



# **ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ**

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

## **Χαρακτηριστικά και Επίδοση Διαύλων ΜΙΜΟ για Δορυφορικά Συστήματα Επικοινωνιών**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΤΟΥ

**ΒΙΚΤΩΡΑ ΝΙΚΟΛΑΪΔΗ**

Πειραιάς, Δεκέμβριος 2020







# **ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ**

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

## **Χαρακτηριστικά και Επίδοση Διαύλων ΜΙΜΟ για Δορυφορικά Συστήματα Επικοινωνιών**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΤΟΥ

**ΒΙΚΤΩΡΑ ΝΙΚΟΛΑΪΔΗ**

Η διατριβή υποβάλλεται για την μερική κάλυψη των απαιτήσεων  
με στόχο την απόκτηση του Διδακτορικού Διπλώματος

Πειραιάς, Δεκέμβριος 2020





# ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

## Χαρακτηριστικά και Επίδοση Διαύλων ΜΙΜΟ για Δορυφορικά Συστήματα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΤΟΥ

**ΒΙΚΤΩΡΑ ΝΙΚΟΛΑΪΔΗ**

**Συμβουλευτική Επιτροπή:** Αθανάσιος Κανάτας  
Γεώργιος Ευθύμογλου  
Αγγελική Αλεξίου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 23<sup>η</sup> Δεκεμβρίου 2020.

Α. Κανάτας  
Καθηγητής  
Παν. Πειραιώς

Γ. Ευθύμογλου  
Καθηγητής  
Παν. Πειραιώς

Α. Αλεξίου  
Καθηγήτρια  
Παν. Πειραιώς

Α. Ρούσκας  
Καθηγητής  
Παν. Πειραιώς

Δ. Βουγιούκας  
Καθηγητής  
Παν. Αιγαίου

Α. Παναγόπουλος  
Αν. Καθηγητής  
Ε.Μ.Π.

Π. Μπίθας  
Επ. Καθηγητής  
Ε.Κ.Π.Α.

Πειραιάς, Δεκέμβριος 2020



.....  
**ΒΙΚΤΩΡ ΝΙΚΟΛΑΪΔΗΣ**

Διδάκτωρ Πανεπιστημίου Πειραιώς

Copyright © Βίκτωρ Νικολαΐδης, 2020.

Η διατριβή αυτή στοιχειοθετήθηκε σε περιβάλλον L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Πανεπιστημίου Πειραιώς.

*στη Μητέρα μου και στον Πατέρα μου*



Βουνά δεν ζέρω  
δίχως μόχθου ανηφορίες,

κορφές που δίχως κόπο  
να ανεβαίνεις,

Ξεκούραδα μονάχα  
κατεβαίνεις ...





# Ευχαριστίες

Η παρούσα διδακτορική διατριβή αποτελεί το επιστέγασμα μιας επίπονης προσωπικής προσπάθειας που τροφοδοτήθηκε με πολύ χρόνο & κουράγιο για να αποδώσει και να καταφέρει να τερματίσει σε αυτόν τον αγώνα αντοχής. Εντούτοις, η ολοκλήρωση της θα ήταν αδύνατη χωρίς την αδιάκοπη συμπαράσταση και την συνεχή ενθάρρυνση από κάποιους ανθρώπους τους οποίους και θέλω να ευχαριστήσω.

Καταρχάς θα ήθελα να ευχαριστήσω από καρδιάς τον Καθηγητή του Παν. Πειραιώς και επιβλέποντα της διατριβής μου Δρ. Αθανάσιο Κανάτα, για τη συνεχή καθοδήγηση, την αδιάκοπη συμπαράσταση και προπαντός για την εμπιστοσύνη προς το πρόσωπο και τις δυνατότητές μου. Είμαι τυχερός και ευγνώμων που οι δρόμοι μας διασταυρώθηκαν κάποια στιγμή στο παρελθόν, με εφελτήριο την δημιουργία ενός νεοσύστατου τότε τμήματος του Παν. Πειραιώς όταν εγώ ήμουν φοιτητής, γιατί αυτοί οι δρόμοι με οδηγούν σήμερα στην ολοκλήρωση και συγγραφή του κειμένου αυτού. Του εύχομαι ολόψυχα το καλύτερο στο εκπαιδευτικό και ερευνητικό του έργο καθώς και προσωπική & οικογενειακή ευτυχία.

Εν συνεχεία θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά το Δρ. Νεκτάριο Μωραΐτη από το Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών του Εθν. Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Η συνεισφορά του και το ευχάριστο κλίμα συνεργασίας ήταν ιδιαίτερα εποικοδομητικό κατά τη διάρκεια των σπουδών μου. Επίσης, ευχαριστώ τον Επ. Καθ. Πέτρο Μπίθα από το Ε.Κ.Π.Α., για τις πολύτιμες συμβουλές του αλλά και για την άψογη μεταξύ μας συνεργασία στα ερευνητικά προγράμματα.

Για την σημαντική συνεισφορά κατά την εκτέλεση των μετρήσεων θέλω να ευχαριστήσω το Δρ. Milan Kvičera & τον Καθ. Pavel Pečač από το Czech Technical University. Η συμβολή τους, καθώς και η χρήση του αερόπλοιου, έκανε τις μετρήσεις στη Πράγα μοναδικές και ανεπανάληπτες.

Τέλος, ευχαριστώ θερμά τους γονείς μου, στους οποίους αφιερώνεται αυτό το σύγγραμμα, για την αγάπη τους καθώς και την συνεχή υποστήριξη και συμπαράσταση που μου παρείχαν σε κάθε μου απόφαση όλα αυτά τα χρόνια.

*Βίκτωρ Νικολαΐδης  
Πειραιάς, Δεκέμβριος 2020*



## Περίληψη

Η παρούσα διδακτορική διατριβή, σκοπεύει στον χαρακτηρισμό και στη μοντελοποίηση σε κινητά & σταθερά δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών, με υψηλές γωνίες ανύψωσης, σε αστικά περιβάλλοντα διάδοσης, εντός και εκτός κτηρίου. Με βάση τα πρωτογενή μετρητικά δεδομένα ενός διπλά πολωμένου διαύλου MIMO, που προήλθαν από μετρήσεις επίγειων κινητών δορυφορικών ζεύξεων σε αστικό περιβάλλον με χρήση ενός Αερόπλοιου, αναπτύσσονται ποικίλες μέθοδοι επεξεργασίας που οδηγούν σε καινοτόμα θεωρητικά και πρακτικά αποτελέσματα, τα οποία δύναται να αποτελέσουν βάση για την περαιτέρω εξέλιξη και τον σχεδιασμό δορυφορικών και στρατοσφαιρικών δικτύων νέας γενιάς.

Αρχικά εξετάζεται ο διαχωρισμός και κατόπιν ο χαρακτηρισμός των διαλείψεων μεγάλης και μικρής κλίμακας, αφού προηγηθεί ο υπολογισμός της χωρικά τοπικής μέσης λαμβανόμενης ισχύος. Υπολογίζονται τα στατιστικά στοιχεία 1<sup>ης</sup> & 2<sup>ης</sup> τάξης και γίνεται σύγκριση των μετρήσεων με διαφορετικές στατιστικές κατανομές, με την βέλτιστη προσαρμογή να επιβεβαιώνεται με το κριτήριο απόκλισης Kullback-Leibler. Επίσης, γίνεται μια συνοπτική μελέτη στο ρυθμό τμήσεως κατωφλίου και στη μέση διάρκεια διαλείψεων αλλά και στην επίδοση διαφορισμού σύμφωνα με τις διαθέσιμες μετρήσεις ενός κλασσικού  $2 \times 2$  MIMO συστήματος. Ο χαρακτηρισμός πολλών μεγεθών γίνεται για πολλαπλά σενάρια, είτε με σταθερό πομπό ή δέκτη, για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης, για περιοχές με ή χωρίς οπτική επαφή, και για διαφορετικές πολώσεις. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην μοντελοποίηση του διαύλου με βάση το γενικό μοντέλο διάδοσης πολλαπλών σκεδάσεων. Συγκεκριμένα, γίνεται για πρώτη φορά επέκταση του μοντέλου για σκεδάσεις 3<sup>ης</sup> τάξης, με εξαγωγή των θεωρητικών εκφράσεων, για τις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας, τις αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής, και ταυτόχρονα σύγκριση με τα εμπειρικά δεδομένα για επιβεβαίωση της στενής μεταξύ τους σχέσης.

Επιπρόσθετα, εξετάζονται θεμελιώδεις μετρικές παράμετροι, όπως ο αριθμός κατάστασης Demmel, η ελλειπτικότητα, και η ορθοπολωσική διευκρίνιση και απομόνωση που φανερώνουν την αποδοτικότητα του διαύλου. Φυσικά, από τα αποτελέσματα δεν απουσιάζει και ο υπολογισμός της χωρητικότητας των διαύλων ανά σενάριο, γωνία ανύψωσης, και διαφορετικά περιβάλλοντα διάδοσης. Εν συνεχεία, ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στον υπολογισμό των ιδιοτήτων συσχέτισης του διαύλου και στην σύγκριση με γνωστά στοχαστικά μοντέλα, όπως το μοντέλο του Kronecker και του Weichselberger, παρέχοντας χρήσιμες πληροφορίες σχετικά με την δυνατότητα πολυπλεξίας του καναλιού. Ακόμα, για πρώτη φορά, χαρακτηρίζεται η στατικότητα του διαύλου και εκτιμάται η έκταση των περιοχών μη-στατικότητας μέσω της απόστασης των πινάκων συσχέτισης, που αποδεικνύουν την άμεση σχέση των περιοχών αυτών με τα σενάρια διάδοσης που συναντάμε.

Τέλος, παρουσιάζεται η μελέτη διείσδυσης σήματος σε κτήριο αξιοποιώντας τις μετρήσεις εσωτερικού χώρου του σεναρίου Κτηρίου-Αερόπλοιου. Εδώ προτείνεται μια αναλυτική και απλή διαδικασία για τον υπολογισμό των απωλειών κατά την είσοδο του σήματος εντός του κτηρίου σύμφωνα με το εμπειρικό μοντέλο απωλειών διάδοσης του Ikegami. Επισυνάπτονται αποτελέσματα χωρητικότητας από τα επεξεργασμένα δεδομένα βάσει το διαφορετικό επίπεδο του ορόφου, την απόσταση από το παράθυρο αλλά και από περιοχές με παρεμποδισμένη ή και χωρίς καθόλου οπτική επαφή. Τα αποτελέσματα αποκαλύπτουν ότι υπάρχει μεγάλη εξάρτηση από τη γεωμετρία διάδοσης και τον προσανατολισμό του δέκτη σε σχέση με τον κινούμενο πομπό.

**Λέξεις Κλειδιά:** Μετρήσεις Δορυφορικού Ραδιοδιαύλου MIMO, Κανάλι Διπλής Πόλωσης, Χαρακτηρισμός Ραδιοδιαύλου, Χωρητικότητα Διαύλου, Ιδιότητες Συσχέτισης, Οιονεί Στατική Περιοχή, Μοντελοποίηση Διαύλου, Μοντέλο Πολλαπλών Σκεδάσεων 2<sup>ης</sup> & 3<sup>ης</sup> Τάξης, Απόσταση Πινάκων Συσχέτισης, Μοντέλο Kronecker, Μοντέλο Weichselberger, Μοντέλο Ikegami, Απώλειες Διείσδυσης Σήματος σε Κτήριο

# Abstract

This dissertation aims at the characterization and modeling of mobile & fixed satellite communication systems, with high elevation angles, in urban propagation environments, in indoor and outdoor locations. Having in our possession data of a dual polarized MIMO channel, that were obtained from a measurement campaign aiming at terrestrial and mobile satellite links in an urban environment using an Airship, we are given the opportunity to follow various processing methods that lead to innovative theoretical and practical results. These form the basis for further development and design of the new generation of satellite and stratospheric networks.

Initially, the separation of the received signal into large and small scale fading is carried out, and then the characterization of each of them separately is examined. The 1<sup>st</sup> & 2<sup>nd</sup> order statistics are calculated and the measurement data are compared with known statistical distributions, while the best fit is being confirmed by the Kullback-Leibler divergence criterion. Furthermore, a brief study is conducted regarding the level crossing rate and the average fade duration but also the diversity performance according to the available measurement data of a classical  $2 \times 2$  MIMO system. The characterization is applied to multiple scenarios, either with a fixed transmitter or receiver, different elevation angles, areas with or without line of sight, and for different polarizations. Emphasis is given to the channel modeling based on the general model of multiple scattering. Specifically, for the first time, this model is extended to incorporate 3<sup>rd</sup> order scattering and the theoretical expressions for the probability density & the cumulative distribution functions are derived. At the same time comparison of the theoretical expressions and the empirical data confirm excellent applicability of this model.

Additionally, we consider fundamental metrics such as the Demmel condition number, the ellipticity, and the cross-polar discrimination & isolation that reveal the efficiency of the channel. Of course, calculations regarding the channel capacity are made per scenario, for different elevation angles, and different propagation environments. Thereinafter, emphasis is given on the channel correlation properties by calculating and comparing them with known stochastic models, such as the Kronecker and Weichselberger models, providing useful information about the channel's multiplexing potential. It is noteworthy that for the first time, the stationarity of the channel is characterized and the non-stationary regions are estimated through the correlation matrix distance, which proves the direct relation of these regions with the propagation scenarios that we encounter.

Finally, a study is performed for the building entry loss utilizing the indoor scenarios from the Airship measurements. An analytic but none-

theless simple procedure for calculating signal penetration losses into a building is presented, according to Ikegami's empirical propagation loss model. Capacity results are included from the measured data based on the different floor levels, the distance from the window, but also from areas with obstructed or no line of sight. The results reveal that there is a strong dependence on the propagation geometry and the orientation of the receiver in relation to the moving transmitter.

**Keywords:** MIMO Satellite Channel Measurements, Dual Polarized Channel, Channel Characterization, Capacity, Correlation Properties, Quasi-Stationary Regions, Channel Modeling, 2<sup>nd</sup> & 3<sup>rd</sup> Order Multiple Scattering Model, Correlation Matrix Distance, Kronecker Model, Weichselberger Model, Ikegami Model, Building Entry Loss

# Περιεχόμενα

<b>Κατάλογος Σχημάτων</b> . . . . .	<b>xix</b>
<b>Κατάλογος Πινάκων</b> . . . . .	<b>xxvii</b>
<b>Κατάλογος Συντμήσεων</b> . . . . .	<b>xxix</b>
<b>Κατάλογος Συμβόλων</b> . . . . .	<b>xxxii</b>
<b>1 Εισαγωγή</b> . . . . .	<b>1</b>
1.1 Ερευνητικό Αντικείμενο Διατριβής . . . . .	1
1.2 Δομή του Κειμένου της Διατριβής . . . . .	2
1.3 Δημοσιεύσεις . . . . .	4
<b>2 Ραδιοδίαυλοι Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων</b> . . .	<b>5</b>
2.1 Εισαγωγή - Ιστορική Αναδρομή . . . . .	5
2.2 Η Φύση της Πολυδιαδρομικής Διάδοσης . . . . .	6
2.2.1 Βασικοί Μηχανισμοί Πολυδιαδρομικής Διάδοσης . . .	8
2.3 Απώλειες Διάδοσης . . . . .	9
2.4 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας . . . . .	10
2.4.1 Λογαριθμοκανονική Σκίαση . . . . .	10
2.5 Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας . . . . .	11
2.5.1 Στατιστική Κατανομή Rayleigh & Rice . . . . .	11
2.5.2 Στατιστική Κατανομή Nakagami- $m$ . . . . .	12
2.5.3 Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου Στενής Ζώνης 2 <sup>ης</sup> Τάξης . . . . .	13
2.5.4 Ολίσθηση Doppler . . . . .	14
2.6 Χαρακτηρισμός & Πεδία Περιγραφής Διαύλου . . . . .	15
2.6.1 Περιγραφή Ντετερμινιστικού Διαύλου . . . . .	15
2.6.2 Περιγραφή Τυχαίου Χρονικά Μεταβαλλόμενου Διαύλου	17
2.7 Περιγραφή Συστημάτων Εισόδου-Εξόδου . . . . .	21
2.7.1 Περιγραφή Συστημάτων SISO . . . . .	22
2.7.2 Περιγραφή Συστημάτων SIMO . . . . .	22
2.7.3 Περιγραφή Συστημάτων MISO . . . . .	22
2.7.4 Περιγραφή Συστημάτων MIMO . . . . .	23
2.8 Χωρητικότητα Διαύλου . . . . .	24
2.8.1 Υπολογισμός Χωρητικότητας MIMO Διαύλου . . . . .	25
2.8.2 Χωρητικότητα Εργοδική και Διακοπής . . . . .	26
2.9 Σύνθετες Κατανομές . . . . .	27
2.9.1 Μοντέλο Suzuki . . . . .	27
2.9.2 Μοντέλο Loo . . . . .	28

2.9.3	Μοντέλο Corazza-Vatalaro . . . . .	28
2.9.4	Μοντέλο Διπλής Σκέδασης . . . . .	29
<b>3</b>	<b>Μετρήσεις Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου . . . . .</b>	<b>33</b>
3.1	Εισαγωγή . . . . .	33
3.2	Αρχή Λειτουργίας Μετρητικής Διάταξης . . . . .	34
3.2.1	Σταθμός Πομπού . . . . .	34
3.2.2	4-Κάναλος Πειραματικός Δέκτης . . . . .	35
3.2.3	Κεραίες Μετρητικής Διάταξης . . . . .	36
3.2.4	Συσκευή H-Hybrid . . . . .	41
3.3	Μετρηθέντα Περιβάλλοντα Διάδοσης . . . . .	44
3.3.1	Μετρήσεις Δρόμου-Οροφής . . . . .	44
3.3.2	Μετρήσεις Δρόμου-Αερόπλοιου . . . . .	47
3.3.3	Μετρήσεις Κτηρίου-Αερόπλοιου . . . . .	49
<b>4</b>	<b>Στοχαστικός Χαρακτηρισμός &amp; Μοντελοποίηση Ραδιοδιαύλου 53</b>	
4.1	Εισαγωγή . . . . .	53
4.2	Υπολογισμός της Χωρικά Τοπικής Μέσης Λαμβανόμενης Ισχύς	55
4.3	Χαρακτηρισμός Διαλείψεων Μεγάλης Κλίμακας . . . . .	59
4.4	Χαρακτηρισμός Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας . . . . .	62
4.5	Επίδοση Διαφορισμού . . . . .	67
4.6	Μοντελοποίηση Διαύλου Πολλαπλών Σκεδάσεων . . . . .	69
4.6.1	Συναρτήσεις Πυκνότητας Πιθανότητας & Αθροιστικής Κατανομής . . . . .	70
4.6.2	Εκτίμηση των Παραμέτρων Τριπλής Τάξης . . . . .	71
4.6.3	Αριθμητικά Αποτελέσματα και Στατιστική Ανάλυση . .	72
<b>5</b>	<b>Τεχνικές Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων . . . . .</b>	<b>79</b>
5.1	Εισαγωγή . . . . .	79
5.2	Σενάρια Μέτρησης και Περιβάλλον . . . . .	81
5.3	Χωρητικότητα Ραδιοδιαύλου . . . . .	83
5.4	Αριθμός Κατάστασης Demmel . . . . .	88
5.5	Ελλειπτικότητα Διαύλου . . . . .	90
5.6	Ορθοπολωσική Διευκρίνιση & Απομόνωση (XPD/XPI) . . . . .	91
5.7	Ιδιότητες συσχέτισης του διαύλου MIMO . . . . .	93
5.8	Στατικότητα Ραδιοδιαύλου . . . . .	98
<b>6</b>	<b>Μελέτη Διείσδυσης Σήματος σε Κτήριο . . . . .</b>	<b>103</b>
6.1	Εισαγωγή . . . . .	103
6.2	Απώλειες Διείσδυσης και Εναέρια Συστήματα . . . . .	103
6.3	Διαδικασία Υπολογισμού Απωλειών Διείσδυσης . . . . .	105
6.4	Χωρητικότητα Ραδιοδιαύλου Εντός Κτηρίου από UAV . . . . .	109
6.5	Επαλήθευση Μοντέλου Απωλειών Διείσδυσης . . . . .	113
<b>7</b>	<b>Συμπεράσματα . . . . .</b>	<b>119</b>
7.1	Σύνοψη . . . . .	119
7.2	Συμπεράσματα Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου . . . . .	120
7.3	Συμπεράσματα Μοντέλου Πολλαπλών Σκεδάσεων . . . . .	122
7.4	Συμπεράσματα Επίδοσης Χωρητικότητας . . . . .	123



7.5 Συμπεράσματα Επίδοσης Διαφορισμού . . . . .	124
7.6 Συμπεράσματα Μελέτης Διεξόδου Σήματος σε Κτήριο . . . . .	124
7.7 Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα . . . . .	124
<b>Παραρτήματα . . . . .</b>	<b>127</b>
<b>A Επιπρόσθετα 3<sup>ο</sup> Κεφαλαίου . . . . .</b>	<b>129</b>
A.1 Σενάρια Μετρήσεων - Τοποθεσίες . . . . .	129
A.1.1 Μετρήσεις Δρόμου-Οροφής . . . . .	129
A.1.2 Μετρήσεις Δρόμου-Ζέπελιν . . . . .	129
A.1.3 Μετρήσεις Κτηρίου-Ζέπελιν . . . . .	130
A.2 Δεδομένα από το GPS του Ζέπελιν . . . . .	134
A.2.1 Συντεταγμένες από τα Σενάρια Δρόμου-Ζέπελιν . . . . .	134
A.2.2 Ύψος Πτήσης για τα Σενάρια Δρόμου-Ζέπελιν . . . . .	135
A.2.3 Συντεταγμένες από τα Σενάρια Κτηρίου-Ζέπελιν . . . . .	136
A.2.4 Ύψος Πτήσης για τα Σενάρια Δρόμου-Ζέπελιν . . . . .	137
<b>B Επιπρόσθετα 4<sup>ο</sup> Κεφαλαίου . . . . .</b>	<b>139</b>
B.1 Συμπληρωματικοί Μαθηματικοί Ορισμοί . . . . .	139
B.2 Συλλογή Δεδομένων από τον Δέκτη (Rx) . . . . .	142
B.2.1 Λαμβανόμενη Ισχύς Σεναρίων Δρόμου-Οροφής . . . . .	142
B.2.2 Λαμβανόμενη Ισχύς Σεναρίων Δρόμου-Ζέπελιν . . . . .	142
B.2.3 Λαμβανόμενη Ισχύς Σεναρίων Κτηρίου-Ζέπελιν . . . . .	143
<b>Βιβλιογραφία . . . . .</b>	<b>145</b>
<b>Κατάλογος Δημοσιεύσεων του Συγγραφέα . . . . .</b>	<b>157</b>
<b>Βιογραφικό Σημείωμα . . . . .</b>	<b>159</b>



# Κατάλογος Σχημάτων

2.1	Συνδυασμός συνιστωσών σε μια δεδομένη χρονική στιγμή . . .	7
2.2	Επίδραση διαφοράς φάσης δύο εισερχομένων σημάτων . . .	7
2.3	Περιβάλλον & βασικοί μηχανισμοί πολυδιαδρομικής διάδοσης	9
2.4	Ολίσθηση Doppler . . . . .	14
2.5	Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ των συναρτήσεων συστήματος .	17
2.6	Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ των συναρτήσεων χαρακτηρι- σμού WSSUS διαύλου . . . . .	20
2.7	Συστήματα εισόδου-εξόδου (I) SISO, (II) SIMO (επάνω) & MISO (κάτω), και (III) MIMO . . . . .	23
2.8	Ισοδύναμη αναπαράσταση διαύλου MIMO με εικονικούς SISO ιδιοδιαύλους (eigenchannels) των οποίων τα κέρδη ορίζονται από τις ιδιοτιμές $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_i$ . . . . .	26
2.9	Σχηματική αναπαράσταση του μοντέλου της πολλαπλής σκέ- δασης . . . . .	30
3.1	Ο 4-Κάναλος πειραματικός δέκτης (Αριστερά) και το λογισμι- κό παραμετροποίησης και παρακολούθησης (Δεξιά) . . . . .	36
3.2	Δεξιόστροφη και αριστερόστροφη πόλωση, κατά την διάδοση του κύματος (αριστερά) καθώς και οι δύο γραμμικές πολώσεις στις οποίες μπορούν να αναλυθούν (δεξιά) . . . . .	38
3.3	Κεραίες Μετρητικού Συστήματος. (I) Κεραία μικροταινιακού επιθέματος patch (Επάνω Αριστερά), (II) κατακόρυφα γειω- μένη κεραία μονόπολο (Επάνω Δεξιά) και (III) επίπεδες σπει- ροειδείς κεραίες (Κάτω Κέντρο) . . . . .	39
3.4	(I) Ο Πομπός (Tx) τοποθετημένος σε οροφή κτηρίου (Αριστε- ρά), (II) ο Δέκτης (Rx) τοποθετημένος επάνω σε ένα τρόλεϊ (Κέ- ντρο) και (III) στον δρόμο (Δεξιά) . . . . .	40
3.5	(I) Το αερόπλοιο τύπου Ζέπελιν που χρησιμοποιήθηκε κατά την διάρκεια των μετρήσεων (Αριστερά) και (II) οι κεραίες του πομπού (Tx) τοποθετημένες στον περιστρεφόμενο μηχανισμό σκόπευσης (Δεξιά) . . . . .	41
3.6	Διάταξη μετρητικού συστήματος με χρήση του “H-Hybrid” .	42
3.7	Διάταξη μετρητικού συστήματος με χρήση $2 \times 2$ κεραιών γραμ- μικής πόλωσης . . . . .	43
3.8	Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίων Δρόμου-Οροφής P1 & P2. Το κόκκινο βέλος δείχνει τη θέση και την κατεύθυνση εκπομπής του Tx πάνω στο κτίριο, ενώ ο δέκτης ακολουθεί την προδια- γεγραμμένη πορεία (πορτοκαλί διακεκομμένη γραμμή) . . .	44

3.9 Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίων α) Δρόμου-Αερόπλοιου A1-A4 και β) Κτηρίου-Αερόπλοιου A5-A10. Οι πορτοκαλί κύκλοι υποδεικνύουν τις θέσεις του δέκτη στον δρόμο, ενώ ο πράσινος κύκλος την θέση του κτηρίου εντός του οποίου τοποθετήθηκε ο Rx σε διαφορετικούς ορόφους . . . . .	45
3.10 Πανοραμική άποψη με το αερόπλοιο στο έδαφος έτοιμο προς πτήση . . . . .	47
3.11 Ενδεικτικά γραφήματα από τα δεδομένα GPS του αερόπλοιου για το Σενάριο A1. (I) Ύψος & (II) Διαδρομή του Ζέπελιν κατά την πτήση . . . . .	48
3.12 Περιβάλλον μέτρησης για το Σενάριο A1. Το λευκό βέλος δείχνει τη θέση και την κατεύθυνση του Tx ενώ ο ακροδέκτης δείχνει την θέση του Rx . . . . .	49
3.13 Ενδεικτική απεικόνιση δέκτη, (I) 1 και (II) 2 μέτρα μακριά από τα εξωτερικά παράθυρα, για τα σενάρια μέτρησης εντός κτηρίου . . . . .	50
3.14 Συγκεντρωτική απεικόνιση όλων των μετρητικών σεναρίων: α) Δρόμου-Οροφής (P1-P2), β) Δρόμου-Αερόπλοιου (A1-A4) και γ) Κτηρίου-Αερόπλοιου (A5-A10). Οι πορτοκαλί κύκλοι υποδεικνύουν τις θέσεις του δέκτη στον δρόμο, ενώ ο πράσινος κύκλος την θέση του κτηρίου εντός του οποίου τοποθετήθηκε ο Rx σε διαφορετικούς ορόφους . . . . .	51
4.1 Λαμβανόμενη μέση ισχύς συναρτήσει του χρόνου ενδεικτικά για τους συνδυασμούς πόλωσης RR & RL. (I) Σενάριο P1 & (II) Σενάριο A1 . . . . .	58
4.2 Διαλείψεις μικρής κλίμακας συναρτήσει του χρόνου ενδεικτικά για τους συνδυασμούς πόλωσης RR & RL των P1 (επάνω) & A1 (κάτω) . . . . .	58
4.3 Ιδιότητες συσχέτισης διαλείψεων σκίασης του καναλιού, σχετικά με όλες τις πιθανές πολώσεις των μετρημένων σεναρίων	60
4.4 Σύγκριση CDF κατανομών μεταξύ των μετρημένων διαλείψεων σκίασης και της κατανομής Lognormal για επιλεγμένες γωνίες ανύψωσης, για ένα συνδυασμό πόλωσης. (I) κατάσταση LOS, & (II) κατάσταση NLOS . . . . .	61
4.5 Ενδεικτική σύγκριση συναρτήσεων αθροιστικής κατανομής μεταξύ των μετρημένων γρήγορων διαλείψεων και των θεωρητικών κατανομών για συνθήκες (I) LOS και (II) NLOS . . . .	63
4.6 Συντελεστής Rician K συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για τα μετρημένα σενάρια και για συνθήκες LOS & NLOS . . . .	64
4.7 Στατιστικά στοιχεία δεύτερης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας για όλους τους συνδυασμούς πόλωσης των σεναρίων A1 & P1. (I) ρυθμός τμήσεως κατωφλίου (LCR), & (II) μέση διάρκεια διαλείψεων (AFD) . . . . .	66
4.8 Κέρδη διαφορισμού εφαρμόζοντας την τεχνική συνδυασμού μέγιστου λόγου για τα σενάρια A1 & P1, τις διαφορετικές συνθήκες διάδοσης LOS & NLOS και τους διαφορετικούς συνδυασμούς κεραίων . . . . .	68

4.9	Ενδεικτική σύγκριση καμπυλών PDF μεταξύ μετρημένων και προσομοιωμένων δεδομένων. (I) Σενάριο A1 LOS & (II) Σενάριο P1 NLOS . . . . .	74
4.10	Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίου P1. Το κόκκινο βέλος δείχνει τη θέση και την κατεύθυνση του Tx, ενώ η πράσινη & κίτρινη γραμμή αποκαλύπτει τις περιοχές LOS & NLOS αντίστοιχα, κατά μήκος της τροχιάς του Rx (γκρι γραμμή) . . . . .	75
4.11	Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίου A1. Το κόκκινο καρφίο (pin) υποδεικνύει τη θέση του Rx, ενώ οι υπόλοιπες χρωματιστές γραμμές τις διαδρομές του αερόπλοιου . . . . .	76
4.12	Σενάριο P1 LOS. Ενδεικτική σύγκριση καμπυλών PDF πολλαπλών σκεδάσεων δεύτερης ( $R_2^*$ ) & τρίτης ( $R_3^*$ ) τάξης συνοδευόμενη με προσαρμογή κατανομής Rice-Lognormal . . . .	77
4.13	Σενάριο A1 NLOS. Ενδεικτική σύγκριση καμπυλών PDF πολλαπλών σκεδάσεων δεύτερης ( $R_2^*$ ) και τρίτης ( $R_3^*$ ) συνοδευόμενη με προσαρμογή κατανομής Rayleigh-Lognormal . . . . .	77
4.14	Σενάριο P1 NLOS RR. Ενδεικτική σύγκριση εμπειρικών, προσομοιωμένων, και θεωρητικών καμπυλών PDFs & CDFs . . .	78
5.1	Λαμβανόμενη ισχύς συναρτήσει του χρόνου και για όλους τους συνδυασμούς πόλωσης για τις τροχιές των σεναρίων (I) P1 και (II) A1 . . . . .	82
5.2	Καμπύλες CDF της Χωρητικότητας (Capacity) του καναλιού MIMO $2 \times 2$ για $\rho = 10$ dB, εξετάζοντας διαφορετικές συνθήκες διάδοσης και σεναρία μέτρησης . . . . .	84
5.3	Η χωρητικότητα του διαύλου σε συνδυασμό με τη γωνία ανύψωσης συναρτήσει του χρόνου για τις μετρούμενες τροχιές, ενσωματώνοντας τόσο τμήματα LOS όσο και NLOS. (I) Σενάριο P1, (II) Σενάριο A1 . . . . .	85
5.4	Καμπύλες CDF χωρητικότητα του καναλιού $2 \times 2$ MIMO για $\rho = 10$ dB και για διαφορετικά διαστήματα γωνιών ανύψωσης, σε τμήματα LOS και NLOS. (I) Σενάριο P1, (II) Σενάριο A1 .	86
5.5	Καμπύλες CDF των Ιδιοτιμών (Eigenvalues) του ραδιοδιαύλου MIMO $2 \times 2$ (I) Σενάριο P1 & A1, (II) Σενάριο P1 & P2, και μεμονωμένα τα μετρημένα σεναρία (III) A1, (IV) P1, και (V) P2 τόσο για συνθήκες διάδοσης LOS όσο και NLOS . . .	87
5.6	Καμπύλες CDF του αριθμού κατάστασης Demmel MIMO διαύλου $2 \times 2$ . Η μαύρη γραμμή υποδεικνύει την ιδανική περίπτωση των ισοδύναμων παράλληλων SISO διαύλων . . . . .	89
5.7	Καμπύλες CDF του αριθμού κατάστασης Demmel διαύλου MIMO $2 \times 2$ για διάφορες γωνίες ανύψωσης του σεναρίου A1. Η μαύρη γραμμή υποδεικνύει την ιδανική περίπτωση των ισοδύναμων παράλληλων SISO διαύλων . . . . .	90
5.8	Καμπύλες CDF της ελλειπτικότητας του $2 \times 2$ MIMO διαύλου και για τα δυο σεναρία (A1,P1) σε συνθήκες LOS & NLOS. Η μαύρη γραμμή υποδεικνύει την ιδανική SISO περίπτωση, όπου δεν υπάρχει απώλεια πληροφορίας . . . . .	91
5.9	Καμπύλες CDF της ορθοπολωσικής διευκρίνισης & απομόνωσης των μετρημένων σεναρίων A1 & P1 . . . . .	92

5.10	Καμπύλες CDF για συγκριτική ανάλυση της χωρητικότητας για $\rho = 10$ dB, μεταξύ των μετρήσεων του διπλά πολωμένου διαύλου MIMO $2 \times 2$ και των εξεταζόμενων στοχαστικών μοντέλων . . . . .	97
5.11	Εκτιμώμενες τιμές του CMD για τον πίνακα πλήρους συσχέτισης του διαύλου: (I) σενάριο P1 και (II) σενάριο A1. Σε κάθε γράφημα οι υπερκείμενες γραμμές υποδεικνύουν τις χρονικά μεταβαλλόμενες περιοχές στατικότητας για δύο διαφορετικά επιλεγμένα κατώφλια . . . . .	100
5.12	Εκτιμώμενος χρονικά-μεταβαλλόμενος χρόνος στατικότητας για διαφορετικές τιμές κατωφλίων. (I) Σενάριο P1. (II) Σενάριο A1 . . . . .	101
6.1	Κτηριακή απεικόνιση της τοποθεσίας των μετρήσεων. Τα κίτρινα σημάδια δείχνουν τους ορόφους όπου βρισκόταν ο Rx ενώ η κίτρινη διακεκομμένη γραμμή είναι η γραμμή αναφοράς σχετικά με τις καταστάσεις LOS & NLOS. Η φωτογραφία τραβήχτηκε από το Google Earth™ . . . . .	104
6.2	Ενδεικτική γεωμετρία του περιβάλλοντος των μετρήσεων κατά τον υπολογισμό των απωλειών διείσδυσης στο κτίριο. Τα σχέδια δεν είναι υπό κλίμακα . . . . .	106
6.3	Ενδεικτικό γράφημα στιγμιαίων απωλειών διείσδυσης συναρτήσει του χρόνου, για τον 6 <sup>ο</sup> όροφο, 2 μέτρα μακριά από το παράθυρο . . . . .	108
6.4	Απώλειες διείσδυσης συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης κατά μέσο όρο για όλα τα σενάρια . . . . .	109
6.5	Καμπύλες CDF χωρητικότητας για $\rho = 10$ dB, για τον 6 <sup>ο</sup> όροφο, 2 μέτρα μακριά από το εξωτερικό παράθυρο . . . . .	110
6.6	Ενδεικτικό γράφημα στιγμιαίας χωρητικότητας συναρτήσει του χρόνου, για τον 6 <sup>ο</sup> όροφο, 2 μέτρα μακριά από το εξωτερικό παράθυρο . . . . .	111
6.7	Χωρητικότητα διαύλου και παράγοντας K σε σχέση με την γωνία ανύψωσης . . . . .	112
6.8	Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του παράγοντα K. Τα αποτελέσματα υπολογίζονται κατά μέσο όρο όλων των μετρημένων σεναρίων . . . . .	113
6.9	Ενδεικτική γεωμετρία του περιβάλλοντος μέτρησης για την επικύρωση του μοντέλου Ikegami. Το σχήμα δεν είναι υπό κλίμακα . . . . .	115
6.10	Περιβάλλον μέτρησης με απεικόνιση της τροχιάς του αεροσκάφους. Τα πράσινα μέρη αντιστοιχούν σε κατάσταση διάδοσης NLOS . . . . .	116
6.11	Ενδεικτική σύγκριση μεταξύ των μετρημένων δεδομένων και του μοντέλου Ikegami, για διαφορετικές απώλειες ανάκλασης	116
A.1	Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίων Δρόμου-Οροφής P1 & P2 . . . . .	129
A.2	Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίων Δρόμου-Ζέπελιν (A1-A4) & Κτηρίου-Ζέπελιν (A5-A10) . . . . .	130

A.3	Διαδρομή Αερόπλοιου για τα σενάρια A1-A4 των μετρήσεων Δρόμου-Αερόπλοιου . . . . .	131
A.4	Διαδρομή Αερόπλοιου για τα σενάρια A5-A10 των μετρήσεων Κτηρίου-Αερόπλοιου . . . . .	133
A.5	Διαδρομή Αερόπλοιου για τα σενάρια A1-A4 των μετρήσεων Δρόμου-Αερόπλοιου . . . . .	134
A.6	Ύψος πτήσης του Αερόπλοιου για τα σενάρια A1-A4 των μετρήσεων Δρόμου-Αερόπλοιου . . . . .	135
A.7	Διαδρομή Αερόπλοιου για τα σενάρια A5-A10 των μετρήσεων Κτηρίου-Αερόπλοιου . . . . .	136
A.8	Ύψος πτήσης του Αερόπλοιου για τα σενάρια A5-A10 των μετρήσεων Κτηρίου-Αερόπλοιου . . . . .	137
B.1	Λαμβανόμενη ισχύς (RSSI) για τα σενάρια P1 & P2 των μετρήσεων Δρόμου-Οροφής . . . . .	142
B.2	Λαμβανόμενη ισχύς (RSSI) για τα σενάρια A1 έως A4 των μετρήσεων Δρόμου-Ζέπελιν . . . . .	143
B.3	Λαμβανόμενη ισχύς (RSSI) για τα σενάρια A5 έως A10 των μετρήσεων Δρόμου-Ζέπελιν . . . . .	144





# Κατάλογος Πινάκων

3.1	Προδιαγραφές του 4-Κάναλου Πειραματικού Δέκτη . . . . .	36
3.2	Συγκεντρωτική κατηγοριοποίηση μετρητικών σεναρίων . . . . .	51
4.1	Η παράμετρος $\sigma$ (dB) της Lognormal, με μηδενική μέση τιμή, των αργών διαλείψεων συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης των P1 & A1 . . . . .	60
4.2	Στατιστικά στοιχεία πρώτης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας . . . . .	62
4.3	Μέσος συντελεστής K εκφρασμένος σε dB συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για τα σενάρια P1 & A1 . . . . .	64
4.4	Στατιστικά στοιχεία δεύτερης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας. Ρυθμός Τμήσεως Κατωφλίου - Level Crossing Rate (LCR) . . . . .	66
4.5	Στατιστικά στοιχεία δεύτερης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας. Μέση Διάρκεια Διαλείψεων - Average Fade Duration (AFD) . . . . .	67
4.6	Μέση τιμή κέρδους διαφορισμού σε dB σεναρίων P1 & A1 . . . . .	68
4.7	Παράμετροι μοντέλου πολλαπλών σκεδάσεων και αξιολόγηση βέλτιστης προσαρμογής για τα σενάρια P1 και A1 . . . . .	73
5.1	Μέσος όρος τιμών XPD & XPI σε dB για τα σενάρια P1 & A1 . . . . .	92
5.2	Στατιστικά σφάλματος μεταξύ των μετρημένων πινάκων συνδιακύμανσης και των προτεινόμενων στοχαστικών μοντέλων . . . . .	96
5.3	Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για $\rho = 10$ dB μεταξύ των μετρημένων διαύλων και των στοχαστικών μοντέλων υπό εξέταση . . . . .	97
6.1	Εργοδική Χωρητικότητα των μετρημένων σεναρίων Κτηρίου-Αερόπλοιου, σε b/s/Hz . . . . .	111



# Κατάλογος Συντμήσεων

AFD	: Average Fade Duration
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
CDF	: Cumulative Distribution Function
CMD	: Correlation Matrix Distance
CPR	: Co-Polar Ratio
CSI	: Channel State Information
CTU	: Czech Technical University
CW	: Continuous Wave
EVD	: Eigen Value Decomposition
FEE	: Faculty of Electrical Engineering
FSL	: Free Space Loss
GPS	: Global Positioning System
HAP	: High Altitude Platform
i.i.d.	: independently and identically distributed
IOT	: Internet of Things
ITU	: International Telecommunication Union
ITU-R	: ITU Radiocommunication Sector
KL	: Kullback-Leibler
LCR	: Level Crossing Rate
LEO	: Low Earth Orbit
LHCP	: Left Hand Circular Polarization
LL	: LHCP Component Transmitted - LHCP Component Received
LMS	: Land Mobile Satellite
LOS	: Line of Sight
LR	: LHCP Component Transmitted - RHCP Component Received
MEO	: Medium Earth Orbit
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MISO	: Multiple Input Single Output
MPC(s)	: Multipath Component(s)
MRC	: Maximal Ratio Combining
NLOS	: Non-Line of Sight
OLoS	: Obstructed Line of Sight
PDF	: Probability Density Function
PLL	: Phase Locked Loop
RF	: Radio Frequency
RHCP	: Right Hand Circular Polarization
RL	: RHCP Component Transmitted - LHCP Component Received
RMS	: Root Mean Square
RR	: RHCP Component Transmitted - RHCP Component Received
RSSI	: Received Signal Strength Indicator
RV	: Random Variable

Rx	:	Receiver
SIMO	:	Single Input Multiple Output
SISO	:	Single Input Single Output
SVD	:	Singular Value Decomposition
Tx	:	Transmitter
UAV	:	Unmanned Aerial Vehicle
US	:	Uncorrelated Scattering
VCO	:	Voltage Control Oscillator
WSS	:	Wide Sense Stationary
WSSUS	:	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
XPD	:	Cross-Polar Discrimination
XPI	:	Cross-Polar Isolation
α.σ.κ.	:	αθροιστική συνάρτηση κατανομής
ΓΧΜ	:	Γραμμικό Χρονικά Μεταβαλλόμενο
ΕΜΠ	:	Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Κ.Ο.Θ.	:	Κεντρικό Οριακό Θεώρημα
MOM	:	Method of Moments
σ.π.π.	:	συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας
τ.μ.	:	Τυχαία Μεταβλητή
φ.π.ι.	:	φασματική πυκνότητα ισχύος

# Κατάλογος Συμβόλων

$(\cdot)^T$	: Ανάστροφος
$(\cdot)^*$	: Συζυγής
$(\cdot)^H$	: Αναστροφοσυζυγής ή Ερμιτιανός
$ \cdot $	: Απόλυτη τιμή
$\ \cdot\ _F$	: Frobenius νόρμα
$\otimes$	: Γινόμενο Kronecker
$\odot$	: Γινόμενο Hadamard
$\prod$	: Γινόμενο όρων ακολουθίας
$(\cdot)_n$	: Σύμβολο Pochhammer
$\mathbf{E}\{\cdot\}$	: Τελεστής μέσης τιμής
$tr\{\cdot\}$	: Ίχνος πίνακα
$vec\{\cdot\}$	: Τελεστής στοιβάς
$unvec\{\cdot\}$	: Αντίστροφος τελεστής στοιβάς
$Q(a, b)$	: Συνάρτηση Marcum Q
$\Gamma\{\cdot\}$	: Συνάρτηση Γάμμα του Euler
$\Gamma\{\cdot, \cdot\}$	: Άνω ατελής συνάρτηση Γάμμα
$\mathcal{F}$	: Τελεστής ευθύ μετασχηματισμού Fourier
$\mathcal{F}^{-1}$	: Τελεστής αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier
$J_0(\cdot)$	: Συνάρτηση Bessel πρώτης τάξης
$\mathcal{G}_{p,q}^{m,n}[\cdot \cdot]$	: Συνάρτηση Meijer G
${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$	: Υπεργεωμετρική συνάρτηση Gauss
$\gamma$	: Ελλειπτικότητα διαύλου ( $\log_2(\gamma)$ )
$\theta$	: Γωνία ανύψωσης
$\lambda$	: Μήκος κύματος
$\lambda_m$	: Ιδιοτιμές πίνακα διαύλων MIMO
$\mu$	: Μέση τιμή
$\mu_{R_N}^{(2k)}$	: Θεωρητική ροπή (ζυγού αριθμού) $N$ τάξης σκέδασης
$\nu_d$	: Ολίσθηση συχνότητας Doppler
$\rho_{ch}$	: Συσχέτιση περιβάλλουσας υποδιαύλων SISO
$\sigma$	: Τυπική απόκλιση
$\sigma_i$	: Ιδιομορφες τιμές πίνακα διαύλων MIMO
$\sigma_\tau$	: Ενεργός διασπορά στην καθυστέρηση
$\phi$	: Γωνία αζιμουθίου
$\omega_n$	: Βάρη συνιστωσών μοντέλου πολλαπλών σκεδάσεων
$\omega_{m,n}$	: Επιμέρους στοιχεία πίνακα σύζευξης διαύλου $\Omega_{WB}$
$\kappa_D$	: Αριθμός κατάστασης Demmel
$\rho$	: Μέσος σηματοθορυβικός λόγος
$c_{th}$	: Τιμή κατωφλίου κριτηρίου CMD
$f_c$	: Κεντρική συχνότητα
$f_m$	: Μέγιστη μετατόπιση ολίσθησης Doppler
$f_X(\cdot)$	: Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της τ.μ.

$h_{ij}$	: Υποδιάυλος SISO
$\tilde{h}_{ij}$	: Κανονικοποιημένος υποδιάυλος SISO
$d_{corr}$	: Απόσταση συσχέτισης βάσει του κριτηρίου CMD
$\bar{d}(c)$	: Απόσταση αποσυσχέτισης (εκφρασμένη σε δείγματα)
$d_{KL}$	: Απόσταση Kullback-Leibler
$r_{SF}$	: Πλάτος διαλείψεων μεγάλης κλίμακας
$r_{FF}$	: Πλάτος διαλείψεων μικρής κλίμακας
$r_{MRC}$	: Πλάτος σήματος διαφορισμού με τεχνική MRC
$A$	: Παράγοντας κανονικοποίησης πίνακα διαύλου MIMO
$B_{Coh}$	: Εύρος ζώνης συνοχής ραδιοδιαύλου
$C$	: Χωρητικότητα ραδιοδιαύλου MIMO
$C_n$	: Απόκριση γινομένου $n$ τυχαίων μεταβλητών Rayleigh
$C_N^*$	: Απόκριση διαύλου μοντέλου πολλαπλών σκεδάσεων $N$ τάξης
$\mathcal{C}$	: Σύνολο μιγαδικών αριθμών
$D'$	: Απευθείας απόσταση μεταξύ Tx & Rx
$\bar{E}$	: Μέση ισχύς πεδίου
$E_0$	: Ισχύς πεδίου ελεύθερου χώρου
$F_X(\cdot)$	: Αθροιστική συνάρτηση κατανομής της τ.μ.
$G_R$	: Κέρδος κεραίας λήψης
$G_T$	: Κέρδος κεραίας εκπομπής
$G_{MRC}$	: Κέρδος διαφορισμού με τεχνική MRC
$H_b$	: Ύψος κτηρίου
$H_i$	: Σύνολο ιστροπικών Gaussian i.i.d. τ.μ. μηδενικής μέσης τιμής
$H_r$	: Ύψος δέκτη
$K$	: Παράγοντας της κατανομής Rice
$L_{entry}$	: Απώλειες διείσδυσης
$L_r$	: Απώλειες λόγω ανάκλασης
$M_R$	: Πλήθος κεραιοστοιχείων λήψης
$M_T$	: Πλήθος κεραιοστοιχείων εκπομπής
$N$	: Τάξη σκέδασης
$P_{r,Front}^{pref}$	: Λαμβανόμενη ισχύς έμπροσθεν της γραμμής αναφοράς
$P_{r,Back}^{pref}$	: Λαμβανόμενη ισχύς όπισθεν της γραμμής αναφοράς
$P_R$	: Λαμβανόμενη ισχύς
$P_T$	: Εκπεμπόμενη ισχύς
$\mathbb{R}$	: Σύνολο πραγματικών αριθμών
$T_s$	: Χρόνος στατικότητας
$T_{Coh}$	: Χρόνος συνοχής ραδιοδιαύλου
$S(c)$	: Απόσταση αποσυσχέτισης (εκφρασμένη σε μήκη κύματος)
$W_i$	: Μεταβλητό μήκος $i$ -οστού παραθύρου
$\bar{W}$	: Μήκος ολισθαίνοντος παραθύρου
$R_n$	: Πλάτος γινομένου $n$ τυχαίων μεταβλητών Rayleigh
$R_H$	: Συνάρτηση συσχέτισης συστήματος
$\tilde{R}_H$	: Κανονικοποιημένη συνάρτηση συσχέτισης συστήματος
$R_N^*$	: Πλάτος διαύλου μοντέλου πολλαπλών σκεδάσεων $N$ τάξης
$\Psi$	: Πρότυπο σφάλμα
$\mathbf{u}_{Tx,n}$	: $n$ -οστή χωρική βάση του ιδιοχώρου στην πλευρά εκπομπής
$\mathbf{u}_{Rx,m}$	: $m$ -οστή χωρική βάση του ιδιοχώρου στην πλευρά λήψης
$\mathbf{G}$	: Στοχαστικός πίνακας i.i.d. διαστάσεων $M_R \times M_T$
$\mathbf{H}$	: Πίνακας διαύλων MIMO
$\tilde{\mathbf{H}}$	: Κανονικοποιημένος πίνακας ραδιοδιαύλων MIMO
$\mathbf{H}_{Kron}$	: Πίνακας διαύλων MIMO βάσει του μοντέλου Kronecker

$\mathbf{H}_{WB}$	: Πίνακας διαύλων MIMO βάσει του μοντέλου Weichselberger
$\mathbf{I}$	: Μοναδιαίος ή ταυτοτικός πίνακας
$\mathbf{R}_t$	: Πίνακας συσχέτισης εκπομπής
$\mathbf{R}_r$	: Πίνακας συσχέτισης λήψης
$\mathbf{R}_{ch}$	: Πίνακας συσχέτισης MIMO
$\mathbf{R}_{Full}$	: Πλήρης πίνακας συσχέτισης βάσει του κριτηρίου CMD
$\mathbf{R}_{Kron}$	: Πίνακας συσχέτισης MIMO βάσει του μοντέλου Kronecker
$\mathbf{R}_{WB}$	: Πίνακας συσχέτισης MIMO βάσει του μοντέλου Weichselberger
$\mathbf{T}$	: Πίνακας μετασχηματισμού
$\mathbf{U}_{Tx}$	: Χωρική βάση ιδιοχώρου στην πλευρά εκπομπής
$\mathbf{U}_{Rx}$	: Χωρική βάση ιδιοχώρου στην πλευρά λήψης
$\mathbf{X}$	: Βελτιστοποιημένος πίνακας συσχέτισης εκπομπής
$\mathbf{Y}$	: Βελτιστοποιημένος πίνακας συσχέτισης λήψης
$\mathbf{\Omega}_{WB}$	: Πίνακας σύζευξης διαύλων του μοντέλου Weichselberger
$\tilde{\mathbf{\Omega}}_{WB}$	: Τετραγωνική ρίζα του πίνακα σύζευξης διαύλων του





# Εισαγωγή

\*\*\*

## 1.1 Ερευνητικό Αντικείμενο Διατριβής

Το ερευνητικό αντικείμενο της διατριβής αυτής είναι η μελέτη τεχνικών και διαύλων πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (MIMO) για ασύρματα δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών. Η ευρέως διαδεδομένη τεχνολογία αυτή (MIMO) έχει βρει σημαντική απήχηση στη διεθνή ερευνητική κοινότητα, τους οργανισμούς προτυποποίησης και τη βιομηχανία ασύρματων επικοινωνιών και δικτύων. Σε οποιαδήποτε περίπτωση αναφερόμαστε σε κάποια ασύρματη ζεύξη γίνεται άμεσα κατανοητή η αναγκαιότητα του χαρακτηρισμού και της μοντελοποίησης του δυναμικού και μεταβαλλόμενου αυτού μέσου. Αυτό κρίνεται απαραίτητο γιατί συμβάλει στην μελλοντική ανάπτυξη ασύρματων δικτύων επικοινωνιών ή στη βελτιστοποίηση ήδη υπαρχόντων ασύρματων συστημάτων. Η εισαγωγή των πολλαπλών κεραιών ή και χρήση διαφορετικών πολώσεων αποτελεί έναν από τους αποδοτικούς τρόπους για αύξηση του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας χωρίς αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος ή του απαιτούμενου εύρους ζώνης. Επίσης, επιτυγχάνει πολλές φορές βελτίωση της κάλυψης και της αξιοπιστίας της ζεύξης καταπολεμώντας αποτελεσματικά ισχυρά φαινόμενα πολυδιαδρομικής διάδοσης ιδίως σε αστικές περιοχές.

Πάραυτα, η εφαρμογή της τεχνολογίας MIMO σε δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών δεν έχει μελετηθεί επαρκώς. Ειδικότερα, η συνεισφορά αυτής της διατριβής αρχίζει με την προετοιμασία και υλοποίηση πρωτοποριακών μετρήσεων δορυφορικού διαύλου MIMO, προσπαθώντας να καλύψει το υπάρχον κενό στην βιβλιογραφία. Πραγματοποιήθηκαν πολλαπλές μετρήσεις διαφορετικών σεναρίων σταθερών και κινητών δορυφορικών δικτύων οι οποίες θα συνεισφέρουν στο πλήρη χαρακτηρισμό του δορυφορικού διαύλου καθώς και στη σύγκριση με γνωστά θεωρητικά στατιστικά και εμπειρικά μοντέλα διάδοσης. Η μελέτη αυτή οδηγεί σε κάποια αξιοσημείωτα θεωρητικά και πρακτικά αποτελέσματα, τα οποία θα αποτελέσουν σημαντική βάση για την εξέλιξη και τον σχεδιασμό των δορυφορικών δικτύων νέας γενιάς.

Αυτοτελή τμήματα των ερευνητικών αποτελεσμάτων που εμπεριέχονται σε αυτήν τη διατριβή, έχουν δημοσιευτεί σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά και έχουν παρουσιασθεί σε διεθνή επιστημονικά συνέδρια. Συγκεντρωτικός

κατάλογος δημοσιεύσεων παρατίθεται στο τέλος της διατριβής.

## 1.2 Δομή του Κειμένου της Διατριβής

Το παρόν κείμενο παρουσιάζει τα αποτελέσματα του ερευνητικού αντικειμένου που μελετήθηκε στα πλαίσια της διδακτορικής διατριβής. Η δομή του κειμένου είναι η ακόλουθη:

### Κεφάλαιο 2: Ραδιοδιάυλοι Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων

Στο κεφάλαιο δυο γίνεται μια ανασκόπηση του θεωρητικού υποβάθρου που είναι απαραίτητη για την μελέτη συστημάτων πολλαπλών κεραιών, την περιγραφή, τον χαρακτηρισμό και την μοντελοποίηση του ασύρματου μέσου αλλά αναφερόμαστε και σε καινούργια στοιχεία που θα αναλυθούν στα επόμενα κεφάλαια. Στην αρχή γίνεται μια ιστορική αναφορά στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών και κατόπιν γίνεται αναφορά στην φύση της πολυδιαδρομικής διάδοσης και συνοπτικά στους βασικούς μηχανισμούς που διέπουν την διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Επιπρόσθετα, εξετάζουμε το φαινόμενο των διαλείψεων, με διαχωρισμό σε μικρής και μεγάλης κλίμακας, ενώ ταυτόχρονα παρουσιάζονται και οι στατικές κατανομές που χρησιμοποιούνται στην μοντελοποίηση του διαύλου. Εν συνεχεία, γίνεται παρουσίαση της θεωρίας περιγραφής και χαρακτηρισμού τόσο των ντετερμινιστικών όσο και των τυχαία χρονικά μεταβαλλόμενων ραδιοδιαύλων. Μέσα από αυτήν την περιγραφή προκύπτουν οι βασικές σχέσεις εισόδου-εξόδου και οι συναρτήσεις του συστήματος καθώς και οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης και φασματικής πυκνότητας ισχύος. Τέλος, γίνεται μια περιγραφή των συστημάτων εισόδου-εξόδου με πολλαπλές κεραιές στον πομπό ή/και στον δέκτη.

### Κεφάλαιο 3: Μετρήσεις Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου

Το τρίτο κεφάλαιο περιλαμβάνει την περιγραφή του πειραματικού μέρους της διατριβής. Αρχικά, γίνεται μια συνοπτική βιβλιογραφική αναφορά σχετικά με το είδος των μετρήσεων που προϋπήρχαν και κατόπιν όσων θα επακολουθήσουν σε αυτή την διατριβή. Έπειτα, παρουσιάζονται οι δυνατότητες και η αρχή λειτουργίας της μετρητικής διάταξης, συμπεριλαμβανομένων της περιγραφής του πειραματικού δέκτη, των διαφορετικών κεραιών που εγκαταστάθηκαν σε πομπό και δέκτη, αλλά και όλων των συνοδευτικών υποσυστημάτων που πλαισιώνουν εν τω συνόλω τον μετρητικό εξοπλισμό. Ιδιαίτερο βάρος δίνεται στην περιγραφή ενός υποσυστήματος, που επέτρεψε την αναγνώριση όλων των συνιστωσών με αποτέλεσμα την δημιουργία ενός  $2 \times 2$  MIMO συστήματος. Ακόμη, αναλύονται οι τρεις διαφορετικοί τύποι σεναρίων μέτρησης, συμπεριλαμβανομένης της αναλυτικής περιγραφής του περιβάλλοντος διάδοσης κάθε σεναρίου ξεχωριστά με την ιδιαιτερότητα του κάθε ενός. Τέλος, επιπλέον πληροφορίες με επιμέρους χαρακτηριστικά κάθε μέτρησης, επισυνάπτονται στο Παράρτημα Α.

## Κεφάλαιο 4: Στοχαστικός Χαρακτηρισμός & Μοντελοποίηση Ραδιοδιαύλου

Το κεφάλαιο τέσσερα περιλαμβάνει το στοχαστικό χαρακτηρισμό και την μοντελοποίηση του διπλά πολωμένου διαύλου πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων που προήλθαν από μετρήσεις επίγειων κινητών δορυφορικών ζεύξεων σε αστικό περιβάλλον. Αρχικά γίνεται υπολογισμός της χωρικά τοπικής μέσης λαμβανόμενης ισχύος ώστε να οδηγηθούμε στην εξαγωγή και έπειτα στον χαρακτηρισμό των διαλείψεων μικρής και μεγάλης κλίμακας από το μετρημένο δίαυλο. Ο χαρακτηρισμός γίνεται για πολλαπλά σενάρια, για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης, για περιοχές με ή χωρίς οπτική επαφή, και για όλες τις διαφορετικές πολώσεις που συναντώνται. Επισυνάπτονται αποτελέσματα στατιστικών στοιχείων πρώτης και δεύτερης τάξης από την σύγκριση των μετρήσεων με διαφορετικές στατιστικές κατανομές, με την βέλτιστη προσαρμογή να επιβεβαιώνεται με το κριτήριο απόκλισης Kullback-Leibler, και υπολογισμός του ρυθμού τμήσεως κατωφλίου και της μέσης διάρκειας διαλείψεων. Κατόπιν γίνεται μια συνοπτική μελέτη της επίδοσης διαφορισμού σύμφωνα με την διαθέσιμη μέτρηση ενός κλασσικού  $2 \times 2$  συστήματος. Τέλος, ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην μοντελοποίηση του διαύλου με βάση το γενικό μοντέλο διάδοσης πολλαπλών σκεδάσεων. Συγκεκριμένα, γίνεται για πρώτη φορά επέκταση του μοντέλου για σκεδάσεις τρίτης τάξης, με εξαγωγή των θεωρητικών εκφράσεων, για τις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας και τις αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής, και ταυτόχρονα σύγκριση με τα εμπειρικά δεδομένα για επιβεβαίωση της στενής μεταξύ τους σχέσης.

## Κεφάλαιο 5: Τεχνικές Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων

Το πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζει μια πιο κλασσική προσέγγιση αναφορικά με την μελέτη τεχνικών πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων του διπλά πολωμένου μετρημένου διαύλου. Ειδικότερα, μετά την ανάλυση του διαύλου επίγειων κινητών επικοινωνιών και της διαδικασίας κανονικοποίησης των δεδομένων, δίνονται αποτελέσματα από την επεξεργασία αναφορικά με την χωρητικότητα αλλά και τις ιδιοτιμές για διαφορετικές επιτευχθείσες γωνίες ανύψωσης αλλά και από περιοχές με και χωρίς οπτική επαφή. Επιπρόσθετα, εξετάζονται θεμελιώδεις μετρικές παράμετροι, όπως ο αριθμός κατάστασης Demmel, η ελλειπτικότητα, και η ορθοπολωσική διευκρίνιση και απομόνωση του διαύλου που φανερώνουν την αρτιότητα και την αποδοτικότητα του διαύλου. Εν συνεχεία, ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στον υπολογισμό των ιδιοτήτων συσχέτισης του διαύλου και κατόπιν σύγκρισης των αποτελεσμάτων με ήδη υπάρχοντα στοχαστικά μοντέλα, όπως το μοντέλο του Kronecker και του Weichselberger, παρέχοντας χρήσιμες πληροφορίες σχετικά με την δυνατότητα πολυπλεξίας του καναλιού. Τέλος, για πρώτη φορά, χαρακτηρίζεται η στατικότητα του διαύλου και εκτιμάται η έκταση των περιοχών μη-στατικότητας μέσω της απόστασης των πινάκων συσχέτισης, με βάση τις μετρικές παραμέτρους που χρησιμοποιούν τους πλήρεις πίνακες συσχέτισης του καναλιού MIMO.

## Κεφάλαιο 6: Μελέτη Διείσδυσης Σήματος σε Κτήριο

Το κεφάλαιο έξι παρουσιάζει τα αποτελέσματα της μελέτης των απωλειών διείσδυσης σε κτήριο και της επιτυγχανόμενης χωρητικότητας από τις μετρήσεις του σεναρίου Κτηρίου-Αερόπλοιου. Στο παρόν κεφάλαιο, προτείνεται μια αναλυτική και απλή διαδικασία για τον υπολογισμό των απωλειών κατά την είσοδο του σήματος εντός του κτηρίου σύμφωνα με το εμπειρικό μοντέλο απωλειών διάδοσης του Ikegami. Τα αποτελέσματα αποκαλύπτουν ότι υπάρχει μεγάλη εξάρτηση από τη γεωμετρία διάδοσης και τον προσανατολισμό του δέκτη σε σχέση με τον κινούμενο πομπό. Επισυνάπτονται αποτελέσματα χωρητικότητας από τα επεξεργασμένα δεδομένα αναφορικά με το διαφορετικό επίπεδο του ορόφου, την απόσταση από το παράθυρο αλλά και από περιοχές με παρεμποδισμένη ή και χωρίς καθόλου οπτική επαφή. Τέλος, για λόγους επικύρωσης και εγκυρότητας του μοντέλου, γίνεται προσπάθεια σύγκρισης με χρήση μετρημένου δίαυλου εκτός κτηρίου που συνάδει περισσότερο με την αρχική θεώρηση και γεωμετρία του μοντέλου Ikegami.

## Κεφάλαιο 7: Συμπεράσματα

Το έβδομο κεφάλαιο ολοκληρώνει το συγγραφικό έργο της διδακτορικής διατριβής συνοψίζοντας το έργο που επιτελέστηκε εν τω συνόλω. Επίσης, γίνεται μια ανακεφαλαίωση των αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια τονίζοντας βασικά συμπεράσματα τεχνικών και διαύλων MIMO για ασύρματα δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών. Επίσης, αναγνωρίζονται και προτείνονται θέματα και κατευθύνσεις για μελλοντική ερευνητική δραστηριότητα.

### 1.3 Δημοσιεύσεις

Στα πλαίσια εκπόνησης της διδακτορικής διατριβής προέκυψαν ενδιαφέροντα αποτελέσματα που δημοσιεύτηκαν σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά [J02]-[J06] και συνέδρια [C05]-[C09], τα οποία παρατίθενται στον κατάλογο δημοσιεύσεων στις σελίδες 157-158 με χρονολογική σειρά.

# Ραδιοδίαυλοι Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων

\*\*\*

## 2.1 Εισαγωγή - Ιστορική Αναδρομή

Όλα ξεκινούν με την ανάγκη του ανθρώπου για την ευημερία και ταυτόχρονα τη βελτίωση των συνθηκών ζωής του, γενικότερο αποτέλεσμα του οποίου είναι συνήθως η οικονομική και τεχνολογική πρόοδος. Εμείς αναφερόμαστε συγκεκριμένα στην τεχνολογική πρόοδο και ειδικότερα σε αυτή του τομέα των ασύρματων και δορυφορικών επικοινωνιών, κομμάτι με το οποίο καταπιάνεται αυτή η διατριβή.

Στα τέλη του 20<sup>ου</sup> αιώνα και στις αρχές του 21<sup>ου</sup>, οι τηλεπικοινωνίες, σταθερές, κινητές, ασύρματες ή και δορυφορικές, έχουν πλέον εδραιωθεί και ενσωματωθεί στον καθημερινό τρόπο ζωής των ανθρώπων, ενώ η τεχνολογία εξελίσσεται επενδύοντας προς τους τομείς της ταχύτητας αλλά και της συνεχόμενης και καθολικής κάλυψης. Τα επόμενα χρόνια, οι νέες τεχνολογίες δορυφορικών επικοινωνιών θα επιτρέψουν την άμεση σύνδεση εκατομμυρίων συσκευών “Διαδικτύου των Πραγμάτων”, γνωστό και ως Internet of Things (IoT), με τρόπο αποδοτικό από πλευράς πόρων. Η απόλυτη επιτυχία της παγκόσμιας κάλυψης IoT θα εξαρτηθεί από την ενεργό υποστήριξη των παρεχόμενων δορυφορικών δικτύων που προσφέρουν υπηρεσίες στις ζώνες συχνοτήτων L- και S-band. Η δορυφορική τεχνολογία χρησιμεύει ως βασικό κλειδί για την εφαρμογή της σύνδεσης IoT στο βιομηχανικό κλάδο χωρίς να παρεμποδίζεται από γεωγραφικά σύνορα ενώ έχει τη δυνατότητα να δραματίσει βασικό ρόλο στις περιπτώσεις όπου οι αισθητήρες ελέγχου και παραγωγής είναι καταναμημένοι σε πολύ μεγάλες εκτάσεις καθώς και σε απομακρυσμένες περιοχές, που εξυπηρετούνται κυρίως από επίγεια δίκτυα πρόσβασης. Πράγματι, η χρήση των δορυφόρων έχει μεγάλη σημασία σε ορισμένες εφαρμογές του IoT, όπως το έξυπνο δίκτυο διανομής ενέργειας (smart grid), η παρακολούθηση του περιβάλλοντος και η διαχείριση εκτάκτων καταστάσεων, επειδή οι δορυφορικές επικοινωνίες έχουν μοναδικά πλεονεκτήματα, όπως κάλυψη μεγάλης κλίμακας γεωγραφικών περιοχών, εξαιρετική ικανότητα υποστήριξης νεοεμφανιζόμενων υπηρεσιών επικοινωνιών και βέλτιστη απόδοση κόστους ως προς τη συνδεσιμότητα είτε μέσω ευρυσεκπομπής (broadcasting) είτε πολυεκπομπής (multicasting), [Qu17],

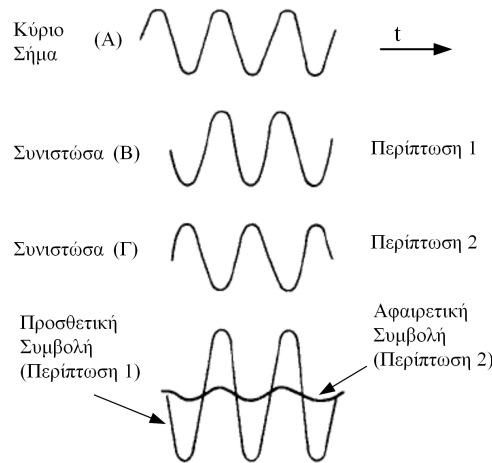
[San16], [Hu18]. Επομένως, παρέχοντας συνδεσιμότητα όπως και κάλυψη μεγάλων σε έκταση αλλά και απόστασης περιοχών καθιστά τη σύνδεση των “πραγμάτων του διαδικτύου” εφικτή λύση, με τη χρήση δορυφορικής τεχνολογίας και παράλληλα ελκυστική γιατί μπορεί και δρα συμπληρωματικά των επίγειων δικτύων καλύπτοντας τις αδυναμίες τους, ολοκληρώνοντας τις προσφερόμενες υπηρεσίες και επιτρέποντας την πυκνότητα και επέκταση κάλυψης του δικτύου [Gin18].

Η ραγδαία αύξηση της τεχνολογίας MIMO (Multiple Input Multiple Output), δηλαδή της χρήσης πολλαπλών κεραιών σε πομπό (Tx) και δέκτη (Rx), και η υιοθέτηση της σε συστήματα επίγειων επικοινωνιών οδηγεί σε μια άνευ προηγουμένου αύξηση της χωρητικότητας του διαύλου επικοινωνίας αλλά και βελτιωμένη φασματική απόδοση ενώ κάνουμε λόγο για ταχύτητες ασύρματης μετάδοσης της τάξης του 1 Gb/s σύμφωνα με τον A. J. Paulraj [Pau04]. Η δυνατότητα εφαρμογής τεχνικών πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων (MIMO) είναι επίσης μια ελκυστική λύση στα συστήματα δορυφορικής επικοινωνίας με πολύ ελπιδοφόρες προοπτικές [Kyr14], [Ara11b]. Συγκεκριμένα, τα συστήματα των επίγειων κινητών δορυφορικών συστημάτων (Land Mobile Satellite ή LMS) μπορούν να επωφεληθούν από τις τεχνικές MIMO και να επιτύχουν σημαντικά αυξημένους ρυθμούς εκπομπής και λήψης. Ο χαρακτηρισμός ενός τέτοιου είδους καναλιού (MIMO LMS) ξεκινάει μέσω μιας σειράς μετρήσεων (measurement campaign) η οποία είναι μια σχετικά δύσκολη και απαιτητική διαδικασία. Μετρήσεις καναλιών και αντίστοιχα μοντέλα, κυρίως για διαύλους LMS μονής εισόδου-μονής εξόδου (Single Input Single Output ή SISO), μπορούν να βρεθούν στα [Ara11c], [Kan16], [Lut91], [Vuc91] και [Pér97] ενώ μετρήσεις σχετικά με δορυφορικά κανάλια MIMO συναντάμε στο [Pet14] και στις παραπομπές αυτού.

## 2.2 Η Φύση της Πολυδιαδρομικής Διάδοσης

Η μετάδοση ενός σήματος από έναν πομπό προς έναν δέκτη μεταφράζεται σε μεταφορά ενέργειας ακολουθώντας ένα πλήθος από διαφορετικά ηλεκτρικά μονοπάτια μέσω του ασύρματου μέσου, και των συνθηκών διάδοσης που αυτό επιβάλλει, τα οποία αθροίζονται διανυσματικά στο δέκτη. Το ασύρματο αυτό μέσο καλείται (ράδιο)διάυλος ή κανάλι (channel) και τα διαδιδόμενα ηλεκτρομαγνητικά κύματα αλληλεπιδρούν με τα αντικείμενα του περιβάλλοντος διάδοσης, με διαφορετικό τρόπο αναλόγως του μονοπατιού που θα ακολουθήσουν. Τελικά, προσπίπτουν με διαφορετικά χαρακτηριστικά πλάτους πεδίου, ολίσθησης στην συχνότητα, κατεύθυνσης και καθυστέρησης άφιξης στην κεραία του δέκτη. Το φαινόμενο αυτό, της άφιξης δηλαδή πολλαπλών εκδόσεων του εκπεμπόμενου σήματος καλείται πολυδιαδρομική διάδοση (multipath propagation).

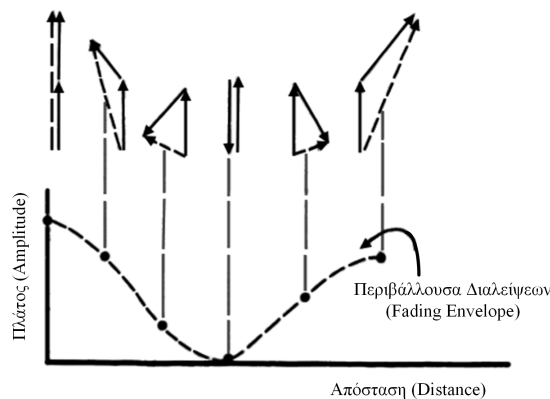
Στην περίπτωση χαρακτηρισμού διαύλου στενής ζώνης (narrowband channel), τα μεγέθη που μας ενδιαφέρουν είναι το πλάτος της περιβάλλουσας και η φάση του λαμβανόμενου σήματος. Τα δύο αυτά μεγέθη περιγράφουν πλήρως τη συμπεριφορά του καναλιού και την επίδραση που θα έχει το κανάλι σε σήματα που καταλαμβάνουν ένα σχετικά μικρό φάσμα συχνοτήτων. Γενικά, μικρό θεωρείται το φάσμα ενός σήματος του ο-



**Σχήμα 2.1:** Συνδυασμός συνιστωσών σε μια δεδομένη χρονική στιγμή

ποίου οι αλλοιώσεις σε πλάτος και φάση δεν μεταβάλλονται αισθητά για κάθε συχνότητα που εμπεριέχεται σε αυτό. Το φαινόμενο που καλούμαστε να χαρακτηρίσουμε προέρχεται από το γεγονός ότι η διάδοση γίνεται μέσω διαφορετικών διαδρομών, είτε απευθείας ή από ανακλάσεις, περιθλάσεις, και σκεδάσεις. Εάν αναλογιστούμε την απλή περίπτωση ενός στατικού συστήματος, με ένα στατικό πομπό και δέκτη όπως επίσης και ένα σχετικά στατικό περιβάλλον μετάδοσης, τότε μπορούμε να φανταστούμε μια στατική πολυδιαδρομική κατάσταση στην οποία ένα σήμα στενής ζώνης (narrowband signal), όπως για παράδειγμα ένα αδιαμόρφωτο φέρον (unmodulated carrier), μεταδίδεται και αρκετές εκδοχές αυτού φθάνουν η μία μετά την άλλη σειριακά στον δέκτη. Οι διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις εισάγουν διαφορετικές φάσεις μεταξύ των συνιστωσών των κυμάτων και ο συνδυασμός αυτών οδηγεί έπειτα είτε σε προσθετική είτε σε αφαιρετική συμβολή (υπέρθωση) των ραδιοκυμάτων, σε μια δεδομένη χρονική στιγμή, ανάλογα με την μετατόπιση της φάσης που υπέστησαν τα επιμέρους κύματα όπως απεικονίζεται στο σχήμα 2.1 [Rap96].

Εάν τώρα αναλογιστούμε μια πιο ρεαλιστική περίπτωση στην οποία είτε ο Tx είτε ο Rx είναι σε κίνηση, τότε εξετάζουμε την περίπτωση μιας δυναμικής πολυδιαδρομικής κατάστασης στην οποία υπάρχει μια συνεχής εναλλαγή μήκους κάθε μονοπατιού διάδοσης και κατά συνέπεια ολίσθηση



**Σχήμα 2.2:** Επίδραση διαφοράς φάσης δύο εισερχομένων σημάτων

της φάσης ως συνάρτηση των διαφορετικών θέσεων κατά μήκος της διαδρομής. Το σχήμα 2.2 [Rap96] δείχνει πως το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος (envelope) διαφέρει στην περίπτωση δυο εισερχόμενων μονοπατιών με σχετική φάση που ποικίλει αναλόγως της τοποθεσίας. Διακρίνουμε προσθετική αλλά και αφαιρετική συμβολή σε κάποια σημεία μέχρι και την ακραία, πλην όμως πιθανή περίπτωση της αλληλοαναίρεσης των δυο σημάτων.

### 2.2.1 Βασικοί Μηχανισμοί Πολυδιαδρομικής Διάδοσης

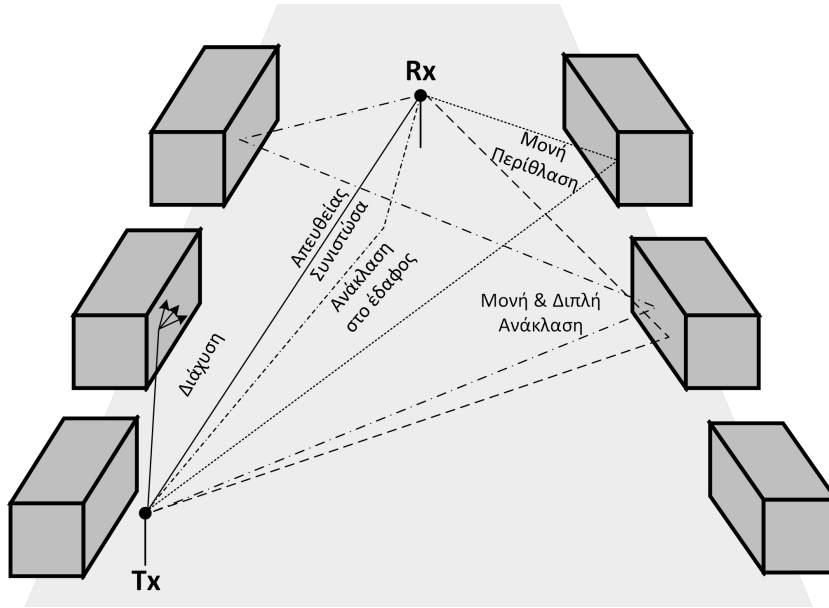
Οι μηχανισμοί διάδοσης των ραδιοκυμάτων, εκτός της απευθείας συνιτώσας μέσω οπτικής επαφής (Line of Sight ή LOS) είναι τρεις:

- **Ανάκλαση (Reflection):** Το φαινόμενο της ανάκλασης εμφανίζεται όταν ένα εκπεμπόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μια λεία επιφάνεια με πολύ μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος,  $\lambda$ , του RF σήματος.
- **Περίθλαση (Diffraction):** Το φαινόμενο της περίθλασης εμφανίζεται όταν ανάμεσα στο πομπό και το δέκτη υπάρχει φυσικό ή τεχνητό εμπόδιο με μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το  $\lambda$ , το οποίο προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από το εμπόδιο σύμφωνα με την αρχή του Huygens. Η περίθλαση είναι ένα φαινόμενο που ερμηνεύει την μεταφορά RF ενέργειας από τον πομπό στον δέκτη χωρίς απευθείας μονοπάτι μεταξύ τους. Συχνά καλείται και σκίαση, γιατί το σήμα φτάνει στον δέκτη ακόμα και όταν 'σκιάζεται' από ένα αδιαπέραστο εμπόδιο.
- **Σκέδαση ή Διάχυση (Diffuse Scattering):** Το φαινόμενο της σκέδασης εν αντιθέσει, εμφανίζεται όταν ένα σήμα προσκρούει είτε σε μια μεγάλη τραχιά επιφάνεια ή σε επιφάνεια της οποίας οι διαστάσεις είναι της τάξης του μήκους κύματος  $\lambda$  ή μικρότερης, με αποτέλεσμα η ανακλώμενη ενέργεια να διασκορπίζεται σε όλες τις κατευθύνσεις. Σε αστικό περιβάλλον συνηθισμένοι σκεδαστές είναι οι προβολείς των δρόμων, οι φωτεινοί σηματοδότες και το φύλλωμα των δέντρων.

