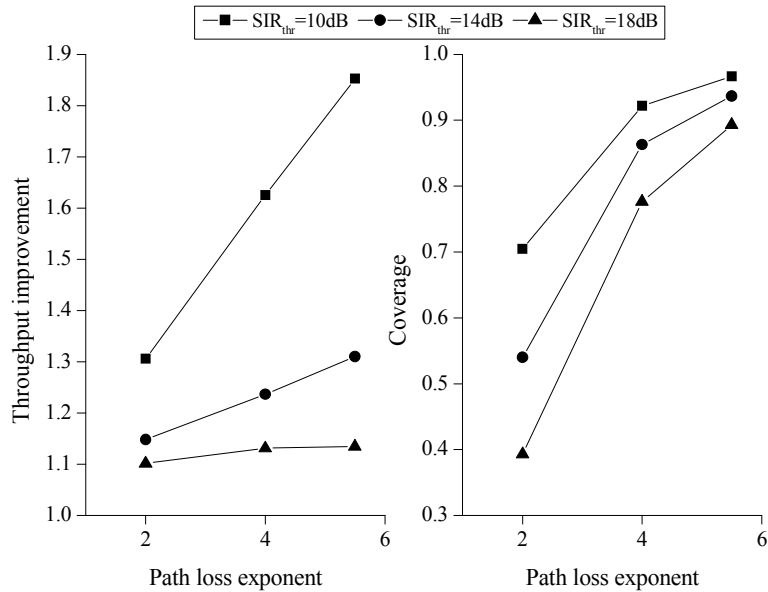
Στη συνέχεια διερευνάται η επίδραση των απωλειών διαδρομής καθώς και της σκίασης στη βελτίωση της απόδοσης ( $\gamma_{MMM}/\gamma_{SMM}$ ) καθώς και στην κάλυψη. Στο Σχήμα 6, ο παράγοντας των απωλειών διαδρομής  $\nu$ , ποικίλει μεταξύ 2 και 5.5, ενώ η τυπική απόκλιση της σκίασης διατηρείται στα 8dB. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο παράγοντας

των απωλειών διαδρομής εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την κατηγορία του εδάφους και το ύψος των κεραιών [45]. Είναι σαφές ότι ανεξαρτήτως της τιμής  $SIR_{th}$ , η προσαρμοστική διαμόρφωση οδηγεί σε σημαντική βελτίωση της απόδοσης η οποία μεγιστοποιείται για μικρά  $SIR_{th}$ . Επίσης παρατηρούμε ότι η βελτίωση της απόδοσης αυξάνεται με την αύξηση της τιμής του παράγοντα απωλειών διαδρομής καθώς οι παρεμβολές είναι χαμηλότερες και επομένως περισσότεροι τρόποι διαμόρφωσης είναι διαθέσιμοι. Η αύξηση του παράγοντα απωλειών διαδρομής για τον ίδιο λόγο οδηγεί και στην αύξηση της κάλυψης.

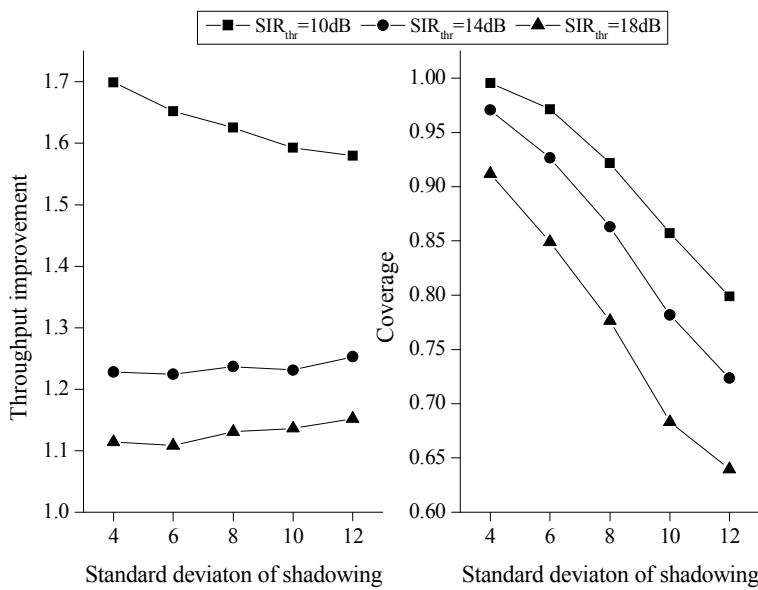
Στο Σχήμα 7, παρουσιάζεται η επίδραση του φαινομένου της σκίασης στην βελτίωση της απόδοσης ( $\gamma_{MMM}/\gamma_{SMM}$ ) καθώς και στην κάλυψη. Η τυπική απόκλιση της σκίασης μεταβάλλεται μεταξύ 4 (επίπεδο έδαφος/μικρή πυκνότητα δένδρων) και 12 (λοφώδης έκταση/μέτρια πυκνότητα δένδρων), ενώ ο παράγοντας απωλειών διαδρομής διατηρείται στο 4. Φαίνεται ότι η τυπική απόκλιση της σκίασης έχει μεγάλο αντίκτυπο στην μείωση της κάλυψης, ενώ έχει μικρό αντίκτυπο στη βελτίωση της απόδοσης για όλες τις τιμές του  $SIR_{th}$ .

**Πίνακας 3: Ποσοστά τερματικών ανά κατηγορία και τρόπο διαμόρφωσης για διάφορα  $SIR_{th}$  ( $BER = 10^{-6}$  και  $\sigma_\zeta = 8dB$ )**

		$SIR_{th} = 10dB$					$SIR_{th} = 14dB$				$SIR_{th} = 18dB$		
c	k	SIR (dB)					SIR (dB)				SIR (dB)		
		[10-14]	[14-18]	[18-21]	[21-25]	$\geq 25$	[14-18]	[18-21]	[21-25]	$\geq 25$	[18-21]	[21-25]	$\geq 25$
		l=1	l=2	l=3	l=4	l=5	l=2	l=3	l=4	l=5	l=3	l=4	l=5
1	1	0.5738	0.2787	0.0656	0.0328	0.0492	0.5741	0.1944	0.1111	0.1203	0.5048	0.3048	0.1905
2	1	0.2637	0.3033	0.2484	0.1846		0.4000	0.3148	0.2852		0.4850	0.5150	
	2	0.2637	0.3033	0.2484	0.1846		0.4000	0.3148	0.2852		0.4850	0.5150	
3	1	0.2332	0.4308	0.3360			0.4821	0.5179			0.9641	0.0359	
	2	0.2451	0.4190	0.3360			0.5020	0.4980			0.9282	0.0718	
	3	0.3004	0.4111	0.2885			0.5737	0.4263			0.9538	0.0462	
4	1	0.4667	0.2667	0.2667			0.7027	0.2973			1.0000		
	2	0.9333	0.0667				0.9459	0.0541			1.0000		
	3	0.8000	0.0667	0.1333			0.8378	0.1622			1.0000		
	4	0.6667	0.2000	0.1333			0.8919	0.1081			1.0000		
5	1	0.6875	0.3125				1.0000				1.0000		
	2	1.0000					1.0000				1.0000		
	3	0.9375	0.0625				1.0000				1.0000		
	4	1.0000					1.0000				1.0000		
	5	1.0000					0.9000	0.1000			1.0000		
6	1	0.4200	0.5766	0.0034			0.9941	0.0059			1.0000		
	2	0.4200	0.5766	0.0034			0.9941	0.0059			1.0000		
	3	0.4200	0.5766	0.0034			0.9941	0.0059			1.0000		
	4	0.4200	0.5766	0.0034			0.9941	0.0059			1.0000		
	5	0.4200	0.5766	0.0034			0.9941	0.0059			1.0000		
	6	0.4200	0.5766	0.0034			0.9941	0.0059			1.0000		



Σχήμα 6: Βελτίωση της απόδοσης ( $\gamma_{MMM}/\gamma_{SMM}$ ) και κάλυψη συναρτήσεσι του παράγοντα απωλειών διαδρομής



Σχήμα 7: Βελτίωση της απόδοσης ( $\gamma_{MMM}/\gamma_{SMM}$ ) και κάλυψη συναρτήσεσι της τυπικής απόκλισης της σκίασης

### 2.5.3 Συμπεράσματα

Στην παρούσα ενότητα προτάθηκε και αναλύθηκε μια μέθοδος διαχείρισης πόρων σε ένα τυπικό σύστημα σταθερής ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης η οποία συνδυάζει την τεχνολογία της προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Η μέθοδος αυτή στηρίχτηκε σε μια προηγμένη τεχνική αξιοποίησης των πολλαπλών τρόπων διαμόρφωσης προς βελτίωση της ρυθμαπόδοσης, χωρίς υποβάθμιση της δικαιοσύνης μεταξύ των χρηστών του συστήματος. Από τα αριθμητικά αποτελέσματα συμπεραίνουμε ότι η αξιοποίηση της προσαρμοστικής διαμόρφωσης οδηγεί σε μια σημαντική σχετική βελτίωση της

απόδοσης του συστήματος, η οποία κυμαίνεται περίπου από 12% έως 70% ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του καναλιού διάδοσης και το χρησιμοποιούμενο  $SIR_{th}$ .

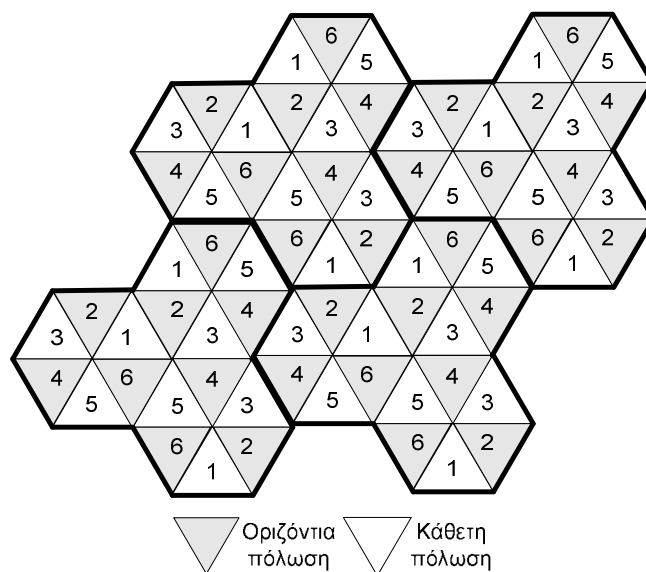
## 2.6 Μέθοδος Διαχείρισης Πόρων Με Χρήση Διπλής Πόλωσης

Όπως είδαμε οι αποδοτικοί αλγόριθμοι προγραμματισμού εκπομπών, βελτιώνουν της απόδοση ενός FBWA συστήματος αντισταθμίζοντας την ενδοκαναλική παρεμβολή που προέρχεται από ενδοκυψελικές και διακυψελικές ταυτόχρονες μεταδόσεις. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η διερεύνηση του αντίκτυπου της εφαρμογής ενός κατάλληλου σχήματος διπλής πόλωσης σε συνδυασμό με τις προαναφερθείσες τεχνικές αποφυγής των κύριων παρεμβολών, στην απόδοση του συστήματος. Η τεχνική της διπλής πόλωσης για την καλύτερη διαχείριση της ενδοκαναλικής παρεμβολής έχει εφαρμοστεί ευρέως σε συστήματα σταθερής ασύρματης πρόσβασης όπως στην περίπτωση του συστήματος LMDS ([46], [47]), καθώς και σε συστήματα όπως το 802.16-2004 [48], το οποίο έχει σχεδιαστεί να λειτουργεί και σε NLOS συνθήκες.

Το προτεινόμενο πλαίσιο περιλαμβάνει τον αποδοτικό αλγόριθμο προγραμματισμού εκπομπών αναβαθμισμένης αποφυγής της κύριας παρεμβολής της μεθόδου RA-AMI, σε συνδυασμό με ένα κατάλληλο σχήμα διπλής πόλωσης, με στόχο τον περαιτέρω περιορισμό της ενδοκαναλικής παρεμβολής.

### 2.6.1 Περιγραφή της μεθόδου

Η διάταξη του δικτύου όπως και στις μεθόδους ESRA και RA-AMI, διαιρείται σε εξαγωνικές κυψέλες και τριγωνικούς τομείς. Κάθε τομέας είναι εξοπλισμένος με την δική του κατευθυντική κεραία και η αρίθμησή τους είναι τέτοια ώστε να μην υπάρχουν δύο διπλανοί τομείς της ίδιας κυψέλης με την ίδια αρίθμηση. Οι ετικέτες των τριών παρακείμενων κυψελών έχουν περιστραφεί κατά  $120^\circ$ , η μία σε σχέση με την άλλη, δημιουργώντας ένα σύμπλεγμα, του οποίου το μοτίβο επαναλαμβάνεται σε ολόκληρη την περιοχή εξυπηρέτησης (Εικόνα 18). Η διαφοροποίηση στη δομή του δικτύου με τις προηγούμενες μεθόδους έγκειται στο γεγονός ότι οι κεραίες γειτονικών τομέων χρησιμοποιούν ορθογώνια πόλωση, έτσι ώστε να μεγιστοποιηθεί η απομόνωση μεταξύ τους και να αυξησει την ποιότητα της επικοινωνίας.



Εικόνα 18: Διάταξη δικτύου με χρήση διπλής πόλωσης

## 2.6.2 Επίδραση της διπλής πόλωσης στη μείωση της ενδοκαναλικής παρεμβολής

Για την μελέτη της επίδρασης της διπλής πόλωσης στην απόδοση του υπό εξέταση συστήματος απαιτείται ο προσδιορισμός ενός κατάλληλου μοντέλου διάδοσης το οποίο θα λαμβάνει υπόψη του εκτός των άλλων και την εγκάρσια διάκριση πόλωσης (Cross Polarization Discrimination/XPД) μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη. Το μοντέλο που υιοθετούμε στην παρούσα εργασία, είναι ένα ευρέως αποδεκτό μοντέλο διάδοσης το οποίο περιλαμβάνει τις απώλειες διαδρομής, το φαινόμενο της σκίασης καθώς και την εγκάρσια διάκριση πόλωσης, το οποίο παρουσιάστηκε στην εργασία [46].

Η τιμή του ΧΡD είναι ένα ποσοτικό μέτρο για την αποπόλωση του σήματος και ορίζεται ως ο λόγος του χρήσιμου λαμβανόμενου σήματος ίδιας πόλωσης προς το λαμβανόμενο σήμα παρεμβολής ορθογώνιας πόλωσης.

Οι κύριες πηγές για την αποπόλωση του σήματος είναι η πυκνότητα των δέντρων, το φύλλωμα και η κατακρήμνιση του περιβάλλοντος διάδοσης. Ωστόσο, έχει αποδειχθεί ότι η αποπόλωση που οφείλεται στην κατακρήμνιση μειώνεται σημαντικά για φέρουσες συχνότητες κάτω των 11GHz [49] και η τιμή του ΧΡD έχει μια πολύ ασθενή εξάρτηση από την εξασθένηση του σήματος ίδιας πόλωσης. Η υιοθέτηση, ως εκ τούτου, μιας σταθερής τιμής του ΧΡD είναι μια απλοποιημένη λογική υπόθεση για τον υπολογισμό του ισολογισμού ισχύος [46].

### 2.6.2.1 Μοντέλο καναλιού

Οι εξαρτώμενες από την απόσταση, απώλειες διαδρομής προσδιορίζονται για τρεις διαφορετικές κατηγορίες εδάφους [50]. Πιο συγκεκριμένα, η κατηγορία Α αντιστοιχεί σε συνθήκες μέγιστων απωλειών διαδρομής (λοφώδη έκταση με μέτρια έως μεγάλη πυκνότητα δέντρων), η κατηγορία Γ σε συνθήκες ελάχιστων απωλειών (ως επί το πλείστον επίπεδη έκταση με ελάχιστη πυκνότητα δέντρων), ενώ η κατηγορία Β αντιπροσωπεύει τις ενδιάμεσες συνθήκες απωλειών. Θεωρώντας μια απόσταση αναφοράς  $d_R$ , οι απώλειες διαδρομής  $PL$ , μπορούν να εκφραστούν από την παρακάτω σχέση:

$$PL = \left(\frac{\lambda\sqrt{G}}{4\pi d_R}\right)^2 \left(\frac{d_R}{d}\right)^{\nu\xi} \quad (2.26.)$$

όπου  $\sqrt{G}$  είναι η σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των κεραιών σταθμού βάσης και τερματικού,  $\lambda$  το μήκος κύματος και  $\xi$  η μεταβλητή που περιγράφει το φαινόμενο της σκίασης μεταξύ τερματικού και σταθμού βάσης και ακολουθεί Lognormal κατανομή με μέση τιμή  $\mu_\xi = 0dB$  και τυπική απόκλιση  $\sigma_\xi$  σε dB. Επίσης,  $\nu$  είναι ο παράγοντας απωλειών, με  $\nu = \nu_1 - \nu_2 h_s + \nu_3/h_s$ , (όπου  $h_s$  το ύψος της κεραίας του σταθμού βάσης και  $\nu_1, \nu_2, \nu_3$  σταθερές). Οι σταθερές  $\nu_1, \nu_2$  και  $\nu_3$ , εξαρτώνται από την κατηγορία εδάφους [50].

Επομένως η λαμβανόμενη ισχύς στο τερματικό  $j$  του τομέα  $m$ , από την κεραία του τομέα με ετικέτα  $k$ , δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_{jk} = P_T \left(\frac{\lambda\sqrt{G_{jk}}}{4\pi d_R}\right)^2 \left(\frac{d_R}{d_{jk}}\right)^{\nu\xi_{jk}} \begin{cases} \frac{1}{XPД}, & \text{για τους τομείς με ορθογώνια πόλωση} \\ \frac{XPД - 1}{XPД}, & \text{για τους τομείς με την ίδια πόλωση} \end{cases} \quad (2.27.)$$

όπου  $P_T$  η σταθερή ισχύς εκπομπής των σταθμών βάσης,  $\sqrt{G_{jk}}$  είναι η σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των κεραιών σταθμού βάσης και τερματικού και XPD το μέτρο αποπόλωσης. Η ισχύς του επιθυμητού σήματος για το τερματικό  $j$  του τομέα  $m$ , δίνεται για  $k = m$ .

### 2.6.2.2 Υπολογισμός λόγου σήματος προς παρεμβολή

Με βάση το παραπάνω μοντέλο η ενδοκυψελική και διακυψελική παρεμβολή για τερματικό  $j$  του τομέα  $m$ , δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$SIR_{intra} = \frac{G_{jm}}{\sum_{k=1, k \neq m}^{K_s} \text{mod}_2(k + \delta) G_{jk} + \sum_{k=1}^{K_s} \text{mod}_2(k + \delta + 1) \frac{G_{jk}}{XPD - 1}} \quad (2.28.)$$

$$SIR_{inter} = \frac{G_{jm} \xi_{jm} d_{jm}^{-\nu}}{\sum_{n=1}^{K_c} (\sum_{k=1}^{K_s} \text{mod}_2(k + \delta) G_{jnk} \xi_{jn} d_{jn}^{-\nu} + \sum_{k=1}^{K_s} \text{mod}_2(k + \delta + 1) \frac{G_{jnk} \xi_{jn} d_{jn}^{-\nu}}{XPD - 1})} \quad (2.29.)$$

όπου  $K_c$  το πλήθος των γειτονικών κυψελών,  $K_s$  το πλήθος των τομέων ανά κυψέλη,  $G_{jnk}$  η σύνθετη απολαβή των κεραιών του τερματικού  $j$  του τομέα  $m$  και του σταθμού βάσης του τομέα  $k$  της κυψέλης  $n$ ,  $d_{jn}$  η απόσταση του τερματικού από τους σταθμούς των τομέων της κυψέλης  $n$  και  $\delta = 0, 1$  για τους μονούς και τους ζυγούς τομείς αντίστοιχα.

Θεωρώντας ένα FWA δίκτυο χωρίς ένα μοτίβο διπλής πόλωσης είναι σαφές ότι η πιο σημαντική ποσότητα ενδοκυψελικής παρεμβολής για κάθε τομέα, προέρχεται από τους δύο γειτονικούς τομείς του, λόγω των επικαλυπτόμενων διαγραμμάτων ακτινοβολίας των κεραιών τους. Ωστόσο, σύμφωνα με το προτεινόμενο πλαίσιο, κάθε κεραία τομέα εκπέμπει με ορθογώνια πόλωση σε σχέση με τις κεραιές των γειτονικών τομέων. Έτσι, η ποσότητα ενδοκυψελικής παρεμβολής μειώνεται σημαντικά σύμφωνα με την εξίσωση (2.28).

Από την άλλη πλευρά, είναι σαφές ότι η πιο σημαντική ποσότητα διακυψελικής παρεμβολής για παράδειγμα για τον τομέα 1 της κεντρικής κυψέλης, προέρχεται από την κεραία του τομέα που βρίσκεται στην ίδια ευθεία (τομέας 3) και του απέναντι τομέα (τομέας 2). Ωστόσο, είναι φανερό από την σχέση (2.29), ότι το προτεινόμενο σχήμα διπλής πόλωσης, μειώνει σημαντικά τις επιπτώσεις της ενδοκυψελικής παρεμβολής μεταξύ του υπό εξέταση τομέα 1 και του τομέα 2, λόγω της μετάδοσης με ορθογώνια πόλωση.

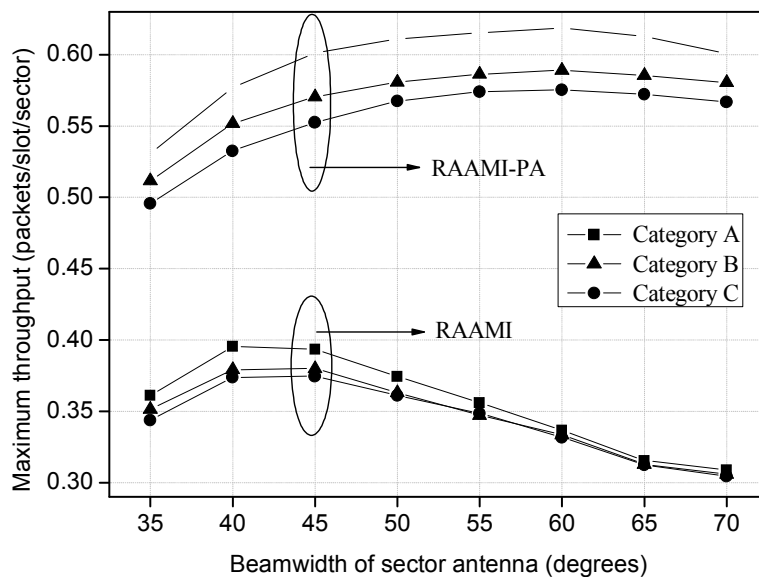
### 2.6.3 Αριθμητικά αποτελέσματα

Στο σημείο αυτό παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης προκειμένου να διερευνηθεί ο αντίκτυπος της εφαρμογής του σχήματος διπλής πόλωσης, στην αύξηση της απόδοσης του συστήματος. Για το λόγο αυτό, γίνεται σύγκριση της μεθόδου RA-AMI με την εκδοχή της μεθόδου RA-AMI η οποία υποστηρίζει την χρήση της διπλής πόλωσης (RA-AMI-PA). Και στην περίπτωση της τεχνικής RA-AMI-PA, χρησιμοποιείται ο μηχανισμός δρομολόγησης, η δομή πλαισίου και ο αλγόριθμος κατηγοριοποίησης των τερματικών που έχουν περιγραφεί στη μέθοδο RA-AMI.

Για την προσομοίωση θεωρήσαμε μια διάταξη που αποτελείται από 19 εξαγωνικές κυψέλες με έξι τομείς η κάθε μία. Για την αποφυγή των συνοριακών φαινομένων, παρουσιάζονται μόνο τα στατιστικά στοιχεία της κεντρική κυψέλης, ενώ 1500 τερματικά τοποθετήθηκαν ομοιόμορφα μέσα σε κάθε τομέα της υπό εξέταση κυψέλης. Οι τιμές του παράγοντα απωλειών διαδρομής και της τυπικής απόκλισης της σκίασης, μεταβάλλονται ανάλογα με την κατηγορία εδάφους. Το ύψος των κεραιών των σταθμών βάσης θεωρείται ότι είναι ίσο με 80m. Το κατώφλι του λόγου σήματος προς παρεμβολή  $SIR_{th}$  για τη επιτυχή μετάδοση πακέτων θεωρείται ότι είναι ίσο με 15dB και η τιμή του  $XPD=15dB$ .

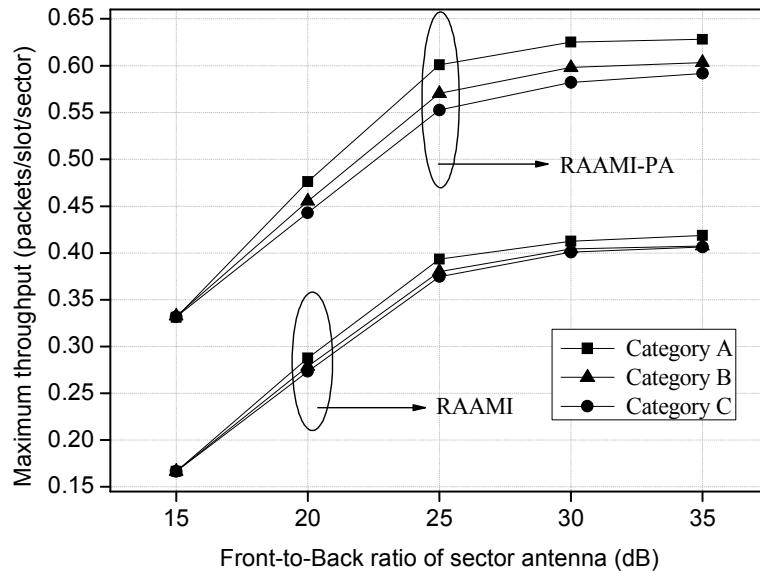
Στο Σχήμα 8 και Σχήμα 9, παρουσιάζεται η επίπτωση των χαρακτηριστικών των κεραιών των σταθμών βάσης στην απόδοση του συστήματος, για τις τρεις διαφορετικές κατηγορίες εδάφους. Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 8 είναι εμφανής μια βελτίωση της απόδοσης που φτάνει μέχρι και 95% περίπου, ανάλογα με την γωνία ημίσειας ισχύος των κεραιών. Προφανώς, με την εφαρμογή διπλής πόλωσης είναι δυνατή η χρήση λιγότερο κατευθυντικών κεραιών. Ομοίως, στο Σχήμα 9 παρατηρούμε σημαντική βελτίωση της απόδοσης (με μέγιστη τιμή περίπου 100%), ακόμη και για μικρές τιμές του FTB των κεραιών των σταθμών βάσης.

Στη συνέχεια στο Σχήμα 10, παρουσιάζεται ο αντίκτυπος του XPD στη μέγιστη απόδοση ανά τομέα για τις τρεις κατηγορίες εδάφους. Όπως ήταν αναμενόμενο, όταν η τιμή του XPD αυξάνει, αυξάνεται και η μέγιστη απόδοση ανά τομέα, καθώς η ορθογώνια επαναχρησιμοποίηση συχνότητας μεταξύ γειτονικών τομέων γίνεται πιο αποτελεσματική. Ωστόσο, όπως παρατηρούμε για τιμές μεγαλύτερες των 20dB, η μέγιστη απόδοση ανά τομέα παραμένει ουσιαστικά σταθερή και επομένως δεν έχει νόημα η χρήση κεραιών με καλύτερα χαρακτηριστικά διάκρισης ορθογώνιας πόλωσης.

