



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ
ΥΛΙΚΩΝ

**Στατιστική επεξεργασία, χαρακτηρισμός και μοντελοποίηση
δορυφορικού διαύλου με χρήση πολλαπλών κεραιών**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της

ΣΩΤΗΡΙΑΣ Δ. ΣΤΑΘΟΠΟΥΛΟΥ

Επιβλέπουσα: Νικήτα Κωνσταντίνα
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΚΙΝΗΤΩΝ ΡΑΔΙΟΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ
Αθήνα, Οκτώβριος 2017



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΚΙΝΗΤΩΝ ΡΑΔΙΟΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Στατιστική επεξεργασία, χαρακτηρισμός και μοντελοποίηση δορυφορικού διαύλου με χρήση πολλαπλών κεραιών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της

ΣΩΤΗΡΙΑΣ Δ. ΣΤΑΘΟΠΟΥΛΟΥ

Επιβλέπουσα: Νικήτα Κωνσταντίνα
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την.....

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....
Νικήτα Κωνσταντίνα
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....
Φικιώρης Γεώργιος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Φράγκος Παναγιώτης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2017

(Υπογραφή)

.....

ΣΩΤΗΡΙΑ Δ. ΣΤΑΘΟΠΟΥΛΟΥ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

© 2017 – All rights reserved



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΚΙΝΗΤΩΝ ΡΑΔΙΟΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Copyright ©–All rights reserved ΣΩΤΗΡΙΑ Δ. ΣΤΑΘΟΠΟΥΛΟΥ, 2017.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

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.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω αρχικά την επιβλέπουσα καθηγήτριά μου, κα Κωνσταντίνα Νικήτα, για την ευκαιρία που μου έδωσε να εκπονήσω αυτή την διπλωματική στο Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών.

Έπειτα, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερος τον κ Νεκτάριο Μωραΐτη, Ε.Δ.Ι.Π ΕΜΠ, για την αμέριστη παροχή επιστημονικής γνώσης, τη στενή καθοδήγηση και τη συνεχή υποστήριξη που συνέβαλαν καταλυτικά στην εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Βίκτωρα Νικολαΐδη, υποψήφιο διδάκτορα του Παν. Πειραιώς για την συμβολή του στην πραγματοποίηση των μετρήσεων, καθώς και τον κ. Αθανάσιο Κανάτα, καθηγητή του Παν. Πειραιώς για τις πολύτιμες συμβουλές του σε θέματα χαρακτηρισμού του διαύλου.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους μου που μοιραστήκαμε μαζί αυτά τα χρόνια και που με την παρουσία τους τα έκαναν ξεχωριστά.

Τέλος, θα ήθελα εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στην οικογένειά μου, και ιδιαίτερα στους γονείς μου Γεωργία και Δημήτρη και στα αδέρφια μου Κώστα, Δήμητρα και Μαρία, για τη κατανόηση, την συμπαράσταση και τη στήριξή τους καθ' όλη τη διάρκεια των προπτυχιακών μου σπουδών.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία περιλαμβάνει την περιγραφή και την επεξεργασία μετρήσεων δορυφορικού διαύλου σε εξωτερικούς χώρους αστικού περιβάλλοντος, όπου χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραιές (MIMO) στον πομπό και τον δέκτη με διαφορετικές πολώσεις. Κύριο χαρακτηριστικό των συστημάτων MIMO είναι η δυνατότητα επίτευξης μεγαλύτερων ταχυτήτων μετάδοσης δεδομένων και αποδοτικότερης εκμετάλλευσης του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων. Αυτό καθιστά τα δορυφορικά συστήματα MIMO ιδιαίτερα σημαντικό πεδίο έρευνας καθώς οι απαιτήσεις των εφαρμογών και των χρηστών για μεγαλύτερο όγκο δεδομένων αυξάνονται ραγδαία. Εξετάζονται βασικές παράμετροι που χαρακτηρίζουν τον δορυφορικό δίαυλο MIMO, οι οποίες θα βοηθήσουν στην επιλογή των κατάλληλων τεχνικών μετάδοσης και πολυπλεξίας. Όλες οι παράμετροι εξήχθησαν και εξετάστηκαν τόσο για περιβάλλον οπτικής όσο και μη-οπτικής επαφής και για διαφορετικά σενάρια μετρήσεων. Αρχικά μελετήθηκε η χωρητικότητα διακοπής και η εργοδική χωρητικότητα του διαύλου σε σχέση με την γωνία ανύψωσης του δορυφορικού τερματικού. Επιπλέον, εξετάστηκαν οι ιδιοτιμές του διαύλου MIMO, η ελλειπτικότητα, ο αριθμός κατάστασης Demmel καθώς και τα χαρακτηριστικά συσχέτισης. Επιπλέον μελετήθηκαν ξεχωριστά οι μηχανισμοί και τα χαρακτηριστικά των διαλείψεων μικρής και μεγάλης κλίμακας του διαύλου. Τέλος έγινε σύγκριση των αποτελεσμάτων των μετρήσεων με εμπειρικά μοντέλα ώστε να μοντελοποιηθεί στατιστικά ο δίαυλος και να χαρακτηριστεί το περιβάλλον και ο τρόπος διάδοσης.

Λέξεις Κλειδιά

Κινητές δορυφορικές επικοινωνίες, συστήματα MIMO, διπλή πόλωση, χωρητικότητα, χαρακτηρισμός διαύλου, συσχέτιση διαύλου.

Abstract

This diploma thesis describes the measurement campaign and the processing of a mobile satellite channel, in an urban pedestrian environment. Dual-polarized multiple antennas are used in the transmitter and receiver, respectively. The main characteristic of these systems is the possibility to achieve higher data rates and more efficient exploitation of available spectrum. This constitutes MIMO satellite systems as a very significant field of research as the requirements for higher capacity grow very fast. Basic parameters of a MIMO channel are considered, which will help in selecting the most appropriate communication and multiplexing techniques. All the measured parameters are derived and examined considering different measurement scenarios incorporating both line-of-sight and non line-of-sight propagation conditions. From the measurement processing, parameters such as ergodic and outage capacity of the MIMO channel are extracted as a function of the elevation angle. In addition the eigenvalues, the ellipticity and the Demmel condition number of the MIMO channel matrix are assessed. The channel correlation characteristics are examined as well. Furthermore, the large and small scale fading of the measured channel is extracted and statistically characterized. Finally, the results are compared with existing empirical models so as to model statistically the measured channel and characterize the propagation environment.

Keywords

Multiple-input-multiple-output (MIMO) satellite measurements, channel capacity, correlation properties, dual- polarized, channel modeling.

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες	1
Περίληψη	3
Abstract	5
Περιεχόμενα	8
Κατάλογος Σχημάτων	11
Κατάλογος Πινάκων	12
1 Εισαγωγή	13
1.1 Έκθεση του προβλήματος	13
1.2 Σκοπός της διπλωματικής	13
1.2.1 Συνεισφορά	14
1.3 Οργάνωση του τόμου	14
2 Δορυφορικά Συστήματα Επικοινωνιών	16
2.1 Ιστορική Αναδρομή	16
2.2 Σύντομη Περιγραφή	17
2.2.1 Ζώνες συχνοτήτων και Δορυφορικές τροχιές	18
3 Επίγεια Ασύρματα Συστήματα Πολλαπλών Κεραιών	21
3.1 Ιστορική αναδρομή	21
3.2 Ορισμοί συστημάτων SISO, SIMO, MISO και MIMO	22
3.3 Πλεονεκτήματα των MIMO κεραιών	25
3.4 Χωρητικότητα MIMO διαύλων	26
3.4.1 Επίπεδος συχνοτικά (frequency flat) ντετερμινιστικός διάυλος MIMO	27
3.4.2 Υπολογισμός χωρητικότητας με διάυλο άγνωστο στον πομπό	27
3.4.3 Υπολογισμός χωρητικότητας με διάυλο γνωστό στον πομπό	28
3.4.3.1 Χωρητικότητα SIMO και MISO διαύλων	30
3.4.3.2 Εκτίμηση της χωρητικότητας σε στοχαστικό διάυλο	32
3.4.4 Χωρητικότητα για ειδικές μορφές διαύλων MIMO	33
3.5 Επίγεια συστήματα MIMO διπλής πόλωσης	34
3.5.1 Βασικές Έννοιες της Πόλωσης Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων	34

4	Δορυφορικά συστήματα MIMO	36
4.1	Εισαγωγή	36
4.2	Το επίγειο κινητό δορυφορικό κανάλι	37
4.3	Διαμορφώσεις συστημάτων MIMO Satellite	40
4.3.1	Σενάριο A: single-satellite/διπλής πόλωσης	40
4.3.2	Σενάριο B: dual-satellite / διαμόρφωση μονής-πόλωσης	41
4.4	Επισκόπηση των μετρήσεων που οδήγησαν στην μοντελοποίηση του MIMO LMS καναλιού	41
4.4.1	Ενοποιημένο στοχαστικό μοντέλο MIMO LMS	42
4.5	Διάδοση ραδιοκυμάτων στην περιοχή του δέκτη	43
4.6	Μοντελοποίηση του δορυφορικού διαύλου SISO	45
4.6.1	Χρονική Διασπορά	45
4.6.2	Ρυθμοί εναλλαγών σήματος	45
4.6.3	Συνδυασμός στατιστικών κατανομών	46
4.6.4	Φάσμα ισχύος Doppler	47
4.7	Στατιστικές συναρτήσεις πιθανοτήτων για διαφορετικούς τύπους εξασθένησης	48
4.7.1	Rayleigh κατανομή	48
4.7.1.1	Rician κατανομή	48
4.7.2	Lognormal κατανομή	49
4.8	Στατιστικά Μοντέλα δορυφορικού διαύλου SISO	49
4.8.1	Το μοντέλο Loo	50
4.8.2	Το μοντέλο Corazza-Vatalaro	50
4.8.3	Το μοντέλο Suzuki	51
4.8.4	Το μοντέλο Lutz	52
5	Μετρήσεις δορυφορικού διαύλου με χρήση πολλαπλών κεραιών	53
5.1	Εισαγωγή	53
5.2	Σενάρια και περιβάλλον μετρήσεων	54
5.3	Το σύστημα μετρήσεων	57
6	Επεξεργασία και μοντελοποίηση δορυφορικού διαύλου MIMO	62
6.1	Παράμετροι αξιολόγησης του δορυφορικού διαύλου MIMO	62
6.1.1	Υπολογισμός χωρητικότητας του διαύλου MIMO	62
6.1.2	Ανάλυση ιδιοτιμών του διαύλου MIMO	69
6.1.3	Αριθμός κατάστασης του διαύλου Demmel	71
6.1.4	Υπολογισμός ελλειπτικότητα του διαύλου MIMO	73
6.1.5	Cross-Polarization Discrimination (XPD) και Cross-polar Isolation (XPI)	75
6.2	Ιδιότητες συσχέτισης του MIMO καναλιού	76
6.2.1	Χαρακτηρισμός διαλείψεων	83
6.2.1.1	Χαρακτηρισμός διαλείψεων μικρής κλίμακας	87
6.3	Υπολογισμός διαφορικού κέρδους	94
7	Συμπεράσματα	97

Κατάλογος Σχημάτων

2.1	Δορυφορικό σύστημα επικοινωνιών.	17
2.2	Δορυφορική ζεύξη μέσω δύο δορυφόρων.	18
2.3	Δορυφορικές τροχιές.	19
3.1	SISO διάυλος (Tx ο πομπός και Rx ο δέκτης.	22
3.2	SIMO διάυλος.	23
3.3	MISO διάυλος.	23
3.4	MIMO διάυλος.	24
3.5	Συστήματα πολλών χρηστών MIMO Multi User.	24
3.6	Μετασχηματισμός του πίνακα \mathbf{H} όταν διάυλος είναι γνωστός στον πομπό και τον δέκτη. . . .	29
3.7	Αποσύνθεση διαύλου MIMO. Το κανάλι MIMO αποσυντίθεται σε παράλληλες SISO ζεύξεις όταν το κανάλι είναι γνωστό και στον πομπό και στον δέκτη. Η ισχύς που διατίθεται σε κάθε κανάλι καθορίζεται από τις ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$	29
3.8	Ο αλγόριθμος waterpouring. γ_i^{opt} είναι η ενέργεια που αποδίδεται κατά τον βέλτιστο τρόπο στο i -οστό υπο-κανάλι.	31
4.1	Το LMSS σύστημα.	37
4.2	DVB-SH αρχιτεκτονική συστήματος.	38
4.3	Διαμόρφωση συστήματος MIMO LMS μονού δορυφόρου (single satellite) με χρήση διπλής πόλωσης (dual polarized) στον πομπό και τον δέκτη. Πρόκειται για σύστημα 2×2 MIMO με διαφορετική πόλωση.	38
4.4	Διαμόρφωση συστήματος MIMO LMS δύο δορυφόρων (dual satellite) με χρήση μονής πόλωσης (single polarized) στον πομπό και τον δέκτη. Πρόκειται για σύστημα 2×2 MIMO με χωρική διαφορικότητα.	39
4.5	Απεικόνιση της περίπτωσης σταθερού πομπού και κινούμενου δέκτη.	44
4.6	Ρυθμοί εναλλαγών σήματος του διαύλου LMS.	46
4.7	Εφαρμογή κυκλώματος του μοντέλου Loo με διαμόρφωση Doppler.	47
5.1	Περιβάλλον μετρήσεων και διαδρομή που καλύπτει ο δέκτης για τα σενάρια μέτρησης P1 και P2. Το κόκκινο βελάκι δείχνει την θέση προσανατολισμού του πομπού.	54
5.2	Το αερόπλοιο που χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις με προσαρτημένο τον πομπό στο κάτω μέρος του, προσομοιώνοντας τον δορυφόρο.	55
5.3	Σημεία τοποθέτησης του δέκτη για διαφορετικά σενάρια μετρήσεων (A1, A2, A3 και A4). . .	56
5.4	Διαδρομές του πομπού για τα σενάρια (α) A1, (β) A2, (γ) A3 και (δ) A4.	57
5.5	Οι σπειροειδείς κεραίες που χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό.	58
5.6	Η διπλά γραμμικά πολωμένη τετραγωνική κεραία patch που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη. . .	58

5.7	Σύστημα μετρήσεων με τη χρήση υβριδικού συζεύκτη στον δέκτη και ο τρόπος διαχωρισμού των μετρούμενων συνιστωσών για τα σενάρια P1, A1, A2, A3 και A4.	58
5.8	Ενδεικτική απεικόνιση ενός μονόπολου που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό και στον δέκτη. . .	59
5.9	Σύστημα μετρήσεων του δέκτη και ο τρόπος διαχωρισμού των μετρούμενων συνιστωσών για το σενάριο P2.	59
5.10	Λαμβανόμενη ισχύς συναρτήσει του χρόνου για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4.	61
6.1	CDF της χωρητικότητας διακοπής για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4 λαμβάνοντας υπόψη τόσο LOS όσο και NLOS συνθήκες διάδοσης.	64
6.2	CDF της χωρητικότητας διακοπής για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4 λαμβάνοντας υπόψη LOS συνθήκες διάδοσης για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.	66
6.3	CDF χωρητικότητας διακοπής για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε), A3 και (στ) A4 λαμβάνοντας υπόψη NLOS συνθήκες διάδοσης για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.	67
6.4	CDF των ιδιοτιμών του μετρούμενου διαύλου MIMO για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4 για LOS και για NLOS συνθήκες διάδοσης.	70
6.5	CDF του αριθμού Demmel του μετρούμενου διαύλου MIMO για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4. Η μαύρη έντονη γραμμή δείχνει την ιδανική περίπτωση διαύλου SISO.	72
6.6	CDF της ελλειπτικότητας του μετρούμενου διαύλου MIMO για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4. Η έντονη μαύρη γραμμή υποδεικνύει την ιδανική περίπτωση SISO, όπου δεν υπάρχει απώλεια πληροφορίας.	74
6.7	Παράμετροι του μοντέλου Weichselberger.	79
6.8	Παραδείγματα δομών του πίνακα σύζευξης Ω_{WB}	80
6.9	Σύγκριση της κατανομής της χωρητικότητας διακοπής μεταξύ των προτεινόμενων στοχαστικών μοντέλων και του μετρούμενου διαύλου MIMO, για $\rho = 10$ dB, για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4.	82
6.10	Παράδειγμα υπέρθεσης διαλείψεων ενός διαύλου.	83
6.11	Λαμβανόμενη ισχύς συναρτήσει του χρόνου του μετρούμενου διαύλου για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4. Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας απεικονίζονται με κίτρινο χρώμα.	85
6.12	Διαλείψεις μικρής κλίμακας συναρτήσει του χρόνου, μετά την διαδικασία αφαίρεσης της μέσης τιμής για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε), A3 και (στ) A4.	86
6.13	Σύγκριση της CDF του λαμβανόμενου σήματος (επίπεδο ισχύος των γρήγορων διαλείψεων σε σχέση με τη μέση τιμή) με την θεωρητική κατανομή Rician σε συνθήκες LOS και συνδιασμό πολώσεων (α) Σενάριο P1-RR και (β) Σενάριο P1-LR (γ) Σενάριο A3-RR και (δ) Σενάριο A3-LR.	88
6.14	Σύγκριση της CDF του λαμβανόμενου σήματος (επίπεδο ισχύος των γρήγορων διαλείψεων σε σχέση με τη μέση τιμή) με την θεωρητική κατανομή Nakagami σε συνθήκες NLOS και συνδιασμό πολώσεων (α) Σενάριο P1-RL και (β) Σενάριο P1-LL (γ) Σενάριο A3-RL και (δ) Σενάριο A3-LL.	89
6.15	Συντελεστής K της Rician κατανομής συναρτήσει των γωνιών ανύψωσης για όλα τα σενάρια. Στο σχήμα απεικονίζεται και το γραμμικό μοντέλο για κάθε σενάριο μέτρησης.	90
6.16	Στατιστικά δεύτερης τάξης για τις διαλείψεις μικρής κλίμακας. Ρυθμός διέλευσης καταωφλίου για τα σενάρια (α) P1, (β), P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4.	92

6.17 Στατιστικά δεύτερης τάξης για τις διαλείψεις μικρής κλίμακας. Μέση διάρκεια διάλειψης για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4.	93
6.18 Συνάρτηση CDF του διαφορικού κέρδους με χρήση τεχνικής MRC για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4, για συνθήκες διάδοσης LOS.	95
6.19 Συνάρτηση CDF του διαφορικού κέρδους με χρήση τεχνικής MRC για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4, για συνθήκες διάδοσης NLOS.	96