Εκτός όμως από το ωφέλιμο σήμα στην κεραία του δέκτη, θα πρέπει να συμπεριλάβουμε τόσο την επίδραση του, συνήθως λευκού, προσθετικού θορύβου Gauss (Additive White Gaussian Noise-AWGN) όσο και την παρουσία παρεμβολών που προκαλούν χρήστες της ίδιας ζώνης συχνοτήτων. Τέλος, πέραν των συνθηκών που επιβάλει ο ραδιοδίαυλος, υπάρχει και η χρονική μεταβολή που πρέπει να ληφθεί υπόψιν λόγω του απρόβλεπτου τρόπου κίνησης των χρηστών και μεταβολών του περιβάλλοντος διάδοσης. Το μέσο μετάδοσης επομένως δημιουργεί προβλήματα στην επίτευξη αξιόπιστων επικοινωνιών και ειδικά σε υψηλές ταχύτητες.

Η περιγραφή τώρα των μεταβολών της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος γίνεται με τον προσδιορισμό των διαφορετικών επιδράσεων του διαύλου. Αυτές διακρίνονται στις απώλειες διάδοσης (path loss), στις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading) και στις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading).





**Σχήμα 2.3:** Περιβάλλον & βασικοί μηχανισμοί πολυδιαδρομικής διάδοσης

## 2.3 Απώλειες Διάδοσης

Εάν υποθέσουμε διάδοση ενός σήματος στον ελεύθερο χώρο, η μέση λαμβανόμενη ισχύς  $P_R$  που γίνεται διαθέσιμη στην είσοδο μιας κεραίας δίνεται από την έκφραση (2.1), γνωστή και ως εξίσωση ελεύθερου χώρου ή εξίσωση του Friis [Lee93],

$$P_R(d) = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.1)$$

όπου  $P_T$  είναι η ισχύς εκπομπής,  $G_T$ ,  $G_R$  τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα,  $\lambda$  το μήκος κύματος, και  $d$  η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Η εξίσωση (2.1) εξαρτάται από την απόσταση διαχωρισμού  $d$  των Tx-Rx και συγκεκριμένα είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης μεταξύ τους.

Συνήθως, η εξίσωση αυτή συναντάται και με την μορφή της (2.2) σύμφωνα με το [Rap96], ως ο λόγος του  $P_T$  προς  $P_R$ , δηλαδή της ισχύος εκπομπής και λήψης αντίστοιχα, που αναπαριστά τις απώλειες εάν υποθέσουμε διάδοση σε ελεύθερο χώρο.

$$PL(d) = \frac{P_T}{P_R(d)} = G_T G_R \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.2)$$

Όταν στην εξίσωση (2.2) το κέρδος των κεραιών απουσιάζει ή είναι ίσο με την μονάδα, στην περίπτωση ισοτροπικών κεραιών ( $G_T = G_R = 1$ ), τότε η εξίσωση απλοποιείται στην (2.3) που εκφράζει τις απώλειες ελεύθερου χώρου (Free Space Loss ή FSL)

$$L_{FSL} = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.3)$$

Όλα τα παραπάνω ισχύουν για τιμές του  $d$  στην μακρινή περιοχή (far-field) της κεραίας εκπομπής.

Στην πραγματικότητα όμως, η παραδοχή του ελεύθερου χώρου δεν ισχύει πάντα οπότε οι απώλειες διάδοσης  $PL$  μεταβάλλονται με διαφορετικό τρόπο από αυτόν που ορίζει η (2.2). Σε έναν τυπικό δίαυλο, όπου συνήθως δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ Tx-Rx, η ισχύς του σήματος μειώνεται με βάση το  $1/d^n$  όπου το  $n$  υποδηλώνει τον συντελεστή απωλειών (path loss exponent). Το απλό αυτό μοντέλο είναι το εκθετικό μοντέλο διάδοσης, ή μοντέλο απλής κλίσης, και εκφράζεται σε dB ως

$$PL(d)|_{dB} = 10\log_{10}\left(\frac{P_T}{P_R(d)}\right) = PL(d_0)|_{dB} + 10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.4)$$

όπου  $d_0$  μια απόσταση αναφοράς ενώ η τιμή του συντελεστή εξασθένησης  $n$ , που εξαρτάται από ποικίλους παράγοντες όπως η συχνότητα, το ύψος της κεραίας αλλά και το περιβάλλον διάδοσης, λαμβάνει τιμές από 1.6 έως 8. Πειραματικές μελέτες που προήλθαν κατόπιν διεξαγωγής μετρήσεων σε δεδομένο περιβάλλον διάδοσης, έχουν οδηγήσει στην εξαγωγή περισσότερων και πιο σύνθετων εμπειρικών μοντέλων απωλειών διάδοσης για διάφορα είδη ασύρματων συστημάτων για τα οποία μπορεί κανείς να βρει περισσότερες πληροφορίες στο [Kan17].

## 2.4 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας

Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας αναπαριστούν τη μεταβολή της λαμβανόμενης ισχύος του σήματος, λόγω κίνησης μεταξύ μεγάλων αποστάσεων που οφείλεται στα φαινόμενα σκίασης (shadowing effects) που προκαλούνται από μεγάλα εμπόδια ή από εξέχουσες εδαφικές προεκτάσεις, όπως λόφοι, δάση και συγκροτήματα κτιρίων, που βρίσκονται μεταξύ Tx και Rx. Το αποτέλεσμα είναι η λαμβανόμενη ισχύς να είναι μια τυχαία μεταβλητή που εξαρτάται από το περιβάλλον που ορίζουν οι σκεδαστές και έχουν ενεργό ρόλο στην διάδοση. Για τον λόγο αυτό, αυτός ο τύπος των διαλείψεων συναντάται και με τον όρο διαλείψεις σκίασης (shadow fading).

### 2.4.1 Λογαριθμοκανονική Σκίαση

Το συνηθέστερο μοντέλο στατιστικής περιγραφής της λαμβανόμενης ισχύος λόγω του φαινομένου των διαλείψεων σκίασης, το οποίο έχει επαληθευτεί πολλάκις από μετρήσεις που έχουν πραγματοποιηθεί, είναι η λογαριθμοκανονική κατανομή. Η λαμβανόμενη ισχύς εκφρασμένη σε λογαριθμική κλίμακα, σε dBm ή dBW, ακολουθεί κανονική (Gaussian) κατανομή με την μέση τιμή να καθορίζεται από τον συντελεστή απωλειών διάδοσης  $n$  και τυπική απόκλιση που εξαρτάται από το περιβάλλον. Όταν η συνθήκη αυτή είναι σε ισχύ, τότε η κατανομή λέγεται λογαριθμοκανονική (lognormal distribution) ενώ με την βοήθεια της εξίσωσης του μοντέλου απλής κλίσης (2.4), οι απώλειες διάδοσης περιγράφονται

$$PL(d)|_{dB} = \overline{PL}(d)|_{dB} + X_\sigma = \overline{PL}(d_0)|_{dB} + 10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.5)$$

όπου  $\overline{PL}(d)|_{dB}$  είναι η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης σε απόσταση  $d$ ,  $\overline{PL}(d_0)|_{dB}$  είναι η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης στην απόσταση αναφοράς  $d_0$  και  $X_\sigma$  μια τυχαία μεταβλητή (σε dB) που ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση  $\sigma$  (σε dB). Επίσης, για τον υπολογισμό της λαμβανόμενης ισχύος στον δέκτη σε απόσταση  $d$ , ισχύει  $P_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - PL(d)[dB]$ . Η εν λόγω μορφή διαλείψεων γίνεται αισθητή με την κάλυψη από τον δέκτη μεγάλων αποστάσεων (μήκη κύματος) και συνεπώς χαρακτηρίζονται επίσης και ως αργές διαλείψεις (slow fading). Επιπρόσθετα, η μεταβλητή  $X_\sigma$  αναπαριστά την απόκλιση της πραγματικής από την μέση τιμή των απωλειών διάδοσης. Τέλος, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function ή PDF) του  $PL(dB)$  δίνεται από τον τύπο

$$p_{PL(dB)}(x) = \frac{1}{\sigma_{PL}\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x - \mu_{PL})^2}{2\sigma_{PL}^2}\right] \quad (2.6)$$

όπου  $\mu_{PL}$ , και  $\sigma_{PL}$  είναι η μέση τιμή και η διασπορά των απωλειών διάδοσης αντίστοιχα του  $x$  (dB).

## 2.5 Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας

Το φαινόμενο των διαλείψεων μικρής κλίμακας, ή απλά διαλείψεις, περιγράφει την ταχεία και δραματική σε πλάτος διακύμανση του λαμβανόμενου σήματος για ένα πολύ σύντομο χρονικό διάστημα ή για μια πολύ μικρή διανυσματική απόσταση<sup>1</sup>, ως αποτέλεσμα αλλαγών στο περιβάλλον διάδοσης ή λόγω αλλαγής της θέσης του δέκτη. Οι διαλείψεις προκαλούνται από τη συμβολή δύο ή περισσότερων εκδόσεων του μεταδιδόμενου σήματος που καταφθάνουν στο δέκτη.

Όπως είδαμε και στην ενότητα 2.4 για τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, αντίστοιχα και για αυτού του είδους τις διαλείψεις υπάρχουν στατιστικές κατανομές που ενσωματώνουν υποθέσεις σχετικά με την φύση των μηχανισμών διάδοσης και των συνιστωσών τους. Οι πιο συνηθισμένες στατιστικές κατανομές που χρησιμοποιούνται για την περιγραφή του φαινομένου των διαλείψεων μικρής κλίμακας στον ασύρματο δίαυλο είναι οι κατανομές Rice και Rayleigh, για περιβάλλον διάδοσης πλούσιο σε σκεδαστές με ή χωρίς οπτική επαφή, αντίστοιχα.

### 2.5.1 Στατιστική Κατανομή Rayleigh & Rice

Στην ενότητα 2.5 παρατηρούμε ότι το λαμβανόμενο σήμα στην κεραία του δέκτη προκύπτει από τη διανυσματική συνάθροιση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, οι οποίες χαρακτηρίζονται από διαφορετικά πλάτη και ολισθήσεις φάσης. Με βάση το Κεντρικό Οριακό Θεώρημα (Κ.Ο.Θ.) και λόγω της υπέρθεσης μεγάλου αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών, το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του λαμβανόμενου σήματος θα ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση  $\sigma_I$  &  $\sigma_Q$

<sup>1</sup>Η μικρή απόσταση αναφορικά με την αλλαγή της θέσης του δέκτη για την οποία γίνεται λόγος, είναι για υποπολλαπλάσια του μήκους κύματος  $\lambda$

αντίστοιχα. Επομένως, και η μιγαδική περιβάλλουσα  $y$  θα ακολουθεί μιγαδική κυκλικά συμμετρική κανονική κατανομή, δηλαδή  $y \in \mathcal{CN}(0, \sigma)$  και  $\sigma = \sqrt{\sigma_I^2 + \sigma_Q^2}$ . Το πλάτος της μιγαδικής περιβάλλουσας,  $r = |y|$ , ακολουθεί την κατανομή Rayleigh όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή (Non Line of Sight ή NLOS) μεταξύ Tx και Rx και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας δίνεται από την σχέση

$$f_{Rayleigh}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad 0 \leq r \leq \infty \quad (2.7)$$

ενώ η αθροιστική συνάρτηση κατανομής της Rayleigh δίνεται από την

$$F_{Rayleigh}(R) = Pr[r \leq R] = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right), \quad 0 \leq r \leq \infty \quad (2.8)$$

όπου η μέση τετραγωνική τιμή,  $E\{r^2\}$ , αντιστοιχεί στην μέση ισχύ, και στην συγκεκριμένη περίπτωση  $E\{r^2\} = 2\sigma^2$ .

Στην περίπτωση τώρα που στις συνθήκες διάδοσης υπάρχει και οπτική επαφή (LOS) μεταξύ Tx και Rx, το προσπίπτον σήμα στο δέκτη εκφράζεται ως το άθροισμα της βασικής απευθείας συνιστώσας και ενός πλήθους ανεξάρτητων εξασθενημένων μη συσχετισμένων συνιστωσών λόγω πολλαπλών διαδρομών. Αυτή η σταθερή και αμετάβλητη απευθείας συνιστώσα είναι υπεύθυνη για την μη μηδενική μέση τιμή της  $y$ . Στην προκειμένη περίπτωση, οδηγούμαστε σε στατιστική περιγραφή της τ.μ.  $r$  από την κατανομή Rice που δίνεται από την σ.π.π.

$$f_{Rice}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + C^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(-\frac{rC}{\sigma^2}\right) \quad (2.9)$$

όπου  $C^2$  είναι η ισχύς της απευθείας συνιστώσας και  $I_0$  είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και μηδενικής τάξης. Ευρέως συναντάται ο παράγοντας της κατανομής Rice,  $K$ , που εκφράζεται ως ο λόγος της ισχύος της απευθείας συνιστώσας προς την ισχύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών,  $K = C^2/2\sigma^2$ , ενώ συνήθως εκφράζεται σε dB,  $K = 10\log_{10}(C^2/2\sigma^2)$ . Όταν το  $K = 0$  τότε υπάρχει απουσία ισχυρής συνιστώσας με αποτέλεσμα η κατανομή να εκφυλλίζεται σε Rayleigh, ενώ για μεγάλες τιμές του  $K$ , η κατανομή πλησιάζει την κανονική κατανομή με μέση τιμή το  $C$ . Επιπρόσθετα, η α.σ.κ. της Rice δίνεται από την σχέση

$$F_{Rice}(R) = Pr[r \leq R] = 1 - Q\left(\frac{C}{\sigma}, \frac{r}{\sigma}\right) \quad (2.10)$$

όπου  $Q(a, b)$  είναι η συνάρτηση Marcum Q [Sha17].

### 2.5.2 Στατιστική Κατανομή Nakagami- $m$

Οι στατιστικές κατανομές στην υποενότητα 2.5.1 δεν έχουν ικανοποιητική προσαρμογή πάντα στα εμπειρικά δεδομένα με αποτέλεσμα την μη αποδοτική περιγραφή των συνθηκών που επικρατούν. Στην βιβλιογραφία, το κενό έρχεται να καλύψει η στατιστική κατανομή Nakagami που αν και

συναντάται με αρκετές μορφές, η πιο γνωστή είναι η Nakagami- $m$ . Εάν  $r$  είναι η μεταβλητή της Nakagami- $m$ , τότε η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας περιγράφεται από την

$$f_{Nakagami}(r) = \frac{2r^{2m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \exp\left(-\frac{m}{\Omega}r^2\right), \quad r \geq 0, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (2.11)$$

όπου  $\Omega = E\{r^2\}$  και υποδηλώνει την μέση ισχύ του  $r$ ,  $m$  είναι η παράμετρος της Nakagami για την οποία ισχύει  $m = \Omega^2/(r^2 - \Omega)^2$ , και  $\Gamma\{\cdot\}$  είναι η συνάρτηση Γάμμα του Euler (Gamma function). Ενδεικτικά αποτελέσματα εφαρμογής της Nakagami, βρίσκονται στην ενότητα 4.4 και τον πίνακα 4.2.

Ειδικές περιπτώσεις της Nakagami- $m$  που αξίζει να αναφέρουμε είναι ότι για  $m = 1$  η κατανομή εκφυλίζεται σε κατανομή Rayleigh, ενώ για  $m = 1/2$  σε κανονική Γκαουσιανή κατανομή. Ακόμη έχει παρατηρηθεί ότι όταν  $m \rightarrow \infty$  τότε από τον διαυλο απουσιάζουν οι διαλείψεις. Η αθροιστική συνάρτηση κατανομής της Nakagami- $m$  δίνεται από την εξίσωση

$$F_{Nakagami}(R) = 1 - \frac{\Gamma(m, (m/\Omega)R^2)}{\Gamma(m)} \quad (2.12)$$

όπου  $\Gamma\{\cdot, \cdot\}$  είναι η άνω ατελής συνάρτηση Γάμμα (upper incomplete Gamma function). Επίσης, η παράμετρος  $m$  της Nakagami συσχετίζεται με τον παράγοντα  $K$  της Rice, για  $m > 1$ , μέσω των

$$m = \frac{(K+1)^2}{(2K+1)}, \quad K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \quad (2.13)$$

### 2.5.3 Παράμετροι Χαρακτηρισμού Διαύλου Στενής Ζώνης 2<sup>ης</sup> Τάξης

Οι κατανομές που προαναφέρθηκαν, περιγράφουν τα στατιστικά μεγέθη πρώτης τάξης της περιβάλλουσας για μικρές μετατοπίσεις, στις οποίες γενικά η μέση τιμή θεωρείται σταθερή. Υπάρχουν όμως και δυο άλλα πολύ χρήσιμα στατιστικά μεγέθη 2<sup>ης</sup> τάξης που αξίζει να αναφερθούν:

- **Ο Ρυθμός Τμήσεως Κατωφλίου (Level Crossing Rate ή LCR)** είναι ένα μέγεθος που περιγράφει πόσο συχνά η περιβάλλουσα τέμνει ένα προκαθορισμένο κατώφλι πλάτους, ενώ
- **Η Μέση Διάρκεια Διαλείψεων (Average Fade Duration ή AFD)** είναι ένα μέγεθος που περιγράφει το χρονικό διάστημα για το οποίο η περιβάλλουσα παραμένει κάτω από ένα προκαθορισμένο κατώφλι πλάτους.

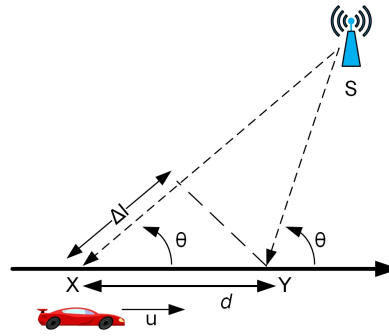
Τα δυο αυτά μεγέθη είναι 2<sup>ης</sup> τάξης και επηρεάζονται όχι μόνο από το περιβάλλον των σκεδαστών αλλά και από την ταχύτητα της κίνησης του κινητού τερματικού. Ειδικότερα, το LCR εκφράζει τον ρυθμό εκείνο με τον οποίο η περιβάλλουσα τέμνει το κατώφλι κατά την άνοδο της σε υψηλότερες τιμές. Μαθηματικά, η μέση τιμή των τμήσεων ενός επιπέδου  $R$  ανά δευτερόλεπτο εκφράζεται από την σχέση

$$N_R = \int_0^\infty \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (2.14)$$

όπου  $R$  είναι η τιμή του κατωφλίου,  $\dot{r} = dr/dt$  εκφράζει την χρονική κλίση της περιβάλλουσας και  $p(R, \dot{r})$  είναι η από κοινού σ.π.π. (joint PDF) που είναι προαπαιτούμενα για τον υπολογισμό του LCR. Επίσης, για τον ορισμό του AFD, εάν θεωρήσουμε ένα μεγάλο διάστημα παρατήρησης  $T$ , τότε για ένα προκαθορισμένο επίπεδο κατωφλίου  $R$ , η μέση διάρκεια  $\bar{\tau}$  των διαλείψεων υπολογίζεται ως

$$\bar{\tau} = \frac{P_r(r \leq R)}{N_R} = \frac{\frac{1}{T} \sum_i \tau_i}{N_R} \quad (2.15)$$

όπου  $\tau_i$  υποδηλώνει την χρονική διάρκεια των  $i$ -οστών επιμέρους διαλείψεων, οι οποίες βρίσκονται κάτω από το κατώφλι  $R$  στο συνολικό χρονικό διάστημα παρατήρησης  $[0, T]$ , από την στιγμή της τμήσεως του κατωφλίου από τις αρνητικές και κατόπιν προς τις θετικές τιμές του  $R$ . Ενδεικτικά σχήματα LCR & AFD έχουν υπολογιστεί για μετρημένους διαύλους στην ενότητα 4.4 και απεικονίζονται στα σχήματα 4.7 (I) & (II).



Σχήμα 2.4: Ολίσθηση Doppler

## 2.5.4 Ολίσθηση Doppler

Η ολίσθηση Doppler (Doppler Shift) είναι ένα φαινόμενο που συναντάται συχνά στην μελέτη των ασύρματων επικοινωνιών διότι συσχετίζει την συχνότητα ενός κύματος με την σχετική ταχύτητα του πομπού και του δέκτη. Εάν θεωρήσουμε ένα κινητό τερματικό που κινείται με σταθερή ταχύτητα  $u$ , προς μια συγκεκριμένη κατεύθυνση ενός μονοπατιού μήκους  $d$ , ενώ ταυτόχρονα λαμβάνει σήματα από μία απομακρυσμένη πηγή  $S$  τότε υπάρχει διαφορά μήκους  $\Delta l = d \cos \theta = u \Delta t \cos \theta$  μεταξύ των διαδρομών από την πηγή μέχρι τα ακραία σημεία της διαδρομής  $d$ , ενώ η γωνία  $\theta$  υποτίθεται ότι είναι ίδια στα σημεία αυτά καθότι η πηγή  $S$  είναι πολύ απόμακρη. Εάν τώρα ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό τερματικό για να ολοκληρώσει την διαδρομή του είναι  $\Delta t$ , τότε λόγω της διαφοράς  $\Delta l$  το σήμα λήψης θα παρουσιάζει διαφορά φάσης  $\Delta \phi$

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi u \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.16)$$

Άρα και η φαινομενική ολίσθηση της συχνότητας ή αλλιώς ολίσθηση Doppler (Doppler Shift),  $\nu_D$ , δίνεται από την σχέση

$$\nu_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{u}{\lambda} \cos \theta \quad (2.17)$$

Η εξίσωση (2.17) συσχετίζει την ολίσθηση Doppler με την ταχύτητα του κινητού, την γωνία μεταξύ των κατευθύνσεων κίνησης του κινητού και άφιξης του σήματος, αλλά και το μήκος κύματος του σήματος. Από την ίδια εξίσωση παρατηρούμε πως όταν το κινητό κινείται προς την πηγή του σήματος τότε η ολίσθηση Doppler είναι θετική, δηλαδή η φαινομενική συχνότητα λήψης αυξάνει, ενώ εάν απομακρύνεται τότε η ολίσθηση της συχνότητας είναι αρνητική, δηλαδή η φαινομενική συχνότητα λήψης μειώνεται.

## 2.6 Χαρακτηρισμός & Πεδία Περιγραφής Διαύλου

Ο χαρακτηρισμός των ασύρματων ραδιοδιαύλων διάδοσης αντιμετωπίζεται συνήθως ως ένα γραμμικό και χρονικά μεταβαλλόμενο φίλτρο που περιγράφεται από τις συναρτήσεις του συστήματος (system functions). Η γραμμικότητα έγκειται στο ότι το σήμα στη κεραία λήψης είναι αποτέλεσμα υπέρθεσης όλων των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που αναχωρούν από την κεραία εκπομπής, ενώ η χρονική μεταβλητότητα του διαύλου, οφείλεται είτε στην κίνηση των άκρων της ζεύξης, είτε στην μεταβολή των σκεδαστών του περιβάλλοντος, είτε και στα δυο. Τις βασικές αρχές περιγραφής των διαύλων έθεσαν αρχικά οι Zadeh [Zad50] & Kailath [Kai59] και εν συνεχεία ο Bello [Bel63] και ο Fleury [Fle00]. Ειδικότερα, ένα τέτοιο κανάλι μπορεί να μελετηθεί ως στοιχείο ενός συστήματος που μετατρέπει σήματα εισόδου (input signals) σε σήματα εξόδου (output signals). Επομένως είναι ανάλογο ενός γραμμικού φίλτρου αλλά εφόσον η συμπεριφορά του καναλιού είναι και χρονικά μεταβαλλόμενη, τα χαρακτηριστικά μετάδοσης του ισοδύναμου φίλτρου πρέπει να είναι και χρονικά μεταβαλλόμενα. Επομένως μελετάμε ένα γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα (ΓΧΜ) με τα δεδομένα εισόδου και εξόδου να αναπαρίστανται αμφότερα στα βασικά πεδία<sup>2</sup> του χρόνου ( $t$ ) και της συχνότητας ( $f$ ). Αυτό οδηγεί σε τέσσερις δυνατές χαρακτηριστικές συναρτήσεις, γνωστές και ως συναρτήσεις συστήματος (system functions) [Bel63], που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την περιγραφή του ραδιοδιαύλου.

### 2.6.1 Περιγραφή Ντετερμινιστικού Διαύλου

Μια ασύρματη επικοινωνιακή ζεύξη τύπου SISO, με έναν μοναδικό πομπό και δέκτη αντίστοιχα, μπορεί να περιγραφεί πλήρως από την χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση (channel impulse response)  $h(\tau; t)$  του διαύλου, στο πεδίο του χρόνου, ή την συνάρτηση μεταφοράς (frequency transfer function)  $H(f, t)$ , λόγω της δυαδικότητας που ισχύει μέσω του μετασχηματισμού Fourier. Αναφορικά με τις μεταβλητές αυτών των συναρ-

<sup>2</sup>Τα βασικά πεδία, εκτός των δυο προαναφερθέντων, συμπεριλαμβάνουν και τον χώρο ( $\vec{x}$ ) με το ζεύγος του στο φασματικό πεδίο την κατεύθυνση πρόσπτωσης ( $\Omega$ ). Επομένως, κάνοντας χρήση όλων των βασικών, και των ομόλογων φασματικών πεδίων, οδηγούμαστε σε περιγραφή του διαύλου με επαυξημένες σε αριθμό συναρτήσεις συστήματος όπως συναντάμε στην βιβλιογραφία [Fle00], [Kan13]. Για λόγους όμως απλότητας της ανάλυσης, παρακάτω επικεντρωθήκαμε στην περιγραφή κατά Bello [Bel63], εξαιρουμένου του ζεύγους των μεταβλητών ( $\vec{x}, \Omega$ )

τήσεων, ο χρόνος διαχωρίζεται στις μεταβλητές  $t$  και  $\tau$  που υποδηλώνουν τον απόλυτο χρόνο μεταβολής του διαύλου και τον χρόνο καθυστέρησης διάδοσης αντίστοιχα. Επίσης, το δυαδικό πεδίο της χρονικής καθυστέρησης  $\tau$ , σύμφωνα με τον μετασχηματισμό Fourier, είναι η συχνότητα  $f$ , και αντίστοιχα το δυαδικό πεδίο του χρόνου  $t$ , είναι η ολίσθηση συχνότητας Doppler  $\nu$ . Εάν τώρα το σήμα που εισέρχεται στην κεραία εκπομπής είναι  $x(t)$ , τότε το σήμα στην έξοδο της κεραίας του δέκτη  $y(t)$  δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) h(\tau; t) d\tau = x(t) * h(\tau; t) \quad (2.18)$$

Η εξίσωση (2.18), γνωστή και ως input delay-spread function σύμφωνα με το [Bel63], μας εξασφαλίζει μια φυσική αναπαράσταση του διαύλου ως ένα συνεχές και ομογενές μέσον και αποτυπώνει την απόκριση του καναλιού την χρονική στιγμή  $t$  σε μια είσοδο, έναν παλμό,  $\tau$  δευτερόλεπτα στο παρελθόν. Ορμώμενοι από την κρουστική απόκριση του διαύλου, με κατάλληλους μετασχηματισμούς Fourier, μπορούμε να ορίσουμε τρεις ακόμα συναρτήσεις συστήματος, ισοδύναμες μεταξύ τους. Μια από αυτές είναι η χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς (time-variant transfer function),  $H(f, t)$ , ως

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.19)$$

με την σχέση εισόδου-εξόδου να δίνεται από την

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) H(f, t) e^{j2\pi ft} df \quad (2.20)$$

όπου το  $X(f)$  είναι το φάσμα του σήματος εισόδου. Ο χαρακτηρισμός όμως του ραδιοδιαύλου είναι εφικτός και στο πεδίο της συχνότητας κάνοντας χρήση μιας δυαδικής συνάρτησης μεταφοράς. Αυτή η συνάρτηση είναι η  $H(\nu; f)$ , η οποία συσχετίζει το φάσμα εξόδου  $Y(f)$  με το φάσμα εισόδου,  $X(f)$ , του διαύλου ως

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f - \nu) H(\nu; f - \nu) d\nu \quad (2.21)$$

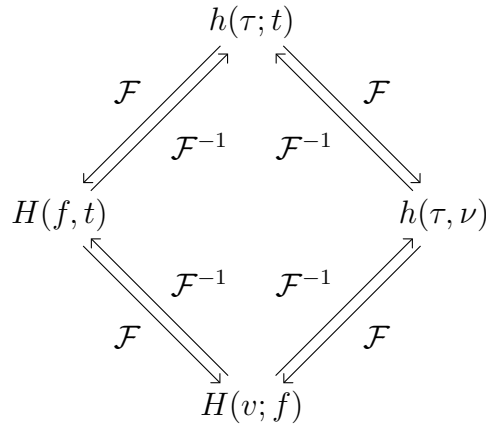
όπου  $H(\nu; f)$  είναι η Doppler-διακριτή συνάρτηση μεταφοράς (Doppler-variant transfer function)

$$H(\nu; f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau; t) e^{-j2\pi\nu t} e^{-j2\pi f\tau} dt d\tau \quad (2.22)$$

που προκύπτει με διπλό μετασχηματισμό Fourier συναρτήσεων και των μεταβλητών  $t$  &  $\tau$  από την  $h(\tau; t)$ . Τέλος, η Doppler-διακριτή κρουστική απόκριση (Doppler-variant impulse response)  $h(\tau, \nu)$ , προκύπτει ως

$$h(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau; t) e^{-j2\pi\nu t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\nu; f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (2.23)$$





**Σχήμα 2.5:** Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ των συναρτήσεων συστήματος

Στο σχήμα 2.5 εμφανίζεται η συσχέτιση μεταξύ των συναρτήσεων του συστήματος είτε μέσω ευθέων ( $\mathcal{F}$ ), είτε αντίστροφων ( $\mathcal{F}^{-1}$ ) μετασχηματισμών Fourier, οι οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να χαρακτηρίσουν γραμμικούς, και χρονικά μεταβαλλόμενους ντετερμινιστικούς ραδιοδιαύλους.

### 2.6.2 Περιγραφή Τυχαίου Χρονικά Μεταβαλλόμενου Διαύλου

Στην υποενότητα 2.6.1 έγινε αναφορά στην περιγραφή ενός καναλιού με ντετερμινιστική συμπεριφορά. Στην πραγματικότητα όμως, λόγω της συνεχόμενης μεταβολής των συνθηκών διάδοσης με τρόπο τυχαίο, οδηγούμαστε σε συναρτήσεις συστήματος που είναι τυχαίες-στοχαστικές διαδικασίες με αποτέλεσμα το σύστημα μας πρακτικά να είναι στοχαστικές ανελίξεις. Στην περίπτωση αυτή, για τον ακριβή χαρακτηρισμό του ραδιοδιαύλου χρειάζεται υπολογισμός της από κοινού συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας (joint probability density function) όλων των συναρτήσεων του συστήματος. Επειδή όμως η από κοινού PDF δεν είναι πρακτικά ποτέ γνωστή, βασιζόμαστε στον προσδιορισμό των μέσων τιμών (ροπές 1<sup>ης</sup> τάξης) και των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης (autocorrelation function ή ACF) των συναρτήσεων του συστήματος (ροπές 2<sup>ης</sup> τάξης). Εάν υποθέσουμε επιπλέον ότι η τυχαιότητα του διαύλου περιγράφεται από την κανονική κατανομή, και οι μέσες τιμές των στοχαστικών ανελίξεων είναι μηδέν, τότε οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης είναι οι παρακάτω

$$\begin{aligned}
 R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) &= E \{h(\tau_1; t_1)^* h(\tau_2; t_2)\} \\
 R_h(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) &= E \{h(\tau_1, \nu_1)^* h(\tau_2, \nu_2)\} \\
 R_H(f_1, f_2; t_1, t_2) &= E \{H(f_1, t_1)^* H(f_2, t_2)\} \\
 R_H(\nu_1, \nu_2; f_1, f_2) &= E \{H(\nu_1; f_1)^* H(\nu_2; f_2)\}
 \end{aligned}
 \tag{2.24}$$

όπου ο τελεστής  $E\{\cdot\}$  δηλώνει την μέση τιμή ως προς το σύνολο των υλοποιήσεων της στοχαστικής διαδικασίας (ensemble average). Όπως στην περίπτωση των ντετερμινιστικών συναρτήσεων συστήματος, οι συναρτήσεις συσχέτισης σχετίζονται επίσης μεταξύ τους με δισδιάστατους (2D) μετασχη-

ματισμούς Fourier. Αυτό συμβαίνει επειδή η ACF εξαρτάται από τέσσερις μεταβλητές, δεδομένου ότι η στοχαστική διαδικασία είναι δισδιάστατη.

Στις ενότητες 2.6.1 & 2.6.2 αναφερθήκαμε στον χαρακτηρισμό και την αναπαράσταση ντετερμινιστικών και τυχαία χρονικά μεταβαλλόμενων διαύλων αντίστοιχα. Αυτές όμως οι γενικές προσεγγίσεις μπορούν να γίνουν περισσότερο συγκεκριμένες εάν αναλογιστούμε πρακτικά κανάλια που υπόκεινται σε ορισμένους περιορισμούς.

## Στατικότητα υπό την Ευρεία Έννοια (WSS) και Ασυσχετίστη Σκέδαση (US)

Πολλά φυσικά κανάλια που υφίστανται διαλείψεις μπορούν να χαρακτηρισθούν ως στατικά όταν τα στατιστικά μεγέθη των διαλείψεων παραμένουν σταθερά για μικρές μεταβολές των βασικών πεδίων. Οι δίαυλοι αυτοί καλούνται στατικοί υπό την ευρεία έννοια (Wide Sense Stationary ή WSS) και οι συναρτήσεις συσχέτισης εξαρτώνται από τις βασικές μεταβλητές μόνο μέσω της διαφοράς τους δηλαδή ( $\Delta f = f_2 - f_1, \Delta t = t_2 - t_1$ ). Οπότε εάν υποθέσουμε στατικότητα WSS στον χρόνο, τότε οι συναρτήσεις συσχέτισης  $R_h$  και  $R_H$  των συναρτήσεων συστήματος  $h(\tau; t)$  και  $H(f, t)$  αντίστοιχα, εξαρτώνται από τις χρονικές μεταβλητές  $t_1, t_2$  μόνο μέσω της διαφοράς τους  $\Delta t = t_2 - t_1$ , και εκφράζονται ως

$$\begin{aligned} R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) &= R_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) \\ R_H(f_1, f_2, t_1, t_2) &= R_H(f_1, f_2, \Delta t) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Αποδεικνύεται ότι όταν ένας δίαυλος είναι WSS στο πεδίο του χρόνου, τότε αυτό συνεπάγεται σκεδάσεις με ασυσχετίστες ολισθήσεις Doppler. Συνεπώς, η ασυσχετίστη αυτή συνεισφορά εξασθενημένων και ολισθαινόντων σε φάση συνιστωσών που έχουν διαφορετική ολίσθηση Doppler είναι ασυσχετίστες οπότε έχουμε ένα δίαυλο ασυσχετίστων σκεδάσεων στο πεδίο της ολίσθησης Doppler (Doppler US). Αυτό εκφράζεται και ως

$$R_h(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) = P_h(\tau_1, \tau_2, \nu_1) \delta(\nu_1 - \nu_2) \quad (2.26)$$

όπου η συνάρτηση δέλτα,  $\delta(\nu_1 - \nu_2)$ , δείχνει ότι οι διαφορετικές τιμές της ολίσθησης Doppler δεν είναι συσχετισμένες, ενώ το  $P_h$  είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος (φ.π.ι.) που προκύπτει από μετασχηματισμό Fourier της  $R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2)$  ως προς την μεταβλητή  $\Delta t$ .

$$P_h(\tau_1, \tau_2, \nu_1) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) e^{-j2\pi\nu\Delta t} d\Delta t \quad (2.27)$$

Αντίστοιχα, εάν υποθέσουμε στατικότητα WSS στην συχνότητα, τότε οι συναρτήσεις συσχέτισης  $R_H$  των συναρτήσεων συστήματος  $H(f, t)$  και  $H(\nu; f)$  αντίστοιχα, εξαρτώνται από τις μεταβλητές της συχνότητας  $f_1, f_2$  μόνο μέσω της διαφοράς τους  $\Delta f = f_2 - f_1$ , και εκφράζονται ως

$$\begin{aligned} R_H(f_1, f_2, t_1, t_2) &= R_H(\Delta f, t_1, t_2) \\ R_H(\nu_1, \nu_2; f_1, f_2) &= R_H(\nu_1, \nu_2; \Delta f) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Στην βιβλιογραφία αποδεικνύεται ότι όταν ένας δίαυλος είναι WSS στο πεδίο της συχνότητας, τότε αυτό συνεπάγεται σκεδάσεις με ασυσχέτιστες καθυστερήσεις. Συνεπώς, η ασυσχέτιστη αυτή συνεισφορά εξασθενημένων και ολισθαινόντων σε φάση συνιστώσων που έχουν διαφορετική καθυστέρηση είναι ασυσχέτιστες οπότε έχουμε ένα δίαυλο ασυσχέτιστων σκεδάσεων στο πεδίο της καθυστέρησης (Delay US). Αυτό εκφράζεται και ως

$$R_h(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) = P_H(\tau_1, \nu_1, \nu_2) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.29)$$

όπου η συνάρτηση δέλτα,  $\delta(\tau_1 - \tau_2)$ , δείχνει ότι οι διαφορετικές τιμές της καθυστέρησης δεν είναι συσχετισμένες, ενώ το  $P_H$  είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος που προκύπτει από μετασχηματισμό Fourier της  $R_H(\nu_1, \nu_2; f_1, f_2)$  ως προς την μεταβλητή  $\Delta f$ .

$$P_H(\tau_1, \nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\nu_1, \nu_2; f_1, f_2) e^{j2\pi\nu\Delta f} d\Delta f \quad (2.30)$$

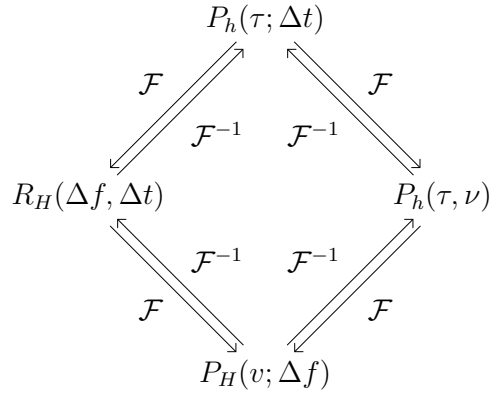
## Στατικότητα υπό την Ευρεία Έννοια & Ασυσχέτιστη Σκέδαση (WSSUS)

Εάν δεχθούμε την παραδοχή της στατικότητας στο πεδίο του χρόνου  $t$ , αλλά ταυτόχρονα και της ασυσχέτιστης σκέδασης στο πεδίο της καθυστέρησης  $\tau$ , τότε αυτός ο δίαυλος καλείται στατικός υπό την ευρεία έννοια με ασυσχέτιστες σκεδάσεις (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering ή WSSUS). Συσχετίζοντας και με τα παραπάνω, η υπόθεση του WSS δι-αύλου καθορίζει ότι οι συνεισφορές με διαφορετικές τιμές της ολίσθησης Doppler  $\nu$  θα είναι ασυσχέτιστες, ενώ αντίστοιχα η υπόθεση US καθορίζει ότι οι συνεισφορές με διαφορετικές τιμές της καθυστέρησης  $\tau$  θα είναι ασυσχέτιστες. Οι δίαυλοι αυτοί παρουσιάζουν ταυτόχρονα και στατικότητα υπό την ευρεία έννοια στις χρονικές μεταβλητές αλλά και ασυσχέτιστο διασκορπισμό στις μεταβλητές καθυστέρησης χρόνου. Η εφαρμογή της παραδοχής WSSUS είναι αρκετά ρεαλιστική για την περιγραφή καναλιών για μεταβολές μικρής κλίμακας (short term) και απλοποιεί τον ορισμό των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης ως εξής

$$\begin{aligned} R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) &= R_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = P_h(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \\ R_h(\tau_1, \tau_2, \nu_1, \nu_2) &= P_h(\tau_1, \nu_1) \delta(\tau_1 - \tau_2) \delta(\nu_1 - \nu_2) \\ R_H(f_1, f_2, t_1, t_2) &= R_H(\Delta f, \Delta t) \\ R_H(\nu_1, \nu_2; f_1, f_2) &= R_H(\nu_1, \nu_2; \Delta f) = P_H(\nu_1; \Delta f) \delta(\nu_1 - \nu_2) \end{aligned} \quad (2.31)$$

όπου οι συναρτήσεις δέλτα,  $\Delta t = t_2 - t_1$  και  $\Delta f = f_2 - f_1$ , δείχνουν ότι οι διαφορετικές τιμές της καθυστέρησης και της ολίσθησης Doppler δεν είναι συσχετισμένες.

Οι συναρτήσεις  $P_h$  &  $P_H$  του (2.31), που προέκυψαν από την παραδοχή της υπόθεσης WSSUS, είναι επαρκείς για τον προσδιορισμό των συναρτήσεων συσχέτισης (2.24). Παρόλο που είναι συναρτήσεις φασματικής πυκνότητας ισχύος, εξακολουθούν να αναφέρονται ως συναρτήσεις συσχέτισης ενός WSSUS καναλιού. Εάν εξαιρέσουμε την αμιγώς συνάρτηση συσχέτισης χρόνου συχνότητας (time frequency correlation function)  $R_H(\Delta f, \Delta t)$  και



**Σχήμα 2.6:** Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ των συναρτήσεων χαρακτηρισμού WSSUS διαύλου

την αμιγώς φ.π.ι. καθυστέρησης-Doppler (delay-Doppler power spectral density)  $P_h(\tau_1, \nu_1)$  ή αλλιώς και συνάρτηση σκέδασης (scattering function), οι άλλες δύο φ.π.ι. είναι η  $P_h(\tau_1; \Delta t)$  ή ετερο-φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης (delay cross power spectral density), και η  $P_H(\nu_1; \Delta f)$  ή ετερο-φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler (Doppler cross power spectral density). Τα δυαδικά ζεύγη των μεταβλητών που συνδέονται με μετασχηματισμό Fourier είναι τα  $(\Delta f \xrightarrow{\mathcal{F}} \tau)$  &  $(\Delta t \xrightarrow{\mathcal{F}^{-1}} \nu)$ , ενώ οι σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ των συναρτήσεων χαρακτηρισμού διαύλου με την παραδοχή WSSUS σε ισχύ, απεικονίζονται στο σχήμα 2.6.

## Μεγέθη Συνοχής

Η συνάρτηση συσχέτισης  $R_H(\Delta f, \Delta t)$  του σχήματος 2.6, μας βοηθάει στον ορισμό της συχνοτικής και της χρονικής συνάρτησης συσχέτισης (frequency and time correlation function). Οι δυο αυτές συναρτήσεις προκύπτουν για  $\Delta t$  ή  $\Delta f$  ίσο με μηδέν και επιπλέον μας δίνουν την δυνατότητα υπολογισμού του εύρους ζώνης ( $B_{Coh}$ ) και του χρόνου ( $T_{Coh}$ ) συνοχής αντίστοιχα.

$$\text{Frequency Correlation Function} = R_H(\Delta f) = R_H(\Delta f, \Delta t)|_{\Delta t=0} \quad (2.32.1)$$

$$\text{Time Correlation Function} = R_H(\Delta t) = R_H(\Delta f, \Delta t)|_{\Delta f=0} \quad (2.32.2)$$

Η συνάρτηση συσχέτισης συχνότητας (2.32.1) προσδιορίζει τον βαθμό ομοιότητας μεταξύ δυο συχνοτικών συνιστωσών που απέχουν μεταξύ τους κατά  $\Delta f$ . Όσο μεγαλώνει αυτή η συχνοτική απόσταση διαχωρισμού μεταξύ τους, τόσο μειώνεται και η συσχέτιση μέχρι το σημείο εκείνο όπου οι συνιστώσες θα είναι πλήρως ασυσχέτιστες μεταξύ τους. Παρόμοια συμβαίνει και με τη συνάρτηση συσχέτισης χρόνου (2.32.2) η οποία προσδιορίζει τον βαθμό ομοιότητας μεταξύ δυο χρονικών συνιστωσών που απέχουν μεταξύ τους κατά  $\Delta t$ . Όσο μεγαλώνει αυτή η χρονική απόσταση διαχωρισμού μεταξύ τους, τόσο μειώνεται και η συσχέτιση μέχρι το σημείο εκείνο όπου οι συνιστώσες θα είναι πλήρως ασυσχέτιστες μεταξύ τους. Ο βαθμός αυτός της συσχέτισης δίνεται από την κανονικοποιημένη συνάρτηση συσχέτισης

χρόνου συχνότητας  $\tilde{R}_H(\Delta f, \Delta t)$  (2.33).

$$\tilde{R}_H(\Delta f, \Delta t) = \frac{R_H(\Delta f, \Delta t)}{\sqrt{E[|H(f, t)|^2] E[|H(f + \Delta f, t + \Delta t)|^2]}} \quad (2.33)$$

Ειδικότερα, ο βαθμός της συσχέτισης στην συχνότητα δίνεται από την κανονικοποιημένη συνάρτηση συσχέτισης  $\tilde{R}_H(\Delta f)$  (2.34.1) ενώ ο βαθμός της συσχέτισης στο χρόνο από την  $\tilde{R}_H(\Delta t)$  (2.34.2).

$$\tilde{R}_H(\Delta f) = \frac{R_H(\Delta f)}{\sqrt{E[|H(f, t)|^2] E[|H(f + \Delta f, t)|^2]}} \quad (2.34.1)$$

$$\tilde{R}_H(\Delta t) = \frac{R_H(\Delta t)}{\sqrt{E[|H(f, t)|^2] E[|H(f, t + \Delta t)|^2]}} \quad (2.34.2)$$

Οι συναρτήσεις αυτές μας βοηθούν να προσδιορίσουμε το εύρος ζώνης ( $B_{Coh}$ ) και το χρόνο συνοχής ( $T_{Coh}$ ) του διαύλου. Το  $B_{Coh}$  χαρακτηρίζεται ως το εύρος ζώνης εκείνο για το οποίο τα χαρακτηριστικά της διάδοσης είναι συσχετιζόμενα σε ένα δεδομένο επίπεδο συσχέτισης  $\tilde{R}_H(\Delta f) \in [0, 1)$  βάσει μιας τιμής κατωφλίου ( $c_{BW\_thrs}$ ), και πρακτικά είναι αντιστρόφως ανάλογο της ενεργούς διασποράς στην καθυστέρηση  $\sigma_\tau$ .

$$B_{Coh} = \arg \min \left\{ \left| \tilde{R}_H(\Delta f) \right| = c_{BW\_thrs} \right\} \quad (2.35.1)$$

$$T_{Coh} = \arg \min \left\{ \left| \tilde{R}_H(\Delta t) \right| = c_{time\_thrs} \right\} \quad (2.35.2)$$

Αντίστοιχα, το  $T_{Coh}$  χαρακτηρίζεται ως το χρονικό διάστημα εκείνο για το οποίο τα χαρακτηριστικά της διάδοσης είναι συσχετιζόμενα σε ένα δεδομένο επίπεδο συσχέτισης  $\tilde{R}_H(\Delta t) \in [0, 1)$  βάσει μιας τιμής κατωφλίου ( $c_{time\_thrs}$ ), και πρακτικά είναι αντιστρόφως ανάλογο της μέγιστης εμφανιζόμενης συχνότητας Doppler  $f_m$ .

Γενικά οι συναρτήσεις συσχέτισης δεν είναι απαραίτητα γνησίως μονότονες και μπορούν να παρουσιάσουν διακυμάνσεις τέτοιες ώστε το επίπεδο κατωφλίου να τέμνεται περισσότερες από μια φορές για  $\Delta t, \Delta f > 0$ . Εντούτοις, η μοναδικότητα στον ορισμό των μεγεθών συνοχής εξασφαλίζεται από τον όρο  $\arg \min$  σύμφωνα με την (2.35.1) και (2.35.2). Επιπρόσθετα, η επιλογή της τιμής κατωφλίου είναι γενικά αυθαίρετη και για τον λόγο αυτό οι τιμές των μεγεθών συνοχής που υπολογίζονται οφείλουν να συνοδεύονται από το επιλεγμένο κατώφλι  $c_{time\_thrs}$  ή/και  $c_{BW\_thrs}$ . Στην βιβλιογραφία [Rap96] συνηθίζεται τα αποτελέσματα για τα μεγέθη συνοχής να υπολογίζονται για τιμές κατωφλίου 0.5 ή/και 0.9, ενώ έχει εμπειρικά αποδειχθεί ότι τα μεγέθη συνοχής συσχετίζονται με τις παρακάτω εξισώσεις.

$$B_{Coh}|_{0.5} \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}, \quad B_{Coh}|_{0.9} \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}, \quad T_{Coh}|_{0.5} \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.36)$$

## 2.7 Περιγραφή Συστημάτων Εισόδου-Εξόδου

Στην ενότητα αυτή θα γίνει μια σύντομη ανασκόπηση των συστημάτων εισόδου-εξόδου ασύρματων διαύλων. Η περιγραφή και κατηγοριοποίηση γίνεται ανάλογα με το πλήθος των κεραιών, δηλαδή με ή χωρίς πολλαπλές κεραιές σε πομπό ή/και δέκτη, και χωρίζονται σε SISO, SIMO, MISO, και MIMO.

### 2.7.1 Περιγραφή Συστημάτων SISO

Εάν υποθέσουμε την απλή και κλασική περίπτωση ασύρματης μετάδοσης με μία κεραία στο πομπό και μία στο δέκτη, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.7(I), τότε αναφερόμαστε σε ένα σύστημα μονής εισόδου-μονής εξόδου ή αλλιώς SISO (Single Input Single Output). Εάν υποθέσουμε ακόμα ότι  $x(t)$  είναι το σήμα εισόδου στην κεραία του πομπού και  $h(\tau; t)$  η κρουστική απόκριση του νετερμινιστικού συστήματος, τότε η έξοδος του συστήματος που είναι το λαμβανόμενο σήμα  $y(t)$  στην κεραία του δέκτη, δίνεται από το ολοκλήρωμα της εξίσωσης (2.18) ή την συνέλιξη των  $x(t) * h(\tau; t)$ .

### 2.7.2 Περιγραφή Συστημάτων SIMO

Εστω ότι μελετάμε την περίπτωση ασύρματης μετάδοσης, με μία κεραία στο πομπό και πολλαπλές στο δέκτη, τότε αναφερόμαστε σε ένα σύστημα μονής εισόδου-πολλαπλών εξόδων ή αλλιώς SIMO (Single Input Multiple Output). Το σύστημα αυτό, που απεικονίζεται στο σχήμα 2.7(II), αντιμετωπίζεται ως ένα σύνολο  $M_R$  ανεξάρτητων διαύλων SISO σύμφωνα με το οποίο ο δέκτης λαμβάνει το ίδιο εκπεμπόμενο σήμα  $x(t)$ , από την μοναδική κεραία εκπομπής του Tx, σε  $M_R$  εκδοχές, βάσει τον αριθμό κεραιών του Rx. Στην περίπτωση αυτή, η σχέση εισόδου-εξόδου που περιγράφει το σύστημα είναι η (2.37)

$$y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_{M_R}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau) h_1(\tau; t) d\tau \\ \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau) h_2(\tau; t) d\tau \\ \vdots \\ \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau) h_{M_R}(\tau; t) d\tau \end{bmatrix} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau) \mathbf{h}_{SIMO}(\tau; t) d\tau \quad (2.37)$$

όπου ο συνολικός πίνακας SIMO,  $\mathbf{h}_{SIMO}$ , περιγράφεται από το διάνυσμα διαστάσεων  $M_R \times 1$

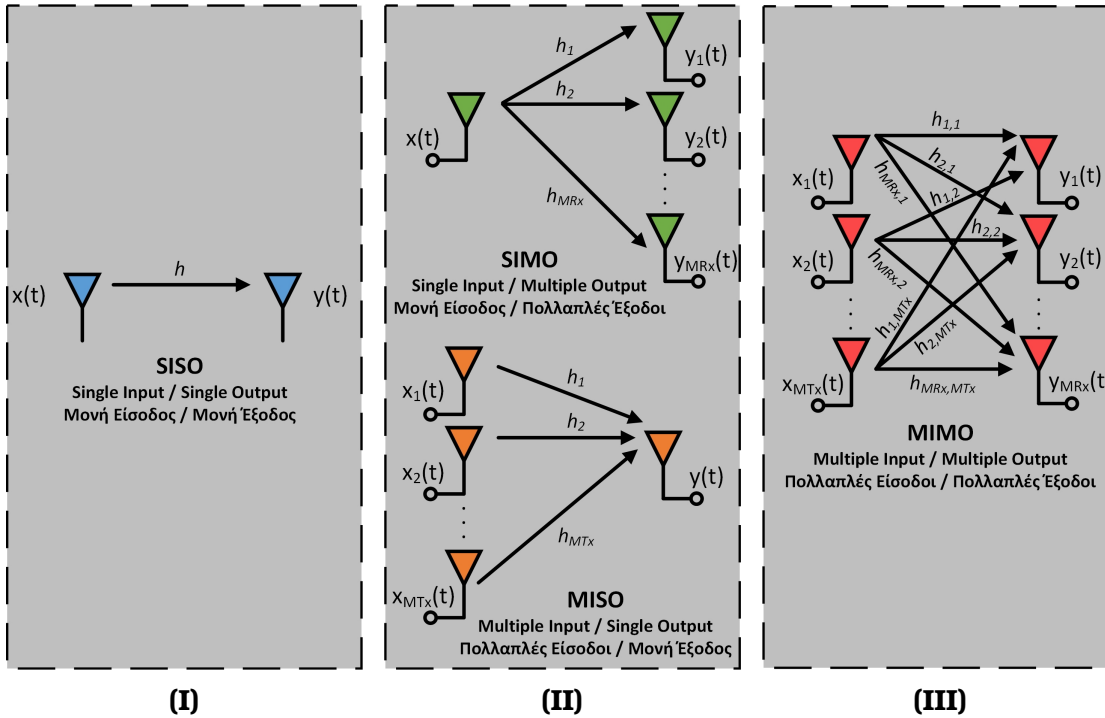
$$\mathbf{h}_{SIMO}(\tau; t) = [h_1(\tau; t), h_2(\tau; t), \dots, h_{M_R}(\tau; t)]^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1} \quad (2.38)$$

και  $y(t)$  το διάνυσμα του λαμβανόμενου σήματος διαστάσεων επίσης  $M_R \times 1$

$$y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{M_R}(t)]^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1} \quad (2.39)$$

### 2.7.3 Περιγραφή Συστημάτων MISO

Στην περίπτωση ασύρματης μετάδοσης κατά την οποία έχουμε πολλαπλές κεραιές στο πομπό αλλά μια μοναδική στο δέκτη, τότε αναφερόμαστε σε ένα σύστημα πολλαπλών εισόδων-μονής εξόδου ή αλλιώς MISO (Multiple Input Single Output). Το σύστημα αυτό, που απεικονίζεται στο σχήμα 2.7(III), αντιμετωπίζεται ως ένα σύνολο  $M_T$  ανεξάρτητων διαύλων SISO σύμφωνα με το οποίο ο πομπός εκπέμπει το ίδιο σήμα  $x(t)$  από την κάθε μια κεραία του, ενώ ο μοναδικός δέκτης λαμβάνει  $M_T$  διαφορετικές



**Σχήμα 2.7:** Συστήματα εισόδου-εξόδου (I) SISO, (II) SIMO (επάνω) & MISO (κάτω), και (III) MIMO

εκδοχές του  $x(t)$ . Στην περίπτωση αυτή, η σχέση εισόδου-εξόδου που περιγράφει το σύστημα είναι η (2.40)

$$y(t) = \sum_{i=1}^{M_T} y_i(t) = \sum_{i=1}^{M_T} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) h_{M_T}(\tau; t) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) \mathbf{h}_{MISO}^T(\tau; t) d\tau \quad (2.40)$$

όπου ο συνολικός πίνακας MISO,  $\mathbf{h}_{MISO}$ , περιγράφεται από το διάνυσμα διαστάσεων  $M_T \times 1$

$$\mathbf{h}_{MISO}^T(\tau; t) = [h_1(\tau; t), h_2(\tau; t), \dots, h_{M_T}(\tau; t)]^T \in \mathbb{C}^{M_T \times 1} \quad (2.41)$$

### 2.7.4 Περιγραφή Συστημάτων MIMO

Την περιγραφή των συστημάτων εισόδου και εξόδου ολοκληρώνει η πλέον διαδεδομένη περίπτωση ασύρματης μετάδοσης κατά την οποία το σύστημα διαθέτει πολλαπλές κεραιές στο πομπό αλλά και στο δέκτη. Η περίπτωση αυτή είναι ένα σύστημα πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων ή αλλιώς MIMO (Multiple Input Multiple Output) και ένα τέτοιο σύστημα απεικονίζεται στο σχήμα 2.7(III). Έστω  $M_T$  &  $M_R$  το πλήθος των κεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα. Ο πομπός εκπέμπει ταυτόχρονα  $M_T$  σε πλήθος σήματα από αντίστοιχο αριθμό κεραιών, τα οποία λαμβάνονται από  $M_R$  σε πλήθος κεραιές λήψης. Αυτό δημιουργεί ένα σύνολο από  $M_R \times M_T$  ανεξάρτητων διαύλων και η σχέση εισόδου-εξόδου που περιγράφει το σύ-

σημα είναι η (2.42)

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_{M_R}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau; t), & h_{1,2}(\tau; t), & \dots, & h_{1,M_T}(\tau; t) \\ h_{2,1}(\tau; t), & h_{2,2}(\tau; t), & \dots, & h_{2,M_T}(\tau; t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau; t), & h_{M_R,2}(\tau; t), & \dots, & h_{M_R,M_T}(\tau; t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{M_T}(t) \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_{MIMO}(\tau; t) * \mathbf{x}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{x}(t - \tau) \mathbf{H}_{MIMO}(\tau; t) d\tau \quad (2.42)$$

όπου ο συνολικός πίνακας MIMO,  $\mathbf{H}_{MIMO}$  ή απλά  $\mathbf{H}$ , περιγράφεται από το πίνακα διαστάσεων  $M_R$  &  $M_T$

$$\mathbf{H}(\tau; t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau; t), & h_{1,2}(\tau; t), & \dots, & h_{1,M_T}(\tau; t) \\ h_{2,1}(\tau; t), & h_{2,2}(\tau; t), & \dots, & h_{2,M_T}(\tau; t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau; t), & h_{M_R,2}(\tau; t), & \dots, & h_{M_R,M_T}(\tau; t) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T} \quad (2.43)$$

και τα διανύσματα του λαμβανόμενου  $\mathbf{y}(t)$  και του εκπεμπόμενου σήματος  $\mathbf{x}(t)$ , διαστάσεων  $M_R \times 1$  και  $M_T \times 1$  αντίστοιχα, δίνονται στην (2.44)

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{M_R}(t)]^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1} \\ \mathbf{x}(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{M_T}(t)]^T \in \mathbb{C}^{M_T \times 1} \end{aligned} \quad (2.44)$$

## 2.8 Χωρητικότητα Διαύλου

Ο ορισμός της χωρητικότητας των τηλεπικοινωνιακών διαύλων με λευκό θόρυβο Gauss προέκυψε από τις πρωτοποριακές εργασίες του Claude Shannon το 1948 [Sha48a], [Sha48b], για να χαρακτηρίσει τα όρια της αξιόπιστης επικοινωνίας. Γενικά, αξιόπιστη θεωρείται η επικοινωνία όταν η πιθανότητα λάθους (error probability) μπορεί να γίνει όσο μικρή επιθυμεί ο σχεδιαστής του συστήματος. Ο Shannon, βασισμένος στην στατιστική θεωρία και χρησιμοποιώντας πιθανοτικά μοντέλα για τις πηγές της πληροφορίας και τους τηλεπικοινωνιακούς διαύλους, υιοθέτησε ένα λογαριθμικό μέτρο για το πληροφοριακό περιεχόμενο μιας πηγής. Σύμφωνα με αυτό, η μέγιστη χωρητικότητα, υπό μορφή ρυθμού μετάδοσης  $C$  σε bits/s, ενός ιδανικού διαύλου, δηλαδή χωρίς σκιάσεις, διαλείψεις, ή διασυμβολική παρεμβολή, με περιορισμένο εύρος ζώνης  $B$  (Hz) και υπό συνθήκες προσθετικού λευκού θορύβου Gauss δίνεται από τη σχέση της χωρητικότητας του διαύλου ως

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{B \cdot N_0} \right) = B \cdot \log_2 (1 + SNR) \quad (2.45)$$

όπου  $S$  η μέση λαμβανόμενη ισχύς,  $N_0$  η φασματική πυκνότητα ισχύος του προσθετικού θορύβου και  $SNR$  ο σηματοθορυβικός λόγος όπου  $SNR = S/(B \cdot N_0)$ .

Η σπουδαιότητα της χωρητικότητας του διαύλου έγκειται στο γεγονός ότι, αν ο ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας  $R$  σε bits/s είναι μικρότερος



του ορίου Shannon ( $R < C$ ), τότε είναι θεωρητικά πιθανό να επιτύχουμε αξιόπιστη μετάδοση μέσω του διαύλου χρησιμοποιώντας κατάλληλη κωδικοποίηση. Αν όμως  $R > C$ , τότε δεν είναι εφικτή η αξιόπιστη μετάδοση της πληροφορίας, ανεξαρτήτως οποιασδήποτε επιπρόσθετης επεξεργασίας μπορεί να υποστεί το σήμα ή/και στο πομπό ή/και στο δέκτη.

### 2.8.1 Υπολογισμός Χωρητικότητας MIMO Διαύλου

Έστω ένα  $M_R \times M_T$  σύστημα MIMO, όπου ο διάυλος MIMO περιγράφεται από τον πίνακα  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ , σύμφωνα με την (2.43), ενώ ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο κάθε κεραιάς του δέκτη είναι  $\rho$ , τότε η σχέση εισόδου-εξόδου θα δίνεται από την (2.42) εάν σε αυτήν προστεθεί διανυσματικά ο θόρυβος  $\mathbf{n}$ , δηλαδή

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(\tau; t) * \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.46)$$

Αναφορικά τώρα με τη χωρητικότητα  $C$  του ραδιοδιαύλου, είναι ένα μέγεθος που προσδιορίζει το άνω όριο του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων του συστήματος στο ασύρματο μέσο για μια συγκεκριμένη πιθανότητα λάθους και δίνεται από το τύπο

$$C = B \cdot \log_2 \det \left[ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right], \quad M_R < M_T \quad (2.47)$$

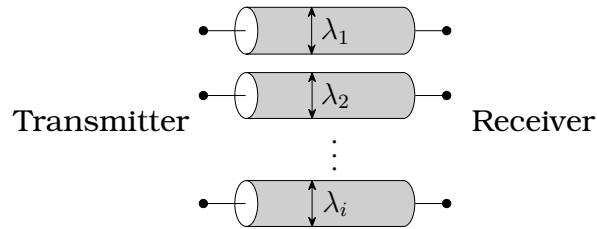
$$C = B \cdot \log_2 \det \left[ \mathbf{I}_{M_T} + \frac{\rho}{M_T} \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} \right], \quad M_R > M_T \quad (2.48)$$

όπου το  $(\cdot)^H$  δηλώνει τον αναστροφοσυζυγή ή ερμιτιανό τελεστή, ο  $\mathbf{I}$  είναι ένας μοναδιαίος ή ταυτοτικός πίνακας διαστάσεων  $M_R \times M_R$  ή  $M_T \times M_T$ , ενώ ο πίνακας  $\tilde{\mathbf{H}}$  είναι ο κανονικοποιημένος πίνακας  $\mathbf{H}$  ώστε  $E \{ \|\tilde{\mathbf{H}}\|_F^2 \} = M_R M_T$ . Η κανονικοποίηση αυτή μας εξασφαλίζει ότι ο υπολογισμός της χωρητικότητας γίνεται για το μέσο χωρικά και χρονικά εξεταζόμενο σηματοθορυβικό λόγο  $\rho$  (SNR). Στην βιβλιογραφία, η χωρητικότητα διακρίνεται σε επιμέρους περιπτώσεις ανάλογα με την γνώση του διαύλου, είτε μερική είτε ολική (Channel State Information ή CSI), στον πομπό, καθώς και εάν ο διάυλος χαρακτηρίζεται ως ντετερμινιστικός ή τυχαίων διαλείψεων. Να σημειωθεί πάντως, ότι για την πλήρη αξιοποίηση της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου, η πλήρης γνώση του στο δέκτη θεωρείται σε κάθε περίπτωση δεδομένη.

Ισοδύναμα, η χωρητικότητα του MIMO διαύλου μπορεί να υπολογιστεί και να αποδοθεί κάνοντας χρήση των ιδιοτιμών που προκύπτουν κατόπιν ανάλυσης ιδιοτιμών (EVD) χωρίζοντας τον σε παράλληλους διαύλους ως

$$C = B \cdot \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left[ 1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_i \right] \quad (2.49)$$

όπου το  $R_H$  είναι η τάξη (rank) του πίνακα  $\mathbf{H}$  και ιδανικά ίση με  $\min(M_R, M_T)$  αλλά και ίσο με το πλήθος των μη μηδενικών ιδιοτιμών  $\lambda_i$  του πίνακα  $\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H$ . Κάθε ιδιοτιμή αντιστοιχεί σε έναν ιδιορυθμό (eigenmode) του διαύλου που καλείται και ιδιοδιάυλος (eigenchannel). Επιπρόσθετα, κάποιος θα μπορούσε να ακολουθήσει και ανάλυση ιδιόμορφων τιμών (SVD) και να κάνει



**Σχήμα 2.8:** Ισοδύναμη αναπαράσταση διαύλου MIMO με εικονικούς SISO ιδιοδιαύλους (eigenchannels) των οποίων τα κέρδη ορίζονται από τις ιδιοτιμές  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_i$

χρήση είτε των μη μηδενικών ιδιόμορφων τιμών που θα προκύψουν ή των τιμών που προκύπτουν από τις ιδιοτιμές, αφού  $\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$ , για να υπολογίσει την χωρητικότητα

Η εξίσωση (2.49), συνεπάγονται ότι είναι πιθανή η δημιουργία ενός αριθμού ανεξάρτητων καναλιών μεταξύ πομπού και δέκτη, εκμεταλλευόμενοι το ίδιο εύρος ζώνης την ίδια χρονική στιγμή, το κάθε ένα όμως με το δικό του συντελεστή κέρδους  $\lambda_i$  όπως απεικονίζεται στο σχήμα 2.8

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί, πως υπάρχει τέτοια κατανομή ιδιοτιμών, που μεγιστοποιεί την χωρητικότητα. Έχει αποδειχθεί στην βιβλιογραφία ότι μεταξύ διαύλων με το ίδιο κέρδος ισχύος μεγαλύτερη χωρητικότητα έχει ο δίαυλος που οι ιδιοτιμές είναι ίσες, δηλαδή  $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_i$ . Επίσης, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον αριθμό κατάστασης ως μέτρο της ισοτιμίας των ιδιοτιμών που ορίζεται ως

$$\text{Condition Number} = \frac{\max(\lambda_i)}{\min(\lambda_i)} \quad (2.50)$$

ενώ όσο πιο κοντά βρίσκεται αυτή η τιμή στο 1, τόσο μεγαλύτερη αναμένεται να είναι και η χωρητικότητα.

## 2.8.2 Χωρητικότητα Εργοδική και Διακοπής

Όταν αναφερόμαστε σε τυχαίους διαύλους, που υποφέρουν από διαλείψεις που και αυτές με τη σειρά τους γενικά είναι τυχαίες, τότε κατά συνέπεια και οι ιδιοτιμές αλλά και η χωρητικότητα που επιτυγχάνεται είναι τυχαίες. Για την περιγραφή του μέγιστου δυνατού ρυθμού μετάδοσης που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα δίαυλο χρησιμοποιώντας μια αριθμητική τιμή έχουν νόημα οι εκφράσεις τις εργοδικής χωρητικότητας (ergodic capacity) και της χωρητικότητας διακοπής (outage capacity).

Η εργοδική χωρητικότητα ορίζεται ως η μέση τιμή της  $C$  ως προς την κατανομή των στοιχείων του πίνακα  $\mathbf{H}$ . Εάν υποθέσουμε την ύπαρξη εργοδικών διαύλων, το σύνολο των τυχαίων καταστάσεων του πίνακα  $\mathbf{H}$  μπορεί να αντικατασταθεί με το σύνολο των χρονικών του δειγμάτων. Επομένως, η εργοδική χωρητικότητα μπορεί να υπολογιστεί από την χρονική μέση τιμή  $C$  ως  $C_{Ergodic} = E_t \{C(t)\}$ .

Η τιμή  $C_{Ergodic}$  δεν είναι αρκετή για την περιγραφή της επίδοσης ενός μη εργοδικού διαύλου και για το λόγο αυτό ορίζεται η χωρητικότητα διακοπής,  $C_{Outage}$  ως η τιμή εκείνη που ικανοποιείται για ένα ποσοστό,  $w\%$ ,

των τυχαίων περιγραφών του  $\mathbf{H}$ . Η ποσότητα  $C_{Outage}$  ορίζεται από την συμπληρωματική συνάρτηση κατανομής πιθανότητας ως  $P_r [C > C_{Outage}] = w$ . Στην βιβλιογραφία συναντάται και η ε-χωρητικότητα διακοπής (ε-outage capacity) που είναι η ελάχιστη χωρητικότητα που μπορεί να υποστηρίξει το κανάλι με πιθανότητα  $(100-\varepsilon)\%$  και εκφράζεται ως  $P_r [C < C_{Outage}] = 1 - w$ .

## 2.9 Σύνθετες Κατανομές

Επειδή πολλές φορές μια στατιστική κατανομή από μόνης της δεν είναι επαρκής για τον ακριβή χαρακτηρισμό του δουρφορικού διαύλου LMS στενής ζώνης, τότε αναζητούμε λύση μέσω συνδυασμού αυτών. Μια αρχική διάκριση των συνδυασμών που συναντώνται στη βιβλιογραφία, γίνεται μεταξύ των μοντέλων μονής ή πολλαπλής κατάστασης που χαρακτηρίζονται από ένα σταθμισμένο άθροισμα αρκετών στατιστικών κατανομών. Μια αναλυτική λίστα μοντέλων μονής όπως και πολλαπλής κατάστασης, βρίσκονται στο [Ara11c]. Στα μοντέλα μονής κατάστασης η περιγραφή των διαλείψεων γίνεται συνήθως από τις κατανομές των Rayleigh, Rice, Nakagami και Loo, ενώ της σκίασης μέσω των Nakagami, Loo και Lognormal. Παρομοίως, για τα μοντέλα πολλαπλών καταστάσεων, η περιγραφή γίνεται με κάποιο από τα μοντέλα που αναφέρθηκαν προηγουμένως ή και μέσω συνδυασμού αυτών, όπως Nakagami-Rice και Rice-Lognormal, ανάλογα με την ένταση του φαινομένου της σκίασης που ποικίλει σε επίπεδο από ελαφρύ, μέτριο έως και ισχυρό. Παρακάτω, γίνεται αναφορά σε αυτές, αλλά και στο γενικότερο μοντέλο των πολλαπλών σκεδάσεων (Multiple Scattering).

### 2.9.1 Μοντέλο Suzuki

Το μοντέλο Suzuki [Suz77] είναι ένα από τα πλέον συνηθισμένα στατιστικά μοντέλα που βρίσκει εφαρμογή στις επίγειες κινητές δορυφορικές επικοινωνίες και έχει αποδειχθεί κατάλληλο για τον χαρακτηρισμό τυχαίων μεταβολών του σήματος, σε αστικό περιβάλλον κυρίως. Η βασική υπόθεση είναι ότι η απευθείας συνιστώσα (LOS) έχει αποκλειστεί εντελώς, ενώ το λαμβανόμενο σήμα είναι προϊόν πολλαπλών διαδρομών. Η μέση ισχύς των συνιστωσών είναι σχεδόν σταθερή για μικρές αποστάσεις κίνησης του κινητού τερματικού, ενώ για μεγαλύτερες αποστάσεις διαφέρει λόγω σκίασης. Το μοντέλο Suzuki [Suz77], απαρτίζεται από τις κατανομές Rayleigh & Lognormal, των οποίων οι σ.π.π. δίνονται ως

$$f_{Rayleigh}(r|\zeta) = \frac{r}{\zeta^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\zeta^2}\right) \quad (2.51)$$

$$f_{Lognormal}(\zeta) = \frac{1}{\Sigma_{LN}\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\zeta} \exp\left[-\frac{(\ln \zeta - M_{LN})^2}{2\Sigma_{LN}^2}\right] \quad (2.52)$$

$$= \frac{8.686}{\sigma_{LN}\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\zeta} \exp\left[-\frac{(20\log \zeta - \mu_{LN})^2}{2\sigma_{LN}^2}\right] \quad (2.53)$$

όπου το  $r \geq 0$ , το  $2\zeta^2$  της (2.51) δηλώνει την μέση λαμβανόμενη ισχύ του σήματος, ενώ η έκφραση  $f_{Rayleigh}(r|\zeta)$ , παραπέμπει στην δεσμευμένη κατανομή του  $r$  αναφορικά με την παράμετρο  $\zeta$ , που σύμφωνα με τον ορισμό

αυτή ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή. Τα  $M_{LN}$  &  $\Sigma_{LN}$  της (2.52), αναπαριστούν τις παραμέτρους της μέσης τιμής και της τυπικής απόκλισης της λογαριθμοκανονικής κατανομής σε μονάδες μέτρησης Νέπερς (ln). Παρόμοια, οι παράμετροι αυτοί μπορούν να εκφραστούν αντίστοιχα σε dB (20log),  $\mu_{LN}$  &  $\sigma_{LN}$  στην (2.53) ενώ η μετατροπή των μονάδων γίνεται με τον τύπο  $8.686 \ln x = 20 \log x$ . Κατά συνέπεια, η συνολική έκφραση προκύπτει από την ολοκλήρωση των (2.51) & (2.53) ως προς την μεταβλητή  $\zeta$  από την

$$\begin{aligned} f_{Suzuki}(r) &= \int_0^{\infty} f_{Rayleigh}(r|\zeta) f_{Lognormal}(\zeta) d\zeta \\ &= \int_0^{\infty} \frac{8.686r}{\zeta^3 \sigma_{LN} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{r^2}{2\zeta^2}\right) \exp\left[-\frac{(20\log \zeta - \mu_{LN})^2}{2\sigma_{LN}^2}\right] d\zeta \end{aligned} \quad (2.54)$$

### 2.9.2 Μοντέλο Loo

Στο μοντέλο Loo [Loo85], εν αντιθέσει με το μοντέλο Suzuki που αντιπροσωπεύει ένα απαισιόδοξο σενάριο στην μελέτη ενός συστήματος, αφού υποθέτει την απουσία LOS, η μοντελοποίηση γίνεται για ένα δίαυλο, σε αγροτικό περιβάλλον ή προάστια, με βάση την υπόθεση ύπαρξης ισχυρής απευθείας συνιστώσας, ή έστω μερικώς σκιασμένης, κατά το μεγαλύτερο ποσοστό διάρκειας της ζεύξης. Το μοντέλο αυτό είναι μια σύνθετη κατανομή με τρεις παραμέτρους, αντί για δύο της Suzuki, που την καθιστά πιο ευέλικτη στην προσαρμογή και την παραμετροποίηση εις βάρος όμως της απαιτητικής και περίπλοκης διαδικασίας για την εξαγωγή των παραμέτρων από μετρητικά δεδομένα. Το μοντέλο Loo [Loo85], απαρτίζεται από τις κατανομές Rice, για την περιγραφή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, και της Lognormal, που χαρακτηρίζει την εξασθένιση της σκίασης που επηρεάζει το LOS σήμα. Η σ.π.π. της στατιστικής κατανομής δίνεται από την

$$f_{Rice}(r|\zeta) = \frac{r}{\sigma_R^2} \exp\left(-\frac{r^2 + \zeta^2}{2\sigma_R^2}\right) I_0\left(\frac{r\zeta}{\sigma_R^2}\right) \quad (2.55)$$

όπου το  $r \geq 0$ . το  $2\sigma_R^2$  της (2.55) δηλώνει την ενεργό τιμή εις το τετράγωνο των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, ενώ για τη λογαριθμοκανονική κατανομή ανατρέχουμε αντίστοιχα στην (2.53). Η έκφραση  $f_{Rice}(r|\zeta)$ , παραπέμπει στην δεσμευμένη κατανομή του  $r$  αναφορικά με την παράμετρο  $\zeta$ , που σύμφωνα με τον ορισμό, αυτή ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή. Κατά συνέπεια, η συνολική έκφραση προκύπτει από την ολοκλήρωση των (2.53) & (2.55) ως προς την μεταβλητή  $\zeta$  από την

$$\begin{aligned} f_{Loo}(r) &= \int_0^{\infty} f_{Rice}(r|\zeta) f_{Lognormal}(\zeta) d\zeta \\ &= \int_0^{\infty} \frac{8.686r}{\sigma_R^2 \sigma_{LN} \sqrt{2\pi}} \frac{1}{\zeta} \exp\left(-\frac{r^2 + \zeta^2}{2\sigma_R^2}\right) \exp\left[-\frac{(20\log \zeta - \mu_{LN})^2}{2\sigma_{LN}^2}\right] I_0\left(\frac{r\zeta}{\sigma_R^2}\right) d\zeta \end{aligned} \quad (2.56)$$

### 2.9.3 Μοντέλο Corazza-Vatalaro

Το συγκεκριμένο μοντέλο [Cor94], βασίζεται και αυτό στο συνδυασμό των στατιστικών κατανομών Rice & Lognormal, όπως και το μοντέλο Loo.