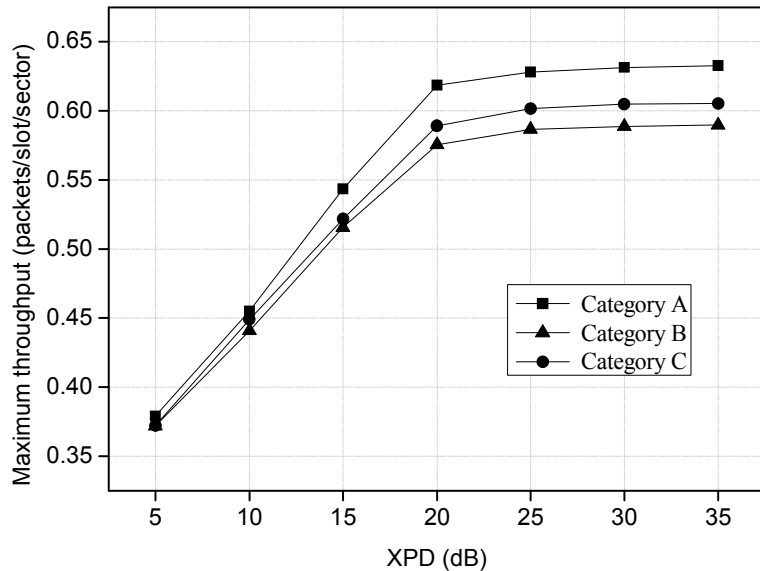


Σχήμα 8: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει της γωνίας ημίσειας ισχύος  $\theta_{3dB,BS}$  της κεραίας του σταθμού βάσης ( $FTB_{BS} = 25dB$ ,  $FTB_{TS} = 15dB$ ,  $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$ ,  $SIR_{th} = 15dB$ ,  $XPD = 20dB$ )



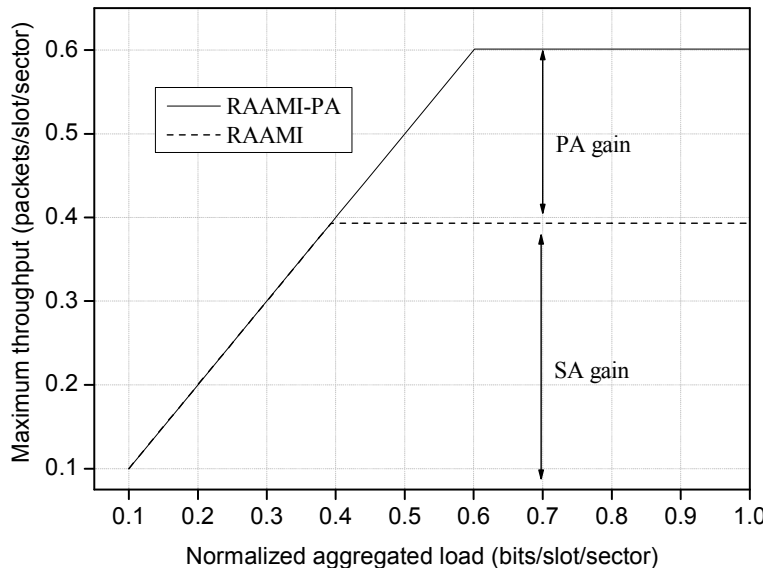


**Σχήμα 9: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του λόγου εμπρόσθιου προς οπίσθιο λοβό  $FTB_{BS}$  της κεραίας του σταθμού βάσης ( $FTB_{TS} = 15dB$ ,  $\theta_{3dB,BS} = 45^\circ$ ,  $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$ ,  $SIR_{th} = 15dB$ ,  $XPD = 20dB$ )**



**Σχήμα 10: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του  $XPD$  ( $FTB_{BS} = 25dB$ ,  $FTB_{TS} = 15dB$ ,  $\theta_{3dB,BS} = 45^\circ$ ,  $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$ ,  $SIR_{th} = 15dB$ )**

Τέλος, στο Σχήμα 11, γίνεται μια σύγκριση των μεθόδων RA-AMI και RA-AMI-PA όσον αφορά την μέγιστη απόδοση, για διαφορετικές συνθήκες κανονικοποιημένου συνολικού φορτίου. Στην περίπτωση αυτή, θεωρήθηκε μία τιμή του XPD ίση με 20dB και μια κατηγορία εδάφους τύπου B. Από το σχήμα προκύπτει ότι για τιμές κανονικοποιημένου συνολικού φορτίου έως 0.4, και οι δύο εκδοχές της μεθόδου επιτυγχάνουν την ίδια μέγιστη απόδοση. Καθώς όμως η κίνηση αυξάνεται περισσότερο, είναι σαφές ότι η υιοθέτηση της έννοιας της διπλής πόλωσης, προκαλεί μια βελτίωση στη μέγιστη απόδοση ανά τομέα που φθάνει περίπου το 50%.



**Σχήμα 11: Μέγιστη ρυθμαπόδοση συναρτήσει του κανονικοποιημένου συνολικού φορτίου**  
 ( $FTB_{BS} = 25dB$ ,  $FTB_{TS} = 15dB$ ,  $\theta_{3dB,BS} = 45^\circ$ ,  $\theta_{3dB,TS} = 30^\circ$ ,  $SIR_{th} = 15dB$ ,  $XPB = 20dB$ )

### 2.6.4 Συμπεράσματα

Στην παρούσα ενότητα αναλύθηκε μια ολοκληρωμένη μέθοδος διαχείρισης πόρων σε ένα τυπικό σύστημα σταθερής ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης η οποία ενσωματώνει την έννοια της διπλής πόλωσης με σκοπό την περαιτέρω μείωσης της ενδοκαναλικής παρεμβολής. Από τα αριθμητικά αποτελέσματα συμπεραίνουμε ότι η αξιοποίηση της διπλής πόλωσης οδηγεί σε μια σημαντική σχετική βελτίωση της απόδοσης του συστήματος, λόγω της αποτελεσματικής μείωσης της παρεμβολής.

### **3. ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕΣΩ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΟΠΤΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ**

#### **3.1 Εισαγωγή**

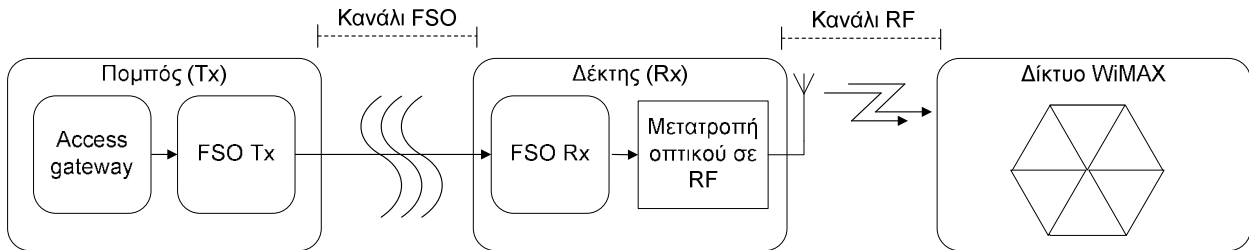
Η μετάδοση ραδιοσημάτων μέσω δικτύου οπτικών ινών γνωστή ως τεχνολογία Radio over Fiber (RoF) αποτελεί μια εναλλακτική λύση για τη μεταφορά ασύρματης κίνησης σε μεγάλες αποστάσεις [25], [26]. Σε περίπτωση που η εγκατάσταση οπτικών ινών παρουσιάζει δυσκολίες λόγω μορφολογίας εδάφους ή και κόστους, μπορεί εναλλακτικά να χρησιμοποιηθεί η ασύρματη οπτική τεχνολογία. Η ασύρματη οπτική τεχνολογία ελεύθερου χώρου (FSO) έχει πρόσφατα προταθεί για την αξιόπιστη μεταφορά ασύρματων ραδιοσημάτων και αναφέρεται ως τεχνολογία Radio over FSO (RoFSO). Η μετάδοση των ραδιοσημάτων μέσω ασύρματων οπτικών ζεύξεων συνδυάζει τα οφέλη της ευκολίας εγκατάστασης των ασύρματων συνδέσεων καθώς και της υψηλής απόδοσης της τεχνολογίας των οπτικών ινών [31]. Επιπλέον, οι τελευταίες γενιές των συστημάτων ασύρματης οπτικής τεχνολογίας χρησιμοποιούν απρόσκοπτη σύνδεση της οπτικής δέσμης με την οπτική ίνα, εξαλείφοντας έτσι την ανάγκη για μετατροπή του μεταδιδόμενου σήματος από οπτικό σε ηλεκτρικό και το αντίστροφο [51]. Η RoFSO τεχνολογία έχει επίσης προταθεί για την παροχή φθηνής, ασφαλούς, και μικρής εμβέλειας ασύρματης μεταφοράς WiMAX κίνησης [52]. Η τεχνολογία WiMAX, είναι μια τεχνολογία τηλεπικοινωνιών που βασίζεται στο πρότυπο IEEE 802.16 και έχει σχεδιαστεί για να παρέχει προσιτές ασύρματες ευρυζωνικές υπηρεσίες χρησιμοποιώντας μια ποικιλία τρόπων μετάδοσης.

Στη εργασία [52], προτάθηκε μια επίγεια οπτική ασύρματη ζεύξη για τη μετάδοση σημάτων διαμορφωμένων με ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας πολλαπλών υπο-φερουσών (OFDM), ενώ στην εργασία [53], παρουσιάστηκε μια αρχιτεκτονική πολλαπλής εισόδου - πολλαπλής εξόδου (MI-MO) για μεταφορά IEEE 802.16d (WiMAX) κίνησης. Στην εργασία [54], διερευνήθηκε η απόδοση μετάδοσης OFDM σημάτων μέσω ασύρματου οπτικού καναλιού με ατμοσφαιρικές αναταράξεις (turbulence). Επίσης στην εργασία [55], προτάθηκε μια αρχιτεκτονική δικτύου για μεταφορά WiMAX κίνησης σε επίγειους χρήστες που περιλαμβάνει δορυφόρο και εναέριες πλατφόρμες μεγάλου ύψους.

Μια λεπτομερής ωστόσο, ανάλυση των επιδόσεων μιας ασύρματης οπτικής ζεύξης που μεταφέρει WiMAX RF σήματα δεν είναι διαθέσιμη στην ανοικτή τεχνική βιβλιογραφία. Αυτό είναι και το βασικό κίνητρο της μελέτης μας. Συγκεκριμένα, θεωρούμε ένα απλό σενάριο μεταφοράς WiMAX κίνησης μέσω επίγειας ασύρματης οπτικής ζεύξης, η οποία μεταφέρεται τελικά μέσω RF καναλιού στους τελικούς χρήστες. Παρουσιάζεται η αρχιτεκτονική του συστήματος και μελετάται η απόδοσή του, λαμβάνοντας υπόψη ένα σύνθετο μοντέλο οπτικού καναλιού το οποίο υπόκειται σε εξασθένηση, ατμοσφαιρικές αναταράξεις και απώλειες σφάλματος ευθυγράμμισης, καθώς και ένα μοντέλο καναλιού ραδιοσυχνοτήτων το οποίο χαρακτηρίζεται από απώλειες διαδρομής και από διαλείψεις μεγάλης και μικρής κλίμακας. Για την αξιολόγηση της απόδοσης ενός τέτοιου συστήματος, υπολογίζονται το ισοζύγιο ισχύος, η πιθανότητα διακοπής καθώς και η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου, σε κλειστή μορφή. Τέλος παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μελέτης χρησιμοποιώντας πραγματικές παραμέτρους τα οποία μπορούν να βοηθήσουν στους σχεδιαστές δικτύων όσον αφορά στην πρακτική υλοποίηση τέτοιων συστημάτων.

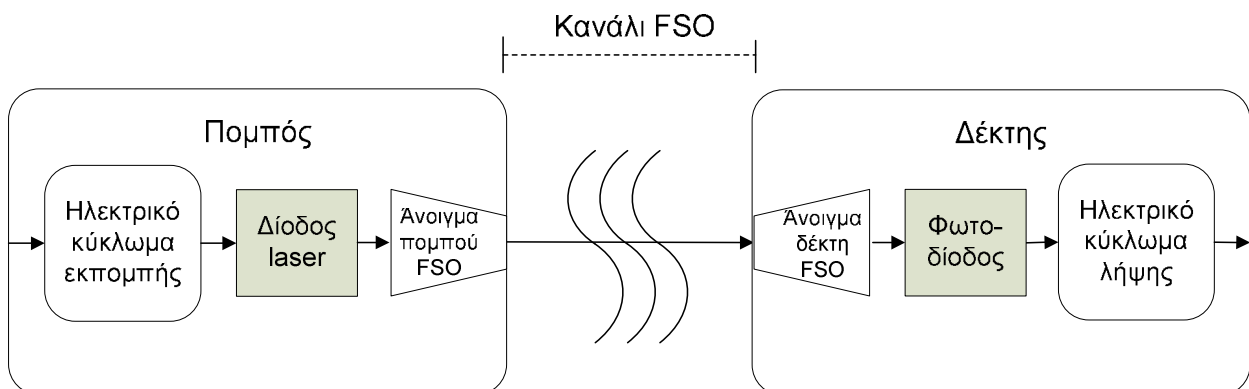
### 3.2 Μοντέλο Συστήματος

Θεωρούμε μια επίγεια ζεύξη FSO που χρησιμοποιείται για να μεταφέρει WiMAX κίνηση από μία γεωγραφική περιοχή σε μια άλλη. Η συνολική διάταξη του συστήματος αποτελείται από το οπτικό υποσύστημα καθώς και το υποσύστημα ραδιοσυχνοτήτων (Εικόνα 19).



Εικόνα 19: Οπτικό και RF υποσύστημα

Υποθέτουμε ότι η WiMAX κίνηση προερχόμενη από οποιοδήποτε ετερογενές δίκτυο φθάνει στον οπτικό πομπό μέσω ενός σημείου πρόσβασης. Ο οπτικός πομπός (Εικόνα 20) αποτελείται από μια ηλεκτρική βαθμίδα η οποία οδηγεί το ηλεκτρικό σήμα πληροφορίας στην οπτική πηγή η οποία είναι υπεύθυνη για την ηλεκτρο-οπτική μετατροπή [56]. Η τελική βαθμίδα του οπτικού πομπού αποτελείται από το τηλεσκόπιο το οποίο αναλαμβάνει να ευθυγραμμίσει το διαμορφωμένο οπτικό φέρον της εξόδου της πηγής σε μια συγκεντρωμένη δέσμη και να το κατευθύνει στο δέκτη. Η οπτική ακτινοβολία διαδίδεται μέσω της ατμόσφαιρας προς το δέκτη θεωρώντας μια Gaussian δέσμη. Οι οπτικές πηγές που χρησιμοποιούνται είναι δίοδοι LASER (Light Amplification by Stimulated Emissions of Radiation Diode/LDs) ή δίοδοι LED (Light Emitting Diodes/LEDs). Οι πηγές Laser που χρησιμοποιούνται σε FSO πομπούς συνήθως λειτουργούν σε δύο δημοφιλείς περιοχές μήκους κύματος τα 850 nm και 1550 nm. Η επιλογή μεταξύ των δύο αυτών περιοχών εξαρτάται από πολλούς παράγοντες, π.χ. το κόστος κατασκευής, την εκπνευόμενη ισχύ, το κανάλι διάδοσης και τη διαθεσιμότητα των εμπορικών διατάξεων. Η ηλεκτρική βαθμίδα αποτελείται από έναν διαμορφωτή, ο οποίος μετατρέπει τα bit πληροφορίας σε σήματα ανάλογα με την επιλεγμένη μορφή διαμόρφωσης. Σε γενικές γραμμές, η διαμόρφωση των LDs/LEDs, μπορεί να πραγματοποιηθεί απευθείας με την αλλαγή του ρεύματος χρησιμοποιώντας οποιοδήποτε διακριτό ή συνεχές σήμα, διαδικασία που είναι γνωστή ως διαμόρφωση κατά ένταση (intensity modulation).



Εικόνα 20: Οπτικό υποσύστημα

Ο δέκτης (Εικόνα 20) συνήθως χρησιμοποιεί σύστημα άμεσης ανίχνευσης (direct detection) και αποτελείται από ένα τηλεσκόπιο, έναν οπτικό ανιχνευτή και μια ηλεκτρική βαθμίδα. Το τηλεσκόπιο χρησιμοποιείται για να συλλέγει την ακτινοβολία και να την

συγκεντρώνει επί του ανιχνευτή. Η οπτική δέσμη μπορεί να συγκεντρωθεί με τη χρήση φακών και καθρεφτών, ή οποιοδήποτε συνδυασμό αυτών. Το οπτικό σήμα από την έξοδο του τηλεσκοπίου οδηγείται στον οπτικό ανιχνευτή που συνήθως αποτελείται από μια φωτοδίοδο και ο οποίος είναι υπεύθυνος για την οπτο-ηλεκτρική μετατροπή. Το ηλεκτρικό πια σήμα, περνάει από την ηλεκτρική βαθμίδα του δέκτη και αποδιαμορφώνεται. Τέλος, το ηλεκτρικό σήμα ενισχύεται από έναν ενισχυτή διαγωγιμότητας (trans-impedance amplifier) [56]. Επίσης ανάλογα με τους περιορισμούς του κόστους και την αξιοπιστία, μπορεί να εφαρμοστεί υποσύστημα παρακολούθησης και στις δύο πλευρές της ζεύξης για τη διατήρηση πομπού-δέκτη σε ευθυγράμμιση [57].

Στη συνέχεια το ηλεκτρικό σήμα οδηγείται σε ένα σταθμό βάσης WiMAX και μεταδίδεται στους τελικούς χρήστες που εξυπηρετούνται από αυτόν. Όπως είναι γνωστό, το WiMAX πρότυπο βασίζεται στο πρότυπο OFDM χρησιμοποιώντας έναν μεγάλο αριθμό από πυκνά τοποθετημένες ορθογώνιες υποφέρουσες. Με αυτόν τον τρόπο, ένα κανάλι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα μετατρέπεται σε ένα αριθμό υπο-καναλιών επίπεδων διαλείψεων [58]. Κάθε υποφέρουσα είναι διαμορφωμένη με μία συμβατική μορφή διαμόρφωσης (π.χ., M-QAM όπως θεωρείται στην παρούσα μελέτη). Η συνολική ηλεκτρική ισχύς είναι διαθέσιμη για τη μετάδοση όλου του αριθμού των υποφερουσών  $N_{sub}$ , στην περιοχή της WiMAX κυψέλης που εξυπηρετείται από το συγκεκριμένο σταθμό βάσης. Συνεπώς, η λαμβανόμενη ηλεκτρική ισχύς ανά υποφέρουσα λαμβάνεται διαιρώντας τη συνολική ηλεκτρική ισχύ με τον αριθμό  $N_{sub}$ .

### 3.2.1 Μοντέλο Ασύρματου Οπτικού Καναλιού

Η συνολική εξασθένιση του οπτικού καναλιού  $h$ , θεωρείται ότι είναι το γινόμενο τριών τυχαίων μεταβλητών [59]:

$$h = h_l h_a h_p \quad (3.1.)$$

όπου η μεταβλητή  $h_l$  εκφράζει τις απώλειες διάδοσης μέσω της ατμόσφαιρας, η  $h_a$  τις διαλείψεις της ισχύος του σήματος λόγω ατμοσφαιρικών αναταράξεων και η  $h_p$  τις απώλειες λόγω σφάλματος ευθυγράμμισης πομπού-δέκτη.

#### 3.2.1.1 Απώλειες Διάδοσης

Η εξασθένιση της οπτικής ισχύος καθώς το κύμα διαδίδεται μέσω της ατμόσφαιρας προκαλείται λόγω των φαινομένων της απορρόφησης και της σκέδασης. Απορρόφηση είναι το φαινόμενο κατά το οποίο η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια απορροφάται από τα σωματίδια της ατμόσφαιρας, με αποτέλεσμα την εξασθένιση της ισχύος, ενώ σκέδαση είναι η ανακατεύθυνση της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας, όταν η ακτινοβολία αλληλεπιδρά με σωματίδια στην ατμόσφαιρα. Τα φαινόμενα της απορρόφησης και σκέδασης εξαρτώνται από τις καιρικές συνθήκες καθώς και από το μήκος κύματος λειτουργίας.

Οι απώλειες διάδοσης λόγω των παραπάνω φαινομένων για μια διαδρομή μήκους  $d_o$  καθορίζονται από την εκθετική σχέση Beer-Lambert [60]:

$$h_l(d_o) = \exp(-\sigma d_o) \quad (3.2.)$$

Ο συντελεστής εξασθένισης  $\sigma$ , είναι το αποτέλεσμα της υπέρθεσης των διαφόρων διεργασιών σκέδασης και απορρόφησης και δίνεται από τη σχέση

$$\sigma(\lambda_o) = \frac{3.912}{V} \left( \frac{\lambda_o}{550} \right)^{-\delta_o} \quad (3.3.)$$

Όπου

$$\delta_o = \begin{cases} 1.6 & V > 50Km \\ 1.3 & 6Km < V < 50Km \\ 0.585V^{1/3} & V < 6Km \end{cases} \quad (3.4.)$$

$V$  η ορατότητα σε km και  $\lambda_o$  το μήκος κύματος της οπτικής ακτινοβολίας σε nm [60].

### 3.2.1.2 Ατμοσφαιρικές Διαλείψεις

Ένας καθοριστικός παράγοντας υποβάθμισης ενός ασύρματου οπτικού συστήματος, είναι το φαινόμενο των ατμοσφαιρικών αναταράξεων. Οι ατμοσφαιρικές αναταράξεις προέρχονται από τη μεταβολή του δείκτη διάθλασης κατά μήκος μιας οπτικής ζεύξης, γεγονός που προκαλεί διαλείψεις στην ισχύ του σήματος.

Μια παράμετρος που χρησιμοποιείται ως μέτρο της έντασης των ατμοσφαιρικών αναταράξεων, είναι η Rytov διακύμανση  $\sigma_R^2$  η οποία δίνεται από την παρακάτω σχέση [60]:

$$\sigma_R^2 = 1.23C_n^2 k^{7/6} d_o^{11/6} \quad (3.5.)$$

όπου  $C_n^2$  είναι ο σύνθετος δείκτης διάθλασης της ατμόσφαιρας ο οποίος εξαρτάται από τις καιρικές συνθήκες και  $k_o = 2\pi/\lambda_o$ .

Ανάλογα με την τιμή της Rytov διακύμανσης έχουμε τρεις κατηγορίες έντασης ατμοσφαιρικών αναταράξεων. Για  $\sigma_R^2 < 1$  έχουμε ασθενείς αναταράξεις, ενώ για  $\sigma_R^2 > 1$  η ένταση των ατμοσφαιρικών αναταράξεων χαρακτηρίζεται ως μέτρια προς ισχυρή. Τέλος όταν η διακύμανση παίρνει τιμές  $\sigma_R^2 \gg 1$ , έχουμε ισχυρές ατμοσφαιρικές αναταράξεις.

Για την περιγραφή των ατμοσφαιρικών διαλείψεων έχουν προταθεί διάφορα μοντέλα ανάλογα με την ένταση των ατμοσφαιρικών αναταράξεων. Το μοντέλο που χρησιμοποιείται ευρύτατα σε συνθήκες ασθενών ατμοσφαιρικών αναταράξεων είναι η Lognormal κατανομή [60]. Με βάση το μοντέλο αυτό, η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$h_a = \exp(2x) \quad (3.6.)$$

όπου η μεταβλητή  $x$  ακολουθεί κανονική (Gaussian) με μέση τιμή  $\mu_x = -\sigma_x^2$  και διακύμανση  $\sigma_x^2$  η οποία συνδέεται με την Rytov διακύμανση μέσω της σχέσης:

$$\sigma_x^2 \approx \frac{\sigma_R^2}{4} \quad (3.7.)$$

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της οπτικής ισχύος του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$f_{h_a}(h_a) = \frac{1}{2h_a \sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp\left(-\frac{(\ln h_a + 2\sigma_x^2)^2}{8\sigma_x^2}\right), \quad h_a > 0 \quad (3.8.)$$

Το μοντέλο που χρησιμοποιείται ευρέως για την περιγραφή των ατμοσφαιρικών διαλείψεων, όταν οι ατμοσφαιρικές αναταράξεις κυμαίνονται σε ένα μεγαλύτερο εύρος (από μέτριες ως ισχυρές) είναι η Gamma- Gamma κατανομή [60]. Το μοντέλο αυτό θεωρεί ότι η συνολική μεταβολή της ισχύος του σήματος προκύπτει από το γινόμενο δύο μεταβλητών οι οποίες ακολουθούν Gamma κατανομή και περιγράφουν τις μεταβολές ευρείας και μικρής κλίμακας αντίστοιχα. Σε αυτή την περίπτωση η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της οπτικής ισχύος του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$f_{h_a}(h_a) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} h_a^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta h_a}), \quad h_a > 0 \quad (3.9.)$$

όπου  $\Gamma(\cdot)$  είναι η γνωστή συνάρτηση Gamma ([61], σχέση (8.310.1)) και  $K_\nu(\cdot)$  είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel δεύτερου είδους  $\nu$ -στής τάξης ([61], σχέση (8.432.2)).

Οι παράμετροι  $\alpha$  και  $\beta$  σχετίζονται άμεσα με τις ατμοσφαιρικές συνθήκες [62] και δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\alpha = [\exp(\frac{0.49\sigma_R^2}{(1 + 1.11\sigma_R^{12/5})^{7/6}}) - 1]^{-1} \quad (3.10.)$$

$$\beta = [\exp(\frac{0.51\sigma_R^2}{(1 + 0.69\sigma_R^{12/5})^{5/6}}) - 1]^{-1} \quad (3.11.)$$

### 3.2.1.3 Απώλειες Ευθυγράμμισης

Γενικά η έλλειψη ευθυγράμμισης μεταξύ ενός πομπού και ενός δέκτη προκαλεί σφάλματα που μπορεί να επιδεινώσουν την απόδοση των ασύρματων οπτικών ζεύξεων. Η επίδραση των σφαλμάτων ευθυγράμμισης έχει διερευνηθεί ευρέως για διαδορυφορικές FSO ζεύξεις [63], οι αποστάσεις των οποίων κυμαίνονται έως πολλές χιλιάδες χιλιόμετρα. Για αυτές τις ζεύξεις, έχει γίνει η υπόθεση ότι ο ανιχνευτής έχει αμελητέο άνοιγμα σε σχέση με το εύρος δέσμης στο δέκτη λόγω των μεγάλων αποστάσεων. Η υπόθεση αυτή όμως δεν ισχύει για ασύρματες οπτικές ζεύξεις που λειτουργούν σε μικρότερες αποστάσεις, π.χ. 1-5 km. Ένα μοντέλο που μελετά τις απώλειες ευθυγράμμισης για FSO ζεύξεις τέτοιας κλίμακας αποστάσεων, το οποίο λαμβάνει υπόψη του το άνοιγμα του δέκτη, είναι αυτό που εισήγαγαν οι Farid και Hranilović στην εργασία [59].

Σύμφωνα με το μοντέλο αυτό (Εικόνα 21), το οποίο θεωρεί μια Gaussian οπτική δέσμη με ακτίνα υποβιβασμού ισχύος στο  $(1/e^2)$  στο επίπεδο του δέκτη  $w_{d_0}$  (η ακτίνα αυτή έχει υπολογιστεί με την προϋπόθεση η οπτική ισχύς να πέφτει στο  $1/e^2$ ), το κλάσμα της λαμβανόμενης ισχύος που οφείλεται στη γεωμετρική εξάπλωση μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής:

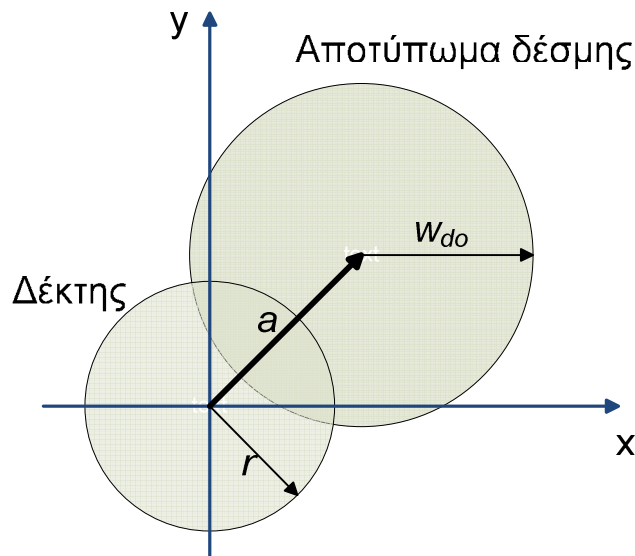
$$h_p(a) = A_0 \exp(-\frac{2a^2}{w_{d_{0eq}}^2}) \quad (3.12.)$$

όπου  $a$  είναι το σφάλμα ευθυγράμμισης,  $A_0$  είναι το κλάσμα της οπτικής ισχύος που συλλέγεται όταν  $a = 0$  και ισούται με  $(\text{erf}(v))^2$ ,  $w_{d_{0eq}}^2 = \frac{w_{d_0}^2 \sqrt{\pi} \text{erf}(v)}{2v \exp(-v^2)}$ ,  $v = \frac{\sqrt{\pi} r}{\sqrt{2} w_{d_0}}$ ,  $r$  είναι η ακτίνα οπτικού ανιχνευτή, και  $\text{erf}(\cdot)$  είναι η συνάρτηση σφάλματος ([64], σχέση (7.1.1)).

Με την θεώρηση ότι έχουμε ανεξάρτητες Gaussian κατανομές για την ανύψωση και την οριζόντια μετατόπιση της δέσμης με την ίδια διακύμανση  $\sigma_s^2$ , η ακτινική μετατόπιση ακολουθεί κατανομή Rayleigh. Επομένως η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της τυχαίας μεταβλητής  $h_p$  δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$f_{h_p}(h_p) = \frac{\gamma^2}{A_0 \gamma^2} h_p^{\gamma^2-1}, \quad 0 \leq h_p \leq A_0 \quad (3.13.)$$

όπου  $\gamma = w_{d_{0eq}}/2\sigma_s$ .



Εικόνα 21: Αποτύπωμα της δέσμης στο επίπεδο του δέκτη λόγω σφάλματος ευθυγράμμισης

### 3.2.2 Μοντέλο Ασύρματου Καναλιού Ραδιοσυχνοτήτων

Η εξασθένιση που προκαλεί το ασύρματο RF κανάλι στο μεταδιδόμενο σήμα καθορίζεται από διάφορους παράγοντες, με κυριότερο από αυτούς την απόσταση πομπού-δέκτη. Ένας άλλος σημαντικός παράγοντας που καθορίζει την εξασθένιση, είναι οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (ή αλλιώς διαλείψεις σκίασης), οι οποίες αντιπροσωπεύουν την εξασθένιση της μέσης τιμής της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος λόγω ύπαρξης μεγάλων διαστάσεων εμποδίων μεταξύ πομπού και δέκτη. Επίσης εκτός των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας, το λαμβανόμενο σήμα υφίσταται απότομες μεταβολές στο πλάτος και τη φάση οι οποίες χαρακτηρίζονται ως διαλείψεις μικρής κλίμακας και μπορούν να θεωρηθούν αποτέλεσμα των μικρών αλλαγών (τάξης μεγέθους του μισού μήκους κύματος) της απόστασης πομπού-δέκτη.

Για την μετάδοση του RF σήματος από τον WiMAX σταθμό βάσης στους τελικούς χρήστες που εξυπηρετούνται από αυτόν, χρησιμοποιούμε ένα μοντέλο το οποίο ενσωματώνει όλους τους παράγοντες που προαναφέρθηκαν και αναλύεται στις παρακάτω υποενότητες.