Κατάλογος Πινάκων

2.1	Κατανομή του φάσματος συχνοτήτων.	18
4.1	Στατιστικά μοντέλα πολλαπλών καταστάσεων διαύλου LMS στενής ζώνης.	47
4.2	Στατιστικά μοντέλα μονής κατάστασης διαύλου LMS στενής ζώνης.	47
6.1	Εργοδική χωρητικότητα (σε b/s/Hz) για όλα τα σενάρια μέτρησης.	65
6.2	Εργοδική χωρητικότητα για όλα τα σενάρια λαμβάνοντας υπόψη LOS συνθήκες διάδοσης για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.	68
6.3	Εργοδική χωρητικότητα για όλα τα σενάρια λαμβάνοντας υπόψη NLOS συνθήκες διάδοσης για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.	68
6.4	Αποτελέσματα των XPD και XPI σε dB για όλα τα σενάρια μέτρησης.	75
6.5	Απόκλιση μεταξύ του μοντέλου Kronecker και του πίνακα συσχέτισης του μετρούμενου διαύλου MIMO για όλα τα σενάρια μέτρησης και ξεχωριστά για συνθήκες LOS και NLOS.	77
6.6	Αποτελέσματα για τον παράγοντα βελτιστοποίησης γ προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα μεταξύ των πινάκων X και Y για όλα τα σενάρια μέτρησης και για συνθήκες LOS και NLOS.	78
6.7	Σφάλματα μεταξύ των μετρούμενων καναλιών και των προτεινόμενων στοχαστικών μοντέλων.	78
6.8	Αποτελέσματα για το στοχαστικό μοντέλο του Weichselberger μεταξύ του μετρούμενου πίνακα συσχέτισης και του πίνακα συσχέτισης από το μοντέλο Weichselberger.	80
6.9	Γραμμική συνάρτηση του συντελεστή K της Rician κατανομής συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης. Περιλαμβάνονται μόνο συνθήκες διάδοσης LOS.	90

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Έκθεση του προβλήματος

Μια από τις πιο σημαντικές ανθρώπινες ανάγκες είναι αυτή της επικοινωνίας. Ζούμε στην εποχή όπου η τεχνολογία έχει αλλάξει την καθημερινή μας ζωή περισσότερο από ποτέ. Η ανάπτυξη και η ευρεία διάδοση των τεχνολογικών επιτευγμάτων στην κοινωνία έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία αυξημένων απαιτήσεων από τους χρήστες, λόγω νέων εφαρμογών. Ο μέσος χρήστης των σταθερών, και ακόμα περισσότερο των κινητών τηλεπικοινωνιών, απαιτεί από τη συσκευή και από τον πάροχο υπηρεσιών ποικίλες εφαρμογές με αξιοπιστία, ποιότητα και ταχύτητα. Για να ικανοποιηθούν όλες αυτές οι απαιτήσεις πρέπει να αντιμετωπιστούν ζητήματα, όπως η αύξηση της χωρητικότητας του διαύλου, η διασφάλιση της ασφάλειας των επικοινωνιών και η βελτιστοποίηση της ποιότητας των παρεχόμενων υπηρεσιών. Από την έρευνα που έχει γίνει έως σήμερα, έχει αποδειχθεί ότι τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, που αποτελούνται από πολλές κεραιές στον πομπό και πολλές κεραιές στο δέκτη, η επονομαζόμενη τεχνολογία MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output), μπορούν να βελτιώσουν τις παραπάνω παραμέτρους σε σύγκριση με τα υπάρχοντα “συμβατικά” συστήματα, που αποτελούνται από μια κεραία-πομπό και μια κεραία-δέκτη, τα οποία είναι γνωστά ως SISO (Single-Input Single-Output). Κύριο χαρακτηριστικό των συστημάτων MIMO είναι η δυνατότητα επίτευξης μεγαλύτερης ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων και αποδοτικότερης εκμετάλλευσης του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων.

Αρχικά η τεχνολογία MIMO αναπτύχθηκε και εφαρμόστηκε σε επίγεια συστήματα κινητών επικοινωνιών. Τα τελευταία χρόνια έχουν γίνει ερευνητικές προσπάθειες για την εισαγωγή και εφαρμογή της παραπάνω τεχνολογίας και σε δορυφορικά συστήματα κινητών επικοινωνιών. Η λύση αυτή κρίνεται αρκετά ελκυστική, αφού λόγω του περιορισμένου διαθέσιμου φάσματος που διατίθεται σε μια δορυφορική ζεύξη, η εφαρμογή της τεχνολογίας MIMO αναμένεται να βελτιώσει κατά πολύ την χωρητικότητα της ζεύξης, παρέχοντας πολύ μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης σε σχέση με μια τυπική δορυφορική ζεύξη SISO. Για την ανάπτυξη δορυφορικών συστημάτων MIMO είναι απαραίτητη η ενδελεχής μελέτη και ο χαρακτηρισμός ενός τέτοιου διαύλου. Αυτό που παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον είναι η πραγματοποίηση μετρήσεων ενός δορυφορικού συστήματος MIMO και η εξαγωγή παραμέτρων, που θα δώσουν πολύτιμες πληροφορίες για την ικανότητα ενός τέτοιου διαύλου να υποστηρίξει συγκεκριμένου τύπου πολυπλεξίες (π.χ. χωρική, διαφορική), ικανές να παρέχουν πολύ αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης σε σχέση με ένα κλασσικό σύστημα SISO.

1.2 Σκοπός της διπλωματικής

Ένας από τους σημαντικότερους τομείς των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών είναι οι δορυφορικές τηλεπικοινωνίες. Η χρησιμοποίηση δορυφόρων για τη επέκταση των επίγειων κινητών επικοινωνιών έχει κερδίσει έδαφος καθώς μπορεί να προσφέρει φθηνότερη και αποτελεσματικότερη επικοινωνία. Τα υπάρχοντα συστήματα κινη-

τής δορυφορικής επικοινωνίας ωστόσο, υποφέρουν συχνά από χαμηλή ποιότητα υπηρεσιών, λόγω των υψηλών απωλειών διάδοσης, της σκίασης, της περιορισμένης δορυφορικής ισχύος και της υψηλής καθυστέρησης.

Η εφαρμογή των τεχνικών MIMO στα δορυφορικά συστήματα έχει κερδίσει το ενδιαφέρον της ερευνητικής κοινότητας τα τελευταία χρόνια. Δεδομένου ότι τα χαρακτηριστικά του διαύλου και ειδικότερα της κάτω-ζεύξης (downlink) καθορίζουν άμεσα την απόδοση ενός MIMO συστήματος, ο ακριβής χαρακτηρισμός ενός δορυφορικού διαύλου MIMO για διαφορετικές συνθήκες διάδοσης σε διαφορετικά περιβάλλοντα είναι εξαιρετικά κρίσιμος.

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η περιγραφή και η επεξεργασία των μετρήσεων ενός δορυφορικού διαύλου MIMO διπλής πόλωσης, που πραγματοποιήθηκαν σε εξωτερικούς χώρους για διαφορετικά σενάρια διάδοσης. Τα σενάρια περιλαμβάνουν συνθήκες διάδοσης τόσο οπτικής, όσο και μη-οπτικής επαφής. Στόχος της επεξεργασίας είναι η εξαγωγή αξιόπιστων παραμέτρων που χαρακτηρίζουν την απόδοση ενός συστήματος MIMO (π.χ. χωρητικότητα, ιδιοτιμές, ελλειπτικότητα, συσχέτιση κλπ), που θα δώσουν πολύτιμες πληροφορίες για την ικανότητα πολυπλεξίας του μετρούμενου διαύλου και την δυνατότητά του να παρέχει πολύ μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης. Τέλος, επιχειρείται η στατιστική μοντελοποίηση του μετρούμενου MIMO διαύλου εφαρμόζοντας διάφορα μοντέλα που θα περιγράψουν με αξιοπιστία τον ασύρματο δορυφορικό δίαυλο MIMO.

1.2.1 Συνεισφορά

Η συνεισφορά της διπλωματικής στο πεδίο της έρευνας συνοψίζεται στα παρακάτω:

1. Πραγματοποιήθηκαν έξι διαφορετικά πειραματικά σενάρια μετρήσεων δορυφορικού διαύλου MIMO, διπλής πόλωσης. Οι μετρήσεις περιλαμβάνουν συνθήκες διάδοσης οπτικής και μη-οπτικής επαφής.
2. Εξετάστηκαν διαφορετικές διαμορφώσεις κεραιών και κίνησης σε πομπό και δέκτη.
3. Από τα αποτελέσματα της επεξεργασίας εξήχθησαν πολύτιμες παράμετροι που περιγράφουν τις δυνατότητες της χωρητικότητας του διαύλου καθώς και της δυνατότητας εφαρμογής αποδοτικών τεχνικών πολυπλεξίας.
4. Ο δορυφορικός δίαυλος αξιολογήθηκε στατιστικά και συγκρίθηκε με εμπειρικά στοχαστικά μοντέλα.
5. Μελετήθηκαν οι διαλείψεις μικρής κλίμακας του δορυφορικού διαύλου και εξήχθησαν τα στατιστικά χαρακτηριστικά πρώτης και δεύτερης τάξης.

1.3 Οργάνωση του τόμου

Η παρούσα διπλωματική εργασία δομείται ως εξής:

- Το Κεφάλαιο 1 αποτελεί την εισαγωγή της διπλωματικής, όπου περιγράφεται το αντικείμενο του προβλήματος καθώς και οι στόχοι.
- Στο Κεφάλαιο 2, γίνεται μια ιστορική αναδρομή στα δορυφορικά συστήματα και μια γενική περιγραφή της ανάπτυξης που έχουν γνωρίσει τα συστήματα αυτά τα τελευταία χρόνια. Στην συνέχεια περιγράφεται σύντομα ένα δορυφορικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα και γίνεται αναφορά στις ζώνες συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται όπως και οι διαφορετικές δορυφορικές τροχιές που χαρακτηρίζουν ένα τέτοιο σύστημα.
- Στο Κεφάλαιο 3, περιγράφεται γενικά ένα σύστημα MIMO και ο τρόπος λειτουργίας του. Δίνονται οι ορισμοί των διαύλων SISO, SIMO, MISO και MIMO καθώς και οι εξισώσεις που τους περιγράφουν.

Επιπλέον, παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα των MIMO κεραιών και γίνεται εκτεταμένη αναφορά στον υπολογισμό της χωρητικότητάς ενός διαύλου.

- Στο Κεφάλαιο 4, γίνεται αναφορά στα δορυφορικά συστήματα MIMO και περιγράφεται το επίγειο κινητό δορυφορικό κανάλι. Περιγράφονται οι διαφορετικές διαμορφώσεις των δορυφορικών συστημάτων MIMO και γίνεται μια σύντομη επισκόπηση στις μετρήσεις που έχουν γίνει έως τώρα και οι οποίες μας παρέχουν πολύτιμα στοιχεία για την μοντελοποίηση διαύλου MIMO LMS. Στην συνέχεια περιγράφονται συνοπτικά οι διαλείψεις και οι αποσβέσεις που υφίσταται το λαμβανόμενο σήμα ενώ γίνεται αναφορά και στις σημαντικότερες στατιστικές κατανομές που χαρακτηρίζουν και μοντελοποιούν τον δορυφορικό δίαυλο.
- Στο Κεφάλαιο 5, περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία των μετρήσεων, τα διάφορα σενάρια που εξετάστηκαν καθώς και το μετρητικό σύστημα. Αναφέρονται όλες οι διαφορετικές διαμορφώσεις κεραιών και κίνησης που υιοθετήθηκαν στον πομπό και στον δέκτη.
- Στο Κεφάλαιο 6, γίνεται ανάλυση και επεξεργασία των μετρητικών δεδομένων και παρουσιάζονται αναλυτικά όλα τα αποτελέσματα που μας προσφέρουν πολύτιμες πληροφορίες για την συμπεριφορά του διαύλου MIMO LMS στο συγκεκριμένο περιβάλλον για κάθε σενάριο μέτρησης και συνθήκες διάδοσης.
- Τέλος στο Κεφάλαιο 7 συνοψίζονται όλα τα παραπάνω αποτελέσματα και εξάγονται πολύτιμα συμπεράσματα σχετικά με τις επιδόσεις και την χωρητικότητα του διαύλου MIMO LMS.

Κεφάλαιο 2

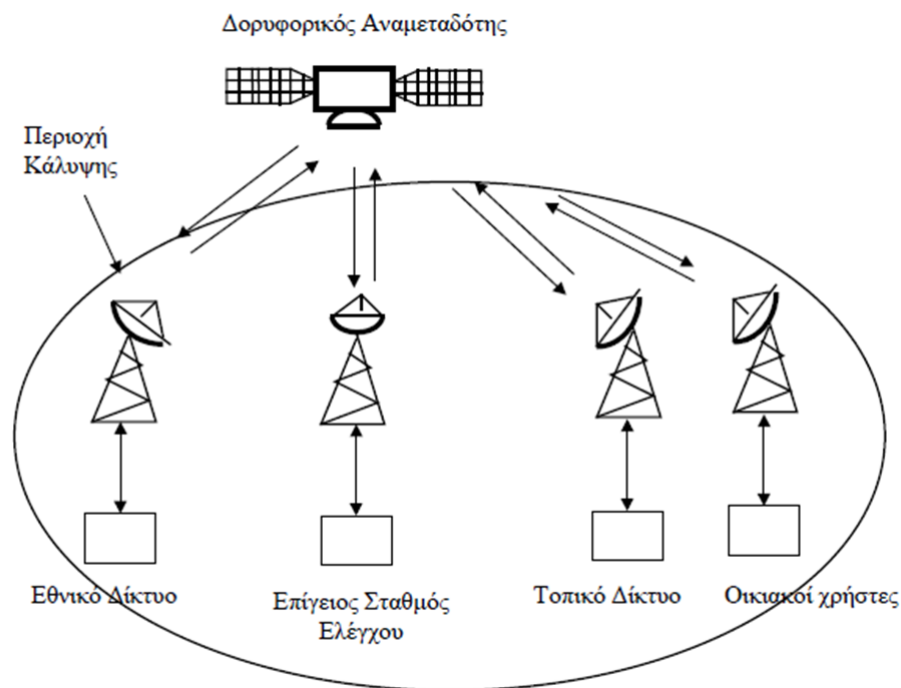
Δορυφορικά Συστήματα Επικοινωνιών

2.1 Ιστορική Αναδρομή

Τα δορυφορικά συστήματα αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών. Οι δορυφόροι υπάρχουν από τα μέσα της δεκαετίας του 1960 και μπορούν να πετύχουν κάλυψη μεγάλων γεωγραφικών περιοχών. Πρώτος ο Arthur Clarke δημοσίευσε το 1945 στο βρετανικό περιοδικό *Wireless World* τις ιδέες του για την ανάπτυξη και την χρησιμοποίηση γεωστατικών δορυφόρων στις παγκόσμιες τηλεπικοινωνίες. Ο πρώτος τεχνητός δορυφόρος ήταν ο Σπούτνικ 1, ο οποίος εκτοξεύτηκε στις 4 Οκτωβρίου 1957 από την Σοβιετική Ένωση. Ήταν εφοδιασμένος με ραδιοφωνικό πομπό που δούλευε σε δύο συχνότητες (20.005 και 40.002 MHz) και έμεινε σε τροχιά μόλις τρεις μήνες. Ο πρώτος αμερικάνικος δορυφόρος εκτοξεύτηκε ένα χρόνο αργότερα, συγκεκριμένα το 1958. Το 1960 η NASA (National Aeronautics and Space Administration) εκτόξευσε τον Echo 1 που λειτουργούσε παθητικά, δηλαδή αποτελούνταν από μεγάλα μπαλόνια χωρίς ηλεκτρονικές διατάξεις, τα οποία ανακλούσαν στην επιφάνειά τους τα σήματα που προέρχονταν από ισχυρούς επίγειους σταθμούς. Στις 6 Απριλίου 1965 εκτοξεύθηκε πάνω από τον Ατλαντικό ωκεανό ο πρώτος τηλεπικοινωνιακός δορυφόρος του διεθνούς οργανισμού δορυφορικών τηλεπικοινωνιών INTELSAT, που ιδρύθηκε το 1964 [1]. Η εκμετάλλευσή του άρχισε στις 28 Ιουνίου 1965 και ονομάστηκε INTELSAT 1. Αυτό το σύστημα χαρακτηριζόταν από μικρό χρόνο ζωής (ενάμιση έτος), με χαμηλή χωρητικότητα (480 τηλεφωνικά κανάλια) και με υψηλό κόστος λειτουργίας. Στις δεκαετίες του 1960 και 1970, η χρήση τεχνητών δορυφόρων αναπτύχθηκε ραγδαία, λόγω της μεγάλης χρησιμότητάς τους σε επικοινωνιακούς, επιστημονικούς, αλλά και στρατιωτικούς σκοπούς. Αργότερα, λόγω των τηλεπικοινωνιακών και τεχνολογικών εξελίξεων, οι δορυφορικές τηλεπικοινωνίες οδηγήθηκαν σε μια φάση σταδιακής απελευθέρωσης (άρση περιορισμών κ.λπ.). Οι τηλεπικοινωνιακοί δορυφόροι της δεκαετίας αυτής είναι εξοπλισμένοι με βελτιωμένα ηλεκτρονικά συστήματα και έχουν μεγαλύτερη διάρκεια λειτουργίας και δυνατότητα διεκπεραίωσης όλων των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Οι δορυφόροι Intelsat μεταδίδουν ραδιοφωνικά και τηλεοπτικά προγράμματα ενώ διεκπεραιώνουν μεγάλο ποσοστό της διεθνούς τηλεφωνίας (συνδιαλέξεις, τέλεξ, τέλεφαξ, μετάδοση δεδομένων κ.λπ.). Το 1994 λειτουργούσαν συνολικά 19 δορυφόροι Intelsat, με τους οποίους βρίσκονταν σε επαφή 2.700 επίγειοι σταθμοί. Επιπλέον, υπάρχουν και οι δορυφόροι Inmarsat, οι οποίοι εξυπηρετούν κινητούς σταθμούς, όπως πλοία και αεροπλάνα, παρέχοντας τους υπηρεσίες τηλεφωνίας. Οι τηλεπικοινωνιακοί δορυφόροι τοποθετούνται γενικά σε γεωστατική τροχιά, δηλαδή σε απόσταση 36.000 km από τη Γη, στο επίπεδο του ισημερινού. Πλέον ο τηλεπικοινωνιακός δορυφόρος δεν είναι απλώς ένας επαναλήπτης, αλλά αποτελεί μέρος ενός υψηλής χωρητικότητας τηλεπικοινωνιακού διαύλου με δυνατότητες πολλαπλής εκπομπής και προσπέλασης [2], [3].