Η διαφορά εδώ έγκειται στο γεγονός ότι το φαινόμενο της σκίασης επηρεάζει αμφότερα το απευθείας σήμα μαζί και με τα σκεδαζόμενα, έναντι μόνο της LOS συνιστώσας [Loo85]. Το μοντέλο έχει αποδειχθεί κατάλληλο για μη-γεωστατικά δορυφορικά κανάλια, όπως για διαύλους δορυφόρων χαμηλής (LEO) & μεσαίας (MEO) περί της Γης τροχιά, και για διαφορετικά περιβάλλοντα όπως σε αστικό, ημιαστικό και αγροτικό. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας αυτού του μοντέλου για την στατιστική κατανομή Rice (με  $r \geq 0$ ) για ένα δεδομένο επίπεδο σκίασης  $\zeta$  δίνεται από την

$$f_{Rice}(r|\zeta) = 2(K+1) \frac{r}{\zeta^2} \exp \left[ -(K+1) \frac{r^2}{\zeta^2} - K \right] I_0 \left( 2 \frac{r}{\zeta} \sqrt{K(K+1)} \right) \quad (2.57)$$

όπου το  $K$  είναι ο συντελεστής της Rice και  $I_0$  είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και μηδενικής τάξης. Συνεπώς, η σ.π.π. αυτού του μοντέλου, δεδομένου ότι το πλάτος της σκίασης  $\zeta$ , που ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή, δίνεται από την (2.53) τότε

$$f_{C\&V}^*(r) = \int_0^\infty f_{Rice}(r|\zeta) f_{Lognormal}(\zeta) d\zeta \quad (2.58)$$

Μια σημαντική ιδιότητα όμως του μοντέλου για δίαυλο Rice-Lognormal (RLN), είναι ότι το πλάτος της λαμβανόμενης περιβάλλουσας  $r$  μπορεί να εκφραστεί ως το γινόμενο δυο ανεξάρτητων διαδικασιών ως  $r = \zeta R$ , όπου το  $R$  είναι μια στοχαστική διαδικασία Rice, με παράγοντα Rice  $K$ , και  $\zeta$  μια λογαριθμοκανονική διαδικασία. Λόγω της ανεξαρτησίας μεταξύ των  $R$  &  $\zeta$  μπορούμε να εκφράσουμε την (2.58) ως

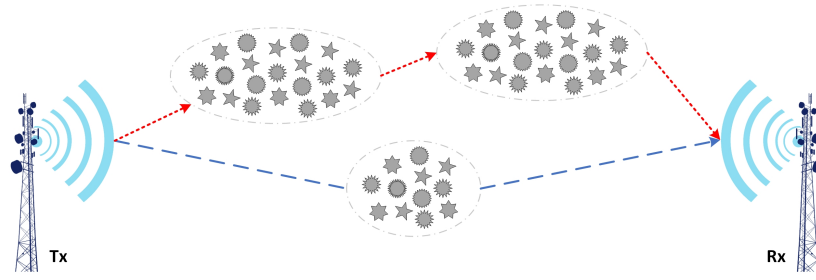
$$\begin{aligned} f_{C\&V}^*(r) &= \int_0^\infty \frac{1}{\zeta} f_{Rice}\left(\frac{r}{\zeta}\right) f_{Lognormal}(\zeta) d\zeta \\ &= \int_0^\infty \frac{r}{\sigma_{Rice}^2 \zeta^2} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{r^2}{\zeta^2 \sigma_{Rice}^2} + 2K \right) \right] I_0 \left( \frac{r}{\zeta \sigma_{Rice}} \sqrt{K(K+1)} \right) d\zeta \end{aligned} \quad (2.59)$$

δεδομένου ότι  $f_{Rice}(r|\zeta) = \frac{1}{\zeta} f_{Rice}\left(\frac{r}{\zeta}\right)$ , συγκρίνοντας τις (2.58) & (2.59), που συνεπάγεται ότι  $\sigma_{Rice}^2 = 1/2(K+1)$ .

### 2.9.4 Μοντέλο Διπλής Σκέδασης

Το μοντέλο της διπλής τάξης σκεδάσεων (double-order scattering), ανήκει στην γενικότερη κατηγορία του μοντέλου των πολλαπλών σκεδάσεων (multiple scattering) και κατόπιν σύγκρισης του με εμπειρικά δεδομένα αλλά και μέσω προσομοιώσεων, έχει βρεθεί να εφαρμόζει ικανοποιητικά σε περιβάλλοντα αστικά, ημιαστικά και δασώδη [And02a], [And02b], [Sal06b]. Το μοντέλο αυτό έρχεται να αντικαταστήσει τον παραδοσιακό διαχωρισμό του συνόλου των διαλείψεων σε μια αργή λογαριθμοκανονική και μια γρήγορη Rayleigh συνιστώσα προσδίδοντας μια ισχυρή φυσική υπόσταση βάσει του πλήθους των φυσικών φαινομένων διάδοσης όπως η ανάκλαση, η σκέδαση, και η περίθλαση, που αναγκάζουν την ισχύ του

\*Το C&V είναι συντομογραφία των Corazza & Vatalaro



**Σχήμα 2.9:** Σχηματική αναπαράσταση του μοντέλου της πολλαπλής σκέδασης

πεδίου να ποικίλει ανάλογα με τη θέση. Σε γενικές γραμμές, το μεταδιδόμενο σήμα υφίσταται έναν συνδυασμό μονών και διπλών σκεδάσεων, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.9, όπου κάθε όρος είναι προϊόν πολλαπλών γινομένων μιγαδικών Γκαουσιανών (Gaussians), συμπεριλαμβανομένης και μιας συνιστώσας LOS. Στις ενότητες παρακάτω, επικεντρωνόμαστε στην ειδική περίπτωση της διπλής τάξης σκεδάσεων, όπου η μοντελοποίηση της κρουστικής απόκρισης στενής ζώνης δίνεται από την σχέση (4.10) για  $N = 2$

$$C_2^* = \omega_0 e^{j\theta} + \omega_1 H_1 + \omega_2 H_2 H_3. \quad (2.60)$$

όπου το  $\omega_0 e^{j\theta}$  είναι ο συντελεστής της συνιστώσας LOS με σταθερό πλάτος  $\omega_0$  και ομοιόμορφη κατανομή φάσης  $\theta$  στο διάστημα  $[0, 2\pi)$ , ενώ κάθε μια  $H_i$  με  $i = 1, 2, 3$ , αποτελείται από ανεξάρτητες πανομοιότυπα κατανομημένες (independent identically distributed ή i.i.d.) ισοτροπικές με μηδενική μέση τιμή (zero-mean) Gaussian τυχαίες μεταβλητές (random variables ή RV), όπου η τετραγωνική τιμή  $E\{|H_i|^2\} = 1$ . Επιπρόσθετα, στην (2.60), το  $C_2^*$  είναι μια ισοτροπική RV με  $E\{|C_2^*|^2\} = \sum_{n=0}^2 \omega_n^2 = 1$ , ενώ τα  $\omega_n$  για με  $n = 0, 1, 2$  είναι μη-αρνητικές σταθερές πραγματικών αριθμών που καθορίζουν τα βάρη των συνιστωσών του μοντέλου διπλής σκέδασης.

Σε ένα πραγματικό σενάριο διάδοσης, είναι κάπως μη ρεαλιστική η υπόθεση ότι το λαμβανόμενο σήμα θα είναι αποτέλεσμα μιας αμιγούς διαδικασίας διπλής σκέδασης αφού η πιθανότητα του εκπεμπόμενου σήματος να υποστεί ένα συνδυασμό μονών και διπλών σκεδάσεων είναι μεγάλη. Για το λόγο αυτό το μοντέλο αυτό μπορεί να γενικευτεί περαιτέρω συνδυάζοντας πολλαπλούς σκεδαστές και ταυτόχρονα LOS συνιστώσα όπως προτείνεται στο [Sal06b] και όπως θα μελετηθεί και αναλυτικότερα στην ενότητα 4.6. Ειδικότερα τώρα, το μοντέλο διπλής σκέδασης, ενσωματώνει ως ειδική περίπτωση τα μοντέλα, Rice ( $\omega_2 = 0$ ), Rayleigh ( $\omega_0 = \omega_2 = 0$ ) και διπλής-Rayleigh ( $\omega_0 = \omega_1 = 0$ ), καθιστώντας το έτσι ένα αρκετά γενικό φυσικών φαινομένων παρακινούμενο μοντέλο διάδοσης.

Το μοντέλο αυτό είναι μια σύνθετη κατανομή με πολλαπλές παραμέτρους, που την καθιστά πιο ευέλικτη στην προσαρμογή και την παραμετροποίηση εις βάρος όμως της απαιτητικότητας και περίπλοκης διαδικασίας για την εξαγωγή των παραμέτρων από τα μετρητικά δεδομένα. Χρησιμοποιώντας τον ακόλουθο συμβολισμό για τη συνάρτηση κατανομής,  $R_N^* = |C_N^*|$ , όπου το “\*” υποδεικνύει άθροιση των πρώτων  $N$  συνιστωσών πολλαπλών σκεδάσεων μαζί και με την συνιστώσα σταθερού-πλάτους και υποθέτοντας δεδομένα τα βάρη  $\omega_n$ , σύμφωνα με το [Sal06b], η σ.π.π. του

μοντέλου διπλής τάξης σκεδάσεων  $|R_2^*|$  δίνεται υπό τη μορφή σειράς από την παρακάτω συνάρτηση στην περίπτωση απευθείας συνιστώσας, δηλαδή με  $\omega_0 > 0$ , ως

$$f_{R_2^*}(r) = 2 \exp\left(\frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) r \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m \omega_0^{2m} \Gamma\left(-m, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right)}{m! (\omega_2^2)^{m+1}} \times {}_2F_1\left(-m, -m; 1; \left(\frac{r}{\omega_0}\right)^2\right), \omega_1 > 0 \quad (2.61)$$

όπου  ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$  είναι η υπεργεωμετρική συνάρτηση του Gauss (Gauss hypergeometric function) [Gra14, εξ. (9.14)], και το  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  είναι η άνω ατελής συνάρτηση Γάμμα (upper incomplete Gamma function) [Gra14, εξ. (8.350)]. Στην περίπτωση τώρα απουσίας απευθείας συνιστώσας, δηλαδή με  $\omega_0 = 0$ , και εάν βασιστούμε στην εξίσωση [Sal06b, εξ. (29)]

$$\omega_0^{2m} {}_2F_1\left(-m, -m; 1; \left(\frac{r}{\omega_0}\right)^2\right) = \sum_{k=0}^m \binom{m}{k}^2 r^{2k} \omega_0^{2m-2k} \quad (2.62)$$

τότε το όριο αυτής όταν το  $\omega_0 \rightarrow 0$  προσεγγίζει το  $r^{2m}$ . Επομένως, η σ.π.π. του  $|R_2^*|$  σε μορφή σειράς στην περίπτωση απουσίας απευθείας συνιστώσας, δηλαδή με  $\omega_0 = 0$ , δίνεται ως π.π

$$f_{R_2^*}(r) = 2 \exp\left(\frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m \Gamma\left(-m, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right)}{m! (\omega_2^2)^{m+1}} r^{2m+1}, \omega_1 > 0 \quad (2.63)$$

σύμφωνα με την απλοποίηση που προκύπτει από την εξίσωση (2.62).





# Μετρήσεις Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου

\*\*\*

## 3.1 Εισαγωγή

Για την σχεδίαση νέων δορυφορικών συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών αλλά και για την καλύτερη κατανόηση και εκμετάλλευση ήδη υπαρχόντων συστημάτων, είναι αναγκαίος ο ακριβής χαρακτηρισμός του δορυφορικού διαύλου για κάθε τύπο περιβάλλοντος, για κάθε γωνία ανύψωσης και για όλες τις σχετικές ζώνες συχνοτήτων. Για τον λόγο αυτό είναι απαραίτητη η διεξαγωγή ενός ειδικού τύπου μετρήσεων, και κατόπιν με χρήση στατιστικής ανάλυσης και μοντελοποίησης ερχόμαστε να δώσουμε απαντήσεις σε ερωτήματα που αναφέρονται στον τρόπο διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών (H/M) κυμάτων μεταξύ δορυφόρου και τερματικών σταθμών. Ο πειραματικός πολυδιάστατος χαρακτηρισμός ραδιοδιαύλου απαιτεί την ταυτόχρονη μέτρηση του διαύλου στο πεδίο του χρόνου, της συχνότητας και του χώρου μεταξύ πομπού και δέκτη. Μετρήσεις αυτού του είδους πραγματοποιούνται με εξειδικευμένο μετρητικό εξοπλισμό που καλείται Channel Sounder [Sal13].

Στην βιβλιογραφία συναντάμε μια πληθώρα μετρήσεων αναφορικά με τον χαρακτηρισμό δορυφορικών ραδιοδιαύλων σύμφωνα με το [Pet14]. Οι περιοχές που καλύπτονται χωρίζονται πολλές φορές σε αστικές (urban) [Kin06b], ημιαστικές (suburban) [Lac12], αγροτικές (rural) [Man10] και μερικές φορές και σε δασώδεις [Kvi15b]. Αναφέρονται δε σε όλο σχεδόν το επιτρεπτό φάσμα γωνιών ανύψωσης από ιδιαίτερα χαμηλές γωνίες ( $<10^\circ$ ) [Kin07b] έως ιδιαίτερα υψηλές ( $80^\circ$ ) [Arn12] και καλύπτουν μεγάλη περιοχή συχνοτήτων. Ελάχιστες όμως μετρήσεις έχουν καταγραφεί για καθαρά αστικές περιοχές. Από αυτές, κάποιες επιτυγχάνουν χαμηλές γωνίες ανύψωσης [Kin06a], [Ekr09], με μέσο όρο τις  $15^\circ$  περίπου, ενώ δεν έχει καλυφθεί η περίπτωση περιοχών με υψηλά κτίρια και κυκλοφοριακή κίνηση όπως τα εμπορικά κέντρα πόλεων. Επομένως, για να καλυφθεί το κενό που έχει διαπιστωθεί από τις ήδη υπάρχουσες μετρήσεις σε αστικά περιβάλλοντα διάδοσης, πραγματοποιήθηκε μια σειρά μετρήσεων σε αστική περιοχή με υψηλές γωνίες ανύψωσης, διαφορετικά σενάρια κίνησης είτε του πομπού είτε του δέκτη, σε εξωτερικό (outdoor) και εσωτερικό (indoor) χώρο,

με χρήση ενός διπλά πολωμένου συστήματος εκπομπής και λήψης καθώς και ενός κλασσικού  $2 \times 2$  MIMO συστήματος.

Οι μετρήσεις ραδιοδιαύλου έλαβαν μέρος στην Τσέχικη Δημοκρατία και συγκεκριμένα στην Πράγα τον Μάρτιο του 2015. Το Πανεπιστήμιο Πειραιώς στο πλαίσιο συνεργασίας με το Εθνικό Μετσόβιο πολυτεχνείο (ΕΜΠ) και με το Τσέχικο Τεχνικό Πανεπιστήμιο (CTU)<sup>1</sup> στην Πράγα, πραγματοποίησαν μια σειρά από μετρήσεις ραδιοδιαύλου, που σχετίζονται άμεσα με το αντικείμενο που διαπραγματεύεται αυτή η διατριβή, και ήταν απόρροια του έργου «MIMOSA»<sup>2,3</sup> του εθνικού προγράμματος «ΘΑΛΗΣ». Πραγματοποιήθηκαν αρκετές μετρήσεις και σε διαφορετικά περιβάλλοντα, όντας πεζοί (pedestrian), με την χρήση ενός αερόπλοιου (airship) τύπου Zeppelin ενώ τέλος αξιοποιήθηκε το αερόπλοιο και για μετρήσεις σε εσωτερικό χώρο (indoor) εντός κτηρίου.

Παρακάτω στο κεφάλαιο αυτό, περιγράφεται η αρχή λειτουργίας του μετρητικού εξοπλισμού καθώς και τα χαρακτηριστικά των κεραιών πομπού και δέκτη. Επίσης, γίνεται περιγραφή του περιβάλλοντος διάδοσης κάθε τύπου μέτρησης και σεναρίου. Τέλος, στο παράρτημα αυτού του κεφαλαίου υπάρχουν σχήματα και επιπλέον υλικό σχετικά με κάθε μέτρηση.

## 3.2 Αρχή Λειτουργίας Μετρητικής Διάταξης

Στα πλαίσια της διατριβής αυτής, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις ραδιοδιαύλου στενής ζώνης (Narrowband Channel Measurements) χρησιμοποιώντας ένα ειδικό μετρητικό σύστημα που κατασκευάστηκε από το πανεπιστήμιο CTU. Το σύστημα αυτό περιλαμβάνει έναν Πομπό (Tx), έναν Δέκτη (Rx), τις αντίστοιχες κεραιές του Tx και του Rx για την εκπομπή και λήψη σημάτων, καθώς επίσης και ενός συνόλου εξαρτημάτων, παθητικά ή ενεργά, με σημαντικότερο τον υβριδικό συζεύκτη (H-Hybrid), που συνθέτουν την συνολική μετρητική διάταξη.

### 3.2.1 Σταθμός Πομπού

Ο σταθμός του πομπού περιλαμβάνει βασικά στοιχεία όπως α) την/τις γεννήτρια/ες σήματος (Continuous Wave ή CW) μαζί με τον/τους ενισχυτή/ές ισχύος (power amplifier) και β) τις κεραιές εκπομπής που θα αναλυθούν στην υποενότητα 3.2.3. Οι γεννήτριες σήματος εκπέμπουν στην κεντρική συχνότητα  $f_c = 2$  GHz ενώ συνολικά το σύστημα αποτελείται από τρεις βασικές οντότητες: 1) ταλαντωτή/ές ελεγχόμενης τάσης (voltage-controlled oscillator ή VCO), 2) ενισχυτή/ές ισχύος, και 3) από μια πηγή τροφοδοσίας.

<sup>1</sup>Czech Technical University in Prague (CTU), Faculty of Electrical Engineering (FEE), Department of Electromagnetic Field, (<http://propagation.elmag.org>). Το Πανεπιστήμιο CTU βρίσκεται στο 6<sup>ο</sup> Διαμέρισμα της Πράγας κοντά στον σταθμό του Μετρό Dejvická.

<sup>2</sup>MIMOSA - MIMO Techniques for Satellite and Stratospheric Communication Systems: Network Of Excellence (<http://excellence.minedu.gov.gr/thales/en/thalesprojects/380041>)

<sup>3</sup>MIMOSA-Τεχνολογίες MIMO για Συστήματα Δορυφορικών και Στρατοσφαιρικών Επικοινωνιών: Δίκτυο Αριστείας (<http://excellence.minedu.gov.gr/thales/el/thalesprojects/380041>)

Στον ταλαντωτή ελεγχόμενης τάσης χρησιμοποιείται ένας βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase-Locked Loop ή PLL) για τη σταθεροποίηση της συχνότητας στον ταλαντωτή ενώ το PLL ρυθμίζεται από ένα μικροεπεξεργαστή. Εν συνεχεία, το σήμα εξόδου από τον ταλαντωτή ενισχύεται από έναν ενισχυτή εξόδου ενώ το φάσμα εξόδου περιορίζεται από ένα χαμηλής διέλευσης φίλτρο εξόδου (low-pass filter). Χρειάζεται όμως κάποιος χρόνος για τη σταθεροποίηση του σήματος εξόδου (συχνότητα) μετά την ενεργοποίηση της τροφοδοσίας και αυτός επηρεάζεται από την απόκριση του PLL. Ο χρόνος για την πλήρη σταθεροποίηση των ταλαντώσεων είναι περίπου 2 λεπτά. Τέλος η τροφοδοσία ισχύος που απαιτείται για τους ταλαντωτές είναι της τάξης των 5V και 12V.

Οι ενισχυτές ισχύος της διάταξης αποτελούνται από μονολιθικά κυκλώματα (monolithic circuits) τοποθετημένα σε κουτιά αλουμινίου με ψήκτρες και χρειάζονται τροφοδοσία 12V για την λειτουργία τους. Μια μετρημένη σχέση αναφορικά με την ισχύ εισόδου-εξόδου του ενισχυτή (input-output power) σε dBm είναι 4 dBm στην είσοδο και περίπου 27.8 dBm στην έξοδο για την συχνότητα λειτουργίας του συστήματος μας. Τέλος, ένα τροφοδοτικό παρέχει τάση εισόδου της τάξης των 12V. Στην περίπτωση που ο πομπός λειτουργεί στο έδαφος, η τροφοδοσία αυτή γίνεται με ένα εργαστηριακό τροφοδοτικό πάγκου μεταβλητής τάσης ενώ όταν ο πομπός είναι τοποθετημένος στο αερόπλοιο υπάρχει απευθείας γραμμή τροφοδοσίας 12V από τις συστοιχίες των μπαταριών του. Αυτή η τάση εισόδου οδηγείται απευθείας στα κυκλωματικά στοιχεία που λειτουργούν με 12V ενώ για τα στοιχεία που χρειάζονται 5V χρησιμοποιείται ένας γραμμικός ρυθμιστής τάσης (linear regulator).

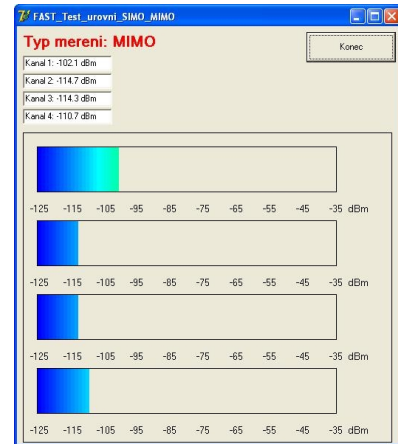
### 3.2.2 4-Κάναλος Πειραματικός Δέκτης

Ο φορητός τετρακάναλος πειραματικός δέκτης που χρησιμοποιήθηκε απεικονίζεται στο σχήμα 3.1(I). Ήταν συντονισμένος στην κεντρική συχνότητα των 2 GHz, επέτρεπε μετρήσεις ισχύος λαμβανόμενου σήματος, (Received Signal Strength Indicator ή RSSI), στενής ζώνης (Narrow-band Continuous Wave) σε τέσσερα κανάλια ταυτόχρονα λόγω του ότι περιλαμβάνει τέσσερα ανεξάρτητα μπλοκ δεκτών. Χάρη στην χρήση κοινών τοπικών ταλαντωτών (local oscillators) η συχνότητα εισόδου και δειγματοληψίας είναι πλήρως συγχρονισμένες για όλες τις εισόδους (κανάλια) ενώ ο δέκτης ελέγχεται από ένα PC μέσω της θύρας USB (Universal Serial Bus). Το συνοδευτικό λογισμικό του Rx που απεικονίζεται στο σχήμα 3.1(II), ενεργοποιούσε την διεξαγωγή της μέτρησης, απεικόνιζε την στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύ του σήματος ανά κανάλι ενώ περιοδικά αποθήκευε τις μετρήσεις σε αρχεία.

Κάθε πληροφορία που έχει γραφτεί σχετικά με τον μετρητικό εξοπλισμό, μας έχει παραχωρηθεί από το CTU, και εμφανίζεται σε μια πλειάδα άρθρων του Καθηγητή Pavel Pechac και του Δρ. Milan Kvicera όπως [Kvi10b], [Kvi11], [Kvi12b] αλλά και άλλων [Sim13b], [Kou14b]. Στον πίνακα 3.1, εμφανίζονται οι προδιαγραφές του 4-Κάναλου Πειραματικού Δέκτη.



(I)



(II)

**Σχήμα 3.1:** Ο 4-Κάναλος πειραματικός δέκτης (Αριστερά) και το λογισμικό παραμετροποίησης και παρακολούθησης (Δεξιά)

### Προδιαγραφές του 4-Κάναλου Πειραματικού Δέκτη

Συχνότητα Εισόδου	1990 έως 2010 MHz
Αριθμός Καναλιών	4
Ενδιάμεσες Συχνότητες	455 MHz / 10,7 MHz
Διακριτικότητα στην Συχνότητα (-3dB BW)	12,5 kHz
Ρυθμός Δειγματοληψίας ανά Κανάλι	10.000 / Δευτερόλεπτο
Διακριτικότητα Μέτρησης Ισχύος	0,1 dB
Θωράκιση στην Συχνότητα Ειδώλου	> 90 dB
Θωράκιση στην Ενδιάμεση Συχνότητα	> 90 dB
Θόρυβος Φάσης SSB	-100 dBc/Hz (20 kHz offset)
Σταθερότητα συχνότητας	$\pm 1$ ppm ( $-20^{\circ}$ C έως $70^{\circ}$ C )
Εξωτερική τροφοδοσία	10 έως 18 V (18 W)
Τρόπος Διασύνδεσης	USB

### Λειτουργία 2×2 MIMO (με Εξωτερικούς Διαιρέτες Ισχύος)

Κανάλια #1 και #2 στην ίδια συχνότητα	2001,0666666 MHz
Κανάλια #3 και #4 στην ίδια συχνότητα	2000,8666666 MHz (200 kHz offset)
Βαθμονομημένη γραμμική δυναμική περιοχή	-31 έως -122 dBm

**Πίνακας 3.1:** Προδιαγραφές του 4-Κάναλου Πειραματικού Δέκτη

### 3.2.3 Κεραίες Μετρητικής Διάταξης

Κατά την διάρκεια των μετρήσεων τρεις τύποι κεραιών χρησιμοποιήθηκαν είτε στον πομπό είτε στον δέκτη. Αυτές οι κεραίες ήταν οι παρακάτω:

- Ένα ζεύγος από επίπεδες σπειροειδείς κεραίες (spiral antennae), μια για κάθε πόλωση, δεξιόστροφη (RHCP) και αριστερόστροφη (LHCP)
- Μια γραμμική διπλής πολώσεως κεραία μικροταινιακού επιθέματος (microstrip patch antenna)
- Ένα ζεύγος από κατακόρυφα γειωμένες κεραίες γνωστές στην βιβλιογραφία και ως « μονόπολα » (monopole antenna)

### 3.2.3.1 Επίπεδες Σπειροειδείς Κεραίες

Στα συστήματα μικροκυματικών ζεύξεων, μια σπειροειδής κεραία αποτελείται συνήθως από δύο όμοιους κλάδους (σπείρες), εκτός εάν χρησιμοποιηθούν περισσότεροι (κλάδοι) κατά την κατασκευή, εκ των οποίων ο ένας έχει περιστραφεί κατά  $180^\circ$  ως προς τον πρώτο [Joh84], [Μπα05]. Οι σπειροειδείς κεραίες ανήκουν στην κατηγορία των κεραιών ανεξάρτητων της συχνότητας (frequency independent antennas), λειτουργούν σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων και εμφανίζονται για πρώτη φορά στην βιβλιογραφία από τους V. H. Rumsey και J. D. Dyson στα [Rum66], [Dys59] αντίστοιχα. Χαρακτηριστικό των εν λόγω κεραιών είναι ότι η πόλωση (polarization), το διάγραμμα ακτινοβολίας (radiation pattern), και η σύνθετη ωμική αντίσταση (impedance) παραμένουν αμετάβλητα για μεγάλο εύρος συχνοτήτων [May92]. Οι κεραίες αυτές είναι εγγενώς κυκλικά πολωμένες με χαμηλό κέρδος και είναι κεραίες με μειωμένο μέγεθος καθιστώντας τις μια εξαιρετικά μικρή και συμπαγή δομή. Η κατεύθυνση περιστροφής του σπειροειδούς καθορίζει και την κατεύθυνση της πόλωσης της κεραίας. Στην βιβλιογραφία αναφέρεται επίσης ότι υπάρχουν τεχνικές εξάλειψης των οπίσθιων λοβών, επειδή το πρότυπο μονής κατεύθυνσης συνήθως προτιμάται σε τέτοιες κεραίες. Τέλος, η κεραία είναι επίπεδη και βρίσκεται πάνω σε ένα διηλεκτρικό στρώμα όπως απεικονίζεται στο σχήμα 3.3 (III).

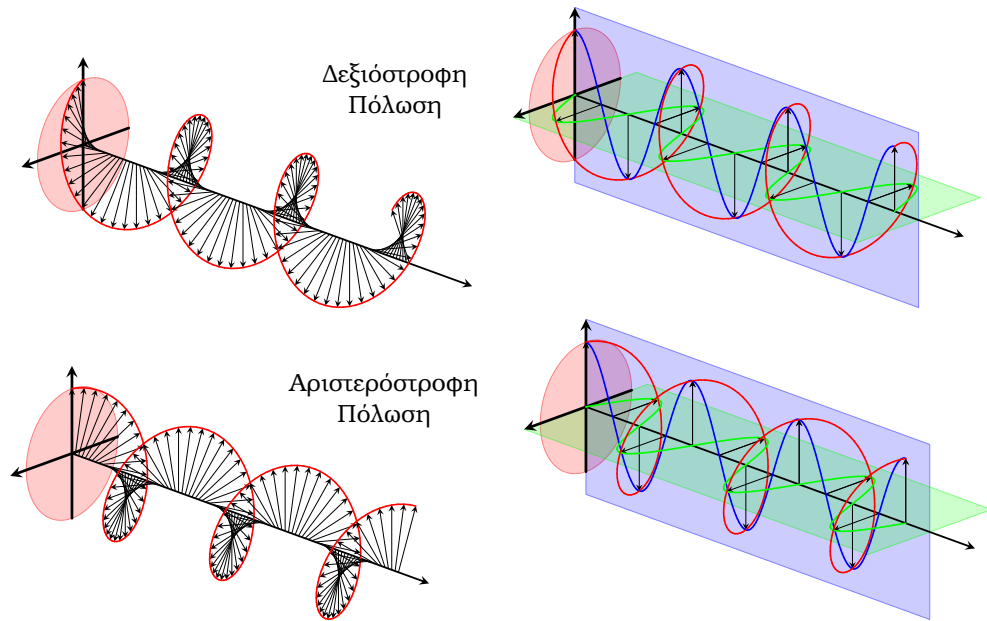
### 3.2.3.2 Πόλωση Επίπεδου Ηλεκτρομαγνητικού Κύματος

Η πόλωση ενός επίπεδου ηλεκτρομαγνητικού κύματος καθορίζει τον προσανατολισμό των εγκάρσιων συνιστωσών του ως προς των άξονα διάδοσης τους και διακρίνεται σε γραμμική, κυκλική ή ελλειπτική. Στις κεραίες που θα αναφερθούμε χρησιμοποιείται η κυκλική και η γραμμική πόλωση. Είναι γνωστό πως η κυκλική πόλωση μπορεί να αναλυθεί σε δύο κάθετες γραμμικές πολώσεις ίδιου πλάτους και διαφοράς φάσης  $90^\circ$  με το διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου να διαγράφει μία έλικα στον χώρο. Ανάλογα με την φορά της έλικας χαρακτηρίζεται ως δεξιόστροφη ή αριστερόστροφη, σύμφωνα με τον κανόνα του δεξιόστροφου κοχλίου. Στο σχήμα 3.2, απεικονίζεται το διάνυσμα της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου, για τη δεξιόστροφη και την αριστερόστροφη πόλωση καθώς και οι δύο γραμμικές πολώσεις στις οποίες μπορούν να αναλυθούν αυτές αντίστοιχα.

### 3.2.3.3 Κεραίες Μικροταινιακού Επιθέματος

Οι κεραίες μικροταινιακού επιθέματος (microstrip patch antennas), εν συντομία μικροταινιακές κεραίες ή κεραίες μικροταινίας, σαν ιδέα εμφανίστηκαν το 1953 [Des53] ενώ η συστηματική μελέτη τους, άρχισε την δεκαετία του 1970. Οι κεραίες αυτές έχουν πλεονεκτήματα και καλύτερες προοπτικές εφαρμογής σε συμπαγείς δομές σε σύγκριση με τις συμβατικές κεραίες, όπως μικρότερο βάρος, χαμηλότερο κόστος, χαμηλό προφίλ και μικρότερες διαστάσεις ενώ υπάρχει και μεγαλύτερη ευελιξία και ευκολία στον τρόπο κατασκευής τους.

Οι κεραίες μικροταινιακού επιθέματος αποτελούνται από μια πολύ λεπτή μεταλλική ταινία (λωρίδα ή patch), που είναι και το ακτινοβολούν στοιχείο, τοποθετημένη πάνω στη μία πλευρά ενός διηλεκτρικού στρώματος



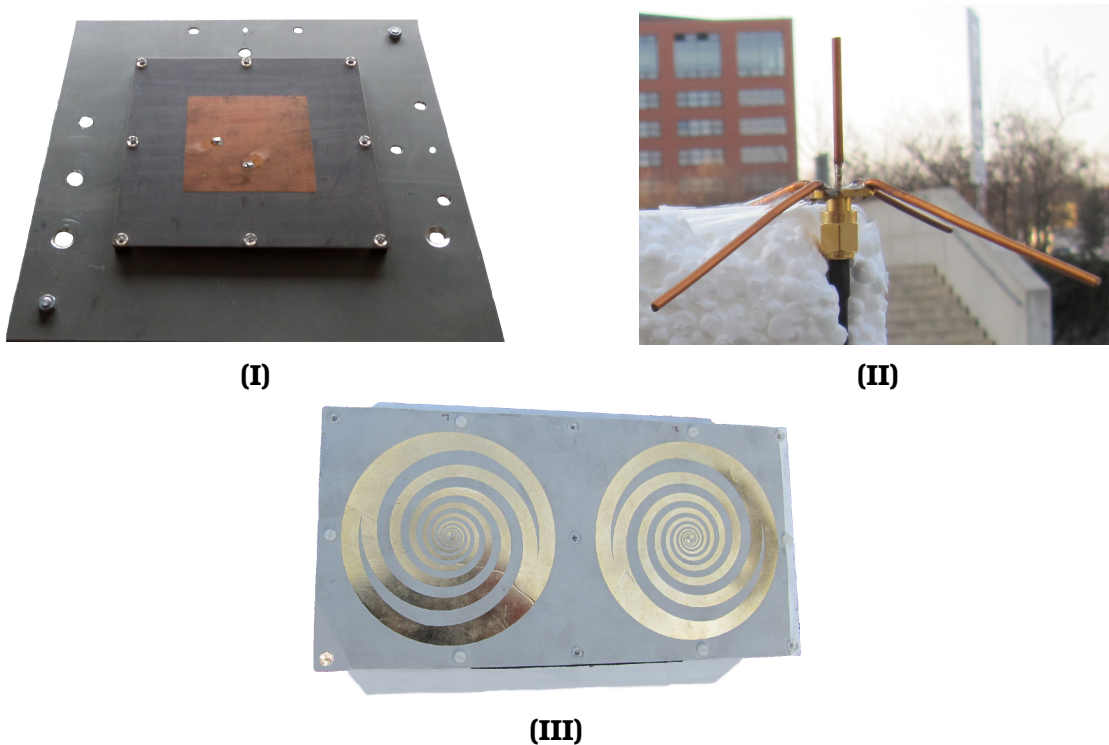
**Σχήμα 3.2:** Δεξιόστροφη και αριστερόστροφη πόλωση, κατά την διάδοση του κύματος (αριστερά) καθώς και οι δύο γραμμικές πολώσεις στις οποίες μπορούν να αναλυθούν (δεξιά)

(υπόστρωμα), και από μια επίπεδη γείωση, σε ύψος ίσο με κλάσμα του μήκους κύματος, στην άλλη πλευρά [Μπα05]. Η μικροταινία σχεδιάζεται έτσι ώστε η μέγιστη απολαβή του διαγράμματος ακτινοβολίας να εμφανίζεται κάθετα στην ταινία (πλευρική, εγκάρσια ακτινοβολία), πράγμα που επιτυγχάνεται με κατάλληλη επιλογή του τρόπου διέγερσης (πεδιακή κατανομή) κάτω από την ταινία. Η κατασκευή των κεραιών αυτών γίνεται είτε μέσω μιας ειδικής φωτοχημικής διεργασίας ή με απευθείας χάραξη των στοιχείων ακτινοβολίας και τροφοδοσίας επάνω στο διηλεκτρικό υπόστρωμα. Για την κατασκευή τους χρησιμοποιούνται αγώγιμα υλικά, συνήθως χαλκός, και το τελικό προϊόν μπορεί να έχει οποιαδήποτε δυνατή μορφή. Συνηθισμένα σχήματα κεραιών microstrip είναι τα τετράγωνα, ορθογώνια, κυκλικά και δίπολα (λωρίδες) patch που χρησιμοποιούνται εξαιτίας της εύκολης ανάλυσης και κατασκευής τους καθώς και των ελκυστικών χαρακτηριστικών ακτινοβολίας τους. Άλλα σχήματα που έχουν μελετηθεί και κατασκευαστεί κατά καιρούς είναι ελλειψοειδείς, τριγωνικοί, κυκλικοί δακτύλιοι αλλά και τμήματα δίσκου ή δακτυλίου [Μπα05, Σχημ. 14.2, Σελ. 791].

### 3.2.3.4 Κατακόρυφα Γειωμένες Κεραίες

Η κεραία τύπου μονόπολο (monopole antenna) εφευρέθηκε το 1895 από τον πρωτοπόρο Guglielmo Marconi και καταχωρήθηκε ως ευρεσιτεχνία το 1896 [Mar97] και για το λόγο αυτό είθισται να καλείται πολλές φορές και ως κεραία Marconi. Ανήκει στην κατηγορία των κατακόρυφα γειωμένων κεραιών και αποτελείται από έναν ευθύγραμμο μεταλλικό αγωγό σχήματος ράβδου που τοποθετείται κάθετα συνήθως σε κάποιο τύπο αγώγιμης επιφάνειας, που είναι το επίπεδο γείωσης (ground plane). Το σήμα εισόδου από τον πομπό, ή αντίστοιχα για κεραιές λήψης το σήμα εξόδου στον δέκτη, εφαρμόζεται μεταξύ του κατώτερου άκρου του μονόπολου και του





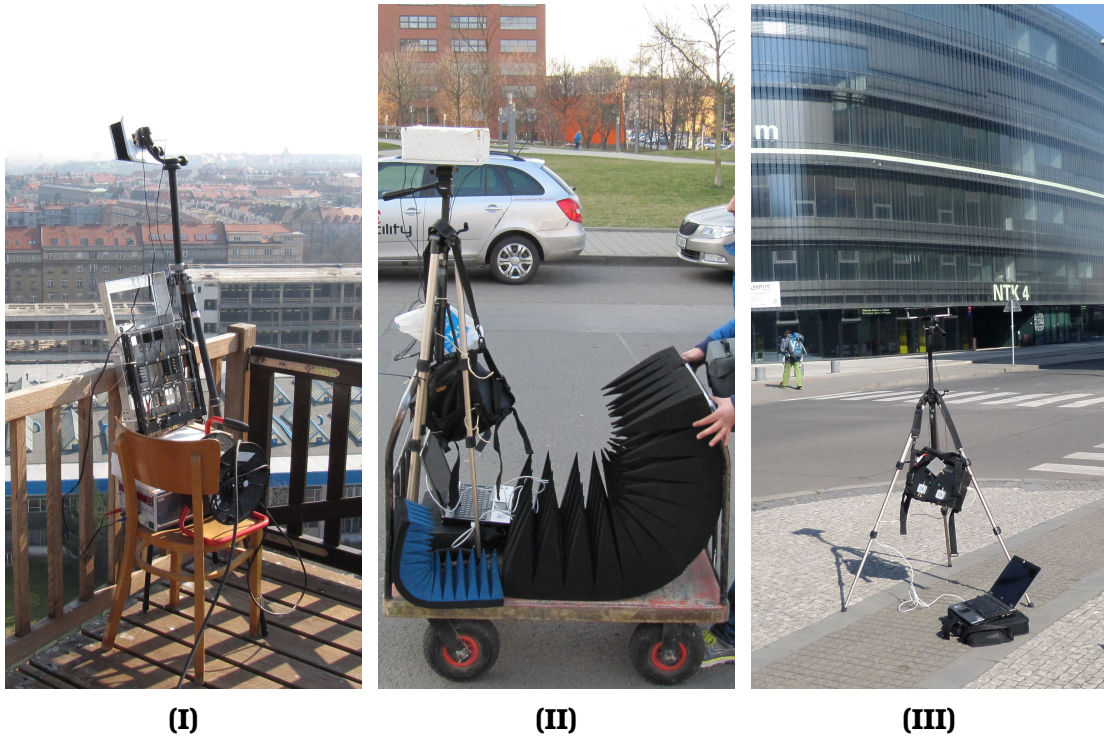
**Σχήμα 3.3:** Κεραίες Μετρητικού Συστήματος. (I) Κεραία μικροταινιακού επιθέματος patch (Επάνω Αριστερά), (II) κατακόρυφα γειωμένη κεραία μονόπολο (Επάνω Δεξιά) και (III) επίπεδες σπειροειδείς κεραίες (Κάτω Κέντρο)

επιπέδου γείωσης. Η μία πλευρά της γραμμής τροφοδοσίας της κεραίας συνδέεται στο κάτω άκρο του μονοπόλου και η άλλη πλευρά είναι προσαρτημένη στο επίπεδο της γείωσης. Το σχέδιο αυτό έρχεται σε αντίθεση με μια κεραία τύπου δίπολο που αποτελείται από δύο ταυτόσημους αγωγούς ράβδου, με το σήμα από τον πομπό να εφαρμόζεται μεταξύ των δύο ημίσεων μερών της κεραίας. Σύμφωνα βέβαια με την θεωρία των ειδώλων το σύστημα του γειωμένου «μονοπόλου», είναι ισοδύναμο με ένα δίπολο του οποίου το κάτω μισό είναι είδωλο του επάνω μισού.

Χαρακτηριστικό της κεραίας αυτής είναι το ίδιο μοτίβο διαγράμματος ακτινοβολίας πάνω από το τέλει έδαφος, όπως ένα δίπολο στον ελεύθερο χώρο με διπλάσια τάση. Επίσης, όπως και ένα δίπολο, έχει ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας (omnidirectional radiation pattern). Ωστόσο, η ακτινοβολούμενη ισχύς μεταβάλλεται με τη γωνία ανύψωσης, με την ακτινοβολία να τείνει στο μηδέν στο τελικό άκρο της κεραίας. Τέλος, εκπέμπει κατακόρυφα πολωμένα ραδιοκύματα.

### 3.2.3.5 Διάταξη των Κεραίων

Οι κεραίες που αναφέρθηκαν παραπάνω, είναι οι κεραίες 3.3(I) & 3.3(II) στον Rx και 3.3(III) στον Tx, ενώ στα σχήματα 3.4 & 3.5 φαίνονται οι διαφορετικοί τρόποι που είχαν προσαρτηθεί ανάλογα με την περίπτωση. Οι κεραίες ήταν με τέτοιον τρόπο τοποθετημένες με ασφάλεια πάνω σε τρίποδο κατά την διάρκεια των μετρήσεων, α) είτε στην οροφή της σχολής FEE του Πανεπιστημίου, σχήμα 3.4(I), β) είτε πάνω σε τρόλεϊ ενώ διεξήγαμε μετρήσεις όντας πεζοί, σχήμα 3.4(II), γ) είτε εν τέλει όταν λαμβάναμε μετρήσεις



**Σχήμα 3.4:** (I) Ο Πομπός (Tx) τοποθετημένος σε οροφή κτηρίου (Αριστερά), (II) ο Δέκτης (Rx) τοποθετημένος επάνω σε ένα τρόλεϊ (Κέντρο) και (III) στον δρόμο (Δεξιά)

όντας εν στάση μέσα ή έξω από κτίρια και ο δέκτης ήταν τοποθετημένος στο δάπεδο ή στο πεζοδρόμιο, σχήμα 3.4(III).

Στα παραπάνω, έρχεται να προστεθεί και η περίπτωση που χρησιμοποιήσαμε ένα αερόπλοιο εννιά μέτρων τηλεχειριζόμενο εξ αποστάσεως για τις μετρήσεις που κατείχε το ρόλο του ψευδο-δορυφόρου (pseudo-satellite). Το αερόπλοιο αυτό, τύπου Ζέπελιν<sup>4</sup>, μετέφερε το σύστημα του πομπού στο κάτω μέρος του, όπως επίσης και τις κεραίες, οι οποίες ήταν τοποθετημένες επάνω σε έναν μηχανισμό που μπορούσε να τις περιστρέφει κατά βούληση στον χώρο προς οιαδήποτε κατεύθυνση αυξάνοντας τους βαθμούς ελευθερίας κίνησης του συστήματος του Tx. Αυτό μας έδινε το πλεονέκτημα ότι μπορούσε να εξισορροπήσει μεταβολές<sup>5</sup> που συνέβαιναν κατά την διάρκεια της πτήσης στους άξονες πτήσης  $x$ ,  $y$ ,  $z$ , γνωστούς και ως roll, pitch και yaw αντίστοιχα, μιας και ήταν ρυθμισμένο ώστε να στοχεύει πάντα τον παρατηρητή δηλαδή στην περίπτωση μας τον δέκτη με βάση τις συντεταγμένες που του δόθηκαν.

Τέλος, κατά την διάρκεια της επεξεργασίας των δεδομένων εκ των υστέρων (data post-processing) είναι εφικτός ο συγχρονισμός τους με τα δεδομένα που καταγράφηκαν από τους αισθητήρες του αερόπλοιου (συντεταγμένες μέσω διαφορικού GPS, pitch, roll, yaw και πυξίδα) κάνοντας χρήση των ενδείξεων καταγραφής χρόνου (time stamps) κάθε μέτρησης.

<sup>4</sup>Η εταιρεία τεχνολογίας (spin-off) που το κατασκεύασε και μας το διέθεσε προς χρήση είχε συγκροτηθεί από απόφοιτους του τμήματος FEE του CTU (<http://airshipclub.com>)

<sup>5</sup>Οι μεταβολές αυτές είναι είτε ως προς το ύψος, είτε ως προς την ταχύτητα λόγω ισχυρών ή απρόβλεπτων ριπών ανέμων που ωθούσαν το αερόπλοιο σε αλλαγή της πλευσης πορείας του από την προγραμματιζόμενη





(I)



(II)

**Σχήμα 3.5:** (I) Το αερόπλοιο τύπου Ζέπελιν που χρησιμοποιήθηκε κατά την διάρκεια των μετρήσεων (Αριστερά) και (II) οι κεραιές του πομπού (Tx) τοποθετημένες στον περιστρεφόμενο μηχανισμό σκόπευσης (Δεξιά)

### 3.2.3.6 Βαθμονόμηση και Απολαβή των Κεραιών

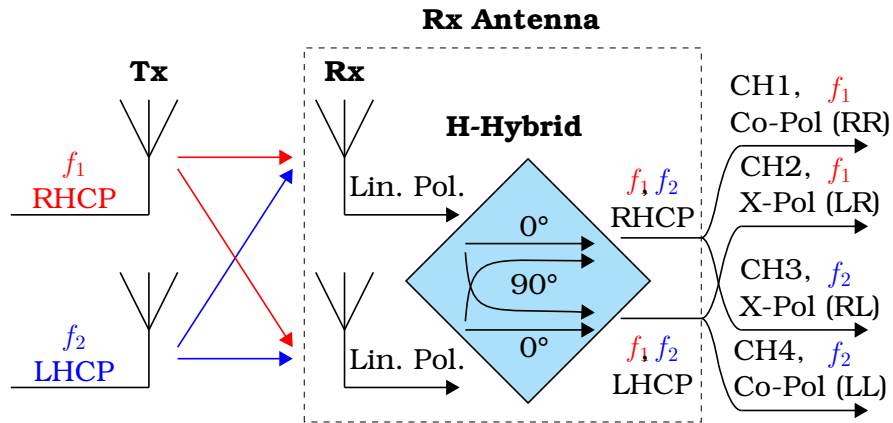
Οι κεραιές του πομπού αλλά και του δέκτη, εκτός από την χρήση των μονόπολων στα σενάρια των μετρήσεων  $2 \times 2$ , ήταν διαφορετικές στην φύση τους, στο τρόπο κατασκευής τους αλλά και στο είδος της χρήσης τους όπως αναλύθηκαν στην υποσημειωμένη 3.2.3. Παρόλα ταύτα, είχε προηγηθεί μια διαδικασία, αυτή της βαθμονόμησής τους, σε κατάλληλες εργαστηριακές συνθήκες πριν από την διεξαγωγή των μετρήσεων. Η βαθμονόμηση γίνεται για εντοπισμό τυχόν ατελειών που προέκυψαν κατά την κατασκευή τους αλλά και εξέταση της συμπεριφοράς τους σε διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας ώστε να μπορεί να γίνει οιαδήποτε απαραίτητη αντιστάθμιση σε μεταγενέστερο χρόνο. Τα στοιχεία αυτά, και ειδικότερα το μέγιστο κέρδος (3.1), χρησιμοποιήθηκε για την κατά το δυνατόν πληρέστερη αφαίρεση της επίδρασης τους από τον μετρημένο ραδιοδιάυλο.

$$G_{max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_e \quad (3.1)$$

Η αφαίρεση του κέρδους των κεραιών έγινε με βάση τις διαφορετικές γωνίες αζιμούθιου και ανύψωσης κατά τις οποίες ήταν προσανατολισμένος ο δέκτης ως προς τον πομπό ή και ο πομπός αντίστοιχα ως προς τον δέκτη. Η διαδικασία αυτή δεν πραγματοποιήθηκε σε πραγματικό χρόνο κατά την διάρκεια των μετρήσεων αλλά σε μεταγενέστερο χρόνο κατά την επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων και της κάθε μέτρησης ξεχωριστά.

### 3.2.4 Συσκευή H-Hybrid

Ο φορητός δέκτης, σε συνδυασμό με τα δυο διαφορετικά σετ κεραιών που είχαμε στην διάθεση μας, απέδωσαν με επιτυχία στις μετρήσεις διπλής πόλωσης (dual polarized) αλλά και ενός κλασσικού  $2 \times 2$  MIMO συστήματος. Ειδικότερα, μια από τις ρυθμίσεις περιλάμβανε δυο κυκλικής πολώσεως, Right- & Left-Hand Circular Polarization, RHCP & LHCP αντίστοιχα, σπειροειδείς κεραιές (spiral antennas) στον πομπό ενώ στον δέκτη

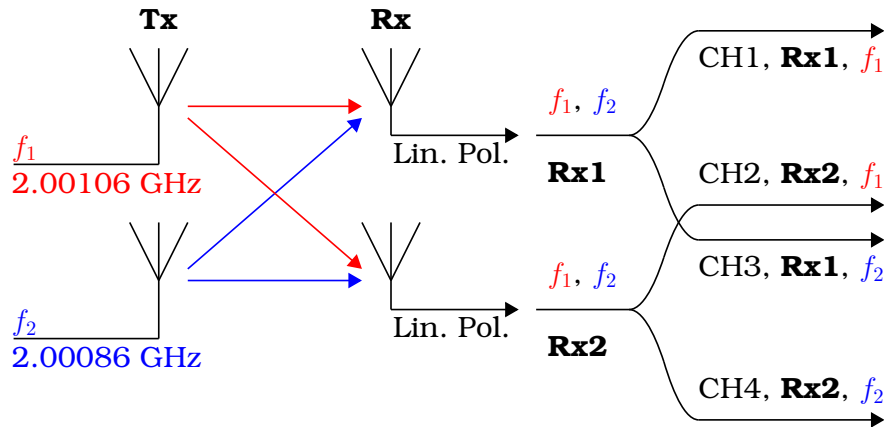


**Σχήμα 3.6:** Διάταξη μετρητικού συστήματος με χρήση του “H-Hybrid”

μια γραμμική διπλής πόλωσης μικροταινιακή κεραία (patch antenna). Αντίστοιχα, η άλλη διάταξη των κεραιών αποτελούνταν από δυο γραμμικές κεραιές μονόπολα κάθετης πόλωσης (vertical polarization) στον πομπό αλλά και στο δέκτη. Στην ρύθμιση αυτή του εξοπλισμού, πρέπει να αναφέρουμε την ύπαρξη δυο διαιρετών ισχύος και μιας ειδικής κατασκευής που ονομάζεται “H-Hybrid” ή όπως θα το αποκαλούμε από εδώ και πέρα ως τον υβριδικό συζεύκτη. Οι διαιρέτες ισχύος δεν είναι τίποτα άλλο από απλά παθητικά εξαρτήματα που διαιρούν την είσοδο του σήματος σε δυο εξόδους. Έτσι, μας δίνεται η δυνατότητα να καταγράψουμε με τον πειραματικό δέκτη για αρχή δυο ξεχωριστούς διαύλους και κάνοντας χρήση και του υβριδικού συζεύκτη, εν τέλει έχουμε στην πράξη λήψη τεσσάρων καναλιών.

Η συσκευή αυτή, το “H-Hybrid”, και ο σκοπός ύπαρξης της στο μετρητικό σύστημα παρουσιάζει ξεχωριστό ενδιαφέρον. Είναι τοποθετημένη μετά τις κεραιές (αφού τροφοδοτείται από αυτές) και πριν από τους διαιρέτες ισχύος (αφού τους τροφοδοτεί). Η σχέση που υλοποιεί, είναι να δέχεται το λαμβανόμενο σήμα από την διπλά γραμμικά πολωμένη μικροταινιακή κεραία στην είσοδό της και να περιστρέφει κάθετα τις γραμμικές ορθογώνιες συνιστώσες των σημάτων κατά  $90^\circ$  μοίρες στην φάση με τελικό στόχο την δημιουργία δεξιόστροφων (RHCP) και αριστερόστροφων (LHCP) κυκλικών σημάτων στην έξοδο προς τον δέκτη.

Για να εμβαθύνουμε λίγο περισσότερο, έχουμε εκπομπή δυο σημάτων συνεχούς κύματος (Continuous Wave ή εν συντομία CW) ενός δεξιόστροφου και ενός αριστερόστροφου κυκλικά πολωμένου σε συχνότητες  $f_1 = 2.00106$  GHz και  $f_2 = 2.00086$  GHz αντίστοιχα από τις σπειροειδείς κεραιές, με σταθερή ισχύ εξόδου 27 dBm η καθεμιά. Οι ορθογώνιες γραμμικά πολωμένες συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος λαμβάνονται από την διπλά πολωμένη patch κεραία. Εδώ επεμβαίνει ο υβριδικός συζεύκτης, που μετατοπίζει τις λαμβανόμενες ορθογώνια γραμμικά πολωμένες συνιστώσες κατά  $90^\circ$  σε φάση ώστε να αναπαράγει στις εξόδους του σήματα RHCP και LHCP έτσι ώστε οι συμπολωσικές συνιστώσες (copolarized ή εν συντομία co-pol.) αλλά και οι ορθοπολωσικές συνιστώσες (cross-polarized ή εν συντομία cross-pol. ή x-pol.) των εκπεμπόμενων κυμάτων να μπορούν να παρατηρηθούν και να διακριθούν ευκρινώς από τον τετρακάναλο πει-



**Σχήμα 3.7:** Διάταξη μετρητικού συστήματος με χρήση  $2 \times 2$  κεραιών γραμμικής πόλωσης

ραματικό δέκτη (CH1-CH4). Το σχεδιάγραμμα 3.6 απεικονίζει σχηματικά την συνολική διαδικασία και την λειτουργία του υβριδικού συζεύκτη με περισσότερη λεπτομέρεια. Επομένως, χρησιμοποιώντας την συγκεκριμένη σύνθεση του συστήματος, μας παρέχεται η δυνατότητα μετρήσεων διπλά πολωμένου διαύλου  $2 \times 2$  MIMO και ειδικότερα λήψη των παρακάτω τεσσάρων διαφορετικών σημάτων (συνιστώσων):

- ✓ RHCP μεταδιδόμενο και RHCP λαμβανόμενο σήμα (RR συνιστώσα)
- ✓ LHCP μεταδιδόμενο και RHCP λαμβανόμενο σήμα (LR συνιστώσα)
- ✓ RHCP μεταδιδόμενο και LHCP λαμβανόμενο σήμα (RL συνιστώσα)
- ✓ LHCP μεταδιδόμενο και LHCP λαμβανόμενο σήμα (LL συνιστώσα)

Ωστόσο, υπήρξαν ορισμένα σενάρια μετρήσεων κατά τα οποία εκπέμφθηκαν σήματα από δυο κεραιές μονόπολα, κάθετης γραμμικής πόλωσης, και ελήφθησαν αντίστοιχα από δυο πανομοιότυπες κεραιές κάθε μία από τις οποίες ήταν συνδεδεμένη σε έναν διαιρέτη ισχύος. Με αυτόν τον τρόπο κάθε μια από τις κεραιές λήψης έλαβε σήματα και από τις δυο κεραιές εκπομπής που εν συνεχεία αναγνωρίστηκαν λόγω των διαφορετικών συχνοτήτων  $f_1$  και  $f_2$ . Δηλαδή, το κανάλι 1 (CH1) αντιστοιχεί στο σήμα που μεταδόθηκε από την πρώτη κεραία με συχνότητα εκπομπής  $f_1 = 2.00106$  GHz και παραλήφθηκε από την πρώτη κεραία λήψης. Αντίστοιχα το κανάλι 2 (CH2) αντιστοιχεί στο σήμα που μεταδόθηκε από την πρώτη κεραία με την ίδια συχνότητα εκπομπής  $f_1$  αλλά παραλήφθηκε από την δεύτερη κεραία λήψης. Ακολούθως, για τα άλλα δυο κανάλια η σημαντικότερη αλλαγή είναι αυτή της συχνότητας  $f_2 = 2.00086$  GHz στην οποία είναι συντονισμένα, ενώ το κανάλι 3 (CH3) έχει την ίδια κεραία λήψης με αυτήν του CH1 ενώ για το CH4 η κεραία λήψης είναι η ίδια αντίστοιχα με αυτήν του CH2. Το σχήμα 3.7 απεικονίζει σχηματικά την διαδικασία αυτή με περισσότερη λεπτομέρεια.





**Σχήμα 3.8:** Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίων Δρόμου-Οροφής P1 & P2. Το κόκκινο βέλος δείχνει τη θέση και την κατεύθυνση εκπομπής του Tx πάνω στο κτίριο, ενώ ο δέκτης ακολουθεί την προδιαγεγραμμένη πορεία (πορτοκαλί διακεκομμένη γραμμή)

### 3.3 Μετρηθέντα Περιβάλλοντα Διάδοσης

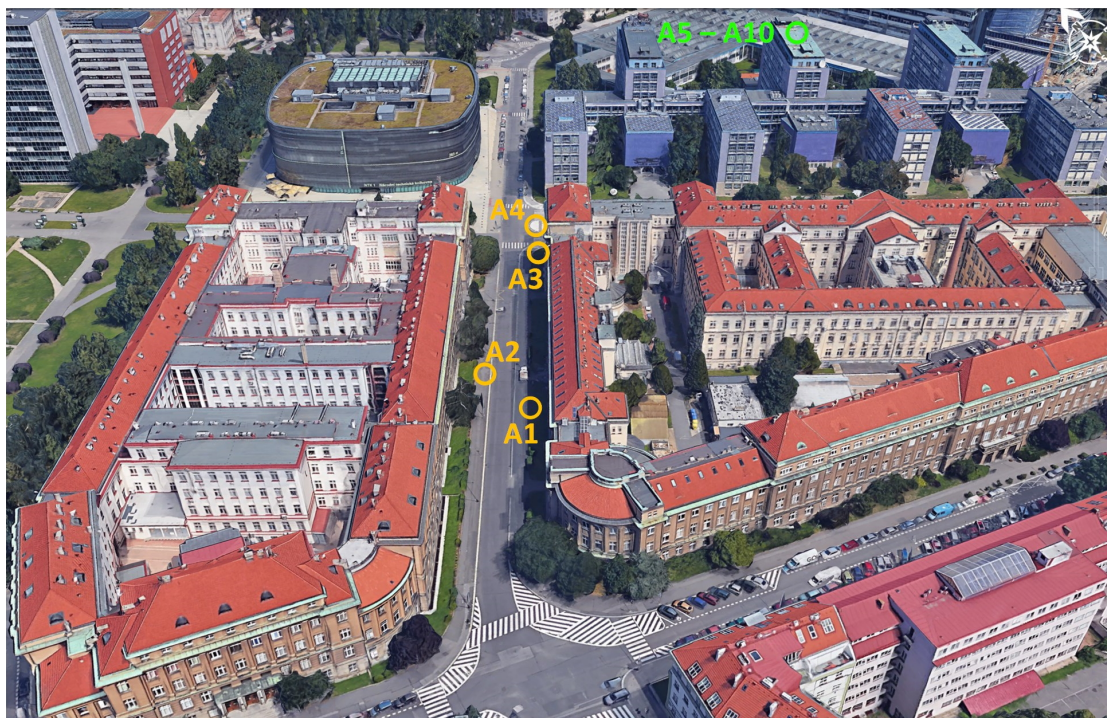
Στην πορεία γίνεται αναφορά των διαφορετικών μετρήσεων που διεξήχθησαν. Αυτές χωρίζονται σε τρεις βασικές κατηγορίες:

- ✓ Μετρήσεις εξωτερικού χώρου Δρόμου - Οροφής
- ✓ Μετρήσεις εξωτερικού χώρου Δρόμου - Αερόπλοιου
- ✓ Μετρήσεις εσωτερικού χώρου Κτηρίου - Αερόπλοιου

Οι μετρήσεις έγιναν με σκοπό την κάλυψη του κενού λόγω έλλειψης μετρήσεων στην διεθνή βιβλιογραφία υψηλών γωνιών ανύψωσης σε αστικό περιβάλλον και με διαφορετικές συνθήκες διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων ανάλογα με τον περιβάλλοντα χώρο, όπως περιγράφηκε στην εισαγωγή του κεφαλαίου. Σε κάποια σενάρια έχουμε κινούμενο δέκτη (Rx) και σταθερό πομπό (Tx), ενώ σε κάποια άλλα οι ρόλοι αυτοί αντιστρέφονται. Οι συνθήκες και τα φαινόμενα διάδοσης, πολυδιαδρομικές συνιστώσες από ανάκλαση (reflection), περίθλαση (diffraction) ή σκέδαση/διάχυση (scattering), αλλάζουν ανά σενάριο, και παρακάτω γίνεται αναφορά σε κάθε ένα σενάριο ξεχωριστά.

#### 3.3.1 Μετρήσεις Δρόμου-Οροφής

Ένα μεγάλο μέρος των μετρήσεων πραγματοποιήθηκαν με σκοπό την προσομοίωση κίνησης πεζού σε αστικό περιβάλλον, ως δέκτης, και ενός ψευδο-δορυφόρου (pseudo-satellite), ως πομπός, η θέση του οποίου μας



**Σχήμα 3.9:** Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίων α) Δρόμου-Αερόπλοιου A1-A4 και β) Κτηρίου-Αερόπλοιου A5-A10. Οι πορτοκαλί κύκλοι υποδεικνύουν τις θέσεις του δέκτη στον δρόμο, ενώ ο πράσινος κύκλος την θέση του κτηρίου εντός του οποίου τοποθετήθηκε ο Rx σε διαφορετικούς ορόφους

παρείχε χαμηλές προς μεσαίες τιμές γωνιών ανύψωσης. Αυτό το σενάριο επετεύχθη με την χρήση ενός κεραιοσυστήματος εκπομπής στην οροφή ενός ψηλού κτηρίου, σχετικά ψηλότερου από τα άλλα που γειτνιάζει, και ενός κεραιοσυστήματος λήψης ενσωματωμένο επάνω σε ένα βαρέως τύπου τρόλεϊ, μεταφοράς αντικειμένων, το οποίο κινήθηκε αργά αλλά με σταθερή ταχύτητα, της τάξης των 0,5 m/s, ακολουθώντας μια προδιαγεγραμμένη πορεία αξιοποιώντας διαφορετικές συνθήκες διάδοσης λόγω των εμποδίων που επέβαλλε το περιβάλλον. Έτσι, ήταν εφικτή η λήψη σημάτων είτε λόγω απευθείας μετάδοσης του σήματος (line of sight ή LOS) είτε λόγω διάδοσης του σήματος χωρίς οπτική επαφή (non line of sight ή NLOS) λόγω πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

Η διαδρομή που ακολουθήθηκε, διαγραμματισμένη με πορτοκαλί, ήταν από την αριστερή πλευρά του Πανεπιστημίου CTU όπως φαίνεται στο 3.8 που γειτνιάζε απέναντι με την βιβλιοθήκη<sup>6</sup> που διακρίνεται στο 3.9. Το ύψος του κτηρίου του Πανεπιστημίου, στον οποίο ήταν τοποθετημένος και ο πομπός, έφτανε τα 55 μέτρα και ήταν από τα υψηλότερα κτίρια της γύρω περιοχής. Το σημείο εκκίνησης μας, βρισκόταν σχεδόν παράλληλα με την θέση του πομπού στο έδαφος και στα δεξιά του βρισκόταν ένα μικρό κτίριο-αποθήκη και μερικά δέντρα. Τα δέντρα αυτά, όπως επίσης και τα δέντρα κατά μήκος της διαδρομής ή στο γειτονικό πάρκο την περίοδο εκείνη δεν έφεραν φύλλα.

<sup>6</sup>Το κτίριο της βιβλιοθήκης διακρίνεται στο σχήμα 3.9 στο βάθος αριστερά. Είναι το σχεδόν τετράγωνο κτίριο με τις καμπυλοειδείς γωνίες και είναι εξολοκλήρου επενδυμένο με γυάλινα πάνελ.



Στην πρώτη μέτρηση Δρόμου-Οροφής (P1), η διαδρομή που ακολουθήθηκε είναι από την αρχή της πορτοκαλί γραμμής έως το σημείο της αναστροφής, όπου εκεί βρίσκεται το εργαστήριο της σχολής των Μηχανολόγων Μηχανικών (μηχανουργείο), και εν συνεχεία ξανά προς τα πίσω μέχρι την επιστροφή μας στο σημείο εκκίνησης. Το καρότσι-τρόλεϊ κινήθηκε καθ' όλη την διάρκεια της διαδρομής πάνω στο πλακόστρωτο πεζοδρόμιο πλάτους 2.5 μέτρων ενώ στην δεύτερη διαδρομή (P2) κινηθήκαμε από το αρχικό μας σημείο πάνω στο πεζοδρόμιο μέχρι το σημείο της αναστροφής ενώ ο γυρισμός έγινε από τον δρόμο παράλληλα με το πεζοδρόμιο. Αυτό έγινε εσκεμμένα γιατί υπήρξε η υποψία εισαγωγής σφάλματος λόγω της ταλάντωσης που δημιουργείται από τους κραδασμούς κατά την κίνηση πάνω στο τραχύ πλακόστρωτο πεζοδρόμιο. Οι κραδασμοί αυτοί και οι ταλαντώσεις μπορούσαν να συνεισφέρουν στην πλευρική μετατόπιση-απόκλιση του τρίποδα, και συνεπώς και των κεραιών που βρίσκονταν στην κορυφή του.

Ο δρόμος διπλής κατεύθυνσης είχε πλάτος 8 μέτρων και παρουσίαζε καμπυλότητα σε ένα σημείο που κατόπιν οδηγούσε σε μια περιοχή που επικρατούσαν συνθήκες NLOS. Από το σημείο της εκκίνησης μέχρι και την στροφή που έκανε ο δρόμος, στην διακλάδωση των δρόμων, η απόσταση ήταν 125 μέτρα περίπου ενώ μέχρι το σημείο της αναστροφής 155-160 μέτρα. Απέναντι από την αφειρηία βρισκόταν το κτίριο της βιβλιοθήκης, μια κτιριακή κατασκευή επενδυμένη με γυάλινες επιφάνειες-πάνελ. Μπροστά από την βιβλιοθήκη υπήρχαν δυο ανοιχτοί χώροι-πάρκα γεμάτοι θάμνους και δένδρα και μετά την διακλάδωση των δρόμων ξεκινούσε ένα συγκρότημα κατοικιών, που επεκτεινόταν σε μήκος και πέρα από την απέναντι μεριά του μηχανουργείου που πραγματοποιούσαμε την αναστροφή μας για το γυρισμό. Το συγκρότημα αυτό είχε κεκλιμένες στέγες με κεραμίδια ενώ όπως και η βιβλιοθήκη, που ήταν από τα πιο άμεσα γειτονικά κτίρια που μας ενδιέφεραν, δεν υπερέβαιναν τα 25-30 μέτρα σε ύψος. Τέλος, κατά μήκος της διαδρομής υπήρχαν αυτοκίνητα παρκαρισμένα και από τις δυο μεριές του δρόμου ενώ ανά 25 μέτρα περίπου, συναντούσε κανείς μεταλλικούς πυλώνες φωτισμού.

Το σύστημα των κεραιών που χρησιμοποιήθηκε σε πομπό και δέκτη ήταν διαφορετικό για τα δυο σενάρια μέτρησης. Στο μεν σενάριο P1 ο  $T_x$  αποτελούνταν από ένα ζεύγος σπειροειδών κεραιών κυκλικά πολωμένων δεξιόστροφα και αριστερόστροφα αντίστοιχα, σαν αυτές που απεικονίζονται στο σχήμα 3.3(III). Οι κεραιές ήταν προσανατολισμένες και στραμμένες προς τον δρόμο με μια ελαφριά κλίση προς το έδαφος, περίπου  $20^\circ$ , ώστε να ακτινοβολούν την περιοχή που εκινείτο ο δέκτης και τον περιβάλλοντα χώρο. Στον  $R_x$ , χρησιμοποιήθηκε μια διπλά πολωμένη κεραία μικροταινιακού επιθέματος όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3(I). Στο δε σενάριο P2 χρησιμοποιήθηκε η ίδια διαρρύθμιση και στον  $T_x$  αλλά και στον  $R_x$  με δυο κατακόρυφα γειωμένες κεραιές τύπου μονόπολο, σαν αυτές του 3.3(II). Αυτό αποσκοπούσε στην μέτρηση ενός κλασσικού συστήματος MIMO  $2 \times 2$  για μελλοντική σύγκριση. Και στα δυο σενάρια, ο  $R_x$  ήταν προσαρτημένος επάνω σε ένα τρίποδο και κατόπιν καλά στερεωμένος στο ανθεκτικό και βαρέας χρήσης μεταφορικό τρόλεϊ του σχήματος 3.4(II) σε απόσταση 1.7 μέτρα από το έδαφος, ενώ ο  $T_x$  στην οροφή του κτηρίου. Τέλος, ενώ η συνολική καλυπτόμενη απόσταση του δέκτη κατά μήκος της διαδρομής που ακολούθησε ήταν περίπου 300-320 μ, η πραγματική απευθείας απόσταση



**Σχήμα 3.10:** Πανοραμική άποψη με το αερόπλοιο στο έδαφος έτοιμο προς πτήση

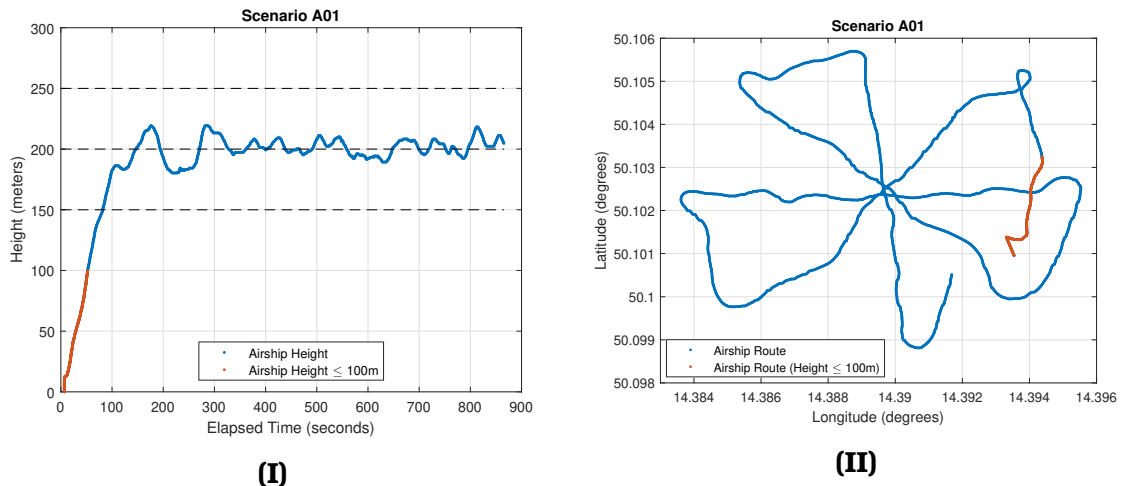
μεταξύ Tx-Rx κυμαίνονταν από 53 έως 134 μέτρα, διατηρώντας χαμηλές γωνίες ανύψωσης, μεταξύ 20° και 60°.

### 3.3.2 Μετρήσεις Δρόμου-Αερόπλοιοι

Ως συνέχεια των μετρήσεων σε αστικό περιβάλλον μεταξύ δρόμου-οροφής, σειρά είχε η διενέργεια μετρήσεων κάνοντας χρήση ενός αερόπλοιοι μήκους εννέα μέτρων γεμάτο με ήλιο. Το αερόπλοιο αυτό, τύπου Ζέπελιν, ήταν προγραμματισμένο να ακολουθεί μια συγκεκριμένη διαδρομή με κέντρο την πανεπιστημιούπολη, και ειδικότερα τον δέκτη σε οιαδήποτε θέση ήταν τοποθετημένος<sup>7</sup>, διαγράφοντας από πάνω του πολλαπλές διαδρομές σχήματος “8”. Το Ζέπελιν φαίνεται στο σχήμα 3.10, σταθμευμένο στο πάρκο που βρίσκονταν, ακριβώς πριν την έναρξη των μετρήσεων. Αυτή η θέση ήταν στην ουσία και ο χώρος προσγείωσης και απογείωσης του όπως διακρίνεται στο σχήμα 3.14 με κόκκινη κουκκίδα εντός του πάρκου, πλησίον των κτηρίων του Πανεπιστημίου από την δεξιά μεριά. Οι μετρήσεις εξωτερικού χώρου (outdoor), που λάβαμε στην διάρκεια μισής ημέρας, ήταν τηλεπικοινωνιακών σεναρίων σε αστικό περιβάλλον με αυξημένες γωνίες ανύψωσης με ακίνητο δέκτη επί του δρόμου και κινούμενου πομπού τοποθετημένου επάνω στο αερόπλοιο.

Ειδικότερα, τέσσερις διαφορετικές τοποθεσίες επιλέχθηκαν για την τοποθέτηση του δέκτη όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9 με πορτοκαλί από το A1 έως το A4. Στο A1, ο Rx ήταν τοποθετημένος σε απόσταση 13 μέτρων από τα πετρόχτιστα σκαλιά της εισόδου του κτηρίου μπροστά μας, ενώ ο τοίχος στα δεξιά μας απείχε 6.5 μέτρα. Το δε ύψος του κτηρίου ήταν περί τα 22 μέτρα και σε συνδυασμό με τα γειτονικά κτίρια που συνορεύει, σχημάτιζε μια διάταξη σαν ένα είδος τεχνητού φαραγγιού (canyon) πλάτους 25 μέτρων. Στην μέτρηση A2, ο δέκτης είχε τοποθετηθεί στην αριστερή πλευρά του δρόμου, απέναντι ακριβώς από την είσοδο του κτηρίου επί του πεζοδρομίου αντιμετωπίζοντας αντίστοιχες συνθήκες και φαινόμενα διάδοσης με το A1. Εν συνεχεία, ο Rx μετακινήθηκε προς την διασταύρωση των δρόμων, και τοποθετήθηκε στην θέση A3, στην γωνία του κτηρίου ενώ στην

<sup>7</sup> Η θέση του δέκτη άλλαξε κατά την διάρκεια αυτή των μετρήσεων Δρόμου-Αερόπλοιοι τέσσερις φορές. Η αρχική του θέση ήταν στην δεξιά πλευρά πλησίον του κτηρίου (Σενάριο A1). Κατόπιν μεταφέρθηκε λίγο παρακάτω στην αριστερή πλευρά του δρόμου πλησίον του απέναντι κτηρίου (Σενάριο A2). Εν συνεχεία, τοποθετήθηκε στο τέλος του δρόμου από την δεξιά μεριά, σε απόσταση ενός μέτρου διαγωνίως από την γωνία του κτηρίου (Σενάριο A3). Τέλος μεταφέρθηκε στο κέντρο του σταυροδρομίου που σχημάτιζαν το στενό δρομάκι των προηγούμενων σεναρίων με τον κεντρικό δρόμο που διασχίζει την Πανεπιστημιούπολη (Σενάριο A4).



**Σχήμα 3.11:** Ενδεικτικά γραφήματα από τα δεδομένα GPS του αερόπλοιου για το Σενάριο A1. (I) Ύψος & (II) Διαδρομή του Ζέπελιν κατά την πτήση

τελική μέτρηση, A4, τοποθετήθηκε στην μέση του σταυροδρομίου όπως διακρίνουμε στο σχήμα 3.9.

Η διαρρύθμιση των κεραιών ήταν ίδια για όλα τα σενάρια A1-A4, και παρέμεινε η ίδια μέχρι και το τέλος των μετρήσεων, δηλαδή τα σενάρια A5-A10, που έγιναν εντός κτηρίου όπως θα δούμε στην υποενότητα 3.3.3. Επίσης, τα κεραιοσυστήματα και του Tx αλλά και του Rx, ήταν πανομοιότυπα με το σενάριο των μετρήσεων P1. Χρησιμοποιήθηκαν δηλαδή οι δυο σπειροειδείς κεραιές στον Tx ενώ ο Rx ήταν εξοπλισμένος με την γραμμικά διπλά πολωμένη κεραία patch.

Η μεγαλύτερη και ουσιαστικότερη διαφορά βρίσκεται στον ειδικό τρόπο προσάρτησης των κεραιών του Tx στο κάτω μέρος του αερόπλοιου. Εκεί υπήρχε ένας περιστρεφόμενος μηχανισμός [Κου14b], [Κνί15b] που προεξείχε και επέτρεπε στις κεραιές να στοχεύουν πάντα τον δέκτη, καθ' όλη την διάρκεια της πτήσης ανεξαρτήτου κατεύθυνσης διαδρομής ή πλαγιομετωπικών ανέμων που μπορούσαν να κάνουν το Ζέπελιν να παρεκκλίνει έστω και για ελάχιστο χρονικό διάστημα από την προκαθορισμένη πορεία του. Να σημειωθεί πως η πορεία του αερόπλοιου ήταν προαποφασισμένη και σχεδιασμένη ώστε να ίπταται πάνω από τον Rx εκτελώντας διαδρομές σχήματος “8” και να περνάει σχεδόν ακριβώς από πάνω του, πετυχαίνοντας μέγιστες γωνίες ανύψωσης έως και 90°. Το σχέδιο πτήσης εμπεριείχε τις συντεταγμένες της τοποθεσίας του Rx που λάβαμε μέσω του δορυφορικού συστήματος GPS καθώς και κάποιων επιθυμητών θέσεων από τις οποίες έπρεπε να περάσει ο Tx. Τροφοδοτώντας όλες αυτές τις πληροφορίες στο πρόγραμμα χειρισμού και επόπτευσης του Ζέπελιν καθορίζονταν η επιθυμητή διαδρομή που θα ακολουθείτο εν τέλει. Στο σχήμα 3.11(I) διακρίνουμε την διακύμανση του ύψους του αερόπλοιου, που εκινείτο με σταθερή ταχύτητα της τάξης των 5,8 m/s καθ' όλη τη διάρκεια της μέτρησης του σεναρίου A1, ενώ στο σχήμα 3.11(II) εμφανίζεται η πορεία που ακολούθησε βάσει των συντεταγμένων, Γεωγραφικό Μήκος (Longitude) και Πλάτος (Latitude), που λάμβανε από τον αισθητήρα του GPS. Η πορτοκαλί γραμμή σηματοδοτεί την χρονική περίοδο έως ότου φτάσει τα πρώτα 100 μέτρα από το έδαφος, μιας και στο σενάριο αυτό το αερόπλοιο ήταν σταθμευμένο στο





**Σχήμα 3.12:** Περιβάλλον μέτρησης για το Σενάριο A1. Το λευκό βέλος δείχνει τη θέση και την κατεύθυνση του Tx ενώ ο ακροδέκτης δείχνει την θέση του Rx

σημείο προσγείωσης και απογείωσης όπως φαίνεται στο 3.10. Επίσης, το σχήμα 3.12 απεικονίζει το περιβάλλον μέτρησης της ευρύτερης περιοχής, με υπέρθεση της τροχιάς του Ζέπελιν βάσει των γεωγραφικών συντεταγμένων. Τέλος, η πραγματική απόσταση μεταξύ Tx-Rx κυμαινόταν από 200 έως 520 μ. επιτυγχάνοντας γωνίες ανύψωσης από 20° έως 90°.