#### 3.2.2.1 Απώλειες Διαδρομής

Για τον προσδιορισμό των απωλειών διαδρομής μεταξύ σταθμού βάσης και ασύρματου χρήστη, χρησιμοποιούμε το ακόλουθο απλουστευμένο μοντέλο συναρτήσεως της απόστασης ([42] σχέση 2.39):

$$P_{R-RF} = P_{T-RF} K \left( \frac{d_{RFO}}{d_{RF}} \right)^\nu \quad (3.14.)$$

όπου το  $P_{R-RF}$  είναι η λαμβανόμενη ισχύς από τον ασύρματο χρήστη,  $P_{T-RF}$  η εκπεμπόμενη ισχύς του σταθμού βάσης,  $K$  μια αδιάστατη σταθερά που εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της κεραίας και την μέση τιμή εξασθένισης του καναλιού,  $d_{RF}$  η απόσταση μεταξύ του πομπού και του ασύρματου χρήστη,  $d_{RFO}$  μια απόσταση αναφοράς για την κεραία μακρινού πεδίου, και  $\nu$  ο παράγοντας απωλειών διαδρομής. Παρόλο που έχουν εμφανιστεί πιο πολύπλοκα μοντέλα για τον προσδιορισμό των



απωλειών διαδρομής, η παραπάνω εξίσωση χρησιμοποιείται ευρέως στην πράξη λόγω της απλότητας και του ικανοποιητικού τρόπου απόδοσης των απωλειών.

Όταν το ανωτέρω μοντέλο χρησιμοποιείται για την προσέγγιση εμπειρικών μετρήσεων, η σταθερά  $K$  μπορεί να τεθεί όση η απολαβή ελεύθερου χώρου ( [42], σχέση 2.7). Επομένως, η εξασθένησης ισχύος λόγω της διαδρομής του σήματος μπορεί να εκφραστεί ως:

$$P_{R-RF} = P_{T-RF} \left( \frac{\lambda_{RF} \sqrt{G_l}}{4\pi d_{RFO}} \right)^2 \left( \frac{d_{RFO}}{d_{RF}} \right)^\nu \quad (3.15.)$$

όπου  $\sqrt{G_l}$  είναι η σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των κεραιών πομπού και δέκτη και  $\lambda_{RF}$  το μήκος κύματος του σήματος ραδιοσυχνοτήτων.

### 3.2.2.2 Σύνθετο Μοντέλο Σκίασης/Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας

Σε αυτή την ενότητα, περιγράφεται το σύνθετο μοντέλο που συνδυάζει τόσο την σκίαση όσο και τις διαλείψεις μικρής κλίμακας του καναλιού διάδοσης. Γενικά το φαινόμενο των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας μοντελοποιείται ικανοποιητικά με τη Lognormal κατανομή. Έτσι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) που περιγράφει την ισχύ ενός σήματος που υφίσταται αργές μεταβολές δίνεται από τη σχέση:

$$f_\xi(\xi) = \frac{10/\ln 10}{\xi \sqrt{2\pi\sigma_\xi^2}} \exp\left(-\frac{(10\log_{10}\xi - \mu_\xi)^2}{2\sigma_\xi^2}\right), \quad \xi \geq 0 \quad (3.16.)$$

όπου  $\mu_\xi$ ,  $\sigma_\xi$  σε dB είναι η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση της ποσότητας  $10\log_{10}\xi$  αντίστοιχα.

Θεωρώντας ότι οι γρήγορες μεταβολές του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος ακολουθούν την κατανομή Rayleigh, τότε η μεταβλητή  $\psi$  που περιγράφει την στιγμιαία εξασθένηση της ισχύος του σήματος λόγω των γρήγορων διαλείψεων, ακολουθεί εκθετική κατανομή με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf)  $f_\psi(\psi)$  που δίνεται από τη παρακάτω σχέση:

$$f_\psi(\psi) = \frac{1}{\bar{\psi}} \exp\left(-\frac{\psi}{\bar{\psi}}\right), \quad \psi \geq 0 \quad (3.17.)$$

όπου  $\bar{\psi}$  η μέση ισχύς του σήματος η οποία συνδέεται με τη διακύμανση μέσω της σχέσης  $\bar{\psi} = 2\sigma_\psi^2$ .

Λαμβάνοντας υπόψη την ανεξαρτησία των διαλείψεων μικρής και μεγάλης κλίμακας, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της μεταβλητής  $u = \xi\psi$  μπορεί να υπολογισθεί χρησιμοποιώντας τον κανόνα για την πυκνότητα πιθανότητας του γινομένου δύο ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών:

$$f_u(u) = \int f_{u|\xi}(u|\xi) f_\xi(\xi) d\xi \quad (3.18.)$$

Με βάση την παραπάνω σχέση προκύπτει:

$$f_u(u) = \int_0^{\infty} \frac{10/\ln 10}{2\sigma_\psi^2 \xi^2 \sqrt{2\pi\sigma_\xi^2}} \exp\left(-\frac{u}{2\sigma_\psi^2 \xi}\right) \exp\left(-\frac{(10\log_{10}\xi - \mu_\xi)^2}{2\sigma_\xi^2}\right) d\xi \quad (3.19.)$$

Για το παραπάνω ολοκλήρωμα δεν υπάρχει αναλυτική έκφραση. Ωστόσο, για υψηλές τιμές του  $\sigma_\xi \geq 6$  dB [65] και θεωρώντας  $\mu_\xi = 0$  dB, μια νέα lognormal κατανομή μπορεί να προσεγγίσει με ακρίβεια την κατανομή της μεταβλητής  $u$  ως εξής:

$$f_u(u) = \frac{10/\ln 10}{u\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} \exp\left(-\frac{(10\log_{10}u - \mu_u)^2}{2\sigma_u^2}\right) \quad (3.20.)$$

όπου  $\mu_u = 10\log_{10}(2\sigma_\psi^2) - 2.5$ dB και  $\sigma_u = (\sqrt{\sigma_\xi^2 + 5.57^2})$ dB.

Η παραπάνω εξίσωση μπορεί να γραφεί σε πιο συνοπτική μορφή:

$$f_u(u) = \frac{1}{u\sqrt{2\pi\sigma_{\ln u}^2}} \exp\left(-\frac{(\ln u - \mu_{\ln u})^2}{2\sigma_{\ln u}^2}\right) \quad (3.21.)$$

όπου  $\mu_{\ln u} = (\ln 10/10)\mu_u$  και  $\sigma_{\ln u} = (\ln 10/10)\sigma_u$ .

Μια άλλη προσέγγιση που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας της μεταβλητής  $u = \xi\psi$ , η οποία περιγράφει το σύνθετο φαινόμενο των διαλείψεων μεγάλης/μικρής κλίμακας, είναι η θεώρηση της κατανομής Gamma, ως εναλλακτική κατανομή της lognormal για τις αργές διαλείψεις [66], [67]. Στην περίπτωση αυτή η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) που περιγράφει την ισχύ ενός σήματος που υφίσταται αργές μεταβολές δίνεται από τη γνωστή σχέση:

$$f_\varphi(\varphi) = \frac{\varphi^{\beta_1}}{(2\alpha_1^2)^{\beta_1+1}\Gamma(\beta_1+1)} \exp\left(-\frac{\varphi}{2\alpha_1^2}\right), \quad \varphi \geq 0 \quad (3.22.)$$

όπου  $\alpha_1, \beta_1$  οι παράμετροι της κατανομής Gamma.

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (3.17) και (3.22), η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της ισχύος του σήματος που συνδυάζει τα δυο φαινόμενα, μπορεί να υπολογισθεί ολοκληρώνοντας την εκθετική κατανομή της ισχύος του σήματος πάνω στην υπό συνθήκη πυκνότητα πιθανότητας της μέσης ισχύος του σήματος που ακολουθεί Gamma κατανομή ([68], ενότητα 4.2), ([44], ενότητα 2.2.3):

$$f_u(u) = \int_0^{\infty} \frac{1}{w} \exp\left(-\frac{u}{w}\right) \frac{w^{\beta_1}}{(2\alpha_1^2)^{\beta_1+1}\Gamma(\beta_1+1)} \exp\left(-\frac{w}{2\alpha_1^2}\right) dw \quad (3.23.)$$

Λύνοντας το παραπάνω ολοκλήρωμα προκύπτει ότι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της ισχύος του σήματος  $f_u(u)$  ακολουθεί  $K$  κατανομή, όπως φαίνεται στην επόμενη σχέση:

$$f_u(u) = \frac{1}{\alpha_1^2\Gamma(\beta_1+1)} \left(\frac{u}{2\alpha_1^2}\right)^{\frac{\beta_1}{2}} K_{\beta_1} \left(\sqrt{\frac{2u}{\alpha_1^2}}\right), \quad u \geq 0 \quad (3.24.)$$

Οι παράμετροι  $\alpha_1$  και  $\beta_1$  της κατανομής  $K$  σχετίζονται με τις παραμέτρους  $\mu_\xi$  και  $\sigma_\xi$  της Lognormal κατανομής, μέσω των παρακάτω εξισώσεων [66], [67]:

$$\mu_\xi = \left( \frac{10}{\ln 10} \right) (\ln 2\alpha_1^2 + \Psi(1 + \beta_1)) \quad (3.25.)$$

$$\sigma_\xi = \left( \frac{10}{\ln 10} \right) \sqrt{\Psi'(1 + \beta_1)} \quad (3.26.)$$

όπου  $\Psi(\cdot)$ ,  $\Psi'(\cdot)$  η γνωστή συνάρτηση  $\Psi(\cdot)$  ([61], σχέση (8.360.1)) και η παράγωγός της αντίστοιχα.

### 3.2.3 Ισολογισμός Ισχύος

Για την υπό εξέταση ασύρματη οπτική ζεύξη, η λαμβανόμενη οπτική ισχύς στον WiMAX σταθμό βάσης προσδιορίζεται από τον γνωστό νόμο διάδοσης του Friis [69], [56]:

$$P_{R-O} = P_{T-O} n_T n_R G_{T-O} G_{R-O} \left( \frac{\lambda_O}{4\pi d_O} \right)^2 h \quad (3.27.)$$

όπου  $P_{R-O}$ ,  $n_R$  και  $G_{R-O}$  η λαμβανόμενη οπτική ισχύς, η απόδοση και η απολαβή τηλεσκοπίου του δέκτη αντίστοιχα. Επίσης  $P_{T-O}$ ,  $n_T$  και  $G_{T-O}$  η εκπεμπόμενη οπτική ισχύς, η απόδοση και η απολαβή τηλεσκοπίου του πομπού αντίστοιχα. Η λαμβανόμενη οπτική ισχύς στο δέκτη μετατρέπεται σε ισχύ RF σήματος χρησιμοποιώντας μια διάταξη που ακολουθεί το νόμο του τετραγώνου:

$$P_{T-RF} = K_{O-RF} (P_{R-O})^2 \quad (3.28.)$$

όπου  $P_{T-RF}$  η εκπεμπόμενη ισχύς του RF σταθμού βάσης και  $K_{O-RF}$  η σταθερά που εκφράζει το λόγο της RF ισχύος προς το τετράγωνο της οπτικής ισχύος [55].

Η παραπάνω εξίσωση αναφέρεται στη συνολική εκπεμπόμενη RF ισχύ. Δεδομένου του αριθμού των υποφερουσών  $N_{sub}$  που χρησιμοποιεί ο WiMAX σταθμός βάσης και θεωρώντας ισοκατανομή της ισχύος ανά υποφέρουσα, η εκπεμπόμενη ισχύς ανά υποφέρουσα θα είναι:

$$P_{T-RF,sub} = P_{T-RF} / N_{sub} \quad (3.29.)$$

Με βάση το σύνθετο μοντέλο του RF καναλιού μεταξύ του WiMAX σταθμού βάσης και των ασύρματων χρηστών που παρουσιάστηκε παραπάνω, η συνολική λαμβανόμενη ισχύς στο ασύρματο τερματικό εκφράζεται ως:

$$P_{R-RF,sub} = P_{T-RF,sub} \left( \frac{\lambda_{RF} \sqrt{G_L}}{4\pi d_{RFO}} \right)^2 \left( \frac{d_{RFO}}{d_{RF}} \right)^{\nu u} \quad (3.30.)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (3.27, 3.28, 3.29) στην εξίσωση (3.30) και χρησιμοποιώντας την εξίσωση (3.1) προκύπτει:

$$P_{R-RF,sub} = \frac{K_{O-RF}}{N_{sub}} (P_{T-O} n_T n_R G_{T-O} G_{R-O} \left(\frac{\lambda_O}{4\pi d_O}\right)^2 h_l)^2 \left(\frac{\lambda_{RF} \sqrt{G_l}}{4\pi d_{RFO}}\right)^2 \left(\frac{d_{RFO}}{d_{RF}}\right)^{\nu} h_a^2 h_p^2 u \quad (3.31.)$$

Η εξίσωση (3.31) μπορεί να γραφεί σε μια πιο συμπαγή μορφή ως το γινόμενο ενός ντετερμινιστικού και ενός πιθανολογικού παράγοντα, δηλαδή:

$$P_{R-RF,sub} = b_3 w \quad (3.32.)$$

όπου

$$b_3 = \frac{K_{O-RF}}{N_{sub}} (P_{T-O} n_T n_R G_{T-O} G_{R-O} \left(\frac{\lambda_O}{4\pi d_O}\right)^2 h_l)^2 \left(\frac{\lambda_{RF} \sqrt{G_l}}{4\pi d_{RFO}}\right)^2 \left(\frac{d_{RFO}}{d_{RF}}\right)^{\nu} \quad (3.33.)$$

και

$$w = h_a^2 h_p^2 u = H_a H_p u \quad (3.34.)$$

Από το σημείο αυτό και κάτω, η μελέτη συνεχίζεται ακολουθώντας δύο διαφορετικά σενάρια. Το πρώτο σενάριο λαμβάνει υπόψη ασθενείς ατμοσφαιρικές αναταράξεις για το οπτικό υποσύστημα, ενώ για το RF υποσύστημα προβλέπει ότι ο συνδυασμός σκίασης/διαλείψεων μικρής κλίμακας προσεγγίζεται με Lognormal κατανομή (σχέση 3.21). Σύμφωνα με το δεύτερο σενάριο, η ένταση των ατμοσφαιρικών αναταράξεων κυμαίνεται σε μεγαλύτερο φάσμα τιμών, ενώ ο συνδυασμός σκίασης/ διαλείψεων μικρής κλίμακας για το RF κανάλι, ακολουθεί Κ κατανομή (σχέση 3.24).

### 3.2.3.1 Σενάριο Ασθενών Ατμοσφαιρικών Αναταράξεων

Ακολουθώντας το σενάριο των ασθενών ατμοσφαιρικών αναταράξεων, η μεταβλητή  $h_a$  ακολουθεί lognormal κατανομή, και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της  $H_a = h_a^2$ , προκύπτει με μια απλή μετατροπή της τυχαίας μεταβλητής  $h_a$  ως εξής:

$$f_{H_a}(H_a) = \frac{1}{4H_a \sqrt{2\pi\sigma_\chi^2}} \exp\left(-\frac{(\ln H_a + 4\sigma_\chi^2)^2}{32\sigma_\chi^2}\right) \quad (3.35.)$$

Ομοίως η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της  $H_p = h_p^2$ , είναι

$$f_{H_p}(H_p) = \frac{\gamma^2}{2A_0 \gamma^2} H_p^{\frac{\gamma^2-2}{2}}, \quad 0 \leq H_p \leq A_0^2 \quad (3.36.)$$

Η τυχαία μεταβλητή  $w$  είναι το γινόμενο τριών ανεξάρτητων μεταβλητών. Για τον υπολογισμό της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητάς της, αρχικά ορίζεται μια νέα τυχαία μεταβλητή  $y = H_a u$ . Δεδομένου ότι η  $y$  είναι το γινόμενο δύο ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών που ακολουθούν Lognormal κατανομή (σχέσεις 3.20, 3.35), και η ίδια ακολουθεί lognormal κατανομή ([70], σχέση 11.15) με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$f_y(y) = \frac{1}{y \sqrt{2\pi(\sigma_{\ln u}^2 + (4\sigma_\chi^2)^2)}} \exp\left(-\frac{(\ln y - (\mu_{\ln u} - 4\sigma_\chi^2))^2}{2(\sigma_{\ln u}^2 + (4\sigma_\chi^2)^2)}\right) \quad (3.37.)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί σε μια πιο συμπαγή μορφή:

$$f_y(y) = \frac{1}{y\sqrt{2\pi\zeta_u^2}} \exp\left(-\frac{(\ln y - \lambda_u)^2}{2\zeta_u^2}\right) \quad (3.38.)$$

όπου  $\lambda_u = \mu_{\ln u} - 4\sigma_\chi^2$  και  $\zeta_u = \sqrt{\sigma_{\ln u}^2 + (4\sigma_\chi)^2}$

Επομένως η τυχαία μεταβλητή  $w = yH_p$  ως γινόμενο δυο ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών, μπορεί να υπολογιστεί με βάση το γνωστό κανόνα ως εξής:

$$f_w(w) = \frac{\gamma^2}{A_0\gamma^2} w^{\frac{\gamma^2-2}{2}} \int_{w/A_0^2}^{\infty} y^{-\frac{\gamma^2}{2}} \frac{1}{2y\sqrt{2\pi\zeta_u^2}} \exp\left(-\frac{(\ln y - \lambda_u)^2}{2\zeta_u^2}\right) dy \quad (3.39.)$$

Το παραπάνω ολοκλήρωμα μπορεί να λυθεί εύκολα με μια κατάλληλη αλλαγή μεταβλητής και χρήση της ιδιότητας ([61], σχέση 2.33.1), καταλήγοντας στην εξής μορφή:

$$f_w(w) = \frac{\gamma^2}{4A_0\gamma^2} w^{\frac{\gamma^2-2}{2}} \exp\left(-\frac{\gamma^2(4\lambda_u - \zeta_u^2\gamma^2)}{8}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{\ln\left(\frac{w}{A_0^2}\right) - \lambda_u + \frac{\zeta_u^2\gamma^2}{2}}{\zeta_u\sqrt{2}}\right) \quad (3.40.)$$

όπου  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  η συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος ([61], σχέση 7.1.2).

Η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (cdf) της τυχαίας μεταβλητής  $w$  μπορεί να εξαχθεί χρησιμοποιώντας την ιδιότητα ([71], ιδιότητα. 06.27.21.0011.01) ως εξής:

$$F_w(w) = \frac{1}{2} \left[ \exp\left(\frac{\gamma^2 f_0(w)}{2} - \frac{\zeta_u^2 \gamma^4}{8}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{f_0(w)}{\zeta_u\sqrt{2}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{\zeta_u^2 \gamma^2 / 2 - f_0(w)}{\zeta_u\sqrt{2}}\right) \right] \quad (3.41.)$$

όπου  $f_0(w) = \ln\left(\frac{w}{A_0^2}\right) - \lambda_u + \frac{\zeta_u^2 \gamma^2}{2}$

### 3.2.3.2 Σενάριο Μεγάλου Εύρους Έντασης Ατμοσφαιρικών αναταράξεων

Με βάση το σενάριο του μεγαλύτερου φάσματος έντασης ατμοσφαιρικών αναταράξεων η  $h_a$  ακολουθεί Gamma-Gamma κατανομή, και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της  $H_a = h_a^2$ , προκύπτει με μια απλή μετατροπή της τυχαίας μεταβλητής  $h_a$  ως εξής:

$$f_{H_a}(H_a) = \frac{(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} (\sqrt{H_a})^{\frac{\alpha+\beta}{2}-2} K_{\alpha-\beta} \left( 2\sqrt{\alpha\beta\sqrt{H_a}} \right), \quad H_a > 0 \quad (3.42.)$$

Για τον υπολογισμό της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητάς της μεταβλητής  $w = H_a H_p u$ , αρχικά ορίζεται μια νέα τυχαία μεταβλητή  $z = H_a H_p$ . Δεδομένου ότι η τυχαία μεταβλητή  $z$  είναι το γινόμενο δυο ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας  $f_z(z)$  μπορεί να υπολογιστεί με βάση το γνωστό κανόνα ως εξής:

$$f_z(z) = \frac{\gamma^2 (\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{2A_0\gamma^2 \Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} z^{\frac{\gamma^2-2}{2}} \int_{z/A_0^2}^{\infty} H_a^{\frac{\alpha+\beta}{4} - \frac{\gamma^2}{2} - 1} K_{\alpha-\beta} \left( 2\sqrt{\alpha\beta\sqrt{H_a}} \right) dH_a \quad (3.43.)$$

Εκφράζοντας την συνάρτηση  $K_\nu(\cdot)$  με την βοήθεια της γενικευμένης συνάρτησης Meijer, δηλαδή  $K_\nu(x) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left[ \frac{x^2}{4} \middle| \frac{\nu}{2}, -\frac{\nu}{2} \right]$  ([72], σχέση 14), το παραπάνω ολοκλήρωμα καταλήγει στην παρακάτω μορφή:

$$f_z(z) = \frac{\gamma^2 (\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{2A_0 \gamma^2 \Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} z^{\frac{\gamma^2-2}{2}} \times \int_{z/A_0^2}^{\infty} \frac{1}{2} H_a^{\frac{\alpha+\beta-\gamma^2}{4}-1} G_{0,2}^{2,0} \left[ \alpha\beta (H_a)^{1/2} \middle| \frac{\alpha-\beta}{2}, \frac{\beta-\alpha}{2} \right] dH_a \quad (3.44.)$$

Κάνοντας χρήση των ιδιοτήτων ([71], σχέση (07.34.21.0085.01)) και ([61], σχέση 9.31.5), καταλήγουμε στην τελική μορφή της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας:

$$f_z(z) = \frac{\gamma^2 2^{\alpha+\beta}}{8\pi \Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} z^{-1} G_{1,5}^{5,0} \left[ \left( \frac{\alpha\beta}{4A_0} \right)^2 z \middle| \frac{\gamma^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{\beta}{2}, \frac{\beta+1}{2} \right] \quad (3.45.)$$

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της  $w = zu$  μπορεί να προκύψει σε κλειστή μορφή κάνοντας χρήση του γνωστού κανόνα που ισχύει για το γινόμενο δυο ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών ως εξής:

$$f_w(w) = \int_0^{\infty} z^{-1} \frac{1}{\alpha_1^2 \Gamma(\beta_1 + 1)} \left( \frac{w}{2\alpha_1^2 z} \right)^{\frac{\beta_1}{2}} K_{\beta_1} \left( \sqrt{\frac{2w}{\alpha_1^2 z}} \right) \frac{\gamma^2 2^{\alpha+\beta}}{8\pi \Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} z^{-1} \times G_{1,5}^{5,0} \left[ \left( \frac{\alpha\beta}{4A_0} \right)^2 z \middle| \frac{\gamma^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{\beta}{2}, \frac{\beta+1}{2} \right] dz \quad (3.46.)$$

Εκφράζοντας την συνάρτηση  $K_\nu(\cdot)$  με την βοήθεια της γενικευμένης συνάρτησης Meijer, και κάνοντας χρήση των ιδιοτήτων ([61], σχέσεις 9.31.5 και 9.31.2), το παραπάνω ολοκλήρωμα καταλήγει στην παρακάτω μορφή:

$$f_w(w) = b_4 \gamma^2 \int_0^{\infty} z^{-2} G_{2,0}^{0,2} \left[ \frac{2\alpha_1^2}{w} z \middle| 1 - \beta_1, 1 \right] \times G_{1,5}^{5,0} \left[ \left( \frac{\alpha\beta}{4A_0} \right)^2 z \middle| \frac{\gamma^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{\beta}{2}, \frac{\beta+1}{2} \right] dz \quad (3.47.)$$

όπου  $b_4 = 2^{\alpha+\beta} / (16\pi \alpha_1^2 \Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)\Gamma(\beta_1 + 1))$ .

Τέλος χρησιμοποιώντας την ιδιότητα ([71], σχέση (07.34.21.0011.01)), προκύπτει η τελική μορφή της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας  $f_w(w)$ :

$$f_w(w) = b_4 \left( \frac{\alpha\beta\gamma}{4A_0} \right)^2 \times G_{7,1}^{0,7} \left[ \frac{2\alpha_1^2}{w} \left( \frac{4A_0}{\alpha\beta} \right)^2 \middle| 1 - \beta_1, 1, 2 - \frac{\gamma^2}{2}, 2 - \frac{\alpha-3}{2}, 2 - \frac{\alpha}{2}, 2 - \frac{\beta-3}{2}, 2 - \frac{\beta}{2} \right] \quad (3.48.)$$

Η αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (cdf)  $F_w(w)$ , προκύπτει με ολοκλήρωση της  $f_w(w)$  από 0 έως  $w$ , και με τη βοήθεια των ιδιοτήτων ([61], σχέση 9.31.2) και ([71], σχέση (07.34.21.0084.01)) καταλήγει στην τελική μορφή:

$$F_w(w) = b_4 \left( \frac{\alpha\beta\gamma}{4A_0} \right)^2 w \times G_{2,8}^{7,1} \left[ \frac{1}{2\alpha_1^2} \left( \frac{\alpha\beta}{4A_0} \right)^2 w \middle| \begin{matrix} 0, \frac{\gamma^2}{2} \\ \beta_1, 0, \frac{\gamma^2}{2} - 1, \frac{\alpha}{2} - 1, \frac{\alpha}{2} - 1, \frac{\beta}{2}, \frac{\beta}{2} - 1, \frac{\beta}{2}, \frac{1}{2} - 1 \end{matrix} \right] \quad (3.49.)$$

### 3.2.4 Πιθανότητα Διακοπής

Με βάση τον ορισμό της πιθανότητας διακοπής ως την πιθανότητα η λαμβανόμενη ισχύς να είναι μικρότερη από το ελάχιστο απαιτούμενο επίπεδο ισχύος [42], η πιθανότητα διακοπής ανά υποφέρουσα  $P_{min,sub}$  σε μια δεδομένη απόσταση  $d_{RF}$  για το υπό εξέταση σύστημα ορίζεται ως εξής:

$$P_{outage,sub} = \Pr(P_{R-RF,sub}(d_{RF}) < P_{min,sub}) \quad (3.50.)$$

Η παραπάνω σχέση με τη βοήθεια της σχέσης (3.32) μπορεί να εκφραστεί ως:

$$P_{outage,sub} = \Pr(w < \frac{P_{min,sub}}{b_3}) \quad (3.51.)$$

και κάνοντας χρήση της αθροιστικής συνάρτησης κατανομής (cdf) της τυχαίας μεταβλητής  $w$ , προκύπτει η παρακάτω σχέση:

$$P_{outage,sub} = F_w\left(\frac{P_{min,sub}}{b_3}\right) \quad (3.52.)$$

Στη συνέχεια, καθορίζεται το ελάχιστο απαιτούμενο επίπεδο ισχύος  $P_{min,sub}$ , με βάση το πρότυπο WiMAX και την επιλογή των παραμέτρων του υπό εξέταση συστήματος. Για παράδειγμα, θεωρώντας M-QAM διαμόρφωση για την κάθε υποφέρουσα εύκολα προκύπτει ότι το ανώτερο επίπεδο της μέσης πιθανότητας σφάλματος συμβόλου της κάθε υποφέρουσας δίνεται από την παρακάτω σχέση ([42], σχέση 6.25):

$$SER_{sub} \leq 4Q\left(\sqrt{\frac{3\bar{\gamma}_s}{M-1}}\right) \quad (3.53.)$$

όπου  $Q(x)$  η συνάρτηση σφάλματος που ορίζεται ως  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-\frac{t^2}{2}) dt$  και σχετίζεται με την συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος  $erfc(\cdot)$  μέσω της σχέσης  $erfc(x) = 2Q(\sqrt{2}x)$  και  $\bar{\gamma}_s$  η μέση τιμή του πηλίκου σήματος προς θόρυβο ανά σύμβολο το οποίο δίνεται από την παρακάτω σχέση [55]:

$$\bar{\gamma}_s = \frac{\bar{P}_s T_s}{N_{RF} + N_o} \quad (3.54.)$$

όπου  $\bar{P}_s$  η μέση ισχύς του σήματος ανά σύμβολο,  $T_s$  η χρονική διάρκεια του συμβόλου,  $N_{RF}$  η πυκνότητα ισχύος του θορύβου που οφείλεται στον RF δέκτη του χρήστη, και  $N_o$  η πυκνότητα ισχύος του θορύβου στον οπτικό δέκτη του σταθμού βάσης. Στις περισσότερες περιπτώσεις το  $N_o$ , είναι αμελητέο σε σύγκριση με το  $N_{RF}$  [55].

Επομένως η ελάχιστη ισχύς που απαιτείται για κάθε υποφέρουσα για μια συγκεκριμένη ποιότητα υπηρεσίας ( $SE_{R_{sub}}$ ) πρέπει να είναι ίση με τη μέση ισχύ του σήματος ανά σύμβολο, δηλ.  $P_{min,sub} = \bar{P}_s$ .

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (3.53) και (3.54) η ελάχιστη απαιτούμενη ισχύς ανά υποφέρουσα  $P_{min,sub}$  μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει του ρυθμού σφάλματος ανά σύμβολο  $SE_{R_{sub}}$ , ως εξής:

$$P_{min,sub} \leq \frac{2(N_{RF} + N_O)(M - 1)(\text{erfc}^{-1}(\frac{SE_{R_{sub}}}{2}))^2}{3T_s} \quad (3.55.)$$

Τέλος με χρήση της σχέσης (3.52), η πιθανότητα διακοπής του συστήματος ανά υποφέρουσα δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_{outage,sub} \leq F_w\left(\frac{2(N_{RF} + N_O)(M - 1)\left(\text{erfc}^{-1}\left(\frac{SE_{R_{sub}}}{2}\right)\right)^2}{3T_s b_3}\right) \quad (3.56.)$$

Τέλος, η συνολική μέση πιθανότητα διακοπής του συστήματος  $P_{outage}$  μπορεί να υπολογιστεί ως ο μέσος όρος της πιθανότητας διακοπής όλων των υποφερουσών [54]:

$$P_{outage} = \frac{1}{N_{sub}} \sum_{n=0}^{N_{sub}-1} P_{outage,sub} \quad (3.57.)$$

### 3.2.5 Μέση Πιθανότητα Σφάλματος

Η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ανά υποφέρουσα, με βάση την προσέγγιση της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας  $f_{\gamma_s}(\gamma_s)$  του στιγμιαίου λόγου σήματος προς θόρυβο ([42], σχέση 6.50) υπολογίζεται με βάση το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$\overline{SE_{R_{sub}}} = \int_0^{\infty} SE_{R_{sub}}(\gamma_s) f_{\gamma_s}(\gamma_s) d\gamma_s \quad (3.58.)$$

Κάνοντας χρήση των σχέσεων (3.54), (3.32) και θεωρώντας στιγμιαίες τιμές, προκύπτει ότι ο στιγμιαίος λόγος σήματος προς θόρυβο είναι:

$$\gamma_s = \frac{b_3 w T_s}{N_{RF} + N_O} = b_5 w \quad (3.59.)$$

όπου  $b_5 = b_3 T_s / (N_{RF} + N_O)$ .