2.2 Σύντομη Περιγραφή

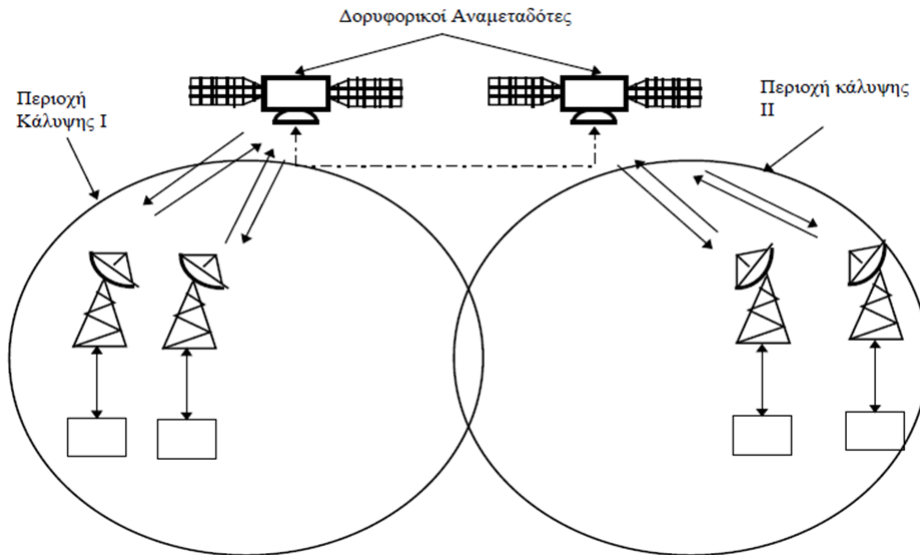
Ένα δορυφορικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα αποτελείται από το δορυφορικό τμήμα και το επίγειο τμήμα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1. Τα χαρακτηριστικά του κάθε τμήματος εξαρτώνται από το αν το σύστημα πρόκειται να χρησιμοποιηθεί για στατικές εφαρμογές, για εφαρμογές δορυφορικών κινητών τηλεπικοινωνιών ή για εφαρμογές απευθείας κάλυψης.



Σχήμα 2.1: Δορυφορικό σύστημα επικοινωνιών.

Το δορυφορικό τμήμα του συστήματος αποτελείται από κεραίες που λειτουργούν στην μικροκυματική περιοχή συχνοτήτων και από το διάγραμμα ακτινοβολίας κατευθυνόμενο προς τη γη. Εκτός από τις κεραίες αυτές, που είναι οι κεραίες του σταθμού αναμεταδόσεως, υπάρχουν και κεραίες βραχέων και υπερβραχέων κυμάτων για την παρακολούθηση του σταθμού από τη γη. Με τις διατάξεις πληροφοριών ελέγχου και τηλεχειρισμού, δίνονται οι πληροφορίες από το δορυφόρο σχετικά με τη λειτουργική τους κατάσταση, για να προσανατολίζονται οι κεραίες των σταθμών εδάφους προς το δορυφόρο και για να γίνεται η διόρθωση της τροχιάς του. Η ζεύξη μεταξύ των επίγειων σταθμών ή χρηστών γίνεται μέσω του δορυφορικού αναμεταδότη. Κάθε επίγειος σταθμός εκπέμπει ένα σήμα (σήμα άνω ζεύξης) το οποίο μεταδίδεται μέσω της ατμόσφαιρας και υφίσταται ποικίλες αποσβέσεις μέχρι να φτάσει στην είσοδο του δορυφορικού αναμεταδότη. Στα αναλογικά συστήματα, ο δορυφορικός αναμεταδότης κάνει μια απλή ενίσχυση του σήματος που φτάνει στην είσοδό του και κατόπιν επανεκπέμπει το συνδυασμό των δύο σημάτων σε διαφορετική συχνότητα, δημιουργώντας έτσι το σήμα κάτω ζεύξης. Στα ψηφιακά συστήματα, ο δορυφορικός αναμεταδότης επεξεργάζεται το σήμα της άνω ζεύξης, το οποίο διαμορφώνει και επανεκπέμπει προς τον επίγειο σταθμό λήψης.

Στο Σχήμα 2.2 φαίνεται μια δορυφορική ζεύξη μεταξύ δύο επίγειων σταθμών που δεν είναι ορατοί από τον ίδιο δορυφόρο. Με την τοποθέτηση δορυφόρων σε κατάλληλες θέσεις γύρω από τη γη, επιτυγχάνονται τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις μεταξύ σταθμών σε διαφορετικά ημισφαίρια [2].



Σχήμα 2.2: Δορυφορική ζεύξη μέσω δύο δορυφόρων.

2.2.1 Ζώνες συχνοτήτων και Δορυφορικές τροχιές

Στον Πίνακα 2.1 παρουσιάζεται η κατανομή του δορυφορικού φάσματος, όπου κάθε ζώνη συχνοτήτων χρησιμοποιείται για διαφορετικές εφαρμογές.

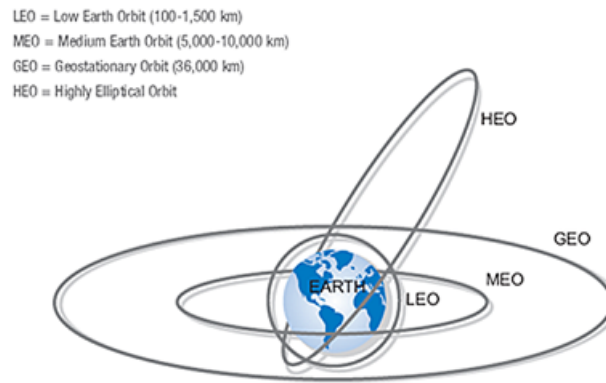
Πίνακας 2.1: Κατανομή του φάσματος συχνοτήτων.

Ονομασία Ζώνης Συχνοτήτων	Συχνότητα κάτω Ζεύξης	Συχνότητα άνω Ζεύξης	Κατηγορίες Τηλεπικοινωνιακών Υπηρεσιών
L-Ζώνη	1GHz	2GHz	Κινητή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Mobile Satellite Service, MSS) Κινητή Υπηρεσία ξηράς μέσω δορυφόρου (Land Mobile Satellite Service, LMSS)
S-Ζώνη	2GHz	4GHz	Κινητή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Mobile Satellite Service, MSS) Υπηρεσία Έρευνας του διαστήματος (Space Research Service)
C-Ζώνη	4GHz	8GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS)
X-Ζώνη	8GHz	12.5GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου για στρατιωτικούς σκοπούς (FSS military communication)
Ku-Ζώνη	12.5GHz	19GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS) Υπηρεσία ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)
K-Ζώνη	19GHz	26.5GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS) Υπηρεσία ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)
Ka-Ζώνη	26.5GHz	30GHz	Σταθερή Υπηρεσία μέσω δορυφόρου (Fixed Satellite Service, FSS) Υπηρεσία ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου (Broadcast Satellite Service, BSS)

Επιπλέον, οι δορυφόροι κατηγοριοποιούνται με βάση τον τύπο της τροχιάς τους. Ως τροχιά ορίζεται η πορεία του δορυφόρου και η μορφή της είναι συνήθως ελλειπτική. Η τροχιά ανήκει σε επίπεδο που περνά από το κέντρο της γης, ενώ η ταχύτητα του δορυφόρου είναι αντίστροφα ανάλογη με την απόσταση από τη γη. Οι δορυφόροι χωρίζονται σε τέσσερις κατηγορίες, όσον αφορά την τροχιά τους γύρω από τη γη. Αυτές οι κατηγορίες περιλαμβάνουν τους γεωστατικούς δορυφόρους (GEO - geostationary earth orbit) και τους μη-γεωστατικούς (non-GEO), οι οποίοι χωρίζονται στους δορυφόρους χαμηλής τροχιάς (LEO - low earth orbit), τους δορυφόρους μέσης τροχιάς (MEO-medium earth orbit) και τους δορυφόρους υψηλής ελλειπτικής τροχιάς (HEO - Highly Elliptical Orbits). Στο Σχήμα 2.3 φαίνεται μια απλή απεικόνισή των δορυφορικών τροχιών.

- Γεωστατικοί δορυφόροι GEO (Geostationary Orbit).

Ο γεωστατικός δορυφόρος είναι ο γεωσύγχρονος δορυφόρος, του οποίου η τροχιά έχει μηδενική εκκεντρότητα και κλίση. Ο δορυφόρος GEO τοποθετείται σε ύψος 35.768 km και επομένως συμπληρώνει μια τροχιά κάθε 24 ώρες (κινούμενος με ταχύτητα 3.075 m/s από την ανατολή στη δύση), ενώ βρίσκεται



Εικόνα 2.3: Δορυφορικές τροχιές.

πάνω από τον Ισημερινό της γης [2]. Οι GEO δορυφόροι φαίνονται ακίνητοι για έναν παρατηρητή που βρίσκεται στην επιφάνεια της Γης. Ένας δορυφόρος μπορεί να παρέχει κάλυψη σε επιφάνεια μιας ή δυο ηπείρων, ενώ τρεις GEO δορυφόροι μπορούν να παρέχουν παγκόσμια κάλυψη. Ο πρώτος επικοινωνιακός δορυφόρος αυτού του είδους ήταν ο Syncom 2, τον οποίο έθεσε σε τροχιά η NASA το 1963 [4]. Τα κύρια κανάλια συχνοτήτων, που χρησιμοποιούν οι δορυφόροι αυτού του είδους, είναι το κανάλι ζώνης C (4–6 GHz) και Ku (12–14 GHz). Η τροχιά αυτών των δορυφόρων παρουσιάζει μια μικρή κλίση, που μπορεί να δημιουργήσει γωνία κλίσης αρκετών μοιρών κατά τη διάρκεια ενός έτους. Για το λόγο αυτό η τροχιά του δορυφόρου διορθώνεται περιοδικά, μέσω του προωστικού συστήματός του, ώστε να παραμένει στο επίπεδο του ισημερινού.

- Μη-γεωστατικοί δορυφόροι Non-GEO (Non-Geostationary Orbit)

Οι μη-γεωστατικοί δορυφόροι δεν τοποθετούνται σε ισημερινή τροχιά, αλλά σε τροχιές που ταξινομούνται ανάλογα με την απόστασή τους από τη Γη και την κλίση του δορυφόρου. Στη συνέχεια αναφέρονται οι σημαντικότερες κατηγορίες μη-γεωστατικών δορυφόρων:

- Δορυφόροι χαμηλής τροχιάς LEO (Low Earth Orbit): Οι δορυφόροι LEO τοποθετούνται σε ύψος μεταξύ 200 km με 900 km και κλίση μέχρι 90° ως προς τον ισημερινό. Προσφέρουν πολύ μικρότερη χρονική καθυστέρηση μετάδοσης και απώλειες σε σύγκριση με τους υπόλοιπους δορυφόρους. Για να επιτευχθεί παγκόσμια κάλυψη από δορυφόρους LEO, απαιτούνται αστερισμοί με δεκάδες δορυφορικά συστήματα [2].
- Δορυφόροι μεσαίας τροχιάς MEO (Medium Earth Orbit): Η χρήση 10 με 20 δορυφορικών συστημάτων MEO σε ένα ύψος που κυμαίνεται μεταξύ των 5.000 km και των 15.000 km και κλίση μέχρι 50° ως προς τον ισημερινό, μπορεί να παρέχει παγκόσμια κάλυψη. Η περίοδος περιστροφής τους είναι μερικές ώρες. Η χρονική καθυστέρηση μετάδοσης και οι απώλειες διάδοσης είναι μειωμένες σε σύγκριση με τους γεωστατικούς δορυφόρους. Αντιπροσωπευτικά παραδείγματα χρήσης δορυφόρων MEO είναι τα συστήματα πλοήγησης GPS (ΗΠΑ), Glonass (Ρωσία) και Galileo (Ευρώπη) [2].
- Δορυφόροι ελλειπτικής τροχιάς HEO (Highly Elliptic Orbit): Οι δορυφόροι HEO προσφέρουν πολλά πλεονεκτήματα για τις κινητές δορυφορικές επικοινωνίες. Το απόγειο, δηλαδή το πλέον απομακρυσμένο σημείο από την επιφάνεια της Γης, της τροχιάς τους κυμαίνεται από 40.000 km έως 50.000 km, ενώ το περιγείο, το πλησιέστερο σημείο προς την επιφάνεια της Γης, από 1.000 km έως 20.000 km. Η χρονική καθυστέρηση της μετάδοσης είναι μεταβλητή [2].

Σήμερα, τα δορυφορικά συστήματα αντιμετωπίζουν τον ανταγωνισμό των επίγειων δικτύων (οπτικών ινών, δικτύων ασύρματης πρόσβασης), τα οποία προσφέρουν μεγάλο εύρος ζώνης (ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας που προσεγγίζει τα Gb/sec), μικρότερες καθυστερήσεις και χαμηλότερο κόστος λειτουργίας. Παρ' όλα αυτά, τα δορυφορικά συστήματα παρουσιάζουν κάποια σημαντικά πλεονεκτήματα: γρηγορότερη και φθηνότερη εγκατάσταση ενός ολοκληρωμένου δικτύου με την απουσία της επίγειας μονάδας, η ευελιξία στο δίκτυο και δυνατότητα για εγκατάσταση συνδέσεων σημείου σε πολλαπλά σημεία. Ο δορυφόρος είναι η βέλτιστη λύση, όταν δεν υπάρχει επίγεια υποδομή, π.χ. σε αναπτυσσόμενες χώρες ή σε περιοχές με δύσκολη πρόσβαση (όπως νησιά και βουνά), και μια επίγεια λύση θα ήταν πολύ δαπανηρή [2].

Κεφάλαιο 3

Επίγεια Ασύρματα Συστήματα Πολλαπλών Κεραιών

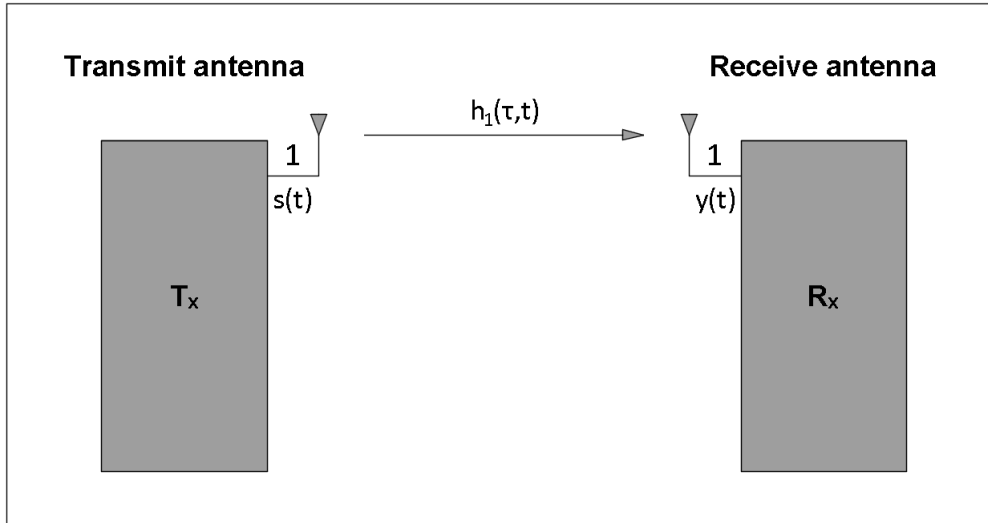
3.1 Ιστορική αναδρομή

Πολλές δεκαετίες πριν ο πρωτοπόρος για την εποχή του Marconi, είχε διατυπώσει πως για τη βελτίωση μιας ασύρματης ζεύξης μπορούν να χρησιμοποιηθούν κεραιές με πολλαπλούς δέκτες. Ενώ λοιπόν η ιδέα προϋπήρχε, η υλοποίηση της εμφάνιζε δυσκολίες, αφού την εποχή εκείνη δεν υπήρχαν τεχνικές επεξεργασίας του σήματος. Η έρευνα για τις κεραιές πολλαπλών στοιχείων ήταν έντονη κατά τη διάρκεια του δευτέρου παγκοσμίου πολέμου, αλλά και μετά από αυτόν, για τη χρήση τους στα συστήματα radar. Τη δεκαετία του 1970, με την κατασκευή των πρώτων ψηφιακών επεξεργαστών σήματος, άρχισε έντονα το ενδιαφέρον για συστήματα στοιχειοκεραιών. Η δεκαετία του 1990 ανέδειξε αυτή την πολλά υποσχόμενη τεχνολογία, που θα οδηγούσε στην αύξηση της χωρητικότητας των έως τώρα ασύρματων ζεύξεων. Το 1991 έχουμε τους Richard Roy και Björn Ottersten να προτείνουν ένα SDMA (Space-division multiple access) σύστημα. Η πατέντα που κατοχύρωσαν στην Αμερική [5] περιγράφει μια μέθοδο για αυξημένη χωρητικότητα διαύλου, χρησιμοποιώντας μια συστοιχία από κεραιές λήψης στο σταθμό βάσης και μια πληθώρα απομακρυσμένων χρηστών [6]. Στη συνέχεια οι Arogyaswami Paulra και Thomas Kailath πρότειναν με τη σειρά τους μια νέα SDMA τεχνική πολυπλεξίας το 1993. Η πατέντα τους [7] περιέγραφε μια μέθοδο εκπομπής με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, χωρίζοντας το υψηλού ρυθμού μετάδοσης σήμα σε περισσότερα σήματα χαμηλού ρυθμού μετάδοσης, τα οποία εκπέμπονταν από κεραιές που βρίσκονταν απομακρυσμένες στο χώρο, ενώ στην πλευρά του δέκτη υπήρχε μία και μοναδική κεραιά λήψης, η οποία έκανε ανάκτηση του σήματος βασιζόμενη στις διαφορές που παρουσίαζαν τα εισερχόμενα σήματα, κατά την διεύθυνση προέλευσης τους. Ωστόσο καμία από τις δύο μεθόδους δεν κατάφερε να επιτύχει τη χρήση πολλαπλών συστεγασμένων κεραιών, τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη, με σκοπό την εκμετάλλευση πολλαπλών διαδρομών. Έτσι τον Απρίλιο του 1996, ο Greg Raleigh, πρότεινε ότι η πολλαπλών διαδρομών φυσική διάδοση μπορεί να οδηγήσει στην εκπομπή πολλαπλών ανεξάρτητων ροών πληροφορίας χρησιμοποιώντας συστεγασμένες κεραιές και πολυδιάστατη (multi-dimensional) επεξεργασία σήματος. Η εργασία επίσης προσέφερε πολύτιμη γνώση στον τομέα της διαμόρφωσης του σήματος, κωδικοποίησης, συγχρονισμού και υπολογισμού του διαύλου. Εν τέλει, οι Greg Raleigh, V. K. Jones και Michael Pollack το 1996 έφτιαξαν και δοκίμασαν σε πραγματικές συνθήκες ένα πραγματικό σύστημα πολλαπλών-εισόδων-πολλαπλών-εξόδων (MIMO – Multiple Input Multiple Output). Στις μέρες μας πλέον, η τεχνολογία MIMO έχει προτυποποιηθεί και βρίσκεται σε ευρύτατη εμπορική χρήση σε πολλά ασύρματα δίκτυα, ενώ τα τελευταία χρόνια έχει αρχίσει να ερευνάται και να χρησιμοποιείται πειραματικά και σε δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών.