### 3.3.3 Μετρήσεις Κτηρίου-Αερόπλοιου

Οι τελευταίες μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στα πλαίσια των μετρήσεων με αερόπλοιο ήταν μετρήσεις σε αστικό περιβάλλον μεταξύ κτηρίου-αερόπλοιου. Παρόμοια με τις μετρήσεις της υποενότητα 3.3.2, το Ζέπελιν, ήταν προγραμματισμένο να ακολουθεί μια συγκεκριμένη διαδρομή με κέντρο την πανεπιστημιούπολη, και ειδικότερα τον δέκτη, διαγράφοντας από πάνω του παρόμοιες πολλαπλές διαδρομές σχήματος “8”. Ο δέκτης για τα σενάρια A5-A10 ήταν τοποθετημένος εντός του κτηρίου που φαίνεται στα σχήματα 3.9 και 3.14 με πράσινο κύκλο. Οι μετρήσεις εσωτερικού χώρου (indoor), που λάβαμε στην διάρκεια της υπόλοιπης μισής ημέρας και που θα αναλυθούν παρακάτω, ήταν τηλεπικοινωνιακών σεναρίων σε αστικό περιβάλλον με αυξημένες γωνίες ανύψωσης με ακίνητο δέκτη εντός του κτηρίου και με κινούμενο πομπό τοποθετημένο επάνω στο αερόπλοιο.

Ειδικότερα, ο Rx είχε τοποθετηθεί 1 και 2 μέτρα μακριά από τα εξωτερικά παράθυρα, 3.13(I) & 3.13(II), και σε ύψος 1.7 μέτρα από το πάτωμα. Ελήφθησαν μετρήσεις σε τρεις διαφορετικούς ορόφους, όπως φαίνεται και στον συγκεντρωτικό πίνακα 3.2. Το ύψος του κάθε ορόφου από το έδαφος απείχε 27.2, 30.8, και 34.4 μέτρα περίπου από το έδαφος για τον 5°, 6°, και 8° όροφο αντίστοιχα. Ο Tx αντίστοιχα, κινήθηκε με σταθερή ταχύτητα 6.1 m/s, κινούμενος σε προκαθορισμένη διαδρομή πάνω από το κτίριο



(I)



(II)

**Σχήμα 3.13:** Ενδεικτική απεικόνιση δέκτη, (I) 1 και (II) 2 μέτρα μακριά από τα εξωτερικά παράθυρα, για τα σενάρια μέτρησης εντός κτηρίου

του Rx διατηρώντας το ύψος πτήσης στα 170 μέτρα περίπου πάνω από το έδαφος. Το κτήριο του πανεπιστημίου που διεξήχθησαν οι μετρήσεις, είναι ένα οκτώωρο, τυπικό κτίριο που στεγάζει γραφεία, κατασκευασμένο από οπλισμένο σκυρόδεμα ενώ τα περισσότερα παράθυρα ήταν εξοπλισμένα με περσίδες που ήταν κατεβασμένες. Τα παρακείμενα κτίρια είναι παρόμοια και έχουν περίπου το ίδιο ύψος εκτός από αυτά που βρίσκονται απέναντι από τον Rx που είναι πολύ χαμηλότερα σε ύψος, όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει στο 3.13(II). Η διάταξη του κάθε ορόφου επίσης είναι παρόμοια για κάθε σενάριο και περιλαμβάνει κυρίως γραφεία, αίθουσες διδασκαλίας και διαδρόμους. Τα μαλακά χωρίσματα του κτηρίου μεταξύ των γραφείων, είναι κατασκευασμένα από απλή γυψοσανίδα γεμάτη μονωτική ουσία. Τα σενάρια των μετρήσεων πραγματοποιήθηκαν με κάπως ανάποδη σειρά με τις μετρήσεις του 6<sup>ου</sup> ορόφου να γίνονται πρώτες, δηλαδή τα σενάρια A5 & A6, ενώ στη συνέχεια έγινε μετάβαση στον 5<sup>ο</sup> και τέλος στον 8<sup>ο</sup> όροφο για τα σενάρια A7 & A8 και A9 & A10, αντίστοιχα.

Η διαρρύθμιση των κεραιών ήταν ίδια με αυτήν που χρησιμοποιήθηκε και στα προηγούμενα σενάρια A1-A4, και παρέμεινε η ίδια μέχρι και το τέλος των μετρήσεων. Τα κεραιοσυστήματα δηλαδή και του Tx αλλά και του Rx για τα σενάρια A5-A10, έκαναν χρήση των δυο σπειροειδών κεραιών στον Tx, προσαρτημένα στον ειδικό μηχανισμό περιστροφής των κεραιών ώστε να κεντράρουν προς την κατεύθυνση του Rx, ενώ ο δέκτης ήταν εξοπλισμένος με την γραμμικά διπλά πολωμένη μικροταινιακή κεραία.





**Σχήμα 3.14:** Συγκεντρωτική απεικόνιση όλων των μετρητικών σεναρίων: α) Δρόμου-Οροφής (P1-P2), β) Δρόμου-Αερόπλοιου (A1-A4) και γ) Κτηρίου-Αερόπλοιου (A5-A10). Οι πορτοκαλί κύκλοι υποδεικνύουν τις θέσεις του δέκτη στον δρόμο, ενώ ο πράσινος κύκλος την θέση του κτηρίου εντός του οποίου τοποθετήθηκε ο Rx σε διαφορετικούς ορόφους

Κατηγορία Μετρήσεων	Σενάριο	Θέση Πομπού ( $T_x$ )	Θέση Δέκτη ( $R_x$ )	Διάταξη Κεραϊών
Δρόμου - Οροφής	P1	Σταθερός $T_x$ Οροφή Κτηρίου	Κινούμενος $R_x$ περιμετρικά του κτηρίου πλησίον του δρόμου	$T_x$ : Διπλά Πολωμένη Σπειροειδής Κεραία $R_x$ : Διπλά Πολωμένη Μικροταινιακή (Patch)
	P2	Σταθερός $T_x$ Οροφή Κτηρίου	Κινούμενος $R_x$ περιμετρικά του κτηρίου πλησίον του δρόμου	$T_x$ : 2× Γραμμικά Πολωμένα Μονόπολα $R_x$ : 2× Γραμμικά Πολωμένα Μονόπολα
Δρόμου - Αερόπλοιου	A1	Κινούμενος $T_x$ Αερόπλοιο Ζέπελιν	Πλησίον Κτηρίου Δεξιά του Δρόμου	$T_x$ : Διπλά Πολωμένη Σπειροειδής Κεραία $R_x$ : Διπλά Πολωμένη Μικροταινιακή (Patch)
	A2		Πλησίον Κτηρίου Αριστερά του Δρόμου	
	A3		Τέλος του Δρόμου Γωνία Κτηρίου	
	A4		Στην Μέση του Σταυροδρομίου	
Κτηρίου - Αερόπλοιου	A5	Κινούμενος $T_x$ Αερόπλοιο Ζέπελιν	6 <sup>ος</sup> Όροφος (1m)	$T_x$ : Διπλά Πολωμένη Σπειροειδής Κεραία $R_x$ : Διπλά Πολωμένη Μικροταινιακή (Patch)
	A6		6 <sup>ος</sup> Όροφος (2m)	
	A7		5 <sup>ος</sup> Όροφος (1m)	
	A8		5 <sup>ος</sup> Όροφος (2m)	
	A9		8 <sup>ος</sup> Όροφος (1m)	
	A10		8 <sup>ος</sup> Όροφος (2m)	

**Πίνακας 3.2:** Συγκεντρωτική κατηγοριοποίηση μετρητικών σεναρίων



# Στοχαστικός Χαρακτηρισμός & Μοντελοποίηση Ραδιοδιαύλου

\*\*\*

## 4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται λεπτομερής αναφορά στον στατιστικό χαρακτηρισμό ενός διπλά πολωμένου διαύλου πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων, που προήλθαν από μετρήσεις επίγειων κινητών δορυφορικών ζεύξεων (LMS) σε αστικό περιβάλλον. Το λαμβανόμενο σήμα μελετάται βάσει των διαλείψεων μεγάλης και μικρής κλίμακας, οι οποίες αξιολογούνται και χαρακτηρίζονται ξεχωριστά. Κατά την μελέτη των αποτελεσμάτων παρακάτω, παρατηρούμε ότι οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας μπορούν να μοντελοποιηθούν από την λογαριθμο-κανονική (Lognormal) κατανομή, ενώ οι διαλείψεις μικρής κλίμακας σε συνθήκες οπτικής επαφής (LOS) μπορούν να χαρακτηριστούν ως κανάλι Rice με ισχυρή απευθείας συνιστώσα και υψηλό συντελεστή  $K$  ( $K$ -factor). Από την άλλη πλευρά, σε περιπτώσεις που επικρατούν συνθήκες έλλειψης οπτικής επαφής (NLOS), οι διαλείψεις ακολουθούν κατανομή Nakagami ή Rice με χαμηλό συντελεστή  $K$ . Τέλος, αξιολογώντας την απόδοση του διαφορισμού (diversity), εφαρμόζοντας την τεχνική συνδυαστικής μεγίστου λόγου (maximal ratio combining), διαπιστώνεται ότι το αριστερόστροφα κυκλικά πολωμένο (LHCP) μεταδιδόμενο σήμα υπερέχει του δεξιόστροφα κυκλικά πολωμένου (RHCP), παρέχοντας κέρδη έως και 2.5 dB, ειδικά σε περιπτώσεις απουσίας απευθείας συνιστώσας. Στην περίπτωση που επικρατεί χαμηλό κέρδος διαφορισμού, η τεχνική μορφοποίησης δέσμης (beamforming technique) θα ήταν ίσως καταλληλότερη και προτιμητέα για εφαρμογή στον υπό μελέτη δίαυλο.

Συμπληρωματικά του χωρικού διαφορισμού βάσει των κεραιών, ο διαφορισμός ως προς την πόλωση, σκοπεύει να ξεπεράσει τυχόν χωρικούς περιορισμούς, ειδικά στο δορυφορικό τερματικό, κάτι που θα μπορούσε να οδηγήσει σε αυξημένη χωρική συσχέτιση. Ο διπλά πολωμένος δίαυλος MIMO θεωρείται μια πρακτική υλοποίηση, παρέχοντας αυξημένο κέρδος πολυπλεξίας [Ara11a]. Μέχρι τώρα, υπάρχουν αρκετές καμπάνιες μετρήσεων και μοντέλα καναλιών που προσπαθούν να χαρακτηρίσουν το κανάλι MIMO LMS, ωστόσο, λίγα μόνο αφορούν τα κανάλια διπλής πόλωσης [Nik17a], [Nik16], [Kin06a], [Kin07b], [Kin12], [Ebe13], [Bur14],

[Kou14b].

Για να εκτιμηθεί η αποτελεσματικότητα του διπλά πολωμένου διαύλου MIMO LMS, είναι επιτακτική η διεξαγωγή λεπτομερούς στατιστικής ανάλυσης, η οποία θα προσδιορίσει τις στατιστικές παραμέτρους πρώτης και δεύτερης τάξης και θα οδηγήσει στον χαρακτηρισμό των διαλείψεων μεγάλης και μικρής κλίμακας και στον σχολιασμό των επιπτώσεων. Οι στατιστικές παράμετροι πρώτης τάξης περιλαμβάνουν την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας και την αθροιστική συνάρτηση κατανομής, PDF και CDF (Cumulative Distribution Function) αντίστοιχα, ενώ της δεύτερης τάξης ενσωματώνουν παραμέτρους όπως η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης, ο ρυθμός τμήσεως κατωφλίου ή level crossing rate (LCR), και η μέση διάρκεια διαλείψεων ή average fade duration (AFD). Σε αυτό το πλαίσιο, είναι φανερή στην βιβλιογραφία μια προσπάθεια στατιστικού χαρακτηρισμού ενός διαύλου μονής εισόδου-πολλαπλών εξόδων (SIMO) στο [Sim13a] ενώ στις εργασίες των [Kin07b], [Kin12], [Kou14b], [Kvi15a], [Kvi15b], γίνεται εκτενέστερη αναφορά σε διαύλους MIMO LMS.

Απόρροια του λεπτομερούς χαρακτηρισμού του διπλής πολώσεως MIMO LMS διαύλου, είναι και η παροχή ενός μοντέλου που θα περιγράψει με ακρίβεια τους μηχανισμούς διάδοσης του μετρημένου διαύλου. Έως και σήμερα, υπάρχουν πολλές προσπάθειες μοντελοποίησης στην βιβλιογραφία που περιλαμβάνουν εμπειρικά, στατιστικά ή γεωμετρικά μοντέλα για μονής εισόδου-πολλαπλών εξόδων (SIMO), MIMO αλλά και διπλά πολωμένων MIMO LMS καναλιών, κυρίως στα [Kan16], [Pér97], [Kou14b], [Kin12]. Ωστόσο, τα μοντέλα μεικτών διαλείψεων (composite fading) που έχουν χρησιμοποιηθεί σε αυτές τις μελέτες, δεν παρέχουν αρκετή δικαιολόγηση από φυσική σκοπιά των μηχανισμών διάδοσης, όπως συναντάμε στο [And02b].

Για τον λόγο αυτό, επιλέχθηκε το μοντέλο των πολλαπλών σκεδάσεων (multiple scattering model) [And02b], [Sal06b] για πρώτη φορά στη μοντελοποίηση της μεικτής περιβάλλουσας διαλείψεων του καναλιού στενής ζώνης LMS. Το συγκεκριμένο μοντέλο είχε αρχικά παρουσιαστεί και εφαρμοστεί για επίγεια κανάλια επικοινωνιών και βρέθηκε ότι παρέχει εξαιρετική προσαρμογή για διαλείψεις μικρής κλίμακας [Vin15]. Στο πλαίσιο αυτό, το μοντέλο πολλαπλών σκεδάσεων τρίτης τάξης (third-order scattering model) διερευνάται αναλυτικά, ενώ οι παράμετροι του εξάγονται με βάση υλοποιημένες μετρήσεις σε συνθήκες διάδοσης LOS αλλά και NLOS [Nik17a]. Τα θεωρητικά αποτελέσματα συγκρίνονται στατιστικά με το μετρημένο δίαυλο, παρέχοντας τη φυσική αιτιολογία των μηχανισμών που διέπουν τη διάδοση του σήματος.

Σε αυτό το κεφάλαιο, ένα επίσης σημαντικό ζήτημα που εξετάζεται είναι η απόδοση διαφορισμού του διαύλου LMS. Υπάρχουν ορισμένες ερευνητικές δραστηριότητες στο πλαίσιο αυτό, όπως στο [Kvi15b] που εξετάζει σενάρια με υψηλές γωνίες ανύψωσης σε ένα περιβάλλον με βλάστηση αλλά και στα [Sim13a], [Sim13b], που αναφέρονται σε χαμηλές γωνίες ανύψωσης εντός αστικής ζώνης. Ως εκ τούτου, είναι σημαντικό να διερευνηθεί και στα δικά μας μετρημένα σενάρια η πιθανή βελτίωση που παρέχεται με χρήση τεχνικών διαφορισμού επιλέγοντας την καλύτερη τεχνική. Συνοψίζοντας τα παραπάνω, στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται ο στατιστικός χαρακτηρισμός του μετρημένου διαύλου MIMO LMS που διεξήχθη σε αστικό περιβάλλον, συμπεριλαμβάνοντας στατιστικές παραμέτρους πρώτης και δεύτερης τάξης

καθώς και εξέταση προσαρμογής του μοντέλου πολλαπλών σκεδάσεων, για δυο διαφορετικά σενάρια διάδοσης, που περιλαμβάνουν συνθήκες οπτικής (LOS) και μη-οπτικής (NLOS) επαφής [Nik16], [Nik17a], [Nik18c]. Τέλος, οι πρόσθετες συνεισφορές συνοψίζονται στα εξής:

- ✓ Παρουσιάζεται μια λεπτομερής μέθοδος για τον υπολογισμό της χωρικά τοπικής μέσης λαμβανόμενης ισχύς του σήματος που αποσκοπεί στην αποσύνθεση των διαλείψεων μεγάλης και μικρής κλίμακας του διπλά πολωμένου καναλιού MIMO LMS με σκοπό τον χαρακτηρισμό τους χωριστά.
- ✓ Εξάγονται και αξιολογούνται οι στατιστικές παράμετροι πρώτης και δεύτερης τάξης των διαλείψεων μεγάλης και μικρής κλίμακας. Τα αποτελέσματα που ελήφθησαν εξετάζουν όλους τους πιθανούς συνδυασμούς πόλωσης. Η στατιστική αυτή ανάλυση βασίζεται σε κριτήρια που εμφανίζονται για πρώτη φορά σε μελέτη ενός καναλιού LMS.
- ✓ Αξιολογείται η επίδοση τεχνικών διαφορισμού του μετρημένου διαύλου LMS εξετάζοντας δύο διαφορετικά σενάρια, και ερευνώντας τη βελτίωση του κέρδους για διαφορετική πόλωση κατά την εκπομπή.
- ✓ Εφαρμόζεται το μοντέλο πολλαπλών σκεδάσεων και αξιολογείται η απόδοση και η προσαρμογή του στη μοντελοποίηση της μεικτής περιβάλλουσας διαλείψεων του καναλιού στενής ζώνης LMS.

## 4.2 Υπολογισμός της Χωρικά Τοπικής Μέσης Λαμβανόμενης Ισχύς

Ο χαρακτηρισμός του διαύλου υπό μελέτη στον υπαίθριο χώρο (outdoor environment) βασίζεται στο φαινόμενο των διαλείψεων της λαμβανόμενης ισχύος που μπορεί να αποσυντεθεί σε δυο μέρη: τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας ή αργές διαλείψεις (large-scale fading ή slow variations) και τις διαλείψεις μικρής κλίμακας ή γρήγορες διαλείψεις (small-scale fading ή fast fading). Οι μεγάλης κλίμακας διαλείψεις περιγράφουν τη μέση συμπεριφορά του διαύλου, που προκαλείται κυρίως από εμπόδια μεγάλων αντικειμένων, δηλαδή τη σκίαση, ενώ οι μικρής κλίμακας χαρακτηρίζουν τις αλλαγές του σήματος σε μια τοπική περιοχή εντός εύρους λίγων μόνο μηκών κύματος. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας υπολογίζονται αφαιρώντας τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας και την εξαρτώμενη από την απόσταση απώλεια ισχύος από την συνολική λαμβανόμενη ισχύ του σήματος. Όταν εξετάζουμε χωρικά μεταβαλλόμενα ραδιοεπικοινωνιακά σήματα, η εκτίμηση της συνιστώσας διαλείψεων μεγάλης κλίμακας επιτυγχάνεται με τον υπολογισμό της χωρικά τοπικής μέσης λαμβανόμενης ισχύος σε μια περιοχή που αντιστοιχεί μεταξύ 10λ και 40λ [Lee93].

Το συγκεκριμένο μήκος παραθύρου,  $W$ , στο οποίο θα πρέπει να υπολογιστεί ο τοπικός μέσος όρος εξαρτάται από τον αριθμό των ανεξάρτητων δειγμάτων και τη συνάρτηση χωρικής συσχέτισης του λαμβανόμενου σήματος. Η χωρική μέση τιμή πρέπει να υπολογιστεί σωστά, επειδή μεγαλύτερο μήκος παράθυρο ενδέχεται να οδηγήσει σε εξομάλυνση των γρήγορων

διαλείψεων, ενώ ένα μικρότερο μήκος παράθυρο θα διατηρήσει τις αργές διαλείψεις. Η επιλογή επομένως του  $W$  απαιτεί συγκεκριμένη διαδικασία. Για τον υπολογισμό του  $W$ , από το οποίο θα προκύψει στην συνέχεια το μέσο λαμβανόμενο σήμα μέσω της διαδικασίας αφαίρεσης της μέσης τιμής (demeaning process) από τα δείγματα του παραθύρου  $W$ , εφαρμόστηκε η ακόλουθη διαδικασία. Αρχικά, επιλέγουμε τα πρώτα  $L$  δείγματα ισχύος για κάθε κανάλι SISO  $m, n$ , με  $m = n = 1, 2$ , ενώ το  $L$  αντιστοιχεί σε 40λ. Στη συνέχεια υπολογίζουμε τη μέση ισχύ σε αυτό το παράθυρο σύμφωνα με την σχέση

$$\bar{p}(m, n, i) = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L p(m, n, i, j) \quad (4.1)$$

όπου το  $p(m, n, i, j)$  είναι η ισχύς του  $j$ -οστού δείγματος για το  $i$ -οστό παράθυρο του συνδυασμού του διαύλου SISO ( $m, n$ ). Η μέση ισχύς, που δίνεται από την σχέση (4.1), αφαιρείται μετά από τα  $L$  δείγματα του παραθύρου αυτού

$$r_d(m, n, i, j) = \sqrt{\frac{p(m, n, i, j)}{\bar{p}(m, n, i)}} \quad (4.2)$$

όπου το  $r_d(m, n, i, j)$  είναι το κανονικοποιημένο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος του  $i$ -οστού παραθύρου, από το οποίο υπολογίζουμε την περιβάλλουσα της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης (autocorrelation function) βασισμένοι στην παρακάτω σχέση

$$\rho_{r_d}(m, n, i, \Delta j) = \frac{E \{r_d(m, n, i, j)r_d(m, n, i, j + \Delta j)\}}{\sigma_{r_d}} \quad (4.3)$$

όπου το  $\sigma_{r_d}$  είναι η τυπική απόκλιση του  $r_d(m, n, i, j = 1 : L)$  ενώ το  $E\{\cdot\}$  υποδηλώνει μέση τιμή. Επιλέγοντας ένα επίπεδο κατωφλίου ίσο με 0.5, υπολογίζουμε την απόσταση αποσυσχέτισης (decorrelation distance) για το πρώτο παράθυρο, δηλαδή, πόσα δείγματα απαιτούνται ώστε το  $\rho_{r_d}$  να λάβει τιμή μικρότερη από 0.5. Αυτή υπολογίζεται για κάθε ( $m, n$ ) SISO δίαυλο και τελικά εξάγεται η απόσταση αποσυσχέτισης  $\bar{d}(c)$ , εκφρασμένη σε δείγματα, με υπολογισμό της μέσης τιμής σε όλους τους SISO διαύλους. Υποθέτοντας 57 ανεξάρτητα δείγματα που αντιστοιχούν σε διάστημα εμπιστοσύνης 90% σύμφωνα με το [Par01] υπολογίζουμε  $W_i = 57 \times \bar{d}(c)$  όπου  $W_i$  είναι το  $i$ -στό παράθυρο, εκφρασμένο σε δείγματα, στα οποία θα πραγματοποιηθεί η μεσοτίμηση του σήματος. Αυτά τα βήματα επαναλαμβάνονται από την αρχή μέχρις ότου υποστεί επεξεργασία το σύνολο των μετρημένων δειγμάτων, παρόλο που το επόμενο βήμα επεξεργασίας θα ξεκινήσει από το δείγμα  $W_i + 1$  χρησιμοποιώντας το ίδιο παράθυρο μήκους  $L$ . Αυτή η διαδικασία έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία διαφορετικών παραθύρων  $W_i$  μεταβλητού μήκους για τη διαδικασία της μεσοτίμησης. Ειδικότερα, λαμβάνουμε 102 παράθυρα για το σενάριο P1 και 812 παράθυρα για το σενάριο A1, αντίστοιχα. Τέλος κατά την διαδικασία αφαίρεσης της μέσης τιμής υπολογίζεται η μέση τιμή του παραθύρου  $\bar{W}$  από το σύνολο των μεταβλητών παραθύρων και στα δυο σενάρια σύμφωνα με την σχέση

$$\bar{W} = \sum_{i=1}^K W_i \quad (4.4)$$



όπου το  $K$  είναι ο συνολικός αριθμός των παραθύρων, 102 και 812 για τα σενάρια P1 και A1 αντίστοιχα. Εφαρμόζοντας τώρα την σχέση (4.4), υπολογίζουμε ένα μέσο συνολικό παράθυρο που ισοδυναμεί με 20λ για το P1, και 40λ για το A1, αντίστοιχα. Το μέσο λαμβανόμενο σήμα, που εκφράζεται συνήθως και ως διαλείψεις μεγάλης κλίμακας ή αργές διαλείψεις, προκύπτει εφαρμόζοντας το ολισθαίνον παράθυρο (sliding window)  $\bar{W}$  στα δείγματα πλάτους και στα δυο σενάρια βασισμένοι στην σχέση

$$r_{SF}(m, n, j) = \frac{\sum_{k=0}^{\bar{W}-1} r_d(m, n, j+k)}{\bar{W}}, \quad j = 1, \dots, (N - \bar{W} + 1) \quad (4.5)$$

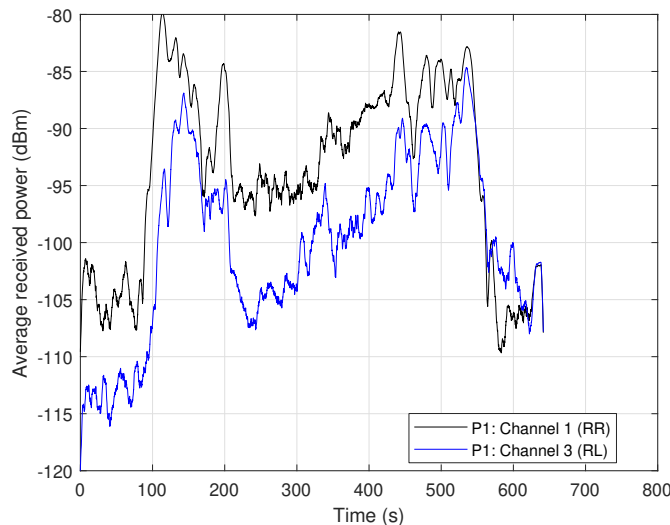
όπου το  $r_d(m, n, j+k)$  είναι το λαμβανόμενο πλάτος σήματος του  $j$ -οστού δείγματος του SISO διαύλου ( $m, n$ ),  $N$  ο συνολικός αριθμός των δειγμάτων, και  $\bar{W}$  το ολισθαίνον παράθυρο των 20λ και των 40λ για τα σενάρια P1 και A1. Εν συνεχεία, το σήμα που προκύπτει με αφαίρεση της μέσης τιμής (demeaned signal), γνωστό και ως διαλείψεις μικρής κλίμακας ή γρήγορες διαλείψεις, υπολογίζεται από την σχέση

$$r_{FF}(m, n, l) = \frac{r_d(m, n, l)}{r_{SF}(m, n, l)}, \quad l = 1, \dots, N \quad (4.6)$$

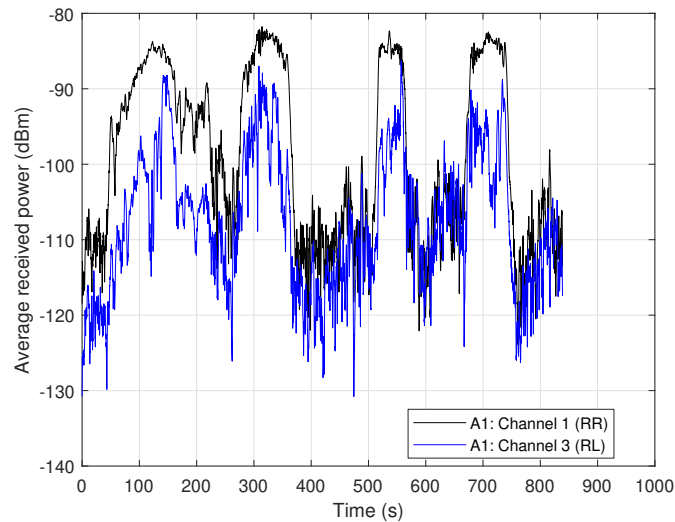
όπου το  $r_{SF}(m, n, l)$  είναι το μέσο λαμβανόμενο σήμα του  $l$ -οστού δείγματος του SISO διαύλου ( $m, n$ ) που υπολογίστηκε βάσει της (4.5).

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (4.5), εξάγουμε το μέσο λαμβανόμενο σήμα για κάθε ένα από τα σενάρια, που απεικονίζεται στα σχήματα 4.1(I) & 4.1(II). Στην συνέχεια, εφαρμόζοντας την σχέση (4.6) καταλήγουμε στο σήμα από το οποίο έχει γίνει η αφαίρεση των αργών διαλείψεων (demeaned signal). Αυτό φαίνεται στο σχήμα 4.2, που απεικονίζει τις γρήγορες διαλείψεις του σήματος για κάθε ένα σενάριο, ενδεικτικά για τους συνδυασμούς πόλωσης RR και RL.

Από το σχήμα 4.2, παρατηρούμε ριπές διαλείψεων που έχουν μέγεθος 40 dB ή και περισσότερο, κάτω από τη μέση τιμή (0 dB). Αυτές οι εκρήξεις

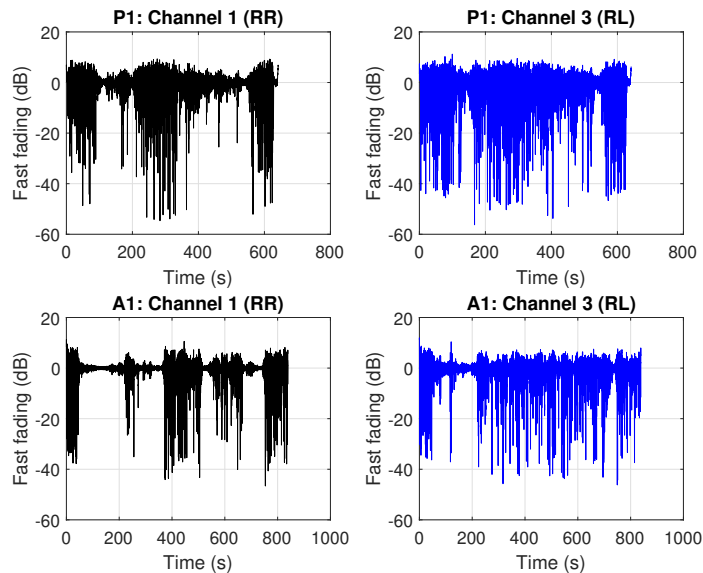


(I)



(II)

**Σχήμα 4.1:** Λαμβανόμενη μέση ισχύς συναρτήσεως του χρόνου ενδεικτικά για τους συνδυασμούς πόλωσης RR & RL. (I) Σενάριο P1 & (II) Σενάριο A1



**Σχήμα 4.2:** Διαλείψεις μικρής κλίμακας συναρτήσεως του χρόνου ενδεικτικά για τους συνδυασμούς πόλωσης RR & RL των P1 (επάνω) & A1 (κάτω)

(bursts) είναι περισσότερο διακριτές στο σενάριο A1 και συμπίπτουν με τις συνθήκες διάδοσης που συναντάμε, ενώ μικρότερη εξασθένιση εμφανίζεται στις περιοχές LOS της μετρημένης τροχιάς. Οι περιοχές LOS και NLOS των μετρημένων διαδρομών είναι σαφώς ορατές από τις διαφορές στο μέγεθος των διαλείψεων. Αυτό γίνεται περισσότερο εμφανές στο σενάριο A1 όπου υπάρχει ξεκάθαρη διάκριση μεταξύ των περιοχών LOS και NLOS, ειδικά στην συμπολωσική λήψη (co-polar reception), όπου οι περίοδοι ασθενών διαλείψεων συμπίπτουν με την περίοδο που το αεροσκάφος περνά πάνω από τον Rx και υπάρχει ξεκάθαρο LOS. Τέλος, διακρίνεται ότι πιο συχνές βαθιές περίοδοι διαλείψεων (deep fades) συμβαίνουν στην ορθοπολωσική λήψη (cross-polar reception) όπως για παράδειγμα στην περίπτωση (RL) του σχήματος 4.2.

Αναφορικά τώρα με την απόσταση αποσυσχέτισης (decorrelation distance),  $S_c$ , η μέση τιμή της για όλα τα SISO κανάλια, βρέθηκε ίση με 0.35λ (ή 5 cm) για το σενάριο P1 και 0.70λ (ή 11 cm) για το σενάριο A1, αντίστοιχα. Αυτές οι τιμές αναπαριστούν την χωρική συνοχή (spatial coherence) του μετρημένου διαύλου. Ο χρόνος συνοχής (coherence time),  $T_{Coh}$ , μπορεί έπειτα να υπολογιστεί με βάση τον μετασχηματισμό χώρου-χρόνου  $f_m \Delta t = \Delta x / \lambda$ , στον οποίο το  $f_m$  είναι η μέγιστη μετατόπιση Doppler (Doppler shift) [Stü00]. Η προαναφερθείσα σχέση είναι έγκυρη επειδή η ταχύτητα του κινητού δέκτη, ή του κινητού πομπού στο σενάριο A1, είναι σχετικά σταθερή κατά μήκος των μετρημένων τροχιών και επιπλέον το τοπικό περιβάλλον παραμένει αρκετά στατικό. Επομένως, το μέσο χρονικό διάστημα μετά το οποίο ο συσχετισμός πέφτει κάτω από 0.5, που ονομάζεται επίσης χρόνος συνοχής, δεν είναι μεγαλύτερος από 105 ms για το σενάριο P1 και 18 ms για το σενάριο A1, λαμβάνοντας υπόψη όλες τις πλώσεις. Είναι προφανές ότι το μετρημένο κανάλι στο σενάριο A1 γίνεται μη στατικό νωρίτερα από ότι στο P1. Οι χρόνοι συνοχής που προκύπτουν είναι 0.35 και 0.7 φορές του λόγου μεταξύ του μήκους κύματος και της ταχύτητας του κινητού τερματικού ( $1/f_m$ ), σχετικά με τα σενάρια P1 και A1, αντίστοιχα. Για τις προβλεπόμενες υπάρχουσες ή και μελλοντικές υψηλού ρυθμού δεδομένων εφαρμογές, ο χρόνος συνοχής που υπολογίστηκε είναι αρκετά υψηλός σε σύγκριση με τη διάρκεια ενός συμβόλου. Έτσι, το μετρημένο κανάλι παρουσιάζει χαρακτηριστικά αργών διαλείψεων.

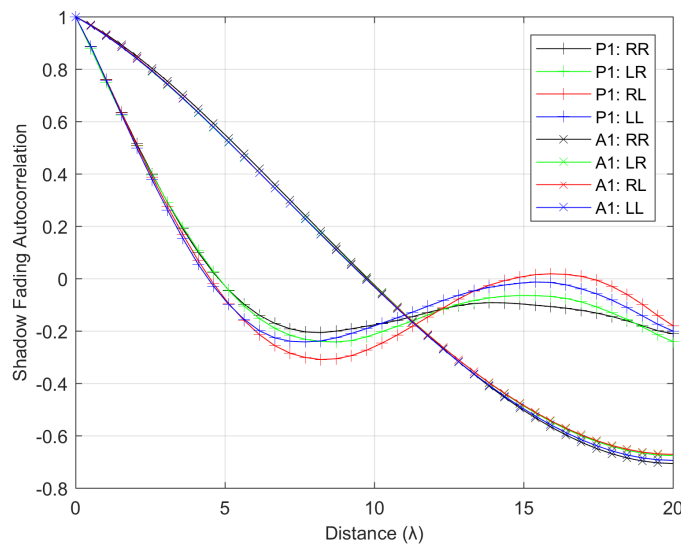
### 4.3 Χαρακτηρισμός Διαλείψεων Μεγάλης Κλίμακας

Εφαρμόζοντας τη μέθοδο που περιγράφεται στο [He15] βρήκαμε την απόσταση αποσυσχέτισης των διαλείψεων σκίασης η οποία θεωρείται ως η ισοδύναμη έκταση μιας οιονεί στατικής περιοχής (quasi-stationarity region). Λαμβάνοντας υπόψη τη μέση τιμή και από τα τέσσερα μετρημένα κανάλια SISO, η απόσταση αποσυσχέτισης βρέθηκε 2.7λ ή 41 cm για το σενάριο P1 και για τιμή κατωφλίου συσχέτισης 0.5. Κατά αντιστοιχία, η απόσταση αποσυσχέτισης για το σενάριο A1 ήταν 5.4λ ή 80 cm. Αυτές οι οιονεί στατικές περιοχές είναι 8.2 και 7.3 φορές μεγαλύτερες από την περιοχή συνοχής του διαύλου, σχετικά με τα P1 και A1, αντίστοιχα. Το σχήμα 4.3 παρουσιάζει την αυτοσυσχέτιση των διαλείψεων σκίασης, υπολογισμένη βάσει της ισχύος, για όλους τους συνδυασμούς πόλωσης και σεναρίων. Παρατηρούμε ότι η περιοχή οιονεί στατικότητας του καναλιού δεν εξαρτάται από την πόλωση, επειδή οι διαφορές είναι αμελητέες, ειδικά στο σενάριο A1. Από την άλλη πλευρά, η περιοχή οιονεί στατικότητας στο σενάριο A1 είναι διπλάσια από εκείνη του P1, κάτι το οποίο μπορεί να αποδοθεί στο ταχέως μεταβαλλόμενο περιβάλλον σκέδασης μεταξύ Tx και Rx, δεδομένης της εκτεταμένης περιοχής που καλύπτει το αερόπλοιο μέσω της τροχιάς που ακολουθεί, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12.

Επιπλέον, από τη στατιστική ανάλυση πρώτης τάξης, οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας βρέθηκε ότι έχουν άριστη προσαρμογή με την στατιστική κατανομή Lognormal με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση  $\sigma$ . Τα

Elevation [ ° ]	P1		A1	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS
20	0.3	1.0	2.1	4.2
30	2.0	1.3	4.0	6.1
40	1.1	3.7	2.1	6.3
50	2.8	5.8	3.5	6.7
60	3.3	4.0	3.7	3.9
70	-	-	6.9	-
80	-	-	5.7	-
90	-	-	0.7	-

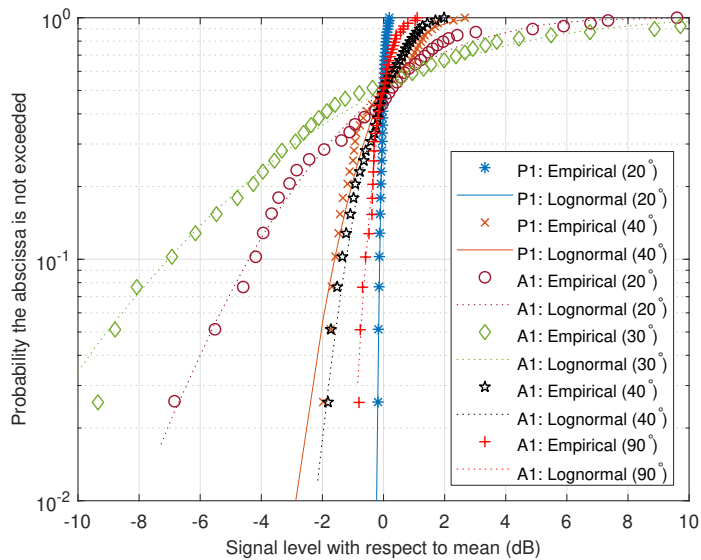
**Πίνακας 4.1:** Η παράμετρος  $\sigma$  (dB) της Lognormal, με μηδενική μέση τιμή, των αργών διαλείψεων συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης των P1 & A1



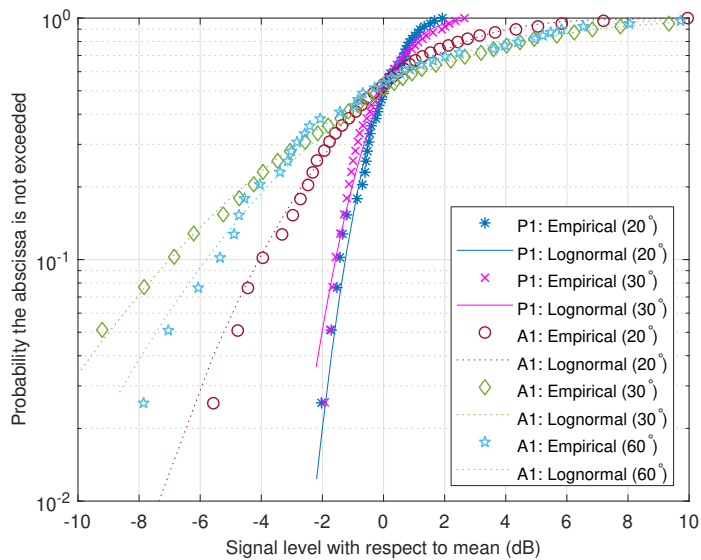
**Σχήμα 4.3:** Ιδιότητες συσχέτισης διαλείψεων σκίασης του καναλιού, σχετικά με όλες τις πιθανές πολώσεις των μετρημένων σεναρίων

αριθμητικά αποτελέσματα παρατίθενται στον πίνακα 4.1 όπου δίνεται η τυπική απόκλιση της κατανομής Lognormal για διάφορες γωνίες ανύψωσης, σε συνθήκες LOS και NLOS, και για τα δύο σενάρια. Οι υπολογισμένες τιμές είναι μεσοτιμημένες αναφορικά με το πλήθος των τεσσάρων δυνατών συνδυασμών πόλωσης. Είναι προφανές ότι το σενάριο A1 παρουσιάζει υψηλότερες τιμές  $\sigma$ , κατά μέσο όρο, σε σύγκριση με το P1, ειδικά σε γωνίες χαμηλής ανύψωσης. Σε περιοχές NLOS τώρα, η απόκλιση είναι υψηλότερη και στα δύο σενάρια. Παρατηρείται επίσης ότι το  $\sigma$  τείνει να αυξάνει με αύξηση της γωνίας ανύψωσης. Η χαμηλή τυπική απόκλιση στις 90°, στην περίπτωση του A1 σε LOS οφείλεται στο μικρότερο αριθμό δειγμάτων που μετρήθηκαν υπό την συγκεκριμένη γωνία. Ο έλεγχος της βέλτιστης προσαρμογής εκτιμάται σύμφωνα με το κριτήριο απόκλισης Kullback-Leibler (Kullback-Leibler divergence) [Kul51] ενώ η απόσταση μεταξύ δυο PDF δίνεται στο [Sin07]

$$d_{KL} = \frac{1}{2} \left( \sum_i p_i \log \left( \frac{p_i}{q_i} \right) + \sum_i q_i \log \left( \frac{q_i}{p_i} \right) \right), \quad (4.7)$$



(I)



(II)

**Σχήμα 4.4:** Σύγκριση CDF κατανομών μεταξύ των μετρημένων διαλείψεων σκίασης και της κατανομής Lognormal για επιλεγμένες γωνίες ανύψωσης, για ένα συνδυασμό πόλωσης. (I) κατάσταση LOS, & (II) κατάσταση NLOS

όπου  $p_i$  είναι η θεωρητική και  $q_i$  η μετρημένη εμπειρική (empirical) PDF, αντίστοιχα. Η θεωρητική εκείνη κατανομή η οποία επιτυγχάνει καλύτερη προσαρμογή στα μετρημένα δεδομένα είναι εκείνη η οποία ελαχιστοποιεί την απόσταση  $d_{KL}$ . Ένα παράδειγμα μεταξύ των CDFs των μετρημένων (εμπειρικών) διαλείψεων σκίασης και της κατανομής Lognormal δίνεται στα σχήματα 4.4(I) & 4.4(II), όπου ενδεικτικά επιλέγονται διαφορετικές γωνίες ανύψωσης για συνθήκες LOS και NLOS αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα υποδεικνύουν την πολύ καλή προσαρμογή της κατανομής Lognormal για το σύνολο των γωνιών που εξετάζονται. Οποιαδήποτε απόκλιση που παρατηρείται στο σχήμα 4.4, μεταξύ της εμπειρικής και της θεωρητικής κατανομής, είναι μικρή και για πολύ χαμηλές τιμές πιθανότητας.

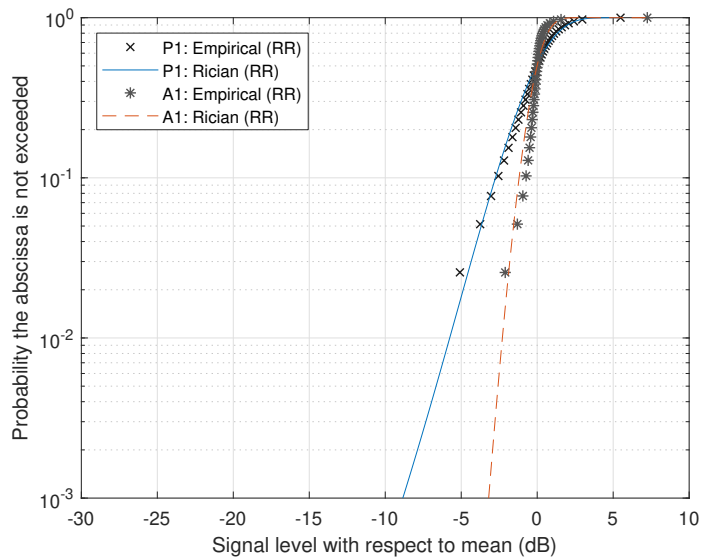
Scenario	Polarization	Distribution	
		LOS	NLOS
P1	RR	Rician ( $K = 10.3$ dB)	Nakagami ( $m = 1.3, \Omega=1.2$ )
	LR	Rician ( $K = 6.9$ dB)	Nakagami ( $m = 1.2, \Omega=1.2$ )
	RL	Rician ( $K = 5.2$ dB)	Nakagami ( $m = 1.1, \Omega=1.2$ )
	LL	Rician ( $K = 10.1$ dB)	Nakagami ( $m = 1.3, \Omega=1.2$ )
A1	RR	Rician ( $K = 17.0$ dB)	Rician ( $K = 4.1$ dB)
	LR	Rician ( $K = 8.0$ dB)	Rician ( $K = 3.5$ dB)
	RL	Rician ( $K = 8.0$ dB)	Rician ( $K = 3.2$ dB)
	LL	Rician ( $K = 16.3$ dB)	Rician ( $K = 4.2$ dB)

**Πίνακας 4.2:** Στατιστικά στοιχεία πρώτης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας

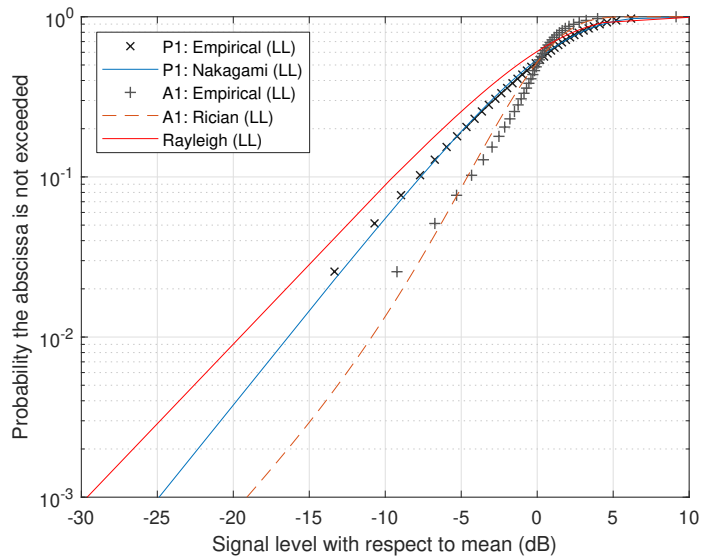
## 4.4 Χαρακτηρισμός Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας

Για να καταφέρουμε να εξάγουμε τις διαλείψεις μικρής κλίμακας, η μέση ισχύς ή διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, πρέπει να αφαιρεθεί από τη συνολική λαμβανόμενη ισχύ χρησιμοποιώντας την σχέση (4.6). Διαχωρίζοντας τώρα τα δεδομένα σε τμήματα LOS και NLOS, υπολογίσαμε εκ νέου τα στατιστικά στοιχεία πρώτης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας ενώ έγινε διερεύνηση βέλτιστης προσαρμογής εναλλακτικών θεωρητικών κατανομών, όπως οι Rician, Rayleigh, Nakagami και Gamma. Η διαδικασία εκτίμησης της βέλτιστης κατανομής έγινε και πάλι σύμφωνα με το κριτήριο απόκλισης Kullback-Leibler κάνοντας χρήση της (4.7). Από τη στατιστική ανάλυση, εξάγεται το συμπέρασμα ότι τα στατιστικά διαλείψεων μικρής κλίμακας στις περιοχές των μετρημένων τροχιών που επικρατούσαν συνθήκες LOS η κατανομή που προσαρμόζει καλύτερα είναι η Rician, και για τα δύο σενάρια. Ο συντελεστής  $K$  της θεωρητικής κατανομής Rician, ο οποίος ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος της απευθείας ή της κύριας συνιστώσας προς της ισχύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, εκτιμήθηκε από τα πειραματικά δεδομένα και βρέθηκε μεταξύ 5.2 & 10.3 dB και μεταξύ 8.0 και 17.0 dB, λαμβάνοντας υπόψη τα σενάρια P1 και A1, αντίστοιχα, που υποδηλώνουν την ύπαρξη μιας ισχυρής απευθείας ή κύριας συνιστώσας. Το τελευταίο σενάριο παρουσιάζει υψηλότερες τιμές του συντελεστή  $K$  επειδή υπάρχει μια ξεκάθαρη και ισχυρή απευθείας συνιστώσα LOS μεταξύ Tx και Rx. Από τα παραγόμενα αποτελέσματα, ο συντελεστής  $K$  μειώνεται στη ορθοπολωσική λήψη (LR και RL), στο σενάριο P1, όπου η αποπόλωση (depolarization) μειώνει την απευθείας συνιστώσα και αυξάνει την ισχύ των σκεδαζόμενων σημάτων. Αυτό είναι επίσης εμφανές στο σχήμα 4.2, όπου η συχνότητα των διαλείψεων αυξάνει σημαντικά στον συνδυασμό πόλωσης RL, ακόμη και στις περιοχές LOS των μετρημένων διαδρομών. Αυτή η τάση παρατηρείται και στο σενάριο A1.

Συνεπώς, στις περιοχές NLOS του σεναρίου P1, τα στατιστικά των διαλείψεων των μετρημένων διαύλων παρουσιάζουν καλύτερη προσαρμογή στην κατανομή Nakagami. Ωστόσο, στο σενάριο A1, το μοντέλο Rician με χα-



(I)



(II)

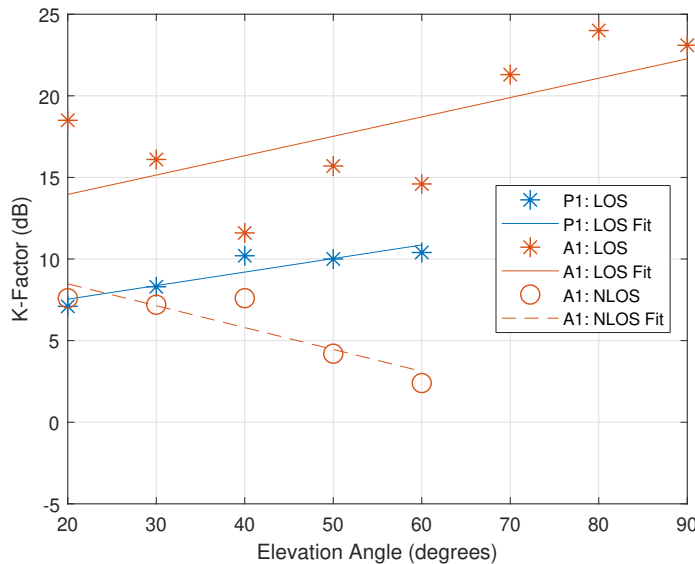
**Σχήμα 4.5:** Ενδεικτική σύγκριση συναρτήσεων αθροιστικής κατανομής μεταξύ των μετρημένων γρήγορων διαλείψεων και των θεωρητικών κατανομών για συνθήκες (I) LOS και (II) NLOS

μηλές τιμές συντελεστή  $K$  προσφέρει καλύτερη απόδοση προσαρμογής. Ο παράγοντας  $K$  κυμαίνεται μεταξύ 3.2 και 4.2 dB, με χαμηλότερα επίπεδα στους ορθοπολωσικούς συνδυασμούς. Το σχήμα 4.5 παρουσιάζει μια ενδεικτική σύγκριση καμπυλών CDF των μετρούμενων διαύλων που διακρίνονται για την βέλτιστη προσαρμογή με τις θεωρητικές κατανομές. Ο συνδυασμός πόλωσης RR απεικονίζεται για περιοχές με LOS, ενώ ο LL εμφανίζεται για περιοχές NLOS, αντίστοιχα. Παρόμοια αποτελέσματα προκύπτουν για όλους τους συνδυασμούς πόλωσης και για τα δύο σενάρια. Στον πίνακα 4.2 παρατίθενται όλα τα αποτελέσματα και οι αριθμητικές παράμετροι των στατιστικών στοιχείων πρώτης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας.

Εν συνεχεία, εξετάζεται ο συντελεστής  $K$  της κατανομής Rice και οι με-

ταβολές που παρουσιάζει ως συνάρτηση των γωνιών ανύψωσης που λαμβάνονται σε περιοχές με LOS και NLOS και για τα δύο σενάρια. Το σχήμα 4.6 δείχνει αυτή τη διακύμανση για γωνίες μεταξύ 20° και 90° ενώ τα αριθμητικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στον πίνακα 4.3. Οι τιμές που αναφέρονται έχουν προκύψει από μεσοτίμηση των τεσσάρων συνδυασμών πόλωσης. Αξίζει να σημειωθεί η ισχυρή τιμή του συντελεστή K στο σενάριο A1 NLOS και για χαμηλές γωνίες ανύψωσης, κάτω από 40°, που θα μπορούσε να εξηγηθεί από την ύπαρξη μιας ισχυρής συνιστώσας προϊόν περίθλασης από τις στέγες των γειτονικών κτιρίων.

Εφαρμόζοντας γραμμική παλινδρόμηση (linear regression) στις τιμές που υπολογίσθηκαν, παρατηρούμε ότι στις περιπτώσεις LOS, ο παράγοντας K αυξάνει γραμμικά με την γωνία ανύψωσης σύμφωνα με την έκφραση  $\alpha + \beta\theta$ , όπου  $\theta$  είναι η γωνία ανύψωσης και  $\alpha, \beta$  είναι οι γραμμικές παράμετροι που εμφανίζονται στον πίνακα 4.3. Από την άλλη πλευρά, σε



**Σχήμα 4.6:** Συντελεστής Rician K συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για τα μετρημένα σενάρια και για συνθήκες LOS & NLOS

Elevation [ ° ]	P1		A1	
	LOS	LOS	NLOS	NLOS
20	7.1	18.5	7.6	
30	8.3	16.1	7.2	
40	10.2	11.6	7.6	
50	10.0	15.7	4.2	
60	10.4	14.6	2.4	
70	-	21.3	-	
80	-	24.0	-	
90	-	23.1	-	
$\alpha$	5.9	12	11	
$\beta$	0.083	0.12	-0.13	

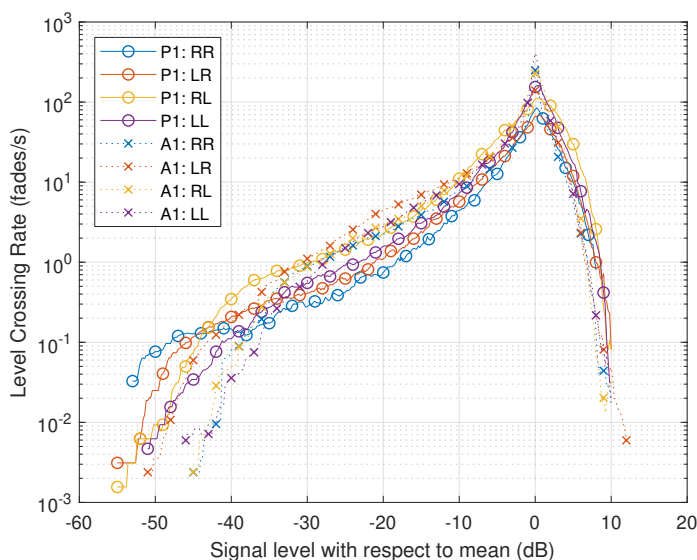
**Πίνακας 4.3:** Μέσος συντελεστής K εκφρασμένος σε dB συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για τα σενάρια P1 & A1



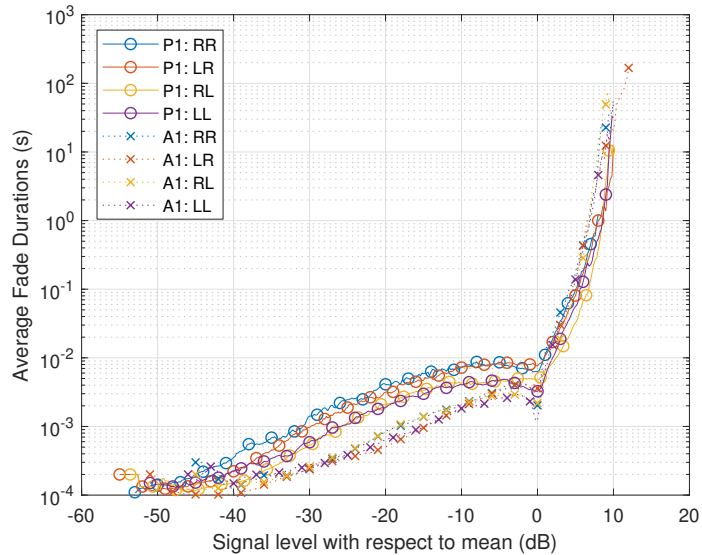
περιπτώσεις NLOS, ο συντελεστής  $K$  μειώνεται ελαφρά στο σενάριο A1. Είναι επίσης εμφανές στο σενάριο A1 με LOS, ο συντελεστής  $K$  αυξάνει γρηγορότερα σε σχέση με την γωνία ανύψωσης. Η αυξημένη απόκλιση τώρα που παρατηρείται στη γραμμική προσαρμογή του σεναρίου A1 LOS μπορεί να αποδοθεί στο περιβάλλον διάδοσης, επειδή το Ζέπελιν πετά πάνω από διαφορετικές περιοχές γύρω από το Rx με μεταβλητές αποστάσεις, γεγονός που επηρεάζει τις συνθήκες διάδοσης μεταβάλλοντας με την σειρά του απόκλιση των τιμών του συντελεστή  $K$ .

Δύο ακόμη σημαντικές στατιστικές παράμετροι που σχετίζονται με τις διαλείψεις της περιβάλλουσας (envelope fading) είναι ο ρυθμός τμήσεως κατώφλιου, level crossing rate (LCR), και η μέση διάρκεια διαλείψεων, average fade duration (AFD). Η πρώτη παράμετρος ορίζεται ως ο ρυθμός με τον οποίο η περιβάλλουσα διασχίζει ένα καθορισμένο κατώφλι με θετική κλίση, ενώ η δεύτερη είναι η μέση χρονική περίοδος των διαλείψεων κάτω από εκείνο το καθορισμένο όριο [Par01]. Αυτές οι ποσότητες είναι στατιστικά στοιχεία δεύτερης τάξης, επειδή δεν επηρεάζονται μόνο από το περιβάλλον σκέδασης αλλά και από την ταχύτητα του κινητού τερματικού [Stü00]. Τα LCR και AFD έχουν υπολογιστεί για όλα τα μετρημένα κανάλια και παρουσιάζονται στα σχήματα 4.7 (I) και (II), αντίστοιχα.

Συγκρίνοντας τα P1 και A1, το LCR είναι σημαντικά υψηλότερο στο δεύτερο σενάριο, σχεδόν διπλάσιο κατά μέσο όρο στο μέγιστο σημείο των καμπυλών, και αυτό ισχύει για όλα τα σχήματα πόλωσης. Αντίθετη συμπεριφορά παρατηρείται στο AFD, όπου το P1 παρουσιάζει κατά μέσο όρο, υψηλότερες χρονικές περιόδους για επίπεδα σήματος κάτω από 0 dB. Αυτά τα αποτελέσματα ήταν βέβαια αναμενόμενα επειδή εξαρτώνται από την ταχύτητα του κινητού τερματικού, η οποία είναι πολύ υψηλότερη στο σενάριο A1 έναντι του P1. Είναι επίσης ενδιαφέρον να επισημάνουμε τη σαφή διεύρυνση των καμπυλών LCR στους συνδυασμούς πόλωσης RL και LL, σε σύγκριση με τους RR και LR, ειδικά στο σενάριο P1. Αυτή η τάση όμως παρατηρείται επίσης και στο σενάριο A1. Το αποτέλεσμα αυτό είναι αναμενόμενο επίσης επειδή η λήψη LHCP διατηρεί μεγαλύτερες διακυμάνσεις



(I)



(II)

**Σχήμα 4.7:** Στατιστικά στοιχεία δεύτερης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας για όλους τους συνδυασμούς πόλωσης των σεναρίων A1 & P1. (I) ρυθμός τμήσεως κατωφλίου (LCR), & (II) μέση διάρκεια διαλείψεων (AFD)

Scenario	Polarization	Level Crossing Rate [fades/s]			
		max / 0 dB	5 dB	-5 dB	-10 dB
P1	RR	80.9	9.9	12.7	4.4
	LR	67.0	11.9	17.3	5.7
	RL	109.0	29.8	34.7	11.1
	LL	154.3	17.3	22.7	7.3
<b>Average Values</b>		<b>102.8</b>	<b>17.2</b>	<b>21.9</b>	<b>7.1</b>
A1	RR	248.9	5.6	17.2	7.9
	LR	139.8	6.9	23.7	11.4
	RL	227.9	10.3	27.3	10.4
	LL	408.7	7.2	22.9	9.4
<b>Average Values</b>		<b>256.3</b>	<b>7.5</b>	<b>22.8</b>	<b>9.8</b>

**Πίνακας 4.4:** Στατιστικά στοιχεία δεύτερης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας. Ρυθμός Τμήσεως Κατωφλίου - Level Crossing Rate (LCR)

σήματος παρέχοντας αυξημένους ρυθμούς τμήσεως κατά 1.6 έως 1.8 μεγαλύτερες σε σχέση με το RHCP. Επιπλέον, σε συμπολωσικούς συνδυασμούς (RR ή LL), οι ρυθμοί τμήσεως αυξάνονται σε σύγκριση με τους ορθοπολωσικούς (RL ή LR). Οι μέγιστοι παρατηρούμενοι ρυθμοί τμήσεως κυμαίνονται μεταξύ 67 και 154 διαλείψεων/δευτερόλεπτο και μεταξύ 140 και 409 διαλείψεων/δευτερολέπτων, στα σεναρία P1 και A1, αντίστοιχα. Αυτές οι τιμές είναι 31 και 6.6 φορές υψηλότερες από τις τιμές τμήσεως που θα αντιμετώπιζε μια περιβάλλουσα που λαμβάνεται από ένα κινητό τερματικό που κινείται με ταχύτητα 0.5 m/s για το P1 και 5.8 m/s για το A1, σε σχέση με ένα σταθερό τερματικό στην συχνότητα των 2 GHz. Θα μπορούσε ακόμα να ειπωθεί ότι οι διαλείψεις του διαύλου επηρεάζονται σε μεγάλο βαθμό από τους υπάρχοντες συνδυασμούς πόλωσης και το περιβάλλον διάδοσης, παρά

Scenario	Polarization	Average Fade Duration [ms]			
		5 dB	0 dB	-5 dB	-10 dB
P1	RR	98.5	6.3	8.6	7.3
	LR	80.8	7.6	8.1	7.2
	RL	31.9	4.7	4.6	4.2
	LL	56.4	3.3	4.7	4.0
<b>Average Values</b>		<b>66.9</b>	<b>5.5</b>	<b>6.5</b>	<b>5.7</b>
A1	RR	176.3	2.0	3.4	2.1
	LR	143.9	3.6	3.4	1.9
	RL	96.7	2.2	2.9	2.1
	LL	138.5	1.2	2.6	1.8
<b>Average Values</b>		<b>138.9</b>	<b>2.3</b>	<b>3.1</b>	<b>2.0</b>

**Πίνακας 4.5:** Στατιστικά στοιχεία δεύτερης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας. Μέση Διάρκεια Διαλείψεων - Average Fade Duration (AFD)

από την ταχύτητα του κινητού τερματικού. Επιπλέον, οι μεγαλύτερες τιμές ρυθμού τμήσεως εμφανίζονται για επίπεδα σήματος μεταξύ  $\pm 10$  dB όπως φαίνεται στο σχήμα 4.7(I). Λαμβάνοντας υπόψη το σενάριο P1, ξανά με βάση το 4.7(I), οι πολύ βαθιές διαλείψεις που παρατηρούνται στο σχήμα 4.2 είναι εξαιρετικά μικρές και σπάνιες. Από την άλλη πλευρά, τα αυξημένα ποσοστά τμήσεως του κατωφλίου στο σενάριο A1 αντισταθμίζονται από τη σύντομη διάρκειά τους στο χρόνο. Τέλος, στους πίνακες 4.4 και 4.5 συνοψίζουμε τα αριθμητικά αποτελέσματα των στατιστικών στοιχείων δεύτερης τάξης των διαλείψεων, επιλέγοντας διαφορετικά επίπεδα κατωφλίου.

## 4.5 Επίδοση Διαφορισμού

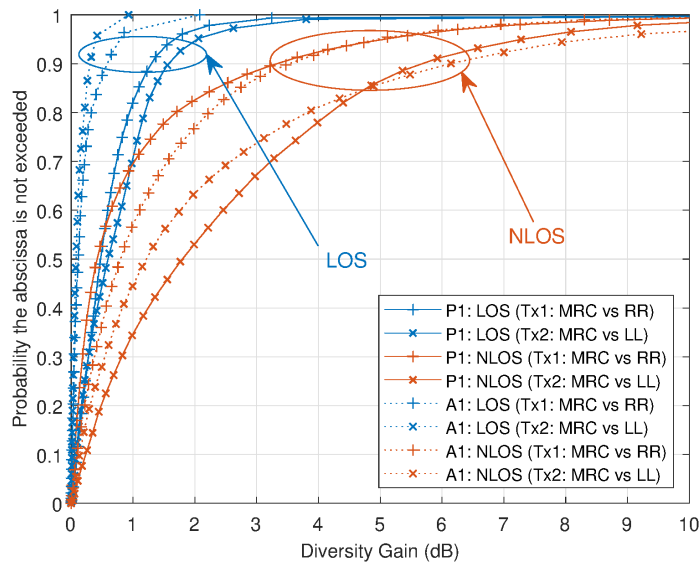
Οι διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών μπορούν να αντιμετωπιστούν εφαρμόζοντας κατάλληλες τεχνικές διαφορισμού με σκοπό τη βελτίωση λήψης του σήματος. Ως εκ τούτου, είναι απαραίτητο να εξεταστεί η απόδοση των τεχνικών διαφορισμού του μετρημένου διπλά πολωμένου καναλιού MIMO. Στη συνέχεια, εξετάζονται δυο διαφορετικά σενάρια διαφορισμού. Αρχικά, ο πρώτος πομπός (Tx1) εκπέμπει σήμα δεξιόστροφης κυκλικής πόλωσης, RHCP, και τα δυο σχήματα πόλωσης, RR και RL, συνδυάζονται στον δέκτη. Ο δεύτερος πομπός που εμπλέκεται στο δεύτερο σενάριο (Tx2), εκπέμπει σήμα αριστερόστροφης κυκλικής πόλωσης, LHCP, συνδυάζοντας τα σχήματα πόλωσης LR και LL στον δέκτη. Αυτή η σύνθεση συνδυασμών και μετρημένων σεναρίων εξετάζεται τόσο για περιοχές που εμφανίζουν συνθήκες LOS όσο και για NLOS. Υπάρχουν πολλές μέθοδοι διαφορισμού που μπορούν να χρησιμοποιηθούν, αλλά σε αυτήν την ενότητα, εξετάζουμε την τεχνική συνδυασμού μέγιστου λόγου ή maximal-ratio combining (MRC) που παρέχει και βέλτιστη επίδοση. Σύμφωνα με τη μέθοδο MRC, το ληφθέν σήμα δίνεται σύμφωνα με τον [Par01]

$$r_{MRC} = \sqrt{r_1^2 + r_2^2 + \dots + r_M^2}, \quad (4.8)$$

όπου  $M$  είναι ο αριθμός των καναλιών (στην περίπτωση μας  $M = 2$ ) και  $r$  είναι η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος. Έτσι το κέρδος διαφο-

Scenarios		P1	A1
LOS	Tx1: MRC vs RR	0.6	0.2
	Tx2: MRC vs LL	0.8	0.1
NLOS	Tx1: MRC vs RR	1.2	1.4
	Tx2: MRC vs LL	2.5	2.4

**Πίνακας 4.6:** Μέση τιμή κέρδους διαφορισμού σε dB σεναρίων P1 & A1



**Σχήμα 4.8:** Κέρδη διαφορισμού εφαρμόζοντας την τεχνική συνδυασμού μέγιστου λόγου για τα σεναρία A1 & P1, τις διαφορετικές συνθήκες διάδοσης LOS & NLOS και τους διαφορετικούς συνδυασμούς κεραιών

ρισμού εκφρασμένο σε ντεσιμπέλ (dB) υπολογίζεται σύμφωνα με τον τύπο

$$G_{MRC} = 10 \log_{10} \frac{r_{MRC}^2}{r_{RR \text{ or } LL}^2} \quad (4.9)$$

όπου το  $r_{MRC}$  δίνεται από την σχέση (4.8). Η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος στον παρονομαστή υποδηλώνει το σενάριο με το οποίο συγκρίνουμε την τεχνική συνδυασμού μέγιστου λόγου κάθε φορά, δηλαδή είτε RR όταν μεταδίδεται και λαμβάνεται δεξιόστροφα πολωμένο RHCP σήμα, είτε LL όταν μεταδίδεται και λαμβάνεται αριστερόστροφα πολωμένο LHCP σήμα. Τα αποτελέσματα κέρδους διαφορισμού παρουσιάζονται στο σχήμα 4.8 για συνθήκες LOS και NLOS. Διακρίνουμε ότι η κατάσταση NLOS παρουσιάζει υψηλότερα κέρδη συγκριτικά με την κατάσταση LOS, όπου η μετάδοση LHCP στο σενάριο Tx2 ξεπερνά το RHCP του σεναρίου Tx1, και στα δύο εξεταζόμενα σεναρία. Τα αριθμητικά αποτελέσματα των μέσων κερδών διαφορισμού παρέχονται στο πίνακα 4.6. Η καλύτερη επίδοση επιτυγχάνεται στο σενάριο P1, για τον πομπό Tx2, και για κατάσταση NLOS όπου το μέσο κέρδος είναι περίπου 2.5 dB. Σε κατάσταση LOS τα κέρδη παραμένουν κάτω από το 1 dB για κάθε σενάριο που εξετάστηκε. Τέλος, σε όλες τις περιπτώσεις, τα αποτελέσματα είναι κάτω από τα 3 dB γεγονός που αναμένεται λόγω της υψηλής συσχέτισης των κλάδων, υποδει-

κνύοντας ότι η μορφοποίηση δέσμης (beamforming) είναι καταλληλότερη για το συγκεκριμένο κανάλι. Αυτό επιβεβαιώνει επίσης και τα αποτελέσματα της ενότητας 5.7, όπου οι πίνακες συσχέτισης των διαύλων είναι υψηλοί.

## 4.6 Μοντελοποίηση Διαύλου Πολλαπλών Σκεδάσεων

Μια υλοποίηση της κρουστικής απόκρισης (impulse response) στενής ζώνης (narrowband) που εκφράζει τον διάυλο πολλαπλών σκεδάσεων αναφέρεται στα [And02b], [Sal06b]

$$C_N^* = \omega_0 e^{j\theta} + \omega_1 H_1 + \omega_2 H_2 H_3 + \dots = \sum_{n=0}^N C_n. \quad (4.10)$$

όπου στην εξίσωση (4.10), το  $C_0 = \omega_0 e^{j\theta}$  είναι ο συντελεστής της συνιστώσας LOS με σταθερό πλάτος  $\omega_0$  και ομοιόμορφη κατανομή φάσης  $\theta$  στο διάστημα  $[0, 2\pi)$ ,  $C_n = \omega_n \prod_{i \in I(n)} H_i$ , με  $n > 0$ , και  $I(n) = \{(n(n-1)/2) + j\}_{j=1}^n$  να υποδηλώνει το σύνολο ευρετηρίου των  $H_i$ . Κάθε μια  $H_i$ , αποτελείται από ανεξάρτητες πανομοιότυπα κατανεμημένες (independent identically distributed ή i.i.d.) ισοτροπικές με μηδενική μέση τιμή (zero-mean) Gaussian τυχαίες μεταβλητές (random variables ή RV), όπου η μέση τιμή  $E\{|H_i|^2\} = 1$ , ενώ ο τελεστής  $|\cdot|$  υποδηλώνει απόλυτη τιμή. Επιπρόσθετα, στην (4.10), το  $C_N^*$  είναι μια ισοτροπική RV με  $E\{|C_N^*|^2\} = \sum_{n=0}^N \omega_n^2 = 1$ , ενώ τα  $\omega_n$  είναι μη-αρνητικές σταθερές πραγματικών αριθμών που καθορίζουν τα βάρη των συνιστωσών του μοντέλου των πολλαπλών σκεδάσεων. Καλούμε τον ακέραιο αριθμό  $N$  στην (4.10) την τάξη σκέδασης (scattering order) και την υποκειμένη φυσική διαδικασία  $N$ -οστή τάξη σκέδασης. Επιπλέον, χρησιμοποιούμε τον ακόλουθο συμβολισμό για τη συνάρτηση κατανομής,  $R_N^* = |C_N^*|$ , όπου το “\*” υποδεικνύει άθροιση των πρώτων  $N$  συνιστωσών πολλαπλών σκεδάσεων μαζί και με την συνιστώσα σταθερού-πλάτους, ενώ το  $R_n = |C_n|$  είναι μια “ $n$ -Rayleigh” RV που ορίζεται ως το γινόμενο  $n$  ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών Rayleigh. Αξίζει να σημειωθεί εδώ, ότι το μοντέλο πολλαπλών σκεδάσεων έχει μια ισχυρή φυσική υπόσταση, καθώς το μεταδιδόμενο σήμα υφίσταται έναν συνδυασμό μονών, διπλών, τριπλών και άλλων  $n$ -οστών σε πλήθος σκεδάσεων, όπου κάθε όρος είναι προϊόν πολλαπλών γινομένων μιγαδικών Γκαουσιανών (Gaussians), συμπεριλαμβανομένης και μιας συνιστώσας LOS. Στις ενότητες παρακάτω, επικεντρωνόμαστε στην ειδική περίπτωση της τριπλής τάξης σκεδάσεων (third-order scattering), με  $N = 3$ , όπου η κρουστική απόκριση δίνεται από την σχέση

$$C_3^* = \omega_0 e^{j\theta} + \omega_1 H_1 + \omega_2 H_2 H_3 + \omega_3 H_4 H_5 H_6. \quad (4.11)$$

Αυτό το μοντέλο ενσωματώνει ως ειδική περίπτωση τα μοντέλα, Rice ( $\omega_2 = \omega_3 = 0$ ), Rayleigh ( $\omega_0 = \omega_2 = \omega_3 = 0$ ), διπλής-Rayleigh ( $\omega_0 = \omega_1 = \omega_3 = 0$ ), και διπλής-τάξης πολλαπλές σκεδάσεις ( $\omega_3 = 0$ ), καθιστώντας το έτσι ένα αρκετά γενικό φυσικών φαινομένων παρακινούμενο μοντέλο διάδοσης.

### 4.6.1 Συναρτήσεις Πυκνότητας Πιθανότητας & Αθροιστικής Κατανομής

Έχοντας βασιστεί στο [Sal06b], η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) του  $|R_3^*|$  δίνεται από

$$f_{R_3^*}(x) = x \int_0^\infty \frac{8/\omega_3}{4 + \omega_2^2 w^2} \exp\left(-\frac{\omega_1^2 w^2}{4}\right) J_0(\omega_0 w) \times J_0(wx) \mathcal{G}_{1,2}^{2,1}\left(\left(\frac{2}{\omega_3 w}\right)^2 \middle| \begin{matrix} 1/2 \\ 1/2, 1/2 \end{matrix}\right) dw, \quad (4.12)$$

όπου το  $J_0(\cdot)$  υποδηλώνει την συνάρτηση Bessel πρώτης τάξης [Gra14, εξ. (8.402)] και  $\mathcal{G}_{p,q}^{m,n}[\cdot|\cdot]$  είναι η συνάρτηση Meijer G [Gra14, εξ. (9.301)]. Η μαθηματική έκφραση της αθροιστικής συνάρτησης κατανομής (CDF) που της αντιστοιχεί δίνεται από την σχέση

$$F_{R_3^*}(x) = x \int_0^\infty \frac{8/(\omega_3 w)}{4 + \omega_2^2 w^2} \exp\left(-\frac{\omega_1^2 w^2}{4}\right) J_0(\omega_0 w) \times J_1(wx) \mathcal{G}_{1,2}^{2,1}\left(\left(\frac{2}{\omega_3 w}\right)^2 \middle| \begin{matrix} 1/2 \\ 1/2, 1/2 \end{matrix}\right) dw. \quad (4.13)$$

Αμφότερες οι (4.12) και (4.13) μπορούν να υπολογισθούν με αποδοτικό και ακριβή τρόπο, χρησιμοποιώντας τεχνικές αριθμητικής ολοκλήρωσης (numerical integration) που είναι διαθέσιμες σε μαθηματικά πακέτα λογισμικού, όπως το Matlab™ και το Mathematica™. Να σημειωθεί εδώ ότι υπάρχει ένα τυπογραφικό λάθος στο [Sal06b, εξ. (18)]. Η σωστή μαθηματική έκφραση για την CDF των σκεδάσεων τριπλής τάξης είναι η (4.13).