Από την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του στιγμιαίου λόγου σήματος προς θόρυβο  $f_{\gamma_s}(\gamma_s)$  δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$f_{\gamma_s}(\gamma_s) = \frac{1}{b_5} f_w\left(\frac{\gamma_s}{b_5}\right) \quad (3.60.)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (3.60) και (3.53) στην σχέση (3.58), και μετά από μερικές μαθηματικές πράξεις προκύπτει η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ανά υποφέρουσα στην παρακάτω κλειστή μορφή:



$$\overline{SER}_{sub} \leq \frac{4(M-1)b_4}{3\sqrt{\pi}b_5} \left(\frac{\alpha\beta\gamma}{4A_0}\right)^2 \times G_{3,8}^{7,2} \left[ \frac{(M-1)}{3b_5\alpha_1^2} \left(\frac{\alpha\beta}{4A_0}\right)^2 \middle| \begin{matrix} 0, -\frac{1}{2}, \frac{\gamma^2}{2} \\ \beta_1, 0, \frac{\gamma^2}{2} - 1, \frac{\alpha}{2} - 1, \frac{\alpha}{2} - 1, \frac{\beta}{2}, \frac{1}{2} - 1, \frac{\beta}{2}, \frac{1}{2} - 1 \end{matrix} \right] \quad (3.61.)$$

Τέλος, η συνολική μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου  $\overline{SER}$  μπορεί να υπολογιστεί

$$\text{ως: } P_{outage} = 1/N_{sub} \sum_{n=0}^{N_{sub}-1} P_{outage,sub}$$

### 3.3 Αριθμητικά αποτελέσματα

#### 3.3.1 Σενάριο Ασθενών Ατμοσφαιρικών αναταράξεων

Για να εξεταστεί η σκοπιμότητα της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής μεταφοράς WiMAX κίνησης μέσω FSO ζεύξης, αξιολογούμε τις επιδόσεις του παραπάνω συστήματος, χρησιμοποιώντας ένα σύνολο πρακτικών παραμέτρων [55], [59] που παρουσιάζονται συνοπτικά στον Πίνακα 4.

Πίνακας 4: Παράμετροι μοντέλου συστήματος

Παράμετρος	Τιμή
Σύνθετος δείκτης διάθλασης της ατμόσφαιρας $C_n^2$	$10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$
Απόσταση μεταξύ οπτικού πομπού και δέκτη $d_o$	1 km
Απόσταση μεταξύ RF πομπού και δέκτη $d_{RF}$	1 km
RF απόσταση αναφοράς $d_{RFO}$	100 m
Σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των RF κεραιών πομπού και δέκτη $\sqrt{G_l}$	44.7 dB
Απολαβή τηλεσκοπίου του οπτικού δέκτη $G_{R-O}$	112 dB
Απολαβή τηλεσκοπίου του οπτικού πομπού $G_{R-T}$	72 dB
Λόγος της RF ισχύος προς το τετράγωνο της οπτικής ισχύος $K_{O-RF}$	110 dB
Μέγεθος αστερισμού $M$	64
Αριθμός υποφερουσών ανά κανάλι $N_{sub}$	1024
Πυκνότητα ισχύος θορύβου στον οπτικό δέκτη $N_o$	$10^{-22} \text{ W/Hz}$
Πυκνότητα ισχύος θορύβου στον RF δέκτη $N_{RF}$	$5 \cdot 10^{-19} \text{ W/Hz}$
Απόδοση του οπτικού δέκτη $n_R$	0.9
Απόδοση του οπτικού πομπού $n_T$	0.9
Εκπεμπόμενη οπτική ισχύς $P_{T-O}$	40 mW (16 dBm)

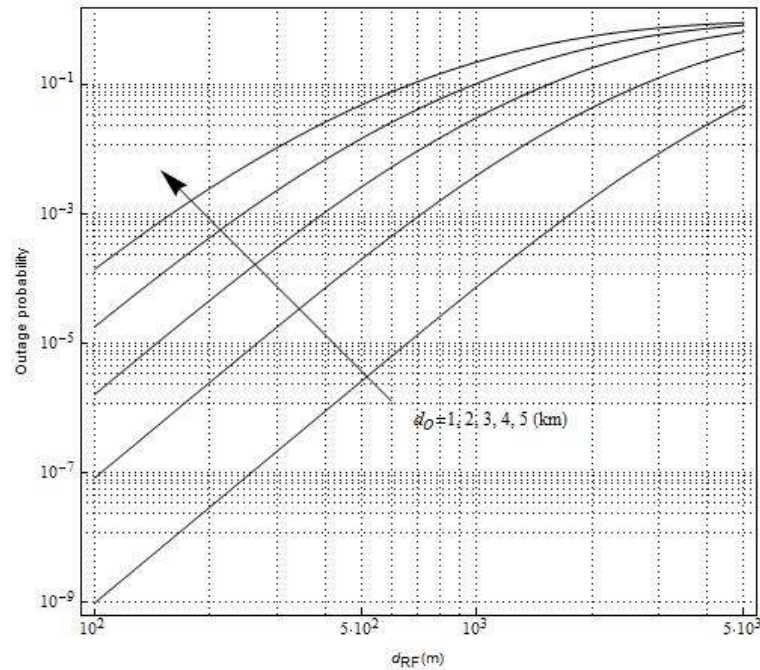
Πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ανά υποφέρουσα $SE_{R_{sub}}$	$10^{-6}$
Χρονική διάρκεια συμβόλου $T_s$	$0.1024 \cdot 10^{-6}$ sec
Ορατότητα $V$	10 km
Μήκος κύματος οπτικής ακτινοβολίας $\lambda_o$	$1.55 \cdot 10^{-6}$ m
RF μήκος κύματος $\lambda_{RF}$	$8.57 \cdot 10^{-2}$ m
Ακτίνα τηλεσκοπίου οπτικού δέκτη $r$	0.1 m
Τυπική απόκλιση σκίασης $\sigma_\xi$	8 dB
Τυπική απόκλιση σφάλματος ευθυγράμμισης $\sigma_s$	0.3 m
Διακύμανση γρήγορων διαλείψεων $\sigma_\psi^2$	1
RF παράγοντας απωλειών διαδρομής $\nu$	3.5
Ακτίνα υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης στο $1/e^2$ σε απόσταση 1 km $w_{d_o}$	2 m

Αρχικά διερευνάται η επίδραση της απόστασης μεταξύ οπτικού πομπού και δέκτη  $d_o$ , καθώς και η επίδραση της απόστασης μεταξύ RF πομπού και δέκτη  $d_{RF}$  στην πιθανότητα διακοπής. Για το σκοπό αυτό, το Σχήμα 12 απεικονίζει την πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και του ασύρματου χρήστη για διάφορες τυπικές τιμές της απόστασης της οπτικής ζεύξης, δηλαδή από 1 έως 5 km. Επίσης λαμβάνεται υπόψη, μια χαρακτηριστική εμβέλεια  $d_{RF}$  αποστάσεων 100m έως 5 km, η οποία αντιπροσωπεύει μια συμβατική περιοχή μιας WiMAX κυψέλης. Μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί, ότι για μία δεδομένη απόσταση της οπτικής ζεύξης, η αύξηση της απόστασης μεταξύ RF πομπού και δέκτη αυξάνει την πιθανότητα διακοπής του συστήματος. Επιπλέον, για μια δεδομένη απόσταση μεταξύ RF πομπού και δέκτη η αύξηση της απόστασης της οπτικής ζεύξης χειροτερεύει την απόδοση. Αυτό μπορεί να δικαιολογηθεί ως ακολούθως. Καθώς η απόσταση της οπτικής ζεύξης  $d_o$  αυξάνεται, αυξάνονται οι ατμοσφαιρικές αναταράξεις λόγω της αύξησης της Rytov διακύμανσης (σχέση 3.5). Επιπλέον με την αύξηση του  $d_o$ , αυξάνονται και οι ατμοσφαιρικές απώλειες (σχέση 3.2). Δηλαδή, καθώς αυξάνονται τόσο οι απώλειες διαδρομής όσο και οι ατμοσφαιρικές αναταράξεις, αυξάνεται και η πιθανότητα διακοπής του συστήματος.

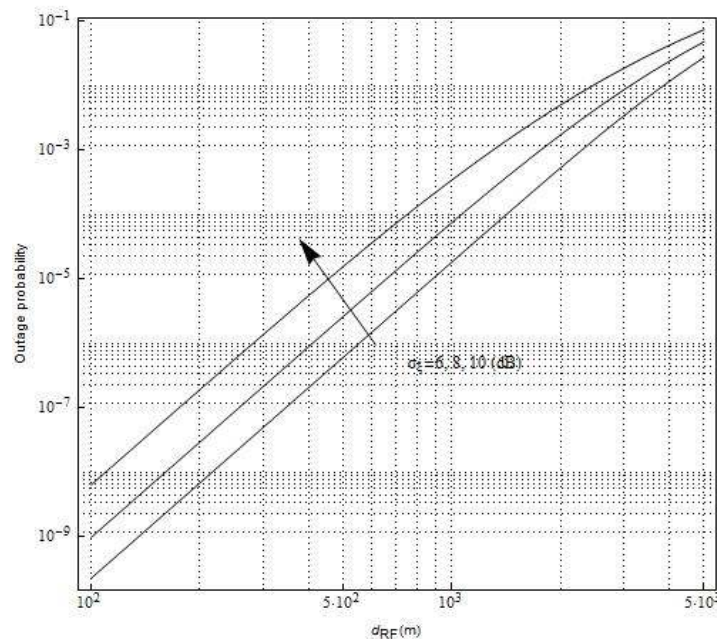
Στη συνέχεια, παρατίθεται ένα γράφημα που δείχνει την επίδραση του φαινομένου της σκίασης. Και πάλι απεικονίζεται η πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης  $d_{RF}$ . Οι τρεις καμπύλες αντιπροσωπεύουν τρεις διαφορετικές τιμές τυπικής απόκλισης της σκίασης που ακολουθεί Lognormal κατανομή, δηλαδή  $\sigma_\xi = 6, 8, 10$  dB. Στο Σχήμα 13, μπορεί να παρατηρηθεί ότι ο αντίκτυπος της σκίασης στην απόδοση του συστήματος είναι αρκετά σημαντικός. Η αύξηση του επιπέδου της σκίασης, οδηγεί σε σημαντική αύξηση της πιθανότητας διακοπής του συστήματος.

Επίσης για την καλύτερη κατανόηση των επιπτώσεων της ακτίνας υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης στο επίπεδο του δέκτη καθώς και του σφάλματος ευθυγράμμισης στην πιθανότητα διακοπής του συστήματος, παρατίθεται ένα τρισδιάστατο σχήμα της

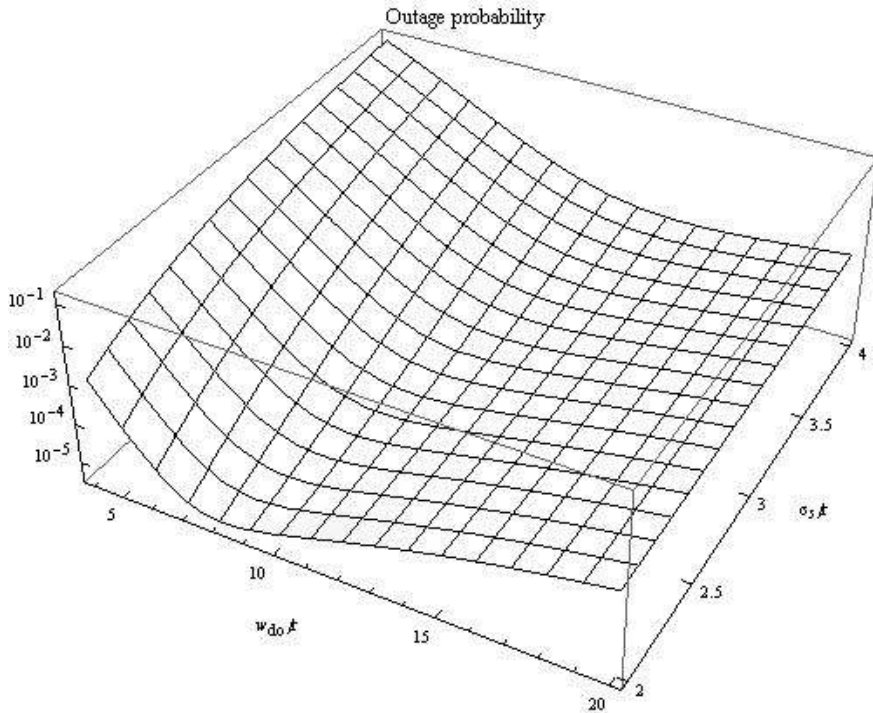
πιθανότητας διακοπής συναρτήσει της κανονικοποιημένης ακτίνας υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης  $w_{d_o}/r$ , και της κανονικοποιημένης τυπικής απόκλισης του σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s/r$ . Από το Σχήμα 14 παρατηρούμε ότι υπάρχει μια συγκεκριμένη τιμή του  $w_{d_o}/r$ , στην οποία ελαχιστοποιείται η πιθανότητα διακοπής για μια δεδομένη τιμή  $\sigma_s/r$ . Δεδομένου ότι η αποδοτική λειτουργία μιας FSO ζεύξης απαιτεί πομπούς με ακριβή έλεγχο του εύρους δέσμης τους, η απαιτούμενη πιθανότητα διακοπής μπορεί να επιτευχθεί με την επιλογή μιας βέλτιστης τιμής εύρους δέσμης, η οποία μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας μεθόδους βελτιστοποίησης [73].



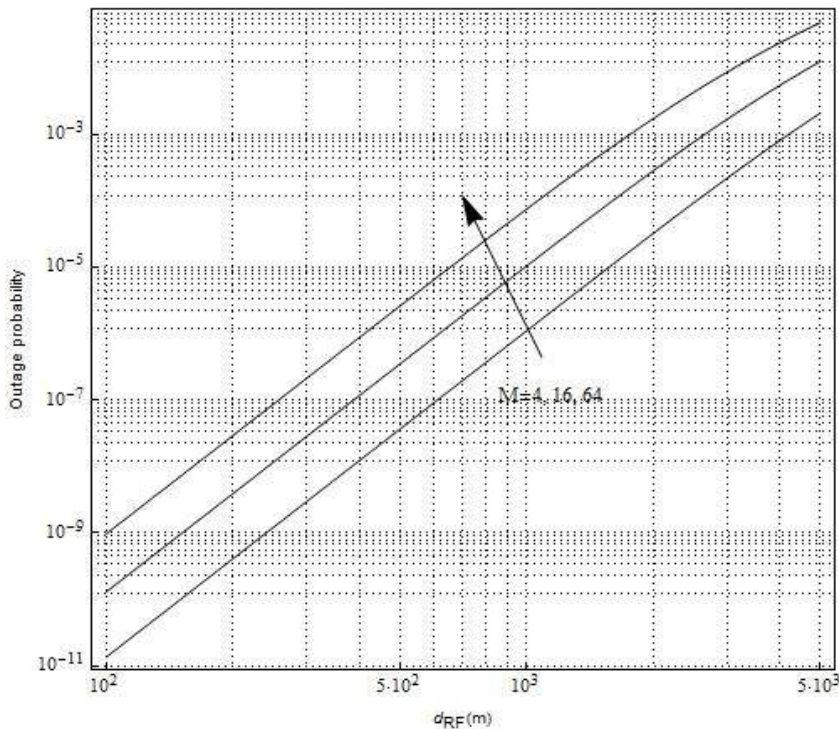
Σχήμα 12: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη  $d_{RF}$  για διάφορες τυπικές τιμές αποστάσεων ασύρματης οπτικής ζεύξης  $d_o$ .



Σχήμα 13: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη  $d_{RF}$  για διάφορες τιμές τυπικής απόκλισης της σκίασης  $\sigma_s$ .



Σχήμα 14: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της κανονικοποιημένης ακτίνας υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης  $w_{d0}/r$  και της κανονικοποιημένης τυπικής απόκλισης σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s/r$ .



Σχήμα 15: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη  $d_{RF}$  για διάφορες τιμές του μεγέθους αστερισμού  $M$  της M-QAM διαμόρφωσης.

Τέλος, στο Σχήμα 15 απεικονίζεται η επίδραση του μεγέθους αστερισμού  $M$  της M-QAM διαμόρφωσης, στην πιθανότητα διακοπής του συστήματος. Είναι σαφές ότι καθώς το μέγεθος του αστερισμού αυξάνεται, οι απαιτήσεις όσον αφορά την ισχύ του σήματος, είναι υψηλότερες. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η εκπεμπόμενη ισχύς είναι σταθερή, είναι

προφανές ότι η πιθανότητα διακοπής αυξάνεται καθώς αυξάνεται το μέγεθος αστερισμού  $M$ .

### 3.3.2 Σενάριο Μεγάλου Εύρους Έντασης Ατμοσφαιρικών αναταράξεων

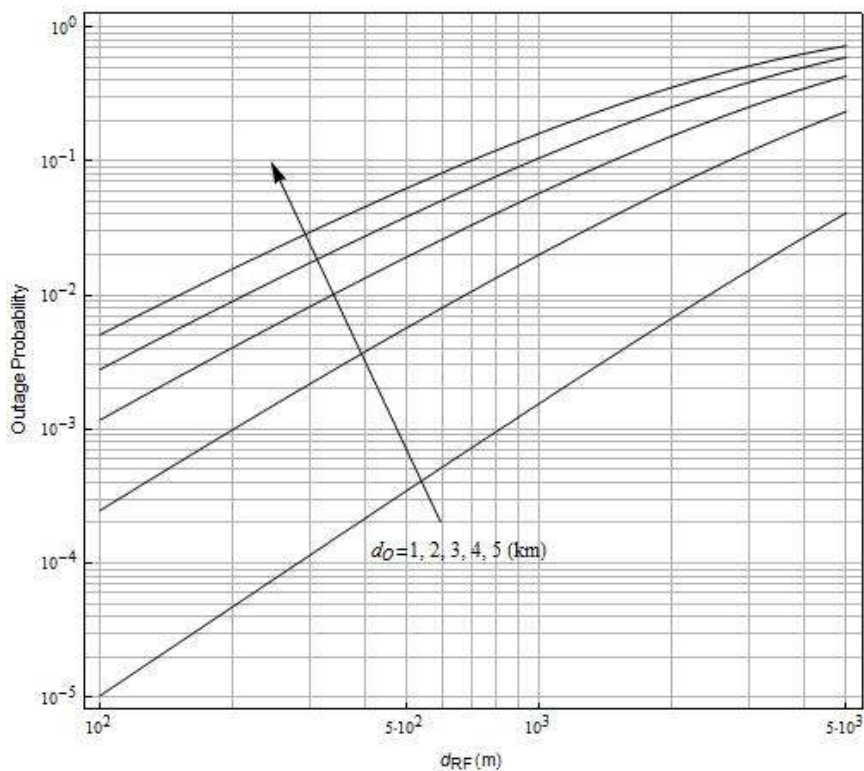
Για την αξιολόγηση των επιδόσεων του παραπάνω συστήματος θεωρώντας ένα μεγαλύτερο εύρος έντασης ατμοσφαιρικών αναταράξεων, χρησιμοποιούμε ένα σύνολο πρακτικών παραμέτρων που παρουσιάζεται στον Πίνακα 5 [55], [59], [66].

Πίνακας 5: Παράμετροι μοντέλου συστήματος

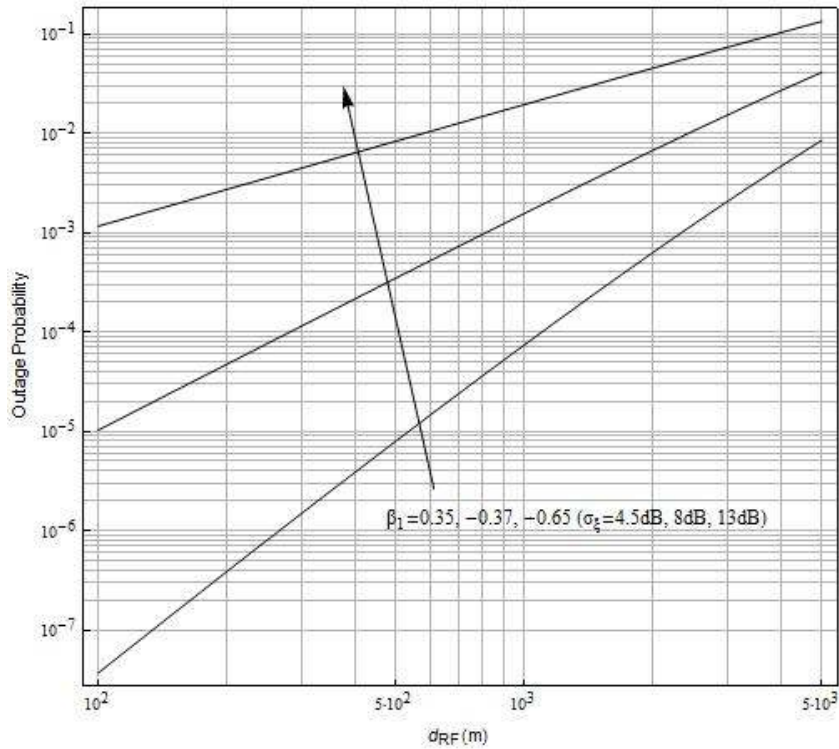
Παράμετρος	Τιμή
Σύνθετος δείκτης διάθλασης της ατμόσφαιρας $C_n^2$	$5 \cdot 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$
Απόσταση μεταξύ οπτικού πομπού και δέκτη $d_o$	1 km
Απόσταση μεταξύ RF πομπού και δέκτη $d_{RF}$	1 km
RF απόσταση αναφοράς $d_{RFO}$	100 m
Σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των RF κεραιών πομπού και δέκτη $\sqrt{G_l}$	44.7 dB
Απολαβή τηλεσκοπίου του οπτικού δέκτη $G_{R-o}$	112 dB
Απολαβή τηλεσκοπίου του οπτικού πομπού $G_{T-o}$	72 dB
Λόγος της RF ισχύος προς το τετράγωνο της οπτικής ισχύος $K_{O-RF}$	110 dB
Μέγεθος αστερισμού $M$	64
Αριθμός υποφερουσών ανά κανάλι $N_{sub}$	1024
Πυκνότητα ισχύος θορύβου στον οπτικό δέκτη $N_o$	$10^{-22} \text{ W/Hz}$
Πυκνότητα ισχύος θορύβου στον RF δέκτη $N_{RF}$	$5 \cdot 10^{-19} \text{ W/Hz}$
Απόδοση του οπτικού δέκτη $n_R$	0.9
Απόδοση του οπτικού πομπού $n_T$	0.9
Εκπεμπόμενη οπτική ισχύς $P_{T-o}$	100 mW (20 dBm)
Πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ανά υποφέρουσα $SE_{R_{sub}}$	$10^{-6}$
Χρονική διάρκεια του συμβόλου $T_s$	$0.1024 \cdot 10^{-6} \text{ sec}$
Ορατότητα $V$	10 km
Μήκος κύματος οπτικής ακτινοβολίας $\lambda_o$	$1.55 \cdot 10^{-6} \text{ m}$

RF μήκος κύματος $\lambda_{RF}$	$8.57 \cdot 10^{-2}$ m
Ακτίνα τηλεσκοπίου οπτικού δέκτη $r$	0.1 m
Τυπική απόκλιση σφάλματος ευθυγράμμισης $\sigma_s$	0.2 m
Παράμετρος κλίμακας του σύνθετου φαινομένου σκίασης/γρήγορων διαλείψεων $\alpha_1$	1
Παράμετρος διαλείψεων του σύνθετου φαινομένου σκίασης/γρήγορων διαλείψεων $\beta_1$	-0.37
RF παράγοντας απωλειών διαδρομής $\nu$	3.5
Ακτίνα υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης στο $1/e^2$ σε απόσταση 1 km $w_{d_0}$	0.6 m

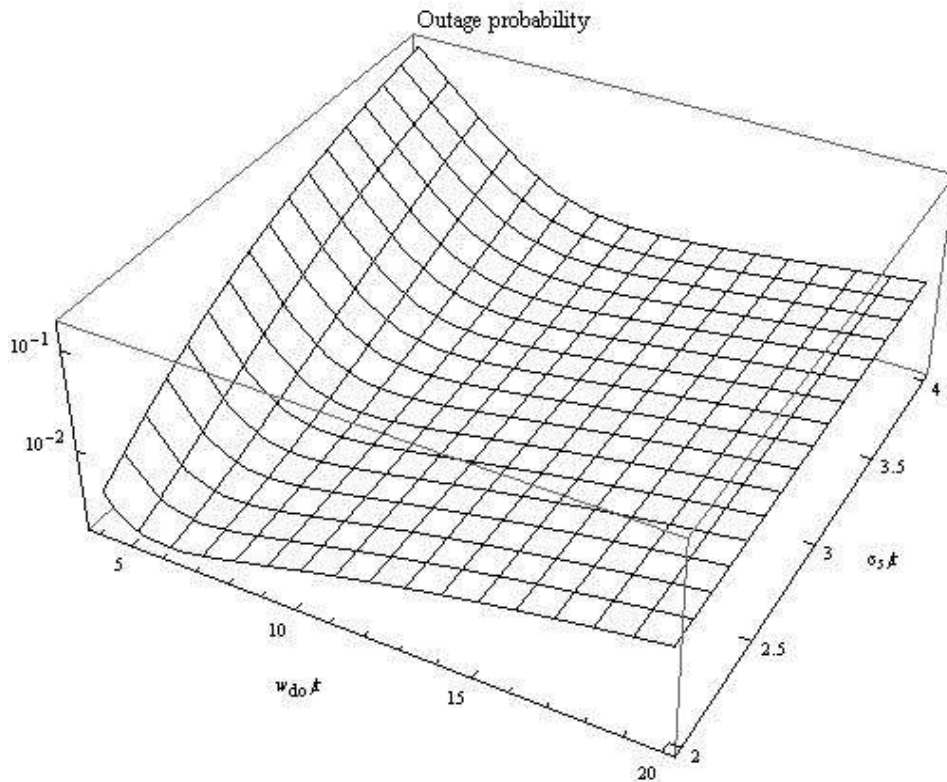
Αρχικά διερευνάται η επίδραση της απόστασης μεταξύ οπτικού πομπού και δέκτη  $d_0$ , καθώς και η επίδραση της απόστασης μεταξύ RF πομπού και δέκτη στην πιθανότητα διακοπής του συστήματος. Για το σκοπό αυτό, στο Σχήμα 16 απεικονίζεται η πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης  $d_{RF}$  για διάφορες τιμές της απόστασης της οπτικής ζεύξης  $d_0$ . Παρατηρούμε ότι όπως και στην περίπτωση του σεναρίου των ασθενών ατμοσφαιρικών αναταράξεων, η αύξηση της απόστασης τόσο της οπτικής όσο και της RF ζεύξης οδηγεί σε σημαντική υποβάθμιση της απόδοσης του συστήματος.



Σχήμα 16: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη  $d_{RF}$  για διάφορες τυπικές τιμές αποστάσεων ασύρματης οπτικής ζεύξης  $d_0$ .



Σχήμα 17: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και δέκτη  $d_{RF}$  για διάφορες τιμές της παραμέτρου διαλείψεων του σύνθετου φαινομένου σκίασης/γρήγορων διαλείψεων  $\beta_1$

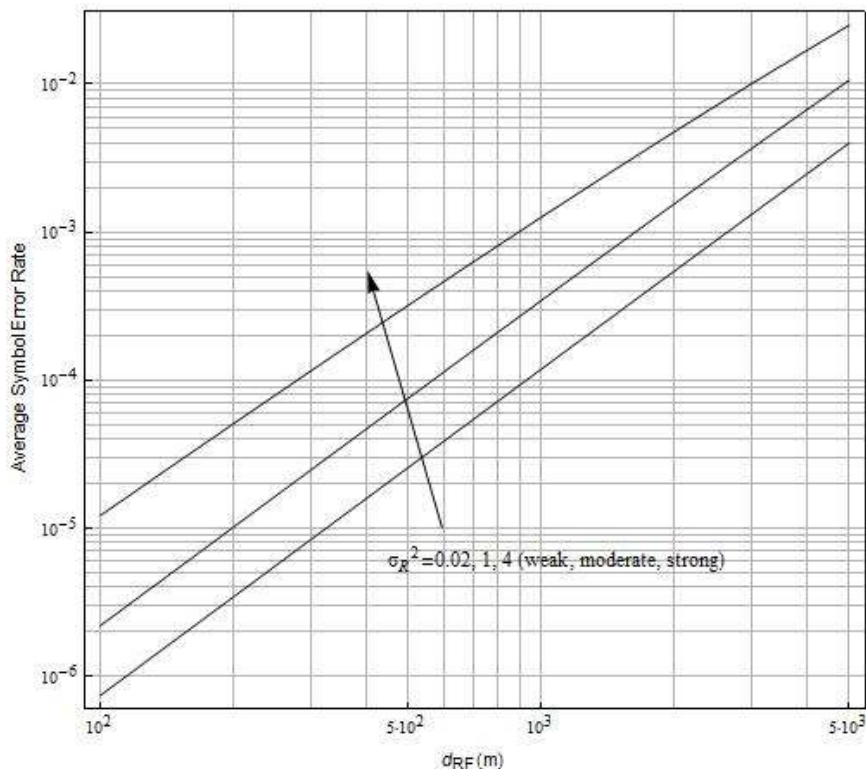


Σχήμα 18: Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της κανονικοποιημένης ακτίνας υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης  $w_{d_0}/r$  και της κανονικοποιημένης τυπικής απόκλισης του σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s/r$

Στη συνέχεια, παρατίθεται ένα γράφημα (Σχήμα 17) που δείχνει την επίδραση της παραμέτρου διαλείψεων του σύνθετου φαινομένου σκίασης/γρήγορων διαλείψεων  $\beta_1$ , έχοντας μοντελοποιήσει το σύνθετο μοντέλο σκίασης/γρήγορων διαλείψεων με  $K$  κατανομή. Και πάλι απεικονίζεται η πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης  $d_{RF}$ . Οι τρεις καμπύλες αντιπροσωπεύουν τρεις διαφορετικές τιμές της παραμέτρου  $\beta_1 = 0.35, -0.37, -0.65$  (οι τιμές αυτές αντιστοιχούν σε τιμές τυπικής απόκλισης σκίασης του μοντέλου Lognormal/Rayleigh,  $\sigma_\xi = 4.5, 8, 13$  dB). Από το Σχήμα 17, μπορεί να παρατηρηθεί ο πολύ σημαντικός αντίκτυπος της σκίασης στην απόδοση του συστήματος.