3.2 Ορισμοί συστημάτων SISO, SIMO, MISO και MIMO

Υπάρχουν διάφοροι συνδυασμοί πολλαπλών κεραιών που μπορούν να υλοποιηθούν σε μία ασύρματη ζεύξη. Ως είσοδοι και έξοδοι ενός ασύρματου συστήματος χρησιμοποιούνται οι κεραιές που διαθέτουν ο πομπός και ο δέκτης, αλλά και οι διαφορετικές πολώσεις αυτών των κεραιών. Οι συνδυασμοί αυτοί είναι:

- SISO (Single Input Single Output): είναι ο κλασικός τρόπος ασύρματης μετάδοσης με μία κεραιά στον πομπό και μία στο δέκτη.



Σχήμα 3.1: SISO διάυλος (Tx ο πομπός και Rx ο δέκτης).

Έστω $h(\tau, t)$ η απόκριση του διαύλου τη χρονική στιγμή t σε κρουστικό παλμό που αποστέλλεται τη χρονική στιγμή $t-\tau$. Αν $s(t)$ είναι το εκπεμπόμενο σήμα, το λαμβανόμενο σήμα δίδεται από τη συνέλιξη

$$y(t) = h(\tau, t) \otimes s(t) \quad (3.1)$$

όπου το \otimes συμβολίζει την πράξη της συνέλιξης.

- SIMO (Single Input Multiple Output): Εδώ υπάρχει μία κεραιά στον πομπό και πολλές (M_R) κεραιές στον δέκτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.2.

Στην απλούστερη περίπτωση το SIMO σύστημα αντιμετωπίζεται ως ένα σύνολο M_R SISO ανεξάρτητων υποδιαύλων. Ο πομπός αποστέλλει το σήμα μέσω της κεραιάς του, ενώ ο δέκτης λαμβάνει το ίδιο σήμα σε όσες εκδοχές, όσες και οι κεραιές του, δηλαδή σε M_R εκδοχές. Τότε ο συνολικός διάυλος SIMO περιγράφεται από τον πίνακα στήλη, διαστάσεων $M_R \times 1$

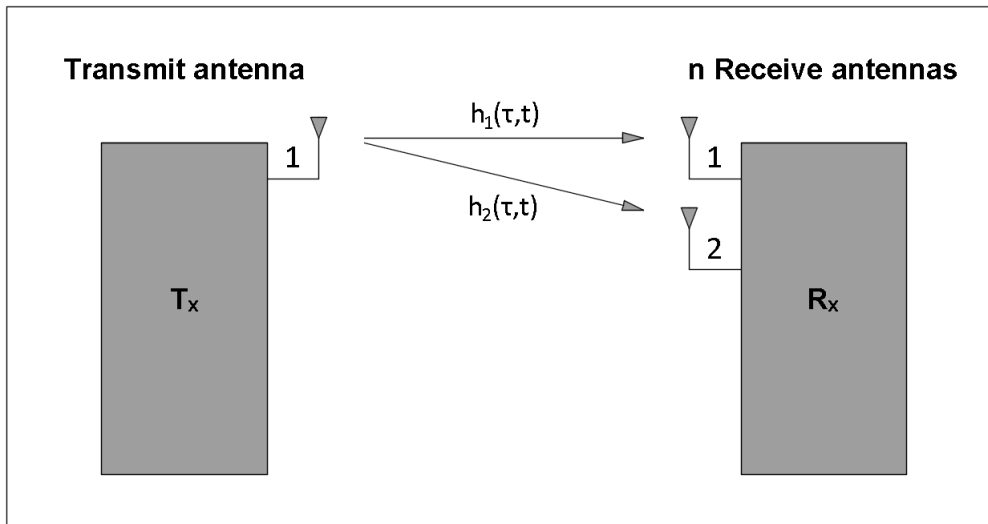
$$\mathbf{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) h_2(\tau, t) \dots h_{M_R}(\tau, t)] \quad (3.2)$$

Αν $s(t)$ το εκπεμπόμενο σήμα, ο δέκτης των M_R κεραιών λαμβάνει το $M_R/times 1$ διάνυσμα της μορφής

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) y_2(t) \dots y_{M_R}(t)] \quad (3.3)$$

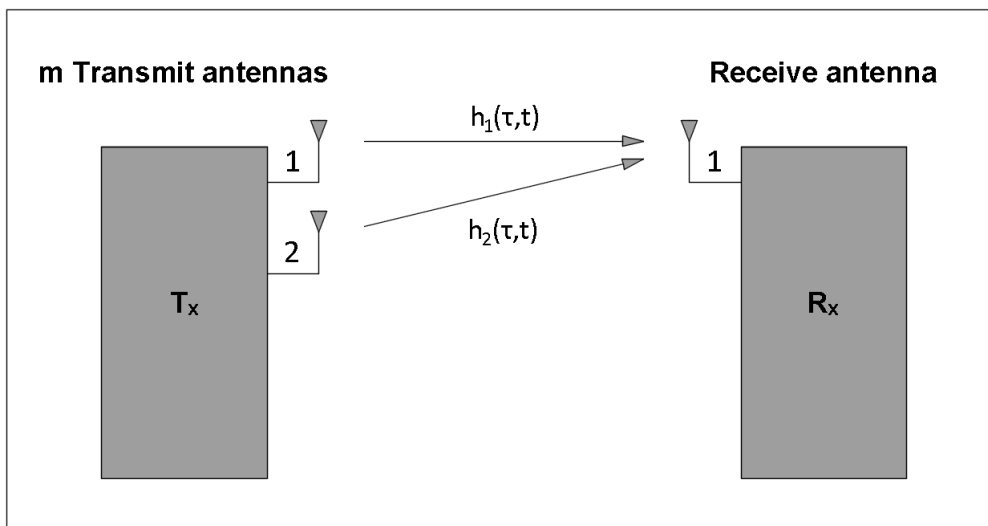
όπου $y_i(t)$ είναι το σήμα που λαμβάνεται από την i -οστή κεραιά του δέκτη και υπολογίζεται όπως και πριν ως συνέλιξη :

$$y_i(t) = \mathbf{h}_i(\tau, t) \otimes s(t) \quad (3.4)$$



Σχήμα 3.2: SIMO διάυλος.

- MISO (Multiple Input Single Output): Σε αυτό το σύστημα υπάρχουν πολλαπλές (M_T) κεραίες στον πομπό και μία κεραία στον δέκτη όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.3: MISO διάυλος.

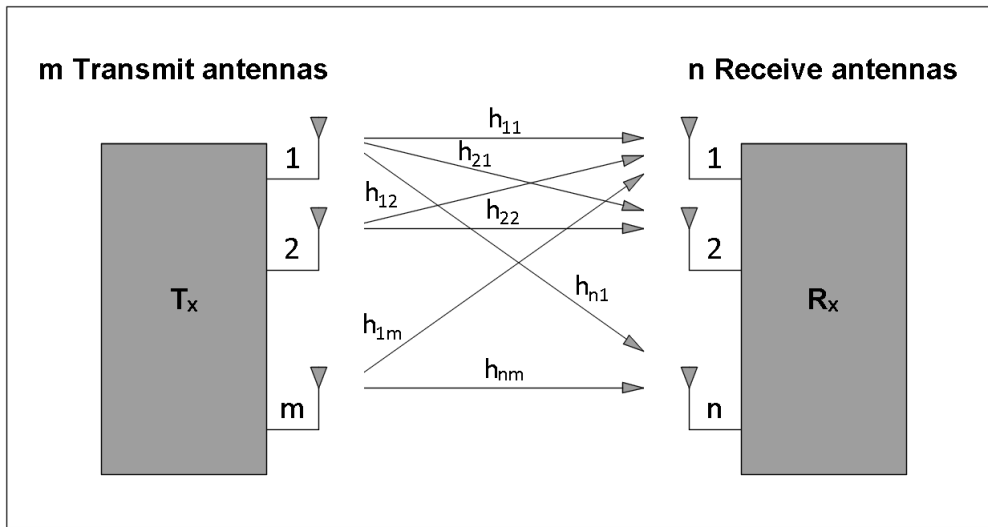
Στην περίπτωση αυτή, το σήμα εκπέμπεται ταυτόχρονα και από τις M_T κεραίες του πομπού, ενώ ο δέκτης λαμβάνει μια υπέρθεση αυτών. Θεωρώντας πάλι την απλούστερη περίπτωση, όπου το MISO σύστημα ισοδυναμεί προς M_T συστήματα SISO, ο διάυλος περιγράφεται από τον εξής πίνακα διαστάσεων:

$$\mathbf{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) h_2(\tau, t) \dots h_{M_T}(\tau, t)] \quad (3.5)$$

Αν $x_j(t)$ είναι το σήμα που εκπέμπεται από τη j -οστή κεραία του πομπού, το λαμβανόμενο σήμα από το δέκτη είναι

$$y(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_j(\tau, t) \otimes x_j(t) \quad (3.6)$$

- MIMO (Multiple Input Multiple Output): Σε αυτό το σύστημα υπάρχουν πολλαπλές κεραίες και στον πομπό (M_T) αλλά και στον δέκτη (M_R). όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4.

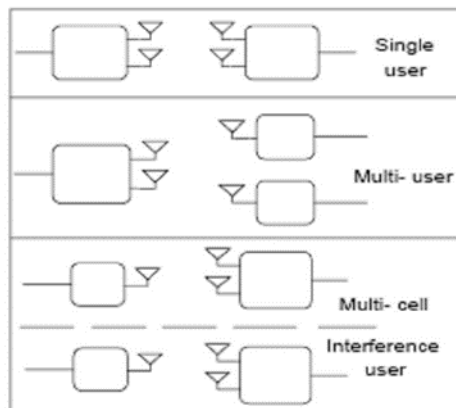


Σχήμα 3.4: MIMO διάυλος.

Έστω M_T ο αριθμός των κεραιών του πομπού και M_R ο αριθμός των κεραιών του δέκτη. Ο πομπός εκπέμπει ταυτόχρονα M_T σήματα, τα οποία λαμβάνονται από κάθε κεραία του δέκτη. Άρα ο δέκτης λαμβάνει συνολικά σήματα προς περαιτέρω επεξεργασία. Ο διάυλος στην περίπτωση αυτή χαρακτηρίζεται από τον πίνακα $\mathbf{H}(\tau, t)$ διαστάσεων $M_R \times M_T$

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & \dots & h_{1,M_T}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau, t) & \dots & h_{M_R,M_T}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Τα στοιχεία του πίνακα $\mathbf{H}(\tau, t)$ είναι μιγαδικοί αριθμοί που εκφράζουν την εξασθένιση και την ολίσθηση φάσης που εισάγει ο διάυλος στο σήμα, που φθάνει στο δέκτη με καθυστέρηση τ . Το στοιχείο $h_{i,j}$ του πίνακα αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς από το j -οστό στοιχείο του πομπού στο i -οστό στοιχείο του δέκτη, ενώ ταυτόχρονα θεωρείται και ως ένας υποδιάυλος (subchannel) διάδοσης από τους $M_R \times M_T$ που υπάρχουν συνολικά. Επίσης, υπάρχει και ο συνδυασμός MIMO-MU (MIMO multi-user) που αναφέρεται στην περίπτωση όπου ο σταθμός βάσης (πομπός) έχει πολλαπλές κεραιές και επικοινωνεί με πολλαπλούς χρήστες, καθένας από τους οποίους έχει πολλαπλές κεραιές.



Σχήμα 3.5: Συστήματα πολλών χρηστών MIMO Multi User.

3.3 Πλεονεκτήματα των MIMO κεραιών

Τα συστήματα MIMO προσφέρουν πολλά πλεονεκτήματα έναντι των SISO, όπως το κέρδος συστοιχίας στοιχειοκεραίας (array gain), το διαφορικό κέρδος (diversity gain), το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing gain) και η μείωση των παρεμβολών (interference reduction) [8]. Παρά το γεγονός ότι και τα συστήματα MISO και SIMO παρέχουν παρόμοια πλεονεκτήματα, μόνο τα MIMO συστήματα μπορούν να δώσουν κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και να αυξήσουν σημαντικά τη χωρητικότητα του διαύλου πάνω από το όριο του Shannon. Η χώρο-χρονική κωδικοποίηση (space-time coding) και οι διάφοροι αλγόριθμοι λήψης του σήματος μπορούν να μετατρέψουν αυτά τα κέρδη σε ένα ικανοποιητικό ποσοστό λαθών BER (Bit Error Ratio), στην περίπτωση κατά την οποία το σύστημα περιορίζεται από θόρυβο και παρεμβολές. Διαφορετικά, σε ευνοϊκές συνθήκες μεγιστοποιείται η απόδοση του διαύλου. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται συνοπτικά τα πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO, θεωρώντας ένα σύστημα με M_R δέκτες και M_T πομπούς.

- Κέρδος συστοιχίας στοιχειοκεραίας (Array Gain)

Το κέρδος συστοιχίας στοιχειοκεραίας είναι η μέση αύξηση του λαμβανόμενου SNR σηματοθορυβικού λόγου (SNR – Signal to Noise Ratio) που παρατηρείται στον δέκτη, εξαιτίας της συνάφειας που προκύπτει από τον συνδυασμό της επίδρασης των πολλαπλών κεραιών του δέκτη ή του πομπού ή και των δύο ταυτόχρονα. Αυτός ο συνδυασμός μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω χωρικής επεξεργασίας στη συστοιχία κεραίας λήψης και/ή χωρικής προ-επεξεργασίας στη συστοιχία κεραίας μετάδοσης. Το κέρδος συστοιχίας βελτιώνει την αντίσταση στον θόρυβο, βελτιώνοντας έτσι την κάλυψη και την εμβέλεια ενός ασύρματου δικτύου.

- Διαφορικό κέρδος (Diversity Gain)

Το επίπεδο ισχύος του σήματος σε δέκτη ασύρματου συστήματος παρουσιάζει τυχαίες αυξομειώσεις. Το κέρδος χωρικής διαφοροποίησης μετριάξει την εξασθένιση και επιτυγχάνεται με την λήψη στον δέκτη πολλαπλών (ιδανικά ανεξάρτητων) αντιγράφων του μεταδιδόμενου σήματος σε χώρο, συχνότητα ή χρόνο. Με έναν αυξανόμενο αριθμό ανεξάρτητων αντιγράφων, η πιθανότητα τουλάχιστον ένα από τα αντίγραφα να μην αντιμετωπίζει μια βαθιά εξασθένιση αυξάνεται, βελτιώνοντας έτσι την ποιότητα και την αξιοπιστία της λήψης. Η χρονική διαφορικότητα (time diversity) απαιτεί την επαναμετάδοση των δεδομένων μετά από μια χρονική καθυστέρηση, τουλάχιστον ίση με το χρόνο συνοχής T_C (coherence time). Αυτό έχει ως συνέπεια την ελάττωση του ρυθμού μετάδοσης, καθώς αποστέλλονται αντίγραφα της ίδιας πληροφορίας. Η διαφορικότητα στο πεδίο της συχνότητας (frequency diversity) απαιτεί την μετάδοση των δεδομένων ταυτόχρονα σε διαφορετικές συχνότητες, που διαφέρουν μεταξύ τους τουλάχιστον κατά τη συχνότητα συνοχής B_C (coherence bandwidth). Η τεχνική αυτή οδηγεί σε ανεπιθύμητη σπατάλη εύρους ζώνης.

- Η χωρική διαφορικότητα (spatial diversity)

Προτιμάται από τις διαφορικές χρόνου και συχνότητας, καθώς αυτή δεν σπαταλά τηλεπικοινωνιακούς πόρους, όπως ο χρόνος μετάδοσης και το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Αν οι $M_R \times M_T$ δίαυλοι, οι οποίοι συνθέτουν το δίαυλο MIMO, υφίστανται ανεξάρτητες μεταξύ τους αποσβέσεις και το μεταδιδόμενο σήμα έχει σχεδιαστεί κατάλληλα, ο δέκτης μπορεί να συνδυάσει τα λαμβανόμενα σήματα με τέτοιο τρόπο, ώστε το τελικό σήμα να παρουσιάζει μικρότερη διασπορά πλατών σε σύγκριση με την SISO περίπτωση. Έτσι, επιτυγχάνεται διαφορικότητα τάξης $M_R \times M_T$. Αν ο πομπός δεν γνωρίζει την κατάσταση του διαύλου, είναι δύσκολο να εξαχθεί διαφορικό κέρδος. Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιούνται κατάλληλα σχεδιασμένα σήματα μετάδοσης και η τεχνική αναφέρεται ως χώρο-χρονική κωδικοποίηση (space-time coding).

- Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain)

Μια άλλη τεχνική που χρησιμοποιείται για την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης (ή της χωρητικότητας) των συστημάτων MIMO είναι η χωρική πολυπλεξία. Αυτή υλοποιείται μεταδίδοντας ανεξάρτητα μεταξύ τους σήματα από διαφορετικές κεραιές. Με ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης, όπως το πλούσιο περιβάλλον σε σκεδαστές, ο δέκτης μπορεί να ξεχωρίσει τις διαφορετικές αυτές ροές δεδομένων, οδηγώντας έτσι σε μια γραμμική αύξηση της χωρητικότητας. Ο διάυλος MIMO αυτή τη γραμμική αύξηση (ανάλογη προς το $\min(M_R, M_T)$) στην χωρητικότητα, την επιτυγχάνει χωρίς να χρειάζεται αύξηση στην ισχύ εκπομπής ή του διαθέσιμου εύρους ζώνης.

- Μείωση των παρεμβολών (Interference Reduction)

Οι παρεμβολές δημιουργούνται εξαιτίας της επαναχρησιμοποίησης, συχνότητας που γίνεται στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες. Όταν χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραιές, η χωρική διαφορά ανάμεσα στο επιθυμητό σήμα και στα υπόλοιπα σήματα του ίδιου διαύλου μπορεί να βοηθήσει στη μείωση των παρεμβολών. Για τη μείωση των παρεμβολών απαιτείται γνώση του διαύλου του επιθυμητού σήματος, χωρίς να χρειάζεται να είναι γνωστός ο διάυλος παρεμβολής. Η μείωση αυτή μπορεί να εφαρμοστεί και στην πλευρά του πομπού, ελαττώνοντας την ενέργεια των παρεμβολών σε σχέση με τη χρήσιμη ενέργεια. Έτσι, το φαινόμενο αυτό επιτρέπει την επαναχρησιμοποίηση συχνότητας και δημιουργεί αύξηση της χωρητικότητας κάθε κυψέλης.