#### 4.6.1.1 Σκεδάσεις Τριπλής Τάξης με Συνιστώσα LOS

Απλούστερες εκφράσεις για τις (4.12) και (4.13) μπορούν να εξαχθούν σε σενάρια όπου το  $\omega_3$  παίρνει χαμηλές τιμές, όπως για παράδειγμα  $\omega_3 < 0.3$ . Αυτή είναι μια λογική υπόθεση, καθώς είναι πιο πιθανό πως η λαμβανόμενη ισχύς από την συνιστώσα τριπλής σκέδασης  $\omega_3$  θα είναι ουσιαστικά χαμηλότερη από εκείνη των υπολοίπων. Άρα, για μικρές τιμές του  $\omega_3$  και εάν βασιστούμε στην εξίσωση [Sal06b, εξ. (15)],

$$\frac{2}{\omega_3 w} \mathcal{G}_{1,2}^{2,1}\left(\left(\frac{2}{\omega_3 w}\right)^2 \middle| \begin{matrix} 1/2 \\ 1/2, 1/2 \end{matrix}\right) \simeq 1 - \frac{\omega_3^2 w}{4}. \quad (4.14)$$

Επομένως, με βάση την παραπάνω προσέγγιση (4.14), και χρησιμοποιώντας την [Gra14, εξ. (8.442/2)], η εξίσωση (4.12) απλοποιείται στην παρακάτω έκφραση

$$f_{R_3^*}(x) \simeq x \sum_{m=0}^M \frac{(-1)^m 2\omega_0^{2m}}{\omega_2^{2m+2} m!} \exp\left(\frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) {}_2F_1\left(-m, -m; 1; \frac{x^2}{\omega_0^2}\right) \times \left[ \Gamma\left(-m, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) - \frac{\omega_3^2}{\omega_2^2} (m+1) \Gamma\left(-m-1, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) \right]. \quad (4.15)$$

όπου  ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$  είναι η υπεργεωμετρική συνάρτηση (Gauss hypergeometric function) [Gra14, εξ. (9.14)], και  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  είναι η άνω ατελής συνάρτηση Γάμμα (upper incomplete Gamma function) [Gra14, εξ. (8.350)]. Στην εξίσωση (4.15), το  $M$  εξαρτάται από τις τιμές των παραμέτρων, όπως για παράδειγμα, η τιμή του  $M$  αυξάνει με αύξηση του  $\omega_0 \rightarrow 1$ . Η αντίστοιχη έκφραση CDF δίνεται παρακάτω

$$F_{R_3^*}(x) \simeq \sum_{m=0}^M \frac{(-1)^m \omega_0^{2m}}{\omega_2^{2m+2} m!} \exp\left(\frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) x^2 {}_2F_1\left(-m, -m; 2; \frac{x^2}{\omega_0^2}\right) \times \left[ \Gamma\left(-m, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) - \frac{\omega_3^2}{\omega_2^2} (m+1) \Gamma\left(-m-1, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) \right]. \quad (4.16)$$

#### 4.6.1.2 Σκεδάσεις Τριπλής Τάξης Χωρίς Συνιστώσα LOS

Στα σενάρια όπου η απευθείας συνιστώσα LOS απουσιάζει, η απλοποιημένη έκφραση για την PDF του  $R_3^*$  μπορεί να υπολογιστεί και δίνεται από

$$f_{R_3^*}(x) \simeq \sum_{m=0}^M \frac{(-1)^m 2x^{2m+1}}{\omega_2^{2m+2} m!} \exp\left(\frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) \left[ \Gamma\left(-m, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) - \frac{\omega_3^2}{\omega_2^2} (m+1) \Gamma\left(-m-1, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) \right], \quad (4.17)$$

ενώ η αντίστοιχη έκφραση για την CDF δίνεται από

$$F_{R_3^*}(x) \simeq \sum_{m=0}^M \frac{(-1)^m 2x^{2m+2}}{\omega_2^{2m+2} m!(m+1)} \exp\left(\frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) \left[ \Gamma\left(-m, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) - \frac{\omega_3^2}{\omega_2^2} (m+1) \Gamma\left(-m-1, \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right) \right]. \quad (4.18)$$

Στην υποενότητα 4.6.3 οι θεωρητικές εκφράσεις PDF και CDF που αναφέρθηκαν παραπάνω, συγκρίνονται με τις εμπειρικές κατανομές και τα αποτελέσματα κατόπιν προσομοίωσης, για την απόδειξη και επιβεβαίωση της στενής μεταξύ τους σχέσης.

#### 4.6.2 Εκτίμηση των Παραμέτρων Τριπλής Τάξης

Για να γίνει εκτίμηση των βαρών  $\{\omega_n\}_{n=0}^3$ , στο (4.11), εφαρμόστηκε η μέθοδος των ροπών (method of moments) [Sal06b] χρησιμοποιώντας τα πειραματικά δεδομένα που συλλέχθηκαν στην καμπάνια μετρήσεων. Αυτό επιτυγχάνεται εξισώνοντας τις ροπές από τα μετρημένα δείγματα με τις θεωρητικές ροπές αποδίδοντας σαν αποτέλεσμα τέσσερις εξισώσεις. Οι εξισώσεις για τον υπολογισμό των θεωρητικών ροπών ζυγού αριθμού προκύπτουν από τον ακόλουθο αναδρομικό τύπο

$$\mu_{R_N^*}^{(2k)} = \sum_{m=0}^k \binom{k}{m}^2 \mu_{R_{N-1}^*}^{(2m)} \mu_{R_N}^{(2k-2m)}, \quad (4.19)$$

όπου  $\mu_{R_n}^{(2k)} = \omega_n^{2k} (k!)^n$ , και  $k = 1, 2, 3, 4$ . Αρχικά, πρέπει να υπολογίσουμε τις εξισώσεις των θεωρητικών ροπών  $\mu_{R_3}^{(2)}$ ,  $\mu_{R_3}^{(4)}$ ,  $\mu_{R_3}^{(6)}$ , και  $\mu_{R_3}^{(8)}$ , από τις οποίες θα προκύψουν τα τέσσερα άγνωστα βάρη. Ακολουθώντας αυτήν την προσέγγιση, και μετά από μερικούς αλγεβρικούς υπολογισμούς, καταλήγουμε στις εκφράσεις που εμφανίζονται στην (4.21). Τέλος, οι ροπές των πειραματικών δεδομένων υπολογίζονται με βάση την

$$\mu_{R_3}^{(2k)} = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L r_d^{2k}(m, n, j), \quad (4.20)$$

όπου  $r_d(m, n, j)$  είναι το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος του  $j$ -οστού δείγματος του  $(m, n)$  διαύλου SISO ( $m, n \in \{1, 2\}$ ), και  $L$  είναι ο συνολικός αριθμός δειγμάτων. Επιπρόσθετα, τα δείγματα των δεδομένων διαχωρίστηκαν σε τμήματα με συνθήκες LOS και NLOS. Τέλος, εξισώνοντας το δεξιό μέρος της (4.20), με το αντίστοιχο αριστερό μέρος της (4.21) και εφαρμόζοντας αριθμητικές προσεγγιστικές μεθόδους επίλυσης, που παρέχονται σε διάφορα μαθηματικά πακέτα λογισμικού, είναι εφικτή η εκτίμηση της τιμής των βαρών.

$$\begin{aligned} \mu_{R_3}^2 &= \omega_0^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 \\ \mu_{R_3}^4 &= 8\omega_3^4 + 4\omega_3^2(\omega_0^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2) + 4\omega_2^4 + 4(\omega_0^2 + \omega_1^2)\omega_2^2 \\ &\quad + 2\omega_1^4 + 4\omega_0^2\omega_1^2 + \omega_0^4, \\ \mu_{R_3}^6 &= 216\omega_3^6 + 72\omega_3^4(\omega_0^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2) + 9\omega_3^2(4\omega_2^4 + 4(\omega_0^2 + \omega_1^2)\omega_2^2 \\ &\quad + 2\omega_1^4 + 4\omega_0^2\omega_1^2 + \omega_0^4) + 36\omega_2^6 + 6\omega_1^6 + \omega_0^6 + 36\omega_2^4(\omega_0^2 + \omega_1^2) \\ &\quad + 9\omega_2^2(2\omega_1^4 + 4\omega_0^2\omega_1^2 + \omega_0^4) + 18\omega_0^2\omega_1^4 + 9\omega_0^4\omega_1^2, \\ \mu_{R_3}^8 &= 13824\omega_3^8 + 3456\omega_3^6(\omega_0^2 + \omega_1^2 + \omega_2^2) + 288\omega_3^4(4\omega_2^4 + 4(\omega_0^2 \\ &\quad + \omega_1^2)\omega_2^2 + 2\omega_1^4 + 4\omega_0^2\omega_1^2 + \omega_0^4) + 16\omega_3^2(36\omega_2^6 + 6\omega_1^6 + \omega_0^6 + 36\omega_2^4(\omega_0^2 \\ &\quad + \omega_1^2) + 9\omega_2^2 + (2\omega_1^4 + 4\omega_0^2\omega_1^2 + \omega_0^4) + 18\omega_0^2\omega_1^4 + 9\omega_0^4\omega_1^2 + (576\omega_2^8 \\ &\quad + 24\omega_1^8 + \omega_0^8 + 576(\omega_0^2 + \omega_1^2)\omega_2^6 + 96\omega_0^2\omega_1^6 + 16\omega_0^6\omega_1^2 + 144\omega_2^4(2\omega_1^4 \\ &\quad + 4\omega_0^2\omega_1^2 + \omega_0^4) + 16\omega_2^2(6\omega_1^6 + 18\omega_0^2\omega_1^4 + 9\omega_0^4\omega_1^2 + \omega_0^6) + 72\omega_0^4\omega_1^4). \end{aligned} \quad (4.21)$$

### 4.6.3 Αριθμητικά Αποτελέσματα και Στατιστική Ανάλυση

Ακολουθώντας τη διαδικασία που περιγράφεται στην ενότητα 4.6, υπολογίστηκαν τα τετράγωνα των βαρών του μοντέλου σκεδάσεως τριπλής τάξης για κάθε μια κατάσταση διάδοσης, LOS και NLOS, για κάθε συνδυασμό πολώσεων, και για αμφότερα τα μετρημένα σενάρια P1 και A1. Τα αποτελέσματα εμφανίζονται στον πίνακα 4.7. Αξίζει να σημειωθεί, όπως φαίνεται και από τον πίνακα 4.7, ότι στις περισσότερες περιπτώσεις το  $\omega_3 < 0.3$  και επομένως ο περιορισμός που επιβάλλαμε στην ενότητα 4.6, (4.14), αναφορικά με την απλοποίηση των εκφράσεων PDF και CDF, ισχύει και εκπληρώνεται. Με βάση τις εκτιμώμενες παραμέτρους, υπολογίζονται τώρα



Scenario	Polarization & Propagation Condition		Square Mixture Weights				$d_{KL}$ [10 <sup>-2</sup> ]
			$\omega_0^2$	$\omega_1^2$	$\omega_2^2$	$\omega_3^2$	
P1	LOS	RR	0.899	0.069	0.023	0.009	1.6
		LR	0.815	0.117	0.055	0.013	2.4
		RL	0.773	0.178	0.047	0.002	10.6
		LL	0.947	0.022	0.027	0.004	3.7
	NLOS	RR	0.327	0.615	0.057	0.001	0.5
		LR	0.259	0.608	0.001	0.132	2.9
		RL	0.261	0.546	0.087	0.106	2.4
		LL	0.421	0.349	0.199	0.031	0.5
A1	LOS	RR	0.961	0.022	0.010	0.006	1.8
		LR	0.566	0.434	0.000	0.000	1.5
		RL	0.429	0.563	0.005	0.003	5.8
		LL	0.935	0.060	0.005	0.000	2.9
	NLOS	RR	0.035	0.415	0.520	0.030	0.8
		LR	0.020	0.721	0.230	0.029	2.6
		RL	0.008	0.638	0.292	0.062	1.7
		LL	0.015	0.694	0.207	0.084	0.6

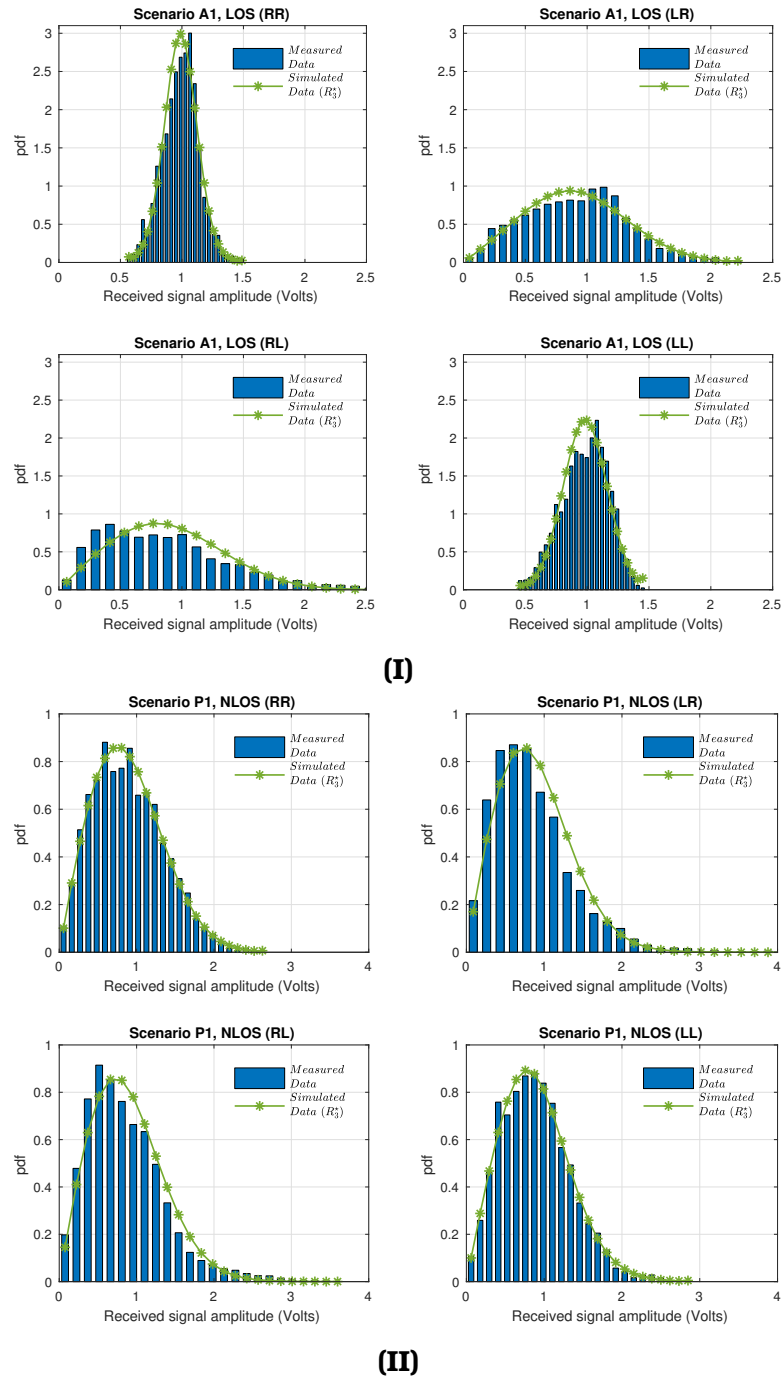
**Πίνακας 4.7:** Παράμετροι μοντέλου πολλαπλών σκεδάσεων και αξιολόγηση βέλτιστης προσαρμογής για τα σενάρια P1 και A1

οι τιμές της προσομοιωμένης καμπύλης PDF, για το μέτρο των σκεδάσεων τρίτης τάξης  $R_3^*$ , και συγκρίνονται με τα μετρημένα δεδομένα.

Η βέλτιστη προσαρμογή των δεδομένων αξιολογήθηκε με βάση το κριτήριο απόκλισης Kullback-Leibler (KL) [Kul51], [Sen08] σύμφωνα με την εξίσωση (4.7). Η κατανομή με την καλύτερη προσαρμογή είναι αυτή που ελαχιστοποιεί την απόσταση  $d_{KL}$  όπως φαίνεται και στον πίνακα 4.7. Το τετράγωνο των βαρών ορίζει την κατανομή ισχύος αναμεταξύ των συνιστωσών πολλαπλών σκεδάσεων. Ειδικότερα, στο σενάριο P1 LOS και για μετάδοση RHCP και λήψη RHCP, συνιστώσα RR, σχεδόν το 90% της ισχύος είναι συγκεντρωμένο στην σταθερή συνιστώσα, ενώ η ισχύς των σκεδαζόμενων συνιστωσών είναι αμελητέα (1-7%).

Ενδεικτικά αποτελέσματα σύγκρισης μεταξύ των μετρημένων και προσομοιωμένων PDF παρέχονται στο σχήμα 4.9 για τα σενάρια A1 LOS και P1 NLOS. Κάποιος εύκολα παρατηρεί την ικανοποιητική προσαρμογή των προσομοιωμένων καμπυλών PDF έναντι των εμπειρικών. Ακόμη, αξίζει να σημειωθεί ότι η ισχύς της απευθείας συνιστώσας κατά τη λήψη ενός ορθοπολωσικού συνδυασμού, είτε RL ή LR, είναι χαμηλότερη από την αντίστοιχη ισχύ σε σενάρια λήψης ενός συμπολωσικού συνδυασμού, είτε RR ή LL, και σε συνθήκες LOS. Συμπερασματικά, η απευθείας συνιστώσα (direct component) στα σενάρια LOS, διατηρεί την πόλωση της. Η ίδια συμπεριφορά παρατηρείται και στην ενότητα 5.6 όπου υπολογίστηκαν οι τιμές της ορθοπολωσικής διευκρίνησης.

Στο σενάριο A1 LOS, εξετάζοντας την συμπεριφορά των συμπολωσικών



**Σχήμα 4.9:** Ενδεικτική σύγκριση καμπυλών PDF μεταξύ μετρημένων και προσομοιωμένων δεδομένων. (I) Σενάριο A1 LOS & (II) Σενάριο P1 NLOS

διαύλων, βλέπουμε ότι η διάδοση διέπεται κυρίως από την απευθείας συ-  
 νιστώσα (LOS) όπως φαίνεται στο σχήμα 4.9(I) και στον πίνακα 4.7. Α-  
 ντιθέτως, στα ορθοπολωσικά σενάρια, η ισχύς κατανέμεται σχεδόν εξίσου  
 μεταξύ του άμεσου και του αθροίσματος των σημάτων που παρήχθησαν α-  
 πό μονή σκέδαση (single-scattered). Αυτό γίνεται επίσης εμφανές και από  
 τα ορθοπολωσικά αποτελέσματα στο σχήμα 4.9(I). Τα ισχυρά σήματα που  
 προήλθαν από μονή αναπήδηση (single-bounced) θα μπορούσαν να προ-  
 ερχονται από ανακλάσεις του εδάφους ή από ανακλάσεις που προέρχονται  
 από την πρόσοψη του κτιρίου που βρίσκεται κοντά στον Rx.



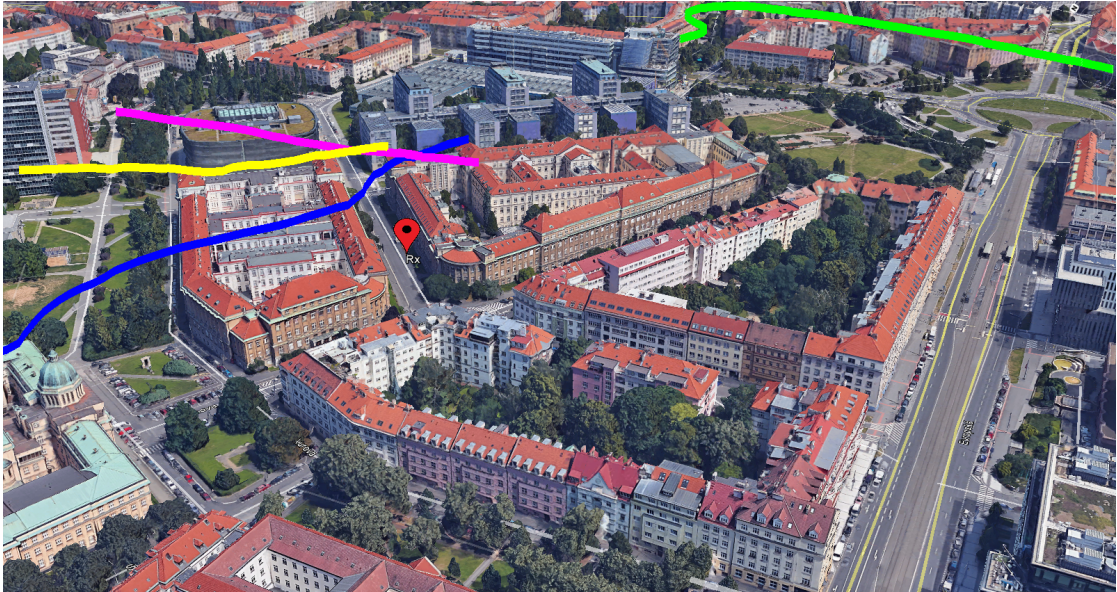
**Σχήμα 4.10:** Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίου P1. Το κόκκινο βέλος δείχνει τη θέση και την κατεύθυνση του Tx, ενώ η πράσινη & κίτρινη γραμμή αποκαλύπτει τις περιοχές LOS & NLOS αντίστοιχα, κατά μήκος της τροχιάς του Rx (γκρι γραμμή)

Στο σενάριο P1 LOS, τα αποτελέσματα είναι παρόμοια. Ωστόσο, υπάρχει μια μικρή ποσότητα ισχύος που προέρχεται από σήματα διπλής αναπήδησης (double-bounced) σκεδάσεων. Αυτό το φαινόμενο θυμίζει αρκετά τον μηχανισμό σχηματισμού “κλειδαρότρυπας” (keyhole) [Sal06b], όπου η πρώτη τοπική περιοχή σκεδαστών βρίσκεται κάτω από τον Tx, όπως φαίνεται στο 4.10, ενώ η δεύτερη τοπική περιοχή των σκεδαστών σχηματίζεται από το έδαφος και τις προσόψεις των απέναντι οικοδομών.

Στο σενάριο A1 NLOS, η διάδοση διέπεται κυρίως από μονής και διπλής σκεδάσεως σήματα, όπως υποδεικνύουν τα βάρη του πίνακα 4.7. Η κύρια συνιστώσα είναι τελείως μπλοκαρισμένη και απύσα. Μια ασήμαντα μικρή ποσότητα ισχύος προέρχεται επίσης από τριπλής σκεδάσεως σήματα. Τα μονής σκεδάσεως σήματα μπορούν να αποδοθούν σε περίθλαση που δημιουργείται από τις άκρες των σκεπών των κτιρίων, η οποία λειτουργεί ως ισοδύναμη πηγή οριζόντιας γραμμής μεταφοράς με μεταβαλλόμενη ισχύ ρεύματος κατά μήκος της άκρης της σκεπής [Chi00]. Τα διπλής σκεδάσεως σήματα μπορεί να προέρχονται από ανακλάσεις κατά μήκος των προσόψεων του/των κτιρίου/ίων στο φαράγγι που σχηματίζεται γύρω από τον Rx. Μια άλλη λογική εξήγηση είναι ότι ο Tx από το Ζέπελιν φωτίζει αρκετά μεγαλύτερη περιοχή γύρω από τον Rx, δημιουργώντας έτσι μια τοπική περιοχή σκέδασης στα οικοδομικά τετράγωνα γύρω από τις διασταυρώσεις κοντά στην τοποθεσία του Rx, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.11. Στη συνέχεια, σχηματίζεται μια δεύτερη τοπική περιοχή από σκεδαστές από τις προσόψεις των κτιρίων και το έδαφος γύρω από τον Rx.

Στο σενάριο P1 NLOS, η απευθείας συνιστώσα είναι σημαντικά εξασθενημένη και η ισχύς που μεταφέρεται από αυτήν μπορεί να αποδοθεί σε

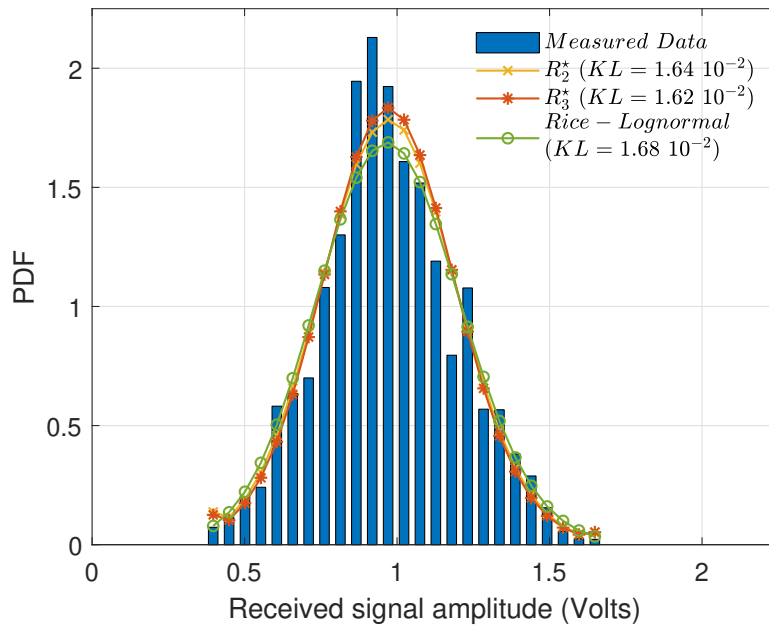




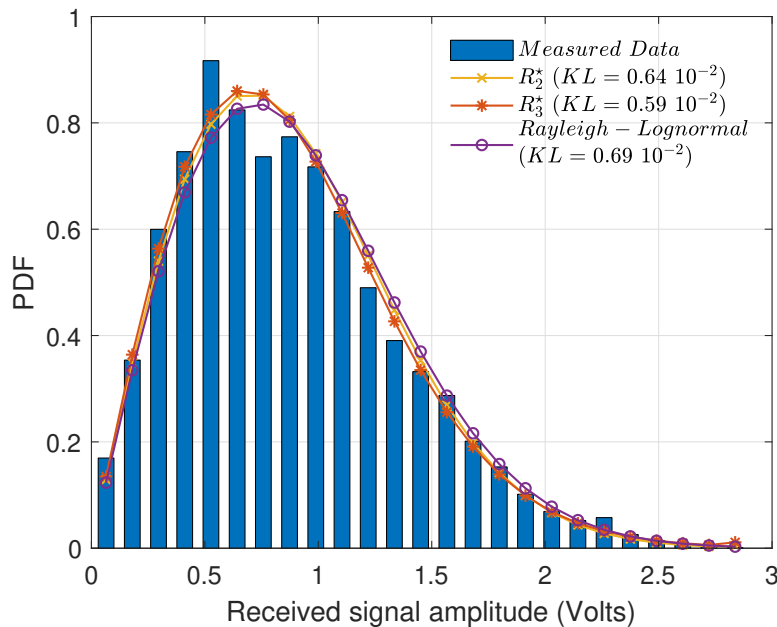
**Σχήμα 4.11:** Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίου A1. Το κόκκινο καρφίο (pin) υποδεικνύει τη θέση του Rx, ενώ οι υπόλοιπες χρωματιστές γραμμές τις διαδρομές του αερόπλοιου

ισχυρή περίθλαση από κάποια οροφή ή γωνία από τα χαμηλού ύψους κτίρια κοντά στην τροχιά του Rx. Επιπλέον, ένα σημαντικό ποσό της καταφθάνουσας ισχύος προέρχεται από το άθροισμα ισχυρών συνιστωσών μονής σκεδάσεως, πιθανώς ανακλάσεων, από τις οικοδομές που βρίσκονται απέναντι από τη διαδρομή που κινείται ο Rx, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.10. Ακόμα, τα χαμηλής ισχύος σήματα που παρατηρήθηκαν κατόπιν διπλής και τριπλής σκέδασης υποδεικνύουν τη συμμετοχή των σκεδαστών στις συνθήκες διάδοσης γύρω από την περιοχή του Rx, όπως για παράδειγμα οι μεταλλικοί στύλοι του δρόμου με τους λαμπτήρες ή τα αυτοκίνητα που υπήρχα διάσπαρτα τριγύρω.

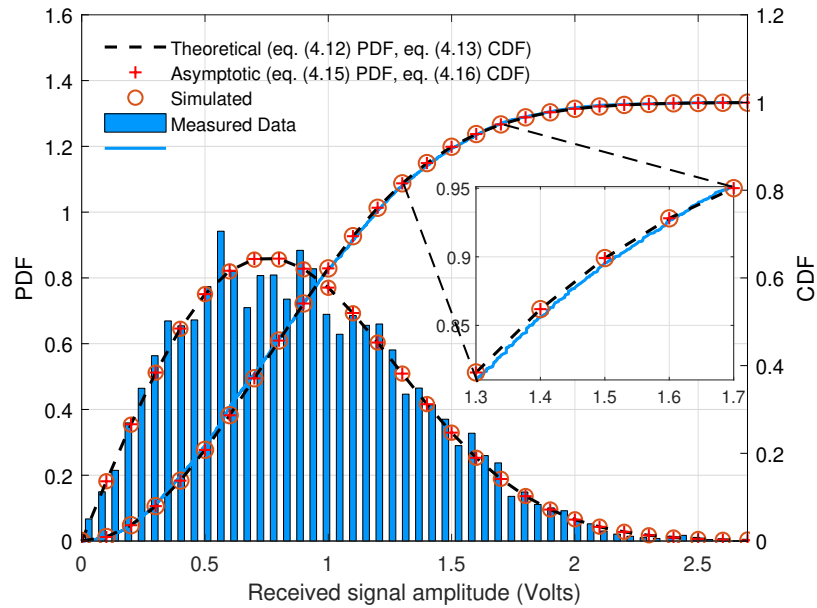
Τώρα τα σχήματα 4.12 και 4.13, παρουσιάζουν τις καμπύλες PDF διπλής και τριπλής τάξης του μοντέλου πολλαπλών σκεδάσεων για τα σενάρια P1 LOS RR και A1 NLOS LL, και συγκρίνονται με πολύ γνωστά υπάρχοντα μεικτά μοντέλα κατανομών LMS όπως η Suzuki [Suz77], ένας συνδυασμός κατανομών Rayleigh-Lognormal, και η Corazza & Vatalaro [Cor94], ένας συνδυασμός κατανομών Rice-Lognormal, αντίστοιχα. Οι παράμετροι της Rice-Lognormal υπολογίστηκαν και βρέθηκαν ίσοι με  $\mu = 0$  dB,  $\sigma = 0.4$  dB,  $K = 9$  dB, και της Rayleigh-Lognormal  $\mu = -2.8$  dB,  $\sigma = 0.43$  dB. Ενδεικτικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχήματα 4.12 και 4.13 για συνθήκες διάδοσης LOS και NLOS, αντίστοιχα. Το συνολικό προσομοιωμένο σήμα για σκεδάσεις δεύτερης και τρίτης τάξης βρέθηκε να παρέχει μικρότερη απόκλιση από τα μοντέλα μεικτών κατανομών και στις δύο περιπτώσεις. Καθώς αυξάνεται η τάξη της σκέδασης, επιτυγχάνεται επίσης και μεγαλύτερη ακρίβεια. Τα ευρήματα σε αυτά τα σχήματα επιβεβαιώνουν την εξαιρετική δυνατότητα εφαρμογής του μοντέλου πολλαπλής σκέδασης σε κανάλια LMS.



**Σχήμα 4.12:** Σενάριο P1 LOS. Ενδεικτική σύγκριση καμπυλών PDF πολλαπλών σκεδάσεων δεύτερης ( $R_2^*$ ) & τρίτης ( $R_3^*$ ) τάξης συνοδευόμενη με προσαρμογή κατανομής Rice-Lognormal



**Σχήμα 4.13:** Σενάριο A1 NLOS. Ενδεικτική σύγκριση καμπυλών PDF πολλαπλών σκεδάσεων δεύτερης ( $R_2^*$ ) και τρίτης ( $R_3^*$ ) συνοδευόμενη με προσαρμογή κατανομής Rayleigh-Lognormal



**Σχήμα 4.14:** Σενάριο P1 NLOS RR. Ενδεικτική σύγκριση εμπειρικών, προσομοιωμένων, και θεωρητικών καμπυλών PDFs & CDFs

Τέλος, το σχήμα 4.14, που αναφέρεται στο σενάριο P1 NLOS RR, παρουσιάζει συγκεντρωτικά πολλαπλές συναρτήσεις PDF και CDF που απεικονίζονται για σύγκριση με βάση τα εμπειρικά δεδομένα, τις προσομοιώσεις που έχουν υλοποιηθεί αλλά και τις θεωρητικές εκφράσεις, τις ακριβείς αλλά και τις ασυμπτωτικές, οι οποίες μαθηματικά υπολογίσθηκαν και παρουσιάσθηκαν στην υποενότητα 4.6.1, και με βάση τις παραμέτρους που δίνονται στον πίνακα 4.7. Όπως διαφαίνεται, οι προσομοιωμένες αλλά και οι θεωρητικές καμπύλες CDFs προσφέρουν εξαιρετική προσαρμογή στα εμπειρικά δεδομένα. Επιπλέον, είναι ενδιαφέρον να σημειωθεί η στενή σχέση μεταξύ των ακριβών και των ασυμπτωτικών θεωρητικών εκφράσεων για τις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας αλλά και αθροιστικής κατανομής, που αποδεικνύει τη χρησιμότητά τους.

# Τεχνικές Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων

\*\*\*

## 5.1 Εισαγωγή

Τα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας μπορούν να επωφεληθούν από τις τεχνικές πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων (MIMO) ώστε να βελτιωθεί η χωρητικότητα του καναλιού, να επιτευχθεί βελτίωση της φασματικής απόδοσης αλλά και αποτελεσματική αντιμετώπιση ισχυρών φαινομένων πολυδιαδρομικής διάδοσης, ιδίως σε αστικά περιβάλλοντα. Εκτός όμως από τα επίγεια δίκτυα, οι τεχνικές MIMO μπορούν επίσης να εφαρμοστούν και σε δορυφορικά συστήματα [Kyr14], [Ara11b]. Συγκεκριμένα, τα επίγεια κινητά δορυφορικά συστήματα (Land Mobile Satellite ή LMS) μπορούν να εκμεταλλευτούν τις τεχνικές MIMO για την εξάλειψη των διαλείψεων με στόχο την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Παραπομπές για μετρήσεις ραδιοδιαύλου (Channel Measurements) και μοντέλα καναλιών (Channel Models), κυρίως για διαύλους μονής εισόδου-μονής εξόδου (SISO), βρίσκουμε στο [Ara11c], ενώ μια διεξοδική μελέτη μετρήσεων διάδοσης (propagation measurements) λαμβάνοντας υπόψιν τα δορυφορικά κανάλια MIMO, εμφανίζονται στο [Pet14] αλλά και σε παραπομπές αυτών.

Παρόλο που υπάρχει πληθώρα μετρήσεων και μοντέλα καναλιών στην υπάρχουσα βιβλιογραφία που ασχολείται με τον χαρακτηρισμό διαύλων επίγειων κινητών δορυφορικών συστημάτων, LMS MIMO, μόνο λίγα από αυτά αφορούν διπλά πολωμένα κανάλια ενώ προσφάτως έχουν αποκτήσει αυξημένο ενδιαφέρον και εξετάζονται στα [Kin06a], [Kin12], [Ebe13], [Leh14], [Bur14], [Kou14b]. Απαιτούνται λοιπόν, επιπλέον καμπάνιες μέτρησης ραδιοδιαύλων LMS, οι οποίες εκτός από τα τυπικά αποτελέσματα χωρητικότητας (Channel Capacity), θα παρέχουν εναλλακτικά θεμελιώδη μετρικά για να περιγράψουν ποσοτικά την ανθεκτικότητα των τεχνικών επικοινωνίας σε σχέση με οποιαδήποτε εξωτερική διαταραχή που θα συντελέσει σε αλλοίωση του. Τέτοιες μετρήσεις έχουν διεξαχθεί και μελετηθεί σε παρόμοιες επίγειες μετρήσεις του διαύλου MIMO [Qui12], [Oes02], [Kyö06], [Dem88], [Hea05], [Sal06e]. Αυτό που είναι πραγματικά χρήσιμο στην περίπτωση μας, είναι ο στατιστικός χαρακτηρισμός του διπλά πολωμένου διαύλου MIMO LMS που περιγράψαμε στο κεφάλαιο 3. Αυτό συνε-

πάγεται ότι εξάγουμε τους πίνακες συνδιακύμανσης (covariance matrices) και συγκρίνουμε τα αποτελέσματα με ήδη υπάρχοντα στοχαστικά μοντέλα της βιβλιογραφίας [Oes06], [Sha11], [Ker02], [Yu01], [Wei06].

Το κανάλι LMS είναι γενικά μη στατικό, δηλαδή τα στατιστικά χαρακτηριστικά του διαφέρουν με το πέρασ κάποιου χρονικού διαστήματος ή/και όταν εξετάζουμε διαφορετικό φάσμα συχνοτήτων ή/και λόγω των κατευθύνσεων κίνησης πομπού (Tx) και δέκτη (Rx). Αυτό συμβαίνει επειδή μεταβάλλονται οι συνθήκες διάδοσης μεταξύ Tx και Rx. Τυπικές αιτίες για συνθήκες μη στατικότητας (non-stationarity) είναι οι κινούμενοι Tx, οι κινούμενοι Rx, ή οι κινητοί διασκορπιστές (scatterers), οδηγώντας σε διαφορετικό βαθμό μη-στατικότητας. Επομένως, ένα άλλο σημαντικό ζήτημα που πρέπει να επιβεβαιωθεί είναι η έκταση των περιοχών στατικότητας (stationarity regions) του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού MIMO LMS, σύμφωνα με τη χωρική δομή του διαύλου, που θα δώσει μια εικόνα για τις μελλοντικές τεχνικές προσαρμοστικής μετάδοσης ή τους προσαρμοστικούς αλγόριθμους σχηματισμού δέσμης (beamforming) [Isp15], [He15], [Ren10], [Her05].

Παρακάτω εξετάζεται η περίπτωση των μετρήσεων ενός διπλά πολωμένου διαύλου στενής ζώνης (dual polarized narrowband channel). Οι μετρήσεις αυτές έχουν πραγματοποιηθεί σε αστικό περιβάλλον, για δύο διαφορετικά σενάρια διάδοσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, ενσωματώνοντας στην ανάλυση περιοχές με οπτική επαφή (LOS) αλλά και χωρίς οπτική επαφή (NLOS). Η προ-επεξεργασία αυτών των δεδομένων όπως επίσης και αποτελέσματα για δυο από τα εξετασθέντα σενάρια, όπως αυτά περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3 και αποτυπώνονται συγκεντρωτικά στον πίνακα 3.2, μπορεί κανείς να βρει στο κεφάλαιο 4. Επιπρόσθετα όμως από αυτήν την επεξεργασία, σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται ανάλυση του διαύλου LMS ο οποίος χαρακτηρίζεται αναφορικά με την χωρητικότητα (Capacity) αλλά και τις ιδιοτιμές (Eigenvalues). Επιπλέον, εξετάζουμε θεμελιώδεις μετρικές παραμέτρους, όπως ο αριθμός κατάστασης Demmel (Demmel condition number) αλλά και η ελλειπτικότητα (ellipticity) που μας φανερώνουν την αρτιότητα και την αποδοτικότητα του διαύλου.

Επίσης οι ιδιότητες συσχέτισης του καναλιού MIMO LMS υπολογίζονται και εν συνεχεία, τα αποτελέσματα συγκρίνονται με ήδη υπάρχοντα στοχαστικά μοντέλα, όπως το μοντέλο του Kronecker και του Weichselberger, παρέχοντας χρήσιμες πληροφορίες σχετικά με την δυνατότητα πολυπλεξίας του καναλιού. Τέλος, για πρώτη φορά, χαρακτηρίζεται η στατικότητα του καναλιού MIMO LMS και εκτιμάται η έκταση των περιοχών μη-στατικότητας, με βάση τις μετρικές παραμέτρους που χρησιμοποιούν τους πλήρεις πίνακες συσχέτισης του καναλιού MIMO.

Η διάρθρωση του υπόλοιπου κεφαλαίου έχει ως εξής. Παρακάτω αναλύονται οι μετρητικές παράμετροι και τα αποτελέσματα που προκύπτουν αναφορικά με την επίδοση του καναλιού, τις ιδιότητες συσχέτισης του MIMO LMS διαύλου, ενώ γίνεται εκτενής αναφορά και στην στατικότητα του διαύλου. Τα αποτελέσματα βασίζονται στις μετρήσεις που αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 3 ενώ στο τέλος του κεφαλαίου αυτού καταλήγουμε σε ενδιαφέροντα συμπεράσματα.

Από τούδε και εφεξής, θα αναφερόμαστε σε μαθηματικούς συμβολισμούς όπως το  $E\{\cdot\}$  που υποδηλώνει μέση τιμή, το  $\|\cdot\|_F$  υποδηλώνει την



Frobenius νόρμα ενός πίνακα, τα  $(\cdot)^T$  &  $(\cdot)^H$  ορίζουν τον ανάστροφο και τον αναστροφοσυζυγή ενός πίνακα, το  $tr\{\cdot\}$  αντιπροσωπεύει το ίχνος του πίνακα, η εντολή  $vec(\cdot)$  στοιβάξει τις στήλες ενός πίνακα σε ένα διάνυσμα, το σύμβολο  $\otimes$  περιγράφει το γινόμενο Kronecker, και τέλος το σύμβολο  $\odot$  προσδιορίζει το γινόμενο στοιχείου προς στοιχείο γνωστό και ως γινόμενο Hadamard.

## 5.2 Σενάρια Μέτρησης και Περιβάλλον

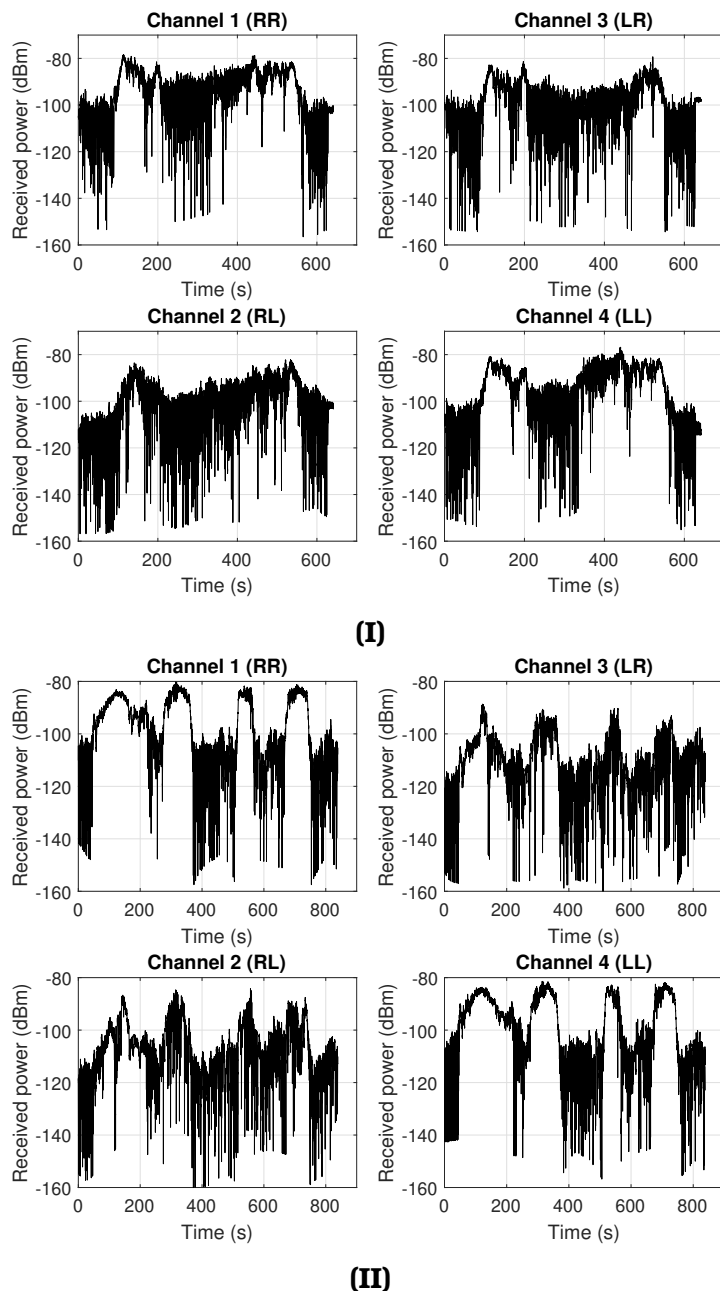
Οι μετρήσεις στις οποίες αναφερόμαστε παρακάτω, έχουν περιγραφεί αναλυτικά στις ενότητες 3.3.1 και 3.3.2. Επικεντρωνόμαστε λοιπόν σε δυο σενάρια μέτρησης, τα P1 και A1. Το P1 διέθετε σταθερό Tx και κινούμενο Rx στο επίπεδο του δρόμου, σε αστικό περιβάλλον όπως φαίνεται στο σχήμα 3.8, ενώ το A1 περιλάμβανε κινητό Tx προσαρτημένο σε τηλεχειριζόμενο αεροπλοίο και σταθερό Rx σε αντίστοιχο αστικό περιβάλλον όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12. Ο μετρητικός εξοπλισμός παρουσιάζεται στην ενότητα 3.2 ενώ παρακάτω, ο όρος Tx κεραίες θα αναφέρεται στις σπειροειδείς κεραίες, ενώ ο όρος Rx κεραίες αναφέρεται στις δύο καταστάσεις της διπλά πολωμένης μικροταινιακής κεραίας. Τα επίπεδα του λαμβανόμενου σήματος καταγράφηκαν από έναν υπολογιστή συνδεδεμένο σε έναν ευαίσθητο, τετρακάναλο δέκτη με ρυθμό δειγματοληψίας 10 kHz έτσι ώστε να ληφθούν τέσσερα δείγματα διαύλου ταυτόχρονα κάθε 0,1 ms. Ο ρυθμός δειγματοληψίας σε συνδυασμό με την ταχύτητα κίνησης είτε του Tx είτε του Rx, έχει ως αποτέλεσμα να αντιστοιχούν 3077 δείγματα/λ και 258 δείγματα/λ για τα σενάρια P1 και A1, αντίστοιχα.

Κατά την λήψη ανιχνεύθηκαν τόσο οι συμπολωσικές (co-polarized) όσο και οι ορθοπολωσικές (cross-polarized) συνιστώσες των μεταδιδόμενων σημάτων επιτρέποντας την έρευνα ραδιοδιαύλων MIMO διπλής πολώσεως. Ως εκ τούτου, τέσσερα διαφορετικά σήματα μετρήθηκαν: 1) σήμα RHCP μεταδόθηκε - σήμα RHCP ελήφθη (συνιστώσα RR); 2) σήμα LHCP μεταδόθηκε - σήμα RHCP ελήφθη (συνιστώσα LR); 3) σήμα RHCP μεταδόθηκε - σήμα LHCP ελήφθη (συνιστώσα RL); και 4) σήμα LHCP μεταδόθηκε - σήμα LHCP ελήφθη (συνιστώσα LL) [Kni15b].

Στη συνέχεια, τα κέρδη των κεραιών Tx και Rx αφαιρούνται από τη λαμβανόμενη ισχύ του κάθε μετρημένου διαύλου, χρησιμοποιώντας τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών, όπως αυτές μετρήθηκαν σε ειδικό ανηχοϊκό θάλαμο βάσει της σχετική θέσης τους και του αντίστοιχου προσανατολισμού τους. Το σχήμα 5.1(I) παρουσιάζει τη λαμβανόμενη ισχύ ως συνάρτηση του χρόνου κατά μήκος ολόκληρης της τροχιάς του Rx για το σενάριο P1, και για όλους τους πιθανούς συνδυασμούς πόλωσης. Η λαμβανόμενη ισχύς συμβαδίζει με τις επικρατούσες συνθήκες διάδοσης με συνέπεια οι δύο κορυφές του σήματος να εμφανίζονται όταν ο Rx περνά μπροστά από την κεραία του Tx (κατεύθυνση που υποδεικνύει το κόκκινο βέλος) όπου υπάρχει σαφής LOS. Κατά συνέπεια, το σχήμα 5.1(II) παρουσιάζει την λαμβανόμενη ισχύ συναρτήσεως του χρόνου κατά μήκος της τροχιάς του αεροσκάφους στο σενάριο A1. Συγκρίνοντας τα 5.1(I) και 5.1(II), το κέρδος διαδρομής (path gain) συμπίπτει με το πέρασμα του αεροσκάφους πάνω από την σταθερή θέση του Rx, και για τα τέσσερα περάσματα, όπου εμ-

φάνιζονται συνθήκες LOS. Ενδιαφέρον ακόμα παρουσιάζει η παρατήρηση πως οι διαλείψεις μικρής κλίμακας στις αντίστοιχες περιοχές LOS, κυρίως των ορθοπολωσικών διαύλων LR και RL, είναι αυξημένες και στα δύο μετρημένα σενάρια στο σχήμα 5.1.

Παρακάτω, γίνεται διερεύνηση και αξιολόγηση της απόδοσης του διπλά πολωμένου MIMO διαύλου για τα δύο σενάρια P1 και A1, σχετικά με τις μετρήσεις της χωρητικότητας, τον αριθμό κατάστασης Demmel, και την ελλειπτικότητα του καναλιού (channel Ellipticity). Τέλος, υπολογίζονται και αναλύονται οι λόγοι XPD, XPI της ορθοπολωσικής διευκρίνησης και απομόνωσης, αντίστοιχα.



**Σχήμα 5.1:** Λαμβανόμενη ισχύς συναρτήσει του χρόνου και για όλους τους συνδυασμούς πόλωσης για τις τροχιές των σεναρίων (I) P1 και (II) A1

### 5.3 Χωρητικότητα Ραδιοδιαύλου

Σε αυτή την ενότητα, θα αξιολογηθεί η απόδοση του διπλά πολωμένου MIMO διαύλου για τα δύο σενάρια P1 και A1, ως προς την χωρητικότητα (Capacity) του καναλιού. Αρχικά, πρέπει να υλοποιήσουμε την σχέση που χαρακτηρίζει τον χρονικά μεταβαλλόμενο (time-variant)  $2 \times 2$  MIMO πίνακα του διαύλου. Ο δέκτης είναι σε θέση να καταγράψει τέσσερα ανεξάρτητα κανάλια με τα οποία σχηματίζουμε τον MIMO πίνακα ως εξής

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} r(t)^{Ch1}_{RR} & r(t)^{Ch3}_{RL} \\ r(t)^{Ch2}_{LR} & r(t)^{Ch4}_{LL} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

όπου  $r$  είναι το καταγεγραμμένο λαμβανόμενο σήμα σε κάθε κανάλι του δέκτη,  $\mathbf{H}$  είναι ο  $M_R \times M_T$  πίνακας διαύλων MIMO (MIMO Channel Matrix), και  $M_T, M_R$  είναι ο αριθμός των κεραιών πομπού και δέκτη, αντίστοιχα. Ο υπολογισμός τώρα της χωρητικότητας του διπλά πολωμένου συστήματος MIMO, υποθέτοντας ένα κανάλι που δεν είναι γνωστό στον πομπό, μπορεί να υπολογιστεί σύμφωνα με το [Fos98]:

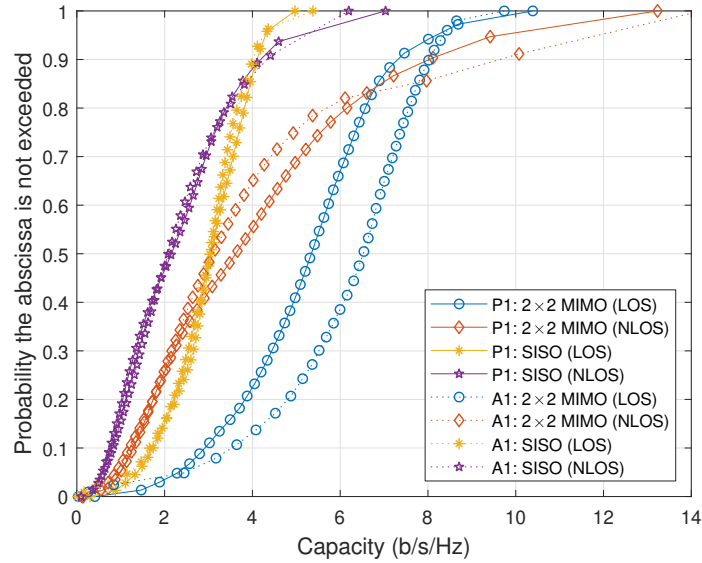
$$C(t) = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \tilde{\mathbf{H}}(t) \tilde{\mathbf{H}}(t)^H \right) \right] \quad (5.2)$$

όπου το  $C$  είναι η χωρητικότητα σε b/s/Hz,  $\mathbf{I}$  είναι ο μοναδιαίος ή ταυτοτικός πίνακας,  $\rho$  είναι ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) σε κάθε μια από τις κεραιές λήψης ενώ ο πίνακας  $\tilde{\mathbf{H}}$  είναι κανονικοποιημένος με βάση την μέση ισχύ στην μονάδα. Η διαδικασία αυτή, της κανονικοποίησης, επιτυγχάνεται όταν  $\tilde{\mathbf{H}} = A \cdot \mathbf{H}$ , σύμφωνα με τον [Wal03a]:

$$A = \left( \frac{1}{NM_T M_R} \sum_{k=1}^N \left\| \mathbf{H}(k) \right\|_F^2 \right)^{-1/2} \quad (5.3)$$

όπου  $A$  είναι ο παράγοντας κανονικοποίησης,  $N$  είναι ο συνολικός αριθμός των μετρούμενων δειγμάτων ενώ το άθροισμα των στοιχείων του πίνακα  $\mathbf{H}$  κατόπιν υπολογισμού της νόρμα Frobenius λαμβάνεται βάσει της χρονικής μεταβλητής  $k$ . Η χωρητικότητα αποκαλύπτει το ανώτερο όριο του μεγέθους της πληροφορίας (σε bits/s/Hz) που μπορεί να μεταδοθεί αξιόπιστα μέσω ενός θορυβώδους καναλιού επικοινωνίας για ένα δεδομένο SNR.

Δεδομένου ότι το κανάλι είναι χρονικά μεταβαλλόμενο, μπορούμε να υπολογίσουμε την αθροιστική συνάρτηση κατανομής (CDF) της χωρητικότητας. Η μέση τιμή του  $\rho$  έχει επιλεγεί ίση με 10 dB, μια μέση τιμή με βάση την οποία γίνονται υπολογισμοί και στα [Ebe13], [Kou14b], ενώ στο σχήμα 5.2 εμφανίζονται τα αποτελέσματα της χωρητικότητας και συγκρίνονται με ένα κανάλι SISO. Η χωρητικότητα του SISO υπολογίζεται σε αυτήν την περίπτωση από τις μέσες τιμές που προκύπτουν και από τα τέσσερα μετρούμενα κανάλια. Προκύπτει, όπως αναμενόταν, ότι το διπλά πολωμένο MIMO κανάλι, σαφώς και παρέχει σημαντικά βελτιωμένες δυνατότητες για αμφότερα τα σενάρια (P1 και A1) και για τις συνθήκες διάδοσης LOS και NLOS, σε σύγκριση με την κατάσταση SISO.

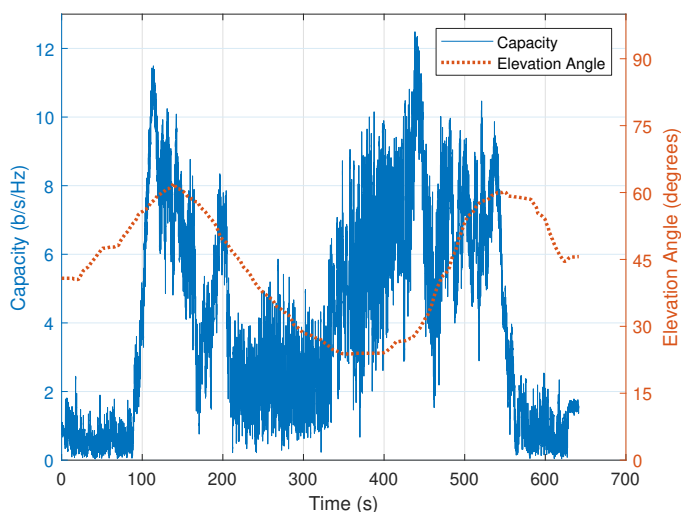


**Σχήμα 5.2:** Καμπύλες CDF της Χωρητικότητας (Capacity) του καναλιού MIMO  $2 \times 2$  για  $\rho = 10$  dB, εξετάζοντας διαφορετικές συνθήκες διάδοσης και σενάρια μέτρησης

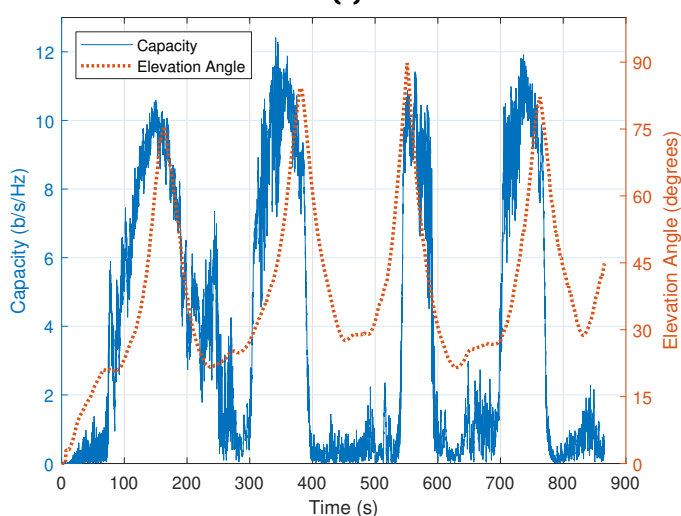
Επιπρόσθετα, για  $\rho = 10$  dB, εξετάζοντας το σενάριο P1, η εργοδική χωρητικότητα βρέθηκε ίση με 5,3 και 4,1 b/s/Hz, για συνθήκες διάδοσης LOS και NLOS, αντίστοιχα. Κατ' ακολουθίαν, η εργοδική χωρητικότητα για το σενάριο A1, υπολογίστηκε σε 6,1 και 4,1 b/s/Hz, αντίστοιχα. Ως εκ τούτου, σχεδόν παρόμοιες δυνατότητες καναλιών βλέπουμε να επιτυγχάνονται και για τα δύο σενάρια διάδοσης, τα οποία είναι συγκρίσιμα με αυτά που αναφέρθηκαν στο [Ebe13], όπου πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις σε ένα παρόμοιο κανάλι MIMO LMS διπλής πόλωσης. Οι παραπάνω τιμές είναι σημαντικά βελτιωμένες σε σύγκριση με αυτές που αναφέρονται στο [Kin06a], που προέρχονται επίσης από παρόμοιες μετρήσεις σε αστικό περιβάλλον. Επιπλέον, οι υπολογιζόμενες τιμές είναι αυξημένες σε σύγκριση με αυτές που δόθηκαν στο [Lac12] όπου πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις διπλής πόλωσης σε προαστιακό (suburban)/αγροτικό (rural) περιβάλλον.

Η στιγμιαία χωρητικότητα του καναλιού MIMO  $2 \times 2$  απεικονίζεται στο σχήμα 5.3, και για τα δύο μετρημένα σενάρια. Παρατηρούμε ότι είναι συσχετισμένη με την ακολουθούμενη τροχιά του Rx στο P1, και αντίστοιχα, με του Tx στο A1, διατηρώντας παρόμοιο μοτίβο με το λαμβανόμενο σήμα που παρουσιάζεται στο σχήμα 5.1. Αναλυτικότερα, οι κορυφές της χωρητικότητας συμπίπτουν με τις κορυφές της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος που εμφανίστηκαν στις περιοχές LOS κατά μήκος των τροχιών. Όπως φαίνεται στα σχήματα 5.3(I) & 5.3(II), η χωρητικότητα μπορεί να υπερβαίνει κιόλας τα 12 b/s/Hz.

Ένα άλλο ενδιαφέρον αποτέλεσμα είναι η μεταβολή της χωρητικότητας ως συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης. Από τα αποτελέσματα, προέκυψαν οι αθροιστικές συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας της χωρητικότητας για τις διαφορετικές γωνίες ανύψωσης. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχήματα 5.4(I) & 5.4(II), για τα σενάρια P1 και A1 αντίστοιχα. Στην διάδοση των σεναρίων P1, και για NLOS κατάσταση διάδοσης, η χωρητικότητα μειώνεται σταδιακά ως συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για τιμές μεταξύ



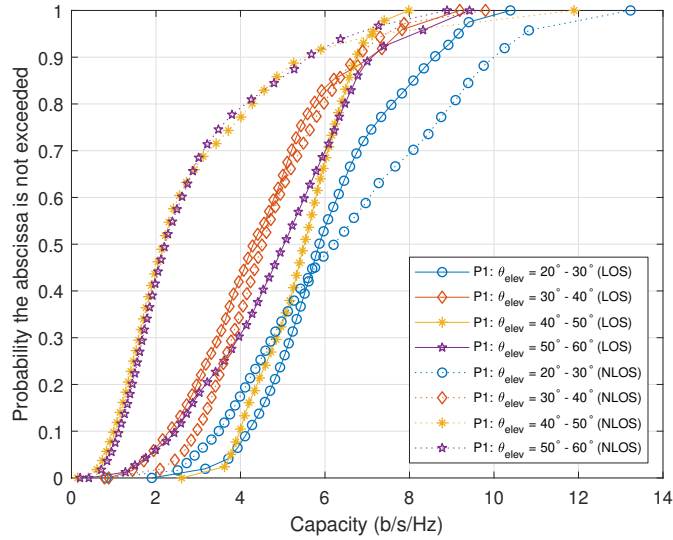
(I)



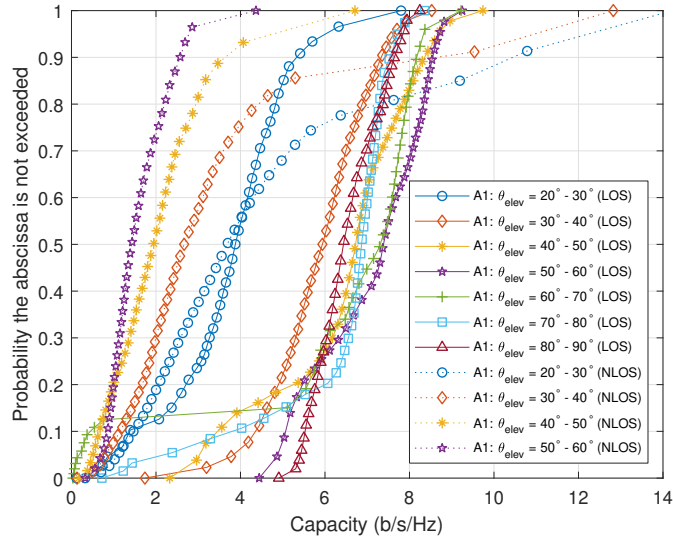
(II)

**Σχήμα 5.3:** Η χωρητικότητα του διαύλου σε συνδυασμό με τη γωνία ανύψωσης συναρτίζεται του χρόνου για τις μετρούμενες τροχιές, ενσωματώνοντας τόσο τμήματα LOS όσο και NLOS. (I) Σενάριο P1, (II) Σενάριο A1

20° και 50° και παραμένει σχεδόν σταθερή για γωνίες μεγαλύτερες από 50°, πράγμα που φανερώνει σαν αποτέλεσμα έναν κορεσμό μετά από κάποιο σημείο και έπειτα. Από την άλλη πλευρά, στις περιπτώσεις LOS, δεν υπάρχει κάποια σαφής τάση που να επικρατεί στις μεταβολές της χωρητικότητας. Σχετικά τώρα με το σενάριο A1 και με LOS, η χωρητικότητα κλιμακώνεται σε συνάρτηση με την γωνία ανύψωσης, για τιμές μεταξύ 20° και 70°. Αυτή η τάση όμως αντιστρέφεται για γωνίες μεταξύ 70° και 90°. Στις περιπτώσεις που έχουμε NLOS, η μεταβολή της χωρητικότητας παρουσιάζει αντίθετη τάση, δηλαδή μειώνεται για γωνίες μεταξύ 20° και 60°. Εάν επιδιώξουμε σύγκριση του σεναρίου με το αερόπλοιο και όντας πεζοί σε συνθήκες LOS, μπορεί κανείς να συμπεράνει ότι σε παρόμοιες γωνίες ανύψωσης, η χωρητικότητα που λαμβάνουμε στο σενάριο A1 υπερέρχει, κατά μέσον όρο, αυτής του P1. Ωστόσο, για τις περιοχές NLOS δεν μπορούν να εξαχθούν σαφή συμπεράσματα.



(I)

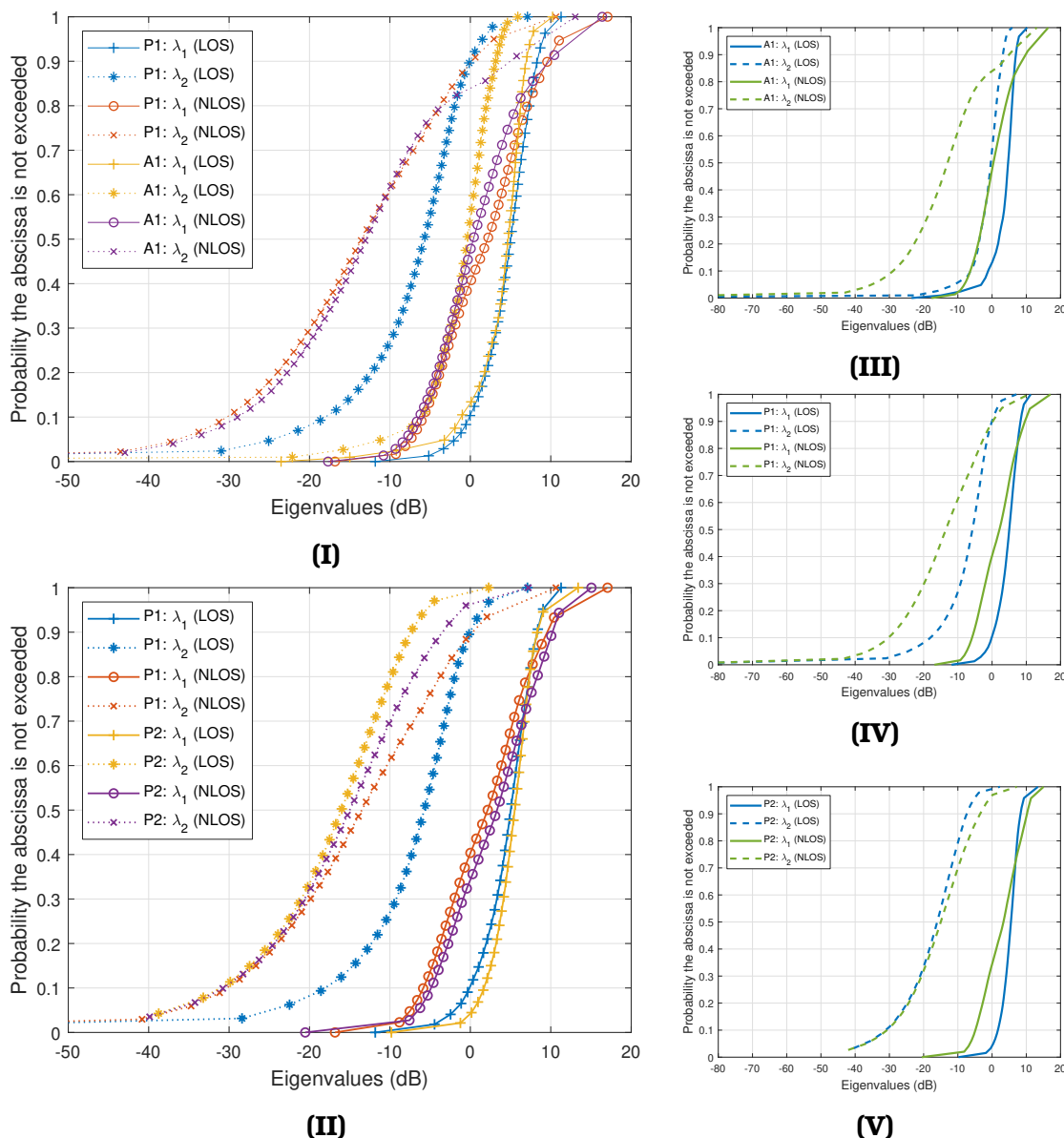


(II)

**Σχήμα 5.4:** Καμπύλες CDF χωρητικότητα του καναλιού  $2 \times 2$  MIMO για  $\rho = 10$  dB και για διαφορετικά διαστήματα γωνιών ανύψωσης, σε τμήματα LOS και NLOS. (I) Σενάριο P1, (II) Σενάριο A1

Αν ακολουθήσουμε μια διαφορετική προσέγγιση στην ανάλυση μας και εκτελώντας αποσύνθεση ιδιομορφής τιμής (Singular Value Decomposition ή SVD) του πίνακα  $\hat{\mathbf{H}}$ , μπορούμε να αντλήσουμε τις ιδιομορφές τιμές  $\sigma_i$  και τις αντίστοιχες ιδιοτιμές  $\lambda_m$  του καναλιού, οι οποίες παρέχουν ένα μέτρο της ποσότητας της ισχύος που μεταφέρεται μεταξύ Tx και Rx. Το σύμβολο  $m$ , γνωστό και ως ρυθμός (mode), υποδηλώνει τη λειτουργία διάδοσης και στην περίπτωση μας,  $m = 1, 2$ . Όσο μεγαλύτερη είναι η ιδιοτιμή  $\lambda_m$  τόσο μεγαλύτερο είναι και το SNR για τον αντίστοιχο ρυθμό, και ως εκ τούτου, μεγαλύτερη και η εφικτή χωρητικότητα μέσω της κατάστασης  $m$ . Τα σχήματα 5.5(I) και 5.5(II) παρουσιάζουν τις CDF των υπολογισμένων ιδιοτιμών των μετρημένων σεναρίων A1 & P1 και P1 & P2 αντίστοιχα.

Οι ιδιοτιμές σε συνθήκες LOS παρουσιάζουν μικρότερο διαχωρισμό,



**Σχήμα 5.5:** Καμπύλες CDF των Ιδιοτιμών (Eigenvalues) του ραδιοδιαύλου MIMO 2 × 2 (I) Σενάριο P1 & A1, (II) Σενάριο P1 & P2, και μεμονωμένα τα μετρημένα σενάρια (III) A1, (IV) P1, και (V) P2 τόσο για συνθήκες διάδοσης LOS όσο και NLOS

πράγμα που αποδεικνύει ότι και οι δύο καταστάσεις,  $(\lambda_1, \lambda_2)$ , είναι εν ενεργεία και συνεισφέρουν. Αυτή η παρατήρηση ισχύει και για τα δυο σενάρια, A1 και P1. Από την άλλη πλευρά, λαμβάνοντας υπόψη τις ιδιοτιμές που προέρχονται από τα τμήματα NLOS, παρατηρούμε ότι ο διαχωρισμός μεταξύ τους είναι μεγαλύτερος, υπονοώντας ότι αποτελεσματικά μόνο μια κατάσταση είναι ενεργή, υποδεικνύοντας ένα ισχυρό στοιχείο ανάκλασης ή περίθλασης. Ως εκ τούτου, το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος μεταδίδεται μέσω της μιας κατάστασης λειτουργίας, ενώ η άλλη κατάσταση δεν συμβάλλει σημαντικά. Συγκρίνοντας τα δύο σενάρια (P1 και A1), η καλύτερη επίδοση παρατηρείται σε συνθήκες LOS του αερόπλοιου (A1). Στην περίπτωση αυτή, οι ιδιοτιμές παρουσιάζουν τον μικρότερο διαχωρισμό και το κανάλι

ευνοεί την πολυπλεξία πόλωσης (polarization multiplexing), σε αντίθεση με τον διαφορισμό (diversity).

Τα παραπάνω φαίνονται πιο ξεκάθαρα στο σχήμα 5.5(IV) που απεικονίζει την CDF και των δύο καταστάσεων του διαύλου που συναντάμε μόνο στο σενάριο P1. Παρατηρούμε ότι οι ιδιοτιμές στην περίπτωση LOS έχουν μεγαλύτερο διαχωρισμό, πράγμα που σημαίνει ότι μόνο μια κατάσταση συνεισφέρει κυρίως. Αυτό συμβαίνει σε περιπτώσεις όπου το άμεσο σήμα LOS κυριαρχεί και η πλειοψηφία της ισχύος μεταδίδεται μέσω μιας κατάστασης λειτουργίας ( $\lambda_1$  ή  $\lambda_2$ ) ενώ η άλλη δεν συμβάλλει σημαντικά. Από την άλλη πλευρά, λαμβάνοντας υπόψη τις ιδιοτιμές που προέρχονται από το τμήμα NLOS, ο διαχωρισμός μεταξύ τους είναι μικρότερος, πράγμα που σημαίνει ότι και οι δύο καταστάσεις διεγέρθηκαν ( $\lambda_1, \lambda_2$ ). Ως εκ τούτου, η πολλαπλή διαδρομή είναι ο κυρίαρχος μηχανισμός διάδοσης, με μια άμεσα εξασθενημένη άμεση συνιστώσα. Αντίστοιχη συμπεριφορά βλέπουμε αναλύοντας το 5.5(V) του σεναρίου P2 ενός κλασσικού  $2 \times 2$  MIMO διαύλου έναντι ενός διπλής πολώσεως. Παρατηρούμε ότι οι ιδιοτιμές και στην περίπτωση LOS αλλά και στην NLOS έχουν μεγάλο διαχωρισμό, πράγμα που σημαίνει και εδώ, ότι μόνο μια κατάσταση συνεισφέρει κυρίως. Είναι επίσης αξιοσημείωτο, ότι ο διαχωρισμός των καταστάσεων στο P2 είναι ακόμα μεγαλύτερος από αυτόν του P1 και ειδικότερα στην περίπτωση NLOS. Σε αυτήν την περίπτωση διαφαίνεται να είναι προτιμητέα η χρήση τεχνικών διαφορισμού έναντι κάποιας τεχνικής πολυπλεξίας.

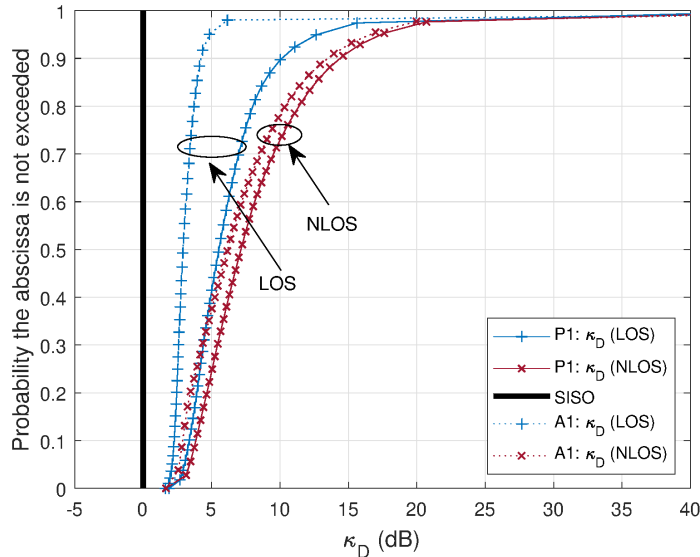
## 5.4 Αριθμός Κατάστασης Demmel

Ο αριθμός κατάστασης Demmel εισήχθη για πρώτη φορά στο [Dem88] και χρησιμοποιήθηκε στην επικύρωση πειραματικών μοντέλων καναλιών στο [Kyö06]. Μαθηματικά ορίζεται ως

$$\kappa_D = \frac{\|\tilde{\mathbf{H}}\|_F}{\sigma_{\min}(\tilde{\mathbf{H}})} \quad (5.4)$$

όπου  $\sigma_{\min}(\tilde{\mathbf{H}})$  είναι η μικρότερη ιδιόμορφη τιμή της μήτρας  $\tilde{\mathbf{H}}$ . Ο αριθμός κατάστασης Demmel είναι μια πολύ χρήσιμη μέτρηση και ένα ποσοτικό μέτρο της αντιστρεψιμότητας του διαύλου (channel invertibility) [Kyö06], δεδομένου ότι διερευνά τη σχέση και το συμβιβασμό που υπάρχει μεταξύ διαφορισμού και πολυπλεξίας για μια δεδομένη κατανομή διαύλων. Έχοντας στην κατοχή μας τον χρονικά μεταβαλλόμενο πίνακα του καναλιού, μπορούμε να υπολογίσουμε την CDF του αριθμού κατάστασης Demmel για κάθε μια κατάσταση διάδοσης για κάθε ένα σενάριο. Τα αποτελέσματα απεικονίζονται στο σχήμα 5.6. Η μαύρη κάθετη συμπαγής γραμμή υποδεικνύει τα όρια της ιδανικής περίπτωσης ισοδύναμων παράλληλων SISO διαύλων, όπου  $\kappa_D = 1$  ή 0 dB. Ο αριθμός κατάστασης Demmel τείνει στο άπειρο όταν το  $\tilde{\mathbf{H}}$  είναι μη-αντιστρέψιμος (singular). Πάνω από το όριο των 0 dB, και κάτω από ένα προκαθορισμένο όριο του  $\kappa_D$ , ο διάυλος είναι καταλληλότερος για χρήση και εφαρμογή χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing) παρά για τη μετάδοση με χρήση τεχνικών μετάδοσης με διαφορισμό (diversity transmission). Το κατώφλι ορίζεται από την



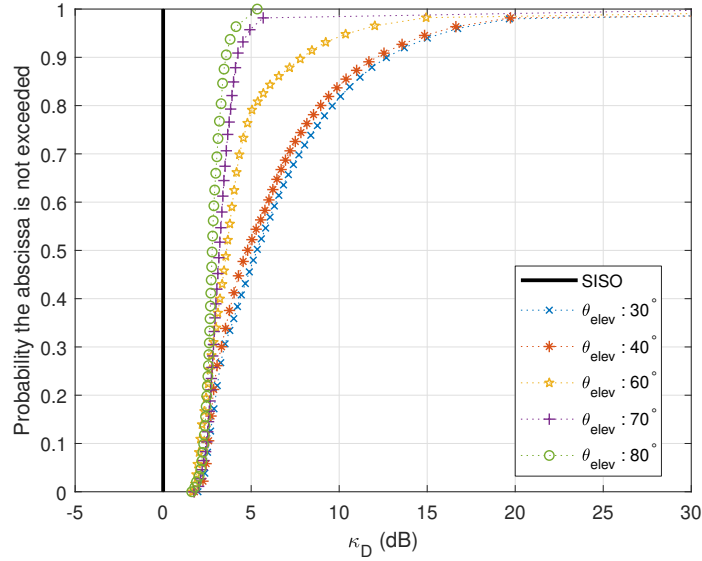


**Σχήμα 5.6:** Καμπύλες CDF του αριθμού κατάστασης Demmel MIMO διαύλου  $2 \times 2$ . Η μαύρη γραμμή υποδεικνύει την ιδανική περίπτωση των ισοδύναμων παράλληλων SISO διαύλων

Ευκλείδεια απόσταση μεταξύ των χώρο-χρονικών κωδικών-λέξεων (space-time codewords) του σχήματος διαφορισμού και της Ευκλείδειας απόστασης μεταξύ των διαφόρων λαμβανόμενων χώρο-χρονικών κωδικών-λέξεων (space-time codewords) κατά τη χρήση της χωρικής πολυπλεξίας [Hea05].

Από το 5.6, μπορεί να παρατηρηθεί ότι το διπλά πολωμένο κανάλι MIMO για το σενάριο LOS A1 έχει το χαμηλότερο  $\kappa_D$ , και είναι επομένως περισσότερο κατάλληλο για πολυπλεξία. Επιπλέον, παρατηρούμε ότι οι περιοχές LOS έχουν χαμηλότερες τιμές αριθμού κατάστασης Demmel από τις NLOS, που δείχνει ότι το περιβάλλον όπου υπάρχει και LOS διασφαλίζει πλούσια ύπαρξη πολυδιαδρομικών διαδρομών και προτιμάται περισσότερο για τη μετάδοση MIMO. Αυτό επίσης, επαληθεύει τη διέγερση και των δύο ιδιομορφών τιμών  $\lambda_1$  και  $\lambda_2$ , όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Συνολικά, η μέση τιμή του  $\kappa_D$  ποικίλλει μεταξύ 2 και 8 dB, επίπεδα που είναι χαμηλότερα από τα αποτελέσματα που αναφέρονται στο [Qui12], όπου παρουσιάζονται μετρήσεις εσωτερικού χώρου από έναν διπλά πολωμένο δίαυλο MIMO. Εάν τώρα το κατώφλι αυξηθεί περαιτέρω, κανάλια με μειωμένη κατάσταση διαμόρφωσης (more poorly conditioned) καθίστανται καταλληλότερα για μετάδοση με χρήση μεθόδων πολυπλεξίας.