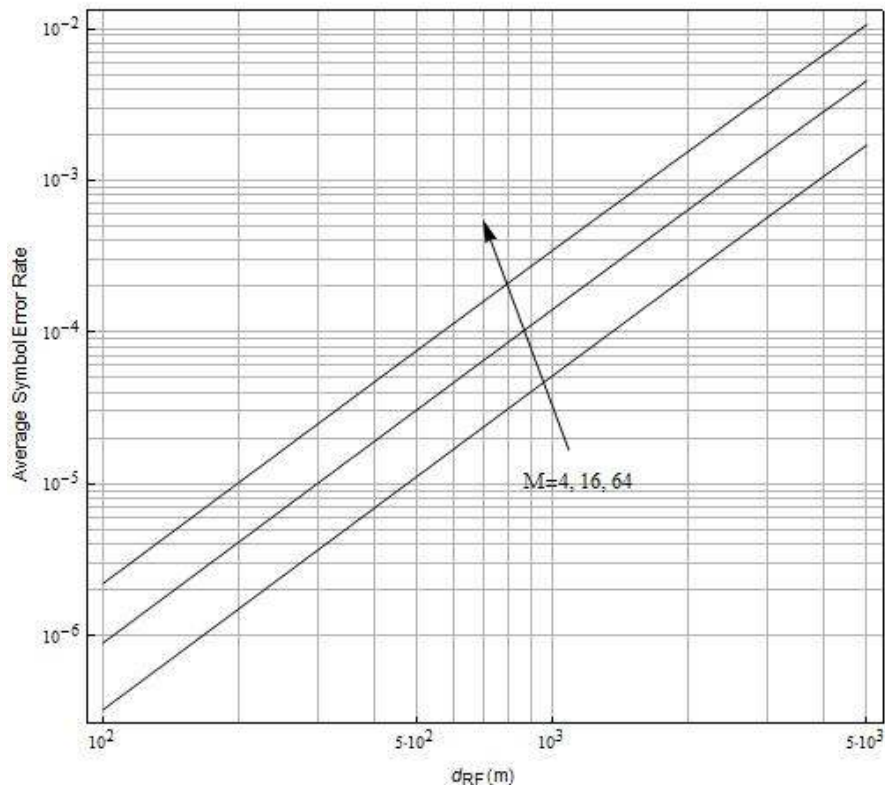
Στο Σχήμα 18 απεικονίζεται η πιθανότητα διακοπής του συστήματος συναρτήσει της κανονικοποιημένης ακτίνας υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης και της τυπικής απόκλισης του σφάλματος ευθυγράμμισης. Εύκολα παρατηρείται ότι η επιλογή της κατάλληλης τιμής της κανονικοποιημένης ακτίνας, μπορεί να οδηγήσει στη βέλτιστη πιθανότητα διακοπής του συστήματος.

Στη συνέχεια, παρατίθεται ένα γράφημα που δείχνει την επίδραση της Rytov διακύμανσης  $\sigma_R^2$ , η οποία χρησιμοποιείται ως μέτρο της έντασης των ατμοσφαιρικών αναταράξεων, στην μέση πιθανότητα σφάλματος. Οι τρεις καμπύλες στο Σχήμα 19 αντιπροσωπεύουν τρεις διαφορετικές τιμές του  $\sigma_R^2 = 0.02, 1, 4$ , οι οποίες αντιπροσωπεύουν τις ασθενείς, μέτριες και ισχυρές ατμοσφαιρικές αναταράξεις αντίστοιχα. Εύκολα συμπεραίνεται ότι η αύξηση του επιπέδου των αναταράξεων προκαλεί σοβαρή επιδείνωση στη μέση πιθανότητα σφάλματος του συστήματος.



Σχήμα 19: Μέση πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και χρήστη  $d_{RF}$  για διάφορες τιμές της Rytov διακύμανσης  $\sigma_R^2$ .





**Σχήμα 20:** Μέση πιθανότητα σφάλματος συναρτήσει της απόστασης μεταξύ του RF πομπού και χρήστη  $d_{RF}$  για διάφορες τιμές του μεγέθους αστερισμού  $M$  της M-QAM διαμόρφωσης.

Τέλος, στο Σχήμα 20 απεικονίζεται η επίδραση του μεγέθους αστερισμού  $M$  της M-QAM διαμόρφωσης, στη μέση πιθανότητα σφάλματος του συστήματος. Είναι σαφές ότι καθώς το μέγεθος του αστερισμού αυξάνεται, οι απαιτήσεις όσον αφορά την ισχύ του σήματος είναι υψηλότερες. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η εκπεμπόμενη ισχύς είναι σταθερή, είναι προφανές ότι η μέση πιθανότητα σφάλματος αυξάνεται καθώς αυξάνεται το μέγεθος αστερισμού  $M$ .

### 3.4 Συμπεράσματα

Στην παρούσα ενότητα διερευνήθηκε μια απλή αλλά επαρκής αρχιτεκτονική για μετάδοση WiMAX κίνησης μέσω επίγειας ασύρματης οπτικής ζεύξης. Στο μοντέλο καναλιού που χρησιμοποιήθηκε ελήφθησαν υπόψη παράμετροι που χρησιμοποιούνται στην πράξη, τόσο για μια ασύρματη οπτική ζεύξη, όσο και για ένα RF σύστημα τύπου WiMAX. Συγκεκριμένα, μελετήθηκαν μερικά από τα πιο κρίσιμα προβλήματα τόσο του οπτικού καναλιού, όπως η απώλεια διαδρομής, οι ατμοσφαιρικές αναταράξεις, τα σφάλματα ευθυγράμμισης, όσο και του RF καναλιού, όπως η απώλεια διαδρομής, η σκίαση, οι γρήγορες διαλείψεις, και εξάχθηκε σε κλειστή μορφή η πιθανότητα διακοπής του συστήματος καθώς και η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου.

Τα αποτελέσματα της αξιολόγησης της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής με βάση ένα σύνολο ρεαλιστικών παραμέτρων, οδηγούν στο συμπέρασμα ότι μπορεί να αποτελέσει μια αποτελεσματική εναλλακτική τεχνολογία μεταφοράς ευρυζωνικής κίνησης, ιδιαίτερα στην περίπτωση κατά την οποία δεν είναι δυνατή η ανάπτυξη δικτύου οπτικών ινών.



## 4. ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕΣΩ FSO ΠΟΛΥΑΛΜΑΤΙΚΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ ΕΝΑΕΡΙΩΝ ΠΛΑΤΦΟΡΜΩΝ ΜΕΓΑΛΟΥ ΥΨΟΥΣ

### 4.1 Εισαγωγή

Η μεταφορά ασύρματων ευρυζωνικών υπηρεσιών σε εξαιρετικά μακρινές αποστάσεις πραγματοποιείται είτε με επίγεια δίκτυα, είτε με δορυφορικές επικοινωνίες. Τα επίγεια δίκτυα ωστόσο απαιτούν, μεγάλο κόστος εγκατάστασης και συντήρησης ενώ από την άλλη πλευρά οι δορυφορικές επικοινωνίες υποφέρουν από εξαιρετικά υψηλές απαιτήσεις ισχύος. Μια πολλά υποσχόμενη εναλλακτική λύση είναι η χρήση ενός δικτύου που αποτελείται από εναέριες πλατφόρμες μεγάλου ύψους (HAPs).

Η αυξανόμενη ζήτηση για παροχή υψηλού ρυθμού υπηρεσιών επέσπευσε την ανάγκη για την ανάπτυξη νέων τρόπων μετάδοσης δεδομένων. Για το σκοπό αυτό, οι οπτικές επικοινωνίες άρχισαν να προσελκύουν μεγάλη προσοχή, δεδομένου ότι παρέχουν ένα σύνολο από αξιοσημείωτα πλεονεκτήματα σε σχέση με τις μικροκυματικές επικοινωνίες, συμπεριλαμβανομένων μεταξύ άλλων, το υψηλό εύρος ζώνης, το εγγενές στενό εύρος δέσμης, το απόρρητο της επικοινωνίας, το μικρό μέγεθος και βάρος εξοπλισμού, καθώς και τους ελάχιστους κανονιστικούς περιορισμούς για τη χρήση του φάσματος συχνοτήτων [60].

Αυτά τα εγγενή χαρακτηριστικά οδήγησαν στην ανάπτυξη πλήρως λειτουργικών οπτικών τεχνολογιών για ευρεία χρήση σε επίγειες και διαστημικές εφαρμογές. Προβλέπεται ότι στα επόμενα χρόνια, οι οπτικές ασύρματες τεχνολογίες θα είναι ένα βιώσιμο και αξιόπιστο μέσο για την παροχή δεδομένων μεταξύ σταθμών εδάφους, δορυφορικών σταθμών, επίγειων σταθμών και δορυφόρων και το αντίστροφο, καθώς και μεταξύ πλατφορμών μεγάλου ύψους (HAPs) [74].

Ένα δίκτυο από HAPs αναμένεται να είναι μια κρίσιμη εναλλακτική λύση ενός δικτύου γεωστατικών δορυφόρων, παρέχοντας απρόσκοπτα ευρυζωνικές συνδέσεις μεταξύ μακρινών περιοχών της Γης. Τα HAPs συνδυάζουν μερικά από τα καλύτερα χαρακτηριστικά των επίγειων ασύρματων και δορυφορικών συστημάτων επικοινωνίας μεγιστοποιώντας την φασματική απόδοση, με μια μείωση στο κόστος και την πολυπλοκότητα.

Τα HAPs βρίσκονται στη στρατόσφαιρα, περίπου 20-25 km πάνω από το έδαφος, και παραμένουν ακίνητα, διατηρώντας κατά συνέπεια, την ίδια συμπεριφορά με τους γεωστατικούς δορυφόρους. Ωστόσο, η μικρή απόσταση μεταξύ ενός HAP και ενός σταθμού εδάφους, μπορεί να οδηγήσει σε καλύτερο ισοζύγιο ισχύος και πολύ μικρότερες καθυστερήσεις μετ' επιστροφής, καθιστώντας την τεχνολογία αυτή αρκετά ελκυστική για ευρυζωνικές υπηρεσίες σε επόμενης γενιάς δίκτυα ασύρματων επικοινωνιών [35]. Διάφορα ερευνητικά προγράμματα έχουν μελετήσει την δυνατότητα μεταφοράς ευρυζωνικών υπηρεσιών μέσω ασύρματων ζεύξεων με HAPs, όπως π.χ., το Helios στις ΗΠΑ, το CAPANINA και HAPCOS στην Ευρώπη, το SkyNet στην Ασία [75], κ.λ.π. Αρκετές μελέτες για δίκτυα με HAPs έχουν παρουσιαστεί στη διεθνή βιβλιογραφία, όπως η μελέτη της εργασίας [76], στην οποία προτάθηκε μια μέθοδος λειτουργίας χιλιοστομετρικού κύματος για την αύξηση της απόδοσης δικτύου με HAPs.

Τα HAPs μπορούν να συνυπάρξουν με τα συμβατικά ασύρματα ή οπτικά δίκτυα για την παροχή τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών σε απομακρυσμένες γεωγραφικές περιοχές όπου η ανάπτυξη επίγεια υποδομής παρουσιάζει δυσκολία και είναι οικονομικά αναποτελεσματική. Πρόσφατες μελέτες σχετικά με τα σενάρια συνύπαρξης επικεντρώθηκαν κυρίως στην παράδοση WiMAX κίνησης. Σε γενικές γραμμές, η

τεχνολογία WiMAX έχει μικρό κόστος εφαρμογής, μπορεί εύκολα να αναπτυχθεί, και είναι πιο ευέλικτη απ' ό,τι οι ενσύρματες τεχνολογίες πρόσβασης, όπως οι ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές Ethernet, και οι γραμμές οπτικών ινών [77].

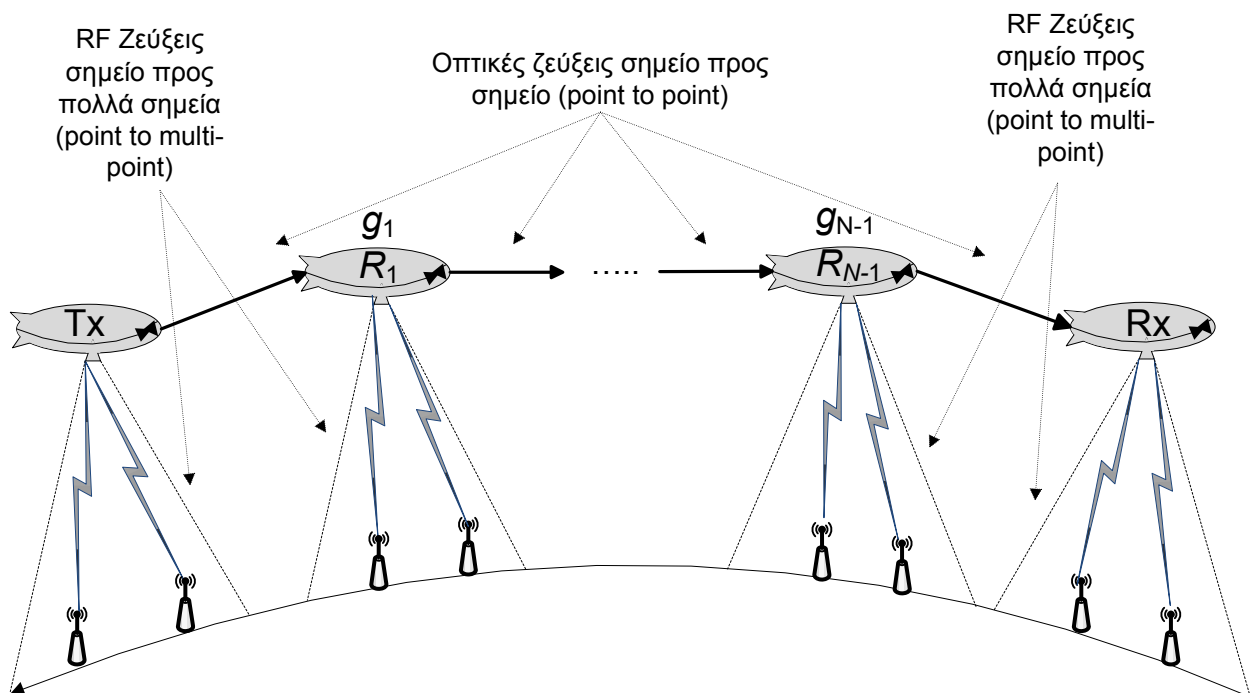
Στις εργασίες [78] και [79], διερευνήθηκαν τα ζητήματα της απόδοσης και των τεχνικών συνύπαρξης δικτύων μεταφοράς WiMAX κίνησης μέσω HAPs και επίγειων σταθμών σε κοινή μπάντα συχνοτήτων των 5,75 GHz και 3,5 GHz, αντιστοίχως. Στην εργασία [80], διερευνήθηκε η απόδοση τόσο της κατερχόμενης όσο και της ανερχόμενης ζεύξης δικτύου μεταφοράς WiMAX ευρυζωνικών υπηρεσιών, που αποτελείται από ένα κυψελοειδές σύστημα με HAPs, το οποίο λειτουργεί στην μπάντα των 3.5GHz με μια περιοχή κάλυψης ακτίνας 30 χιλιομέτρων, και λειτουργεί στην ίδια ζώνη συχνοτήτων με επίγεια WiMAX δίκτυα. Τέλος, στην [81], παρουσιάστηκε η σχεδίαση και τα αποτελέσματα για ένα σύστημα επικοινωνίας που κάνει χρήση επίγειων και εναέριων σταθμών για μεταφορά WiMAX κίνησης που αναπτύχθηκε για την ελβετική HAP "StratXX".

Στην εργασία [82], συνοψίζονται οι εφαρμογές των οπτικών ασύρματων ζεύξεων για την επικοινωνία μεταξύ εναέριων πλατφορμών, μαζί με τα πλεονεκτήματά τους, καθώς και οι περιορισμοί και η φιλοσοφία σχετικά με τη χρήση τους. Στην [32], έγινε μια επισκόπηση των μελετών και των πειραματικών δοκιμών για οπτικές επικοινωνίες από και προς HAPs, για μετάδοση δεδομένων σε ρυθμούς πολλών Gbits/sec και μελετήθηκαν τα ζητήματα των σφαλμάτων ευθυγράμμισης καθώς και τεχνικές αντιμετώπισής τους. Στην εργασία [55], προτάθηκε η αρχιτεκτονική ενός δικτύου μεταφοράς WiMAX κίνησης σε επίγειους συνδρομητές, που αποτελείται από έναν δορυφόρο και αρκετά HAPs, και μελετήθηκε η ελαχιστοποίηση της πιθανότητας διακοπής του συστήματος με κατάλληλη επιλογή της απολαβής του τηλεσκοπίου του οπτικού πομπού. Τέλος στην εργασία [83], προτάθηκε ένα υβριδικό χιλιοστομετρικού κύματος/οπτικό σύστημα για μεταφορά ευρυζωνικών υπηρεσιών από πλατφόρμες HAPs σε επίγειους σταθμούς που βασίζεται σε πολλαπλές πλατφόρμες.

Στην παρούσα ενότητα, παρουσιάζεται μια νέα αρχιτεκτονική δικτύου με HAPs, η οποία στοχεύει στην μεταφορά WiMAX υπηρεσιών σε εξαιρετικά μεγάλες απόστασεις με τη χρήση πολύ-αλματικών ζεύξεων. Τα HAPs στο δίκτυο έχουν αναλάβει το ρόλο των επίγειων σταθμών βάσης και συλλέγουν την RF WiMAX κίνηση από την περιοχή που καλύπτουν με ασύρματες ραδιο-ζεύξεις. Έχουν αναμεταδότες που μετατρέπουν τα WiMAX ραδιοσήματα σε οπτικά και το αντίστροφο. Τα σήματα μεταδίδονται από την πλατφόρμα πηγή στην πλατφόρμα προορισμό μέσω οπτικών ζεύξεων πλατφόρμας-πλατφόρμας (HAP to HAP), και η κίνηση μεταφέρεται με αυτόν τον τρόπο στους τελικούς χρήστες αφού έχει μεσολαβήσει η μετατροπή του οπτικού σήματος σε RF στην πλατφόρμα προορισμό. Σε μια τέτοια αρχιτεκτονική, ένα κριτήριο που καθορίζει την ποιότητα της υπηρεσίας (QoS), είναι η πιθανότητα διακοπής από άκρο σε άκρο για το πολύ-αλματικό δίκτυο των HAPs. Η πιθανότητα διακοπής ορίζεται ως η πιθανότητα ο λαμβανόμενος λόγος σήματος προς θόρυβο να είναι χαμηλότερος από ένα προκαθορισμένο κατώφλι. Η συνολική απόδοση του συστήματος εξετάζεται με τη χρήση ενός μοντέλου οπτικού καναλιού που ενσωματώνει τους κυριότερους παράγοντες υποβάθμισης του συστήματος, όπως οι απώλειες διαδρομής και οι απώλειες ευθυγράμμισης, καθώς σε αυτό το ύψος που βρίσκονται τα HAPs και για αποστάσεις άλματος της τάξης των 100-200 km αποδεικνύεται με βάση το μοντέλο Hufnagel-Valley[60] ότι το φαινόμενο των ατμοσφαιρικών διαλείψεων έχει μικρή επίδραση.

## 4.2 Μοντέλο Συστήματος

Στην Εικόνα 22 απεικονίζεται, μια πιθανή υλοποίηση της αρχιτεκτονικής του υπό εξέταση δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, θεωρούμε μια σειριακή αρχιτεκτονική όπου η πλατφόρμα πηγή (HAP Tx), επικοινωνεί με την πλατφόρμα προορισμό (HAP Rx), μέσω  $R_i$  ( $i = 1, \dots, N - 1$ ) οπτικών πομποδεκτών, οι οποίοι λειτουργούν ως κόμβοι αναμετάδοσης. Θεωρώντας ότι όλοι οι αναμεταδότες βρίσκονται σε ίσες αποστάσεις ο ένας από τον άλλο, υπάρχουν  $N$  point-to-point συνδέσεις πριν το οπτικό σήμα φθάσει από την πλατφόρμα πηγή στην πλατφόρμα προορισμό. Η υποβοηθούμενη από αναμεταδότες μετάδοση, είναι μια κοινή τεχνική στα RF συστήματα ασύρματης επικοινωνίας αφού παρέχει μια ευρύτερη και πιο αποτελεσματική κάλυψη και μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως εργαλείο άμβλυνσης των διαλείψεων [84]. Κάθε ενδιαμέσος κόμβος σε ένα πολύ-αλματικό δίκτυο λειτουργεί ως δρομολογητής που διαβιβάζει την κίνηση προς τον προορισμό της. Η τεχνική αυτή προτάθηκε επίσης για την ενίσχυση της επίγειας ασύρματης οπτικής μετάδοσης μετριάζοντας διάφορα προβλήματα, όπως οι ατμοσφαιρικές αναταράξεις [85]. Στην παρούσα μελέτη, θεωρούμε  $N-1$  κόμβους αναμετάδοσης, όπου ο καθένας έχει γνώση της κατάστασης του καναλιού του προηγούμενου άλματος. Υποθέτουμε τη χρήση κόμβων που εφαρμόζουν την τεχνική ενίσχυσης και μετάδοσης προς τα εμπρός (Amplify and Forward/AF), σύμφωνα με την οποία ο κάθε κόμβος απλά ενισχύει και διαβιβάζει προς τα εμπρός το εισερχόμενο σήμα χωρίς την εκτέλεση κανενός είδους αποκωδικοποίησης. Αυτού του είδους οι κόμβοι, χρησιμοποιούν λιγότερο πολύπλοκα κυκλώματα σε σύγκριση με τους κόμβους που εφαρμόζουν την τεχνική αποκωδικοποίησης και μετάδοσης προς τα εμπρός (Decode and Forward/DF), οι οποίοι αποκωδικοποιούν το σήμα και στη συνέχεια το μεταδίδουν στον επόμενο κόμβο [86].



Εικόνα 22: Αρχιτεκτονική δικτύου

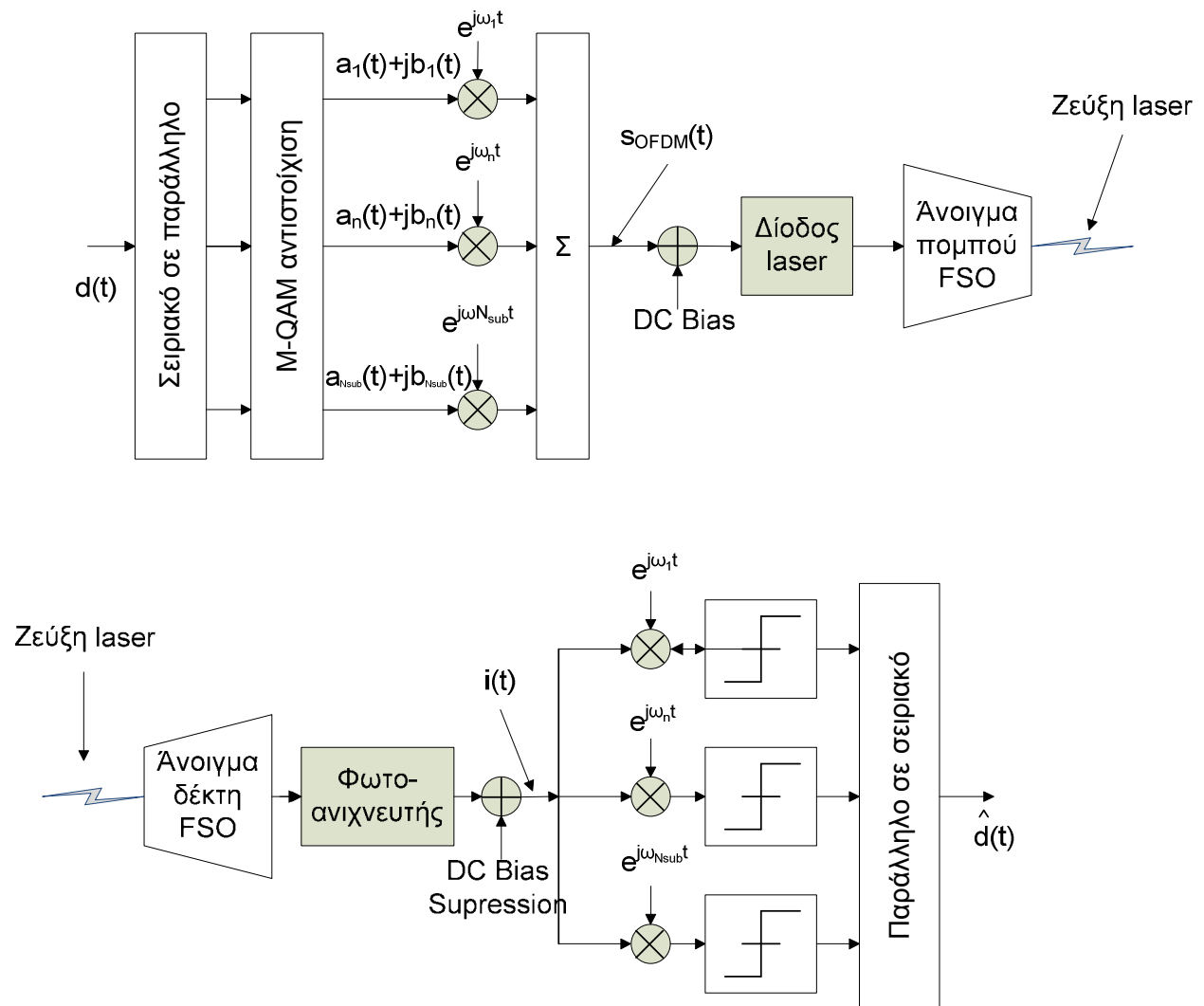
Η πλατφόρμα πηγή (HAP Tx) συλλέγει την WiMAX κίνηση από ετερογενή επίγεια δίκτυα μέσω RF καναλιού και την μεταδίδει στην κοντινότερη πλατφόρμα μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης αφού προηγηθεί η μετατροπή του RF σήματος σε οπτικό. Όμως το πρότυπο WiMAX όπως έχει αναφερθεί ήδη, βασίζεται στην ορθογώνια πολυπλεξία

διαίρεσης συχνότητας (OFDM), χρησιμοποιώντας ένα μεγάλο αριθμό από πυκνά τοποθετημένες ορθογώνιες υποφέρουσες, οι οποίες είναι διαμορφωμένες με μία συμβατική μορφή διαμόρφωσης, π.χ., M-QAM [77]. Επομένως πρέπει να εξεταστεί η διαδικασία μεταφοράς OFDM σήματος μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης.

Η μετάδοση OFDM σήματος μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης μπορεί να θεωρηθεί ως μια ειδική περίπτωση διαμόρφωσης με πολλαπλές υποφέρουσες (Multiple Subcarrier Modulation-MSM) [29], [30], όπου πολλαπλές ανεξάρτητες ροές δεδομένων διαμορφώνονται επάνω σε υποφέρουσες διαφορετικών συχνοτήτων, πολυπλέκονται στο RF πεδίο και μεταδίδονται χρησιμοποιώντας ένα σχήμα διαμόρφωσης έντασης-άμεσης ανίχνευσης (IM-DD). Το MSM σήμα υφίσταται μικρή παραμόρφωση και δεν χρειάζεται ισοστάθμιση στο άκρο του δέκτη, όπου κάθε υποφέρουσα μπορεί να θεωρηθεί ως ένα ξεχωριστό σήμα στενής ζώνης με ένα χαμηλότερο ρυθμό συμβόλων.