3.4 Χωρητικότητα MIMO διαύλων

Η έννοια της χωρητικότητας των τηλεπικοινωνιακών διαύλων με λευκό θόρυβο Gauss προέκυψε από τις πρωτοποριακές εργασίες του Claude Shannon το 1948, για να χαρακτηρίσει τα όρια της αξιόπιστης επικοινωνίας. Ο Shannon αντιμετώπισε το βασικό αυτό πρόβλημα, της αξιόπιστης μετάδοσης της πληροφορίας, με στατιστικούς όρους, χρησιμοποιώντας πιθανοτικά μοντέλα για τις πηγές της πληροφορίας και τους τηλεπικοινωνιακούς διαύλους. Αξιόπιστη θεωρείται η επικοινωνία όταν η πιθανότητα λάθους (error probability) μπορεί να γίνει όσο μικρή επιθυμεί ο σχεδιαστής του συστήματος. Βασισμένος στην στατιστική θεώρηση, υιοθέτησε ένα λογαριθμικό μέτρο για το πληροφοριακό περιεχόμενο μιας πηγής. Καθόρισε λοιπόν την 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 σε Hz και υπό συνθήκες προσθετικού λευκού θορύβου Gauss. Η σχέση, στην οποία τελικά κατέληξε για την χωρητικότητα του διαύλου, είναι:

$$C = B \log_2(1 + S/(BN_0)) \quad (3.8)$$

Όπου S η μέση λαμβανόμενη ισχύς και $N_0/2$ η φασματική πυκνότητα ισχύος του προσθετικού θορύβου. Στην ανωτέρω σχέση το κλάσμα στο λογάριθμο είναι ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη $SNR = S/(BN_0)$, οπότε η σχέση γράφεται και υπό τη μορφή

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (3.9)$$

Η σπουδαιότητα της χωρητικότητας του διαύλου έγκειται στο γεγονός ότι, αν ο ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας R είναι μικρότερος του ορίου Shannon ($R < C$), τότε είναι θεωρητικά πιθανό να επιτύχουμε αξιόπιστη μετάδοση μέσω του διαύλου χρησιμοποιώντας κατάλληλη κωδικοποίηση. Αν $R > C$, τότε δεν είναι εφικτή η αξιόπιστη μετάδοση της πληροφορίας, ασχέτως της επεξεργασίας που μπορεί να υποστεί το σήμα στον πομπό ή/και στο δέκτη.

3.4.1 Επίπεδος συχνοτικά (frequency flat) ντετερμινιστικός διάυλος MIMO

Θεωρούμε διάυλο MIMO με M_T κεραίες στον πομπό και M_R κεραίες στον δέκτη. Υποθέτουμε εύρος ζώνης 1 και το κανάλι σταθερό για αυτό το εύρος ζώνης (frequency flat). Όπως είναι γνωστό, το κανάλι περιγράφεται με τον πίνακα \mathbf{H} (3.7) και η σχέση εισόδου-εξόδου του διαύλου είναι:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.10)$$

όπου \mathbf{y} το διάνυσμα που λαμβάνει ο δέκτης, \mathbf{s} το διάνυσμα που μεταδίδει ο πομπός και \mathbf{n} ο θόρυβος στον δέκτη, που είναι Gauss με μέση τιμή μηδέν (ZMCSCG-Zero-Mean Circulant Symmetric Complex Gaussian) και έχει πίνακα συμμεταβλητότητας $\epsilon\{\mathbf{nn}^H\} = N_o \mathbf{I}_{M_R}$. Επομένως, E_s είναι η συνολική διαθέσιμη ενέργεια στον πομπό σε μία συμβολοπερίοδο, και αν υποθέσουμε περίοδο συμβόλου $T_s = 1s$, η ποσότητα αυτή θα εκφράζει και την μέση ενέργεια που μεταδίδεται. Ο πίνακας συμμεταβλητότητας του διανύσματος \mathbf{s} , $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}} = \epsilon\{\mathbf{ss}^H\}$, πρέπει να ικανοποιεί την συνθήκη $T_r(\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}) = M_T$ (όπου T_r συμβολίζει το ίχνος του πίνακα ή αλλιώς το άθροισμα των στοιχείων της κύριας διαγώνιου του). Η συνθήκη αυτή εξασφαλίζει ότι η συνολική ενέργεια που μεταδίδεται από τον πομπό σε μία περίοδο συμβόλου δεν υπερβαίνει την τιμή E_s .

Ο πίνακας \mathbf{H} έχει σαν στοιχεία τα μιγαδικά κέρδη του διαύλου $h_{i,j}$ για κάθε δυνατό συνδυασμό διαύλου μεταξύ κεραίας λήξης i και κεραίας εκπομπής j .

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{M,1} & \dots & h_{M,N} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Για την μελέτη της χωρητικότητας γίνεται διάκριση με βάση τη διαθεσιμότητα ή μη της γνώσης του διαύλου στον πομπό (CSIT - Channel State Information at the Transmitter), θεωρώντας δεδομένη τη γνώση του διαύλου στο δέκτη (CSIR - Channel State Information at the Receiver). Η υπόθεση αυτή δεν απέχει από την πραγματικότητα, αφού με διαδικασίες εκπαίδευσης και ανίχνευσης (training and tracking) ο δέκτης αποκτά τις επιθυμητές πληροφορίες. Η χωρητικότητα του διαύλου MIMO δίνεται από την σχέση:

$$C = \max_{T_r(\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}) = M_T} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_o} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\mathbf{ss}} \mathbf{H}^H \right) \right\} (bps/Hz) \quad (3.12)$$

Όπου \mathbf{I}_{M_R} είναι μοναδιαίος πίνακας, $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}$ ο πίνακας συμμεταβλητότητας, ο πίνακας \mathbf{H} δίνεται από την 3.11 και τέλος ο εκθέτης H δηλώνει αναστροφосуζυγή μετασχηματισμό (conjugate transpose). Η χωρητικότητα που δίνει η εξίσωση 3.12 αναφέρεται και ως φασματική απόδοση (ρυθμός μετάδοσης / εύρος ζώνης) της ζεύξης MIMO, αφού υποθέσαμε εύρος ζώνης 1 Hz [8].

3.4.2 Υπολογισμός χωρητικότητας με διάυλο άγνωστο στον πομπό

Αν ασύρματος διάυλος είναι εντελώς άγνωστος στον πομπό, μπορούμε να υποθέσουμε ότι τα σήματα που μεταδίδονται από τις κεραίες του είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους και μεταφέρουν όλα την ίδια ισχύ. Αν ισχύει κάτι τέτοιο, ο πίνακας $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}} = \epsilon\{\mathbf{ss}^H\}$, γίνεται ίσος με τον μοναδιαίο πίνακα, $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}} = \mathbf{I}_{M_T}$, οπότε η χωρητικότητα του διαύλου MIMO είναι ίση με:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_o} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \quad (3.13)$$

Μετασχηματίζοντας τον πίνακα $\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H$ με τον μετασχηματισμό ιδιοτιμών (eigen value-decomposition) στον $\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H$, η εξίσωση της χωρητικότητας γίνεται

$$C = \log_2 \det(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_S}{M_T N_0} \mathbf{Q} \mathbf{A} \mathbf{Q}^H) \quad (3.14)$$

Με χρήση της ταυτότητας $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A} \mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{B} \mathbf{A})$, όπου \mathbf{A}, \mathbf{B} $m \times n$ και $n \times m$ πίνακες αντίστοιχα, και λαμβάνοντας υπ' όψη ότι $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{M_R}$, η χωρητικότητα γίνεται:

$$C = \log_2 \det(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_S}{M_T N_0} \mathbf{\Lambda}) \quad (3.15)$$

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως όμως, ο πίνακας $\mathbf{\Lambda}$ είναι διαγώνιος με στοιχεία τις ιδιοτιμές του πίνακα $\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H$, δηλαδή $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r)$, όπου r είναι ο βαθμός του πίνακα $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ (ή εναλλακτικά ο βαθμός του διαύλου) και $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$ οι θετικές ιδιοτιμές του $\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H$. Η χωρητικότητα του διαύλου MIMO παίρνει την τελική μορφή:

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{M_T N_0} \lambda_i \right) \quad (3.16)$$

Η τελευταία αυτή εξίσωση εκφράζει την χωρητικότητα του διαύλου MIMO ως άθροισμα χωρητικότητας r SISO ζεύξεων, καθεμιά από τις οποίες έχει κέρδος ισχύος λ_i και μεταφέρει ενέργεια $\frac{E_S}{M_T}$. Εφ' όσον θεωρούμε ότι ο πομπός δεν έχει καμία πληροφορία για τον δίαυλο, όλες οι ζεύξεις μεταφέρουν την ίδια ισχύ. Επιπλέον παρατηρούμε ότι η χωρητικότητα έχει λογαριθμική εξάρτηση από τον αριθμό των κεραιών εκπομπής M_T [8].

3.4.3 Υπολογισμός χωρητικότητας με δίαυλο γνωστό στον πομπό

Μη γνωρίζοντας τον δίαυλο στον πομπό, η χωρητικότητα του $M_R \times M_T$ MIMO διαύλου ισοδυναμεί με την χωρητικότητα r παράλληλων ανεξάρτητων χωρικών επιμέρους υποδιαύλων (sub - channels), με το καθένα από αυτά να μεταφέρει την ίδια ποσότητα ισχύος, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Όταν όμως ο πομπός μπορεί να έχει κάποιου είδους πληροφορία για την ζεύξη, είναι δυνατό μέσω κατάλληλης επεξεργασίας να διαμοιραστεί η διαθέσιμη ισχύς κατά βέλτιστο τρόπο στα ανεξάρτητα SISO κανάλια. Η γνώση της κατάστασης του διαύλου από τον πομπό αυξάνει το άνω όριο της χωρητικότητας.

Έστω ότι θέλουμε να μεταδώσουμε στον πομπό το διάνυσμα \mathbf{s} , διαστάσεων $M_T \times 1$. Το διάνυσμα \mathbf{s} πριν μεταδοθεί, πολλαπλασιάζεται με τον πίνακα \mathbf{V}^H , διαστάσεων $T_r \times M_T$. Ο πίνακας \mathbf{V} είναι ο πίνακας εισόδου της singular value decomposition του διαύλου \mathbf{H} και r είναι ο βαθμός του διαύλου. Ο πίνακας \mathbf{V} είναι γνωστός στον πομπό, αφού αυτός γνωρίζει πλέον το κανάλι. Μετά τον πολλαπλασιασμό, το διάνυσμα προς μετάδοση είναι πλέον το $\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{V}^H \mathbf{s}$, διαστάσεων $r \times 1$. Στη συνέχεια, το διάνυσμα μεταδίδεται μέσω του διαύλου και λαμβάνεται από τον δέκτη το διάνυσμα λήψης \mathbf{y} διαστάσεων $M_R \times 1$:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_S}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{V} \tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{n}. \quad (3.17)$$

Στον δέκτη πολλαπλασιάζουμε το λαμβανόμενο διάνυσμα με τον πίνακα εξόδου \mathbf{U}^H της singular value decomposition, διαστάσεων $r \times M_R$, οπότε έχουμε:

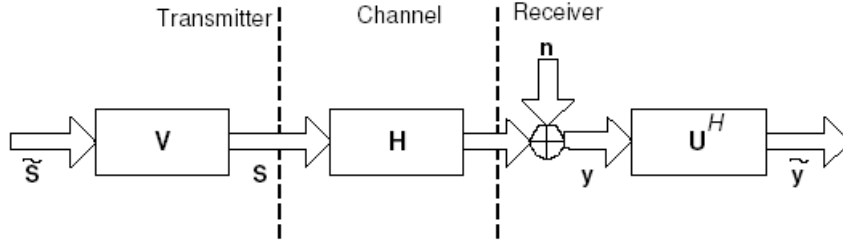
$$\mathbf{U}^H \mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_S}{M_T}} \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{U}^H \mathbf{n} \quad (3.18)$$

Θέτουμε $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$, $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$, όπου $\tilde{\mathbf{y}}$, $\tilde{\mathbf{n}}$ τα μετασχηματισμένα διανύσματα του λαμβανόμενου σήματος και του θορύβου στον δέκτη, διαστάσεων $r \times 1$. Ταυτόχρονα, από την singular value decomposition του πίνακα \mathbf{H} έχουμε:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \rightarrow \mathbf{\Sigma} = \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \quad (3.19)$$

με $\Sigma = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}, \dots, \sqrt{\lambda_r})$, και λ_i ($i=1,2,\dots,r$) οι ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$. Τελικά, το διάνυσμα που λαμβάνει ο δέκτης είναι :

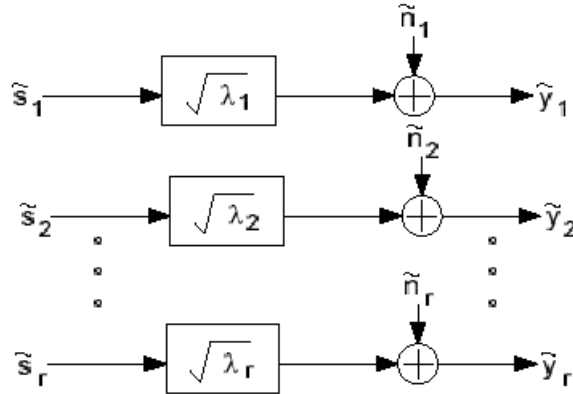
$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \Sigma \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.20)$$



Σχήμα 3.6: Μετασχηματισμός του πίνακα \mathbf{H} όταν διάυλος είναι γνωστός στον πομπό και τον δέκτη.

Το διάνυσμα $\tilde{\mathbf{s}}$ πρέπει να ικανοποιεί την σχέση $Tr(\tilde{\mathbf{s}}\tilde{\mathbf{s}}^H) = M_T$, ώστε να συμφωνεί με την συνολικά εκπεμπόμενη ισχύ. Η εξίσωση 3.20 δείχνει ότι αν ο πομπός έχει γνώση του ασύρματου διαύλου, είναι δυνατό το MIMO κανάλι να αποσυντεθεί σε παράλληλες SISO ζεύξεις, για τις οποίες ισχύει:

$$\tilde{y}_i = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sqrt{\lambda_i} \tilde{s}_i + \tilde{n}_i \quad (3.21)$$



Σχήμα 3.7: Αποσύνθεση διαύλου MIMO. Το κανάλι MIMO αποσυντίθεται σε παράλληλες SISO ζεύξεις όταν το κανάλι είναι γνωστό και στον πομπό και στον δέκτη. Η ισχύς που διατίθεται σε κάθε κανάλι καθορίζεται από τις ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$.

Η χωρητικότητα του MIMO διαύλου θα ισούται με το άθροισμα των χωρητικοτήτων των ανεξάρτητων παράλληλων SISO ζεύξεων και θα είναι :

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{M_T N_0} \lambda \right) \quad (3.22)$$

Ο συντελεστής γ_i αντιπροσωπεύει την μεταδιδόμενη ισχύ από κάθε επιμέρους ζεύξη και ισούται με $\gamma_i = \epsilon |s_i|^2$ ($i = 1, 2, \dots, r$) ενώ πρέπει να ικανοποιεί την σχέση

$$\sum_{i=1}^r \gamma_i = M_T \quad (3.23)$$

Ο πομπός, έχοντας πρόσβαση στα επιμέρους κανάλια μπορεί να κάνει κατάλληλο καταμερισμό της διαθέσιμης ισχύς ώστε να επιτύχει μεγιστοποίηση της χωρητικότητας. Έχουμε, λοιπόν, το ακόλουθο πρόβλημα μεγιστοποίησης :

$$C = \max_{\sum_{i=1}^r \gamma_i = M_T} \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{M_T N_O} \lambda_i \right) \quad (3.24)$$

Το πρόβλημα λύνεται με την κατάλληλη επιλογή των μεταβλητών $\gamma(i)(1, 2, \dots, r)$. Η βέλτιστος καταμερισμός της ισχύος $\gamma(i)^{opt}$ θα ικανοποιεί :

$$\gamma^{opt} = \left(\mu - \frac{M_T N_O}{E_s \lambda_i} \right) \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (3.25)$$

με $\sum_{i=1}^r \gamma_i^{opt} = M_T$ και μ είναι σταθερά ενώ ο συμβολισμός $(x)_+$ δηλώνει ότι

$$(x)_+ = \begin{cases} x & \text{if } x \geq 0 \\ 0 & \text{if } x < 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

Ο βέλτιστος καταμερισμός της ισχύος υπολογίζεται με μια επαναληπτική διαδικασία γνωστή ως waterpouring algorithm, η οποία παρουσιάζεται συνοπτικά παρακάτω [9].

Αλγόριθμος waterpouring Θέτουμε τον μετρητή p ίσο με 1 και υπολογίζουμε την σταθερά μ :

$$\mu = \frac{M_T}{(r-p+1)} \left[1 + \frac{N_o}{E_s} \sum_{i=1}^{r-p+1} \frac{1}{\lambda(i)} \right]$$

Με βάση αυτή την τιμή του μ υπολογίζουμε την ενέργεια που αντιστοιχεί στο i -οστό επιμέρους κανάλι. Αν στο κανάλι με το χαμηλότερο κέρδος ισχύος (δηλαδή την μικρότερη ιδιοτιμή) αντιστοιχεί αρνητικό ποσοστό ισχύος, δηλαδή $\gamma_{r-p+1} < 0$ τότε αποκλείουμε το κανάλι αυτό θέτοντας ως βέλτιστη τιμή $\gamma_{r-p+1} = 0$. Επιστρέφουμε στην διαδικασία αυξάνοντας τον μετρητή κατά 1. Η βέλτιστη κατανομή ισχύος έχει βρεθεί όταν σε κάθε επιμέρους κανάλι αντιστοιχεί μη αρνητικό ποσοστό ισχύος. Μία σχηματική απεικόνιση της διαδικασίας παρατίθεται στο Σχήμα 3.8.

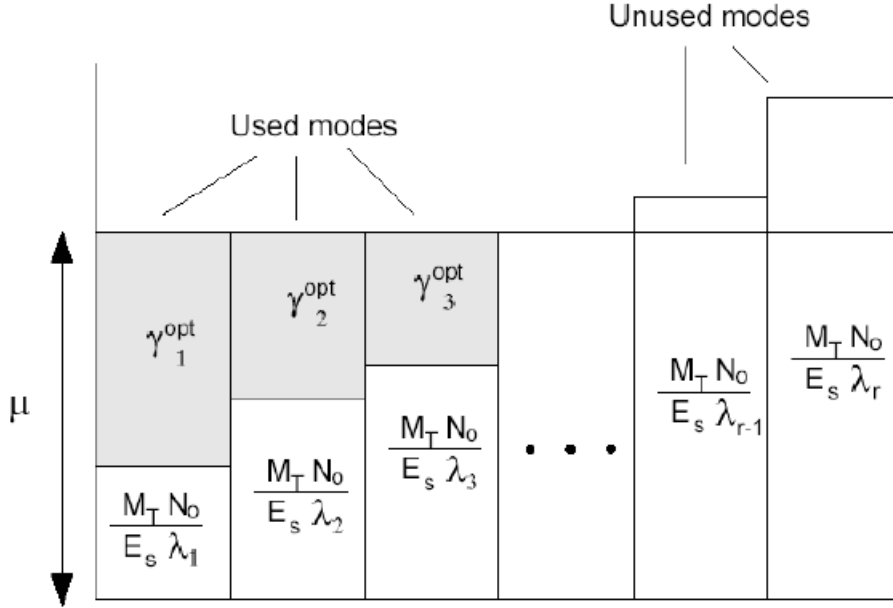
Αξίζει να τονίσουμε ότι σε κάθε περίπτωση, η χωρητικότητα του διαύλου MIMO (όταν ο πομπός έχει γνώση του διαύλου) θα είναι σε πάντα μεγαλύτερη ή τουλάχιστο ίση με την χωρητικότητα του διαύλου, όταν ο πομπός δεν γνωρίζει το κανάλι [9].