Τέλος, για το σύστημα του διπλά πολωμένου MIMO, επιλογή μεταξύ της τεχνικής πολυπλεξίας και της μετάδοσης με διαφορισμό γίνεται και με το XPD όπως θα δούμε παρακάτω. Ένα κανάλι με υψηλό XPD θα είναι καταλληλότερο για πολυπλεξία ενώ ένας δίαυλος με χαμηλό XPD θα είναι καταλληλότερος για μετάδοση με διαφορισμό. Ως εκ τούτου, ο αριθμός κατάστασης Demmel μπορεί να θεωρηθεί ως ένα αρκετά θεμελιώδες μετρικό για τα συστήματα επικοινωνιών που βασίζονται στην πόλωση [Qui12]. Επιπρόσθετα, το σχήμα 5.7 δείχνει ότι ο αριθμός κατάστασης Demmel σταδιακά μειώνεται όσο αυξάνεται η γωνία ανύψωσης, πράγμα που δείχνει ότι το κανάλι ευνοεί την πολυπλεξία για υψηλές γωνίες ανύψωσης. Παρόμοια ευρήματα έχουν παρατηρηθεί και στο [Oes02].



**Σχήμα 5.7:** Καμπύλες CDF του αριθμού κατάστασης Demmel διαύλου MIMO  $2 \times 2$  για διάφορες γωνίες ανύψωσης του σεναρίου A1. Η μαύρη γραμμή υποδεικνύει την ιδανική περίπτωση των ισοδύναμων παράλληλων SISO διαύλων

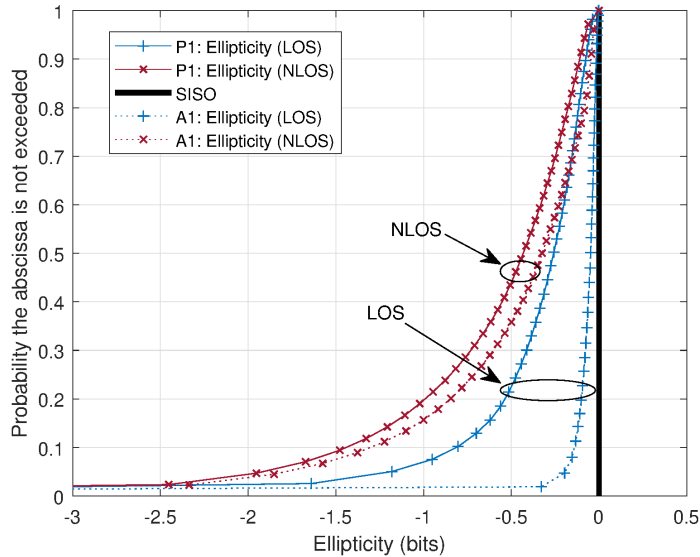
## 5.5 Ελλειπτικότητα Διαύλου

Η ελλειπτικότητα του διαύλου MIMO εισήχθη σαν έννοια στο [Sal06e] και ορίζεται ως ο λόγος του γεωμετρικού προς τον αριθμητικό μέσο των ιδιόμορφων τιμών

$$\log_2(\gamma) = \log_2 \left[ \frac{\left( \prod_{i=1}^K \sigma_i \right)^{1/K}}{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i} \right] \quad (5.5)$$

όπου  $K = \min(M_R, M_T)$  και  $\sigma_i$  είναι οι ιδιόμορφες τιμές του πίνακα του διαύλου MIMO  $\mathbf{H}$ . Η ελλειπτικότητα υποδεικνύει την απώλεια πληροφορίας του καναλιού σε σύγκριση με ένα καθαρά διαγώνιο δίαυλο λόγω της διασποράς των ιδιόμορφων τιμών [Qui12]. Αυτό συνεπάγεται την μέτρηση του κέρδους ισχύος  $K$  ισοδύναμων παράλληλων ροών που μεταφέρουν πληροφορία μέσω του καναλιού MIMO ( $K = 2$ ) [Sal06e]. Σύμφωνα με την εξίσωση (5.5), το  $\log_2(\gamma)$  είναι πάντα αρνητικό και δίνει τις απώλειες της πληροφορίας σε bits. Όσο πιο κοντά στο μηδέν είναι το  $\log_2(\gamma)$ , τόσο χαμηλότερη είναι η απώλεια του διαύλου σε χωρητικότητα (capacity). Εάν τώρα όλες οι ιδιοτιμές είναι ίσες, τότε το  $\log_2(\gamma) = 0$ , που είναι και το ανώτατο όριο, που ονομάζεται επίσης ιδανική περίπτωση SISO.

Έχοντας το χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι, μπορούμε να υπολογίσουμε τις καμπύλες CDF του μετρικού στοιχείου της ελλειπτικότητας για κάθε κατάσταση διάδοσης και σενάριο μέτρησης. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 5.8, όπου και διαπιστώνουμε το γεγονός ότι επιτυγχάνεται χαμηλότερη απώλεια πληροφορίας στο LOS σενάριο A1, επαληθεύοντας



**Σχήμα 5.8:** Καμπύλες CDF της ελλειπτικότητας του  $2 \times 2$  MIMO διαύλου και για τα δυο σενάρια (A1,P1) σε συνθήκες LOS & NLOS. Η μαύρη γραμμή υποδεικνύει την ιδανική SISO περίπτωση, όπου δεν υπάρχει απώλεια πληροφορίας

την καταλληλότητά του για πολυπλεξία. Επιπλέον, οι συνθήκες LOS παρουσιάζουν χαμηλότερη απώλεια πληροφοριών σε σύγκριση με NLOS καταστάσεις. Συνολικά, η μέση απώλεια της πληροφορίας δεν υπερβαίνει το 1 bit, για όλα τα μετρούμενα σενάρια όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.8. Τα αποτελέσματα είναι συγκρίσιμα με εκείνα που αναφέρονται στο [Qui12], και ελαφρώς βελτιωμένα από αυτά που αναφέρθηκαν στο [Sal06e], που αφορούσε ένα σενάριο μέτρησης εξωτερικού χώρου, μικροκυψέλλης (microcell) σε αστικό περιβάλλον.

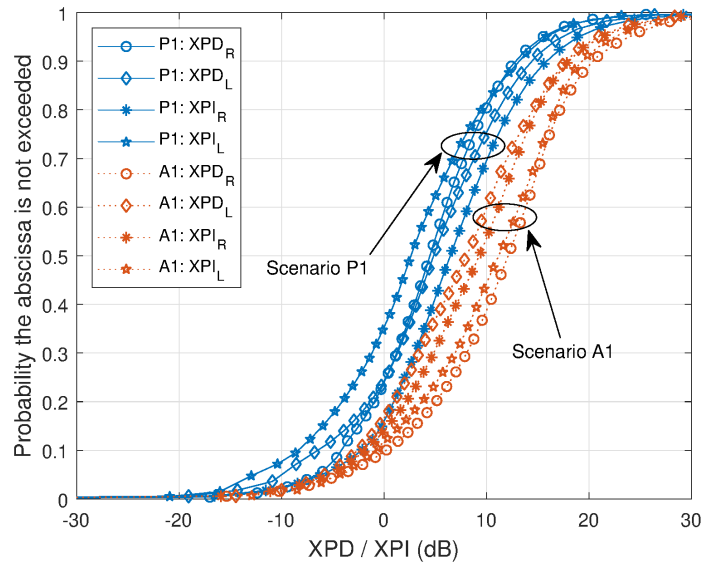
Το μετρικό της ελλειπτικότητας έχει το εξής πλεονέκτημα, είναι ανεξάρτητο του SNR και του δυναμικού εύρους (dynamic range). Σε σύγκριση με τον αριθμό κατάστασης Demmel, έχει επίσης το μεγάλο πλεονέκτημα να περιλαμβάνει όλες τις ιδιάζουσες τιμές του καναλιού. Ως εκ τούτου, είναι ένα πολύ καλό μετρικό για την επικύρωση και την εκτίμηση της δυνατότητας πολυπλεξίας ενός καναλιού, και ως εκ τούτου ένα φυσικό μέτρο υπόδειξης πολλαπλών διαδρομών/μονοπατιών διάδοσης [Sal06e]. Για ένα σύστημα διπλά πολωμένου MIMO, η ελλειπτικότητα δείχνει την απώλεια σε σύγκριση με ένα παρόμοιο σύστημα με άπειρο XPD [Qui12].

## 5.6 Ορθοπολωσική Διευκρίνηση & Απομόνωση (XPD/XPI)

Αναφορικά με την ποιότητα του διπλά πολωμένου διαύλου, ένα μέτρο του βαθμού παρεμβολής μεταξύ δύο πολωμένων διαύλων είναι η ορθοπολωσική διευκρίνηση (XPD) [Ipp89]. Το XPD ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ της μέσης λαμβανόμενης ισχύος των συμπολωσικών (co-polar) και των ορθοπολωσικών (cross-polar) κυμάτων για ένα κύμα που μεταδίδεται με μία μόνο πόλωση. Έστω δηλαδή ότι  $P_{ij}$  είναι η μέση ισχύς του εισερχόμενου σήμα-

Scenario	XPD <sub>R</sub>	XPD <sub>L</sub>	XPI <sub>R</sub>	XPI <sub>L</sub>
P1	14.2	14.4	16.1	12.8
P1 (LOS)	15.3	11.4	11.0	15.5
P1 (NLOS)	9.6	4.8	6.6	5.5
A1	22.5	17.2	17.6	21.0
A1 (LOS)	19.2	18.0	19.0	18.3
A1 (NLOS)	17.1	9.5	14.7	12.7

**Πίνακας 5.1:** Μέσος όρος τιμών XPD & XPI σε dB για τα σενάρια P1 & A1



**Σχήμα 5.9:** Καμπύλες CDF της ορθοπολωσικής διευκρίνησης & απομόνωσης των μετρημένων σεναρίων A1 & P1

τος στον Rx που έχει μεταδοθεί σε κατάσταση πολώσεως “*i*” και έχει ληφθεί από κατάσταση πόλωσης “*j*”, τότε τα XPD & XPI μπορούν να αποδοθούν ως

$$XPD = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{ii}}{P_{ij}} \right) , \quad XPI = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{ii}}{P_{ji}} \right) \quad (5.6)$$

Εάν ορίσουμε τώρα την κατάσταση “*i*” ως RHCP και “*j*” ως LHCP τότε το XPD για το “*i*” θα είναι ο λόγος της μέσης λαμβανόμενης ισχύος του RHCP προς την μέση λαμβανόμενη ισχύ του LHCP δεδομένου ότι μόνο η πρώτη μεταδόθηκε.

Ένα ακόμα μέτρο, με άμεση σχέση και με τα παραπάνω, είναι η ορθοπολωσική απομόνωση (XPI), που συγκρίνει την συμπολωσικά (λαμβανόμενη ισχύ) με την ορθοπολωσικά λαμβανόμενη ισχύ που ελήφθη στην ίδια κατάσταση πόλωσης [Irr89]. Το XPI δηλαδή συγκρίνει την ισχύ του λαμβανόμενου κύματος RHCP που μεταδόθηκε ως RHCP με την ισχύ που μεταδόθηκε ως LHCP. Το XPI είναι μια παράμετρος με μεγαλύτερη σημασία για τους μηχανικούς συστημάτων, δεδομένου ότι δίνει απευθείας το λόγο φέροντος προς την παρεμβολή (carrier-to-interference) σε ένα δεδομένο κανάλι.

Βάσει των παραπάνω, υπολογίστηκαν και απεικονίζονται οι καμπύλες CDF των αποτελεσμάτων XPD και XPI στο σχήμα 5.9, και για τα δύο σενάρια, ενώ ο πίνακας 5.1 συνοψίζει τις μέσες τιμές των μετρημένων σεναρίων. Η ορθοπολωσική διευκρίνιση (cross-polar discrimination) υπολογίστηκε μεταξύ 14.2 και 22.5 dB, ενώ η ορθοπολωσική απομόνωση (cross-polar isolation) μεταξύ 12.8 και 21 dB, για τα σενάρια P1 & A1 αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα που υπολογίστηκαν είναι σημαντικά βελτιωμένα σε σύγκριση με αυτά που δίνονται στο [Lio10], όπου σε παρόμοιο αστικό περιβάλλον αναφέρθηκε τιμή XPD ίση με 5 dB. Συγκρίνοντας τώρα τα σενάρια P1 και A1 μεταξύ τους, το τελευταίο παρέχει καλύτερες τιμές XPD και XPI, οι οποίες μπορούν να αποδοθούν στον μεγάλο διαχωρισμό μεταξύ Tx και Rx, στις υψηλότερες γωνίες ανύψωσης, και στις μεγαλύτερες περιοχές LOS. Τέλος, ο πίνακας 5.1 παρουσιάζει επίσης τιμές των XPD και XPI για ενδεικτικές περιοχές LOS και NLOS των σεναρίων που μελετάμε. Από τους υπολογισμούς προκύπτει ότι οι τιμές στις περιοχές με LOS είναι σαφώς υψηλότερες από τις αντίστοιχες σε NLOS.

## 5.7 Ιδιότητες συσχέτισης του διαύλου MIMO

Για να εμπλουτίσουμε περισσότερο τον στατιστικό χαρακτηρισμό του καναλιού MIMO θα ερευνήσουμε τις ιδιότητες συσχέτισης του μετρημένου διαύλου, υπολογίζοντας την αυτοσυσχέτιση της περιβάλλουσας κάθε ξεχωριστού υποδιαύλου SISO σύμφωνα με την σχέση:

$$\rho_{\text{ch}}(ij, kl) = \frac{\mathbf{E} \left\{ \tilde{h}_{ij} \tilde{h}_{kl}^* \right\}}{\sqrt{\mathbf{E} \left\{ |\tilde{h}_{ij}|^2 \right\} \mathbf{E} \left\{ |\tilde{h}_{kl}|^2 \right\}}} = \mathbf{R}_{\text{ch}}(i', j') \quad (5.7)$$

όπου  $\tilde{h}_{ij}$  είναι το  $i, j$  αντίστοιχο στοιχείο του κανονικοποιημένου πίνακα του διαύλου MIMO,  $\tilde{\mathbf{H}}$ , ενώ τα  $i, j$  συνδυάζονται για να σχηματίσουν έναν δείκτη που θα αντιστοιχεί στην γραμμή του  $\mathbf{R}_{\text{ch}}$  και τα  $k, l$  συνδυάζονται για να σχηματίσουν έναν δείκτη που θα αντιστοιχεί στην στήλη του  $\mathbf{R}_{\text{ch}}$ , δηλαδή ισχύει ότι  $i' = i + (j - 1) M_R$  και  $j' = k + (l - 1) M_R$  [Wal03b]. Οι πίνακες με τους συντελεστές συσχέτισης του μετρημένου καναλιού και για τα δύο σενάρια P1 και A1 υπολογίζονται χρησιμοποιώντας την σχέση (5.7) και τα αποτελέσματα δίνονται στους πίνακες συσχέτισης (5.8). Αντίστοιχα αποτελέσματα έχουν υπολογιστεί ξεχωριστά για περιοχές που εμφανίζουν LOS, όπως επίσης και NLOS, όπως φαίνεται στους πίνακες συσχέτισης (5.9) και (5.10) αντίστοιχα, για ενδεικτικές περιοχές LOS και NLOS των μετρούμενων τροχιών.

$$\mathbf{R}_{\text{ch}}^{\text{P1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.88 & 0.86 & 0.94 \\ 0.88 & 1 & 0.79 & 0.82 \\ 0.86 & 0.79 & 1 & 0.85 \\ 0.94 & 0.82 & 0.85 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{\text{ch}}^{\text{A1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.87 & 0.84 & 0.99 \\ 0.87 & 1 & 0.73 & 0.87 \\ 0.84 & 0.73 & 1 & 0.81 \\ 0.99 & 0.87 & 0.81 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Τα υπολογισθέντα αποτελέσματα υποδεικνύουν υψηλές τιμές συσχέτισης των αντίστοιχων υποκαναλιών σε αμφότερα τα μετρούμενα σενάρια

και σε όλες τις συνθήκες διάδοσης. Στο σενάριο P1, όντας πεζοί, τα επίπεδα συσχέτισης είναι ελαφρώς χαμηλότερα σε σύγκριση με το σενάριο A1, που χρησιμοποιούμε το αερόπλοιο. Επιπλέον, σε περιπτώσεις NLOS, παρατηρούμε ότι το κανάλι εμφανίζει χαμηλότερα επίπεδα συσχέτισης, σε σύγκριση με το LOS, που συνεπάγεται πλούσιο περιβάλλον πολυδιαδρομικών συνιστωσών που βοηθάει στις τεχνικές πολυπλεξίας. Παρόλα αυτά, τα επίπεδα συσχέτισης είναι υψηλά, ακόμη και σε περιπτώσεις NLOS και δρουν ως αποτρεπτικός παράγοντας για την πολυπλεξία, υποδεικνύοντας ότι ο διαφορισμός ή η διαμόρφωση δέσμης θα ήταν προτιμητέες τεχνικές. Τα αποτελέσματα αυτά φαίνεται να είναι αρχικά σε αντίθεση με αυτά που παρουσιάζονται στο σχήμα 5.6, όπου οι ιδιοτιμές παρουσιάζουν μικρότερο διαχωρισμό σε περιπτώσεις LOS που συνεπάγεται ότι αμφότερες οι καταστάσεις διάδοσης είναι σε διέγερση. Ωστόσο, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, οι τιμές του XPD σε περιπτώσεις LOS είναι υψηλότερες και μπορούν να βοηθήσουν στην διαγωνιοποίηση του πίνακα του καναλιού. Τέλος, βρέθηκε ότι ο πίνακας συνδιακύμανσης (covariance matrix) του καναλιού για το σενάριο A1, συμφωνεί σε σχέση με εκείνους που παρέχονται στο [Kin07a] όπου παρόμοιες μετρήσεις ενός διπλά πολωμένου καναλιού MIMO LMS πραγματοποιήθηκαν σε αστικό περιβάλλον.

$$\mathbf{R}_{\text{ch}}^{\text{P1 (LOS)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.86 & 0.91 & 0.96 \\ 0.86 & 1 & 0.87 & 0.82 \\ 0.91 & 0.87 & 1 & 0.89 \\ 0.96 & 0.82 & 0.89 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{\text{ch}}^{\text{A1 (LOS)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.94 & 0.85 & 0.99 \\ 0.94 & 1 & 0.82 & 0.94 \\ 0.85 & 0.82 & 1 & 0.85 \\ 0.99 & 0.94 & 0.85 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\mathbf{R}_{\text{ch}}^{\text{P1 (NLOS)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.78 & 0.79 & 0.87 \\ 0.78 & 1 & 0.79 & 0.77 \\ 0.79 & 0.79 & 1 & 0.82 \\ 0.87 & 0.77 & 0.82 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{\text{ch}}^{\text{A1 (NLOS)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.86 & 0.85 & 0.88 \\ 0.86 & 1 & 0.93 & 0.90 \\ 0.85 & 0.93 & 1 & 0.89 \\ 0.88 & 0.90 & 0.89 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$\mathbf{R}_{\text{Kron}}^{\text{P1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.87 & 0.84 & 0.73 \\ 0.87 & 1 & 0.73 & 0.84 \\ 0.84 & 0.73 & 1 & 0.87 \\ 0.73 & 0.84 & 0.87 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{\text{Kron}}^{\text{A1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.84 & 0.85 & 0.71 \\ 0.84 & 1 & 0.71 & 0.85 \\ 0.85 & 0.71 & 1 & 0.84 \\ 0.71 & 0.85 & 0.84 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\mathbf{R}_{\text{WB}}^{\text{P1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.87 & 0.84 & 0.87 \\ 0.87 & 1 & 0.87 & 0.84 \\ 0.84 & 0.87 & 1 & 0.87 \\ 0.87 & 0.84 & 0.87 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{\text{WB}}^{\text{A1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.84 & 0.85 & 0.86 \\ 0.84 & 1 & 0.86 & 0.85 \\ 0.85 & 0.86 & 1 & 0.84 \\ 0.86 & 0.85 & 0.84 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Ένας εναλλακτικός τρόπος για να υπολογίσουμε την συσχέτιση του καναλιού είναι να χρησιμοποιήσουμε το στατιστικό μοντέλο του Kronecker. Με αυτό τον τρόπο, το σύστημα MIMO αποσυντίθεται σε δύο στενά διασυνδεδεμένα υποσυστήματα MISO/SIMO [Oes06], [Yu01], [Sha11]. Οι πίνακες συσχέτισης μετάδοσης,  $\mathbf{R}_t$ , και λήψης,  $\mathbf{R}_r$ , ορίζονται στο [Wal03b]:

$$\mathbf{R}_{t,ij} = \frac{1}{M_R} \sum_{k=1}^{M_R} \mathbf{R}_{ki,kj} \quad , \quad \mathbf{R}_{r,ij} = \frac{1}{M_T} \sum_{k=1}^{M_T} \mathbf{R}_{ik,jk} \quad (5.13)$$

όπου τα  $\mathbf{R}_{ki,kj}$ ,  $\mathbf{R}_{ik,jk}$  είναι οι πίνακες συνδιακύμανσης πομπού & δέκτη και εξαγονται βάσει του  $\mathbf{R}_{ij,kl} = \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}_{ij} \tilde{h}_{kl}^* \right\}$ . Τέλος, ο πίνακας συνδιακύμανσης του διαύλου MIMO ορίζεται στα [Sha11], [Ker02] και υπολογίζεται ως:

$$\mathbf{R}_{\text{Kron}} = \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_r \quad (5.14)$$

Οι πίνακες συνδιακύμανσης για τα σενάρια P1, και A1, δίνονται στους πίνακες (5.11). Και πάλι, τα αποτελέσματα δείχνουν τα υψηλά επίπεδα συσχέτισης των υπο-καναλιών, παρόλο που το μοντέλο του Kronecker παρέχει χαμηλότερες τιμές συσχέτισης σε σχέση με τους πίνακες που πήραμε από τις πραγματικές μετρήσεις. Για να ερευνήσουμε τα στατιστικά στοιχεία δεύτερης τάξης και να αξιολογήσουμε τη διαφορά μεταξύ δύο πινάκων  $\mathbf{A}$  και  $\mathbf{B}$ , το πρότυπο σφάλμα ορίζεται σύμφωνα με το [Yu01] ως

$$\Psi(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = \frac{\|\mathbf{A} - \mathbf{B}\|_F}{\|\mathbf{A}\|_F} \quad (5.15)$$

Τα στατιστικά σφάλματα των πινάκων αυτοσυσχέτισης μεταξύ του μοντέλου του Kronecker και των μετρηθέντων αποτελεσμάτων για το σενάριο P1  $\Psi(\mathbf{R}_{\text{ch}}, \mathbf{R}_{\text{Kron}})$  βρέθηκε να είναι ίσο με 8.9%. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι επιδεινώνονται ελαφρώς για το σενάριο A1, όπου το αντίστοιχο σφάλμα αυξάνεται στο 11.1%. Ως εκ τούτου, παρατηρούμε ότι το μοντέλο Kronecker εισάγει ένα λογικό σφάλμα και στα δύο σενάρια μέτρησης.

Μια διαφορετική μέθοδος για τη βελτιστοποίηση των αποτελεσμάτων που παρέχονται από το μοντέλο Kronecker βασίζεται στην παραγοντοποίηση ελάχιστων τετραγώνων κατά Kronecker [Yu01]. Αρχικά, υπολογίζεται ο μετασχηματισμένος πίνακας  $\mathbf{R}_{\text{tran}}$ , χρησιμοποιώντας τον πίνακα μετασχηματισμού  $\mathbf{T}$  σύμφωνα με το

$$\text{vec}(\mathbf{R}_{\text{tran}}) = \mathbf{T} \cdot \text{vec}(\mathbf{R}_{\text{ch}}) \quad (5.16)$$

Ο πίνακας μετασχηματισμού  $\mathbf{T}$  είναι ένας τετραγωνικός πίνακας που λαμβάνεται από έναν ταυτοτικό πίνακα ίδιου μεγέθους με μια μετάθεση των σειρών. Δεν είναι εύκολο να υπολογίσουμε το  $\mathbf{T}$ , το οποίο στην περίπτωση αυτή είναι ένας ορθοκανονικός πίνακας  $16 \times 16$  στοιχείων. Εκτελώντας μια αποσύνθεση με χρήση του SVD στον πίνακα  $\mathbf{R}_{\text{tran}}$ , προκύπτουν η μεγαλύτερη μοναδιαία τιμή  $\lambda_{\text{max}}$ , καθώς και τα αριστερά & δεξιά,  $\mathbf{u}_{\text{max}}$  &  $\mathbf{v}_{\text{max}}$  αντίστοιχα, ιδιόμορφα διανύσματα που αντιστοιχούν σε  $\lambda_{\text{max}}$ . Οι βελτιστοποιημένοι πίνακες συσχέτισης μετάδοσης και λήψης πλέον μπορούν να εξαχθούν ως εξής:

$$\begin{aligned} \text{vec}(\mathbf{X}) &= \gamma \mathbf{u}_{\text{max}} \\ \text{vec}(\mathbf{Y}) &= \gamma^{-1} \lambda_{\text{max}} \mathbf{v}_{\text{max}} \end{aligned} \quad (5.17)$$

όπου το  $\gamma$  είναι ένα αυθαίρετο βαθμωτό μέγεθος και η τιμή του εξαρτάται από το τι πρέπει να είναι τα  $\mathbf{X}$  και τα  $\mathbf{Y}$ . Τελικά, ο βελτιστοποιημένος πλήρης πίνακας της συνδιακύμανσης του καναλιού δίνεται από το γινόμενο κατά Kronecker των  $\mathbf{X}$  και  $\mathbf{Y}$ . Το βελτιστοποιημένο γινόμενο Kronecker,  $\mathbf{X} \otimes \mathbf{Y}$ , είναι ανεξάρτητο του παράγοντα  $\gamma$ , ενώ τα στατιστικά σφάλματα μεταξύ των μετρημένων και των βελτιστοποιημένων πινάκων συνδιακύμανσης είναι καλύτερα σε σύγκριση με το απλό μοντέλο Kronecker. Τα σφάλματα μειώνονται στο 6.1% και στο 8.7% λαμβάνοντας υπόψη τα σενάρια P1 και A1, αντίστοιχα. Επιπρόσθετα, είναι ενδιαφέρον να συγκρίνουμε την απόκλιση μεταξύ των πινάκων  $\mathbf{X}$  και  $\mathbf{Y}$  και των πινάκων συσχέτισης που δίδονται από τις σχέσεις στο (5.13). Τα αποτελέσματα συνοψίζονται στον πίνακα 5.2.

<b>Error</b>	<b>Scenario P1</b>	<b>Scenario A1</b>
$\Psi(\mathbf{R}_{\text{ch}}, \mathbf{R}_{\text{Kron}})$	8.9%	11.1%
$\Psi(\mathbf{R}_{\text{ch}}, \mathbf{R}_{\text{tran}})$	3.7%	2.8%
$\Psi(\mathbf{R}_{\text{ch}}, \mathbf{X} \otimes \mathbf{Y})$	6.1%	8.7%
$\Psi(\mathbf{R}_t, \mathbf{X})$	4.4%	4.8%
$\Psi(\mathbf{R}_r, \mathbf{Y})$	4.5%	4.8%
$\Psi(\mathbf{R}_{\text{ch}}, \mathbf{R}_{\text{WB}})$	4.4%	7.4%

**Πίνακας 5.2:** Στατιστικά σφάλματος μεταξύ των μετρημένων πινάκων συνδιακύμανσης και των προτεινόμενων στοχαστικών μοντέλων

Δεδομένου ότι το  $\gamma$  είναι ένας αυθαίρετος παράγοντας, χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος των ελάχιστων τετραγώνων για τον υπολογισμό της βέλτιστης τιμής προκειμένου να βρεθεί η τιμή εκείνη που θα ελαχιστοποιούσε το σφάλμα μεταξύ των πινάκων  $\mathbf{X}$  και  $\mathbf{Y}$  με τους αντίστοιχους πίνακες που υπολογίζονται στην (5.13). Το σφάλμα ελαχιστοποιείται για  $\gamma = -1.88$  και  $\gamma = -1.89$ , για τα σενάρια P1 και A1 αντίστοιχα. Από τα στατιστικά στοιχεία σφάλματος που παρέχονται στον πίνακα 5.2, είναι προφανές ότι ο πίνακας της συνδιακύμανσης του διαύλου μπορεί να προσεγγιστεί ικανοποιητικά από το βελτιστοποιημένο προϊόν Kronecker που παράγεται χρησιμοποιώντας την (5.17).

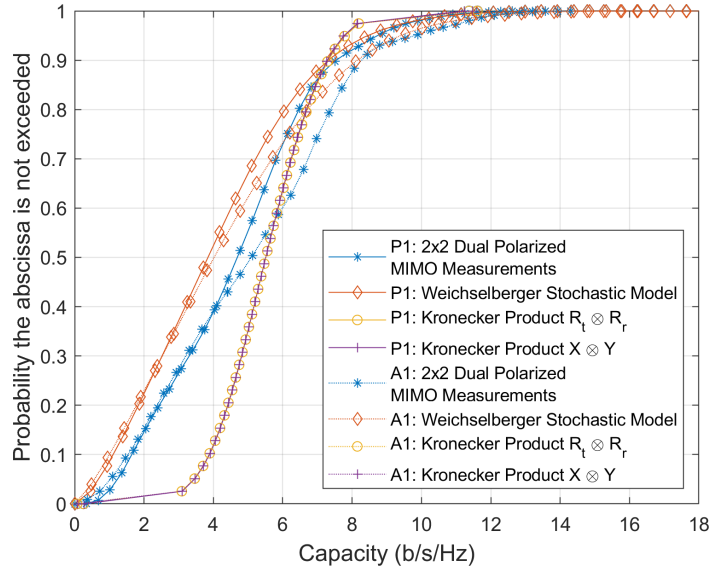
Αυξημένο ενδιαφέρον παρουσιάζει η σύγκριση των μοντέλων που αναφέρθηκαν παραπάνω αναφορικά με την χωρητικότητα του καναλιού. Για το μοντέλο του Kronecker, ο πίνακας του διαύλου,  $\mathbf{H}_{\text{Kron}}$ , δίνεται από την σχέση

$$\mathbf{H}_{\text{Kron}} = (M_R)^{-1/2} (\mathbf{R}_r)^{1/2} \mathbf{G} \left[ (\mathbf{R}_t)^{1/2} \right]^T \quad (5.18)$$

όπου το  $\mathbf{G}$  είναι ένας στοχαστικός πίνακας διαστάσεων  $M_R \times M_T$  με ανεξάρτητα και ομοιόμορφα κατανομημένα στοιχεία  $\text{CN}(0, \mathbf{I})$  (independent and identically distributed ή i.i.d.). Η τετραγωνική ρίζα των πινάκων  $\mathbf{R}_t$  &  $\mathbf{R}_r$  υπολογίζεται στοιχείο προς στοιχείο (elementwise). Αντίστοιχα, ο πίνακας MIMO του βελτιστοποιημένου μοντέλου Kronecker μπορεί να προκύψει εάν αντικαταστήσουμε τα  $\mathbf{R}_t$  &  $\mathbf{R}_r$  με τα  $\mathbf{X}$ , &  $\mathbf{Y}$  στην (5.18). Η χωρητικότητα του χρονικά μεταβαλλόμενου διαύλου υπολογίζεται κατόπιν χρησιμοποιώντας την (5.2), μετά την κανονικοποίηση του καναλιού. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 5.10 όπου συγκρίνονται οι καμπύλες CDF της χωρητικότητας μεταξύ των μετρημένων και των στοχαστικών μοντέλων για  $\rho = 10$  dB. Τα αποτελέσματα αποκαλύπτουν ότι και τα δύο μοντέλα του Kronecker δεν προσεγγίζουν με ακρίβεια τις τιμές που προκύπτουν από τους μετρημένους διαύλους. Ειδικότερα, παρατηρούμε το μοντέλο του Kronecker παρέχει υπερεκτιμημένες τιμές για την εργοδική χωρητικότητα. Ο πίνακας 5.3 συνοψίζει όλα τα παραγόμενα αποτελέσματα της χωρητικότητας για το σύνολο των μετρούμενων και εκτιμώμενων δεδομένων.

Μια εναλλακτική στοχαστική προσέγγιση μοντελοποίησης, με βάση τα μετρημένα δεδομένα, που παρέχει μια διορατικότητα για την προτίμηση





**Σχήμα 5.10:** Καμπύλες CDF για συγκριτική ανάλυση της χωρητικότητας για  $\rho = 10$  dB, μεταξύ των μετρήσεων του διπλά πολωμένου διαύλου MIMO  $2 \times 2$  και των εξεταζόμενων στοχαστικών μοντέλων

<b>Ergodic Capacities [b/s/Hz]</b>	<b>Scenario P1</b>	<b>Scenario A1</b>
<b>Measurements</b>	4.6	5.0
<b>Kronecker Model</b>	5.6	5.6
<b>Optimized Kronecker Model</b>	5.6	5.6
<b>Weichselberger Model</b>	3.6	3.4

**Πίνακας 5.3:** Αποτελέσματα εργοδικής χωρητικότητας για  $\rho = 10$  dB μεταξύ των μετρημένων διαύλων και των στοχαστικών μοντέλων υπό εξέταση

της τεχνικής πολυπλεξίας είναι το μοντέλο του Weichselberger [Wei06]. Το συγκεκριμένο μοντέλο δεν λαμβάνει απλά υπόψιν του την συσχέτιση που υπάρχει και στα δυο άκρα της ζεύξης, αλλά επιπρόσθετα μοντελοποιεί και συμπεριλαμβάνει επίσης την αμοιβαία εξάρτηση μεταξύ τους. Ο πίνακας του διαύλου μπορεί να γραφτεί πλέον ως

$$\mathbf{H}_{\text{WB}} = \mathbf{U}_{\text{Rx}} \cdot \left( \tilde{\Omega}_{\text{WB}} \odot \mathbf{G} \right) \cdot \mathbf{U}_{\text{Tx}}^T \quad (5.19)$$

όπου το  $\mathbf{G}$  έχει οριστεί προηγουμένως και είναι ένας στοχαστικός πίνακας διαστάσεων  $M_R \times M_T$  με ανεξάρτητα και ομοιόμορφα κατανομημένα στοιχεία  $\mathcal{CN}(0, \mathbf{I})$  (independent and identically distributed ή i.i.d.), το  $\tilde{\Omega}_{\text{WB}}$  είναι η τετραγωνική ρίζα του πίνακα σύζευξης (coupling matrix)  $\Omega_{\text{WB}}$ , και τα  $\mathbf{U}_{\text{Tx}}$ , και  $\mathbf{U}_{\text{Rx}}$  είναι οι χωρικές βάσεις των ιδιοχώρων (eigenbases) στις πλευρές μετάδοσης και λήψης αντίστοιχα. Ο πίνακας σύζευξης έχει πλήρη τάξη (full rank) και αποτελείται από πραγματικές τιμές μη-αρνητικών στοιχείων, ενώ οι συντελεστές του καθορίζουν τη μέση ποσότητα ενέργειας που συζεύγνυται μεταξύ της ζεύξης Tx και Rx. Τα στοιχεία του πίνακα σύζευξης του διαύλου,  $\Omega_{\text{WB}}$ , δίνονται στο [Wei06] ως

$$\omega_{m,n} = (\mathbf{u}_{\text{Tx},n} \otimes \mathbf{u}_{\text{Rx},m})^H \cdot \mathbf{R}_{\text{ch}} \cdot (\mathbf{u}_{\text{Tx},n} \otimes \mathbf{u}_{\text{Rx},m}) \quad (5.20)$$

όπου τα  $\mathbf{u}_{Tx,n}$  και  $\mathbf{u}_{Rx,m}$  είναι η  $n$ -οστή και η  $m$ -οστή χωρική βάση του ιδιοχώρου αναφορικά με την πλευρά της μετάδοσης και λήψης, αντίστοιχα. Οι πίνακες σύζευξης, μεγέθους  $M_R \times M_T$ , για τα σενάρια P1 και A1 δίνονται στους πίνακες στο (5.21).

$$\mathbf{\Omega}_{WB}^{P1} = \begin{bmatrix} 0.16 & 0.10 \\ 0.16 & 3.57 \end{bmatrix} \quad \mathbf{\Omega}_{WB}^{A1} = \begin{bmatrix} 0.17 & 0.16 \\ 0.13 & 3.54 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Ένα μη-μηδενικό στοιχείο του πίνακα  $\mathbf{\Omega}_{WB}$  σημαίνει την εγκαθίδρυση μιας σύνδεσης μεταξύ του αντίστοιχου ιδιορυθμού (eigenmode). Ένα μη-δενικό στοιχείο του πίνακα ζεύξης σημαίνει ότι οι αντίστοιχοι ιδιορυθμοί δεν είναι συζευγμένοι. Και στα δύο σενάρια υπό εξέταση, υπάρχει ένα και μοναδικό μη-μηδενικό στοιχείο του πίνακα  $\mathbf{\Omega}_{WB}$ , σύμφωνα με την (5.21). Αυτό σημαίνει ότι ένας και μοναδικός ιδιορυθμός είναι υπό διέγερση στο κανάλι, ο οποίος και μεταφέρει το σύνολο της πληροφορίας και συγκεκριμένα μέσω του συνδυασμού πόλωσης LL. Όπως δηλώνεται σαφώς στο [Wei06], διέγερση ενός μόνο ρυθμού στον δίαυλο δεν ενδείκνυται για τη χρήση διαφορισμού αλλά ούτε και πολυπλεξίας. Κάποιος θα μπορούσε να εκμεταλλευτεί αυτή τη συγκέντρωση ενέργειας σε ένα και μόνο ρυθμό με την εφαρμογή τεχνικών διαμόρφωσης δέσμης που θα ενίσχυε σημαντικά και το SNR κατά την λήψη στον δέκτη. Συνεπώς, με βάση μόνο τις στατιστικές γνώσεις, θα μπορούσε κανείς να εστιάσει το μοτίβο της κεραίας του πομπού και του δέκτη στο χώρο, σε τάξη πρώτου βαθμού ώστε να επιτύχει κέρδος διαμόρφωσης δέσμης ίσο με  $M_R \times M_T$  [Wei06].

Τέλος, μπορούμε να υπολογίσουμε τον πλήρη πίνακα συσχέτισης του μοντέλου Weichselberger και για τα δύο σενάρια P1 και A1, τα οποία υπολογίστηκαν και δίδονται στο (5.12), σύμφωνα με την σχέση:

$$\mathbf{R}_{WB} = \sum_{i=1}^{M_T} \sum_{j=1}^{M_R} \omega_{ji} (\mathbf{u}_{Tx,i} \otimes \mathbf{u}_{Rx,j}) (\mathbf{u}_{Tx,i} \otimes \mathbf{u}_{Rx,j})^H \quad (5.22)$$

Αν εξετάσουμε τώρα το στοχαστικό μοντέλο του Weichselberger αναφορικά με τον πίνακα συσχέτισης των υπολοίπων μοντέλων, παρατηρούμε ότι παρουσιάζει το χαμηλότερο σφάλμα μεταξύ των μετρημένων και των εκτιμώμενων τιμών, 4.4% στο P1 και 7.4% στο A1, και επομένως κρίνεται καταλληλότερη μέθοδος προσέγγισης για το σενάριο P1. Η ίδια συμπεριφορά αποτυπώνεται επίσης στην υπολογιζόμενη τιμή της χωρητικότητας όπου η καμπύλη cdf του συγκεκριμένου μοντέλου προσεγγίζει αρκετά καλά την καμπύλη του μετρημένου διαύλου, όπως φαίνεται εξάλλου και στο σχήμα 5.10. Τέλος, ο υπολογισμός της εργοδικής χωρητικότητας του μοντέλου, που αποτυπώνεται στον πίνακα 5.2, απέδωσε 3.6 και 3.4 b/s/Hz για τα σενάρια P1 και A1 αντίστοιχα, τιμές οι οποίες είναι υποτιμημένες και ελαφρώς απαισιόδοξες σε σχέση με την επίδοση του μετρημένου διαύλου.

## 5.8 Στατικότητα Ραδιοδιαύλου

Η υπόθεση της στατικότητας υπό την ευρεία έννοια σε συνδυασμό με την ασυσχέτιστη σκέδαση (Wide-Sense Stationary, Uncorrelated Scattering - WSSUS) του καναλιού είναι μια γενικά αποδεκτή υπόθεση, η οποία όμως

δεν εκπληρώνεται ποτέ σε πρακτικά πραγματικά συστήματα κινητών ραδιο-διαύλων. Αυτή η υπόθεση υποδηλώνει ότι τα στατιστικά στοιχεία του καναλιού θα έπρεπε να παραμείνουν σταθερά για άπειρα χρονικά και συχνοτικά διαστήματα/παράθυρα. Ο Bello [Bel63] ήταν ο πρώτος ο οποίος εισήγαγε την ημιστατική-WSSUS (quasi-WSSUS) παραδοχή για SISO διαύλους. Περιληπτικά, σε αυτήν την περίπτωση, τα στατιστικά στοιχεία του καναλιού παραμένουν αμετάβλητα εντός ενός πεπερασμένου χρονικού-συχνοτικού διαστήματος/παραθύρου και ως εκ τούτου, η υπόθεση WSSUS είναι κατά προσέγγιση εκπληρωμένη και σε ισχύ. Αυτά τα διαστήματα-παράθυρα ονομάζονται περιοχές στατικότητας (stationarity regions).

Λαμβάνοντας υπόψη ένα δίαυλο LMS, όπου ο Tx, ή/και ο Rx ή/και οι τοπικοί σκεδαστές (local scatterers) βρίσκονται σε κίνηση, τότε το μεταβαλλόμενο κανάλι θα μπορούσε να είναι μη στατικό, και είναι σημαντικό να χαρακτηρίσουμε τις αντίστοιχες περιοχές στατικότητας του. Για κανάλια MIMO στενής ζώνης, η απόσταση των πινάκων συσχέτισης (Correlation Matrix Distance - CMD) [Isp15], [He15], [Ren10], [Her05] μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη διερεύνηση της στατικότητας του μετρημένου διαύλου. Είναι ένα μετρικό που βασίζεται στους πίνακες συσχέτισης του καναλιού. Το CMD μεταξύ δύο αυθαίρετων πινάκων συσχέτισης,  $\mathbf{R}(it_s)$  και  $\mathbf{R}(jt_s)$ , που μετράται στις χρονικές στιγμές  $it_s$  και  $jt_s$  ορίζεται στα [Isp15], [He15], [Ren10], [Her05] ως

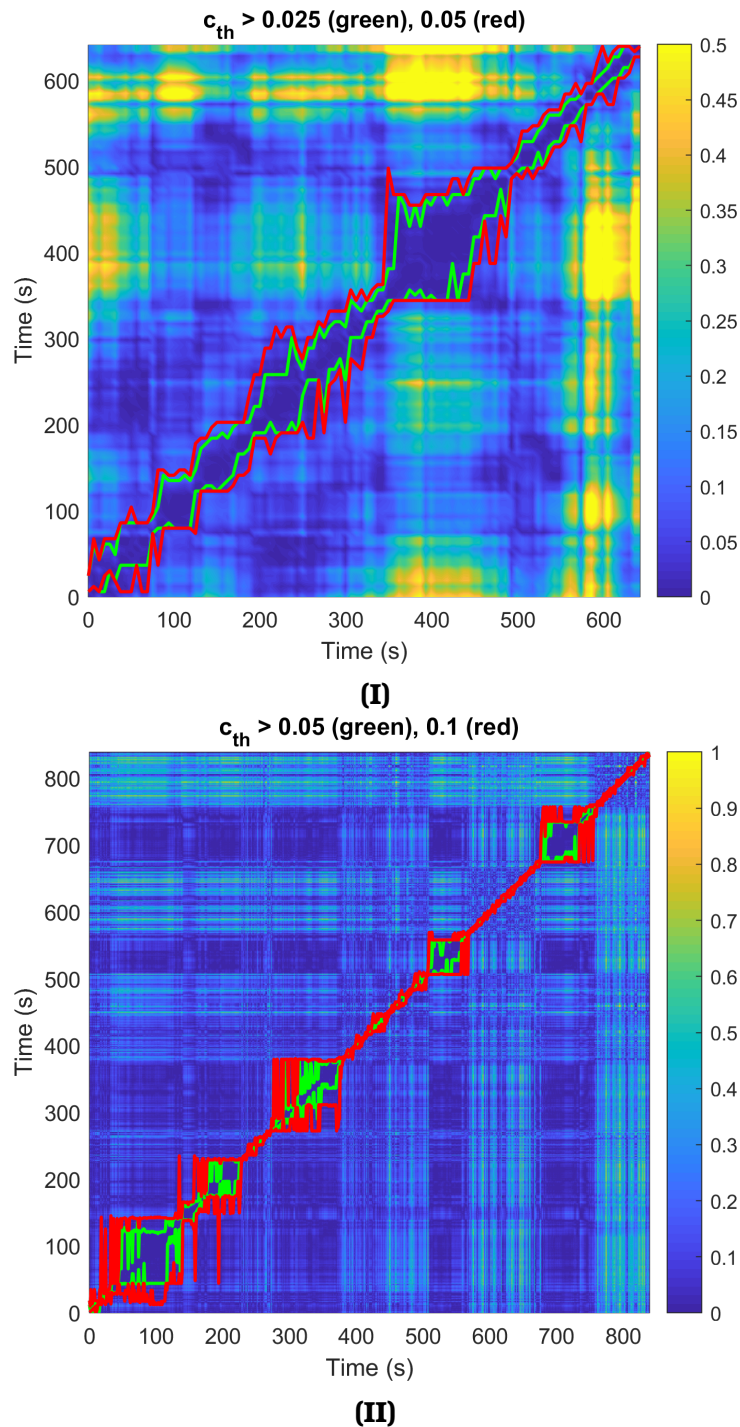
$$d_{corr}(i, j) = 1 - \frac{\text{tr}\{\mathbf{R}(it_s) \cdot \mathbf{R}(jt_s)\}}{\|\mathbf{R}(it_s)\|_F \cdot \|\mathbf{R}(jt_s)\|_F} \quad (5.23)$$

Η μέγιστη τιμή  $d_{corr}$  της απόστασης είναι 1, όταν οι δυο πίνακες συσχέτισης των διαύλων είναι παντελώς ασυσχέτιστοι, ενώ λαμβάνει την τιμή 0 στην περίπτωση μέγιστης συσχέτισης. Υπολογίσαμε το CMD χρησιμοποιώντας τους πλήρεις πίνακες συσχέτισης, όπως αυτοί εκφράζονται στα [He15], [Ren10] ως:

$$\mathbf{R}_{Full}(it_s) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^{i+L-1} \text{vec}[\tilde{\mathbf{H}}(kt_s)] \text{vec}[\tilde{\mathbf{H}}(kt_s)]^H \quad (5.24)$$

όπου το  $L$  είναι το παράθυρο υπολογισμού της μέσης τιμής (averaging window). Η επιλογή του  $L$  δεν είναι απλή διαδικασία και απαιτεί πολλές δοκιμές κατά την προεπεξεργασία των δεδομένων. Σε γρήγορα χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια, το  $L$  ορίζει μια περιοχή που θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη για να υπολογίσει με ακρίβεια το  $\mathbf{R}_{Full}$ , αλλά ταυτόχρονα αρκετά μικρή ώστε να ληφθεί η μέση τιμή από δείγματα δεδομένων για τα οποία η συμπεριφορά του καναλιού θα παραμένει σχετικά σταθερή [Ren10]. Για τους υπολογισμούς του CMD, και μετά από πολλές δοκιμές, επιλέχθηκε  $L = 20\lambda$  για το σενάριο P1 και  $L = 40\lambda$  για το σενάριο A1, αντίστοιχα.

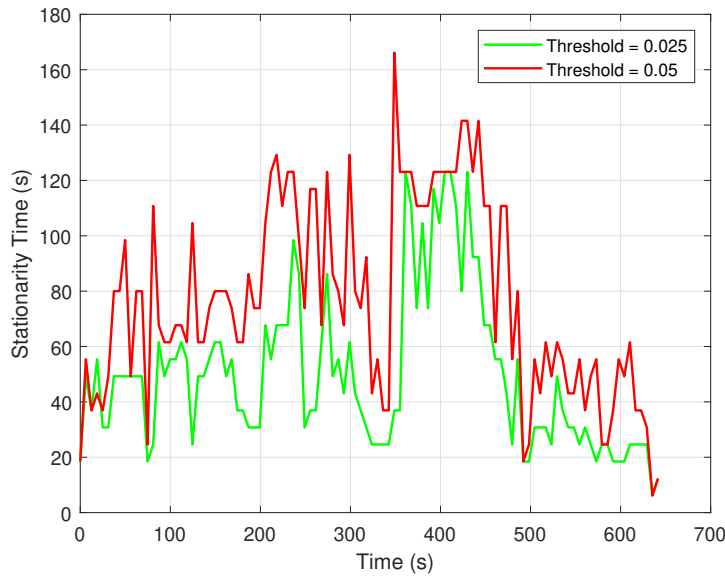
Με βάση το CMD, τα χρονικά-μεταβαλλόμενα διαστήματα στατικότητας του μετρημένου καναλιού μπορούν να αναγνωριστούν. Εφαρμόζοντας την μέθοδο που παρουσιάστηκε στα [He15], [Ren10], εκτιμήθηκαν οι περιοχές στατικότητας με βάση το χρόνο στατικότητας  $T_s$ , ο οποίος ορίζεται ως η μέγιστη περίοδος κατά την οποία η τιμή του CMD παραμένει κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο κατωφλίου. Επιπρόσθετα, η επιλογή κατωφλίου,  $c_{th}$ ,



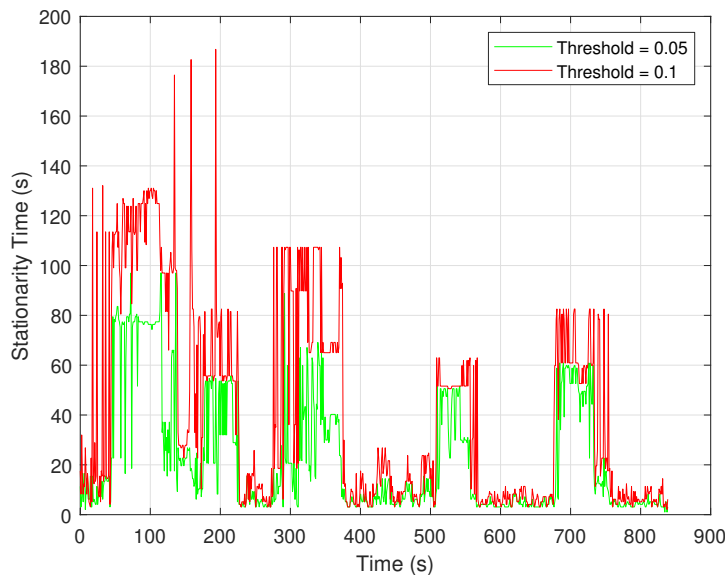
**Σχήμα 5.11:** Εκτιμώμενες τιμές του CMD για τον πίνακα πλήρους συσχέτισης του διαύλου: (I) σενάριο P1 και (II) σενάριο A1. Σε κάθε γράφημα οι υπερκείμενες γραμμές υποδεικνύουν τις χρονικά μεταβαλλόμενες περιοχές στατικότητας για δύο διαφορετικά επιλεγμένα κατώφλια

δεν είναι τετριμμένη και επηρεάζει σημαντικά τα διαστήματα στατικότητας, οπότε η τιμή πρέπει να διαλέγεται με προσοχή.

Το σχήμα 5.11 παρουσιάζει τις εκτιμώμενες τιμές του CMD που ελήφθησαν από του πίνακες πλήρους συσχέτισης του καναλιού για τα συγκεκριμένα σενάρια μέτρησης και οι επικαθήμενες καμπύλες υποδηλώνουν τα χρονικά διαστήματα στατικότητας για διαφορετικές τιμές κατωφλίου. Ανά-



(I)



(II)

**Σχήμα 5.12:** Εκτιμώμενος χρονικά-μεταβαλλόμενος χρόνος στατικότητας για διαφορετικές τιμές κατωφλίων. (I) Σενάριο P1. (II) Σενάριο A1

λογα, οι χρονικά μεταβαλλόμενες περιοχές στατικότητας, παρουσιάζονται στο σχήμα 5.12.

Αναφορικά με το σενάριο P1, παρατηρείται ότι υπάρχουν γενικά δύο περιοχές στατικότητας, στα χρονικά διαστήματα μεταξύ των 80-300 και 350-470 δευτερολέπτων. Σε αυτές τις περιοχές, η χωρική δομή του διαύλου MIMO είναι σχετικά σταθερή και συνδέεται σαφώς με το λαμβανόμενο σήμα που απεικονίζεται στο σχήμα 5.1 (I). Παρατηρούμε ότι η στατικότητα αυξάνει στις περιοχές όπου εμφανίζονται οι δυο κορυφές του σήματος καθώς ο Rx περνάει μπροστά από την κεραία του Tx. Τα υπόλοιπα χρονικά διαστήματα συμπίπτουν με τις περιοχές NLOS της τροχιάς. Παρόμοια τάση παρατηρείται και στο σενάριο A1, όπου τέσσερα χρονικά διαστήματα, 40-230, 300-370, 510-560 και 680-760 δευτερολέπτων, αποκαλύπτουν ότι

η χρονική στατικότητα αυξάνει. Τα διαστήματα στατικότητας επίσης σχετίζονται με τις συνθήκες διάδοσης που συναντάμε. Οι κορυφές χρονικής στατικότητας επίσης συμφωνούν με τις κορυφές του λαμβανόμενου σήματος, που φαίνονται στο σχήμα 5.1 (II), καθώς το αερόπλοιο πετά πάνω από το φαράγγι που σχηματίζεται από τα κτίρια και την σταθερή θέση του Rx, όπου κυρίως παρουσιάζονται συνθήκες LOS. Τα υπόλοιπα διαστήματα ταιριάζουν με τα NLOS τμήματα της τροχιάς, περιοχές οι οποίες μπορούν να θεωρηθούν ως μη στατικές περιοχές (nonstationary regions).

Ο μέσος χρόνος ημι-στατικότητας (quasi-stationarity time) των προαναφερθέντων διαστημάτων υπολογίζεται σε 66 και 41 δευτερόλεπτα, επιλέγοντας ένα επίπεδο κατωφλίου της τάξης των 0.025 και 0.05, για το σενάριο P1 και A1 αντίστοιχα. Συγκρίνοντας τα δύο σενάρια, το A1 παρουσιάζει μικρότερο χρόνο στατικότητας ακόμη και για μεγαλύτερες τιμές κατωφλίου, οι οποίες μπορούν να αποδοθούν στο ταχέως μεταβαλλόμενο περιβάλλον σκέδασης μεταξύ Tx και Rx, δεδομένης της εκτεταμένης περιοχής που καλύπτει το αεροσκάφος διαμέσου της ακολουθούμενης τροχιάς όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12. Τέλος, οι περιοχές μη-στατικότητας, οι οποίες συμφωνούν κυρίως με τα διαστήματα NLOS και στα δύο μετρημένα σενάρια, είναι σημαντικά μικρότερες.

Ο δίαυλος παρουσιάζει μη-στατικά χαρακτηριστικά ή αντίστοιχα, πολύ μικρές περιοχές στατικότητας, κυρίως σε συνθήκες διάδοσης NLOS. Αυτό υποδηλώνει ότι η πιθανή μέγιστη χωρητικότητα πριν την διακοπή της ζεύξης (outage capacity) έχει ιδιαίτερη σημασία για τον καθορισμό ενός επιθυμητού βαθμού απόδοσης του συστήματος σε ένα προκαθορισμένο επίπεδο που θα δίνεται σε b/s/Hz. Ομοίως, κάποιος μπορεί να χρησιμοποιήσει τις καμπύλες CDF των ιδιοτιμών των καναλιών ή τα αντίστοιχα σχήματα με τον αριθμό κατάστασης Demmel. Επιπλέον, η μη-στατικότητα του καναλιού υποδηλώνει ότι λαμβάνοντας τον μέσο όρο σε μικρότερα τμήματα διαδρομών κατά τις ακολουθούμενες τροχιές είναι πιο κατάλληλος για τον υπολογισμό των πινάκων συσχέτισης.

# Μελέτη Διείσδυσης Σήματος σε Κτήριο

\*\*\*

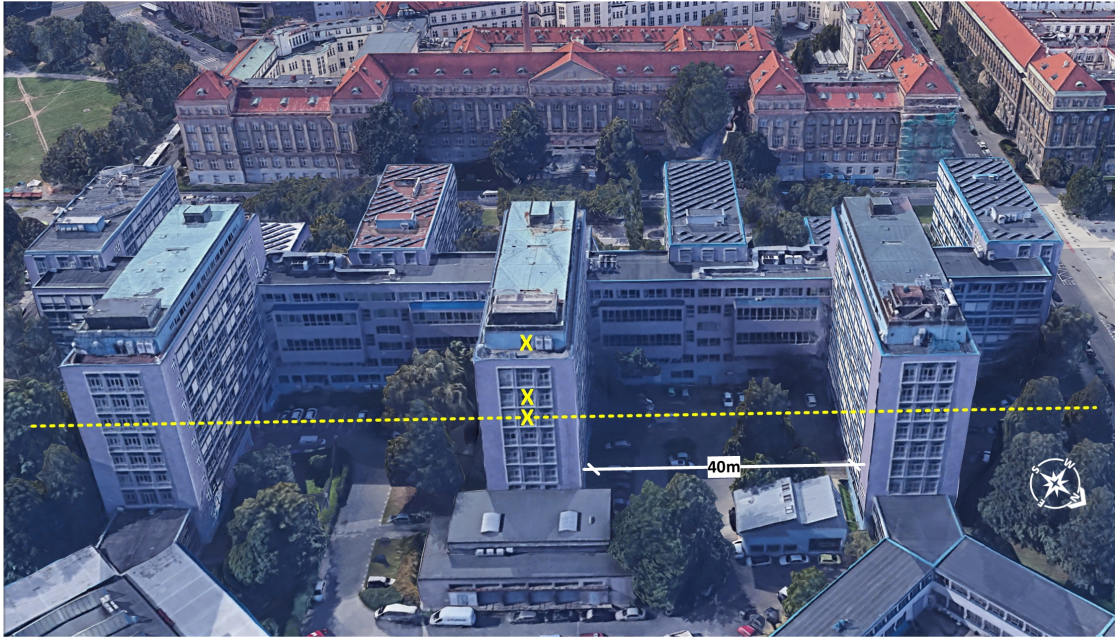
## 6.1 Εισαγωγή

Αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζει τα αποτελέσματα της μελέτης των απωλειών διείσδυσης σε κτήριο και της επιτυγχανόμενης χωρητικότητας από τις μετρήσεις που έχουν περιγραφεί στα προηγούμενα κεφάλαια. Στο παρόν κεφάλαιο, προτείνεται μια αναλυτική και απλή διαδικασία για τον υπολογισμό των απωλειών κατά την είσοδο του σήματος εντός του κτηρίου. Τα αποτελέσματα αποκαλύπτουν ότι υπάρχει μεγάλη εξάρτηση από τη γεωμετρία διάδοσης και τον προσανατολισμό του δέκτη σε σχέση με τον κινούμενο πομπό. Τα επεξεργασμένα δεδομένα, τόσο των απωλειών διείσδυσης όσο και της χωρητικότητας υποδεικνύουν μια διαδικασία δύο καταστάσεων που σχετίζεται στενά με τις σχετικές γωνίες αζιμουθίου και ανύψωσης μεταξύ Tx-Rx. Το μέσο επίπεδο απωλειών διείσδυσης κυμαίνεται από 33 έως και 50 dB ενώ η συνολική εργοδική χωρητικότητα κυμαίνεται μεταξύ 3.1 και 4.1 b/s/Hz με αμελητέες διακυμάνσεις αναφορικά με το επίπεδο του ορόφου και την απόσταση από το παράθυρο. Τέλος, ο συντελεστής  $K$  της κατανομής Rice του καναλιού, βρίσκεται κάτω από τα 6 dB και τείνει να μειώνεται σε υψηλότερες γωνίες ανύψωσης.

## 6.2 Απώλειες Διείσδυσης και Εναέρια Συστήματα

Η παροχή ασύρματων υπηρεσιών από μη επανδρωμένα ιπτάμενα οχήματα (UAV) πρόσφατα κέρδισε αυξανόμενο ενδιαφέρον στην ερευνητική κοινότητα [Moz19], [Mat15], [Khu18]. Η μελλοντική ανάπτυξη των UAV προβλέπεται ότι θα υποστηρίξει ένα διαφορετικό είδος εφαρμογών, συμπεριλαμβανομένης της αναζήτησης και διάσωσης, της επιβολής του νόμου αλλά θα συμβάλει και στην βιομηχανική και επιστημονική έρευνα [Mat15]. Επιπλέον, εφαρμογές που θα συμπεριλαμβάνουν ένα εσωτερικό τερματικό σταθμό εντός κτηρίου στα πλαίσια του παγκόσμιου συστήματος πλοήγησης (global navigation system ή GPS), ή στα πλαίσια του εσωτερικού γε-





**Σχήμα 6.1:** Κτηριακή απεικόνιση της τοποθεσίας των μετρήσεων. Τα κίτρινα σημάδια δείχνουν τους ορόφους όπου βρισκόταν ο Rx ενώ η κίτρινη διακεκομμένη γραμμή είναι η γραμμή αναφοράς σχετικά με τις καταστάσεις LOS & NLOS. Η φωτογραφία τραβήχτηκε από το Google Earth™

ωγραφικού εντοπισμού τοποθεσίας (indoor geolocation) ή διασύνδεση του Διαδικτύου των Πραγμάτων ή αλλιώς Internet of Things (IoT) γίνονται πολύ ελκυστικές [Moz19], [Jos11].

Για την διασφάλιση μια αδιάλειπτης και ασφαλούς χρήσης ενός ή περισσότερων UAV, είναι απαραίτητη η δημιουργία μιας αξιόπιστης ζεύξης επικοινωνίας, ειδικά όταν πρόκειται για λήψη εντός εσωτερικών χώρων, όπου η απευθείας συνιστώσα (LOS) του σήματος παρεμποδίζεται. Λαμβάνοντας υπόψη το περιορισμένο περιθώριο (margin) που μπορεί να επιτευχθεί μέσω της ζεύξης και τις υψηλές απώλειες διείσδυσης που υφίσταται ο δίαυλος UAV-to-indoor, μας δίνει το έναυσμα για την μελέτη και βελτίωση της χωρητικότητας και της σταθερότητας της ζεύξης. Σε αυτό το πλαίσιο, η εφαρμογή τεχνικών πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (MIMO) είναι μια πολλά υποσχόμενη λύση για τέτοια συστήματα UAV-to-indoor [Khu18], [Kyr14]. Πράγματι, στην βιβλιογραφία φαίνεται ότι ο διαφορισμός της πόλωσης (polarization diversity) μπορεί να βελτιώσει περαιτέρω τη λήψη σε εσωτερικούς χώρους [Zah10], και οι διπλά πολωμένοι δίαυλοι MIMO μπορούν να προσφέρουν κέρδη πολυπλεξίας (multiplexing gain) [Ara11a]. Επιπρόσθετα, ερευνητικές προσπάθειες στην περιοχή των διαύλων με χρήση UAV που μπορούν να βρεθούν στο [Khu18] και στις αναφορές αυτού, επικεντρώνονται κυρίως στον χαρακτηρισμό της ζεύξης αέρος-εδάφους (air-to-ground), για κανάλια μονής εισόδου-μονής εξόδου (single input-single output ή SISO) ή και MIMO. Ωστόσο, η επίδοση ενός καναλιού UAV-to-indoor δεν έχει διερευνηθεί διεξοδικά και οι ερευνητικές προσπάθειες είναι προσανατολισμένες κυρίως στις απώλειες διείσδυσης εντός του κτηρίου και στις μετρήσεις διαύλων ευρείας ζώνης με χρήση συστήματος πλατφόρμας μεγάλου υψομέτρου (High Altitude Platform ή HAP) ή για δίαυλο δορυ-

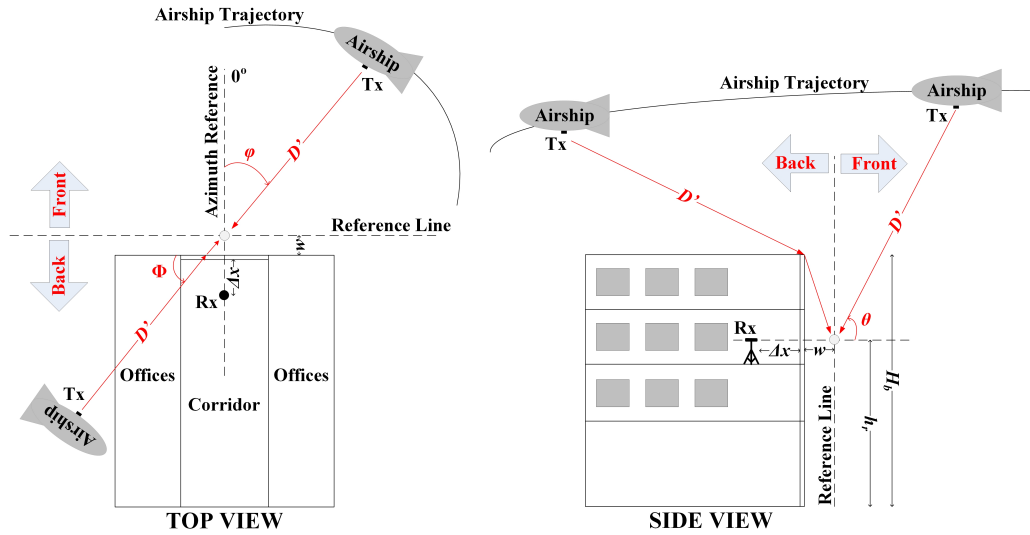


φόρου στο εσωτερικό εντός κτηρίου (satellite-to-indoor) [Jos11], [Jos13], [Kvi11], [Pér08a], [Hol08a].

Σε αντίθεση με τις προαναφερθείσες ερευνητικές δραστηριότητες, αυτό το κεφάλαιο επιδιώκει να παρουσιάσει μια απλοποιημένη και πιο άμεση διαδικασία υπολογισμού των απωλειών διείσδυσης σε κτήριο με ένα σενάριο UAV-to-indoor βασισμένοι σε μετρήσεις και γεωμετρικά δεδομένα. Αυτός ο τρόπος είναι προτιμότερος για την απλότητά του, καθώς αυτή η προσέγγιση εισάγει ένα εξωτερικό σημείο αναφοράς που καθορίζει τη γεωμετρία διάδοσης που σχετίζεται με την τροχιά του UAV. Επιπλέον, σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται αποτελέσματα χωρητικότητας του UAV-to-indoor διαύλου. Τα αποτελέσματα είναι βασισμένα και αυτά σε μετρήσεις διαύλου MIMO διπλής πολώσεως, που πραγματοποιήθηκαν σε αστικό περιβάλλον, με έναν κινητό πομπό (Tx) επάνω σε αεροσκάφος και έναν σταθερό δέκτη (Rx) τοποθετημένο μέσα σε ένα πολυώροφο κτήριο. Παρακάτω, εξετάζονται διάφορα μετρημένα σενάρια για διαφορετικές θέσεις του δέκτη εντός του κτηρίου, είτε με βάση τον όροφο ή και την απόσταση από τα εξωτερικά παράθυρα. Εκτεταμένη αναφορά στις μετρήσεις γίνεται στο κεφάλαιο 3 και συγκεκριμένα στην υποενότητα 3.3.3 ενώ πληροφορίες για πλατφόρμες UAV μπορεί κανείς να αντλήσει από το [Moz19].

### 6.3 Διαδικασία Υπολογισμού Απωλειών Διείσδυσης

Οι απώλειες διείσδυσης κατά την είσοδο του σήματος εντός του κτηρίου ή απλώς απώλειες διείσδυσης από εδώ και πέρα, είναι μια βασική παράμετρος κατά τον σχεδιασμό εφαρμογών σε εσωτερικούς χώρους με UAVs. Ο όρος αυτός αναφέρεται στην βιβλιογραφία ως building entry loss ή σκέτο entry loss και ορίζεται ως η επιπρόσθετη απώλεια στην ισχύ του σήματος λήψης λόγω της παρουσίας ενός κτηρίου, συμπεριλαμβανομένων παραθύρων, τοίχων και άλλων χαρακτηριστικών. Μπορεί να υπολογιστεί με σύγκριση των λαμβανόμενων επιπέδων σήματος μέσα και έξω από το ίδιο κτήριο και στο ίδιο ύψος ορόφου σύμφωνα με το πρότυπο της ITU-R [ITU13]. Επομένως, για αύξηση της ακρίβειας κατά τον υπολογισμό των απωλειών διείσδυσης, είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός σημείου αναφοράς έξω από το κτήριο που πραγματοποιούνται οι μετρήσεις, ακριβώς στο ίδιο ύψος με τον Rx εντός του κτηρίου. Όμως, η πραγματοποίηση μετρήσεων στο σημείο αναφοράς, είναι συνήθως δύσκολη και ανέφικτη υπόθεση, ειδικά στην περίπτωση ενός αρκετά ψηλού κτηρίου. Στη συνέχεια, το εξωτερικό σημείο αναφοράς επιλέχτηκε ένα μέτρο (1μ) μακριά από την πρόσοψη του κτηρίου στο ίδιο ύψος για κάθε θέση του Rx. Μια γραμμή παράλληλη με την πρόσοψη του κτηρίου διαμέσου του σημείου αναφοράς ορίζει μια γραμμή αναφοράς, η οποία καθορίζει και το όριο μεταξύ της εμπρόσθιας και της οπίσθιας πλευράς της πρόσοψης του κτηρίου, σε συνδυασμό φυσικά με την τροχιά του αεροσκάφους, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1. Επιπλέον, το σχήμα 6.2 παρουσιάζει τη λεπτομερή γεωμετρία του συγκεκριμένου περιβάλλοντος ώστε να γίνει ευκολότερη η κατανόηση για τον υπολογισμό των απωλειών διείσδυσης. Όταν το αεροσκάφος πετά στην μπροστινή πλευ-



**Σχήμα 6.2:** Ενδεικτική γεωμετρία του περιβάλλοντος των μετρήσεων κατά τον υπολογισμό των απωλειών διείσδυσης στο κτίριο. Τα σχέδια δεν είναι υπό κλίμακα

ρά του κτηρίου, δηλαδή μπροστά από τη γραμμή αναφοράς όπως υποδηλώνεται στο σχήμα 6.2, τότε επικρατεί κατάσταση οπτικής επαφής (LOS) στο σημείο αναφοράς και η ισχύς, σε dBm, που λαμβάνεται στο σημείο αναφοράς,  $P_{r,Front}^{ref}$ , μπορεί να προσδιοριστεί χρησιμοποιώντας την εξίσωση απωλειών ελευθέρου χώρου

$$P_{r,Front}^{ref} = P_{Tx} - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right) - 20 \log_{10}(D'), \quad (6.1)$$

όπου το  $D'$  είναι η απευθείας απόσταση μεταξύ του Tx και του σημείου αναφοράς,  $P_{Tx}$  είναι η ισχύς εκπομπής σε dBm, και  $\lambda$  το μήκος κύματος σε μέτρα.

Από την άλλη, όταν ο Tx κινείται στην πίσω πλευρά του κτηρίου, δηλαδή πίσω από τη γραμμή αναφοράς όπως φαίνεται στο σχήμα 6.2, τότε έχουμε μετάπτωση σε κατάσταση μη οπτικής επαφής (NLOS). Σε αυτήν την περίπτωση, οι απώλειες μπορούν να υπολογιστούν από την διαδρομή του σήματος της απευθείας συνιστώσας κατόπιν περίθλασης (direct-diffraction) χρησιμοποιώντας μια απλοποιημένη μορφή του μοντέλου Ikegami [Ike84], όπου η ανακλώμενη ακτίνα είναι αμελητέα λόγω της απουσίας ψηλών κτηρίων στην αντίθετη πλευρά του δρόμου. Η λαμβανόμενη ισχύς στο σημείο αναφοράς,  $P_{r,Back}^{ref}$ , υπολογίζεται ως

$$P_{r,Back}^{ref} = P_{Tx} - 15.97 - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right) - 20 \log_{10}(D') - 20 \log_{10}(H_b - h_r) - 10 \log_{10}(\sin(\Phi)) + 10 \log_{10}(\lambda w), \quad (6.2)$$

όπου  $H_b$  και  $h_r$  είναι τα ύψη του κτηρίου και του δέκτη αντίστοιχα σε μέτρα, αμφότερα σε σχέση με το επίπεδο του εδάφους,  $w$  είναι η απόσταση του σημείου αναφοράς από την πρόσοψη του κτηρίου, που από εδώ και στο εξής έχει υποτεθεί ότι είναι ένα μέτρο (1 μ), και  $\Phi$  είναι η γωνία άφιξης του σήματος σε σχέση με τον άξονα του δρόμου [Ike84], όπως υποδεικνύεται επίσης στο σχήμα 6.2. Απόδειξη της (6.2) και επικύρωση του μοντέλου

Ikegami δίνονται παρακάτω στην ενότητα 6.5. Να επισημανθεί εδώ ότι οι όροι LOS και NLOS όπως προαναφέρθηκαν, δηλώνουν την κατάσταση διάδοσης σε συνδυασμό με τη γραμμή αναφοράς και χρησιμοποιούνται μόνο για τον υπολογισμό της λαμβανόμενης ισχύος στο σημείο αναφοράς. Επιπλέον, το  $\varphi$  αναπαριστά τη γωνία αζιμουθίου, μετρώντας δεξιόστροφα από την γραμμή αναφοράς αζιμουθίου, όπως υποδεικνύει το σχήμα 6.2. Τέλος, το  $\Delta x$  είναι η απόσταση του Rx από το εξωτερικό παράθυρο, και  $\theta$  είναι η γωνία ανύψωσης μεταξύ του Tx και του σημείου αναφοράς, όπως υποδεικνύει το 6.2, η οποία προσεγγίζει τη γωνία ανύψωσης που σχηματίζεται από την απευθείας γραμμή μεταξύ Tx και Rx. Αφού  $D' \gg \Delta x + w$ , τότε η διαφορά των δυο γωνιών είναι αμελητέα, συνήθως μικρότερη από  $1^\circ$ , και επομένως η προσέγγιση κρίνεται ικανοποιητική.

Για τον ακριβή υπολογισμό των απωλειών διείδυσης, λαμβάνονται υπόψη μόνο οι συμπολωμένες συνιστώσες, RR και LL, έτσι ώστε να αποκλειστεί οποιαδήποτε αναντιστοιχία πόλωσης μεταξύ των συμπολωσικών και ορθοπολωσικών σημάτων, τα οποία μπορεί να φτάσουν έως και 22.5 dB σύμφωνα με τον πίνακα 5.1.

Ωστόσο, εξακολουθεί να υπάρχει ανισοσταθμία (imbalance) ισχύος μεταξύ των συμπολωμένων συνιστωσών που αποδίδεται στην περιστροφή της πόλωσης που προκαλείται λόγω της αλληλεπίδρασης με το κτίριο. Αυτή η διαφορά μπορεί να περιγραφεί από τον συμπολωσικό λόγο (co-polar ratio ή CPR) που ορίζεται σύμφωνα με το [He16] ως

$$\text{CPR}_R = \frac{E \{r_{RR}^2(t)\}}{E \{r_{LL}^2(t)\}}, \quad \text{CPR}_L = \frac{E \{r_{LL}^2(t)\}}{E \{r_{RR}^2(t)\}}, \quad (6.3)$$

όπου το  $r(t)$  είναι το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος, και το  $E\{\cdot\}$  υποδηλώνει μέση τιμή (averaging). Εφαρμόζοντας την (6.3) σε κάθε μετρημένο δείγμα, η ισχύς κάθε μιας συμπολωσικής συνιστώσας υπολογίζεται ως

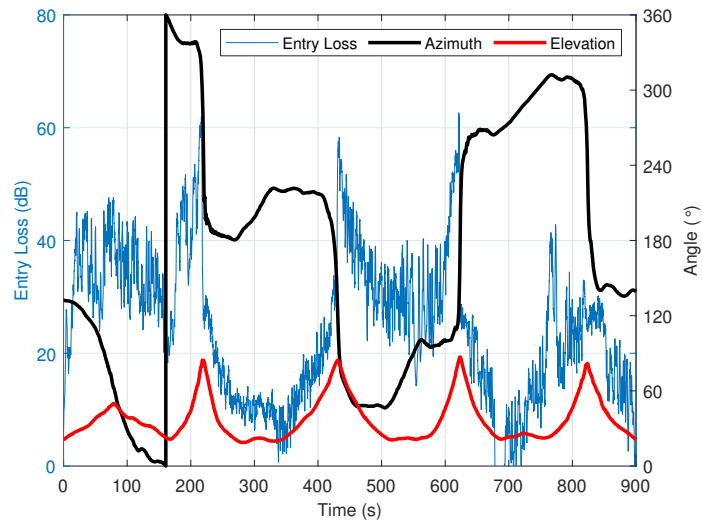
$$\begin{aligned} P_r^{\text{RR}}(t) &= 10 \log_{10} (r_{RR}^2(t) / \text{CPR}_R), \\ P_r^{\text{LL}}(t) &= 10 \log_{10} (r_{LL}^2(t) / \text{CPR}_L). \end{aligned} \quad (6.4)$$

Τέλος, οι απώλειες διείδυσης  $L_{\text{entry}}$ , εκφρασμένες σε dB, για κάθε μετρημένο σενάριο δίνεται από την σχέση

$$L_{\text{entry}} = P_r^{\text{ref}} - P_r^{\text{RR,LL}} \text{ (dB)}, \quad (6.5)$$

όπου το  $P_r^{\text{ref}}$  είναι η υπολογισμένη λαμβανόμενη ισχύς του σήματος στο σημείο αναφοράς χρησιμοποιώντας είτε την (6.1) ή την (6.2), για συνθήκες LOS και NLOS αντίστοιχα.

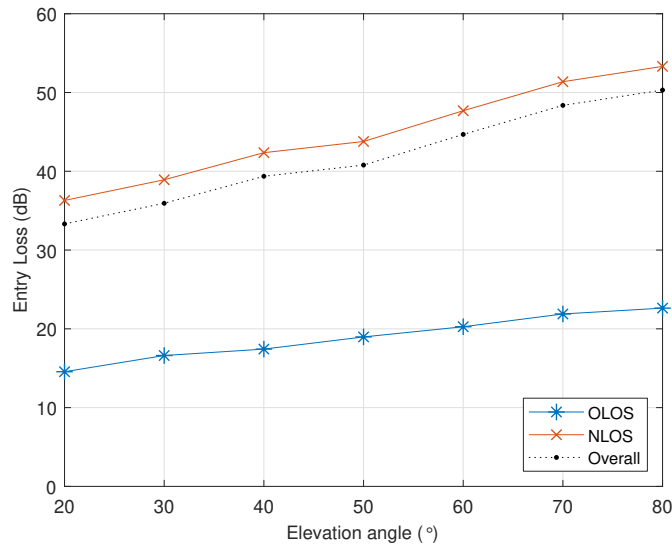
Εφαρμόζοντας τις σχέσεις (6.1)-(6.5), οι απώλειες διείδυσης εντός του κτηρίου υπολογίζονται παρακάτω για όλα τα μετρημένα σενάρια. Το σχήμα 6.3, παρουσιάζει, ενδεικτικά, την στιγμιαία απώλεια διείδυσης του σήματος όταν ο Rx είναι τοποθετημένος στον διάδρομο του 6<sup>ου</sup> ορόφου σε απόσταση δύο μέτρων (2 μ) από το εξωτερικό παράθυρο. Τόσο η γωνία αζιμουθίου όσο και η ανύψωσης εμφανίζονται στο ίδιο σχήμα, ώστε να είναι ξεκάθαρα τα χαρακτηριστικά διάδοσης του σεναρίου μέτρησης UAV-to-indoor. Οι τιμές απωλειών διείδυσης εξάγονται λαμβάνοντας τον μέσο όρο των δύο συμπολωσικών συνιστωσών.