Όμως το OFDM σήμα βασικής ζώνης είναι μιγαδικό και διπολικό (παίρνει τόσο θετικές όσο και αρνητικές τιμές), ενώ σε μια IM/DD ασύρματη οπτική ζεύξη, απαιτείται ένα πραγματικό και θετικό RF σήμα για να οδηγήσει τη δίοδο λέιζερ (LD). Για το λόγο αυτό, για την δημιουργία ενός πραγματικού OFDM σήματος, εφαρμόζεται μια Ερμιτιανή συμμετρία στο διάνυσμα εισόδου του πομπού πριν να λάβει χώρα η διαδικασία του αντίστροφου ταχύ μετασχηματισμού Fourier (Inverse Fast Fourier Transformation/ IFFT) [87], ενώ για την μετατροπή του σήματος σε μονοπολικό, μια DC συνιστώσα μπορεί να προστεθεί στο σήμα OFDM, έτσι ώστε το προκύπτον σήμα να παίρνει θετικές τιμές [88]. Η DC συνιστώσα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη για να αποτρέψει την ψαλίδιση και την παραμόρφωση στο οπτικό πεδίο. Γενικά, τα κύρια μειονεκτήματα των IM-DD συστημάτων με διαμόρφωση πολλαπλών υποφερουσών (MSM) είναι η μη αποδοτική μέση οπτική ισχύς λόγω της μεγάλης προστιθέμενης DC πόλωσης και οι παραμορφώσεις λόγω των μη γραμμικών φαινομένων των LDs και του οπτικού καναλιού [26], [89], [90], [91]. Οι παράγοντες αυτοί εισάγουν μια περίπλοκη κατάσταση και πρέπει να τίθενται αυστηρές απαιτήσεις για τη γραμμικότητα των οπτικών διατάξεων, προκειμένου να αποφευχθεί η υπερβολική παραμόρφωση και να επιτυγχάνεται ικανοποιητική απόδοση.

Στην Εικόνα 23, φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα μετάδοσης OFDM σήματος μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης. Τα σύμβολα QAM εισέρχονται σειριακά σε ένα μετατροπέα σειριακού σε παράλληλο (Serial to Parallel-S/P), στη συνέχεια χωρίζονται σε  $N_{sub}$  παράλληλα κανάλια και «φορτώνονται» στο κάθε υποφέρον. Τέλος, αθροίζονται τα διαμορφωμένα υποφέροντα και η προκύπτουσα κυματομορφή οδηγείται στην είσοδο της οπτικής πηγής. Η διαδικασία που μόλις περιγράφηκε υλοποιείται λαμβάνοντας τον αντίστροφο ταχύ μετασχηματισμό Fourier (IFFT) των QAM συμβόλων που εξασφαλίζει την ορθογωνιότητα μεταξύ όλων των υποφερουσών στο χρονικό διάστημα ενός συμβόλου [92], [88]. Τέλος το οπτικό σήμα από την έξοδο της οπτικής πηγής οδηγείται στο τηλεσκόπιο του οπτικού πομπού, το οποίο μεταδίδει την οπτική ακτίνα μέσω του καναλιού στον οπτικό δέκτη. Στην άλλη πλευρά του οπτικού δέκτη μετά την μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό μέσω της φωτοδιόδου, λαμβάνει χώρα η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης η οποία υλοποιείται μέσω του ταχύ μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transformation/FFT) της ληφθείσας κυματομορφής για την ανάκτηση των ληφθέντων συμβόλων.



Εικόνα 23: Μετάδοση OFDM σήματος μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης

Όσον αφορά το κανάλι μέσω του οποίου επικοινωνούν μεταξύ τους τα HAPs, θα πρέπει να τονίσουμε ότι χαρακτηρίζεται από ακραία εξασθένιση της οπτικής ισχύος καθώς το κύμα διαδίδεται σε μεγάλες αποστάσεις στο χώρο. Επίσης η οπτική μετάδοση επιβάλλει τη δέουσα LOS ευθυγράμμιση μεταξύ των HAPs, προκειμένου να έχουμε μια βιώσιμη επικοινωνία. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με έναν κατάλληλο μηχανισμό κατάδειξης και παρακολούθησης σφάλματος ευθυγράμμισης [57]. Ωστόσο, ο συνδυασμός των μηχανικών δονήσεων και του ηλεκτρονικού θορύβου προκαλούν απόκλιση της οπτικής δέσμης στο επίπεδο του δέκτη. Ως εκ τούτου, πρέπει να ληφθούν υπόψη τα σφάλματα ευθυγράμμισης.

Τέλος θα πρέπει να αναφέρουμε ότι με βάση την προτεινόμενη αρχιτεκτονική, μετά την μεταφορά των σημάτων από την πλατφόρμα πηγή στην πλατφόρμα προορισμό μέσω οπτικών ζεύξεων πλατφόρμας-πλατφόρμας (HAP to HAP), η κίνηση καταλήγει μέσω RF ζεύξης στους τελικούς επίγειους χρήστες.

## 4.2.1 Σενάριο Μετάδοσης Ενός Άλματος

### 4.2.1.1 OFDM Οπτικός Πομπός

Στο απλό σενάριο μετάδοσης ενός άλματος, η πλατφόρμα πηγή λαμβάνει την WiMAX κίνηση από το έδαφος. Το RF OFDM σήμα για δεδομένο αριθμό υποφερουσών  $N_{sub}$ ,

κατόπιν της RF άνω μετατροπής στη συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας  $f_c$ , μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως εξής [54]:

$$s_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{n=0}^{N_{\text{sub}}-1} x_n \exp \left[ j2\pi \left( \frac{n}{T_s} + f_c \right) t \right], \quad 0 < t < T_s \quad (4.1.)$$

όπου  $T_s$  η διάρκεια του OFDM συμβόλου και  $x_n$  το μιγαδικό σύμβολο δεδομένων της  $n$ -στής υποφέρουσας.

Το RF σήμα  $s_{\text{OFDM}}(t)$ , χρησιμοποιείται για την διαμόρφωση της οπτικής έντασης μιας διόδου Laser. Για μια γραμμική LD, όταν αυτή διαμορφώνεται κατά ένταση από το ρεύμα εισόδου, η οπτική ισχύς που εκπέμπεται σχετίζεται γραμμικά με το ρεύμα εισόδου, έως ένα σημείο κατωφλίου του Laser. Επομένως η εκπεμπόμενη οπτική ισχύς  $P_{T-o}(t)$  είναι ανάλογη του σήματος που διαμορφώνει την οπτική ένταση και μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$P_{T-o}(t) = P_{T-o,av} n_T G_{T-o} \left( 1 + \sum_{n=0}^{N_{\text{sub}}-1} m_n x_n \exp \left[ j2\pi \left( \frac{n}{T_s} + f_c \right) t \right] \right) \quad (4.2.)$$

όπου  $P_{T-o,av}$  η μέση εκπεμπόμενη οπτική ισχύς,  $n_T$  η απόδοση του οπτικού πομπού,  $G_{T-o}$  η απολαβή τηλεσκοπίου του οπτικού πομπού και  $m_n$  ο οπτικός δείκτης διαμόρφωσης της  $n$ -στής υποφέρουσας που συνδέεται με τον ολικό δείκτη  $m_{total}$  με τη

$$\text{σχέση } m_{total} = (1/N_{\text{sub}}) \sqrt{\sum_{n=0}^{N_{\text{sub}}-1} m_n^2}$$

Θεωρώντας ότι όλες οι υποφέρουσες έχουν τον ίδιο δείκτη διαμόρφωσης  $m_s$ , η παραπάνω εξίσωση παίρνει την ακόλουθη μορφή:

$$P_{T-o}(t) = P_{T-o,av} n_T G_{T-o} (1 + m_s s_{\text{OFDM}}(t)) \quad (4.3.)$$

#### 4.2.1.2 Απώλειες Σφάλματος Ευθυγράμμισης

Τα σφάλματα ευθυγράμμισης μεταξύ πομπού και δέκτη, όπως προαναφέρθηκε έχουν σοβαρές επιπτώσεις στην απόδοση συστημάτων οπτικών ασύρματων επικοινωνιών μεγάλων αποστάσεων. Ένα από τα μοντέλα που έχουν αναπτυχθεί για την επίδραση των σφαλμάτων ευθυγράμμισης και χρησιμοποιείται ευρύτατα, είναι το μοντέλο της εργασίας [63] που αφορά σε οπτικές ασύρματες ζεύξεις μεταξύ δορυφόρων. Το μοντέλο αυτό θεωρεί αμελητέο το άνοιγμα του ανιχνευτή σε σχέση με το μέγεθος της οπτικής δέσμης στον δέκτη, και επομένως μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τις ζεύξεις μεταξύ των HAPs, δεδομένου ότι τα HAPs βρίσκονται σε αρκετά μεγάλες αποστάσεις. Με βάση το μοντέλο αυτό, τα σφάλματα παρακολούθησης τόσο στην οριζόντια όσο και στην κάθετη διεύθυνση μοντελοποιούνται ως ανεξάρτητες μηδενικής μέσης τιμής Gaussian τυχαίες μεταβλητές. Επιπλέον, για αμελητέα γωνία σφάλματος πόλωσης από το κέντρο της Gaussian δέσμης, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της λαμβανόμενης οπτικής έντασης ακολουθεί την  $\beta$  κατανομή [93]:

$$f_I(I) = \beta_s I^{\beta_s-1}, \quad 0 \leq I \leq 1 \quad (4.4.)$$

με μέση τιμή  $\bar{I} = \frac{\beta_s}{\beta_s+1}$ , ενώ η παράμετρος  $\beta_s$  που σχετίζεται με τη διακύμανση του σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s^2$  και την γωνία υποβιβασμού της ισχύος στο  $1/e^2$  ( $\theta_d$ ) δίνεται μέσω της σχέσης  $\beta_s = \theta_d^2 / 4\sigma_s^2$ .



#### 4.2.1.3 OFDM Οπτικός Δέκτης

Η λαμβανόμενη οπτική ισχύς  $P_{R-O}(t)$  από τον φωτοανιχνευτή στον οπτικό δέκτη, περιγράφεται από το γνωστό νόμο του Friis:

$$P_{R-O}(t) = P_{T-O}(t)n_R G_{R-O} \left( \frac{\lambda_O}{4\pi d_O} \right)^2 I + n_{HAP}(t) \quad (4.5.)$$

όπου  $n_R$ ,  $G_{R-O}$ ,  $\lambda_O$ , και  $d_O$  η απόδοση του οπτικού δέκτη, η απολαβή τηλεσκοπίου του οπτικού δέκτη, το μήκος κύματος της οπτικής ακτινοβολίας και η απόσταση μεταξύ οπτικού πομπού και δέκτη αντίστοιχα. Επίσης το  $n_{HAP}(t)$  αντιπροσωπεύει τον λευκό προσθετικό Gaussian θόρυβο (Additive white Gaussian Noise/AWGN).

Μετά από φιλτράρισμα του θορύβου, και αντικαθιστώντας την (4.2) στην (4.5), το ρεύμα δίοδου, μπορεί να εκφραστεί από την παρακάτω εξίσωση [54]:

$$i(t) = Rn_T n_R G_{T-O} G_{R-O} P_{T-O,av} \left( \frac{\lambda_O}{4\pi d_O} \right)^2 I [1 + m_s s_{OFDM}(t)] + n_{opt}(t) \quad (4.6.)$$

όπου  $R$  η αποκρισιμότητα της φωτοδίοδου,  $n_{opt}(t)$  ο AWGN θόρυβος μετά το φιλτράρισμα με φασματική πυκνότητα ισχύος  $N_O$ , ο οποίος περιλαμβάνει τις κυρίαρχες διεργασίες θορύβου, δηλαδή το άθροισμα του θερμικού θορύβου, του θορύβου βολής, και του θορύβου που σχετίζεται με την οπτική ένταση. Ο θόρυβος βολής είναι μια συνάρτηση της μέσης οπτική ισχύος, ο σχετιζόμενος με την οπτική ένταση θόρυβος είναι μία συνάρτηση του τετραγώνου της οπτικής ισχύος, ενώ ο θερμικός θόρυβος είναι ανεξάρτητος του σήματος [26].

#### 4.2.1.4 Ηλεκτρικό SNR

Λαμβάνοντας υπόψη την εξίσωση (4.6), προκύπτει ότι η ηλεκτρική ισχύς ανά υποφέρουσα  $P_n$ , δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_n = m_s^2 (Rn_T n_R G_{T-O} G_{R-O} P_{T-O,av} \left( \frac{\lambda_O}{4\pi d_O} \right)^2 I)^2 \quad (4.7.)$$

Επιπλέον η απολαβή τηλεσκοπίου του οπτικού πομπού και δέκτη δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις [94]:

$$G_{T-O} = \frac{8}{\theta_d^2} \quad (4.8.)$$

$$G_{R-O} = \left( \frac{\pi A_r}{\lambda_O} \right)^2 \quad (4.9.)$$

όπου  $A_r$  η διάμετρος τηλεσκοπίου του οπτικού δέκτη.

Επομένως ο λαμβανόμενος στιγμιαίος ηλεκτρικός λόγος σήματος προς θόρυβο  $\mu$  ανά υποφέρουσα, μπορεί να οριστεί στατιστικά ως συνάρτηση της αναμενόμενης ισχύος του σήματος  $P_n$  και της οπτικής ισχύος θορύβου ανά υποφέρουσα  $N_{O,n} = N_O/T_s$ , ως εξής:

$$\mu = \frac{m_s^2 R^2 n_T^2 n_R^2 P_{T-o,av}^2 \left(\frac{8}{\theta_d^2}\right)^2 \left(\frac{\pi A_r}{\lambda_o}\right)^4 \left(\frac{\lambda_o}{4\pi d_o}\right)^4 I^2}{N_{o,n}} \quad (4.10.)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί σε πιο συμπαγή μορφή ως εξής:

$$\mu = \frac{b_6}{\theta_d^4} I^2 \quad (4.11.)$$

όπου  $b_6 = m_s^2 [8Rn_T n_R P_{T-o,av} \left(\frac{A_r}{4d_o}\right)^2]^2 / N_{o,n}$

Με την βοήθεια των σχέσεων (4.4) και (4.11), η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας  $f_\mu(\mu)$ , μπορεί εύκολα να καταλήξει στην παρακάτω μορφή:

$$f_\mu(\mu) = \frac{\beta_s}{2} \left(\frac{b_6}{\theta_d^4}\right)^{-\frac{\beta_s}{2}} \mu^{\frac{\beta_s}{2}-1}, \quad 0 \leq \mu \leq \frac{b_6}{\theta_d^4} \quad (4.12.)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί σε πιο συμπαγή μορφή ως εξής:

$$f_\mu(\mu) = \frac{\beta_s}{2} k_d^{-\frac{\beta_s}{2}} \mu^{\frac{\beta_s}{2}-1}, \quad 0 \leq \mu \leq k_d \quad (4.13.)$$

όπου  $k_d = b_6 / \theta_d^4$ .

Ακολουθώντας τον ορισμό της αθροιστικής συνάρτησης κατανομής και χρησιμοποιώντας την σχέση (4.13), η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (cdf) του στιγμιαίου ηλεκτρικού λόγου σήματος προς θόρυβο δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$F_\mu(\mu) = \left(\frac{\mu}{k_d}\right)^{\frac{\beta_s}{2}}, \quad 0 \leq \mu \leq k_d \quad (4.14.)$$

#### 4.2.1.5 Πιθανότητα Διακοπής Συστήματος Ενός Άλματος

Η πιθανότητα διακοπής ορίζεται ως η πιθανότητα το στιγμιαίο SNR να υπολείπεται ενός συγκεκριμένου κατωφλίου  $\mu_{th}$ , το οποίο αντιπροσωπεύει μια συγκεκριμένη ποιότητα καναλιού. Επομένως, η πιθανότητα διακοπής ανά υποφέρουσα για το σενάριο μετάδοσης ενός άλματος μπορεί να εκφραστεί με την παρακάτω σχέση:

$$P_{out,1,n}(\mu_{th}) = \Pr(\mu < \mu_{th}) = F_\mu(\mu_{th}) = \left(\frac{\mu_{th}}{k_d}\right)^{\frac{\beta_s}{2}}, \quad 0 \leq \mu_{th} \leq k_d \quad (4.15.)$$

όπου ο δείκτης '1' υποδηλώνει το σενάριο ενός άλματος.

Εκφράζοντας την παράμετρο  $\beta_s$  συναρτήσει της διακύμανσης του σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s^2$  καθώς και της γωνίας υποβιβασμού ισχύος  $\theta_d$ , και χρησιμοποιώντας τον ορισμό της μεταβλητής  $k_d$ , η παραπάνω σχέση μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$P_{out,1,n}(\theta_d, \mu_{th}) = \left( \frac{\mu_{th}}{b_6} \theta_d^2 \right)^{\frac{\theta_d^2}{4\sigma_s^2}}, \quad 0 \leq \theta_d \leq \left( \frac{b_6}{\mu_{th}} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (4.16.)$$

Προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η πιθανότητα διακοπής, πρέπει να υπολογιστεί η βέλτιστη γωνία υποβιβασμού ισχύος της δέσμης του οπτικού πομπού. Παραγωγίζοντας την σχέση (4.16) ως προς την μεταβλητή  $\theta_d$  και εξισώνοντας με το μηδέν, εύκολα υπολογίζεται ότι η βέλτιστη γωνία  $\theta_{opt}$  είναι:

$$\theta_{opt} = \sqrt[4]{\frac{b_6}{\mu_{th}} \frac{1}{\sqrt{e}}} \quad (4.17.)$$

Τέλος, η συνολική μέση πιθανότητα διακοπής του συστήματος  $P_{outage}$  μπορεί να υπολογιστεί ως ο μέσος όρος της πιθανότητας διακοπής όλων των υποφερουσών:

$$P_{out,1}(\mu_{th}) = \frac{1}{N_{sub}} \sum_{n=0}^{N_{sub}-1} P_{out,1,n}(\mu_{th}) \quad (4.18.)$$

#### 4.2.1.6 Αριθμητικά Αποτελέσματα

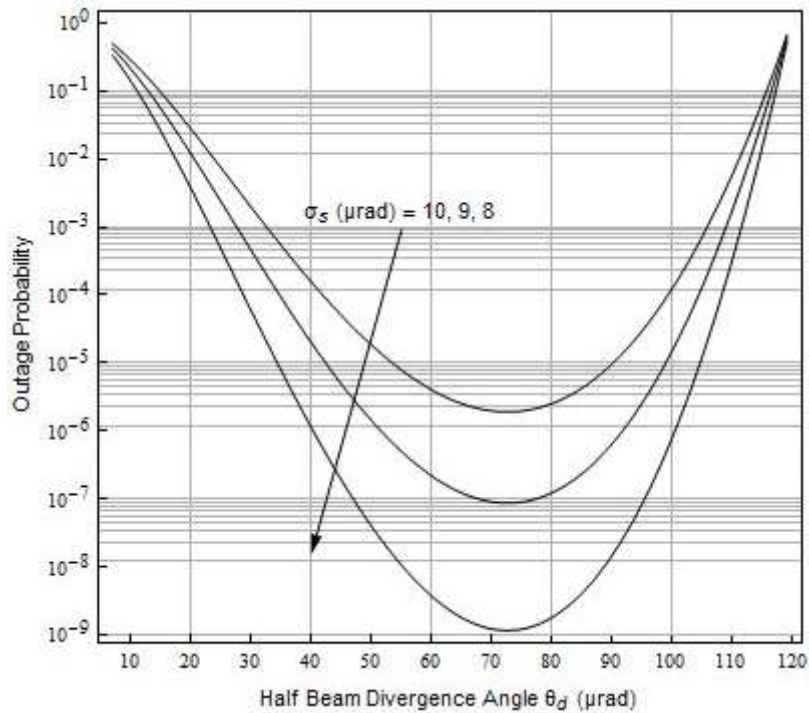
Σε αυτή την ενότητα, παρουσιάζουμε μερικά ενδεικτικά αριθμητικά αποτελέσματα για ένα σύνολο τυπικών τιμών των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται στο υπό εξέταση σύστημα, ([55], [54], [95]), που φαίνονται στον Πίνακα 6.

Πίνακας 6: Παράμετροι μοντέλου συστήματος

Παράμετρος	Τιμή
Διάμετρος τηλεσκοπίου οπτικού δέκτη $A_r$	0.3 m
Απόσταση μεταξύ πλατφόρμας προορισμού και επίγειου χρήστη $d_{RF}$	25 km
Απόσταση μεταξύ διαδοχικών πλατφορμών $d_o$	120 km
Εικόνα θορύβου RF ενισχυτή πλατφόρμας προορισμού $F_N$	5 dB
Σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των RF κεραιών πομπού και δέκτη $\sqrt{G_l}$	48.7 dB
Οπτικός δείκτης διαμόρφωσης $m_s$	0.1
Μέγεθος αστερισμού $M$	4
Αριθμός αλμάτων $N_{Hops}$	2
Πυκνότητα ισχύος του θορύβου στον οπτικό δέκτη της πλατφόρμας προορισμού $N_o$	$2 \cdot 10^{-22}$ W/Hz
Απόδοση του οπτικού δέκτη $n_R$	0.9

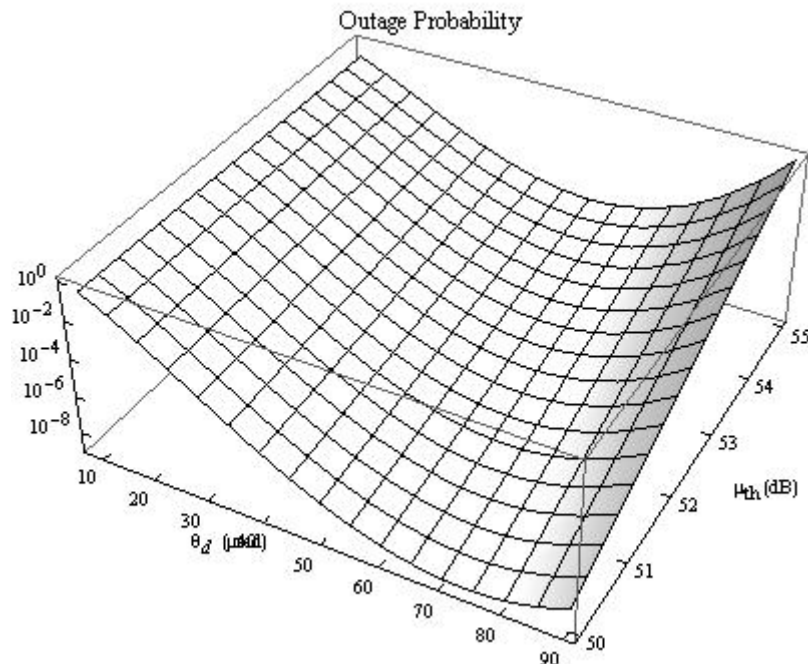
Παράμετρος	Τιμή
Απόδοση του οπτικού πομπού $n_T$	0.9
Αποκρισιμότητα φωτοδιόδου $R$	0.8
Μέση οπτική εκπεμπόμενη ισχύς πλατφόρμας πηγής $P_{T-0,av}$	1 W
Αριθμός υποφερουσών ανά κανάλι $N_{sub}$	256
Μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ανά υποφέρουσα $SE_R$	$10^{-6}$
Χρονική διάρκεια συμβόλου $T_s$	$0.1 \cdot 10^{-6}$ sec
Μήκος κύματος οπτικής ακτινοβολίας $\lambda_0$	$1.55 \cdot 10^{-6}$ m
RF μήκος κύματος $\lambda_{RF}$	$6 \cdot 10^{-2}$ m
RF SNR κατώφλι στην πλατφόρμα προορισμού $\mu_{RF-T,th}$	14 dB
Ηλεκτρικό SNR κατώφλι $\mu_{th}$	50 dB
Τυπική απόκλιση σφάλματος ευθυγράμμισης $\sigma_s$	8 $\mu$ rad

Αρχικά διερευνάται η επίδραση της γωνίας υποβιβασμού ισχύος του οπτικού πομπού και του σφάλματος ευθυγράμμισης στην πιθανότητα διακοπής. Για το σκοπό αυτό, το Σχήμα 21 απεικονίζει την πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της γωνίας υποβιβασμού ισχύος  $\theta_d$  για διάφορες τιμές της τυπικής απόκλισης του σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s$ . Είναι σαφές ότι η πιθανότητα διακοπής ελαχιστοποιείται για μια συγκεκριμένη τιμή της γωνίας  $\theta_d$  (περίπου 72  $\mu$ rad), ανεξαρτήτως της τιμής της τυπικής απόκλισης του σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s$ . Είναι επίσης προφανές, ότι η τυπική απόκλιση σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s$  έχει κυρίαρχη επίδραση στην πιθανότητα διακοπής, π.χ., μια αύξηση από τα 8  $\mu$ rad στα 10  $\mu$ rad προκαλεί σοβαρή υποβάθμιση της πιθανότητας διακοπής από  $10^{-9}$  σε  $2 \cdot 10^{-6}$  για μια δεδομένη τιμή της γωνίας  $\theta_d = 72 \mu$ rad.



**Σχήμα 21:** Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της γωνίας υποβιβασμού ισχύος  $\theta_d$  της οπτικής δέσμης για διάφορες τιμές της τυπικής απόκλισης του σφάλματος ευθυγράμμισης  $\sigma_s$  (Σενάριο ενός άλματος)

Για την περαιτέρω διερεύνηση της επίδρασης τόσο της γωνίας υποβιβασμού ισχύος  $\theta_d$  όσο και του κατωφλίου  $\mu_{th}$ , παρατίθεται το τρισδιάστατο Σχήμα 22. Παρατηρούμε ότι για μια δεδομένη γωνία υποβιβασμού ισχύος, μια μείωση του κατωφλίου του ηλεκτρικού SNR οδηγεί σε βελτίωση της πιθανότητας διακοπής. Επιπλέον, για μια δεδομένη τιμή κατωφλίου προκύπτει μια διαφορετική βέλτιστη τιμή γωνίας υποβιβασμού ισχύος. Αυτή η βέλτιστη τιμή αυξάνεται όσο το κατώφλι γίνεται όλο και μικρότερο.



**Σχήμα 22:** Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της γωνίας υποβιβασμού ισχύος  $\theta_d$  της οπτικής δέσμης και του ηλεκτρικού SNR κατωφλίου  $\mu_{th}$  (Σενάριο ενός άλματος)

## 4.2.2 Σενάριο Μετάδοσης Πολλαπλών Αλμάτων

### 4.2.2.1 Ηλεκτρικό SNR στην πλατφόρμα προορισμό

Λαμβάνοντας υπόψη ένα δίκτυο που αποτελείται από  $N_{Hops}$  άλματα μεταξύ της πλατφόρμας πηγής και της πλατφόρμας προορισμού μέσω  $N_{Hops} - 1$  πλατφορμών που λειτουργούν ως μη αναγεννητικοί αναμεταδότες, το λαμβανόμενο ηλεκτρικό σήμα ανά υποφέρουσα στον τελικό προορισμό, μπορεί να εκφραστεί ως [85]:

$$y_{N_{Hops},n}(t) = \prod_{i=1}^{N_{Hops}} g_{i-1} h_{i,n} x_n + \sum_{i=1}^{N_{Hops}} n_i \left( \prod_{t=i+1}^{N_{Hops}} g_{t-1} h_{t,n} \right), \quad g_0 = 1 \quad (4.19.)$$

όπου το

$$h_{i,n} = m_s R n_T n_R P_{T-o,av} \left( \frac{8}{\theta_d^2} \right) \left( \frac{\pi A_r}{\lambda_o} \right)^2 \left( \frac{\lambda_o}{4\pi d_o} \right)^2 I_i \quad (4.20.)$$

υποδηλώνει τη στιγμιαία απολαβή έντασης ανά υποφέρουσα του  $i$ -στού άλματος.

Ο ισοδύναμος λόγος σήματος προς θόρυβο στην πλατφόρμα προορισμό [96], δίνεται από τη σχέση:

$$\mu_{eq} = \frac{\prod_{i=1}^{N_{Hops}} h_i^2 g_{i-1}^2}{\sum_{i=1}^{N_{Hops}} N_{o,n} \left( \prod_{t=i+1}^{N_{Hops}} h_t^2 g_{t-1}^2 \right)} \quad (4.21.)$$

Στο σημείο αυτό θεωρούμε ότι η απολαβή των αναμεταδοτών είναι  $g_i^2 = 1/h_i^2$ , δηλαδή ο κάθε αναμεταδότης απλά ενισχύει το εισερχόμενο σήμα με το αντίστροφο της κατάστασης του καναλιού του προηγούμενου άλματος, ανεξάρτητα από το θόρυβο. Ένα τέτοιο είδος αναμεταδότη λειτουργεί ως σημείο αναφοράς για όλα τα πρακτικά πολύ-αλματικά δίκτυα που χρησιμοποιούν μη αναγεννητικούς αναμεταδότες. Με βάση την παραπάνω θεώρηση, το ισοδύναμο ηλεκτρικό SNR στην πλατφόρμα προορισμού για ένα πολύ-αλματικό σύστημα, υποθέτοντας ανεξαρτησία του σφάλματος ευθυγράμμισης μεταξύ των αλμάτων, μπορεί να εκφραστεί με την παρακάτω σχέση:

$$\mu_{eq} = \left( \sum_{i=1}^{N_{Hops}} \frac{1}{\mu_i} \right)^{-1} \quad (4.22.)$$

όπου

$$\mu_i = \frac{m_s^2 R^2 n_T^2 n_R^2 P_{T-o,av}^2 \left( \frac{8}{\theta_d^2} \right)^2 \left( \frac{\pi A_r}{\lambda_o} \right)^4 \left( \frac{\lambda_o}{4\pi d_o} \right)^4 I_i^2}{N_{o,n}} = k I_i^2 \quad (4.23.)$$

ο στιγμιαίος ηλεκτρικός λόγος σήματος προς θόρυβο ανά υποφέρουσα του  $i$ -στού άλματος.