3.4.3.1 Χωρητικότητα SIMO και MISO διαύλων

Ως γνωστόν, οι διάυλοι SIMO και MISO αποτελούν ειδικές περιπτώσεις της γενικής κατηγορίας των διαύλων MIMO. Οι χωρητικότητες τους μπορούν να εξαχθούν με βάση τον τύπο για τη χωρητικότητα του διαύλου MIMO.

Χωρητικότητα διαύλου SIMO Έστω κανάλι \mathbf{h} με M_R κεραιές στον δέκτη και μία κεραιά στον πομπό. Ο βαθμός του διαύλου αυτού είναι προφανώς 1 ($r=1$) αφού το διάνυσμα \mathbf{h} έχει διαστάσεις $M_R \times 1$. Η μοναδική ιδιοτιμή θα ισούται με $\lambda_1 = \|\mathbf{h}\|_F^2$. Όπου $\|\cdot\|_F$ υποδηλώνει την Frobenius νόρμα του διανύσματος. Η χωρητικότητα της ζεύξης, όταν αυτή είναι άγνωστη στον πομπό, θα είναι :

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \|\mathbf{h}\|_F^2 \right) \quad (3.27)$$



Σχήμα 3.8: Ο αλγόριθμος waterpouring. γ_i^{opt} είναι η ενέργεια που αποδίδεται κατά τον βέλτιστο τρόπο στο i -οστό υπο-κάνάλι.

Το SIMO κανάλι αποτελείται από ένα μοναδικό επιμέρος κανάλι. Αν για το διάνυσμα \mathbf{h} υποθέσουμε ότι $|h_i|^2 (i = 1, 2, \dots, M_R)$ τότε $\|\mathbf{h}\|_F^2 = M_R$. Παρατηρούμε ότι η πρόσθεση επιπλέον κεραιών στον δέκτη επιφέρει μόνο λογαριθμική αύξηση στην χωρητικότητα, καθώς και ότι η γνώση του διαύλου στον πομπό δεν θα προκαλέσει καμία αύξηση της [9].

Χωρητικότητα διαύλου MISO Θεωρούμε τώρα διάυλο MISO με M_T κεραιές στον πομπό και μία κεραία στον δέκτη. Το κανάλι παριστάνεται με το $1 \times M_T$ διάνυσμα \mathbf{h} . Όπως και προηγουμένως, έτσι και εδώ, έχουμε $r=1$ και η μοναδική ιδιοτιμή ισούται με $\lambda_1 = \|\mathbf{h}\|_F^2$. Η χωρητικότητα, χωρίς γνώση του διαύλου στον πομπό θα είναι :

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{M_T N_0} \|\mathbf{h}\|_F^2 \right) \quad (3.28)$$

Αν $|h_i|^2 = 1 (i=1,2,\dots,M_T)$, τότε $C = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \right)$ και δεν υπάρχει καμία βελτίωση της χωρητικότητας σε σχέση με την SISO ζεύξη. Αυτό συμβαίνει, επειδή χωρίς γνώση του διαύλου στον πομπό υποθέτουμε $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T}$. Συγκρίνοντας τις χωρητικότητες των καναλιών SIMO και MISO παρατηρούμε ότι $C_{MISO} < C_{SIMO}$, όταν δεν υπάρχει γνώση του καναλιού στον πομπό και για το ίδιο $\|\mathbf{h}\|_F^2$. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην αδυναμία του πομπού να εκμεταλλευτεί το πρόσθετο κέρδος που προσδίδουν οι πολλαπλές κεραιές, αφού δεν γνωρίζει το κανάλι. Στην περίπτωση που ο πομπός μπορεί να έχει εκτίμηση του διαύλου είναι σε θέση να διοχετεύσει όλη τη διαθέσιμη ισχύ στο μοναδικό υπο-κάνάλι. Η χωρητικότητα του MISO διαύλου γίνεται τότε:

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \|\mathbf{h}\|_F^2 \right) \quad (3.29)$$

Παρατηρούμε ότι η χωρητικότητα του διαύλου MISO όταν το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό, ισούται

με την χωρητικότητα της ζεύξης SIMO για το ίδιο $\|\mathbf{h}\|_F^2$. Όπως και στην περίπτωση του SIMO διαύλου, έτσι και για το MISO, αύξηση του αριθμού των κεραιών στον πομπό προσφέρει μόνο λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας [9].

3.4.3.2 Εκτίμηση της χωρητικότητας σε στοχαστικό διάυλο

Στις περιπτώσεις που εξετάστηκαν προηγουμένως, ο διάυλος είχε υποθεθεί ντετερμινιστικός και τα στοιχεία του πίνακα \mathbf{H} σταθερά και γνωστά. Σε αυτή την παράγραφο θα παρουσιαστούν οι τρόποι εκτίμησης της χωρητικότητας, όταν ο διάυλος είναι τυχαία μεταβαλλόμενος. Η υπόθεση αυτή ανταποκρίνεται περισσότερο στην πραγματικότητα, αφού το περιβάλλον διάδοσης αλλάζει διαρκώς, κατά τυχαίο τρόπο. Έτσι, ο διάυλος θα περιγράφεται από πίνακα \mathbf{H} , με στοιχεία που είναι τυχαίες διαδικασίες (στοχαστικές ανελίξεις). Συνεπώς, η χωρητικότητα του MIMO διαύλου θα είναι και αυτή μια τυχαία μεταβλητή. Τα μεγέθη που θα βοηθήσουν στην εκτίμηση της είναι η εργοδική χωρητικότητα (ergodic capacity) και η χωρητικότητα διακοπής (outage capacity) [8].

Εργοδική χωρητικότητα (Ergodic Capacity) Όταν η στοχαστική ανέλιξη που περιγράφει το κέρδος του διαύλου είναι εργοδική ανέλιξη, τότε ο διάυλος αποκαλείται εργοδικός. Η ιδιότητα αυτή επιτρέπει στο διάυλο να υποστηρίζει ένα σταθερό ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας για μεγάλο χρονικό διάστημα. Η εργοδική χωρητικότητα, που αντιστοιχεί στη χωρητικότητα Shannon, ορίζεται ως η μέση τιμή της αμοιβαία μεταδιδόμενης πληροφορίας [10].

$$C = E\{I\} \quad (3.30)$$

όπου I είναι η αμοιβαία πληροφορία και $E\{\cdot\}$ υποδηλώνει τη μέση τιμή. Για παράδειγμα, η εργοδική χωρητικότητα ενός συστήματος MIMO όταν ο πομπός δε γνωρίζει την κατάσταση του διαύλου, δίνεται από την εξής σχέση ([10]):

$$C = E\left\{\log_2 \det\left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H\right)\right\} \quad (3.31)$$

Η εργοδική χωρητικότητα αυξάνεται με την αύξηση του SNR και με την αύξηση του αριθμού των κεραιών που χρησιμοποιούνται από το σύστημα MIMO. Στο σύστημα SIMO η εργοδική χωρητικότητα είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη στο σύστημα MISO, όταν ο πομπός δεν γνωρίζει την κατάσταση του διαύλου.

Χωρητικότητα διακοπής (Outage Capacity) Σε εφαρμογές στις οποίες η χρονική καθυστέρηση έχει καθοριστικό ρόλο και οι μεταδιδόμενες κωδικές λέξεις εκτείνονται μόνο σε ένα μπλοκ, η χωρητικότητα του Shannon μηδενίζεται. Αυτό γίνεται επειδή υπάρχει πάντα μη μηδενική πιθανότητα ο διάυλος να μην είναι σε θέση να υποστηρίζει ένα ρυθμό μετάδοσης, ανεξαρτήτως του πόσο μικρός είναι αυτός. Η πιθανότητα αυτή ονομάζεται πιθανότητα διακοπής (outage probability). Τότε το σύστημα θεωρείται ότι βρίσκεται σε διακοπή (outage). Η χωρητικότητα διακοπής $C_{out,q}$ ορίζεται ως η ελάχιστη χωρητικότητα που μπορεί να υποστηρίξει ο διάυλος με πιθανότητα $(100 - q)\%$. Εναλλακτικά, ορίζεται ως η μέγιστη χωρητικότητα που μπορεί να υποστηρίξει ο διάυλος με πιθανότητα $q\%$ και μαθηματικά εκφράζεται από τη σχέση [73][12].

$$P(C \leq C_{out,q}) = q \quad (3.32)$$

Η χωρητικότητα διακοπής αυξάνεται με την αύξηση του SNR και με τη χρήση συστημάτων MIMO με περισσότερες κεραιές. Όσο μεγαλύτερη είναι η $C_{out,q}$ για συγκεκριμένη πιθανότητα $q\%$, τόσο καλύτερη και πλέον αξιόπιστη είναι η επικοινωνία μέσω του διαύλου. Ανάμεσα στο ρυθμό μετάδοσης και την πιθανότητα διακοπής υπάρχει μια σχέση ανταλλαγής. Δηλαδή, όσος υψηλότερος είναι ο ρυθμός μετάδοσης τόσο μεγαλύτερη, είναι η πιθανότητα να μη τον υποστηρίξει ο διάυλος, με αποτέλεσμα να αυξάνεται η συχνότητα εμφάνισης λαθών και ο διάυλος να βρίσκεται σε κατάσταση διακοπής.

3.4.4 Χωρητικότητα για ειδικές μορφές διαύλων MIMO

Συσχετισμένα κανάλια Ο διάυλος IID ZMCSCG (independent and identically distributed Zero-Mean circulant symmetric complex gaussian) ανεξάρτητα και ομοιόμορφα κατανεμημένος μηδενικής μέσης τιμής Gauss, ο οποίος συνήθως υποδηλώνεται με \mathbf{H}_w , προκύπτει από περιβάλλον με πολλούς σκεδαστές και με μεγάλη απόσταση μεταξύ κεραιών πομπού και δέκτη. Στην πράξη ωστόσο, η υπόθεση \mathbf{H}_w είναι σχετικά αληθής και υπάρχει κάποιος βαθμός χωρικής συσχέτισης. Το λεγόμενο μοντέλο Kronecker [13] υποθέτει ότι οι χωρικές συσχετίσεις στον πομπό και τον δέκτη είναι διακριτές:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R \quad (3.33)$$

όπου \otimes υποδηλώνει παράγωγο Kronecker. Έστω πίνακας \mathbf{A} διαστάσεων $m \times n$ και πίνακας \mathbf{B} διαστάσεων $p \times q$. Αν $\mathbf{C} = \mathbf{A} \times \mathbf{B}$, ο πίνακας \mathbf{C} θα έχει διαστάσεις $mp \times nq$ και για τα στοιχεία του θα ισχύει:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \alpha_{11}\mathbf{B} & \alpha_{12}\mathbf{B} & \dots & \alpha_{1n}\mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_{m1}\mathbf{B} & \alpha_{m2}\mathbf{B} & \dots & \alpha_{mn}\mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

όπου $\mathbf{R}_T = E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}]$ είναι ο πίνακας συνδιακύμανσης του πομπού με διαστάσεις $M_T \times M_T$ και $\mathbf{R}_R = E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}]$ είναι ο πίνακας συνδιακύμανσης του δέκτη με διαστάσεις $M_R \times M_R$ και $\mathbf{R} = E[\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H]$ είναι ο συνολικός ο πίνακας συνδιακύμανσης με διαστάσεις $MM_R \times MM_R$. Επομένως, η γενική μορφή του πίνακα \mathbf{H} είναι:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2} \quad (3.35)$$

Καταλήγουμε λοιπόν στο συμπέρασμα, ότι η χωρική συσχέτιση των καναλιών είναι επιζήμια για την χωρητικότητα του διαύλου MIMO [14].

Απευθείας Συνιστώσα – Διαφορική πόλωση Η απευθείας συνιστώσα, ή ισοδύναμα η εξασθένιση Ricean, μπορεί να συμπεριληφθεί στο μοντέλο του διαύλου MIMO εκφράζοντας τον πίνακα \mathbf{H} ως το άθροισμα ενός πίνακα καθαρά ντετερμινιστικού (σταθερά/LOS) και ενός πίνακα στοχαστικού με μηδενική μέση τιμή (μεταβλητή/NLOS):

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_w \quad (3.36)$$

όπου K είναι ο παράγοντας Rice (Rician K-factor), που υποδηλώνει τον λόγο ισχύος της απευθείας (LOS) συνιστώσας προς το άθροισμα των ανακλώμενων συνιστωσών. Η παρουσία της LOS συνιστώσας επηρεάζει την χωρητικότητα του MIMO διαύλου, μόνο στην περίπτωση που ο παράγοντας K είναι αρκετά μεγάλος. Η επίδραση αυτή εξαρτάται από την γεωμετρία και την μορφή του πίνακα \mathbf{H} .

Με βάση την έννοια διαφορικότητας πολώσεων (polarization diversity), η χρήση κεραιών με πολλαπλές πολώσεις μπορεί να ξεπεράσει πιθανούς περιορισμούς χώρου, λόγω πολλαπλών κεραιών στο σταθμό βάσης και στο κινητό τερματικό και να επιτύχει τα πλεονεκτήματα που προβλέπει η θεωρία MIMO. Επισημαίνεται ότι τα διαστήματα απόστασης των κεραιών θα πρέπει να είναι της τάξης των 10λ στον πομπό και τουλάχιστον μισού μήκους κύματος στους κινητούς σταθμούς. Για ένα σύστημα 2×2 MIMO με δύο ορθογώνιες πολώσεις (είτε $0^\circ / 90^\circ$, είτε $\pm 45^\circ$), τα διαγώνια στοιχεία του \mathbf{H} αντιστοιχούν στη μετάδοση και στη λήψη της ίδιας πόλωσης, ενώ τα εκτός διαγωνίου στοιχεία αντιστοιχούν στη μετάδοση και τη λήψη των ορθογώνιων πολώσεων. Η ισχύς των επιμέρους στοιχείων του διαύλου είναι [15]:

$$\begin{aligned} E[|h_{11}|^2] &= E[|h_{22}|^2] = 1 \\ E[|h_{12}|^2] &= E[|h_{21}|^2] = \alpha \end{aligned} \quad (3.37)$$

όπου α ($0 \leq \alpha \leq 1$) εξαρτάται από το XPR (Cross-Polar Ratio - Λόγος διασταυρούμενης πόλωσης), λόγω τόσο του σχεδιασμού της κεραίας όσο και του περιβάλλοντος διάδοσης. Υποθέτοντας εξασθένιση Rayleigh και λαμβάνοντας υπόψη την 3.35, ο \mathbf{H} με cross-polarized κεραίες μπορεί να μοντελοποιηθεί ως εξής [9]:

$$\mathbf{H} = X \odot R_R^{1/2} \mathbf{H}_w R_T^{1/2} \quad (3.38)$$

όπου

$$X = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\alpha} \\ \sqrt{\alpha} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Γενικά, η έννοια της χρήσης πόλωσης για την δημιουργία δύο ή περισσότερων διακριτών καναλιών επικοινωνίας είναι ένα από τα ορόσημα για τη δημιουργία των δορυφορικών συστημάτων MIMO [14].

Η χωρητικότητα του διαύλου MIMO επηρεάζεται από τον παράγοντα διασταύρωσης πόλωσης XPD. Όταν ο παράγοντας αυτός είναι σημαντικά μεγάλος και το SNR είναι μικρό, η επίδραση στην χωρητικότητα είναι αρνητική. Αντίθετα, μεγάλη τιμή του XPD σε συνδυασμό με μεγάλο SNR βελτιώνουν την χωρητικότητα του MIMO διαύλου [9].

3.5 Επίγεια συστήματα MIMO διπλής πόλωσης

Τα πλεονεκτήματα ενός συστήματος MIMO έναντι ενός συστήματος SISO αφορούν κυρίως την επίτευξη υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης ή μεγαλύτερης αξιοπιστίας του διαύλου, μέσω της μείωσης της μέσης πιθανότητας λανθασμένης αποκωδικοποίησης συμβόλου στο δέκτη. Ωστόσο, η τοποθέτηση των κεραιών, είτε στην πλευρά εκπομπής, είτε στην πλευρά λήψης, στην επιθυμητή μεταξύ τους απόσταση, ώστε να επιτευχθεί η απαιτούμενη αποσυσχέτιση των διαδρομών διάδοσης, είναι δύσκολη στην πράξη, ιδιαίτερα σε κινητά τερματικά μικρού μεγέθους. Επιπλέον, κάποιος από τους σκεδαστές στο δίαυλο, εκτός από εξασθένιση, ενδεχομένως προκαλούν και στροφή της πόλωσης του προσπίπτοντος κύματος. Έτσι, ένα ποσοστό του συνολικού σήματος που φθάνει στην πλευρά λήψης βρίσκεται σε διαφορετική πόλωση από την πόλωση εκπομπής. Επομένως, όταν στην πλευρά λήψης όλες οι κεραίες έχουν την ίδια πόλωση με αυτές του πομπού, το τμήμα του συνολικού σήματος που υπέστη αποπόλωση δεν λαμβάνεται από το δέκτη. Λύση των ανωτέρω προβλημάτων προσφέρει η χρήση περισσότερων της μιας πολώσεων στις κεραίες, είτε του πομπού, είτε του δέκτη, είτε και των δύο [16].

3.5.1 Βασικές Έννοιες της Πόλωσης Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων

Για τη μελέτη της επίδοσης συστημάτων MIMO, με δύο κεραίες σε ορθογώνιες μεταξύ τους πολώσεις, ορίζονται τα ακόλουθα μεγέθη:

- Ο πίνακας πόλωσης X του διαύλου διαστάσεων 2×2 μέσω της σχέσης

$$X = \begin{bmatrix} x_{ww} & x_{wq} \\ x_{qw} & x_{qq} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

όπου οι δείκτες w και q συμβολίζουν τις δύο ορθογώνιες πολώσεις είτε πρόκειται για πόλωση $0/90^\circ$ είτε για $\pm 45^\circ$. Το στοιχείο x_{ij} είναι το μιγαδικό κέρδος του διαύλου, για σήμα που εκπέμπεται κατά την πόλωση j και λαμβάνεται κατά την πόλωση i . Το αντίστοιχο κέρδος ισχύος δίνεται από τη σχέση

$$p_{ij} = E[|x_{ij}|^2] \quad (3.41)$$

Η τιμή των στοιχείων του πίνακα πόλωσης του διαύλου οφείλεται αποκλειστικά στο περιβάλλον διάδοσης και συγκεκριμένα στην παρουσία σκεδαστών στο δίαυλο, που προκαλούν στροφή της αρχικής πόλωσης του σήματος (αποπόλωση).