**Σχήμα 6.3:** Ενδεικτικό γράφημα στιγμιαίων απωλειών διείσδυσης συναρτήσει του χρόνου, για τον 6<sup>ο</sup> όροφο, 2 μέτρα μακριά από το παράθυρο

Κάποιος μπορεί να παρατηρήσει ότι οι απώλειες διείσδυσης διακρίνονται σε δύο διαφορετικές καταστάσεις, με υψηλές και χαμηλές τιμές αντίστοιχα. Χαμηλές απώλειες διείσδυσης σήματος παρατηρούνται για γωνίες αζιμουθίου μεταξύ  $135^{\circ}$ - $145^{\circ}$ , και  $180^{\circ}$ - $220^{\circ}$ , δηλαδή στην πίσω δεξιά και αριστερή πλευρά του κτηρίου αντίστοιχα, αλλά και στις  $270^{\circ}$ - $290^{\circ}$ , στην αριστερή μεριά καθώς το αεροσκάφος πετάει γύρω από το κτίριο. Οι αντίστοιχες γωνίες ανύψωσης είναι σχετικά χαμηλές, μεταξύ  $20^{\circ}$  and  $40^{\circ}$ . Αυτό συνεπάγεται ότι όταν ο Tx είναι χαμηλά στον ορίζοντα, το σήμα εισέρχεται στο κτίριο, είτε λόγω περίθλασης από τα παράθυρα στην πίσω αριστερή και δεξιά πλευρά ή από έντονες ανακλάσεις από τις προσόψεις των γειτονικών κτηρίων. Αφ' ετέρου, παρατηρούνται υψηλές τιμές απωλειών διείσδυσης για γωνίες αζιμουθίου μεταξύ  $0^{\circ}$ - $120^{\circ}$  στην εμπρός και δεξιά πλευρά του κτηρίου, και μεταξύ  $320^{\circ}$ - $350^{\circ}$  στην μπροστά αριστερή πλευρά του κτηρίου. Οι απώλειες διείσδυσης αυξάνονται στις συγκεκριμένες γωνίες, είτε λόγω της υψηλής εξασθένησης του σήματος κατά τη διείσδυση από τις τοιμεντένιες γωνίες του κτηρίου στο μπροστινό μέρος, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1, ή πιθανώς και από άλλα αντικείμενα μέσα στα γραφεία από την δεξιά πλευρά του κτηρίου. Επομένως, μπορεί κάποιος να συμπεράνει ότι το επίπεδο των απωλειών διείσδυσης καθορίζεται από τη γωνία αζιμουθίου μεταξύ Tx και Rx. Παρόμοια ευρήματα αναφέρονται στο [Jos13]. Ωστόσο, ο μηχανισμός που ελέγχει τη μετάβαση μεταξύ αυτών των καταστάσεων είναι η γωνία ανύψωσης. Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει στο 6.3, όταν η γωνία ανύψωσης πλησιάζει τις  $85^{\circ}$  μοίρες, η κατάσταση αλλάζει αφού το αεροσκάφος περνά πάνω από τον Rx, ταξιδεύοντας από την εμπρός προς την πίσω πλευρά του κτηρίου και το αντίστροφο. Παρόμοια αποτελέσματα λαμβάνονται και για τα υπόλοιπα μετρημένα σενάρια που εξετάστηκαν. Ένα ακόμη σημαντικό ζήτημα είναι η διερεύνηση των απωλειών διείσδυσης του σήματος ως συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης. Το σχήμα 6.4 παρουσιάζει τα αποτελέσματα, κατά μέσο όρο από όλα τα μετρημένα σενάρια.

Στη βιβλιογραφία, ο όρος της παρεμποδισμένης LOS, ή όπως αλλιώς συναντάται με τον όρο obstructed LOS (OLOS), υποδηλώνει μια κατάσταση διάδοσης όπου η πρώτη ή όλες οι ζώνες Fresnel εμποδίζονται. Στο κεφά-

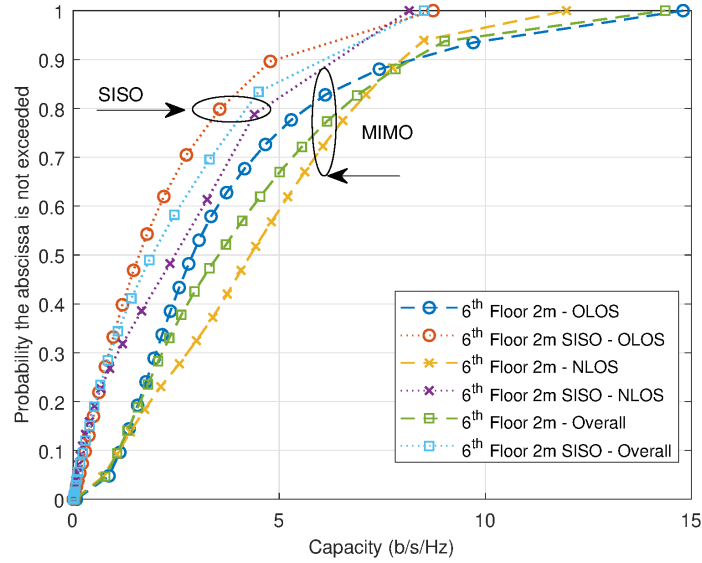


**Σχήμα 6.4:** Απώλειες διείδυσης συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης κατά μέσο όρο για όλα τα σενάρια

λαιο αυτό, το OLOS υποδηλώνει την περίπτωση όπου παρόλο που το αεροσκάφος πετάει μπροστά από την πρόσοψη του κτηρίου, υπονοώντας LOS στο σημείο αναφοράς, η πραγματική θέση λήψης βρίσκεται πίσω από το εξωτερικό παράθυρο του κτηρίου και τον περιβάλλοντα τοίχο. Επιπλέον, η καμπύλη NLOS στο σχήμα 6.4 περιγράφει τις απώλειες διείδυσης καθώς το αερόπλοιο πετάει πίσω από την πρόσοψη του κτηρίου έχοντας πολλαπλές επιφάνειες που μεσολαβούν και παρεμβαίνουν μεταξύ Tx και Rx. Από το σχήμα 6.4, μπορεί κάποιος να παρατηρήσει ότι οι απώλειες διείδυσης αυξάνονται σταδιακά με τη γωνία ανύψωσης και για τις δύο περιπτώσεις OLOS & NLOS. Το αποτέλεσμα αυτό, έρχεται να επιβεβαιώσει και την τάση που παρατηρήθηκε στο σχήμα 6.3. Εφαρμόζοντας γραμμική παλινδρόμηση στις παραγόμενες τιμές, βρίσκουμε ότι η απώλεια διείδυσης αυξάνει σύμφωνα με την έκφραση:  $L_{entry} = a + b\theta$ , όπου το  $\theta$  υποδηλώνει την γωνία ανύψωσης, ενώ τα  $a$ , και  $b$  τις γραμμικές παραμέτρους. Για την γραμμική προσαρμογή σε ντεσιμπέλ (dB) οι παράμετροι υπολογίστηκαν σε  $a = 12.2$  dB,  $b = 0.13$  dB/°, στην κατάσταση OLOS, και  $a = 30.3$  dB,  $b = 0.29$  dB/°, στην κατάσταση NLOS, αντίστοιχα. Αυτά τα αποτελέσματα προσαρμογής είναι συνεπή με αυτά που αναφέρονται στις εργασίες των [Jos13] και [Kvil1]. Οι απώλειες διείδυσης είναι μικρότερες στην περίπτωση του OLOS επειδή το σήμα εισέρχεται στο κτήριο διαπερνώντας μια μόνο επιφάνεια. Τέλος, οι τιμές απωλειών διείδυσης κυμαίνονται κατά μέσο όρο μεταξύ 33-50 dB, και βρίσκονται στα ίδια επίπεδα με εκείνα που αναφέρονται στο [Kvil1], για παρόμοιο κτήριο (Τύπου A), στο φάσμα των 2 GHz.

## 6.4 Χωρητικότητα Ραδιοδιαύλου Εντός Κτηρίου από UAV

Ο δέκτης καταγράφει τιμές από τέσσερα διαφορετικά κανάλια από τα οποία σχηματίζεται ο πίνακας MIMO  $2 \times 2$  του διαύλου στενής ζώνης. Εξετάζοντας την χρονικά μεταβαλλόμενη χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου εντός



**Σχήμα 6.5:** Καμπύλες CDF χωρητικότητας για  $\rho = 10$  dB, για τον 6<sup>ο</sup> όροφο, 2 μέτρα μακριά από το εξωτερικό παράθυρο

κτηρίου από UAV (UAV-to-indoor), υποθέτοντας ένα χρονικά μεταβαλλόμενο πίνακα διαύλου MIMO  $\mathbf{H}(t)$  διαστάσεων  $M_R \times M_T$ , άγνωστο στον  $T_x$ , η χωρητικότητα υπολογίζεται ως

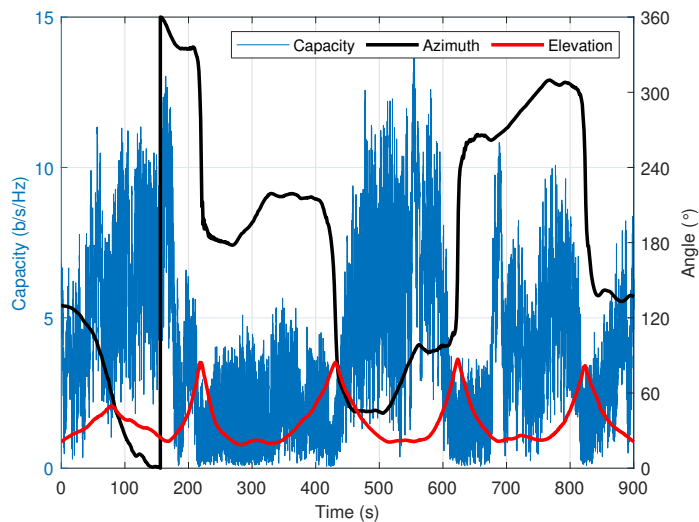
$$C(t) = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \tilde{\mathbf{H}}(t) \tilde{\mathbf{H}}(t)^H \right) \right], \quad (6.6)$$

όπου το  $M_T$  και το  $M_R$  είναι ο αριθμός των εκπεμπόμενων και λαμβανόμενων πολώσεων, αντίστοιχα, το  $C$  είναι η χωρητικότητα σε b/s/Hz,  $\mathbf{I}$  είναι ο μοναδιαίος πίνακας, και ο πίνακας  $\tilde{\mathbf{H}}(t)$  είναι κανονικοποιημένος σύμφωνα με τη μέση ισχύ στην μονάδα, όπως είδαμε και στην ενότητα 5.3. Τέλος, το  $\rho$  είναι ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο (signal-to-noise ratio ή SNR) κάθε κεραίας λήψης. Δεδομένου ότι το κανάλι είναι χρονομεταβλητό (time-variant), μπορεί κάποιος να υπολογίσει τη συνάρτηση αθροιστικής κατανομής (CDF) της χωρητικότητας διακοπής λειτουργίας (outage capacity). Το σχήμα 6.5 παρουσιάζει τα αποτελέσματα για το σενάριο μέτρησης στον 6<sup>ο</sup> όροφο του κτηρίου, 2 μέτρα μακριά από το εξωτερικό παράθυρο, έχοντας επιλέξει  $\rho = 10$  dB. Οι καμπύλες CDF για αμφότερες τις καταστάσεις OLOS και NLOS του διαύλου MIMO  $2 \times 2$  απεικονίζονται και συγκρίνονται με αυτές ενός διαύλου SISO. Η χωρητικότητα του SISO παράγεται επιλέγοντας πάντα το καλύτερο μετρούμενο κανάλι, δηλαδή το κανάλι με το υψηλότερο επίπεδο ισχύος που έχει καταγραφεί. Το κανάλι MIMO διπλής πόλωσης σαφώς και παρέχει σημαντικά βελτιωμένη χωρητικότητα για όλα τα σενάρια, σε σύγκριση με την περίπτωση SISO. Επιπροσθέτως, για  $\rho = 10$  dB, ο πίνακας 6.1 παραθέτει τις υπολογισμένες τιμές της εργοδοτικής χωρητικότητας, όπου συγκρίνονται τα αποτελέσματα της συνολικής χωρητικότητας όλων των σεναρίων. Τα αποτελέσματα θα μπορούσαν να αποδοθούν σε ένα περιβάλλον διάδοσης πλούσιο από σήματα που καταφθάνουν μέσω πολλαπλών διαδρομών. Επίσης, όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 6.3, αυτά εισέρχονται στο κτίριο από τα πλαϊνά παράθυρα.

Εν συνεχεία, ενδιαφέρον παρουσιάζει η διερεύνηση της σχέσης μετα-

Floor	Distance [m]	Overall SISO	Overall MIMO	OLOS MIMO	NLOS MIMO
5 <sup>th</sup>	1	1.5	3.1	2.4	4.5
	2	2.0	4.1	3.5	4.8
6 <sup>th</sup>	1	2.0	4.1	3.8	4.4
	2	2.1	4.1	3.8	4.4
8 <sup>th</sup>	1	1.8	3.9	3.7	4.6
	2	2.0	4.1	3.6	4.8

**Πίνακας 6.1:** Εργοδική Χωρητικότητα των μετρημένων σεναρίων Κτηρίου-Αερόπλοιου, σε b/s/Hz

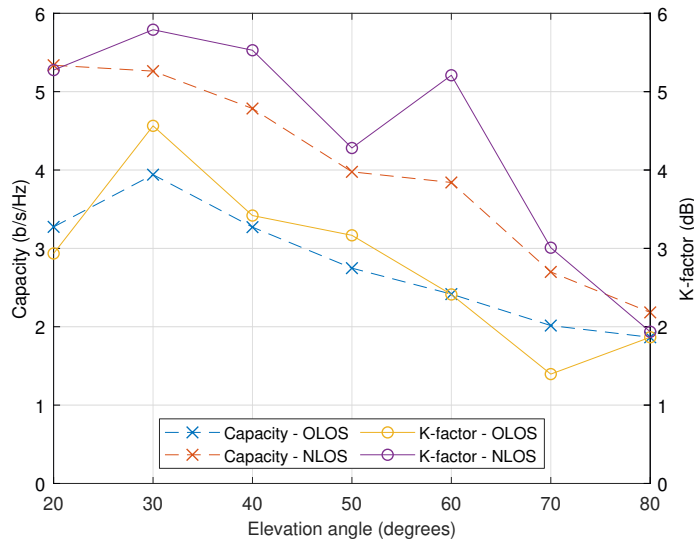


**Σχήμα 6.6:** Ενδεικτικό γράφημα στιγμιαίας χωρητικότητας συναρτήσει του χρόνου, για τον 6<sup>ο</sup> όροφο, 2 μέτρα μακριά από το εξωτερικό παράθυρο

ξύ της χωρητικότητας και των γωνιών αζιμούθιου & ανύψωσης. Το σχήμα 6.6 παρουσιάζει τη στιγμιαία χωρητικότητα ως συνάρτηση και των δύο γωνιών. Τα αποτελέσματα δείχνουν την ίδια τάση με εκείνη των απωλειών διείδυσης κατά τη σύγκριση των σχημάτων 6.3 και 6.6. Η χωρητικότητα παρουσιάζει δύο καταστάσεις που ακολουθεί τις καταστάσεις της απωλειών διείδυσης. Υψηλή και χαμηλή απώλεια διείδυσης σήματος οδηγεί σε υψηλά και χαμηλά επίπεδα χωρητικότητας, αντίστοιχα. Παρόμοια, και σε αυτό το γράφημα παρατηρούμε ότι η μετάβαση κατάστασης εξαρτάται από τη γωνία ανύψωσης, αλλά το επίπεδο της χωρητικότητας καθορίζεται από τη γωνία αζιμούθιου.

Οι τιμές χαμηλής χωρητικότητας που εμφανίζονται για γωνίες χαμηλών γωνιών ανύψωσης θα μπορούσαν να αποδοθούν σε ισχυρές και χαμηλής ισχύος πολυδιαδρομικές συνιστώσες που καταφθάνουν στο Rx, κάτι που εξηγεί επίσης και τα χαμηλά αποτελέσματα απωλειών διείδυσης. Η ισχυρή συνιστώσα θα μπορούσε να είναι και ένα σήμα που έχει υποστεί διάθλαση από τα πίσω παράθυρα ή ανακλάσεις από τα γειτονικά κτίρια. Αντιθέτως, σε υψηλή κατάσταση απωλειών διείδυσης, η ισχυρή συνιστώσα εξασθενεί σημαντικά, όπως σχολιάσαμε στην ενότητα 6.3, η οποία με τη σειρά της παρέχει πολυδιαδρομικές συνιστώσες σχετικά υψηλής ισχύος που προέρ-





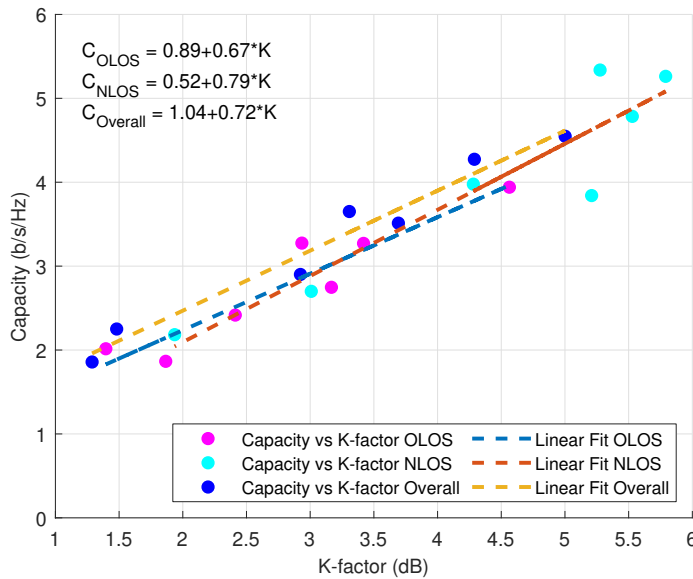
**Σχήμα 6.7:** Χωρητικότητα διαύλου και παράγοντας  $K$  σε σχέση με την γωνία ανύψωσης

χονται από εσωτερικούς σκεδαστές εντός του κτηρίου. Αξίζει να σημειωθεί ότι η χωρητικότητα αυξάνει για χαμηλές γωνίες ανύψωσης, ανεξάρτητα των απωλειών διείσδυσης, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.6.

Το σχήμα 6.7 απεικονίζει τα αποτελέσματα χωρητικότητας συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης, κατά μέσο όρο για όλα τα μετρημένα σενάρια και ξεχωριστά για τμήματα OLOS και NLOS. Παρατηρούμε ότι η χωρητικότητα αυξάνει για χαμηλές γωνίες ανύψωσης,  $20^\circ$ - $30^\circ$ , ενώ για υψηλότερες (γωνίες) υπάρχει σταδιακή μείωση των επιπέδων χωρητικότητας. Αυτό αποδίδεται στο γεγονός ότι οι ορθοπολωσικές συνιστώσες είναι πολύ ασθενέστερες από τις συμπολωσικές συνιστώσες σε χαμηλές γωνίες ανύψωσης. Έτσι, τα συμπολωσικά ζεύγη συνιστωσών δημιουργούν μη συσχετισμένα κανάλια που οδηγούν σε επίπεδα υψηλής χωρητικότητας. Εν αντιθέσει, σε υψηλές γωνίες ανύψωσης, τα όρθο- και συμπολωσικά συστατικά διατηρούν τα ίδια επίπεδα και τείνουν να παρουσιάζουν υψηλή συσχέτιση. Αυτό οδηγεί στη μείωση της χωρητικότητας καθώς αυξάνει η γωνία ανύψωσης.

Επιπλέον, κρίνεται σημαντικό να εξεταστεί η διακύμανση της χωρητικότητας σε συνδυασμό με τον συντελεστή Rice  $K$  (K-factor), δηλαδή την αναλογία ισχύος της κύριας συνιστώσας ως προς τις πολυδιαδρομικές, και επιπλέον ως συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης. Για να γίνει εξαγωγή των διαλείψεων μικρής κλίμακας (small scale fading) του σήματος, από το οποίο υπολογίζεται ο συντελεστής  $K$  σε dB, οι αργές διαλείψεις ή ισοδύναμα η μέση ισχύς πρέπει να αφαιρεθούν από τη συνολικά λαμβανόμενη ισχύ. Αυτό επιτυγχάνεται υπολογίζοντας τον μέσο όρο της συνολικής λαμβανόμενης ισχύος με ένα κυλιόμενο παράθυρο 40λ σύμφωνα και με την ενότητα 4.2. Τα αποτελέσματα απεικονίζονται ξεχωριστά για τμήματα που παρουσιάζουν συνθήκες OLOS και NLOS. Στη συνέχεια, ο συντελεστής  $K$  υπολογίζεται από αυτά τα δεδομένα που προέκυψαν, χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των ροπών (method of moments ή MoM) σύμφωνα με το [Gre99], και τα αποτελέσματα εμφανίζονται στο σχήμα 6.7 λαμβάνοντας τη μέση τιμή και από τις τέσσερις διαφορετικές πολώσεις. Από το σχήμα αυτό, είναι εμφανές ότι τα επίπεδα του παράγοντα  $K$  διατηρούν την ίδια τάση με





**Σχήμα 6.8:** Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσεως του παράγοντα  $K$ . Τα αποτελέσματα υπολογίζονται κατά μέσο όρο όλων των μετρημένων σεναρίων

αυτήν της διακύμανσης της χωρητικότητας. Αυτό μπορεί να αποδοθεί στις απώλειες λόγω περίθλασης μεταξύ  $T_x$  και  $R_x$ , καθώς αυξάνεται η γωνία ανύψωσης. Ωστόσο, αυτές οι τιμές είναι σχετικά χαμηλές, κάτω από 6 dB, υποδηλώνοντας ένα περιβάλλον εξασθένισης Rayleigh που δικαιολογεί τη συνολική βελτίωση της χωρητικότητας. Καθώς αυξάνεται η γωνία ανύψωσης, οι ισχυρές απώλειες λόγω περίθλασης επηρεάζουν αμφότερες τις ισχυρές όσο και τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες, με αποτέλεσμα την εμφάνιση χαμηλότερων τιμών χωρητικότητας και παράγοντα  $K$ .

Τέλος, το σχήμα 6.8 δείχνει τη γραμμική εξάρτηση μεταξύ της χωρητικότητας και του παράγοντα  $K$ . Εφαρμόζοντας γραμμική παλινδρόμηση στα εξαγόμενα αποτελέσματα, παρατηρούμε ότι η χωρητικότητα αυξάνει αναλογικά με τον συντελεστή  $K$  σύμφωνα με την έκφραση:  $C = a + bK$ , όπου το  $K$  είναι σε ντεσιμπέλ (dB), και τα  $a$ ,  $b$  είναι οι γραμμικές παράμετροι που φαίνονται στο σχήμα 6.8. Τα αποτελέσματα παρέχονται ξεχωριστά για τμήματα OLOS και NLOS.

## 6.5 Επαλήθευση Μοντέλου Απωλειών Διεξόδου

Το μοντέλο του Ikegami [Ike84] βασίζεται στην παραδοχή δυο κύριων συνιστωσών, μια άμεσης ακτίνας που έχει προέλθει από περίθλαση (direct-diffracted ray) και μιας ακτίνας που είχε υποστεί μονή ανάκλαση (single-reflected ray) στο κτήριο από την απέναντι μεριά του δρόμου. Η μέση ισχύς του πεδίου που λαμβάνεται από μια ιστροπική κεραία, υπό συνθήκες διάδοσης NLOS, που προέρχεται από περιθλούμενα και ανακλώμενα κύματα, περιγράφεται από την

$$\bar{E} = \frac{0.225}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\lambda(w + \frac{2W-w}{L_r^2})}}{(H_b - h_r) \sqrt{\sin(\Phi)}} \cdot E_0 \quad (6.7)$$

όπου το  $W$  συμβολίζει το πλάτος του δρόμου, το  $w$  είναι η απόσταση του σημείου αναφοράς από την πρόσοψη του κτηρίου και το  $L_r$  είναι οι απώλειες λόγω ανάκλασης, οι οποίες λαμβάνουν τιμές μεταξύ 4-10 dB, κατά μέσο όρο σύμφωνα με το [Ike84]. Οι υπόλοιπες παράμετροι είναι παρόμοιες με αυτές που περιγράφονται στην ενότητα 6.3. Εν συνεχεία, η ισχύς του πεδίου ελεύθερου χώρου,  $E_0$ , εκφράζεται ως

$$E_0 = \frac{\sqrt{30P_{Tx}}}{D'} \quad (6.8)$$

όπου το  $D'$  είναι η απόσταση μεταξύ του Tx και του σημείου αναφοράς και  $P_{Tx}$  είναι η ισχύς εκπομπής. Η λαμβανόμενη ισχύς στο σημείο αναφοράς μπορεί να υπολογισθεί πολλαπλασιάζοντας την πυκνότητα ισχύος με την ενεργό επιφάνεια της ιστροπικής κεραίας λήψης<sup>1</sup> σύμφωνα με το

$$P_r = S_r \cdot A_r = \frac{\bar{E}^2}{120\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (6.9)$$

Στη συνέχεια, αντικαθιστώντας την (6.7) στην (6.9) η λαμβανόμενη ισχύς παίρνει την μορφή

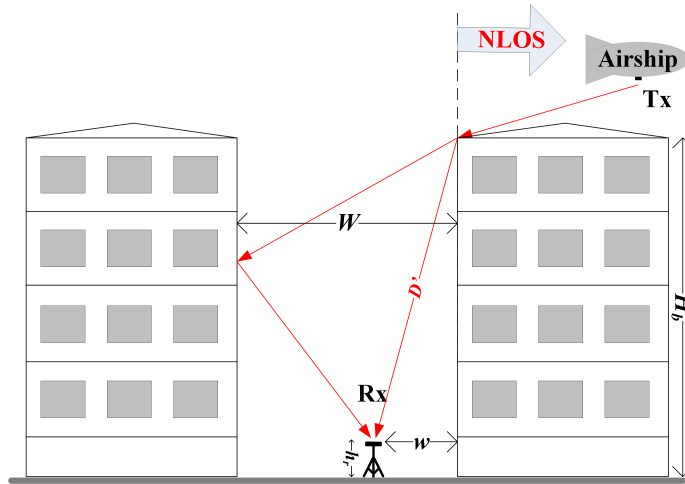
$$\begin{aligned} P_r &= \left( \frac{0.225}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\lambda(w + \frac{2W-w}{L_r^2})}}{(H_b - h_r)\sqrt{\sin(\Phi)}} \right)^2 \cdot \frac{\lambda^2}{480\pi^2} \cdot \left( \frac{\sqrt{30P_{Tx}}}{D'} \right)^2 \\ &= \left( \frac{0.225}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\lambda(w + \frac{2W-w}{L_r^2})}}{(H_b - h_r)\sqrt{\sin(\Phi)}} \right)^2 \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi D'} \right)^2 \cdot P_{Tx}, \end{aligned} \quad (6.10)$$

Εκφράζοντας τώρα την λαμβανόμενη ισχύ  $P_r$  σε (dBm), η (6.10) μετασχηματίζεται σε

$$\begin{aligned} P_r [\text{dBm}] &= P_{Tx} + 10\log_{10} \left( \frac{0.225}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\lambda(w + \frac{2W-w}{L_r^2})}}{(H_b - h_r)\sqrt{\sin(\Phi)}} \right)^2 \\ &\quad + 10\log_{10} \left( \frac{\lambda}{4\pi D'} \right)^2 = P_{Tx} + 20\log_{10} \left( \frac{0.225}{\sqrt{2}} \right) + \\ &\quad 10\log_{10} \left( \lambda \left( w + \frac{2W-w}{L_r^2} \right) \right) - 20\log_{10}(H_b - h_r) - \\ &\quad 10\log_{10}(\sin(\Phi)) + 20\log_{10} \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right) - 20\log_{10}(D') = P_{Tx} - \\ &\quad 15.97 - 20\log_{10} \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right) - 20\log_{10}(D') - 20\log_{10}(H_b - h_r) - \\ &\quad 10\log_{10}(\sin(\Phi)) + 10\log_{10} \left( \lambda \left( w + \frac{2W-w}{L_r^2} \right) \right), \end{aligned} \quad (6.11)$$

Η γεωμετρία του μετρημένου περιβάλλοντος που εξετάζεται στην ενότητα 6.3, υποδηλώνει ότι μόνο η απευθείας ακτίνα κατόπιν περίθλασης

<sup>1</sup>Η κεραία λήψης του δέκτη συμπεριφέρεται ως ιστροπική κεραία δεδομένου ότι έχει αφαιρεθεί το κέρδος της από τα μετρούμενα μεγέθη, δηλαδή την λαμβανόμενη ισχύ.



**Σχήμα 6.9:** Ενδεικτική γεωμετρία του περιβάλλοντος μέτρησης για την επικύρωση του μοντέλου Ikegami. Το σχήμα δεν είναι υπό κλίμακα

(direct-diffracted ray) είναι παρούσα και κατά συνέπεια  $L_r \rightarrow \infty$ . Επομένως, ο τελευταίος όρος της (6.11),  $(2W - w)/L_r^2 = 0$ , και άρα αυτή απλοποιείται σε

$$P_r[\text{dBm}] = P_{\text{Tx}} - 15.97 - 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right) - 20 \log_{10}(D') - 20 \log_{10}(H_b - h_r) - 10 \log_{10}(\sin(\Phi)) + 10 \log_{10}(\lambda w), \quad (6.12)$$

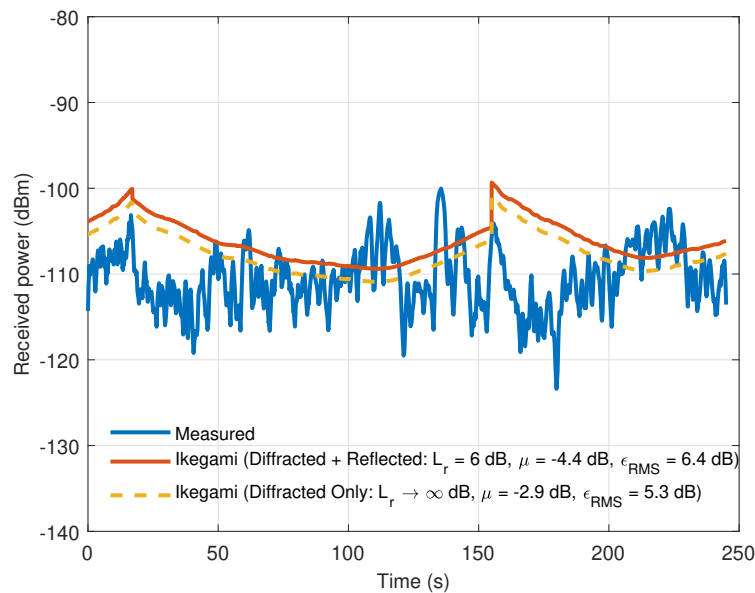
Είναι σημαντικό να γίνει ορθή εκτίμηση και επικύρωση της απόδοσης πρόβλεψης του μοντέλου Ikegami, που παρέχεται από την (6.12). Για το σκοπό αυτό, θα αξιοποιηθούν τα μετρημένα δεδομένα από το σενάριο A1 όπως είδαμε στα κεφάλαια 4 & 5. Το σχήμα 6.9 αποκαλύπτει την γεωμετρία του συγκεκριμένου σεναρίου όπου ο Rx είναι τοποθετημένος στο πεζοδρόμιο 1.7 μέτρα πάνω από το έδαφος, και 6.5 μέτρα μακριά από την πρόσοψη του κτηρίου. Το ύψος του κτηρίου είναι 26 μέτρα κατά προσέγγιση ενώ το πλάτος του δρόμου είναι 25 μέτρα. Οι παράμετροι που εμφανίζονται στο σχήμα 6.9 περιγράφονται εκτενέστερα στην ενότητα 6.3.

Το συγκεκριμένο σενάριο περιλαμβάνει ένα κινητό πομπό, τοποθετημένο στο κάτω μέρος ενός αεροπλίου, που κινείται με σταθερή ταχύτητα 5.8 m/s, ακολουθώντας μια προκαθορισμένη διαδρομή πάνω από τον δέκτη σε σταθερό υψόμετρο στα 200 μέτρα κατά προσέγγιση. Ωστόσο, μόνο οι τροχίες που αντιστοιχούν στην κατάσταση διάδοσης NLOS λαμβάνονται υπόψη για περαιτέρω επεξεργασία. Το σχήμα 6.10 παρουσιάζει την τροχιά του αεροσκάφους καθώς και τα τμήματα NLOS, δηλαδή τα τμήματα εκείνα στα οποία το αεροσκάφος πετά πίσω από το κτήριο. Οι υπόλοιπες παράμετροι μέτρησης, οι κεραιές που χρησιμοποιήθηκαν αλλά και γενικότερα ο εξοπλισμός είναι πανομοιότυπος με αυτόν που περιγράφεται στις ενότητες 3.3.2 & 3.3.3.

Στη συνέχεια, λαμβάνονται υπόψη μόνο οι συμπολωσικές συνιστώσες, RR και LL, έτσι ώστε να αποκλειστεί οιαδήποτε τυχόν αναντιστοιχία (mismatch) πόλωσης, όπως εξηγείται και στην ενότητα 6.3. Επομένως, έχοντας ως δεδομένη την λαμβανόμενη ισχύ που παρέχεται από την σχέση (6.4) και κάνοντας χρήση της σχέσης (6.11) υπολογίζεται η λαμβανόμενη ισχύς με



**Σχήμα 6.10:** Περιβάλλον μέτρησης με απεικόνιση της τροχιάς του αεροσκάφους. Τα πράσινα μέρη αντιστοιχούν σε κατάσταση διάδοσης NLOS



**Σχήμα 6.11:** Ενδεικτική σύγκριση μεταξύ των μετρημένων δεδομένων και του μοντέλου Ikegami, για διαφορετικές απώλειες ανάκλασης

βάση το μοντέλο του Ikegami. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 6.11 όπου τα μετρημένα δεδομένα συγκρίνονται με το θεωρητικά υπολογισμένα αποτελέσματα για διαφορετικές απώλειες ανάκλασης. Η λαμβανόμενη ισχύς παράγεται από τον μέσο όρο των συμπλοωσικών συνιστωσών ενώ κάποιος μπορεί να παρατηρήσει την καλή προσαρμογή που παρουσιάζει το μοντέλο αυτό. Τα αποτελέσματα συγκρίνονται με τις θεωρητικές προσομοιώσεις λαμβάνοντας υπόψη είτε των άμεσων και των ανακλώμενων συνιστωσών είτε μόνο των συνιστωσών που ελήφθησαν κατόπιν περίθλασης. Η μέση (mean) και η ενεργός (root mean square ή RMS) τιμή σφάλματος

είναι -4.4 and 6.4 dB, για την πρώτη περίπτωση, και -2.9 and 5.3 dB για την δεύτερη. Ένα ανεκτό σφάλμα RMS είναι περίπου 6-7 dB σε αστικές περιοχές σύμφωνα με τα [Lee93], [Par01]. Εντούτοις, λαμβάνοντας υπόψη το σφάλμα RMS ως παράγοντα αβεβαιότητας για τους υπολογισμούς απωλειών διείσδυσης, οι συνολικές απώλειες διείσδυσης που βρέθηκαν να είναι της τάξης των 33-50 dB, είναι στα ίδια επίπεδα με τις τιμές που εμφανίζονται στην βιβλιογραφία στο [Kni11] και κυμαίνονται μεταξύ 30-47 dB.

Σε αυτό το πλαίσιο, το μοντέλο Ikegami μπορεί να προβλέψει την λαμβανόμενη ισχύ για την κατάσταση διάδοσης NLOS με αρκετή ακρίβεια. Πρέπει να επισημανθεί επίσης ότι το μοντέλο Ikegami βασίζεται στην υπόθεση ότι τα θεωρητικά στοιχεία διάδοσης είναι κυρίαρχα [Ike84]. Αυτό συνεπάγεται ότι όσο ισχυρότερες είναι οι συνιστώσες κατόπιν περίθλασης, τόσο μεγαλύτερη είναι και η ακρίβεια που παρέχει το μοντέλο. Επομένως, δεδομένου ότι το ύψος του Rx που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των απωλειών διείσδυσης είναι πολύ υψηλότερο από αυτό που χρησιμοποιήθηκε κατά την διαδικασία της επικύρωσης, η εγκυρότητα του μοντέλου Ikegami για το σενάριο που εξετάστηκε μπορεί να θεωρηθεί ορθή.



# Συμπεράσματα

\*\*\*

## 7.1 Σύνοψη

Το ασύρματο μέσο μετάδοσης θέτει θεμελιώδεις περιορισμούς στην επίδοση των ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας. Σκοπός αυτής της διατριβής ήταν η ανάδειξη και συνεισφορά τεχνικών και διαύλων MIMO στα ασύρματα δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών. Κρίθηκε απαραίτητη η δημιουργία πρωτογενών μετρητικών δεδομένων που συναντώνται σε συστήματα επίγειων κινητών δορυφορικών συστημάτων. Εν συνεχεία, η επεξεργασία των δεδομένων αυτών είχε ως σκοπό την εξαγωγή συμπερασμάτων για τους περιορισμούς και τις προκλήσεις που επιβάλλει ο διάυλος ώστε αυτά να φανούν χρήσιμα και να μπορέσουν να αξιοποιηθούν από την ερευνητική κοινότητα. Επίσης, στην ανασκόπηση της βιβλιογραφίας, έγινε αισθητή η έλλειψη ερευνητικών αποτελεσμάτων για MIMO διαύλους σε αστικά περιβάλλοντα διάδοσης και ειδικότερα με μέτριες προς υψηλές γωνίες ανύψωσης, διαφορετικά κεραιοσυστήματα ή διαφορετικής πόλωσης και για σενάρια εντός (indoor) και εκτός κτηρίου (outdoor).

Στο κεφάλαιο 2, παρουσιάστηκαν οι βασικές έννοιες για την μελέτη των συστημάτων MIMO, καθώς και για την περιγραφή, τον χαρακτηρισμό και την μοντελοποίηση του ασύρματου μέσου. Στο κεφάλαιο 3, παρουσιάζεται το πειραματικό μέρος της διατριβής, οι δυνατότητες και η αρχή λειτουργίας της μετρητικής διάταξης, καθώς και τα τρία διαφορετικά σενάρια μέτρησης μαζί με αναλυτική περιγραφή του περιβάλλοντος διάδοσης και της ιδιαιτερότητας του κάθε ενός ξεχωριστά. Στο κεφάλαιο 4, περιλαμβάνεται ο στατιστικός χαρακτηρισμός και η μοντελοποίηση του διπλά πολωμένου MIMO ραδιοδιαύλου με έμφαση στην μοντελοποίηση βάσει του γενικού μοντέλου διάδοσης πολλαπλών σκεδάσεων που επεκτείνεται για πρώτη φορά σε 3<sup>ης</sup> τάξης, με εξαγωγή των θεωρητικών εκφράσεων για τις PDF & CDF, και εφαρμόζεται σε συστήματα LMS. Στο κεφάλαιο 5, ακολουθείται μια πιο κλασσική προσέγγιση στην ανάλυση του διαύλου βάσει των ιδιοτιμών, με χρήση ποικίλων θεμελιωδών μετρικών παραμέτρων ενώ για πρώτη φορά, χαρακτηρίζεται η στατικότητα του διαύλου και εκτιμάται η έκταση των περιοχών μη-στατικότητας μέσω της απόστασης των πινάκων συσχέτισης (CMD). Στο κεφάλαιο 6, εμφανίζεται η μελέτη των απωλειών διείσδυσης σε κτήριο και προτείνεται για σύγκριση μια αναλυτική και απλή διαδικασία



για τον υπολογισμό των απωλειών κατά την είσοδο του σήματος εντός του κτηρίου σύμφωνα με το εμπειρικό μοντέλο απωλειών διάδοσης του Ikegami ενώ υπολογίζεται και το επίπεδο της χωρητικότητας του διαύλου από τις indoor μετρήσεις του σεναρίου Κτηρίου-Αερόπλοιου. Στην συνέχεια, συνοψίζονται τα κυριότερα συμπεράσματα που προέκυψαν και αναγνωρίζονται σχετικά θέματα για μελλοντική ερευνητική δραστηριότητα.

## 7.2 Συμπεράσματα Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου

- Κατά την μελέτη των σεναρίων P1 & A1, παρατηρούμε ότι οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας έχουν άριστη προσαρμογή με την στατιστική κατανομή Lognormal με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση  $\sigma$ , όπως φαίνεται από τον πίνακα 4.1 για διάφορες γωνίες ανύψωσης, σε συνθήκες LOS και NLOS, και για τα δύο σενάρια.
- Αντίστοιχα, οι διαλείψεις μικρής κλίμακας σε συνθήκες LOS μπορούν να χαρακτηριστούν ως κανάλι Rice με ισχυρή απευθείας συνιστώσα και υψηλό συντελεστή K, ενώ όταν επικρατούν συνθήκες NLOS, οι διαλείψεις ακολουθούν κατανομή Nakagami ή Rice με χαμηλό συντελεστή K σύμφωνα με τον πίνακα 4.2.
- Οι περίοδοι των ασθενών διαλείψεων συμπίπτουν με την περίοδο που το αεροσκάφος περνά πάνω από τον Rx και υπάρχει ξεκάθαρο LOS, σύμφωνα με το σχήμα 5.1(II). Επίσης διακρίνουμε, ότι πιο συχνές βαθιές περίοδοι διαλείψεων συμβαίνουν στην ορθοπολωσική λήψη όπως στην περίπτωση (RL) του σχήματος 4.2.
- Εξετάζοντας την περιοχή οιονεί στατικότητας του καναλιού παρατηρούμε ότι στο A1 (απόσταση αποσυσχέτισης 5.4λ ή 80 cm) είναι διπλάσια από εκείνη του P1 (απόσταση αποσυσχέτισης 2.7λ ή 41 cm), κάτι το οποίο μπορεί να αποδοθεί στο ταχέως μεταβαλλόμενο περιβάλλον σκέδασης μεταξύ Tx & Rx, δεδομένης της εκτεταμένης περιοχής που καλύπτει το αερόπλοιο μέσω της τροχιάς του, στο σχήμα 3.12.
- Συγκρίνοντας τα P1 & A1, το LCR είναι σημαντικά υψηλότερο στο A1, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.7(I) και στον πίνακα 4.4. Αντίθετη συμπεριφορά παρατηρείται στο AFD, σύμφωνα με το σχήμα 4.7(II) και τον πίνακα 4.5. Αυτά τα αποτελέσματα ήταν βέβαια αναμενόμενα επειδή εξαρτώνται από την ταχύτητα του κινητού τερματικού, η οποία είναι πολύ υψηλότερη στο σενάριο A1 έναντι του P1.
- Οι ιδιοτιμές των P1, P2 & A1 σε συνθήκες LOS παρουσιάζουν μικρότερο διαχωρισμό, που αποδεικνύει ότι και οι δύο καταστάσεις,  $(\lambda_1, \lambda_2)$ , είναι εν ενεργεία και συνεισφέρουν σύμφωνα με τα σχήματα στο 5.5.
- Αντίστοιχα, μελετώντας τις ιδιοτιμές των P1, P2 & A1 σε συνθήκες NLOS, παρατηρούμε μεγαλύτερο διαχωρισμό μεταξύ τους, υπονοώντας ότι αποτελεσματικά μόνο μια κατάσταση είναι ενεργή, υποδεικνύοντας ένα ισχυρό στοιχείο ανάκλασης ή περίθλασης. Επομένως, το



μεγαλύτερο μέρος της ισχύος μεταδίδεται μέσω της μιας κατάστασης λειτουργίας, ενώ η άλλη κατάσταση δεν συμβάλλει σημαντικά.

- Εξετάζοντας ένα κλασσικό  $2 \times 2$  MIMO δίαυλο (P2) έναντι ενός διπλής πολώσεως (P1), σχήμα 5.5(V), παρατηρούμε τον μεγάλο διαχωρισμό των ιδιοτιμών σε LOS & NLOS, που σημαίνει, ότι μόνο μια κατάσταση συνεισφέρει κυρίως. Να σημειωθεί, ότι ο διαχωρισμός των καταστάσεων στο P2 είναι ακόμα μεγαλύτερος από αυτόν του P1 και ειδικότερα σε NLOS. Στην περίπτωση αυτή διαφαίνεται να είναι προτιμητέα η χρήση τεχνικών διαφορισμού έναντι κάποιας τεχνικής πολυπλεξίας.
- Στο A1 ο αριθμός κατάστασης Demmel σταδιακά μειώνεται όσο αυξάνεται η γωνία ανύψωσης, σχήμα 5.7, φανερώνοντας ότι το κανάλι ευνοεί περισσότερο την πολυπλεξία για υψηλές γωνίες ανύψωσης.
- Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των P1 & A1, σχήμα 5.9 & πίνακας 5.1, το A1 παρέχει καλύτερες τιμές XPD & XPI, οι οποίες μπορούν να αποδοθούν στον μεγάλο διαχωρισμό μεταξύ Tx και Rx, στις υψηλότερες γωνίες ανύψωσης, και στις μεγαλύτερες περιοχές LOS.
- Γενικότερα, ένα κανάλι με υψηλό XPD θα είναι καταλληλότερο για τεχνικές πολυπλεξίας ενώ ένας δίαυλος με χαμηλό XPD θα είναι καταλληλότερος για μετάδοση με τεχνικές διαφορισμού.
- Τα αποτελέσματα των P1 & A1 υποδεικνύουν υψηλές τιμές σχετικά με τους πίνακες συσχέτισης των αντίστοιχων υποκαναλιών και στα δυο μετρημένα σενάρια και σε όλες τις συνθήκες διάδοσης LOS & NLOS.
- Υπολογίζοντας τους πίνακες συσχέτισης με το μοντέλο του Kronecker παρατηρούμε χαμηλότερες τιμές συσχέτισης σε σχέση με τους πίνακες των μετρημένων διαύλων. Πάραυτα, τα αποτελέσματα συσχέτισης των υποκαναλιών και εδώ είναι σε σχετικά υψηλά επίπεδα.
- Το στατιστικό σφάλμα μεταξύ του μετρημένου και του βελτιστοποιημένου γινόμενου Kronecker,  $\mathbf{X} \otimes \mathbf{Y}$ , είναι καλύτερο σε σύγκριση με το απλό μοντέλο Kronecker όπως φαίνεται και από τον πίνακα 5.2.
- Εξετάζοντας το στοχαστικό μοντέλο του Weichselberger αναφορικά με τον πίνακα συσχέτισης των υπολοίπων μοντέλων, πίνακας 5.2, παρατηρούμε ότι παρουσιάζει το χαμηλότερο σφάλμα μεταξύ των μετρημένων & των εκτιμώμενων τιμών, 4.4% στο P1 & 7.4% στο A1. Επομένως κρίνεται καταλληλότερη μέθοδος προσέγγισης για το σενάριο P1.
- Οι χρονικά μεταβαλλόμενες περιοχές στατικότητας, παρουσιάζονται στα σχήματα στο 5.12 για αμφότερα τα P1 & A1, και υποδεικνύουν ότι τα διαστήματα στατικότητας συμφωνούν με το λαμβανόμενο σήμα του σχήματος 5.1 και με τις συνθήκες διάδοσης που συναντάμε.
- Συγκρίνοντας τα P1 & A1, το A1 παρουσιάζει μικρότερο χρόνο στατικότητας ακόμη και για μεγάλες τιμές κατωφλίου, οι οποίες αποδίδονται στο ταχέως μεταβαλλόμενο περιβάλλον σκέδασης μεταξύ Tx & Rx, δεδομένης της εκτεταμένης περιοχής που καλύπτει το Ζέπελιν μέσω της ακολουθούμενης τροχιάς όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12.

### 7.3 Συμπεράσματα Μοντέλου Πολλαπλών Σκεδάσεων

- Στο P1 LOS, και για μετάδοση RHCP και λήψη RHCP, συνιστώσα RR, σχεδόν το 90% της ισχύος είναι συγκεντρωμένο στην σταθερή συνιστώσα, ενώ η ισχύς των σκεδαζόμενων συνιστωσών είναι αμελητέα (1-7%), σύμφωνα με τον πίνακα 4.7.
- Στο A1 LOS, εξετάζοντας την συμπεριφορά των συμπολωσικών διαύλων, βλέπουμε ότι η διάδοση διέπεται κυρίως από την απευθείας συνιστώσα. Αντιθέτως, στα ορθοπολωσικά σενάρια, η ισχύς κατανέμεται σχεδόν εξίσου μεταξύ του άμεσου και του άθροισματος των σημάτων που παρήχθησαν από μονή σκέδαση. Τα ισχυρά σήματα που προήλθαν από μονή αναπήδηση θα μπορούσαν να προέρχονται από ανακλάσεις του εδάφους ή από ανακλάσεις που προέρχονται από την πρόσοψη του κτιρίου που βρίσκεται κοντά στον Rx.
- Στο A1 NLOS, η διάδοση διέπεται κυρίως από μονής & διπλής σκεδάσεως σήματα. Η κύρια συνιστώσα είναι τελείως μπλοκαρισμένη και απύουσα. Μια ασήμαντα μικρή ποσότητα ισχύος προέρχεται επίσης από τριπλής σκεδάσεως σήματα. Τα μονής σκεδάσεως σήματα μπορούν να αποδοθούν σε περίθλαση που δημιουργείται από τις άκρες των σκεπών των κτιρίων, ενώ τα διπλής σκεδάσεως σήματα μπορεί να προέρχονται από ανακλάσεις κατά μήκος των προσόψεων του/των κτηρίου/ίων στο φαράγγι που σχηματίζεται γύρω από τον Rx.
- Στο P1 LOS, υπάρχει μια μικρή ποσότητα ισχύος που προέρχεται από σήματα διπλής αναπήδησης (double-bounced). Αυτό το φαινόμενο θυμίζει αρκετά τον μηχανισμό σχηματισμού “κλειδαρότρυπας” (keyhole) [Sal06b], όπου η πρώτη τοπική περιοχή σκεδαστών βρίσκεται κάτω από τον Tx, σχήμα 4.10, ενώ η δεύτερη τοπική περιοχή των σκεδαστών σχηματίζεται από το έδαφος και τις προσόψεις των απέναντι οικοδομών.
- Στο P1 NLOS, η απευθείας συνιστώσα είναι σημαντικά εξασθενημένη με την ισχύ που μεταφέρεται από αυτήν να αποδίδεται σε ισχυρή περίθλαση από κάποια οροφή ή γωνία από τα χαμηλού ύψους κτίρια κοντά στην τροχιά του Rx. Επιπλέον, ένα σημαντικό ποσό της καταφθάνουσας ισχύος προέρχεται από το άθροισμα ισχυρών συνιστωσών μονής σκεδάσεως, πιθανώς ανακλάσεων, από τις οικοδομές που βρίσκονται απέναντι από τη διαδρομή που κινείται ο Rx, σχήμα 4.10. Ακόμα, τα χαμηλής ισχύος σήματα που παρατηρήθηκαν κατόπιν διπλής & τριπλής σκέδασης υποδεικνύουν τη συμμετοχή των σκεδαστών στις συνθήκες διάδοσης γύρω από την περιοχή του Rx, όπως για παράδειγμα οι μεταλλικοί στύλοι του δρόμου με τους λαμπτήρες ή τα αυτοκίνητα που υπήρχαν διάσπαρτα τριγύρω.

## 7.4 Συμπεράσματα Επίδοσης Χωρητικότητας

- Στα P1 & A1, και για  $\rho = 10$  dB, η εργοδική χωρητικότητα υπολογίστηκε ίση με 5,3 & 4,1 b/s/Hz, και 6,1 & 4,1 b/s/Hz για συνθήκες διάδοσης LOS & NLOS, αντίστοιχα.
- Ενδιαφέρον παρουσιάζει η μεταβολή της χωρητικότητας συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης, για τα P1 & A1 στα σχήματα του 5.4. Επιδιώκοντας σύγκριση του σεναρίου με το αερόπλοιο και όντας πεζοί σε συνθήκες LOS, μπορεί κανείς να συμπεράνει ότι σε παρόμοιες γωνίες ανύψωσης, η χωρητικότητα που λαμβάνουμε στο A1 υπερέρχει, κατά μέσον όρο, αυτής του P1.
- Στο P1 με NLOS, η χωρητικότητα μειώνεται σταδιακά συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για τιμές μεταξύ  $20^\circ$  και  $50^\circ$  ενώ παραμένει σχεδόν σταθερή για γωνίες μεγαλύτερες από  $50^\circ$ . Αυτό φανερώνει σαν αποτέλεσμα έναν κορεσμό μετά από κάποιο σημείο και έπειτα.
- Στο A1 με LOS, η χωρητικότητα κλιμακώνεται συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης, για τιμές μεταξύ  $20^\circ$  και  $70^\circ$ . Αυτή η τάση όμως αντιστρέφεται για γωνίες μεταξύ  $70^\circ$  και  $90^\circ$ . Στις περιπτώσεις που έχουμε NLOS, η μεταβολή της χωρητικότητας παρουσιάζει αντίθετη τάση, δηλαδή μειώνεται για γωνίες μεταξύ  $20^\circ$  και  $60^\circ$ .
- Τα αποτελέσματα της εργοδικής χωρητικότητας, πίνακας 5.3, αποκαλύπτουν ότι και το απλό αλλά και το βελτιστοποιημένο μοντέλο του Kronecker δεν προσεγγίζουν καλά τις τιμές που προκύπτουν από τους μετρημένους διαύλους P1 & A1, και ειδικότερα, παρατηρούμε ότι παρέχουν υπερεκτιμημένες τιμές.
- Παρόμοια, ο υπολογισμός της εργοδικής χωρητικότητας βάσει του μοντέλου του Weichselberger απέδωσε τιμές οι οποίες είναι υποτιμημένες και ελαφρώς απαισιόδοξες για αμφότερα τα P1 & A1, εν συγκρίσει με τους μετρημένους δίαυλους, σύμφωνα με τον πίνακα 5.3.
- Το κανάλι MIMO διπλής πόλωσης στα σενάρια μέτρησης εντός κτηρίου, A5-A10, σαφώς και παρέχει σημαντικά βελτιωμένη χωρητικότητα σε σύγκριση με την περίπτωση SISO σύμφωνα με τις υπολογισμένες τιμές του πίνακα 6.1, για  $\rho = 10$  dB, και από το σχήμα 6.5.
- Ενδιαφέρον παρουσιάζει η σχέση μεταξύ της χωρητικότητας και των γωνιών αζιμούθιου & ανύψωσης στο σχήμα 6.6. Τα αποτελέσματα δείχνουν την ίδια τάση με εκείνη των απωλειών διείσδυσης κατά τη σύγκριση των σχημάτων 6.3 & 6.6 στην οποία η χωρητικότητα παρουσιάζει δύο καταστάσεις που ακολουθούν αυτές των απωλειών διείσδυσης. Υψηλή και χαμηλή απώλεια διείσδυσης οδηγεί σε υψηλά και χαμηλά επίπεδα χωρητικότητας, αντίστοιχα. Επίσης, παρατηρούμε ότι η μετάβαση κατάστασης εξαρτάται από τη γωνία ανύψωσης, αλλά το επίπεδο της χωρητικότητας καθορίζεται από τη γωνία αζιμουθίου.

## 7.5 Συμπεράσματα Επίδοσης Διαφορισμού

- Αξιολογώντας την επίδοση του διαφορισμού, εφαρμόζοντας την τεχνική συνδυαστικής μεγίστου λόγου, διαπιστώνεται ότι το αριστερόστροφα κυκλικά πολωμένο (LHCP) μεταδιδόμενο σήμα υπερέχει του δεξιόστροφα κυκλικά πολωμένου (RHCP), παρέχοντας κέρδη έως και 2.5 dB, ειδικά σε περιπτώσεις απουσίας απευθείας συνιστώσας.
- Στα αποτελέσματα επίδοσης του κέρδους διαφορισμού των A1 & P1, σχήμα 4.8, διακρίνουμε ότι η κατάσταση NLOS παρουσιάζει υψηλότερα κέρδη συγκριτικά με την LOS, όπου η μετάδοση LHCP με τον πομπό Tx2 ξεπερνά το RHCP του σεναρίου Tx1, και στα δύο εξεταζόμενα σεναρία. Επιπρόσθετα, η καλύτερη επίδοση επιτυγχάνεται στο P1, για τον πομπό Tx2, και σε NLOS, όπου το μέσο κέρδος είναι περίπου 2.5 dB, σύμφωνα με τον πίνακα 4.6.
- Στα A1 & P1, τα αποτελέσματα επίδοσης του κέρδους διαφορισμού, πίνακας 4.6, είναι κάτω από τα 3 dB γεγονός που αναμένεται λόγω της υψηλής συσχέτισης των κλάδων, υποδεικνύοντας ότι η μορφοποίηση δέσμης (beamforming) είναι καταλληλότερη για το συγκεκριμένο κανάλι. Αυτό επιβεβαιώνει επίσης και τα αποτελέσματα της ενότητας 5.7, όπου οι πίνακες συσχέτισης των διαύλων είναι υψηλοί.

## 7.6 Συμπεράσματα Μελέτης Διείσδυσης Σήματος σε Κτήριο

- Οι απώλειες διείσδυσης σε κτήριο, A5-A10, υποδεικνύουν μια διαδικασία δύο καταστάσεων που σχετίζεται στενά με τις σχετικές γωνίες αζιμουθίου & ανύψωσης μεταξύ Tx-Rx. Το μέσο επίπεδο απωλειών διείσδυσης κυμαίνεται από 33-50 dB ενώ η συνολική εργοδική χωρητικότητα μεταξύ 3,1-4,1 b/s/Hz με αμελητέες διακυμάνσεις αναφορικά με το επίπεδο του ορόφου και την απόσταση από το παράθυρο.
- Παρατηρώντας το σχήμα 6.3, μπορεί κάποιος να συμπεράνει ότι το επίπεδο των απωλειών διείσδυσης καθορίζεται από τη γωνία αζιμουθίου μεταξύ Tx και Rx. Ωστόσο, ο μηχανισμός που ελέγχει τη μετάβαση μεταξύ αυτών των καταστάσεων είναι η γωνία ανύψωσης.

## 7.7 Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα

Οι ερευνητικές δραστηριότητες που πραγματοποιήθηκαν και παρουσιάζονται στα πλαίσια αυτής της διατριβής καλύπτουν μια ευρεία περιοχή τεχνικών και ραδιοδιαύλων MIMO ασύρματων δορυφορικών συστημάτων επικοινωνιών. Βέβαια, πάντα υπάρχουν ανοιχτά θέματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης. Κάποιες προτάσεις για μελλοντική έρευνα επάνω στο αντικείμενο είναι οι ακόλουθες:

- Οι μετρήσεις χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου είναι μια επίπονη και εξαντλητική διαδικασία που χρειάζεται πολύ καλό θεωρητικό σχεδιασμό, πρακτική & τεχνική προετοιμασία, και φυσικά επάρκεια σε τεχνολογικά εξειδικευμένο εξοπλισμό ώστε να είναι δυνατή η άριστη εκτέλεση των μετρήσεων. Για τον λόγο αυτό, είναι γενικό το φαινόμενο, στην ερευνητική κοινότητα, ότι πάντα υπάρχει χώρος για επιπλέον μετρήσεις χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλων και ειδικότερα LMS.
- Οι μετρήσεις ραδιοδιαύλου αυτής της διατριβής ήταν στενής ζώνης (Narrowband). Μια μελλοντική καμπάνια μετρήσεων θα μπορούσε να είναι ευρείας ζώνης (Wideband) φυσικά με χρήση κατάλληλου μετρητικού εξοπλισμού και κεραιών. Σίγουρα θα είναι μια περισσότερο απαιτητική διαδικασία αλλά με μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον και θα προσφέρει πρόσβαση σε δεδομένα για ταυτόχρονη επεξεργασία και στα τρία πεδία, του χρόνου, του χώρου και της συχνότητας.
- Εν έτη 2020, έχει ήδη ξεκινήσει η τεχνολογική μετάβαση στα κινητά δίκτυα πέμπτης γενιάς ή 5G. Μια μελέτη παρόμοιων μετρητικών σεναρίων με τα υπάρχοντα αλλά προσανατολισμένα στην τεχνολογία των δικτύων 5G αποτελεί μελλοντικό κίνητρο. Φυσικά, στην αρχή οι συχνότητες προς μελέτη θα είναι και αυτές που θα τύχουν πρώτα ευρείας αποδοχής και εκμετάλλευσης, δηλαδή κάτω από τα 6 GHz (sub-6 GHz), όπου και ο μετρητικός εξοπλισμός είναι και πιο προσιτός. Πάραυτα, η μελέτη σίγουρα θα πρέπει να επεκταθεί μελλοντικά και σε μικρομετρικών διαστάσεων κύματα (mmWave) όταν ο τεχνολογικά εξειδικευμένος μετρητικός εξοπλισμός γίνει εφικτός.
- Επιπρόσθετα, ερευνητικό ενδιαφέρον παρουσιάζεται και από μετρήσεις όπου το αερόπλοιο/UAV θα πετάει σε μεγαλύτερο ύψος ή ακόμα διαθέτοντας μεγαλύτερη περιοχή κάλυψης. Επίσης, θα μπορούσαν να συμπεριληφθούν μεγαλύτερη ποικιλία από περιβάλλοντα διάδοσης όπως σε λιγότερο ή περισσότερο πυκνοκατοικημένες περιοχές.
- Μια καινοτόμα και ταχύτατα αναπτυσσόμενη τεχνολογία είναι αυτή της μηχανικής μάθησης (machine learning). Θα ήταν ενδιαφέρον να μελετηθεί ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα που θα μπορεί να παρέχει πληροφορία στον τελικό χρήστη-δέκτη επί του εδάφους, για χρήση συγκεκριμένου αερόπλοιου-πομπού ως πρωτογενή πηγή λήψης σήματος, από τα πολλά που θα υπάρχουν σε μια διευρυμένη τοπική περιοχή, έχοντας υποστεί εκπαίδευση (training) με εξελικτικούς αλγόριθμους μηχανικής μάθησης ώστε να γίνεται πάντα βέλτιστη πρόβλεψη λήψης σήματος.



# **Παραρτήματα**





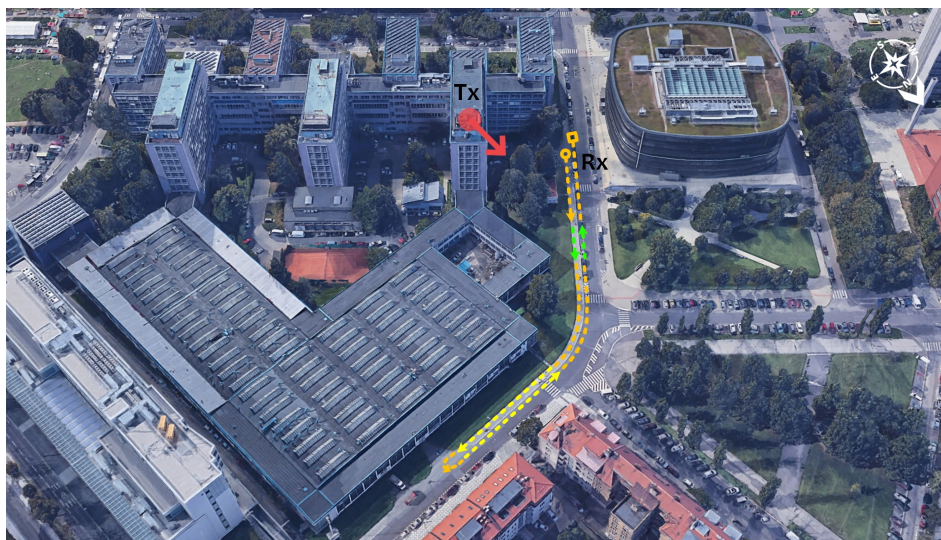
# Επιπρόσθετα 3<sup>ου</sup> Κεφαλαίου

\*\*\*

## A.1 Σενάρια Μετρήσεων - Τοποθεσίες

### A.1.1 Μετρήσεις Δρόμου-Οροφής

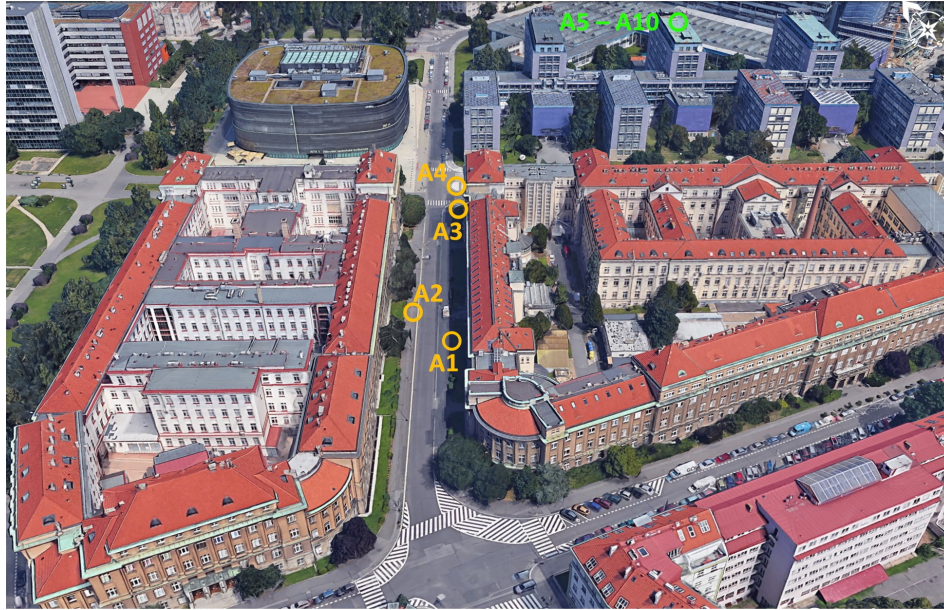
Στο σχήμα A.1, διακρίνεται το περιβάλλον μέτρησης για τα Σενάρια Δρόμου-Οροφής P1 και P2, από διαφορετική οπτική γωνία, αναφορικά με το σχήμα 3.8. Το κόκκινο βέλος δείχνει τη θέση και την κατεύθυνση εκπομπής του Tx επάνω στην οροφή του κτηρίου, ενώ ο δέκτης ακολουθεί την προδιαγεγραμμένη πορεία (πορτοκαλί διακεκομμένες γραμμές). Οι πράσινες και κίτρινες διακεκομμένες γραμμές, σηματοδοτούν περιοχές LOS και NLOS που μελετήθηκαν σε ορισμένες περιπτώσεις και αποτελέσματα αυτών επισυνάπτονται στην διατριβή αυτή.



**Σχήμα A.1:** Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίων Δρόμου-Οροφής P1 & P2

### A.1.2 Μετρήσεις Δρόμου-Ζέπελιν

Το σχήμα A.2 απεικονίζει το περιβάλλον μέτρησης των Σεναρίων α) Δρόμου-Αερόπλοιου A1 έως A4 και β) Κτηρίου-Αερόπλοιου A5 έως A10. Οι



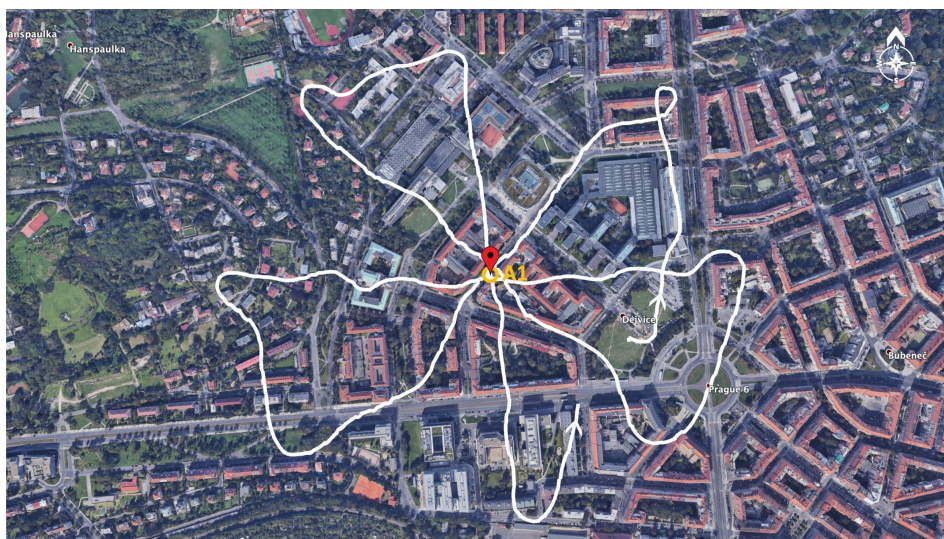
**Σχήμα A.2:** Περιβάλλον μέτρησης Σεναρίων Δρόμου-Ζέπελιν (A1-A4) & Κτηρίου-Ζέπελιν (A5-A10)

πορτοκαλί κύκλοι υποδεικνύουν τις διάφορες θέσεις του δέκτη στον δρόμο, ενώ ο πράσινος κύκλος την θέση του κτηρίου εντός του οποίου τοποθετήθηκε ο Rx σε διαφορετικούς ορόφους.

Παρακάτω επισυνάπτεται το περιβάλλον μέτρησης για κάθε ένα από τα Σενάρια Δρόμου-Αερόπλοιου, A1 έως A4, με τις διαδρομές που ακολούθησε το Ζέπελιν ενσωματωμένες.

### A.1.3 Μετρήσεις Κτηρίου-Ζέπελιν

Παρακάτω επισυνάπτονται σχήματα που απεικονίζουν το περιβάλλον μέτρησης για κάθε ένα από τα Σενάρια Κτηρίου-Αερόπλοιου, A5 έως A10, με τις διαδρομές που ακολούθησε το Ζέπελιν ενσωματωμένες.

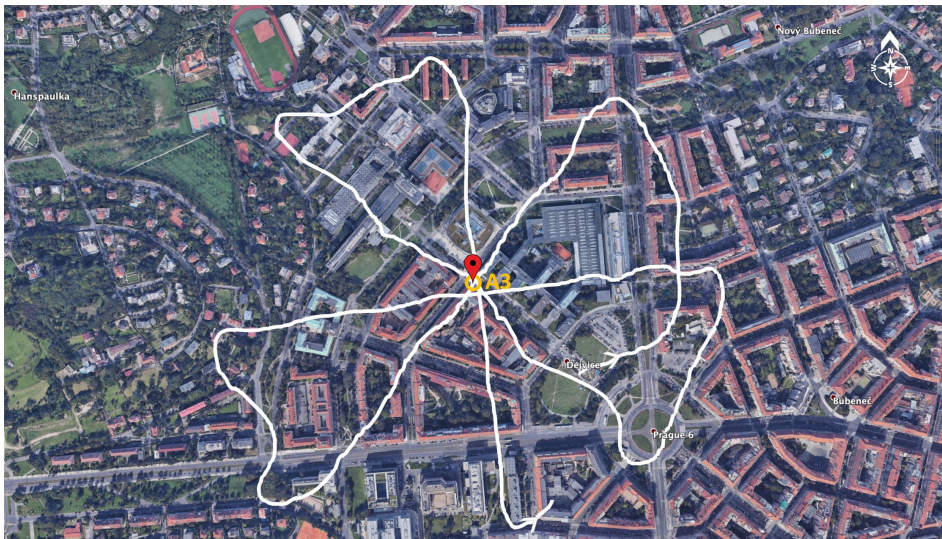


(I)

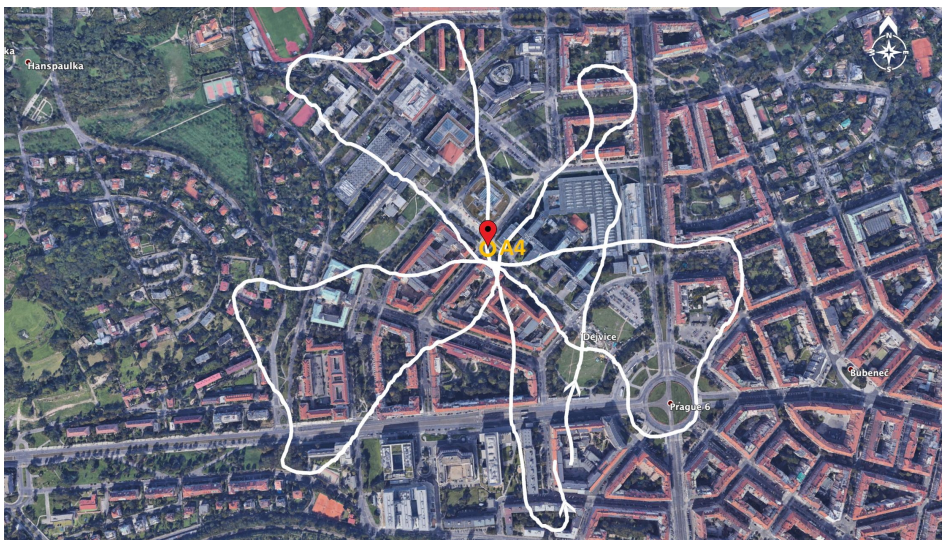




(II)



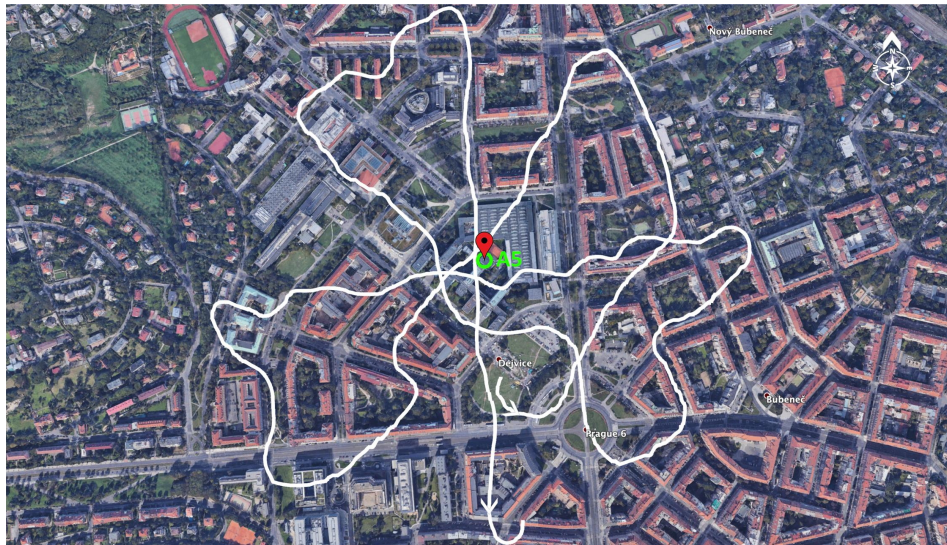
(III)



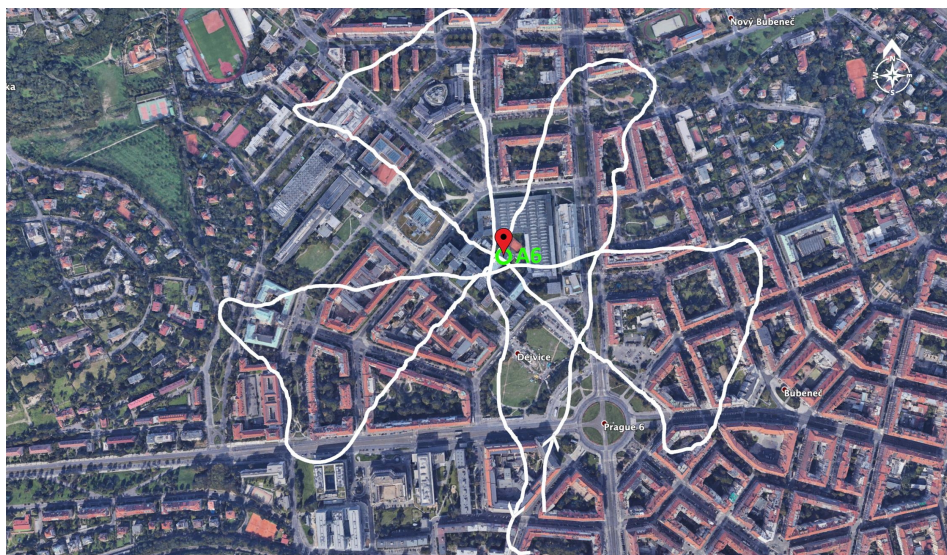
(IV)

**Σχήμα Α.3:** Διαδρομή Αερόπλοιου για τα σενάρια Α1-Α4 των μετρήσεων Δρόμου-Αερόπλοιου

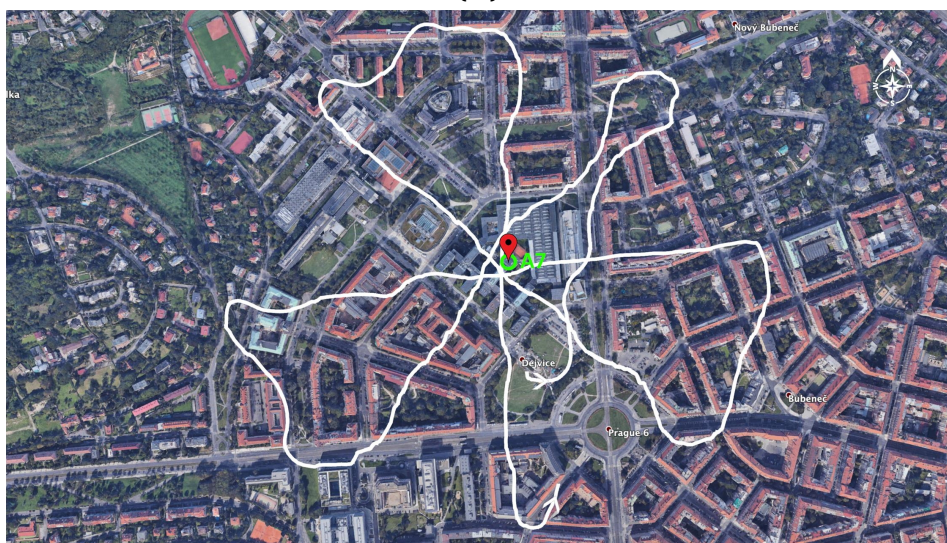




(I)

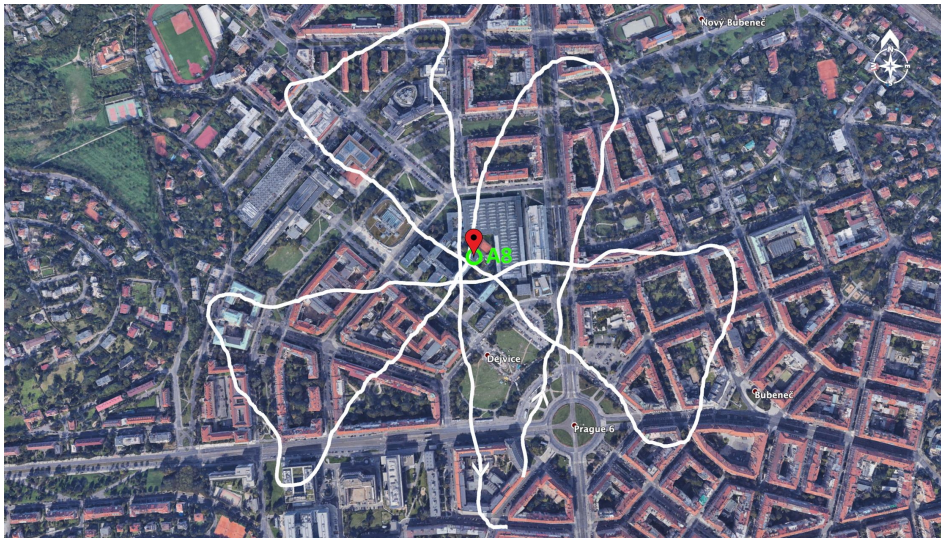


(II)

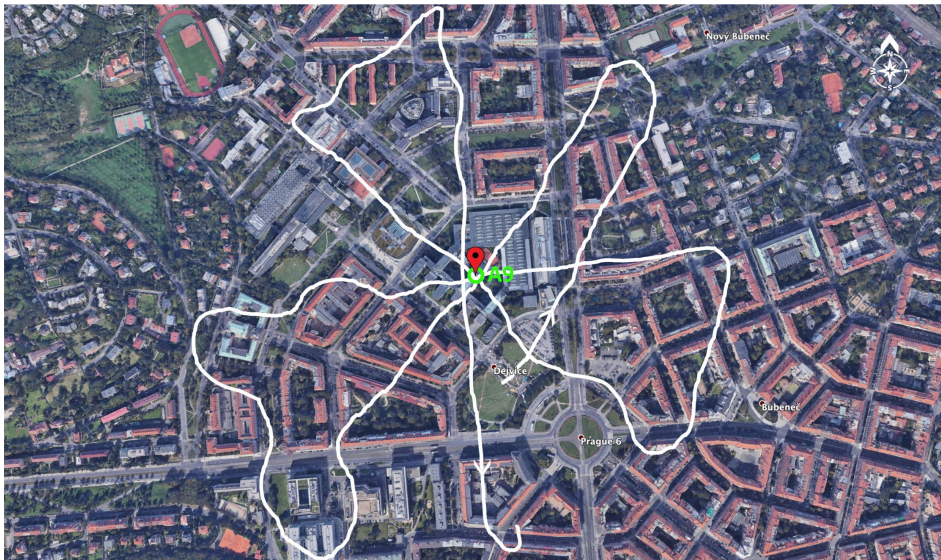


(III)

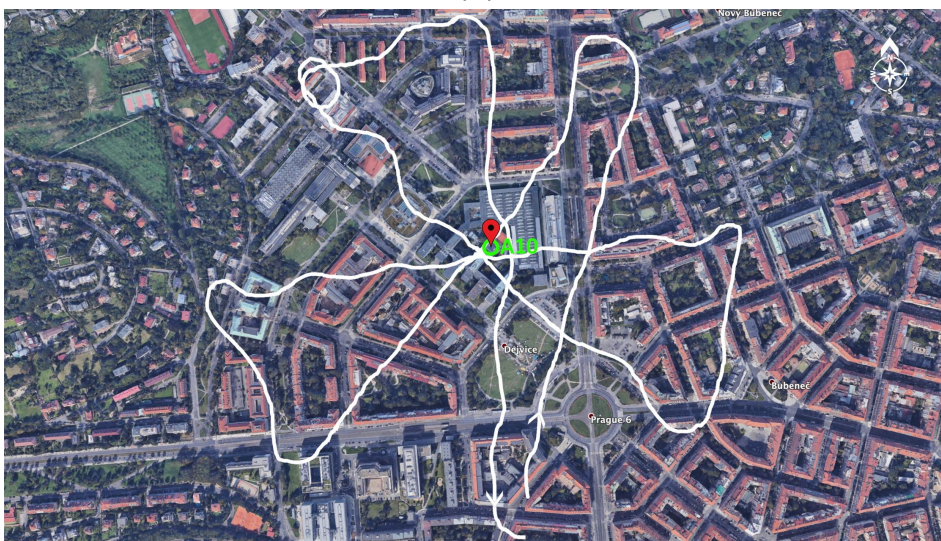




(IV)



(V)



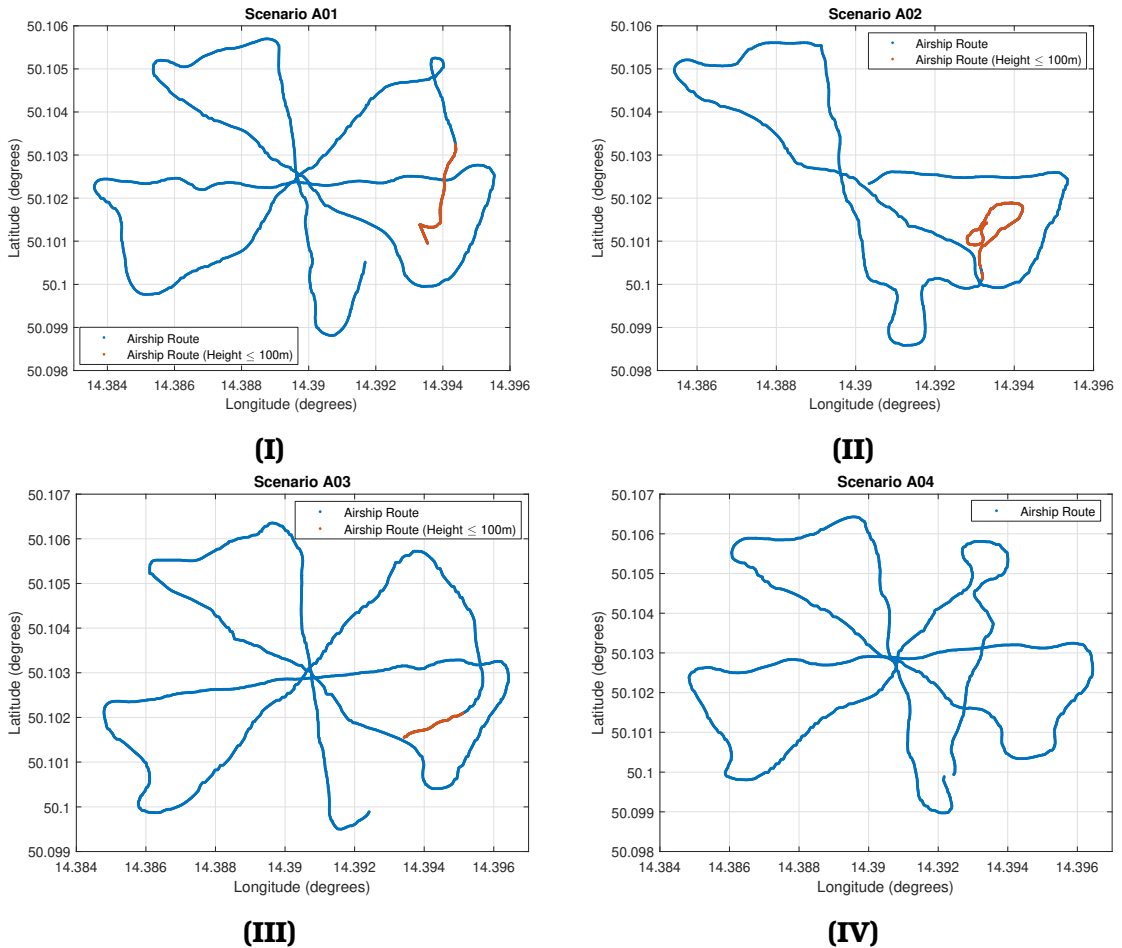
(VI)

**Σχήμα Α.4:** Διαδρομή Αερόπλοιου για τα σενάρια Α5-Α10 των μετρήσεων Κτηρίου-Αερόπλοιου

## A.2 Δεδομένα από το GPS του Ζέπελιν

### A.2.1 Συντεταγμένες από τα Σενάρια Δρόμου-Ζέπελιν

Στο σχήματα A.5(I) έως A.5(IV), επισυνάπτονται οι χάρτες με τις συντεταγμένες από τα σενάρια μετρήσεων Δρόμου-Ζέπελιν. Πληροφορίες για κάθε σενάριο βρίσκονται συγκεντρωμένες στον πίνακα 3.2 (σελ. 51) του κεφαλαίου 3.