#### 4.2.2.2 Πιθανότητα Διακοπής Πολύ-Αλματικού Συστήματος Στην Πλατφόρμα Προορισμό

Με βάση τον ορισμό της πιθανότητας διακοπής που προηγήθηκε για την περίπτωση του ενός άλματος, προκύπτει ότι η πιθανότητα διακοπής ανά υποφέρουσα για το σενάριο μετάδοσης πολλαπλών αλμάτων, μπορεί να εκφραστεί με την παρακάτω σχέση [96]:

$$\begin{aligned} P_{out, N_{Hops}, n}(\mu_{th}) &= \Pr(\mu_{eq} < \mu_{th}) = \Pr\left(\frac{1}{\mu_{eq}} \geq \frac{1}{\mu_{th}}\right) \\ &= 1 - L^{-1}\left(\frac{M_{1/\mu_{eq}}(s)}{s}\right)\Bigg|_{s=1/\mu_{th}} \end{aligned} \quad (4.24.)$$

όπου ο δείκτης ' $N_{Hops}$ ' υποδηλώνει τον αριθμό των αλμάτων,  $L^{-1}(\cdot)$  είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός Laplace και  $M_{1/x}(s)$  η ροπο-γεννήτρια συνάρτηση (Moment Generating Function/MGF) που ορίζεται ως  $M_x(s) = \int_0^{\infty} \exp(sx)f_x(x) dx$  [44].

Από την σχέση (2.22) και λόγω της ανεξαρτησίας του σφάλματος ευθυγράμμισης μεταξύ των αλμάτων, το  $M_{1/\mu_{eq}}(s)$  μπορεί να γραφεί ως:

$$M_{1/\mu_{eq}}(s) = \prod_{i=1}^{N_{Hops}} M_{1/\mu_i}(s) \quad (4.25.)$$

Χρησιμοποιώντας των ορισμό της ροπο-γεννήτριας συνάρτησης  $M_{1/\mu_i}(s)$  και αντικαθιστώντας την σχέση (4.13) προκύπτει:

$$M_{1/\mu_i}(s) = \frac{\beta_s}{2} k_d^{-\frac{\beta_s}{2}} \int_0^{k_d} x^{\frac{\beta_s}{2}-1} \exp\left(-\frac{s}{x}\right) dx \quad (4.26.)$$

Η παραπάνω σχέση με την βοήθεια της ιδιότητας ([61], σχέση 3.471.2), μπορεί να γραφεί σε κλειστή μορφή:

$$M_{1/\mu_i}(s) = \frac{\beta_s}{2} k_d^{(1-\frac{\beta_s}{2})/2} s^{(\frac{\beta_s}{2}-1)/2} \exp\left(-\frac{s}{2k_d}\right) W_{\frac{1-\beta_s/2}{2}, \frac{\beta_s/2}{2}}(s/k_d) \quad (4.27.)$$

όπου  $W_{k,m}(\cdot)$  η γνωστή συνάρτηση Witteraker ([64], σχέση (11.1.33)).

Τέλος με αντικατάσταση της (4.27) στην (4.25), προκύπτει η κλειστή μορφή της  $M_{1/\mu_{eq}}(s)$ . Κατά συνέπεια, η πιθανότητα διακοπής που δίνεται από τη σχέση (4.24), μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας οποιαδήποτε αριθμητική μέθοδο για τον αντίστροφο μετασχηματισμό Laplace.

#### 4.2.2.3 Πιθανότητα Διακοπής Πολύ-Αλματικού Συστήματος Στον Επίγειο Χρήστη

Σε αυτή την υποενότητα, θεωρούμε το σενάριο όπου η πλατφόρμα προορισμός μεταδίδει την WiMAX κίνηση στον επίγειο χρήστη. Για το σκοπό αυτό, έχουμε ενσωματώσει στο μοντέλο μας, τις WiMAX παραμέτρους, προκειμένου να αξιολογηθεί η απόδοση του προτεινόμενου δικτύου. Η κίνηση στην πλατφόρμα προορισμό μετατρέπεται σε RF κίνηση και στη συνέχεια μεταδίδεται στους επίγειους χρήστες. Υιοθετώντας ένα απλοποιημένο μοντέλο απωλειών ([42], σχέση 2.39), η σχέση που συνδέει την RF λαμβανόμενη ισχύ στον επίγειο χρήστη και την RF εκπεμπόμενη ισχύ στην πλατφόρμα προορισμό είναι η εξής:

$$P_{R-RF} = L_{RF} P_{T-RF} = \left( \frac{\lambda_{RF} \sqrt{G_l}}{4\pi d_{RF}} \right)^2 P_{T-RF} \quad (4.28.)$$

όπου  $L_{RF}$  οι απώλειες διαδρομής πλατφόρμας προορισμού - επίγειου χρήστη και  $\sqrt{G_l}$  η σύνθετη απολαβή οπτικής επαφής των RF κεραιών πομπού και δέκτη.

Η RF μετάδοση πρέπει να ικανοποιεί το απαιτούμενο SNR για την συγκεκριμένη περιοχή κάλυψης και για μια συγκεκριμένη ποιότητα υπηρεσίας. Επομένως για ένα συγκεκριμένο SNR στον επίγειο χρήστη  $\mu_{RF-R}$ , μπορούμε εύκολα να υπολογίσουμε την απαιτούμενη εκπεμπόμενη ισχύ και κατά συνέπεια και το απαιτούμενο SNR στην πλατφόρμα προορισμό  $\mu_{RF-T}$ . Λαμβάνοντας υπόψη την εικόνα θορύβου  $F_N$  του RF ενισχυτή της πλατφόρμας προορισμού, προκύπτει η παρακάτω σχέση:

$$\mu_{RF-R} = L_{RF} \mu_{RF-T} = L_{RF} \frac{\mu_{eq}}{F_N} \quad (4.29.)$$

θεωρώντας M-QAM διαμόρφωση για την κάθε υποφέρουσα και μια συγκεκριμένη πιθανότητα σφάλματος συμβόλου  $SE_R$ , εύκολα προκύπτει ότι το ελάχιστο απαιτούμενο SNR στον επίγειο χρήστη ανά υποφέρουσα είναι [42]:

$$\mu_{RF-R,th} = \frac{2(M-1)}{3} \left( \operatorname{erfc}^{-1} \left( \frac{SE_R}{2} \right) \right)^2 \quad (4.30.)$$

Υπό αυτές τις συνθήκες, η πιθανότητα διακοπής ανά υποφέρουσα στον επίγειο χρήστη  $P_{out,end,n}$ , μπορεί να υπολογιστεί ως ακολούθως:

$$\begin{aligned} P_{out,end,n} &= \Pr(\mu_{RF-R} < \mu_{RF-R,th}) = \Pr(L_{RF} \mu_{RF-T} < \mu_{RF-R,th}) \\ &= \Pr\left(L_{RF} \frac{\mu_{eq}}{F_N} < \mu_{RF-R,th}\right) \\ &= \Pr\left(\mu_{eq} < \frac{F_N}{L_{RF}} \mu_{RF-R,th}\right) = P_{out,N_{Hops},n} \left( \frac{F_N}{L_{RF}} \mu_{RF-R,th} \right) \end{aligned} \quad (4.31.)$$

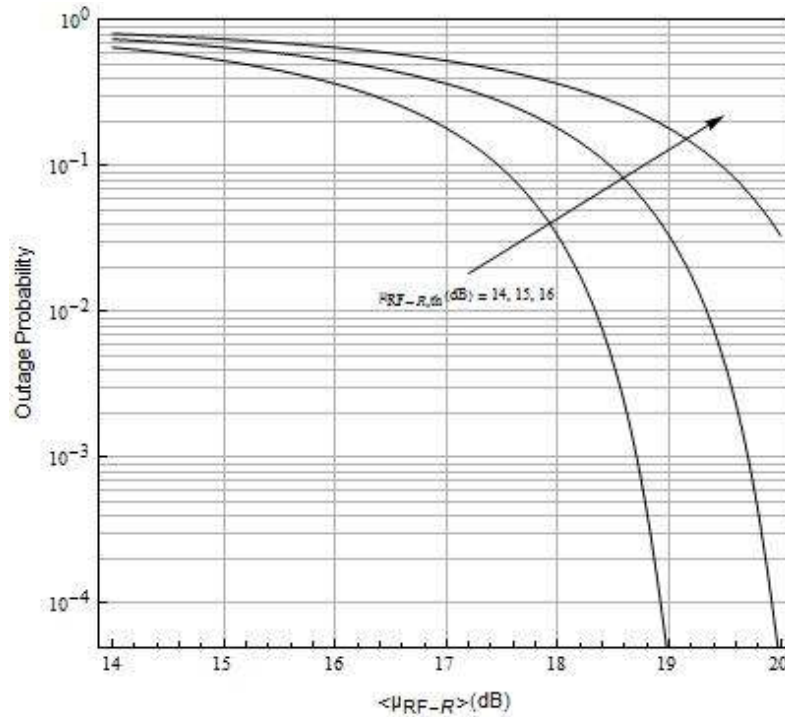
Τέλος, η συνολική μέση πιθανότητα διακοπής του συστήματος  $P_{outage}$  μπορεί να υπολογιστεί ως ο μέσος όρος της πιθανότητας διακοπής όλων των υποφερουσών:

$$P_{outage,end} = \frac{1}{N_{sub}} \sum_{n=0}^{N_{sub}-1} P_{outage,end,n} \quad (4.32.)$$

### 4.3 Αριθμητικά Αποτελέσματα

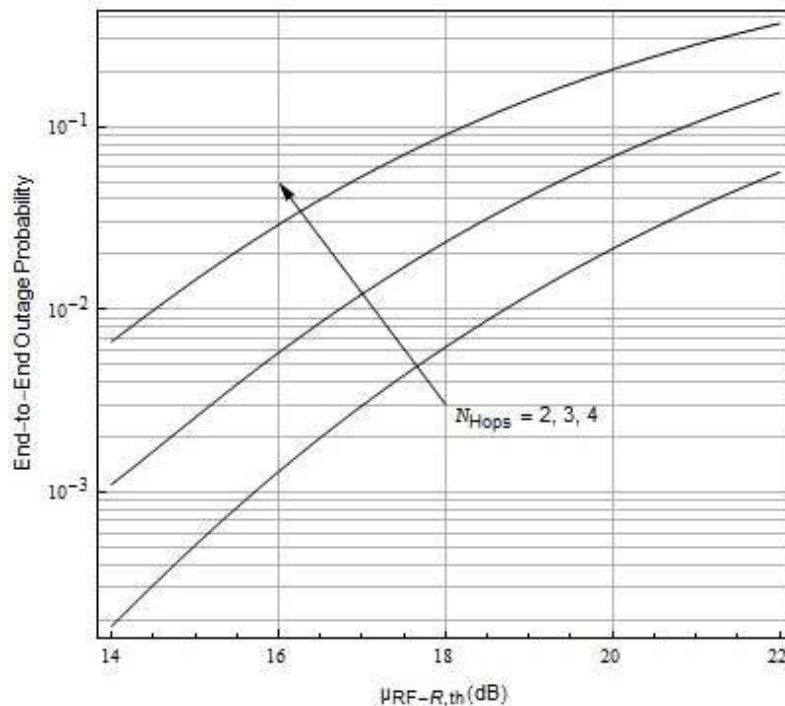
Στην υποενότητα αυτή, εξετάζουμε την απόδοση ενός πολύ-αλματικού δικτύου χρησιμοποιώντας τυπικές τιμές παραμέτρων από τον Πίνακα 6. Σε όλες προσομοιώσεις χρησιμοποιήσαμε τη βέλτιστη γωνία υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης  $\theta_{opt}$  σύμφωνα με την σχέση (2.78). Το Σχήμα 23, απεικονίζει την πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη για ένα δίκτυο δύο αλμάτων συναρτήσεως του μέσου SNR ( $< \mu_{R-RF} >$ ) στον επίγειο χρήστη για διάφορες τιμές του SNR κατωφλίου  $\mu_{RF-R,th}$ . Είναι προφανές ότι ένα υψηλότερο επίπεδο SNR κατωφλίου οδηγεί σε χειρότερη απόδοση όσον αφορά την πιθανότητα διακοπής.



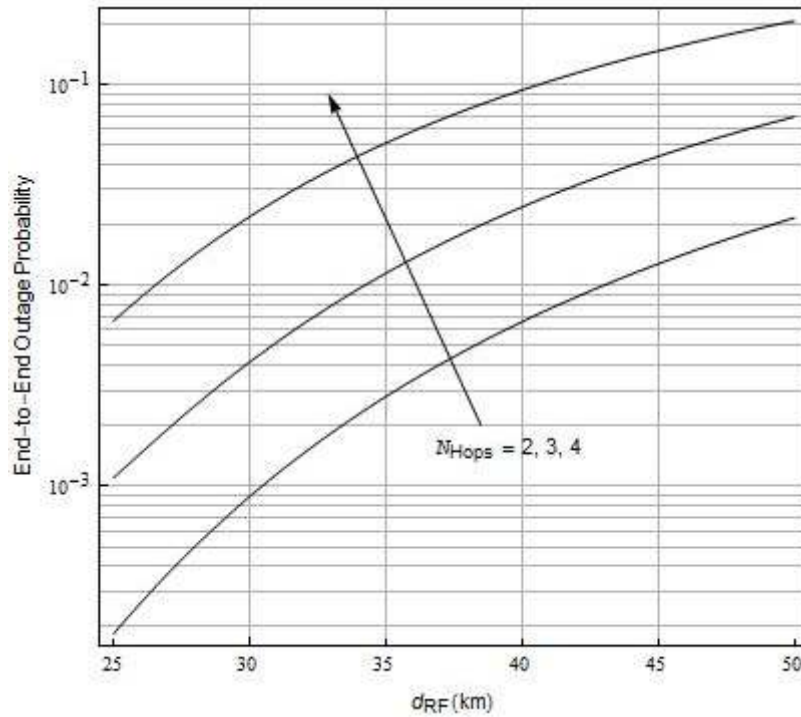


**Σχήμα 23:** Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει του μέσου SNR  $\langle \mu_{RF-R} \rangle$  στον επίγειο χρήστη για διάφορες τιμές του SNR κατωφλίου  $\mu_{RF-R,th}$  (Σενάριο  $N_{Hops} = 2$  αλμάτων)

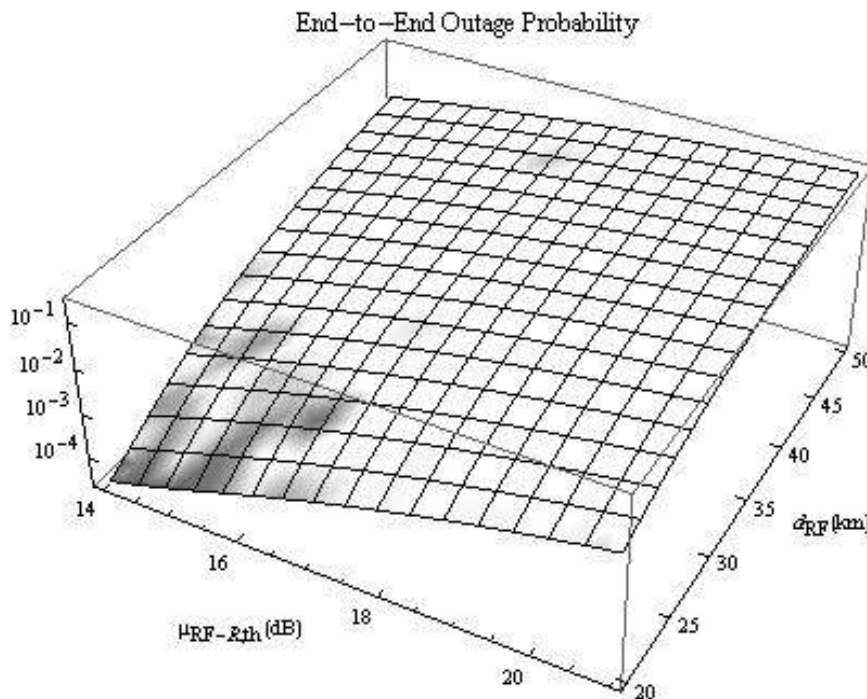
Στη συνέχεια το Σχήμα 24 απεικονίζει την πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη έναντι του SNR κατωφλίου  $\mu_{R-RF,th}$  για διαφορετικό αριθμό αλμάτων. Θεωρούμε ότι η απόσταση μεταξύ πλατφόρμας προορισμού και επίγειου χρήστη είναι  $d_0 = 25Km$ . Εύκολα παρατηρείται ότι για χαμηλές τιμές του SNR κατωφλίου, η



**Σχήμα 24:** Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει του SNR κατωφλίου  $\mu_{RF-R,th}$  για διαφορετικό αριθμό αλμάτων  $N_{Hops} = 2, 3, 4$ .



Σχήμα 25: Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει της απόστασης μεταξύ πλατφόρμας προορισμού και επίγειου χρήστη  $d_{RF}$  για διαφορετικό αριθμό αλμάτων  $N_{Hops} = 2, 3, 4$ .



Σχήμα 26: Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει της απόστασης μεταξύ πλατφόρμας προορισμού - επίγειου χρήστη  $d_{RF}$  και του μέσου SNR κατωφλίου  $\mu_{RF-R,th}$  (Σενάριο  $N_{Hops} = 2$  αλμάτων)

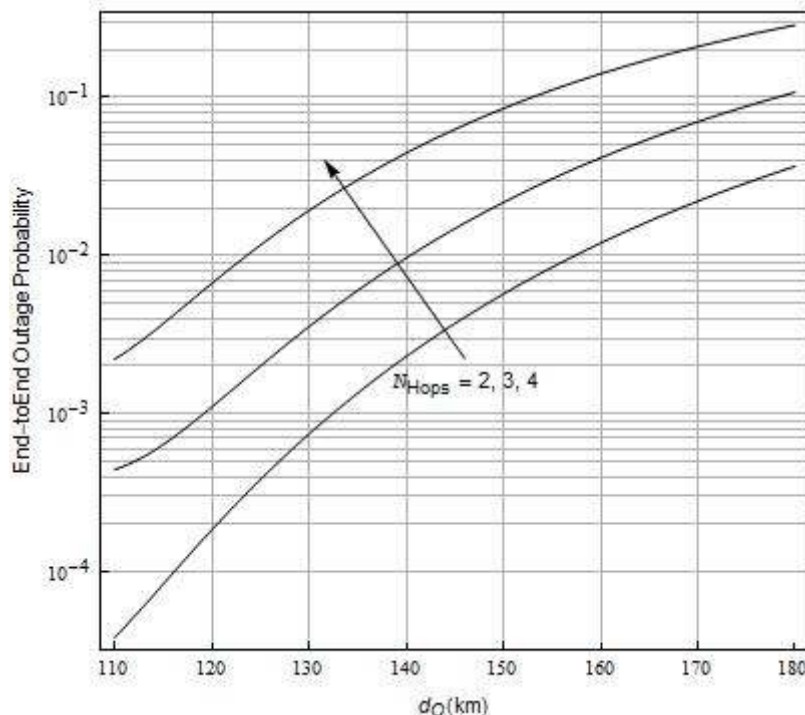
μετάβαση από τα δύο άλματα στα τρία (δηλαδή μετάβαση από έναν αναμεταδότη σε δύο), υποβαθμίζει την πιθανότητα διακοπής κατά ένα παράγοντα ίσο με δέκα, ενώ η περαιτέρω εκμετάλλευση και του τέταρτου άλματος (δηλαδή χρήση και τρίτου αναμεταδότη) αυξάνει την πιθανότητα διακοπής με ένα συντελεστή ίσο με 6. Τα

παραπάνω αποτελέσματα, είναι αναμενόμενα καθώς κάθε φορά που αυξάνεται ο αριθμός των αλμάτων κατά ένα, στην πράξη έχουμε αύξηση της απόστασης πλατφόρμας πηγής – πλατφόρμας προορισμού κατά έναν παράγοντα ίσο με την απόσταση που αντιστοιχεί στην απόσταση του ενός άλματος και επομένως έχουμε μεγαλύτερες απώλειες διαδρομής.

Στο Σχήμα 25, διερευνάται η επίδραση της απόστασης μεταξύ της πλατφόρμας προορισμού και του επίγειου χρήστη  $d_{RF}$  στην απόδοση του συστήματος. Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται η απόσταση, αυξάνεται και η πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη, αφού με την αύξηση της απόστασης λιγότερη ισχύς λαμβάνεται από τον επίγειο χρήστη. Επιπλέον, για μεγαλύτερο αριθμό αλμάτων, οι οπτικές απώλειες είναι μεγαλύτερες με αποτέλεσμα να έχουμε αύξηση της πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη.

Επίσης στο Σχήμα 26, απεικονίζεται η πιθανότητα διακοπής συναρτήσει της απόστασης πλατφόρμας προορισμού-επίγειου χρήστη  $d_{RF}$  και του SNR κατωφλίου  $\mu_{RF-R,th}$ , θεωρώντας αριθμό αλμάτων  $N_{Hops} = 2$ . Προφανώς, η πιθανότητα διακοπής αυξάνεται είτε με αύξηση του SNR κατωφλίου  $\mu_{R-RF,th}$ , είτε με αύξηση της απόστασης  $d_{RF}$ .

Τέλος, στο Σχήμα 27 παρουσιάζεται η πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει της απόστασης μεταξύ διαδοχικών πλατφορμών  $d_o$  για διαφορετικό αριθμό αλμάτων  $N_{Hops}$ . Μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί ότι η πιθανότητα διακοπής αυξάνεται είτε αυξάνοντας την απόσταση  $d_o$  και διατηρώντας σταθερό τον αριθμό των αλμάτων, είτε αυξάνοντας τον αριθμό των αλμάτων και διατηρώντας σταθερή την απόσταση  $d_o$ .



Σχήμα 27: Πιθανότητα διακοπής στον επίγειο χρήστη συναρτήσει της απόστασης μεταξύ διαδοχικών πλατφορμών  $d_o$  για διαφορετικό αριθμό αλμάτων  $N_{Hops}$ .

#### 4.4 Συμπεράσματα

Στην παρούσα ενότητα, παρουσιάστηκε μια εναλλακτική μέθοδος μεταφοράς WiMAX κίνησης σε μεγάλες αποστάσεις, χρησιμοποιώντας ένα δίκτυο εναέριων πλατφορμών μεγάλου ύψους. Σύμφωνα με την προτεινόμενη μέθοδο, η πλατφόρμα πηγή συγκεντρώνει την κίνηση από το έδαφος και επικοινωνεί με μια πλατφόρμα προορισμό

χρησιμοποιώντας την τεχνική πολλαπλών αλμάτων μέσω ενός αριθμού ενδιάμεσων πλατφορμών. Οι πλατφόρμες HAPs επικοινωνούν μεταξύ τους μέσω οπτικών ασύρματων ζεύξεων. Μετά την συλλογή της κίνησης στην πλατφόρμα προορισμό, η κίνηση μετατρέπεται σε RF μορφή και μεταδίδεται στους τελικούς επίγειους χρήστες. Στο μοντέλο του οπτικού καναλιού που χρησιμοποιήθηκε για τις ζεύξεις μεταξύ των πλατφορμών ελήφθησαν υπόψη οι απώλειες ευθυγράμμισης που παίζουν καθοριστικό ρόλο σε τέτοιου είδους συστήματα. Αρχικά, εξετάστηκε το σενάριο κατά το οποίο η πλατφόρμα πηγή επικοινωνεί απ' ευθείας με την πλατφόρμα προορισμό ενώ στη συνέχεια εξετάστηκε το γενικευμένο σενάριο, όπου η επικοινωνία επιτυγχάνεται μέσω της τεχνικής πολλαπλών αλμάτων. Η μελέτη εστιάστηκε στον υπολογισμό της πιθανότητας διακοπής στους τελικούς επίγειους χρήστες καθώς στην επιλογή των κατάλληλων χαρακτηριστικών των οπτικών πομπών του συστήματος με σκοπό την βελτιστοποίηση της απόδοσης.

Με βάση τα αποτελέσματα παρατηρούμε ότι η επιλογή πομπών με τα κατάλληλα χαρακτηριστικά (γωνία υποβιβασμού ισχύος, απολαβή), μπορεί να συντελέσει σε μια σημαντική αναβάθμιση του συστήματος και μάλιστα στην περίπτωση των πολλαπλών αλμάτων μπορεί να οδηγήσει σε ικανοποιητικά επίπεδα πιθανότητας διακοπής από άκρο σε άκρο για μεταφορά κίνησης σε μεγάλες αποστάσεις. Επίσης η βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών παίζει καθοριστικό ρόλο και στην μείωση του αριθμού των HAPs που απαιτούνται για την κάλυψη μιας συγκεκριμένης απόστασης.

## 5. ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Σε αυτό το κεφάλαιο συνοψίζονται τα σημαντικότερα ερευνητικά θέματα που μελετήθηκαν στην παρούσα διατριβή και τα ερευνητικά αποτελέσματα που προέκυψαν από αυτή την μελέτη. Στη συνέχεια παρουσιάζονται κάποια θέματα που χρήζουν μελλοντικής έρευνας.

### 5.1 Ανακεφαλαίωση

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής ήταν η μελέτη των τεχνικών διαχείρισης πόρων σε ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα επικοινωνιών με στόχο την βελτιστοποίηση της φασματικής απόδοσης καθώς και η διερεύνηση του ζητήματος της μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης μέσω εναλλακτικών τεχνολογιών. Η μελέτη του θέματος της διαχείρισης πόρων στα ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα εστιάστηκε στην αναζήτηση προηγμένων τεχνικών με σκοπό την αύξηση της φασματικής τους απόδοσης. Η μελέτη του αντικειμένου της μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης επικεντρώθηκε στην διερεύνηση υιοθέτησης εναλλακτικών τεχνολογιών καθώς και στην εξαγωγή αναλυτικών εκφράσεων των κυριότερων κριτηρίων επίδοσής τους.

Στο πρώτο κεφάλαιο έγινε μια σύντομη επισκόπηση των ασύρματων δικτύων ευρυζωνικής πρόσβασης και αναλύθηκαν συνοπτικά τα σημαντικότερα θέματα που αφορούν τις τεχνικές της διαχείρισης πόρων σε τέτοιου είδους δίκτυα. Στο ίδιο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν οι επικρατέστερες εναλλακτικές τεχνολογίες που έχουν προταθεί για την μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης στην διεθνή βιβλιογραφία καθώς και τα βασικά χαρακτηριστικά τους.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάστηκε μια αναλυτική περιγραφή του μοντέλου ενός τυπικού ασύρματου ευρυζωνικού δικτύου και έγινε μια εκτενής ανασκόπηση των επικρατέστερων τεχνικών διαχείρισης πόρων που έχουν προταθεί στην διεθνή βιβλιογραφία. Στη συνέχεια εξετάστηκε η χρήση προηγμένων τεχνικών διαχείρισης πόρων που στηρίζονται είτε στην αναβαθμισμένη αποφυγή της κύριας παρεμβολής μεμονωμένα, είτε στην αναβαθμισμένη αποφυγή της κύριας παρεμβολής σε συνδυασμό με την τεχνική της προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Μια άλλη τεχνική που προτάθηκε επίσης, στηρίχτηκε στην ενσωμάτωση της έννοιας της διπλής πόλωσης με σκοπό την περαιτέρω μείωση της ενδοκαναλικής παρεμβολής. Για την αξιολόγηση των τεχνικών αυτών αναπτύχθηκε ένα κατάλληλο εργαλείο προσομοίωσης στο MATLAB το οποίο έλαβε υπόψη του τα κυριότερα χαρακτηριστικά ενός ασύρματου δικτύου (όπως κυψελωτή δομή, χαρακτηριστικά καναλιού, διαγράμματα ακτινοβολίας κεραιών, δομή του πλαισίου εκπομπής), το οποίο μας έδωσε την δυνατότητα να υπολογίσουμε τα κυριότερα κριτήρια επίδοσής τους, όπως τη ρυθμαπόδοση και την κάλυψη. Επίσης πραγματοποιήθηκε σύγκριση των προτεινόμενων μεθόδων με μια από τις επικρατέστερες τεχνικές. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδειξαν ότι στην περίπτωση εφαρμογής της τεχνικής που στηρίζεται αποκλειστικά στην αναβαθμισμένη αποφυγή της κύριας παρεμβολής, προκύπτει μια σχετική αύξηση της ρυθμαπόδοσης περίπου της τάξης του 10%. Στην αναβαθμισμένη εκδοχή, όπου εφαρμόστηκε η τεχνική που στηρίζεται στο συνδυασμό της αναβαθμισμένης αποφυγής της κύριας παρεμβολής και της προσαρμοστικής διαμόρφωσης, τα αποτελέσματα ήταν πιο ενθαρρυντικά, με μια σχετική αύξηση της ρυθμαπόδοσης που κυμαίνεται περίπου από 12% έως 70%, ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του συστήματος και τις απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσίας. Τέλος και στη περίπτωση της τεχνικής που συνδυάζει την αναβαθμισμένη αποφυγή της κύριας παρεμβολής και την έννοια της διπλής πόλωσης, παρατηρείται μια πολύ σημαντική σχετική αύξηση της ρυθμαπόδοσης.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάστηκε αναλυτικά το μοντέλο ενός συστήματος μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης (πιο συγκεκριμένα τύπου WiMAX) μέσω επίγειας ασύρματης οπτικής ζεύξης. Στο μοντέλο συστήματος που χρησιμοποιήθηκε ελήφθησαν υπόψη παράμετροι που χρησιμοποιούνται στην πράξη, τόσο για το οπτικό υποσύστημα που αφορά την μεταφορά της κίνησης στον σταθμό WiMAX μέσω οπτικής ασύρματης ζεύξης, όσο και του RF υποσυστήματος που αφορά την παράδοση της κίνησης στους τελικούς χρήστες μέσω RF ζεύξης. Πιο συγκεκριμένα, διερευνήθηκαν τα πιο σημαντικά προβλήματα που παρουσιάζονται, τόσο στο οπτικό κανάλι, όπως η απώλεια διαδρομής, οι ατμοσφαιρικές αναταράξεις, τα σφάλματα ευθυγράμμισης, όσο και στο RF κανάλι, όπως η απώλεια διαδρομής, η σκίαση, οι γρήγορες διαλείψεις, και εξήχθησαν σε κλειστή μορφή η πιθανότητα διακοπής του συστήματος καθώς και η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου. Τα αριθμητικά αποτελέσματα κατέδειξαν τον σημαντικό ρόλο που διαδραματίζουν κάποιες παράμετροι του συστήματος για την επίτευξη της βέλτιστης απόδοσης, όπως για παράδειγμα η επιλογή κατάλληλης κανονικοποιημένης ακτίνας υποβιβασμού ισχύος της οπτικής δέσμης στο επίπεδο του δέκτη, δεδομένης της τυπικής απόκλισης σφάλματος ευθυγράμμισης. Γενικότερα, τα αποτελέσματα της αξιολόγησης της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής με βάση ένα σύνολο ρεαλιστικών παραμέτρων, οδηγούν στο συμπέρασμα ότι μπορεί να αποτελέσει μια αποτελεσματική εναλλακτική τεχνολογία μεταφοράς ευρυζωνικής κίνησης, ιδιαίτερα στην περίπτωση κατά την οποία δεν είναι δυνατή η ανάπτυξη δικτύου οπτικών ινών.