- Λόγος διασταυρούμενης πόλωσης (Cross-Polar Ratio, XPR), όπου διακρίνονται τέσσερις περιπτώσεις, ανάλογα με την πόλωση που λαμβάνεται ως πόλωση αναφοράς και με το αν το μέγεθος αφορά την εκπομπή (περίπτωση α) ή τη λήψη (περίπτωση β):

$$XPR_{tw} = \frac{p_{ww}}{p_{wq}} \qquad XPR_{tq} = \frac{p_{qq}}{p_{qw}} \qquad (3.42)$$

$$XPR_{rw} = \frac{p_{ww}}{p_{qw}} \qquad XPR_{rq} = \frac{p_{qq}}{p_{wq}} \qquad (3.43)$$

- Απομόνωση διασταυρούμενης πόλωσης (Cross-Polar Isolation, XPI) όπου, όπως και για το μέγεθος XPR, διακρίνονται οι αντίστοιχες τέσσερις περιπτώσεις:

$$XPI_{tw} = \frac{p_{tw}}{p_{tq}} \qquad XPI_{tq} = \frac{p_{tq}}{p_{tw}} \qquad (3.44)$$

$$XPI_{rw} = \frac{p_{tw}}{p_{tq}} \qquad XPI_{rq} = \frac{p_{rq}}{p_{rw}} \qquad (3.45)$$

Στις σχέσεις (3.44),(3.45) ο αριθμητής αποτελεί την ισχύ που εκπέμπεται από την κεραία στην επιθυμητή πόλωση και ο παρονομαστής την ισχύ που εκπέμπεται στην ορθογώνια προς αυτήν ανεπιθύμητη πόλωση. Με τον τρόπο αυτό, η απομόνωση διασταύρωσης πόλωσης XPI ποσοτικοποιεί την ικανότητα μιας κεραίας να εκπέμπει ή να λαμβάνει σήματα κατά την επιθυμητή πόλωση και αποτελεί σχεδιαστική παράμετρο κατά την κατασκευή της κεραίας.

Κεφάλαιο 4

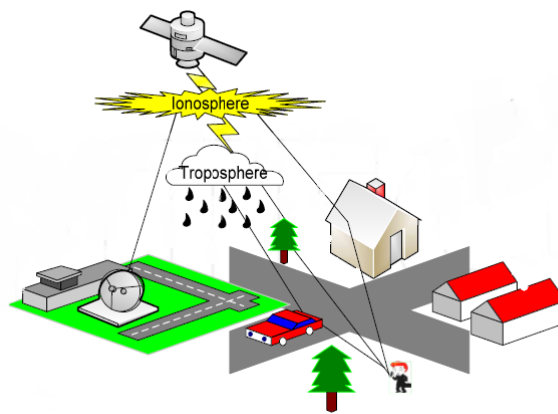
Δορυφορικά συστήματα MIMO

4.1 Εισαγωγή

Η εξέλιξη των δορυφορικών συστημάτων τα τελευταία χρόνια επιταχύνεται με εξαιρετικό ρυθμό. Τα δορυφορικά συστήματα έχουν συγχωνευθεί σε ένα παγκόσμιο ολοκληρωμένο δίκτυο που παρέχει υπηρεσίες τηλεπικοινωνιών, πλοήγησης, εκπομπής και παρατήρησης της γης στους χρήστες. Όμως, η αξιόπιστη επικοινωνία περιορίζεται από διάφορα φαινόμενα διάδοσης που υφίστανται στη ζεύξη μεταξύ γης-διαστήματος. Ο ακριβής σχεδιασμός των δορυφορικών συστημάτων απαιτεί πλήρη γνώση αυτών των φαινομένων που διαφέρουν ως προς τη συχνότητα και τον τύπο της εφαρμογής. Το πως θα γίνει η επιλογή των σχετικών μοντέλων καναλιών είναι ζωτικής σημασίας στη διαδικασία σχεδιασμού και συνιστά ένα σημαντικό βήμα στην αξιολόγηση και τη δοκιμή των επιδόσεων των συστημάτων γης-διαστήματος [17]. Οι επίγειες κινητές δορυφορικές υπηρεσίες βασίζονται στη χρήση επίγειων κινητών δορυφορικών (LMS - Land Mobile Satellite) καναλιών με την ταυτόχρονη παρουσία ενός συμπληρωματικού επίγειου τμήματος για την παροχή υπηρεσιών σε αστικό, σε πυκνό προαστιακό και σε εσωτερικό περιβάλλον όπου μόνο του το δορυφορικό στοιχείο δεν μπορεί να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις. Το σύστημα είναι οικονομικά βιώσιμο όταν το δορυφορικό τμήμα μπορεί να προσφέρει καλή ποιότητα υπηρεσίας (QoS) στα ανοικτά και αγροτικά περιβάλλοντα καθώς επίσης και τις αραιοκατοικημένες περιοχές όπου η ανάπτυξη επίγειας υποδομής δεν μπορεί να υπάρξει από οικονομική άποψη. Ανεξαρτήτως των οικονομικών, τεχνικών ή και ρυθμιστικών ζητημάτων που μπορούν να τεθούν κατά την προώθηση ενός συστήματος LMS, η υλοποίηση της πρότασης θα βασίζεται κυρίως στις δυνατότητες κάλυψης του δορυφόρου. Τα χαρακτηριστικά ενός συστήματος LMS εξαρτώνται από παραμέτρους του όπως η γωνία ανύψωσης, η ύπαρξη οπτικής επαφής (Line of Sight), ο λόγος σήματος προς θόρυβο, το περιβάλλον διάδοσης και η ταχύτητα του κινητού δέκτη. Επομένως, η ακριβής μοντελοποίηση καναλιών LMS έχει μεγάλη σημασία για τη σχεδίαση και την αξιολόγηση του συστήματος. Το πως επιδρούν οι μηχανισμοί διάδοσης σε μια ασύρματη ζεύξη εμφανίζει χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά, λόγω της δυναμικής συμπεριφοράς των αντίστοιχων φυσικών φαινομένων. Ο δυναμικός χαρακτήρας του διαύλου έχει ως συνέπεια χρονικές μεταβολές στην ισχύ του σήματος λήψης, οι οποίες ενδέχεται να είναι ταχείες οπότε καλούνται ταχείες διαλείψεις (fast fading), είτε αργές, οπότε καλούνται αργές διαλείψεις (slow fading). Οι συνθήκες LMS καναλιών ταξινομούνται ή κατηγοριοποιούνται σε τρεις πιθανές καταστάσεις: ύπαρξη οπτικής επαφής, περίπτωση μέτριας σκίασης, περίπτωση βαθιάς σκίασης. Κάθε κατάσταση χαρακτηρίζεται από μια μέση τιμή, τη σταθερή απόκλιση και τη χωρική συσχέτιση, η οποία εξαρτάται από την παρουσία αργών διαλείψεων λόγω σκίασης και από την παρουσία γρήγορων διαλείψεων λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης.

Διάφορες ζώνες συχνότητας έχουν διατεθεί για τα συστήματα LMS (Βλέπε πίνακα 2.1). Στις χαμηλότερες ζώνες συχνότητας, μόνο η σκίαση ή παρεμπόδιση και το φαινόμενο πολλαπλών διαδρομών επιδρούν σημαντικά. Στις υψηλότερες ζώνες, τα τροποσφαιρικά φαινόμενα, όπως η βροχή και η ατμοσφαιρική απορρόφηση παίζουν

σημαντικό ρόλο στην εξασθένιση του σήματος.

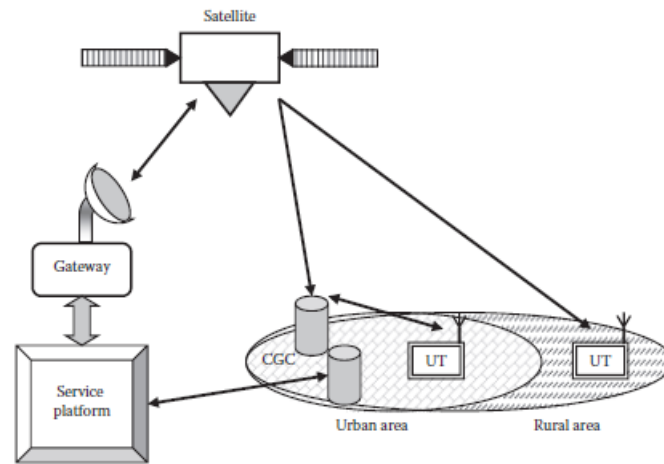


Σχήμα 4.1: Το LMSS σύστημα.

4.2 Το επίγειο κινητό δορυφορικό κανάλι

Οι δορυφορικές επικοινωνίες υφίστανται σήμερα μια ισχυρή αναβάθμιση για να μπορέσουν να καλύψουν την αύξηση της ζήτησης για υψηλότερη χωρητικότητα, βελτιωμένη ποιότητα υπηρεσιών (QoS) και συνδεσιμότητα σε οποιοδήποτε σημείο. Κάποια χαρακτηριστικά παραδείγματα τεχνολογιών που αναδύονται στις δορυφορικές επικοινωνίες είναι τα υβριδικά δορυφορικά/επίγεια συστήματα μετάδοσης που βασίζονται στον ETSI (Ευρωπαϊκός Οργανισμός Τηλεπικοινωνιακών Προτύπων). Μεταξύ αυτών είναι το DVB-SH για ευρυεκπομπή ψηφιακής τηλεόρασης και πολυμέσων σε κινητά τερματικά μέσω δορυφόρου και DVB-NGH (Digital Video Broadcasting – Next Generation Handheld) που παρέχουν πλούσιο περιεχόμενο μετάδοσης πολυμέσων σε χρήστες κινητής τηλεφωνίας [18],[19]. Παρά το γεγονός ότι επωφελούνται από τη μεγάλη γεωγραφική τους κάλυψη, τα δορυφορικά δίκτυα έχουν ορισμένους περιορισμούς σε σχέση με τα επίγεια δίκτυα, τα οποία τα καθιστούν κατάλληλα κυρίως για την εξυπηρέτηση αραιοκατοικημένων περιοχών. Υπό αυτούς τους περιορισμούς, απαιτούνται νέες τεχνολογίες τόσο στο φυσικό επίπεδο (physical layer) όσο και στο επίπεδο του συστήματος (system level), ώστε να ενισχυθούν οι επιδόσεις των δορυφορικών επικοινωνιών και να ακολουθήσει τις τάσεις αύξησης της χωρητικότητας των επίγειων ασύρματων δικτύων. Επομένως, η χρήση κεραιών πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εισόδων (MIMO) στα επίγεια κινητά δορυφορικά συστήματα είναι η επικρατέστερη και η πιο πολλά υποσχόμενη λύση. Τα τελευταία χρόνια, τα single user (SU)- και τα multiuser (MU)-MIMO συστήματα μετάδοσης έχουν συγκεντρώσει την προσοχή, τόσο της ερευνητικής κοινότητας όσο και της βιομηχανίας ασύρματων τηλεπικοινωνιών, λόγω της εντυπωσιακής δυναμικής αύξησης του κέρδους χωρητικότητας (capacity gain) σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα [20]. Τα οφέλη που λαμβάνονται με τεχνικές SU-MIMO σε επίγεια κυψελοειδή δίκτυα και δίκτυα WiFi είναι αρκετά ελκυστικά και δημιουργούν μεγάλο ενδιαφέρον για την έρευνα της εφαρμογής αυτών των τεχνικών και στα δορυφορικά δίκτυα [14]. Ωστόσο, οι θεμελιώδεις διαφορές μεταξύ των επίγειων και των δορυφορικών καναλιών καθιστούν μια τέτοια εφαρμογή σαν πρόκληση για τους ερευνητές. Αυτές οι διαφορές σχετίζονται κυρίως με την απαίτηση να υπάρχει οπτική επαφή στη λήψη δορυφορικών σημάτων (λόγω της περιορισμένης ισχύος που φθάνει στο έδαφος) και την απουσία των σκεδαστών κοντά στον δορυφόρο, τα οποία εξαλείφουν τα πλεονεκτήματα της πολυδιαδρομικής διάδοσης στο διαστημικό τμήμα της ζεύξης που οδηγεί σε ανεπάρκεια του βαθμού του πίνακα MIMO του διαύλου λόγω μεγάλης συσχέτισης των σημάτων που εκπέμπονται από τον δορυφόρο.

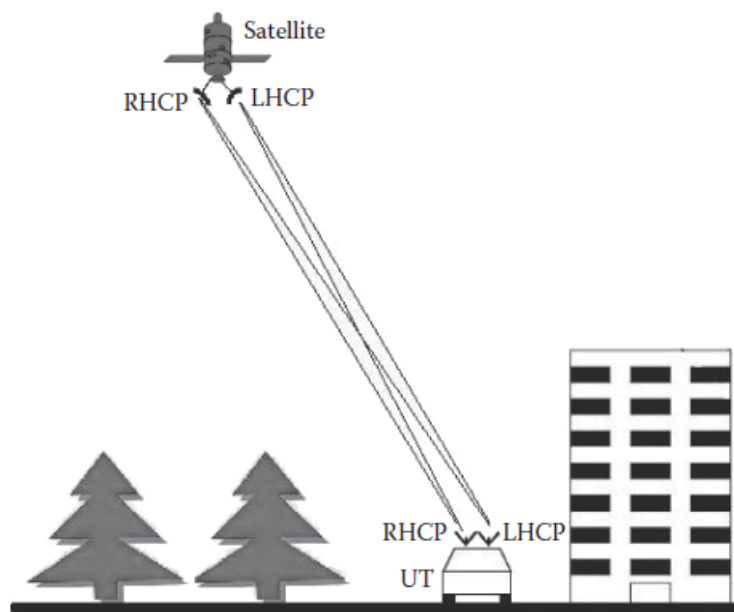
Το DVB-SH είναι ένα δορυφορικό πρότυπο που δημοσιεύτηκε για πρώτη φορά το 2007 και που δεν προ-



Σχήμα 4.2: DVB-SH αρχιτεκτονική συστήματος.

βλέπει κανένα σύστημα MIMO [18]. Παρ'όλα αυτά, αυτή η ασύρματη διεπαφή (air interface) έχει υιοθετηθεί από την πλειοψηφία της ερευνητικής κοινότητας και λειτουργεί ως βασική διάταξη του συστήματος, η οποία επεκτείνεται για να εισαγάγει εφαρμογές MIMO. Από την άλλη πλευρά το 2013, [19], δημοσιεύθηκε το πρότυπο DVB-NGH το οποίο περιλαμβάνει ένα καθαρό επίγειο βασικό προφίλ, ένα καθαρό επίγειο MIMO προφίλ, ένα υβριδικό δορυφορικό / επίγειο προφίλ και ένα υβριδικό δορυφορικό/επίγειο προφίλ MIMO, με τα τελευταία τρία να είναι προαιρετικά [21].

Και τα δύο πρότυπα DVB-SH και DVB-NGH αναφέρονται σε δορυφορικά ψηφιακά συστήματα πολυμέσων (SDMB - Satellite Digital Multimedia Broadcast). Τα συστήματα SDMB χρησιμοποιούνται για την παροχή ψηφιακής κινητής τηλεόρασης σε ζώνες συχνοτήτων L (1/2 GHz) ή S (2/4 GHz) μέσω γεωστατικής (GEO) ή υψηλής ελλειπτικής τροχιάς (HEO) δορυφόρων με ένα συμπληρωματικό εξάρτημα εδάφους (CGC - Complementary Ground Component) για την κάλυψη αστικών περιοχών όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.2.

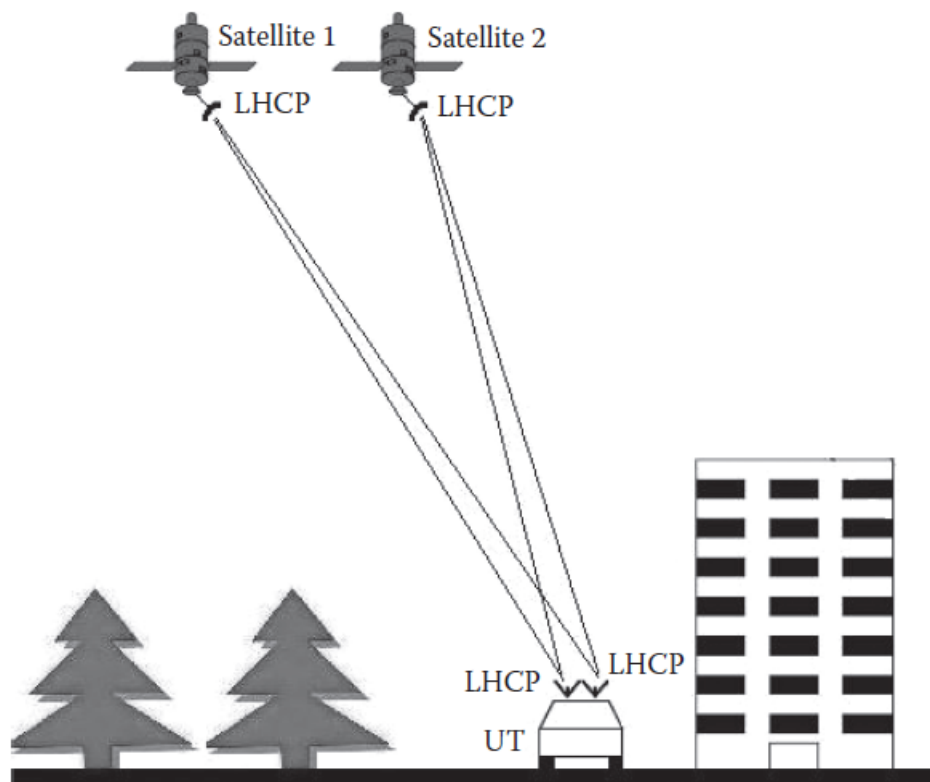


Σχήμα 4.3: Διαμόρφωση συστήματος MIMO LMS μονού δορυφόρου (single satellite) με χρήση διπλής πόλωσης (dual polarized) στον πομπό και τον δέκτη. Πρόκειται για σύστημα 2×2 MIMO με διαφορετική πόλωση.

Οι τυπικές εφαρμογές που προβλέπονται είναι η μετάδοση ήχου/βίντεο και οι ενημερώσεις λογισμικού για

κινητά. Ένα εμπορικά επιτυχημένο παράδειγμα είναι το αμερικανικό σύστημα Sirius XM Radio [22]. Η μετάδοση των συστημάτων SDMB μπορεί να συμπληρωθεί με κάποια διαδραστική δυνατότητα αλληλεπίδρασης για υπηρεσίες ανταλλαγής μηνυμάτων [23], οδηγώντας σε διαδραστικά κινητά δορυφορικά συστήματα [24].