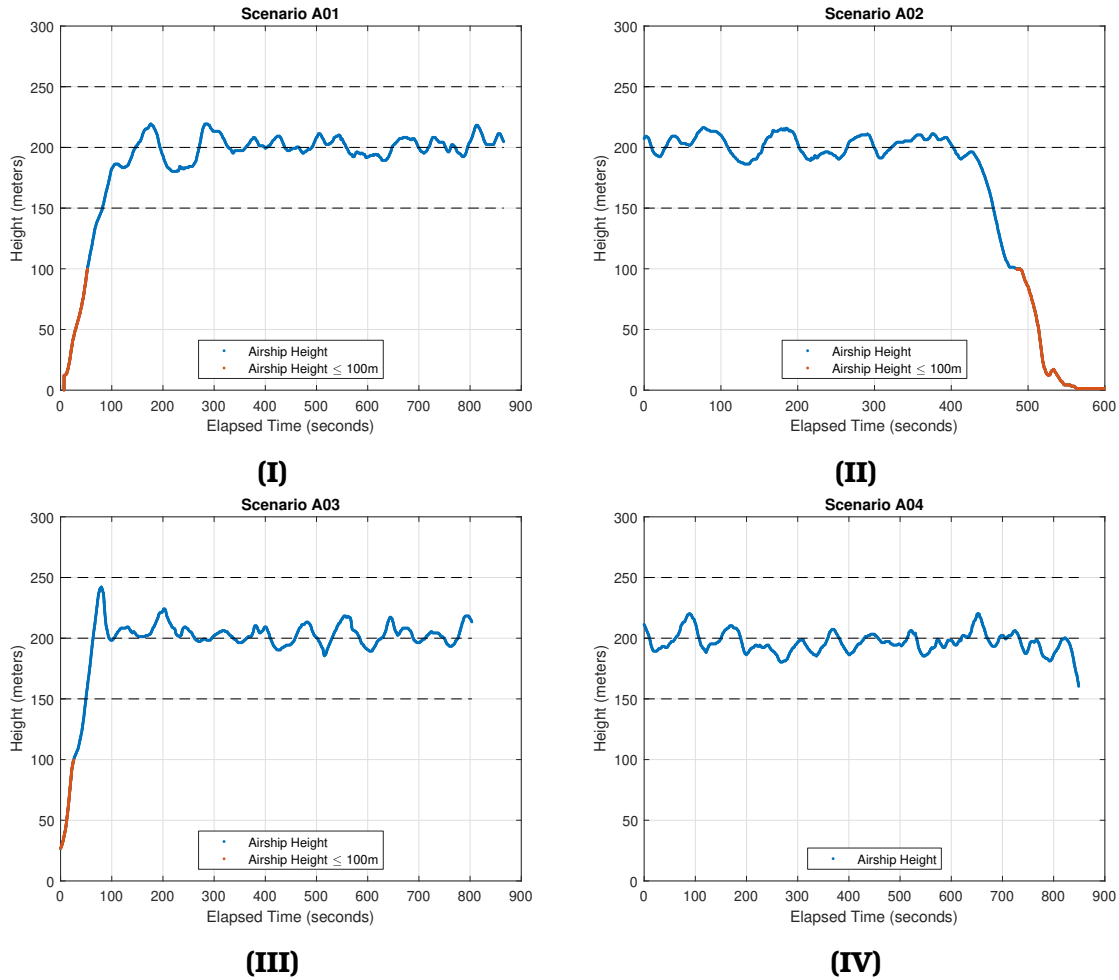


**Σχήμα A.5:** Διαδρομή Αερόπλοιου για τα σενάρια A1-A4 των μετρήσεων Δρόμου-Αερόπλοιου



### A.2.2 Ύψος Πτήσης για τα Σενάρια Δρόμου-Ζέπελιν

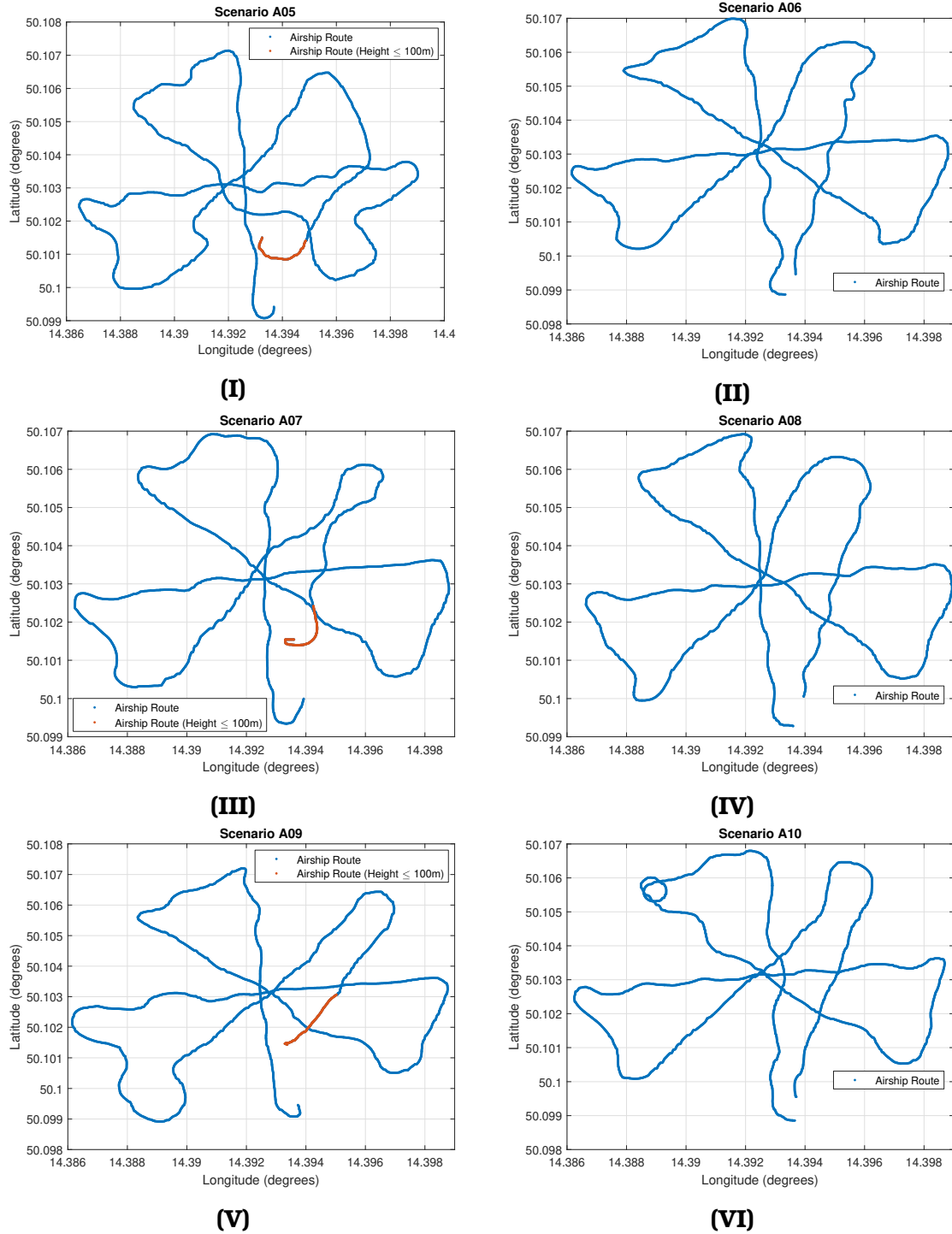
Στο σχήματα A.6(I) έως A.6(IV), επισυνάπτονται οι χάρτες με τις συντεταγμένες από τα σενάρια μετρήσεων Δρόμου-Ζέπελιν. Πληροφορίες για κάθε σενάριο βρίσκονται συγκεντρωμένες στο κεφάλαιο 3, και συγκεκριμένα στον πίνακα 3.2 (σελ. 51).



**Σχήμα A.6:** Ύψος πτήσης του Αερόπλοιου για τα σενάρια A1-A4 των μετρήσεων Δρόμου-Αερόπλοιου

### A.2.3 Συντεταγμένες από τα Σενάρια Κτηρίου-Ζέπελιν

Στο σχήματα A.7(I) έως A.7(VI), επισυνάπτονται τα σχήματα που απεικονίζουν το ύψος πτήσης των μετρημένων σεναρίων Κτηρίου-Ζέπελιν. Πληροφορίες για κάθε σενάριο βρίσκονται συγκεντρωμένες στο κεφάλαιο 3, και συγκεκριμένα στον πίνακα 3.2 (σελ. 51).

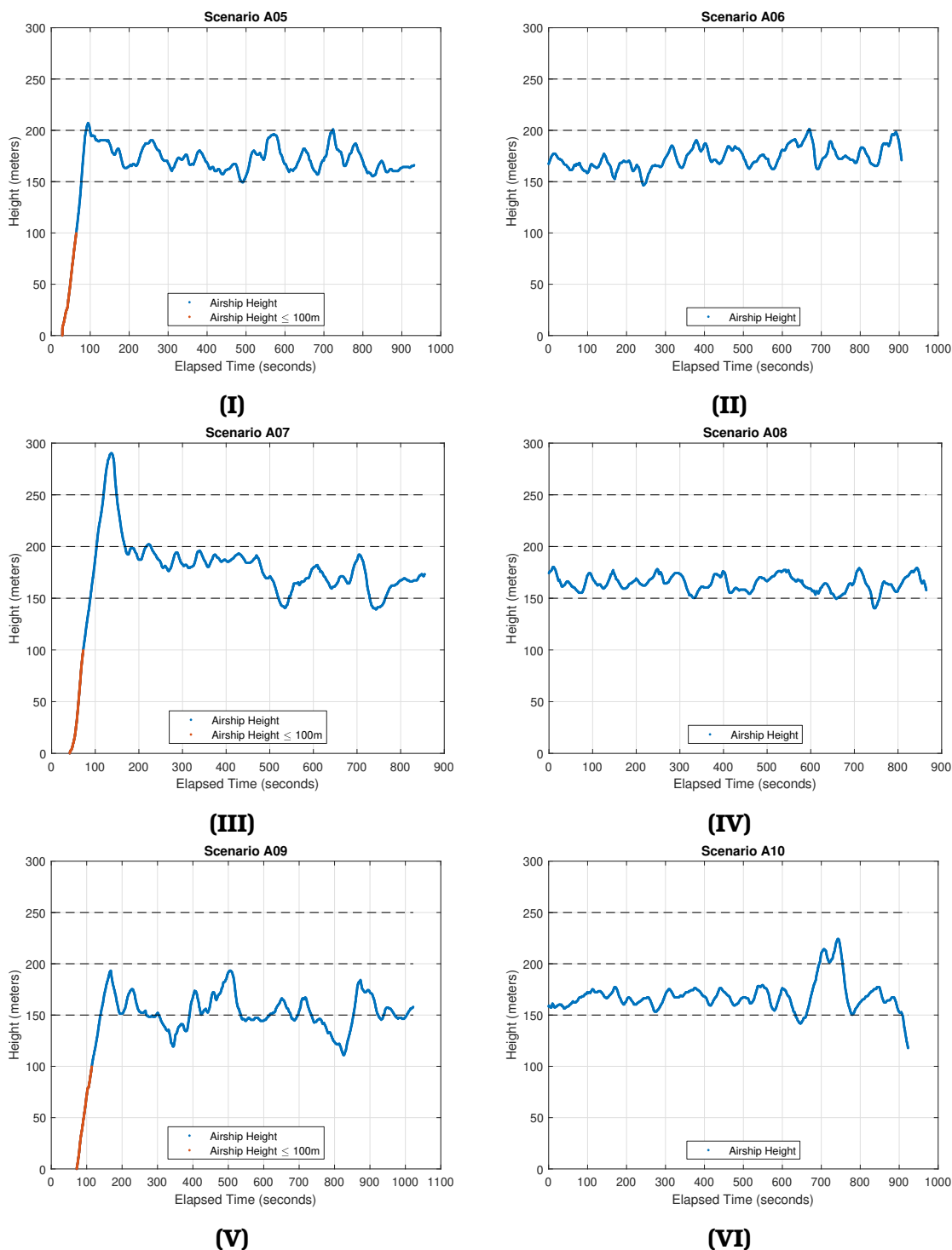


**Σχήμα A.7:** Διαδρομή Αερόπλοιου για τα σενάρια A5-A10 των μετρήσεων Κτηρίου-Αερόπλοιου



## A.2.4 Ύψος Πτήσης για τα Σενάρια Δρόμου-Ζέπελιν

Στο σχήματα A.8(I) έως A.8(VI), επισυνάπτονται τα σχήματα που απεικονίζουν το ύψος πτήσης των μετρημένων σεναρίων Κτηρίου-Ζέπελιν. Πληροφορίες για κάθε σενάριο βρίσκονται συγκεντρωμένες στο κεφάλαιο 3, και συγκεκριμένα στον πίνακα 3.2 (σελ. 51).



**Σχήμα A.8:** Ύψος πτήσης του Αερόπλοιο για τα σενάρια A5-A10 των μετρήσεων Κτηρίου-Αερόπλοιο



# Επιπρόσθετα 4<sup>ου</sup> Κεφαλαίου

\*\*\*

## B.1 Συμπληρωματικοί Μαθηματικοί Ορισμοί

### B.1.1 Συνάρτηση Bessel

Οι συναρτήσεις Bessel (Bessel functions)  $Z_\nu(z)$  αποτελούν λύσεις της διαφορικής εξίσωσης (B.1)

$$\frac{d^2 Z_\nu}{dz^2} + \frac{1}{z} \frac{dZ_\nu}{dz} + \left(1 - \frac{\nu^2}{z^2}\right) Z_\nu = 0 \quad (\text{B.1})$$

Ειδικές περιπτώσεις συναρτήσεων Bessel αποτελούν οι λεγόμενες συναρτήσεις Bessel πρώτης τάξης  $J_\nu(z)$ , οι συναρτήσεις Bessel δεύτερης τάξης  $N_\nu(z)$  που είναι γνωστές και ως συναρτήσεις Neumann (Neumann functions), και οι συναρτήσεις Bessel τρίτης τάξης  $H_\nu^{(1)}(z)$  &  $H_\nu^{(2)}(z)$  που είναι γνωστές και ως συναρτήσεις Hankel (Hankel's functions).

Ο ορισμός της Bessel πρώτης τάξης, την οποία χρησιμοποιούμε στο κεφάλαιο 4, σύμφωνα με τον [Gra14, eq.(8.402)] είναι η

$$J_\nu(z) = \frac{\nu!}{2^\nu} \sum_{\kappa=0}^{\infty} (-1)^\kappa \frac{z^{2\kappa}}{2^{2\kappa} \kappa! \Gamma(\nu + \kappa + 1)} \quad \{|argz| < \pi\} \quad (\text{B.2})$$

όπου  $\Gamma$  είναι η συνάρτηση Γάμμα (Gamma function) [Gra14, εξ. (8.310/1)]

### B.1.2 Συνάρτηση Γάμμα

Ο ορισμός της συνάρτησης Γάμμα  $\Gamma(z)$ , γίνεται με την βοήθεια του ολοκληρώματος του Euler σύμφωνα με την [Gra14, σελ. 19], [Gra14, εξ. (8.310/1)]

$$\Gamma(z) = \int_0^\infty t^{z-1} e^{-t} dt \quad [Rez > 0] \quad (\text{B.3})$$

### B.1.3 Άνω Ατελής Συνάρτηση Γάμμα

Ο ορισμός της άνω ατελής συνάρτηση Γάμμα (upper incomplete Gamma function)  $\Gamma(\alpha, x)$ , γίνεται με την βοήθεια του παρακάτω ολοκληρώματος

σύμφωνα με την [Gra14, εξ. (8.350)]

$$\Gamma(\alpha, x) = \int_x^{\infty} t^{\alpha-1} e^{-t} dt \quad (\text{B.4})$$

### B.1.4 Απλοποίηση Γινομένου Συναρτήσεων Bessel

Για την απλοποίηση του γινομένου δυο συναρτήσεων Bessel, μπορούμε να κάνουμε χρήση της [Gra14, εξ. (8.442/2)]

$$J_{\nu}(az)J_{\mu}(bz) = \frac{\left(\frac{az}{2}\right)^{\nu} \left(\frac{bz}{2}\right)^{\mu}}{\Gamma(\mu+1)} \times \sum_{\kappa=0}^{\infty} \frac{(-1)^{\kappa} \left(\frac{az}{2}\right)^{2\kappa}}{\kappa! \Gamma(\nu+\kappa+1)} \quad (\text{B.5})$$

όπου  ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$  είναι η υπεργεωμετρική συνάρτηση Gauss (Gauss hypergeometric function) [Gra14, εξ. (9.14)], το  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  είναι η άνω ατελής συνάρτηση Γάμμα (upper incomplete Gamma function) [Gra14, εξ. (8.350)].

### B.1.5 Υπεργεωμετρικές Σειρές

Οι υπεργεωμετρικές σειρές (hypergeometric series), σύμφωνα με την [Gra14, εξ. (9.100)], είναι σειρές που έχουν την παρακάτω μορφή

$$F(\alpha, \beta; \gamma; z) = 1 + \frac{\alpha \cdot \beta}{\gamma \cdot 1} z + \frac{\alpha(\alpha+1)\beta(\beta+1)}{\gamma(\gamma+1) \cdot 1 \cdot 2} z^2 + \frac{\alpha(\alpha+1)(\alpha+2)\beta(\beta+1)(\beta+2)}{\gamma(\gamma+1)(\gamma+2) \cdot 1 \cdot 2 \cdot 3} z^3 + \dots \quad (\text{B.6})$$

### B.1.6 Γενικευμένες Υπεργεωμετρικές Συναρτήσεις

Οι γενικευμένες υπεργεωμετρικές σειρές (generalized hypergeometric series) [Gra14, εξ. (9.14)] έχουν την μορφή της B.7

$${}_pF_q(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_p; \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_p; z) = \sum_{\kappa=0}^{\infty} \frac{(\alpha_1)_{\kappa} (\alpha_2)_{\kappa} \dots (\alpha_p)_{\kappa} z^{\kappa}}{(\beta_1)_{\kappa} (\beta_2)_{\kappa} \dots (\beta_p)_{\kappa} \kappa!} \quad (\text{B.7})$$

Η ειδική περίπτωση της γενικευμένης υπεργεωμετρικής σειράς  ${}_2F_1$ , είναι ότι ισοδυναμεί με αυτήν της υπεργεωμετρικής σειράς  $F$

$${}_2F_1(\alpha, \beta; \gamma; z) = F(\alpha, \beta; \gamma; z) \quad (\text{B.8})$$

### B.1.7 Συνάρτηση Meijer G

Για τον ορισμό της συνάρτησης Meijer G ανατρέχουμε στην [Gra14, εξ. (9.301)]. Σύμφωνα με αυτήν, ο συμβολισμός της Meijer G μπορεί να είναι ένας από τους παρακάτω στην B.9

$$\mathcal{G}_{m,n}^{p,q} \left( x \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right), \quad \mathcal{G}_{mn}^{pq} \left( x \left| \begin{matrix} a_r \\ b_g \end{matrix} \right. \right), \quad \mathcal{G}_{mn}^{pq}(x), \quad \mathcal{G}(x) \quad (\text{B.9})$$

ενώ ο ορισμός της συνάρτησης Meijer G δίνεται από την Β.10

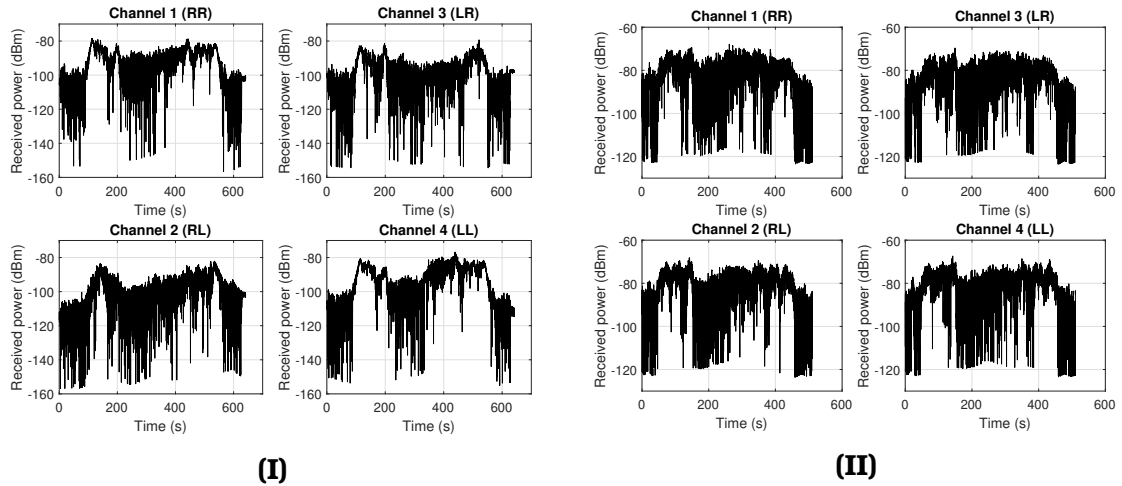
$$\mathcal{G}_{m,n}^{p,q} \left( x \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) = \frac{1}{2\pi i} \int \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j - s) \prod_{j=1}^n \Gamma(1 - a_j + s)}{\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1 - b_j + s) \prod_{j=n+1}^p \Gamma(a_j - s)} x^s ds \quad (\text{B.10})$$

όπου  $0 \leq m \leq q$  και  $0 \leq n \leq p$ , ενώ οι πόλοι της  $\Gamma(b_j - s)$  θα πρέπει να μην συμπίπτουν με τους πόλους της  $\Gamma(1 - a_\kappa + s)$  για κάθε  $j$  και  $\kappa$  όπου  $j = 1, \dots, m$  και  $\kappa = 1, \dots, n$ .

## B.2 Συλλογή Δεδομένων από τον Δέκτη (Rx)

### B.2.1 Λαμβανόμενη Ισχύς Σεναρίων Δρόμου-Οροφής

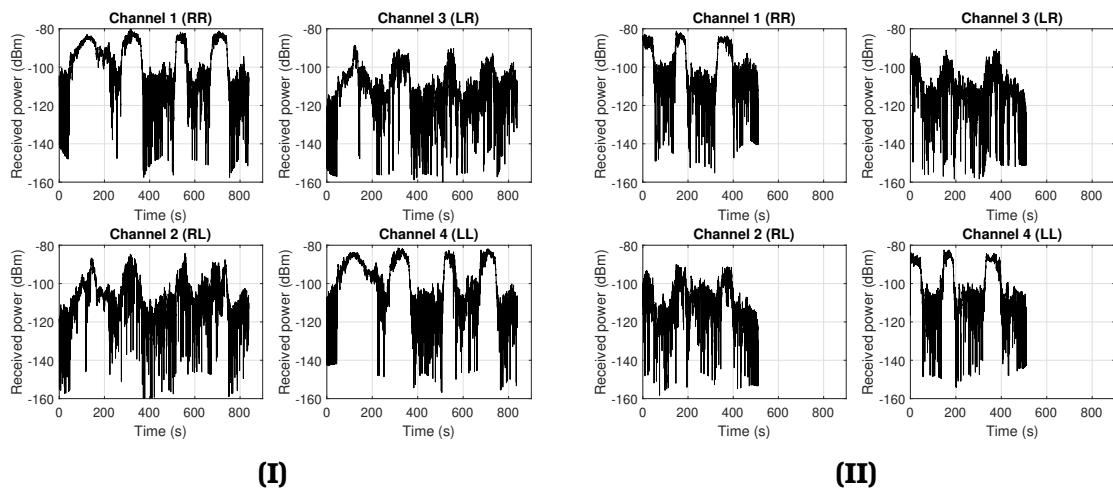
Τα σχήματα B.1(I) και B.1(II), απεικονίζουν την λαμβανόμενη ισχύ για τα Σενάρια Δρόμου-Οροφής P1 και P2, κατόπιν αφαίρεσης του κέρδους των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Η αφαίρεση του κέρδους των κεραιών έγινε με βάση τις διαφορετικές γωνίες αζιμούθιου και ανύψωσης κατά τις οποίες ήταν προσανατολισμένος ο δέκτης ως προς τον πομπό ή και ο πομπός ως προς τον δέκτη αντίστοιχα.

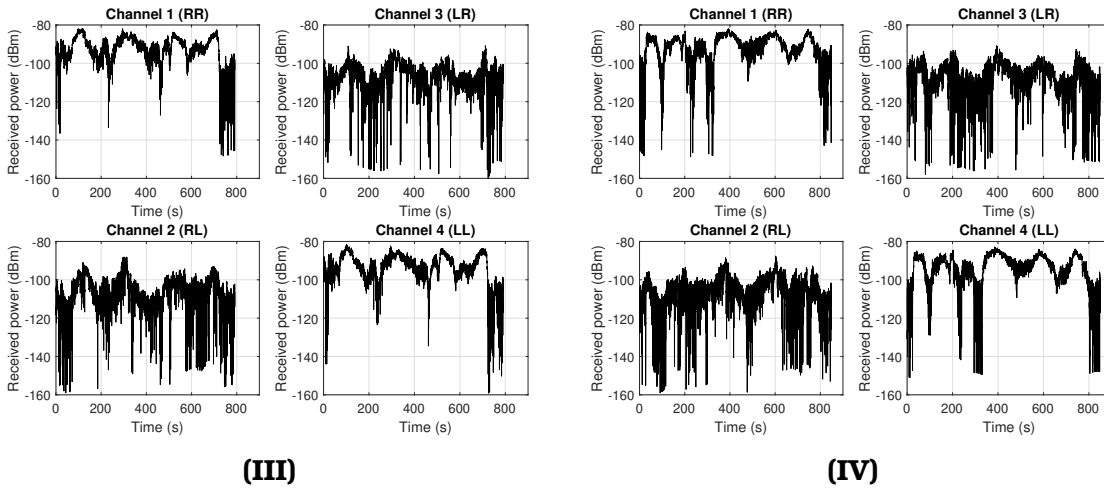


**Σχήμα B.1:** Λαμβανόμενη ισχύς (RSSI) για τα σενάρια P1 & P2 των μετρήσεων Δρόμου-Οροφής

### B.2.2 Λαμβανόμενη Ισχύς Σεναρίων Δρόμου-Ζέπελιν

Τα σχήματα B.2(I) έως B.2(IV), απεικονίζουν την λαμβανόμενη ισχύ για τα Σενάρια Δρόμου-Ζέπελιν A1 έως A4, κατόπιν αφαίρεσης του κέρδους των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Η αφαίρεση του κέρδους των κεραιών έγινε με βάση τις διαφορετικές γωνίες αζιμούθιου και ανύψωσης κατά τις οποίες ήταν προσανατολισμένος ο δέκτης ως προς τον πομπό ή και ο πομπός αντίστοιχα ως προς τον δέκτη.





**Σχήμα Β.2:** Λαμβανόμενη ισχύς (RSSI) για τα σενάρια Α1 έως Α4 των μετρήσεων Δρόμου-Ζέπελιν

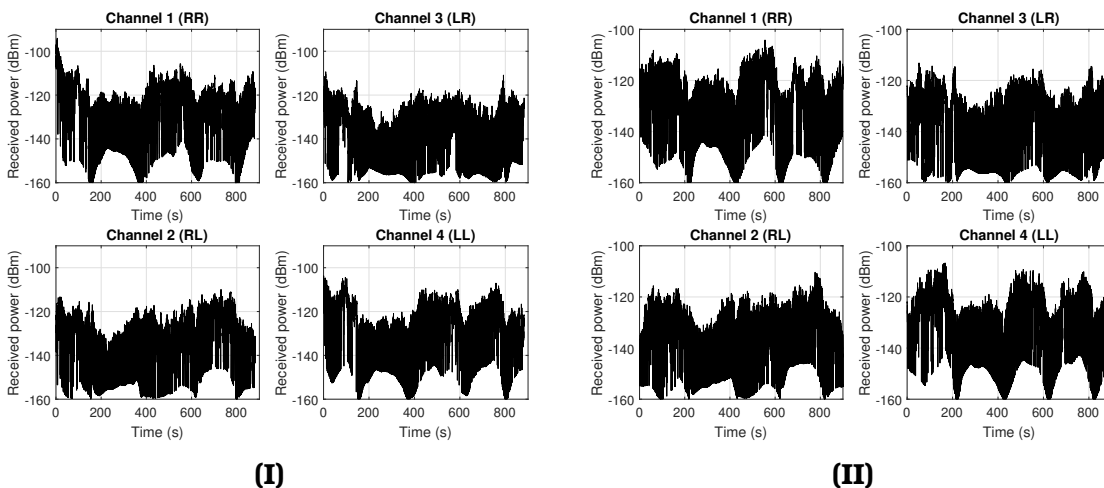
### Β.2.3 Λαμβανόμενη Ισχύς Σεναρίων Κτηρίου-Ζέπελιν

Τα σχήματα Β.3(I) έως Β.3(VI), απεικονίζουν την λαμβανόμενη ισχύ για τα Σενάρια Κτηρίου-Ζέπελιν Α5 έως Α10, κατόπιν αφαίρεσης του κέρδους των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Η αφαίρεση του κέρδους των κεραιών έγινε με βάση τις διαφορετικές γωνίες αζιμούθιου και ανύψωσης κατά τις οποίες ήταν προσανατολισμένος ο δέκτης ως προς τον πομπό ή και ο πομπός αντίστοιχα ως προς τον δέκτη.

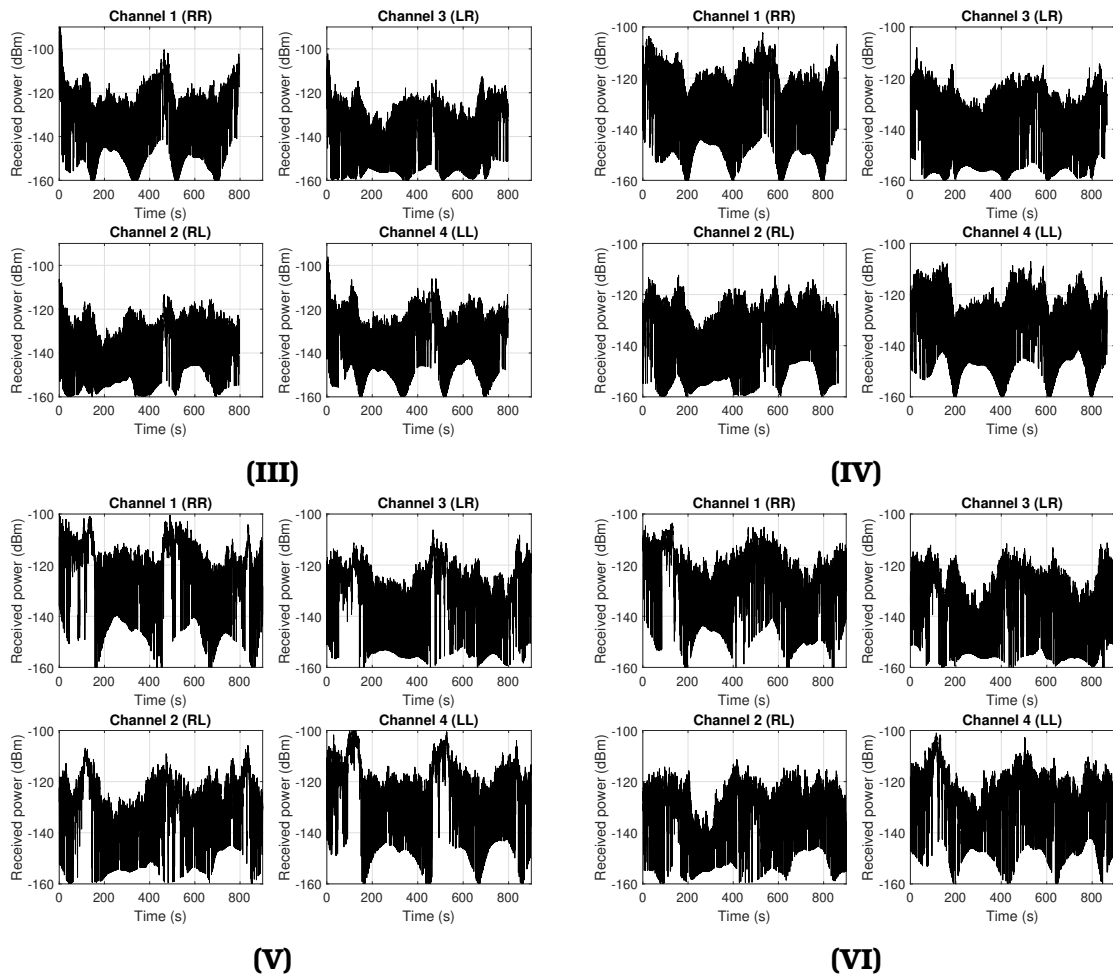
Σύμφωνα και με τον πίνακα 3.2, οι όροφοι που ήταν τοποθετημένος ο δέκτης σε σχέση με τα σχήματα Β.3(I) έως Β.3(VI) είναι ο εξής:

**Σενάριο Α5:** Το σενάριο Α5, που αντιπροσωπεύει μέτρηση από τον 6<sup>ο</sup> Όροφο του κτηρίου και 1m μακριά από το παράθυρο, απεικονίζεται στο Σχήμα Β.3(I).

**Σενάριο Α6:** Το σενάριο Α6, που αντιπροσωπεύει μέτρηση από τον 6<sup>ο</sup> Όροφο του κτηρίου και 2m μακριά από το παράθυρο, απεικονίζεται στο Σχήμα Β.3(II).







**Σχήμα Β.3:** Λαμβανόμενη ισχύς (RSSI) για τα σενάρια A5 έως A10 των μετρήσεων Δρόμου-Ζέπελιν

**Σενάριο A7:** Το σενάριο A7, που αντιπροσωπεύει μέτρηση από τον 5<sup>ο</sup> Όροφο του κτηρίου και 1m μακριά από το παράθυρο, απεικονίζεται στο Σχήμα Β.3(III).

**Σενάριο A8:** Το σενάριο A8, που αντιπροσωπεύει μέτρηση από τον 5<sup>ο</sup> Όροφο του κτηρίου και 2m μακριά από το παράθυρο, απεικονίζεται στο Σχήμα Β.3(IV).

**Σενάριο A9:** Το σενάριο A9, που αντιπροσωπεύει μέτρηση από τον 8<sup>ο</sup> Όροφο του κτηρίου και 1m μακριά από το παράθυρο, απεικονίζεται στο Σχήμα Β.3(V).

**Σενάριο A10:** Το σενάριο A10, που αντιπροσωπεύει μέτρηση από τον 8<sup>ο</sup> Όροφο του κτηρίου και 2m μακριά από το παράθυρο, απεικονίζεται στο Σχήμα Β.3(VI).

# Βιβλιογραφία

\*\*\*

- [Alm03] Peter Almers, Fredrik Tufvesson, and Andreas F. Molisch. “Measurement of keyhole effect in a wireless multiple-input multiple-output (MIMO) channel”. *IEEE Communications Letters* 7.8 (Aug. 2003), pp. 373–375.
- [Alm06] Peter Almers, Fredrik Tufvesson, and Andreas F. Molisch. “Keyhole Effect in MIMO Wireless Channels: Measurements and Theory”. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 5.12 (Dec. 2006), pp. 3596–3604.
- [And02a] Jørgen B. Andersen. “Statistical distributions in mobile communications using multiple scattering”. *Proc. 27th URSI General Assembly*. 2002.
- [And02b] Jørgen B. Andersen and Istvan Z. Kovacs. “Power distributions revisited”. *Proc. COST273 3rd Management Committee Meeting*. 2002.
- [Ara11a] Pantelis-Daniel Arapoglou, Martin Zamkotsian, and Panayotis Cottis. “Dual polarization MIMO in LMS broadcasting systems: Possible benefits and challenges”. *International Journal of Satellite Communications and Networking* 29.4 (2011), pp. 349–366.
- [Ara11b] Pantelis-Daniel Arapoglou et al. “MIMO over satellite: A review”. *IEEE Communications Surveys and Tutorials* 13.1 (2011), pp. 27–51.
- [Ara11c] Pantelis-Daniel Arapoglou et al. “The land mobile earth-space channel: SISO to MIMO modeling from L- to Ka-bands”. *IEEE Vehicular Technology Magazine* 6.2 (June 2011), pp. 44–53.
- [Ara11d] Pantelis-Daniel Arapoglou et al. “To MIMO or not to MIMO in mobile satellite broadcasting systems”. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 10.9 (Sept. 2011), pp. 2807–2811.
- [Arn12] Daniel Arndt et al. “State modelling of the land mobile propagation channel for dual-satellite systems”. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2012.1 (2012).
- [Axi03] Dimitrios I. Axiotis and Michail E. Theologou. “An empirical model for predicting building penetration loss at 2 GHz for high elevation angles”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 2.1 (2003), pp. 234–237.
- [Bal96] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd Edition*. Wiley, 1996.

- [Ban09] Bernd Bandemer et al. “Physically motivated fast-fading model for indoor peer-to-peer channels”. *Electronics Letters* 45.10 (2009), p. 515.
- [Bel63] Philip A. Bello. “Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels”. *IEEE Transactions on Communications Systems* 11.4 (Dec. 1963), pp. 360–393.
- [Bit20] Petros S. Bithas et al. “UAV-to-Ground Communications: Channel Modeling and UAV Selection”. *IEEE Transactions on Communications* (2020), pp. 1–1.
- [Bro07] Tim W. C. Brown et al. “Characterization of polarization diversity at the mobile”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 56.5 I (Sept. 2007), pp. 2440–2447.
- [Bur14] Frank Burkhardt et al. “MIMOSA-a dual approach to detailed land mobile satellite channel modeling”. *International Journal of Satellite Communications and Networking* 32.4 (Mar. 2014), pp. 309–328.
- [Chi00] Dmitry Chizhik, Gerard J. Foschini, and Reinaldo A. Valenzuela. “Capacities of multi-element transmit and receive antennas: correlations and keyholes”. *Electronics Letters* 36.13 (2000), pp. 1099–1100.
- [Chu98] Chen Nee Chuah, Joseph M. Kahn, and David Tse. “Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environment”. *IEEE Global Telecommunications Conference* (1998).
- [Cla45] Arthur C. Clarke. “Extra-Terrestrial Relays”. *Wireless World, Radio and Electronics*. *Wireless World*, 1945, pp. 305–308.
- [Col08] Mikael Coldrey. “Modeling and capacity of polarized MIMO channels”. *IEEE Vehicular Technology Conference*. IEEE, May 2008, pp. 440–444.
- [Cor07] Giovanni E. Corazza. *Digital Satellite Communications*. Springer-Verlag GmbH, 2007.
- [Cor94] Giovanni E. Corazza and Francesco Vatalaro. “A Statistical Model for Land Mobile Satellite Channels and Its Application to Nongeostationary Orbit Systems”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 43.3 (1994), pp. 738–742.
- [Dem88] James W. Demmel. “The probability that a numerical analysis problem is difficult”. *Mathematics of Computation* 50.182 (May 1988), pp. 449–449.
- [Des53] G. A. Deschamps. “Microstrip Microwave Antennas”. *3rd USAF Symposium on Antennas*. 1953.
- [Dys59] John D. Dyson. “The Equiangular Spiral Antenna”. *IRE Transactions on Antennas and Propagation* 7.2 (Apr. 1959), pp. 181–187.
- [Ebe13] Ernst Eberlein et al. “MIMOSA-Analysis of the MIMO channel for LMS systems”. *Space Communications* 22.2-4 (2013), pp. 145–158.
- [Ekp09] Unwana M. Ekpe, Tim W. C. Brown, and Barry G. Evans. “Unleashing the Polarisation Domain for Land Mobile Satellite MIMO Systems”. *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*. IEEE, Sept. 2009, pp. 2288–2291.

- [Ekp11] Unwana M. Ekpe, Tim W. C. Brown, and Barry G. Evans. “Channel characteristics analysis of the dual circular polarized land mobile satellite MIMO radio channel”. *2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*. IEEE, Sept. 2011.
- [Eva98] John V. Evans. “Satellite Systems for Personal Communications”. *Proceedings of the IEEE* 86.7 (July 1998), pp. 1325–1340.
- [Fle00] Bernard H. Fleury. “First- and second-order characterization of direction dispersion and space selectivity in the radio channel”. *IEEE Transactions on Information Theory* 46.6 (2000), pp. 2027–2044.
- [Fos98] Gerard J. Foschini and Michael J. Gans. “On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas”. *Wireless Personal Communications* 6.3 (1998), pp. 311–335.
- [Gin18] Mathieu Gineste et al. “Narrowband IoT service provision to 5G user equipment via a satellite component”. *2017 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps 2017 - Proceedings*. Vol. 2018-Janua. 2018, pp. 1–4.
- [Gra14] Izrail S. Gradshteyn and Iosif M. Ryzhik. *Table of Integrals, Series, and Products*. Elsevier LTD, Oxford, Nov. 1, 2014.
- [Gre99] Larry J. Greenstein, David G. Michelson, and Vinko Erceg. “Moment-method estimation of the Ricean K-factor”. *IEEE Communications Letters* 3.6 (June 1999), pp. 175–176.
- [He14] Ruisi He et al. “Non-stationarity characterization for vehicle-to-vehicle channels using correlation matrix distance and shadow fading correlation”. *Progress in Electromagnetics Research Symposium*. 2014, pp. 2144–2148.
- [He15] Ruisi He et al. “Characterization of Quasi-Stationarity Regions for Vehicle-to-Vehicle Radio Channels”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 63.5 (May 2015), pp. 2237–2251.
- [He16] Yejun He, Xudong Cheng, and Gordon L. Stüber. “On polarization channel modeling”. *IEEE Wireless Communications* 23.1 (Feb. 2016), pp. 80–86.
- [Hea05] Robert W. Heath and Arogyaswami J. Paulraj. “Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems”. *IEEE Transactions on Communications* 53.6 (June 2005), pp. 962–972.
- [Her05] Markus Herdin et al. “Correlation matrix distance, a meaningful measure for evaluation of non-stationary MIMO channels”. *2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference*. Vol. 1. February. IEEE, 2005, pp. 136–140.
- [Hol08a] Jaroslav Holis and Pavel Pechac. “Elevation dependent shadowing model for mobile communications via high altitude platforms in built-up areas”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (2008).
- [Hol08b] Jaroslav Holis and Pavel Pechac. “Penetration Loss Measurement and Modeling for HAP Mobile Systems in Urban Environment”. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2008.1 (Apr. 2008).

- [Hu18] Die Hu, Lianghua He, and Jun Wu. “A Novel Forward-Link Multiplexed Scheme in Satellite-Based Internet of Things”. *IEEE Internet of Things Journal* 5.2 (2018), pp. 1265–1274.
- [Ike84] Fumio Ikegami et al. “Propagation factors controlling mean field strength on urban streets”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 32.8 (Aug. 1984), pp. 822–829.
- [Ipp89] Louis J. Ippolito. *Propagation effects handbook for satellite systems design. A summary of propagation impairments on 10 to 100 GHz satellite links with techniques for system design*. 4th ed. NASA Reference Publication, Baltimore, MD, USA, Tech. Rep. 1082, 1989.
- [Isp15] Adrian Ispas et al. “Analysis of the local quasi-stationarity of measured dual-polarized MIMO channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 64.8 (Aug. 2015), pp. 3481–3493.
- [ITU13] ITU-R Rec. P.1411-7. “Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz”. *ITU-R Recommendations*. 2013.
- [Jak94] William C. Jakes. *Microwave mobile communications*. 1994.
- [Joh84] Richard C. Johnson, Henry Jasik, and Harold B. Crawford. *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill Professional, 1984.
- [Jos10] Thomas Jost et al. “Comparison of the satellite-to-indoor broadband channel at 1.51 GHz and 5.2 GHz”. *EuCAP 2010 - The 4th European Conference on Antennas and Propagation*. Apr. 2010, pp. 1–5.
- [Jos11] Thomas Jost et al. “Comparison of L- and C-band satellite-to-indoor broadband wave propagation for navigation applications”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 59.10 (Oct. 2011), pp. 3899–3909.
- [Jos13] Thomas Jost et al. “A Deterministic Satellite-to-Indoor Entry Loss Model”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 61.4 (Apr. 2013), pp. 2223–2230.
- [Kai59] Thomas Kailath. *Sampling models for linear time-variant filters*. Tech. rep. 352. M.I.T. Research Lab. of Electronics, Cambridge, MA, Mar. 1, 1959, p. 156.
- [Kan16] Athanasios G. Kanatas and Athanasios D. Panagopoulos. *Radio Wave Propagation and Channel Modeling for Earth-Space Systems*. Ed. by Athanasios G. Kanatas and Athanasios D. Panagopoulos. CRC Press, Dec. 2016.
- [Kan98] Athanasios G. Kanatas, Nikolaos Papadakis, and Philip Constantinou. “An empirical model for high elevation angle land-mobile satellite channels at urban environment”. *{IEEE} Communications Letters* 2.4 (Apr. 1998), pp. 92–93.
- [Ker02] Jean P. Kermoal et al. “A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 20.6 (Aug. 2002), pp. 1211–1226.
- [Khu18] Aziz A. Khuwaja et al. “A Survey of Channel Modeling for UAV Communications”. *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 20.4 (2018), pp. 2804–2821.

- [Kin06a] Peter R. King and Stavros Stavrou. “Capacity improvement for a land mobile single satellite MIMO system”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 5.1 (2006), pp. 98–100.
- [Kin06b] Peter R. King and Stavros Stavrou. “Characteristics of the Land Mobile Satellite MIMO Channel”. *IEEE Vehicular Technology Conference*. IEEE, Sept. 2006.
- [Kin07a] P R King. “Modelling and Measurement of the Land Mobile Satellite MIMO Radio Propagation Channel”. Ph.D. dissertation. School of Electronics and Physical Sciences, University of Surrey, Guildford, Surrey, U.K., 2007.
- [Kin07b] Peter R. King and Stavros Stavrou. “Low elevation wideband land mobile satellite MIMO channel characteristics”. *IEEE Transactions on Wireless Communications* (2007).
- [Kin12] Peter R. King et al. “Empirical-stochastic Lms-MIMO channel model implementation and validation”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 60.2 PART 1 (Feb. 2012), pp. 606–614.
- [Kou14a] Charilaos I. Kourogiorgas et al. “Modeling of first-order statistics of LMS channel under tree shadowing for various elevation angles at L-band”. *8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014*. 2014.
- [Kou14b] Charilaos I. Kourogiorgas et al. “Modeling of first-order statistics of the MIMO dual polarized channel at 2 GHz for land mobile satellite systems under tree shadowing”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 62.10 (Oct. 2014), pp. 5410–5415.
- [Kov02] István Z. Kovács et al. “Investigations of outdoor-to-indoor mobile-to-mobile radio communication channels”. *IEEE Vehicular Technology Conference*. Vol. 56. 1. IEEE, 2002, pp. 430–434.
- [Kul51] Solomon Kullback and Richard A. Leibler. “On Information and Sufficiency”. *The Annals of Mathematical Statistics* 22.1 (Mar. 1951), pp. 79–86.
- [Kvi10a] Milan Kvicera et al. “Building penetration loss measurements for satellite-to-indoor systems: Preliminary results”. *EuCAP 2010 - The 4th European Conference on Antennas and Propagation*. Apr. 2010, pp. 6–9.
- [Kvi10b] Milan Kvicera et al. “On a definition of building penetration loss for high elevation angles”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (2010).
- [Kvi11] Milan Kvicera and Pavel Pechac. “Building penetration loss for satellite services at L-, S- and C-band: Measurement and modeling”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 59.8 (Aug. 2011), pp. 3013–3021.
- [Kvi12a] Milan Kvicera and Pavel Pechac. “Building penetration loss modelling for satellite services at L-, S- and C-band”. *Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2012*. Mar. 2012, pp. 2427–2430.

- [Kvi12b] Milan Kvicera and Pavel Pechac. “Propagation measurements in a wide range of elevation angles using a remote-controlled airship”. *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*. 2012.
- [Kvi15a] Milan Kvicera and Pavel Pechac. “First-order statistics prediction for a propagation channel of arbitrary non-geostationary satellite orbits”. *Radioengineering* (2015).
- [Kvi15b] Milan Kvicera and Pavel Pechac. “Seasonal variations of polarization diversity gain in a vegetated area considering high elevation angles and a nomadic user”. *International Journal of Antennas and Propagation* 2015 (2015), pp. 1–9.
- [Kyö06] Pekka Kyösti et al. “Validating IST-WINNER Indoor MIMO Radio Channel Model”. *IST Mobile Wireless Summit*. June 2006, pp. 1–5.
- [Kyr14] Jukka Kyröläinen et al. “Applicability of MIMO to satellite communications”. *International Journal of Satellite Communications and Networking* 32.4 (2014), pp. 343–357.
- [Lac12] Frédéric Lacoste et al. “Measurements of the land mobile and nomadic satellite channels at 2.2 GHz and 3.8 GHz”. *Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2012*. IEEE, Mar. 2012, pp. 2422–2426.
- [Lee85] William C. Y. Lee. “Estimate of Local Average Power of a Mobile Radio Signal”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 34.1 (Feb. 1985), pp. 22–27.
- [Lee93] William C. Y. Lee. *Mobile Communications Design Fundamentals*. John Wiley & Sons, Inc., Jan. 1993.
- [Leh14] Andreas Lehner and Alexander Steingäß. “Spatial dynamic wide-band modeling of the MIMO satellite-to-earth channel”. *International Journal of Antennas and Propagation* 2014 (2014), pp. 1–20.
- [Lio10] Konstantinos P. Liolis et al. “Statistical modeling of dual-polarized MIMO land mobile satellite channels”. *IEEE Transactions on Communications* 58.11 (Nov. 2010), pp. 3077–3083.
- [Loo85] Chun Loo. “A statistical model for a land mobile satellite link”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 34.3 (Aug. 1985), pp. 122–127.
- [Lop18] Jesus Lopez-Fernandez and F. Javier Lopez-Martinez. “Statistical Characterization of Second-Order Scattering Fading Channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 67.12 (Dec. 2018), pp. 11345–11353.
- [Loy01a] Sergey Loyka and A. Kouki. “On the use of Jensen’s inequality for MIMO channel capacity estimation”. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. Vol. 1. IEEE, 2001, pp. 475–480.
- [Loy01b] Sergey Loyka and Ammar Kouki. “The impact of correlation on multi-antenna system performance: Correlation matrix approach”. *IEEE Vehicular Technology Conference*. Vol. 2. 54ND. IEEE, 2001, pp. 533–537.
- [Loy02] Sergey Loyka and George Tsoulos. “Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach”. *IEEE Communications Letters* 6.1 (Jan. 2002), pp. 19–21.



- [Loy09] Sergey Loyka and Georgy Levin. “On physically-based normalization of MIMO channel matrices”. *IEEE Transactions on Wireless Communications* (2009).
- [Lut91] Erich Lutz et al. “The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 40.2 (May 1991), pp. 375–386.
- [Man10] Mohd F. Mansor, Tim W. C. Brown, and Barry G. Evans. “Satellite MIMO Measurement With Colocated Quadrifilar Helix Antennas at the Receiver Terminal”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 9 (2010), pp. 712–715.
- [Mar97] Guglielmo Marconi. “Transmitting electrical signals”. US patent 586193, filed December 7, 1896, granted July 13, 1897. July 13, 1897.
- [Mat15] David W. Matolak and Ruoyu Sun. “Unmanned Aircraft Systems: Air-Ground Channel Characterization for Future Applications”. *IEEE Vehicular Technology Magazine* 10.2 (June 2015), pp. 79–85.
- [May92] Paul E. Mayes. “Frequency-Independent Antennas and Broad Band Derivatives Thereof”. *Proceedings of the IEEE* 80.1 (1992), pp. 103–112.
- [Mil10] Marko Milojević et al. “Impact of the receive antenna arrays on spatio-temporal availability in satellite-to-indoor broadcasting”. *IEEE Transactions on Broadcasting* 56.2 (June 2010), pp. 171–183.
- [Mol10] Molisch. *Wireless Communications, 2nd Edition*. John Wiley & Sons, Nov. 22, 2010. 884 pp.
- [Mor18] Nektarios Moraitis et al. “Measurements and statistical characterization of a dual-polarized MIMO LMS channel”. *IET Conference Publications*. Vol. 2018. CP741. 2018.
- [Moz19] Mohammad Mozaffari et al. “A Tutorial on UAVs for Wireless Networks: Applications, Challenges, and Open Problems”. *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 21.3 (2019), pp. 2334–2360.
- [Nik16] Viktor Nikolaidis, Nektarios Moraitis, and Athanasios G. Kanatas. “Dual polarized MIMO LMS channel measurements and characterization in a pedestrian environment”. *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2016*. 2016.
- [Nik17a] Viktor Nikolaidis, Nektarios Moraitis, and Athanasios G. Kanatas. “Dual-Polarized Narrowband MIMO LMS Channel Measurements in Urban Environments”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 65.2 (2017), pp. 763–774.
- [Nik17b] Viktor Nikolaidis, Nektarios Moraitis, and Athanasios G. Kanatas. “Spatially separated single-polarized vs. colocated dual-polarized MIMO measurements”. *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2017*. 2017, pp. 3177–3181.
- [Nik18a] Viktor Nikolaidis, Nektarios Moraitis, and Athanasios G. Kanatas. “Statistical characterization of an urban dual-polarized MIMO LMS channel”. *International Journal of Satellite Communications and Networking* 36.6 (2018), pp. 474–488.

- [Nik18b] Viktor Nikolaidis et al. “Capacity evaluation of a satellite-to-indoor narrowband dual polarized MIMO channel”. *IET Conference Publications*. Vol. 2018. CP741. 2018.
- [Nik18c] Viktor Nikolaidis et al. “Multiple scattering modeling for dual-polarized MIMO land mobile satellite channels”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 66.10 (2018), pp. 5657–5661.
- [Oes02] Claude Oestges. “A stochastic geometrical vector model of macro- and megacellular communication channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 51.6 (Nov. 2002), pp. 1352–1360.
- [Oes04] Claude Oestges, Vinko Erceg, and Arogyaswami J. Paulraj. “Propagation modeling of MIMO multipolarized fixed wireless channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 53.3 (May 2004), pp. 644–654.
- [Oes06] Claude Oestges. “Validity of the Kronecker model for MIMO correlated channels”. *IEEE Vehicular Technology Conference*. Vol. 6. IEEE, 2006, pp. 2818–2822.
- [Oes10] Claude Oestges et al. “Experimental characterization and modeling of outdoor-to-indoor and indoor-to-indoor distributed channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 59.5 (2010), pp. 2253–2265.
- [Pan10] Ali Panahandeh et al. “Multi-Polarized Channel Statistics for Outdoor-to-Indoor and Indoor-to-Indoor Channels”. *2010 {IEEE} 71st Vehicular Technology Conference*. IEEE, 2010, pp. 1–5.
- [Par01] John D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. 2001.
- [Pät98] Matthias Pätzold, Ulrich Killat, and Frank Laue. “An extended suzuki model for land mobile satellite channels and its statistical properties”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 47.2 (May 1998), pp. 617–630.
- [Pau04] Arogyaswami J. Paulraj et al. “An Overview of MIMO Communications—A Key to Gigabit Wireless”. *Proceedings of the IEEE* 92.2 (Feb. 2004), pp. 198–218.
- [Pér08a] Fernando Pérez-Fontán et al. “Building entry loss and delay spread measurements on a simulated HAP-to-indoor link at S-band”. *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking* 2008.1 (2008), p. 427352.
- [Pér08b] Fernando Pérez-Fontán et al. “Characterisation of the satellite-to-indoor propagation channel”. *2008 4th Advanced Satellite Mobile Systems - Proceedings, ASMS 2008*. Aug. 2008, pp. 105–110.
- [Pér11] Fernando Pérez-Fontán et al. “A wideband, directional model for the satellite-to-indoor propagation channel at S-band”. *International Journal of Satellite Communications and Networking* 29.1 (2011), pp. 23–45.
- [Pér97] Fernando Pérez-Fontán et al. “A versatile framework for a narrow- and wide-band statistical propagation model for the lms channel”. *IEEE Transactions on Broadcasting* (1997).

- [Pet14] Paraskevi Petropoulou et al. “Radio propagation channel measurements for multi-antenna satellite communication systems: A survey”. *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 56.6 (Dec. 2014), pp. 102–122.
- [Qu17] Zhicheng Qu et al. “LEO Satellite Constellation for Internet of Things”. *IEEE Access* 5 (2017), pp. 18391–18401.
- [Qui09] François Quitin et al. “Clustered channel characterization for indoor polarized MIMO systems”. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*. IEEE, Sept. 2009.
- [Qui12] François Quitin et al. “Tri-polarized MIMO systems in real-world channels: Channel investigation and performance analysis”. *Physical Communication* 5.4 (Dec. 2012), pp. 308–316.
- [Rap96] Theodore Rappaport. *Wireless communications : principles and practice*. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall PTR, 1996.
- [Ren10] Olivier Renaudin et al. “Non-stationary narrowband MIMO inter-vehicle channel characterization in the 5-GHz band”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 59.4 (May 2010), pp. 2007–2015.
- [Rum66] Victor H. Rumsey, Henry G. Booker, and Nicholas Declaris. *Frequency Independent Antennas*. Elsevier Inc., 1966.
- [Sal05] Jari Salo, Jussi Salmi, and Pertti Vainikainen. “Distribution of the amplitude of a sum of singly and doubly scattered fading radio signal”. *IEEE Vehicular Technology Conference*. Vol. 61. 1. IEEE, 2005, pp. 87–91.
- [Sal06a] Jari Salo, Hassan M. El-Sallabi, and Pertti Vainikainen. “Reply to ”Comments on ’on the distribution of the product of independent Rayleigh random variables””. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54.11 (Nov. 2006), pp. 3571–3572.
- [Sal06b] Jari Salo, Hassan M. El-Sallabi, and Pertti Vainikainen. “Statistical Analysis of the Multiple Scattering Radio Channel”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54.11 (Nov. 2006), pp. 3114–3124.
- [Sal06c] Jari Salo, Dominik Seethaler, and Ana Skupch. “On the asymptotic geometric mean of MIMO channel eigenvalues”. *IEEE International Symposium on Information Theory - Proceedings*. IEEE, July 2006, pp. 2109–2113.
- [Sal06d] Jari Salo, Pertti Vainikainen, and Hassan M. El-Sallabi. “The Distribution of the Product of Independent Rayleigh Random Variables”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54.2 (Feb. 2006), pp. 639–643.
- [Sal06e] Jari Salo et al. “Ellipticity statistic as measure of MIMO multipath richness”. *Electronics Letters* 42.3 (2006), pp. 45–46.
- [Sal06f] Jari Salo et al. “Empirical characteristic function based estimation of multiple scattering channel parameters”. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*. IEEE, Sept. 2006.

- [Sal07] Jari Salo et al. “An additive model as a physical basis for shadow fading”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 56.1 (Jan. 2007), pp. 13–26.
- [Sal13] Sana Salous. *Radio Propagation Measurement and Channel Modelling*. 2013, pp. 1–399.
- [San16] Mauro De Sanctis et al. “Satellite Communications Supporting Internet of Remote Things”. *IEEE Internet of Things Journal* 3.1 (Feb. 2016), pp. 113–123.
- [Sen08] Indranil Sen and David W. Matolak. “Vehicle-vehicle channel models for the 5-GHz band”. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 9.2 (June 2008), pp. 235–245.
- [Sha11] Nafiseh Shariati and Mats Bengtsson. “How far from Kronecker can a MIMO channel be? Does it matter?” *17th European Wireless Conference 2011, EW 2011*. KTH, Signal Processing. IEEE, 2011, pp. 212–218.
- [Sha17] Mohana P. Shankar. *Fading and Shadowing in Wireless Systems*. Springer International Publishing, 2017.
- [Sha48a] Claude E. Shannon. “A Mathematical Theory of Communication”. *Bell System Technical Journal* 27.3 (July 1948), pp. 379–423.
- [Sha48b] Claude E. Shannon. “A Mathematical Theory of Communication”. *Bell System Technical Journal* 27.4 (Oct. 1948), pp. 623–656.
- [Sim12] Michal Simunek, Pavel Pechac, and Fernando Pérez-Fontán. “Space diversity analysis for low elevation links in urban areas”. *Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2012*. 2012.
- [Sim13a] Michal Simunek, Fernando Pérez-Fontán, and Pavel Pechac. “The UAV low elevation propagation channel in urban areas: Statistical analysis and time-series generator”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (2013).
- [Sim13b] Michal Simunek et al. “Space diversity gain in urban area low elevation links for surveillance applications”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (2013).
- [Sin07] Sinan Sinanović and Don H. Johnson. “Toward a theory of information processing”. *Signal Processing*. Vol. 87. 6. June 2007, pp. 1326–1344.
- [Stü00] Gordon L. Stüber. *Principles of Mobile Communication (2nd Edition)*. Springer, 2000.
- [Suz77] Hirofumi Suzuki. “A Statistical Model for Urban Radio Propagation”. *IEEE Transactions on Communications* 25.7 (July 1977), pp. 673–680.
- [Vas00] Hugues Vasseur. “Degradation of availability performance in dual-polarized satellite communications systems”. *IEEE Transactions on Communications* 48.3 (Mar. 2000), pp. 465–472.
- [Vin15] Evgenii Vinogradov, Wout Joseph, and Claude Oestges. “Measurement-Based Modeling of Time-Variant Fading Statistics in Indoor Peer-to-Peer Scenarios”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 63.5 (May 2015), pp. 2252–2263.

- [Vuc91] Branka Vucetic and Jun Du. “Channel modeling and simulation in satellite mobile communication systems”. *IEEE International Symposium on Information Theory - Proceedings* 10.8 (1991), p. 35.
- [Wal03a] Jon W. Wallace et al. “Experimental characterization of the MIMO wireless channel: Data acquisition and analysis”. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 2.2 (Mar. 2003), pp. 335–343.
- [Wal03b] Jon W. Wallace et al. “Power and complex envelope correlation for modeling measured indoor MIMO channels: A beamforming evaluation”. *IEEE Vehicular Technology Conference*. Vol. 58. 1. IEEE, 2003, pp. 363–367.
- [Wei06] Werner Weichselberger et al. “A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends”. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 5.1 (Jan. 2006), pp. 90–100.
- [Xia07] Hai Lin Xiao, Zai Ping Nie, and Shi Wen Yang. “Indoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction”. *Dianbo Kexue Xuebao/Chinese Journal of Radio Science* 22.3 (Dec. 2007), pp. 385–389.
- [Yu01] Kai Yu et al. “Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements”. *Conference Record / IEEE Global Telecommunications Conference*. Vol. 1. IEEE, 2001, pp. 156–160.
- [Zad50] Lotfi A. Zadeh. “Frequency Analysis of Variable Networks”. *Proceedings of the IRE* 38.3 (Mar. 1950), pp. 291–299.
- [Zah10] Mohammadreza Zaheri, Ali Broumandan, and Gérard Lachapelle. “Comparing detection performance of polarization and spatial diversity for indoor GNSS applications”. *Record - IEEE PLANS, Position Location and Navigation Symposium*. May 2010, pp. 737–744.
- [Zha14] Xinyue Zhang and Zhenyong Wang. “Characteristics of narrow band dual-polarized MIMO over satellite channel model”. *5th International Conference on Computing Communication and Networking Technologies, ICCCNT 2014*. July 2014, pp. 1–5.
- [Zha17] Bei Zhang et al. “Measurement-Based Multiple-Scattering Model of Small-Scale Fading in High-Speed Railway Cutting Scenarios”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 16 (2017), pp. 1427–1430.
- [Kav13] Κανάτας Αθανάσιος, Κωνσταντίνου Φίλιππος και Πάντος Γεώργιος. *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*. 2<sup>η</sup> Έκδοση. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ ΟΕ, 2013.
- [Kav17] Κανάτας Αθανάσιος, Κωνσταντίνου Φίλιππος και Πάντος Γεώργιος. *Ασύρματες Επικοινωνίες*. 2<sup>η</sup> Έκδοση. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ι.Κ.Ε., 2017.
- [MOT01] ΜΟΤΟ-ΟΤΕ και ΕΛΟΤ. *Γενική και Ειδική Τηλεπικοινωνιακή Ορολογία*. 10<sup>η</sup> Έκδοση. Αθήνα, Ελλάδα, Ιούνιος, 2001.
- [Μπα05] Μπαλάνης Κωνσταντίνος Α. *Κεραίες: Ανάλυση και Σχεδίαση*. 2<sup>η</sup> Έκδοση. Ίων, 2005.



# Κατάλογος Δημοσιεύσεων του Συγγραφέα

\*\*\*

## Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά

- [J06]** P. S. Bithas, V. Nikolaidis, A. G. Kanatas and G. K. Karagiannidis, “UAV-to-Ground Communications: Channel Modeling and UAV Selection,” in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 8, pp. 5135-5144, Aug. 2020, doi: 10.1109/TCOMM.2020.2992040.
- [J05]** N. Moraitis, V. Nikolaidis, D. Vouyioukas and A. G. Kanatas, “Building entry loss and capacity evaluation of a UAV-to-indoor dual-polarised MIMO channel,” in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 14, no. 4, pp. 335-341, 25 3 2020, doi: 10.1049/iet-map.2019.0414.
- [J04]** V. Nikolaidis, N. Moraitis, P. S. Bithas and A. G. Kanatas, “Multiple Scattering Modeling for Dual-Polarized MIMO Land Mobile Satellite Channels,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 10, pp. 5657-5661, Oct. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2854410.
- [J03]** V. Nikolaidis, N. Moraitis, A. G. Kanatas, “Statistical characterization of an urban dual-polarized MIMO LMS channel,” *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 2018; 36: 474- 488, doi: 10.1002/sat.1253
- [J02]** V. Nikolaidis, N. Moraitis and A. G. Kanatas, “Dual-Polarized Narrow-band MIMO LMS Channel Measurements in Urban Environments,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 2, pp. 763-774, Feb. 2017, doi: 10.1109/TAP.2016.2637862.
- [J01]** G. Dyke, S. Gill, R. Davies, F. Betorz, Y. Andalsvik, J. Cackler, W. Dos Santos, K. Dunlop, I. Ferreira, F. Kebe, E. Lamboglia, Y. Matsubara, V. Nikolaidis, S. Ostojic-Starzewski, M. Sakita, N. Verstappen, “Dream project: Applications of earth observations to disaster risk management,” *Acta Astronautica*, Volume 68, Issues 1-2, 2011, pp. 301-315, ISSN 0094-5765, doi: 10.1016/j.actaastro.2010.06.018.

## Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά συνέδρια

- [C09]** P. S. Bithas, V. Nikolaidis and A. G. Kanatas, “A New Shadowed Double-Scattering Model with Application to UAV-to-Ground Communications,” 2019 *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Marrakesh, Morocco, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC.2019.8886060



- [C08]** N. Moraitis, S. Stathopoulou, V. Nikolaidis and K. S. Nikita, “Measurements and statistical characterization of a dual-polarized MIMO LMS channel,” 12<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), London, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1049/cp.2018.0621
- [C07]** V. Nikolaidis, N. Moraitis, D. Vouyioukas and A. G. Kanatas, “Capacity evaluation of a satellite-to-indoor narrowband dual polarized MIMO channel,” 12<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), London, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1049/cp.2018.0623
- [C06]** V. Nikolaidis, N. Moraitis and A. G. Kanatas, “Spatially separated single-polarized vs. collocated dual-polarized MIMO measurements,” 2017 11<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Paris, 2017, pp. 3177-3181, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928596
- [C05]** V. Nikolaidis, N. Moraitis and A. G. Kanatas, “Dual polarized MIMO LMS channel measurements and characterization in a pedestrian environment,” 2016 10<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481470
- [C04]** G. Dyke, S. Gill, R. Davies, F. Betorz, Y. Andalsvik, J. Cackler, W. Dos Santos, K. Dunlop, I. Ferreira, F. Kebe, E. Lamboglia, Y. Matsubara, V. Nikolaidis, S. Ostoj-Starzewski, M. Sakita, N. Verstappen, “DREAM Project: Applications of Earth Observations to Disaster Risk Management,” 60<sup>th</sup> International Astronautical Congress (IAC-2009), Daejeon, Republic of Korea, 2009, IAC-09-B1.5.14
- [C03]** B. Preindl, N. Kurahara, K. Kaczmarek, A. Mickiewicz, I. Klinkert, L. Mehnen, V. Nikolaidis, H. Page, “Global Educational Network for Satellite Operations (GENSO),” 60<sup>th</sup> International Astronautical Congress (IAC-2009), Daejeon, Republic of Korea, 2009, IAC-09-B4.3.5
- [C02]** H. Page, B. Preindl, V. Nikolaidis, “GENSO: The Global Educational Network for Satellite Operations,” 59<sup>th</sup> International Astronautical Congress (IAC-2008), Glasgow, Scotland, 2008, IAC-08-B4.3.5
- [C01]** F. Emma, Dr. J. Ventura-Traveset, Dr. R. Walker, H. Page, C. L. de Echazarreta, T. L. de Lophem, M. Cross, P. Burglund, V. Nikolaidis, “ESA Hands-On Projects Education Strategy,” 59<sup>th</sup> International Astronautical Congress (IAC-2008), Glasgow, Scotland, 2008, IAC-08-E1.1.2

# Βιογραφικό Σημείωμα

\*\*\*

Ο **Βίκτωρ Νικολαΐδης** έλαβε το Πτυχίο του από το τμήμα “Διδακτικής της Τεχνολογίας & Ψηφιακά Συστήματα” από το Πανεπιστήμιο Πειραιώς το 2005, και κατόπιν Μεταπτυχιακό τίτλο ειδίκευσης στο αντικείμενο των Κινητών & Δορυφορικών Επικοινωνιών από το Πανεπιστήμιο του Surrey, Guildford, UK, το 2007.

Από το 2008 έως το 2009, εργάστηκε στον Ευρωπαϊκό Οργανισμό του Διαστήματος (ESA) στον τομέα των Hands-On Projects, Education Office, στο Ευρωπαϊκό Κέντρο Διαστημικής Έρευνας & Τεχνολογίας ESTEC, στο Noordwijk της Ολλανδίας ως Young Graduate Trainee. Το 2009, έλαβε υποτροφία και συμμετείχε στο Space Studies Program στο NASA Ames Research Center στο Mountain View της Καλιφόρνια, Ην. Πολιτείες, που οργανώθηκε από το Διεθνές Διαστημικό Πανεπιστήμιο (ISU) με έδρα το Στρασβούργο, Γαλλία.

Από το Γενάρη του 2013 είναι μέλος του Εργαστηρίου Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων του Πανεπιστημίου Πειραιώς. Από τότε έχει συμμετάσχει σε Εθνικά ερευνητικά προγράμματα, “MIMOSA”, “ΜΗΤΙΣ”, αλλά και σε Ευρωπαϊκά, “ROADART”, “BIONIC”, στα πλαίσια του προγράμματος ανάπτυξης και καινοτομίας “Horizon 2020”. Τα ερευνητικά του ενδιαφέροντα περιλαμβάνουν τεχνικές & διαύλους MIMO, τεχνική μελέτη & διεξαγωγή μετρήσεων ραδιοδιαύλου για ασύρματα και δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών, καθώς και τον χαρακτηρισμό, την μοντελοποίηση και την προσομοίωση ραδιοδιαύλων διάδοσης μελλοντικών ασύρματων επικοινωνιακών συστημάτων.

Τέλος, ο κ. Νικολαΐδης έχει βραβευτεί με το “Ericsson Awards of Excellence in Telecommunications” από την Ericsson Hellas S.A. για την πτυχιακή του εργασία, είναι μέλος της ΙΕΕΕ & ιδρυτικό μέλος του φοιτητικού παραρτήματος της ΙΕΕΕ του Παν. Πειραιώς, όπου και κατείχε τη θέση του ταμία για το 2003-2005.



Στην Πράγα, διεξάγοντας μετρήσεις ραδιοδιαύλου