Στα πλαίσια του τέταρτου κεφαλαίου έγινε μια αναλυτική παρουσίαση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής ενός πολύ-αλματικού δικτύου εναέριων πλατφορμών μεγάλου ύψους οι οποίες διασυνδέονται μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης, με σκοπό την μεταφορά ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης σε μεγάλες αποστάσεις. Η πρόκληση για την χρήση δικτύου με HAPs, οφείλεται στο γεγονός ότι φέρουν μερικά από τα πλεονεκτήματα τόσο των δορυφορικών όσο και των επίγειων συστημάτων επικοινωνίας, όπως μεγάλη περιοχή κάλυψης, ταχεία και σχετικά εύκολη ανάπτυξη, μεγάλη χωρητικότητα, χαμηλή καθυστέρηση διάδοσης, συνθήκες οπτικής επαφής και λόγω των σχετικά μικρών αποστάσεων διαδρομής σε σχέση με τους δορυφόρους, ένα ικανοποιητικό ισοζύγιο ισχύος. Για την μελέτη της παραπάνω αρχιτεκτονικής, παρουσιάστηκε αναλυτικά το μοντέλο συστήματος, το οποίο περιελάμβανε το απαιτούμενο υποσύστημα οπτικών πομποδεκτών για την μεταφορά OFDM σημάτων μέσω ασύρματης οπτικής ζεύξης, καθώς και τα μοντέλα καναλιών, που αφορούν τις οπτικές ζεύξεις για την επικοινωνία μεταξύ των HAPs και τις RF ζεύξεις για την μεταφορά της κίνησης από τα HAPs στους επίγειους χρήστες. Πιο συγκεκριμένα στο μοντέλο του οπτικού καναλιού που χρησιμοποιήθηκε για τις ζεύξεις μεταξύ των πλατφορμών ελήφθησαν υπόψη οι απώλειες ευθυγράμμισης που παίζουν καθοριστικό ρόλο σε τέτοιου είδους συστήματα.

Για την αξιολόγηση των επιδόσεων της αρχιτεκτονικής, εξήχθη σε αναλυτική μορφή, ένα από τα κυριότερα κριτήρια επίδοσής της, η πιθανότητα διακοπής από άκρο σε άκρο, και η μελέτη εστιάστηκε στην επιλογή των κατάλληλων χαρακτηριστικών των οπτικών πομπών του συστήματος, με σκοπό την βελτιστοποίηση του συγκεκριμένου κριτηρίου επίδοσης. Τα αποτελέσματα καταδεικνύουν ότι η επιλογή των πομπών με τα κατάλληλα χαρακτηριστικά, μπορεί να συντελέσει σε μια σημαντική αναβάθμιση του συστήματος και μπορεί να οδηγήσει σε ικανοποιητικά επίπεδα πιθανότητας διακοπής από άκρο σε άκρο για μεταφορά κίνησης σε μεγάλες αποστάσεις. Επίσης η βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών συντελεί και στην μείωση του αριθμού των HAPs που απαιτούνται για την κάλυψη μιας συγκεκριμένης απόστασης, οδηγώντας με αυτό τον τρόπο σε μείωση του απαιτούμενου κόστους. Τα αποτελέσματα που εξήχθησαν από την παρούσα διατριβή, μπορούν να χρησιμεύσουν ως κατευθυντήρια γραμμή για την αξιολόγηση της

ικανότητας μεταφοράς ευρυζωνικών υπηρεσιών μέσω δικτύου πολλαπλών αλμάτων μεταξύ εναέριων πλατφορμών μεγάλου ύψους.

## 5.2 Μελλοντικές κατευθύνσεις

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής προέκυψαν διάφορα θέματα που απαιτούν περαιτέρω διερεύνηση και αφορούν τόσο το ζήτημα της αποδοτικής διαχείρισης πόρων σε ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα, όσο και το ζήτημα της μεταφοράς κίνησης σε τέτοιου είδους δίκτυα με εναλλακτικές τεχνολογίες.

Όσον αφορά το ζήτημα της διαχείρισης πόρων, λαμβάνοντας υπόψη ότι οι προτεινόμενες τεχνικές που στηρίχτηκαν σε βελτιωμένες τεχνικές διαχείρισης της κύριας παρεμβολής καθώς και στην χρήση της προσαρμοστικής διαμόρφωσης με την μορφή της υιοθέτησης πολλαπλών τρόπων διαμόρφωσης, οδήγησαν σε σημαντική βελτίωση της απόδοσης του συστήματος. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον θα παρουσίαζε η διερεύνηση της περαιτέρω βελτίωσης της φασματικής απόδοσης με εφαρμογή ενός πιο σύνθετου σχήματος προσαρμοστικής διαμόρφωσης, το οποίο να συνδυάζει και τη δυνατότητα κάποιου είδους προηγμένης κωδικοποίησης. Ένα επίσης θέμα προς μελλοντική έρευνα, αποτελεί η εξέταση της πιθανής αναβάθμισης του συστήματος με εφαρμογή προηγμένων τεχνικών ελέγχου ισχύος.

Αναφερόμενοι στο δεύτερο ζήτημα που απασχόλησε την παρούσα διατριβή, τις εναλλακτικές τεχνολογίες μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης, προέκυψαν επίσης κάποια σημαντικά θέματα που χρήζουν περαιτέρω μελέτη. Για παράδειγμα, θα ήταν ενδιαφέρον να εξεταστεί το φαινόμενο της μη γραμμικότητας που παρουσιάζουν οι δίοδοι Laser και να διερευνηθεί η επίδραση της παραμόρφωσης η οποία είναι συχνά παρούσα σε πρακτικά συστήματα Laser. Επίσης σημαντική πρόκληση στην περίπτωση του σεναρίου μεταφοράς ασύρματης ευρυζωνικής κίνησης μέσω ενός πολύ-αλματικού δικτύου εναέριων πλατφορμών μεγάλου ύψους, αποτελεί η μελέτη της επίδρασης της εφαρμογής διαφορετικών τύπων αναμεταδοτών (π.χ. D/F αναμεταδότες ή αμιγώς οπτικοί αναμεταδότες), στην επίδοση του συστήματος. Τέλος ένα ενδιαφέρον θέμα προς μελέτη, είναι η επίδραση του φαινομένου των ατμοσφαιρικών αναταράξεων που παρατηρείται στις οπτικές ζεύξεις μεταξύ των εναέριων πλατφορμών και αρχίζει να διαδραματίζει μεγαλύτερο ρόλο, είτε με την αύξηση της μεταξύ τους απόστασης, είτε με την μείωση του ύψους τους.





**ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ**

<b>Ξενόγλωσσος όρος</b>	<b>Ελληνικός Όρος</b>
Attenuation	Εξασθένηση
Amplify and forward	Ενίσχυση και προώθηση
Base station	Σταθμός βάσης
Beamwidth	Εύρος δέσμης
Broadband traffic	Ευρυζωνική κίνηση
Broadband Wireless Access	Ασύρματη ευρυζωνική πρόσβαση
Channel assignment	Εκχώρηση καναλιών
Coverage	Κάλυψη
Decode and forward	Αποκωδικοποίηση και προώθηση
Detection	Ανίχνευση
Direct detection	Άμεση ανίχνευση
Downlink	Κατερχόμενη ζεύξη
Efficiency	Απόδοση
Fading	Διαλείψεις
Free space optics	Οπτικές επικοινωνίες ελεύθερου χώρου
Intensity modulation	Διαμόρφωση έντασης
Intercell	Διακυψελικός
Interference management	Διαχείριση παρεμβολών
Intracell	Ενδοκυψελικός
Modulation	Διαμόρφωση
Multi-hop network	Πολυαλματικό δίκτυο
Multiple access	Πολλαπλή πρόσβαση
Optical communications	Οπτικές επικοινωνίες
Optical wireless communications	Ασύρματες οπτικές επικοινωνίες
Outage probability	Πιθανότητα διακοπής
Path	Μονοπάτι
Path loss	Απώλειες μονοπατιού
Point to multi-point	Σημείο προς πολλά σημεία
Point to point	Σημείο προς σημείο
Pointing error	Σφάλμα ευθυγράμμισης
Receiver	Δέκτης
Resource management	Διαχείριση πόρων

Responsivity	Αποκρισιμότητα
Shadowing	Σκίαση
Subcarrier	Υποφέρουσα
Symbol error probability	Πιθανότητα σφάλματος συμβόλου
Terminal classification	Κατηγοριοποίηση τερματικών
Throughput	Ρυθμαπόδοση
Timeslots	Χρονοθυρίδες
Transmitter	Πομπός
Uplink	Ανερχόμενη ζεύξη
Wireless communications	Ασύρματες επικοινωνίες
Macro-diversity	Μακρο-διαφορικότητα

**ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ**

AF	Amplify and Forward
A-MMM	Adaptive Multi Mode Modulation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
BWA	Broadband Wireless Access
CAPANINA	Communications from Aerial Platform Networks delivering Broadband Communications for All
CCI	Co-Channel Interference
cdf	cumulative density function
CDMA	Code Division Multiple Access
CS	Central Station
DC	Direct Current
DCA	Dynamic Channel Assignment
DF	Decode and Forward
DSL	Digital Subscriber Line
ESRA	Enhanced Staggered Resource Allocation
FBWA	Fixed Broadband Wireless Access
FCA	Fixed Channel Assignment
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transformation
FICA	Flexible Channel Assignment
FSO	Free Space Optics
FTB	Frontront To Back
FTTH	Fiber To The Home
HAP	High Altitude Platforms
HAPCOS	High Altitude Platforms for Communications and Other Services
HFC	Hybrid Fiber Coaxial
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation
IM/DD	Intensity Modulation/Direct Detection
LD	Laser Diode
LED	Light Emitting Diode
LMDS	Local Multipoint Distribution Systems
LOS	Line Of Sight
MATLAB	Matrix Laboratory
MGF	Moment Generating Function
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMDS	Multichannel Multipoint Distribution Systems
MMM	Multi Mode Modulation
MSM	Multiple Subcarrier Modulation
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
pdf	probability density function
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RA-AMI	Resource Allocation With Avoidance Of Major Interferences
RA-AMI-PA	Resource Allocation With Avoidance Of Major Interferences and Polarization Allocation
RF	Radio Frequency
RoF	Radio over Fiber
RoFSO	Radio over Free Space Optics
S/P	Serial to Parallel
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SIR	Signal to Interference Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SRA	Staggered Resource Allocation
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access

WiMAX	World Interoperability for Microwave Access
XPD	Cross Polarization Discrimination
ΕΚΠΑ	Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών



## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] M. Humphrey and J. Freeman, "How xDSL supports broadband services to the home," *IEEE Network*, pp. 14-23, Jan./Feb. 1997.
- [2] C. Bisdikian, K. Maruyama, D. I. Seidman and D. N. Serpanos, "Cable access beyond the hype: On residential broadband data services over HFC networks," *IEEE Commun. Mag.*, p. 128–135, Nov. 1996.
- [3] F. Council, "[http://www.ftthcouncil.org/.](http://www.ftthcouncil.org/)," [Online].
- [4] T. Monath, N. K. Elnegaard, P. Cadro, D. Katsianis and D. Varoutas, "Economics of fixed broadband access network strategies," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 132-139, Sept. 2003.
- [5] A. Nordbotten, "LMDS systems and their application," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 150-154, June 2000.
- [6] *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Physical and Medium access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corri*, 2006.
- [7] *IEEE Std. 802.16-2004, Broadband wireless MANs*, IEEE, 2004.
- [8] *IEEE Std. 802.16j-2009, Broadband wireless MANs*, IEEE, 2009.
- [9] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles & Practice*, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [10] J. G. Andrews, A. Ghosh and R. Muhamed, *Fundamentals of WiMAX : understanding broadband wireless networking*, New Jersey: Prentice Hall, 2007.
- [11] I. Katzela and M. Naghshineh, "Channel assignment schemes for cellular mobile telecommunication systems: A comprehensive survey," *IEEE Personal Commun.*, pp. 10-31, June 1996.
- [12] J. Zander, "Performance of optimum transmitter power control in cellular radio systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, p. 57–62, Feb. 1992.
- [13] J. F. Whitehead, "Signal-level-based dynamic power control for cochannel interference management," in *Proc. of VTC*, Secaucus, NJ, USA, 1993.
- [14] Z. J. Haas, J. H. Winters and D. S. Johnson, "Simulation results of the capacity of cellular systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, p. 805–817, Nov. 1997.
- [15] K. K. Leung, "Power control by interference prediction for broadband wireless packet networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, p. 256–265, Apr. 2002.
- [16] K. K. Leung and L. C. Wang, "Integrated Link Adaptation and Power Control to Improve Error and Throughput Performance in Broadband Wireless Packet Networks," *Trans. Wireless Commun.*, p. 619–629, Oct. 2002.
- [17] K. K. Leung and L. C. Wang, "Integrated power control and link adaptation for QoS in broadband wireless networks," in *Proc. of PIMRC*, Osaka, Japan, 99.
- [18] A. J. Goldsmith and S. G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, p. 1218–1230, Oct. 1997.
- [19] W. T. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio," *IEEE Trans. Commun.*, p. 2223–2230, July 1995.
- [20] H. Matsuoka, S. Sampei, N. Morinaga and Y. Kamio, "Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high quality multi-media communication systems," in *Proc. of VTC*, Atlanta GA, 96.
- [21] M.-S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Area Spectral Efficiency of Cellular Mobile Radio Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 1047-1066, July 1999.
- [22] M.-S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Adaptive modulation over Nakagami fading channels," *J. Wireless Commun.*, p. 119–143, May 2000.
- [23] S. Sampei, S. Komaki and N. Morinaga, "Adaptive modulation/TDMA scheme for personal multi-media communication systems," in *Proc. of GLOBECOM*, San Francisco, USA, 94.
- [24] X. Qiu and K. Chawla, "On the performance of adaptive modulation in cellular systems," *IEEE Trans. Commun.*, p. 884–895, June 1999.
- [25] N. J. Gomes, M. Morant, A. Alphones, B. Cabon, J. E. Mitchell, C. Lethien, M. Csornyei, A. Stohr and S. Iezekiel, "Radio-over-fiber transport for the support of wireless broadband services," *J. of*

- Opt. Net*, p. 156–178, Feb. 2009.
- [26] H. Al-Rawashidy and E. S. Komaki, *Radio over Fiber Technologies for Mobile Communication Networks*, Artech House, 2002.
- [27] T. H. Carbonneau and D. R. Wisely, "Opportunities and challenges for optical wireless: the competitive advantage of free space telecommunications links in today's crowded marketplace," in *Proc. of SPIE*, 1998.
- [28] H. Willebrand and B. Ghuman, *Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Networks*, Sams Publishing, 2002.
- [29] T. Ohtsuki, "Multiple-subcarrier modulation in optical wireless communications," *IEEE Commun. Mag.*, p. 74–79, Mar. 2003.
- [30] R. Hui, B. Zhu, R. Huang, C. T. Allen, K. R. Demarest and D. Richards, "Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission," *J. Lightwave Technol.*, p. 417–427, Mar. 2002.
- [31] H. H. Refai, J. J. Sluss, H. H. Refai and M. Atiquzzaman, "Comparative study of the performance of analog fiber optic links versus free-space optical links," *Opt. Eng.*, p. 130–137, Feb. 2006.
- [32] F. Fidler, M. Knappek, J. Horwath and W. R. Leeb, "Optical communications for high-altitude platforms," *IEEE J. Sel. Topics in Quantum Electron.*, p. 1058–1070, Sept.-Oct. 2010.
- [33] G. M. Djuknic, J. Freidenfelds and Y. Okunev, "Establishing Wireless Communications Services via High-Altitude Aeronautical Platforms: A Concept Whose Time Has Come?," *IEEE Communications Magazine*, pp. 128-135, Sept. 1997.
- [34] T. C. Tozer and D. Grace, "High-altitude platforms for wireless communications," *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp. 127-137, June 2001.
- [35] D. Grace and M. Mohorcic, *Broadband Communications via High Altitude Platforms*, John Wiley & Sons, 2011.
- [36] A. Srivastava, N. K. Shankaranarayanan and K. K. Lung, "Sector-based resource allocation for broadband fixed wireless networks," in *Proc. of VTC*, Ottawa, Canada, 1998.
- [37] X. Qiu and K. Chawla, "Resource Assignment in a Fixed Broadband Wireless System," *IEEE Commun. Lett.*, pp. 108-110, July 1997.
- [38] K. Chawla and X. X. Qiu, "Quasi-static resource allocation with interference avoidance for fixed wireless systems".*IEEE J. on Sel. Areas in Commun.*
- [39] T. K. Fong, P. S. Henry, K. K. Leung, X. X. Qiu and N. K. Shankaranarayanan, "Radio resource allocation in fixed broadband wireless networks," *IEEE Trans. on Commun.*, pp. 806-818, June 1998.
- [40] K. K. Leung and A. Srivastava, "Dynamic allocation of downlink and uplink resource for broadband services in fixed wireless networks," *IEEE J. on Sel. Areas in Commun.*, pp. 990-1006, May 1999.
- [41] V. Tralli, R. Veronesi and M. Zorzi, "Power-shaped advanced resource assignment (PSARA) for fixed broadband wireless access systems," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, pp. 2207-2220, Nov. 2004.
- [42] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [43] A. Czylik and A. Dekorsy, "System-Level Performance of Antenna Arrays in CDMA-Based Cellular Mobile Radio Systems," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, p. 1308–1320, 2004.
- [44] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, 2nd edition, New York: Wiley, 2005.
- [45] V. Erceg, L. J. Greenstein, S. Y. Tjandra, S. R. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. A. Julius and R. Bianchi, "An Empirically Based Path Loss Model for Wireless Channels in Suburban Environments," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp. 1205-1211, July 1999.
- [46] S. Farahvash and M. Kavehrad, "Co-channel interference assessment for Line-of-Sight and Nearly Line-of-Sight millimeter-waves cellular LMDS architecture," *Int. J. Wirel. Inf. Netw.*, pp. 197-210, Oct. 2000.
- [47] A. D. Panagopoulos, P.-D. M. Arapoglou, J. D. Kanellopoulos and P. G. Cottis, "Intercell radio interference studies in broadband wireless access networks," *IEEE Trans. on Vehic. Technol.*, pp. 3-12, Jan. 2007.
- [48] K. Ntagkounakis, B. Sharif and P. Dallas, "Novel channel and polarization assignment schemes for 2-11 GHz fixed-broadband wireless access networks," *Wireless Personal Commun.*, pp. 425-443,



Mar. 2006.

- [49] B. Fong, P. B. Rapajic, A.-C. V. Fong and G. Y. Hong, "Polarization of received signals for wideband wireless communications in a heavy rainfall region," *IEEE Commun. Lett.*, pp. 13-14, Jan. 2003.
- [50] *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems – Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2–11 GHz*, 2003.
- [51] P. T. Dat, A. M. Shah, K. Kazaura, K. Wakamori, T. Suzuki, K. Omae, M. Matsumoto, Y. Aburakawa, K. Takahashi, T. Nakamura, T. Hi-gashino, K. Tsukamoto and S. Komaki, "Investigation of suitability of RF signal transmission over FSO links," in *Proc. of Int. Symp. on High Capacity Opt. Net. and En. Tech (HONET 07)*, Dubai, 2007.
- [52] N. Cvijetic and T. Wang, "WiMAX over free-space optics evaluating OFDM multi-subcarrier modulation in optical wireless channels," in *Proc. of IEEE Sarnoff Symp.*, Princeton, NJ, USA, 2006.
- [53] N. Cvijetic and T. Wang, "A MIMO architecture for IEEE 802.16d (WiMAX) heterogeneous wireless access using optical wireless technology," in *Proc. of Next Generation Teletraffic and Wired/Wireless Advanced Networking (NEW2AN)*, St. Petersburg, Russia, 2006.
- [54] A. Bekkali, C. B. Naila, K. Kazaura, K. Wakamori and M. Matsumoto, "Transmission analysis of OFDM-based wireless services over turbulent radio-on-FSO links modeled by gamma-gamma distribution," *IEEE Photon. J.*, p. 510–520, June 2010.
- [55] S. Arnon, "Minimization of outage probability of WiMAX link supported by laser link between a high-altitude platform and a satellite," *J. Opt. Soc. Am. A*, p. 1545–1552, July 2009.
- [56] S. Arnon, "Optical wireless communications," in *Encyclopedia of Optical Engineering*, 2003.
- [57] S. Arnon, "Optimization of urban optical wireless communications systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, p. 626–629, July 2003.
- [58] M. Maqbool, M. Coupechoux and P. Godlewski, "Comparison of various frequency reuse patterns for WiMAX networks with adaptive beamforming," in *Proc. of IEEE VTC*, Marina Bay, Singapore, 2008.
- [59] A. A. Farid and S. Hranilovic, "Outage capacity optimization for freespace optical links with pointing errors," *IEEE J. of Lightw. Technol.*, p. 1702–1710, July 2007.
- [60] L. Andrews and R. L. Philips, *Laser Beam Propagation through Random Media*, 2nd edition, SPIE Press, 2005.
- [61] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 7th edition, New York: Academic, 2008.
- [62] J. A. Anguita, I. B. Djordjevic, M. A. Neifeld and B. V. Vasic, "Shannon capacities and error-correction codes for optical atmospheric turbulent channels," *Journal of Optical Networking*, p. 586–601, Sept. 2005.
- [63] C. Chen and C. S. Gardner, "Impact of random pointing and tracking errors on the design of coherent and incoherent optical intersatellite communication links," *IEEE Trans. Commun.*, p. 252–260, Mar. 1989.
- [64] M. Abramovitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables* 9th edition, New York: Dover, 1972.
- [65] A. M. Turkmani, "Probability of error for m-branch macroscopic selection diversity," in *Proc. of Inst. Elect. Eng. -I Commun., Speech and Vision*, 1992.
- [66] A. Abdi and M. Kaveh, "Comparison of DPSK and MSK bit error rates for k and rayleigh-lognormal fading distributions," *IEEE Commun. Lett.*, p. 122–124, Apr. 2000.
- [67] A. Abdi and M. Kaveh, "K distribution: An appropriate substitute for rayleigh-lognormal distribution in fading-shadowing wireless channels," *Electron. Lett.*, p. 851–852, Apr. 1998.
- [68] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communication*, 2nd edition, USA: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [69] S. G. Lambert and W. L. Casey, *Laser Communication in Space*, Artech House, 1995.
- [70] K. Burry, *Statistical Distributions in Engineering*, Cambridge University Press, 1999.
- [71] Wolfram, "<http://functions.wolfram.com>," [Online].
- [72] V. S. Adamchik and O. I. Marichev, "The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in reduce system," in *Proc. of International Conference on Symbolic and Algebraic Computation*, Tokyo, Japan, 1990.

- [73] H. G. Sandalidis, "Optimization models for misalignment fading mitigation in optical wireless links," *IEEE Commun. Lett.*, p. 395–397, May 2008.
- [74] D. G. Aviv, Laser Space Communications, Artech House, 2006.
- [75] A. Aragon-Zavala, J. L. Cuevas-Ruiz and J. A. Delgado-Penin, High-Altitude Platforms for Wireless Communications, John Wiley & Sons, 2008.
- [76] D. Grace, J. Thornton, G. Chen, G. White and T. Tozer, "Improving system capacity of broadband services using multiple high altitude platforms," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, p. 700–709, Mar. 2005.
- [77] S. Ahson and M. Ilyas, The WiMAX Handbook - Three-Volume Set., CRC Press, 2008.
- [78] P. Likitthanasate, D. Grace and P. Mitchell, "Coexistence performance of high altitude platform and terrestrial systems sharing a common downlink WiMAX frequency band," *Electron. Lett.*, p. 858–860, Jul. 2005.
- [79] Z. Yang, A. Mohammed, T. Hult and D. Grace, "Downlink coexistence performance assessment and techniques for WiMAX services from high altitude platform and terrestrial deployments," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2008.
- [80] Z. Yang, A. Mohammed and T. Hult, "Performance evaluation of WiMAX broadband from high altitude platform cellular system and terrestrial coexistence capability," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2008.
- [81] J. Thornton, A. D. White and T. C. Tozer, "A WiMAX payload for high altitude platform experimental trials," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2008.
- [82] I. Arruego, H. Guerrero, S. Rodriguez, J. Martinez-Oter, J. Jimenez, J. Dominguez, A. Martin-Ortega, J. de Mingo, J. Rivas, V. Apestigue, J. Sanchez, J. Iglesias, M. Alvarez, P. Gallego, J. Azcue, C. Ruiz de Galarreta, B. Martin, A. Alvarez-Herrero, M. Diaz-Michelena, I. Martin, F. Tamayo, M. Reina, M. Gutierrez, L. Sabau and J. Torres, "OWLS: A ten-year history in optical wireless links for intra-satellite communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, p. 1599–1611, Dec. 2009.
- [83] D. Kedar, D. Grace and S. Arnon, "Laser nonlinearity effects on optical broadband backhaul communication links," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, p. 1797–1803, Oct. 2010.
- [84] M. Dohler and Y. Li, Cooperative Communications: Hardware, Channel and PHY, John Wiley, 2010.
- [85] G. K. Karagiannidis, T. A. Tsiftsis and R. N. Mallik, "Bounds for multihop relayed communications in nakagami-m fading," *IEEE Trans. Commun.*, p. 18–22, Jan. 2006.
- [86] M. Uysal, Cooperative Communications for Improved Wireless Network Transmission: Framework for Virtual Antenna Array Applications, Information science reference, 2010.
- [87] J. M. Cioffi, "A multicarrier primer," ANSI Contribution T1E1, 1991.
- [88] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," *J. Lightwave Technol.*, pp. 189–204, Feb. 2009.
- [89] J. Armstrong and A. J. Lowery, "Power efficient optical OFDM," *Electron. Lett.*, p. 370–372, Mar. 2006.
- [90] P. Horvath and I. Frigyes, "Effects of the nonlinearity of a Mach-Zehnder modulator on OFDM radio-over-fiber transmission," *IEEE Commun. Lett.*, p. 921–923, Oct. 2005.
- [91] L. Chen, B. Krongold and J. Evans, "Performance evaluation of optical OFDM systems with nonlinear clipping distortion," in *Proc. of IEEE ICC*, Dresden, Germany, 2009.
- [92] R. V. Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Norwell, MA: Artech House, 2000.
- [93] K. Kiasaleh, "On the probability density function of signal intensity in free-space optical communications systems impaired by pointing jitter and turbulence," *Opt. Eng.*, p. 3748–3757, Nov. 1994.
- [94] M. Toyoshima, T. Jono, K. Nakagawa and A. Yamamoto, "Optimum divergence angle of a gaussian beam wave in the presence of random jitter in free-space laser communication systems," *J. Opt. Soc. Am. A*, p. 567–571, Mar. 2002.
- [95] A. Polishuk and S. Arnon, "Optimization of a laser satellite communication system with an optical preamplifier," *J. Opt. Soc. Am. A*, p. 1307–1315, July 2004.
- [96] G. K. Karagiannidis, T. A. Tsiftsis and H. G. Sandalidis, "Outage probability of relayed free space optical communication systems," *Electron. Lett.*, p. 994–995, Aug. 2006.
- [97] S. Sarkar and K. N. Sivarajan, "Channel Assignment Algorithms Satisfying Cochannel and Adjacent Channel Reuse Constraints in Cellular Mobile Networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, p. 954–967,

Sept. 2002.

- [98] V. W. S. Chan, "Free-space optical communications," *J. Lightwave Technol.*, p. 4750–4762, Dec. 2006.
- [99] K. Kazaura, K. Wakamori, M. Matsumoto, T. Higashino, K. Tsukamoto and S. Komaki, "RoFSO: A universal platform for convergence of fiber and free-space optical communication networks," *IEEE Commun. Mag.*, p. 130–137, Feb. 2010.
- [100] D. A. Rockwell and G. S. Mecherle, "Optical wireless: low-cost high-speed optical access," in *Proc. of SPIE*, 2001.
- [101] H. Willebrand and B. S. Ghuman, *Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Networks*, Sams Publishing, 2002.
- [102] S. G. Lambert and W. L. Casey, *Laser Communication in Space*, Artech House, 1995.
- [103] J. Horwath, N. Perlot, D. Giggenbach and R. Jungling, "Numerical simulations of beam propagation through optical turbulence for high-altitude platform crosslinks," in *Proc. of SPIE*, 2004.
- [104] J. M. Cioffi, "OFDM for optical communications," *IEEE J. of Lightw. Technol.*, p. 189–204, Feb. 2009.
- [105] H. Jia, Z. Zhang, G. Yu, P. Cheng and S. Li, "On the performance of IEEE 802.16 OFDMA system under different frequency reuse and subcarrier permutation patterns," in *Proc. of ICC*, Glasgow, Scotland, 2007.
- [106] N. Cvijetic and S. G. Wilson, "WiMAX access using optical wireless technology with heterodyne detection in turbulent atmospheric channels," in *Proc. of GLOBECOM*, San Francisco, California, 2006.