Όσον αφορά τον τύπο κάλυψης στην Ευρώπη, λίγες εκπεμπόμενες δέσμες επαναχρησιμοποιούν το εύρος του συστήματος, για παράδειγμα, ένα σχήμα επαναχρησιμοποίησης συχνότητας τριών χρωμάτων (three-color frequency reuse scheme) είναι μία κατάλληλη προσέγγιση [24] για να προσαρμοστεί το ψηφιακό περιεχόμενο στην συγκεκριμένη δέσμη που έχει αποδοθεί σε κάθε περιοχή κάλυψης. Αυτή η προσέγγιση πολλαπλών δεσμών (multibeam) επιτρέπει να επικεντρωθεί η δορυφορική ισχύς καλύτερα και η επαναχρησιμοποίηση της συχνότητας μεταξύ των δεσμών, όταν υπάρχει αρκετή απομόνωση. Ο δορυφόρος επίσης τροφοδοτεί το συμπληρωματικό επίγειο τμήμα (CGC - Complementary Ground Component), το οποίο έχει συνήθως αναπτυχθεί σε πυκνοκατοικημένες αστικές περιοχές, στη ζώνη συχνοτήτων Ku. Οι επαναλήπτες CGC μετατρέπουν το σήμα κάτω ζεύξης από την ζώνη Ku που τροφοδοτεί το CGC σε ένα επίγειο σήμα DVB-SH στη ζώνη S ή L, είτε στην ίδια (SFN – single-frequency network) ή σε διαφορετική (MFN – multi-frequency network) ζώνη συχνοτήτων. Ένα εναλλακτικό παράδειγμα κάλυψης είναι η ενιαία δέσμη ηπειρωτικής κάλυψη των ΗΠΑ που υιοθετήθηκε από το Sirius XM, όπου δεν υπάρχει καμία ανάγκη για την εξυπηρέτηση διαφορετικών δεσμών πάνω από την περιοχή κάλυψης.



Σχήμα 4.4: Διαμόρφωση συστήματος MIMO LMS δύο δορυφόρων (dual satellite) με χρήση μονής πόλωσης (single polarized) στον πομπό και τον δέκτη. Πρόκειται για σύστημα 2×2 MIMO με χωρική διαφορικότητα.

Ένα βασικό χαρακτηριστικό για την ανάπτυξη οποιουδήποτε συστήματος MIMO είναι οι βαθμοί ελευθερίας του διαύλου MIMO και η ποικιλομορφία που προσφέρει. Οι πιθανές πηγές διαφορικότητας που μπορούν να αξιοποιηθούν σε ένα δορυφορικό περιβάλλον σχηματίζουν έναν πίνακα του διαύλου MIMO όπως διατυπώνεται στο [25]. Παρακάτω θα επικεντρωθούμε σε δύο τύπους διαφορικότητας, την διαφορικότητα στην πόλωση (polarization diversity) και την χωρική διαφορικότητα (spatial diversity), που οδηγούν σε δύο αντίστοιχες

MIMO διαμορφώσεις LMS συστήματος:

- Σενάριο A: single-satellite/διπλής πόλωσης Σχήμα 4.3 και
- Σενάριο B: dual-satellite / διαμόρφωση μονής-πόλωσης Σχήμα 4.4.

Για τα δύο αυτά δορυφορικά συστήματα MIMO, ένα νέο ενοποιημένο στατιστικό μοντέλο επίγειου δορυφορικού MIMO-LMS διαύλου έχει αναπτυχθεί, το οποίο επεκτείνει το μοντέλο που περιγράφεται στα [26] [27], και δεν έχει υποβληθεί πριν στη βιβλιογραφία. Αυτό το γενικευμένο 2×2 MIMO-LMS μοντέλο διαύλου ενοποιεί και τις δύο περιπτώσεις της διαφορικότητας διπλής-πόλωσης και dual-satellite διαφορικότητας, είναι πλήρως παραμετροποιημένο και μπορεί να εύκολα να τελειοποιηθεί από τη διαθεσιμότητα των πειραματικών δεδομένων.

4.3 Διαμορφώσεις συστημάτων MIMO Satellite

4.3.1 Σενάριο A: single-satellite/διπλής πόλωσης

Στο Σχήμα 4.3, και οι δύο τύποι της κάλυψης (πολλαπλής και μονής δέσμης) προσφέρονται για μία διπλής πόλωσης ανά δέσμη (DPPB – Dual-polarization per beam) αρχιτεκτονική MIMO [26], [28], η οποία αποτελείται από ένα γεωστατικό δορυφόρο με δύο κεραίες εκπομπής δεξιόστροφα και αριστερόστροφα κυκλικά πολωμένες (RHCP – Right Hand Circular Polarized και LHCP – Left Hand Circular Polarized) και ένα κινούμενο τερματικό χρήστη με δύο κυκλικά πολωμένες κεραίες λήψης τοποθετημένες σε κοντινή απόσταση. Η επιλογή της κυκλικής πόλωσης είναι σχετική με αυτά που γνωρίζουμε από τα δορυφορικά συστήματα κινητών επικοινωνιών SISO ώστε να αποφευχθεί η επίδραση της στροφής Faraday (αποπόλωση). Παρ' όλα αυτά, καθώς και οι δύο πολώσεις μεταδίδονται, η στροφή Faraday μπορεί να αφαιρεθεί στον δέκτη λειτουργώντας στο πεδίο της πόλωσης. Θα πρέπει να επισημάνουμε ότι στην πλευρά της δορυφορικής κεραίας, η τροφοδοσία της κεραίας παρέχει δύο γραμμικές πολώσεις. Οι δύο κυκλικές πολώσεις μπορούν στη συνέχεια να ληφθούν απλά με τη χρήση δύο διαφορετικών ορθογωνικών μετατροπέων ώστε να παράγουν ταυτόχρονα τις εισόδους RHCP/LHCP [29]. Για μια δεδομένη ισχύ ωφέλιμου φορτίου η μετάδοση σε δύο διαφορετικές πολώσεις εντός της ίδιας δέσμης έχει το επιπλέον πλεονέκτημα της μείωσης κατά 3 dB την ισχύος χειρισμού (power handling) στο τμήμα υψηλής ισχύος του ωφέλιμου φορτίου

Για να κάνουμε μια σύγκριση μεταξύ των συμβατικών SISO συστημάτων και των συστημάτων MIMO διπλής πόλωσης, έχει υποτεθεί ότι η συνολική ισχύς θα είναι ίδια στα μονής ή διπλής πόλωσης συστήματα. Ενώ η ισχύς δορυφορικής εκπομπής είναι η ίδια με τη χρήση DPPB επιτρέπει τον διπλασιασμό του διαθέσιμου εύρους ζώνης ανά δέσμη. Από την πλευρά του συστήματος και όπως εξηγείται στο [14], υιοθετείται μια αρχιτεκτονική DPPB η οποία οδηγεί σε αυξημένη παρεμβολή μεταξύ των δεσμών (interbeam interference) που εξαρτάται από τον αριθμό των δεσμών και του σχήματος επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να περιορίζεται ο λόγος σήματος-προς-θόρυβο-συν-παρεμβολή (SNIR – Signal to Noise plus Interference Ratio).

Ο σχεδιασμός εκπομπής ενός ωφέλιμου φορτίου (payload transmission) με χρήση πολλαπλής δέσμης εκπομπής για την κάλυψη σε ευρωπαϊκό επίπεδο χρησιμοποιώντας την τεχνική DPPB έχει περιγραφεί από την Ευρωπαϊκή Υπηρεσία Διαστήματος (ESA – European Space Agency) στο [29]. Στο [30], έχει περιγραφεί ο προϋπολογισμός ζεύξης (link budget) για ένα τυπικό σύστημα SDMB στην ζώνη συχνοτήτων S , που περιλαμβάνει είτε το σενάριο των πολλαπλών δεσμών για την περίπτωση της Ευρώπης ή το σενάριο μονής δέσμης για την περίπτωση των ΗΠΑ. Για την περίπτωση των πολλαπλών δεσμών, ο λόγος SNIR στην περίπτωση οπτικής επαφής στα όρια της ακτίνας κάλυψης, για ένα κινούμενου τύπου τερματικό ανέρχεται σε περίπου 11.5 dB.

Στην περίπτωση μονής δέσμης, χάρη στην απουσία της παρεμβολής άλλης δέσμης, ο λόγος SNIR αυξάνεται έως 20 dB.

4.3.2 Σενάριο B: dual-satellite / διαμόρφωση μονής-πόλωσης

Όταν έχουμε κοινή χρήση δύο δορυφόρων, η διαφορικότητα λαμβάνεται από τον γωνιακό διαχωρισμό των δύο δορυφόρων. Στο Σχήμα 15, οι δύο δορυφόροι μεταδίδουν σε μονές πολώσεις (είτε RHCP ή LHCP) με αποτέλεσμα να έχουμε είτε μια κατανεμημένη 2×1 SISO διαμόρφωση (μονή κεραία στο τερματικό) ή ένα κατανεμημένο 2×2 MIMO σύστημα (δύο κεραίες στο τερματικό).

Μια κρίσιμη πτυχή αυτού του σεναρίου είναι ο διαχωρισμός των δύο δορυφόρων σε γεωστατική τροχιά σε σχέση με τη γωνία ανύψωσης και τις ιδιότητες συσχέτισης των καναλιών που σχηματίζονται από τις δύο ζεύξεις μεταξύ γης και διαστήματος. Ωστόσο, το απαγορευτικό σημείο για την εφαρμογή διπλού-δορυφόρου MIMO σε SFN SDMB συστήματα είναι η σχετική καθυστέρηση στην άφιξη των σημάτων που προέρχονται από τους δύο δορυφόρους, η οποία αναμένεται να είναι πολύ μεγαλύτερη για οποιαδήποτε εύρος γωνιακού διαχωρισμού και, λόγω της ευρυζωνικής φύσης της υπηρεσίας, δεν μπορεί να εξουδετερωθεί εκ' των προτέρων στην πλευρά του πομπού. Το αποτέλεσμα είναι ότι η επίτευξη συγχρονισμού και αποκωδικοποίησης των δύο ρευμάτων γίνεται ανέφικτη σε λειτουργία δικτύου SFN. Στην περίπτωση των MFN δικτύων, διαμόρφωση δύο δορυφόρων MIMO δεν έχει ερευνηθεί μέχρι τώρα, κυρίως επειδή απαιτεί δύο δορυφόρους σε ταυτόχρονη προβολή, η οποία οικονομικά θεωρείται η λιγότερο ελκυστική επιλογή.

4.4 Επισκόπηση των μετρήσεων που οδήγησαν στην μοντελοποίηση του MIMO LMS καναλιού

Η πρώτη σειρά MIMO μετρήσεων LMS διεξήχθη στο Guildford, στο Ηνωμένο Βασίλειο, σε συχνότητα 2.45 GHz και περιγράφεται στα [31] και [32]. Για να προσομοιώσουν το δορυφορικό τερματικό, χρησιμοποίησαν μια τεχνητή επίγεια πλατφόρμα που λειτουργούσε ως δορυφορικός πομπός και η οποία εγκαταστάθηκε στην κορυφή ενός λόφου και μετάδιδε σε ένα κινητό όχημα που λειτουργούσε ως ένα κινητό τερματικό. Μεγάλης και μικρής κλίμακας, πρώτης και δεύτερης τάξης στατιστικά στοιχεία καταγράφηκαν, ταυτόχρονα με στατιστικά συσχέτισης στο πεδίο της καθυστέρησης, του χώρου και της πόλωσης. Τα δεδομένα που συλλέχθηκαν οδήγησαν στην ανάπτυξη ενός στατιστικού μοντέλου διαύλου MIMO LMS. Στην ίδια βάση με τα αποτελέσματα στα [31] και [32], ένα νέο ευέλικτο στατιστικό MIMO LMS μοντέλο παρουσιάστηκε στο [27]. Οι βασικές παραδοχές αυτού του μοντέλου, το οποίο είναι σε ευρεία χρήση είναι:

- Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (Large-scale fading) περιγράφονται από μια Λογαριθμική-Κανονική (Lognormal) κατανομή.
- Οι αποσβέσεις μικρής κλίμακας (Small-scale fading) παράγονται χωριστά και προστίθεται στις αποσβέσεις μεγάλης κλίμακας.
- Μια Markov ή semi-Markov διαδικασία χρησιμοποιείται για την μοντελοποίηση της αλλαγής των καταστάσεων του διαύλου (π.χ. καλή / κακή κατάσταση).
- Για κάθε περιβάλλον, ισχύουν διαφορετικές στατιστικές.

Η ενοποίηση της στατιστικής προσέγγισης σε κανάλια MIMO LMS επιχειρείται στο [33].

Ένα δεύτερο σετ αποτελεσμάτων από μετρήσεις σε κανάλια διπλής πόλωσης MIMO LMS ήρθε από την ESA και το ερευνητικό έργο MIMOSA η οποία περιλαμβάνει δύο ξεχωριστά σετ μετρήσεων [34], [35]. Το πρώτο σετ διεξήχθη τον Αύγουστο του 2010 στο Erlangen και τη λίμνη Κωνσταντία και στόχος ήταν η στατιστική

ανάλυση ενός διπλα πολωμένου 2×2 διαύλου MIMO από έναν πραγματικό δορυφόρο στην ζώνη συχνοτήτων S. Συμπληρωματικές μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στο Βερολίνο το Μάρτιο του 2011, χρησιμοποιώντας έναν ψηλό πύργο για την προσομοίωση του δορυφορικού τερματικού με στόχο την λεπτομερή αξιολόγηση των επιλεγμένων σεναρίων ως προς τη συχνοεπιλεκτική (frequency selective) συμπεριφορά του διαύλου και τη γωνία άφιξης των ανακλάσεων στον δέκτη. Στο [36], ένα μοντέλο διαύλου MIMO LMS παραμετροποιείται μέσω ενός φυσικού μοντέλου, βασισμένο στη θεωρία πολλαπλής σκέδασης, το οποίο και ερμηνεύει την εξασθένηση του σήματος και την σκέδαση από τα δέντρα. Επιπλέον, εκτελούνται ηλεκτρομαγνητικοί υπολογισμοί με την μέθοδο των πεπερασμένων διαφορών στο πεδίο του χρόνου (FDTD – Finite Difference Time Domain) για να χαρακτηριστεί ο τρόπος σκέδασης ενός μεμονωμένου δέντρου και για να υπολογιστεί ο πίνακας συσχέτισης ενός MIMO διαύλου με την παρουσία σκίασης (shadowing). Στο [37], παρουσιάζεται η διαδικασία για την ανάπτυξη ενός απλού εμπειρικού στοχαστικού μοντέλου που βασίζεται στη διπλή κυκλική πόλωση του καναλιού MIMO LMS μαζί με αποτελέσματα για τον έλεγχο αξιοπιστίας του μοντέλου σε χαμηλές γωνίες ανύψωσης. Δεδομένης της ευκολίας της παραγωγής μιας αλυσίδας Markov και συσχετισμένων διαλείψεων μικρής και μεγάλης κλίμακας, προτείνεται ως κατάλληλο για δοκιμές συμμόρφωσης των δορυφορικών συστημάτων MIMO.

Η συντριπτική πλειοψηφία των μοντέλων διαύλου MIMO LMS που αναφέρονται παραπάνω βασίζονται σε στατιστική περιγραφή με χρήση μετρήσεων στενής ζώνης (narrowband). Εναλλακτικά, μια εντελώς διαφορετική μοντελοποίηση του διαύλου MIMO LMS παρουσιάζεται στο [38] και αναφέρεται ως μοντέλο Quadriga και βασίζεται στη κατηγορία μοντέλων διαύλου WINNER II [39]. Το WINNER II είναι ένα ευρείας ζώνης μοντέλο, για επίγειες κινητές επικοινωνίες, που βασίζεται σε μια μικτή στατιστική και ντετερμινιστική προσέγγιση. Στο μοντέλο Quadriga η προσέγγιση είναι ανάλογα προσαρμοσμένη στην περίπτωση του δορυφορικού διαύλου επιτρέποντας να ληφθούν υπόψη οι διάφορες επιδράσεις της κεραίας μέσω της μοντελοποίησης της γωνίας άφιξης.

4.4.1 Ενοποιημένο στοχαστικό μοντέλο MIMO LMS

Για τις δύο διαμορφώσεις δορυφορικών συστημάτων MIMO που προαναφέραμε έχει αναπτυχθεί ένα νέο ενοποιημένο στατιστικό μοντέλο συστήματος MIMO LMS που περιγράφεται στο [40]. Η φιλοσοφία της μοντελοποίησης μπορεί να συνοψιστεί ως εξής: Ακόμα και αν δεν υπάρχει κανένα (ή υπάρχουν ελάχιστα) πειραματικά μοντέλα MIMO LMS, στατιστικά μοντέλα διαύλου MIMO LMS μπορούν να κατασκευαστούν στηριζόμενα στις αρχές μοντελοποίησης που επιτρέπουν την ενοποίηση των παραμέτρων όταν μια πληθώρα από σύνολα δεδομένων είναι διαθέσιμα. Στο πλαίσιο αυτό, το προτεινόμενο μοντέλο διαύλου MIMO LMS λαμβάνει υπόψη την υπάρχουσα μεγάλη βιβλιογραφία σχετικά με SISO LMS συστήματα και την μοντελοποίηση MIMO ασύρματου διαύλου καθώς και τα λίγα πειραματικά αποτελέσματα που διατίθενται στο πλαίσιο μετρήσεων MIMO LMS. Ωστόσο, όσα περισσότερα πειραματικά σύνολα δεδομένων είναι διαθέσιμα, τόσο καλύτερη μπορεί να γίνει η παραμετροποίηση. Έμφαση δίνεται στην χαρακτηρισμό του διαύλου κάτω ζεύξης, η οποία είναι, από τον δορυφόρο στο κινητό τερματικό. Λόγω του τοπικού περιβάλλοντος στην περιοχή του κινητού (δηλαδή κυρίως γειτονικά κτίρια ή βλάστηση), η απευθείας ζεύξη μεταξύ του δορυφόρου και του επίγειου κινούμενου τερματικού μπορεί να είναι καθαρή, εν' μέρει καθαρή ή ακόμα και καθόλου καθαρή λόγω των πολλαπλών διαδρομών και της σκίασης. Ο διάυλος που υπόκειται σε διαλείψεις έχει υποτεθεί ότι είναι στενής ζώνης (narrowband), δεδομένου ότι τα φαινόμενα πολυδιαδρομικής διάδοσης (multipath) δεν παρουσιάζουν μεγάλη χρονική διασπορά ([41],[42], [43]). Το παραπάνω ενοποιημένο μοντέλο δεν θα περιγραφεί περαιτέρω καθώς ξεφεύγει από το πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Αναλυτικά στοιχεία όμως μπορεί κανείς να βρεί στο [40].

4.5 Διάδοση ραδιοκυμάτων στην περιοχή του δέκτη

Τα ραδιοκύματα στην περιοχή του δέκτη αλληλεπιδρούν με τα αντικείμενα/σκεδαστές του κοντινού περιβάλλοντός του με αποτέλεσμα να επηρεάζουν το λαμβανόμενο σήμα. Έτσι τα ραδιοκύματα επηρεάζονται από το έδαφος, τη βλάστηση, τα κτίρια και τα οχήματα λόγω της ανάκλασης, της διάθλασης και της σκέδασης. Οι αποσβέσεις που υφίστανται τα χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, τις αποσβέσεις μεγάλης κλίμακας και τις αποσβέσεις μικρής κλίμακας.

Αποσβέσεις μεγάλης κλίμακας Οι αποσβέσεις αυτές οφείλονται κατά κύριο λόγο στις απώλειες διάδοσης στον ελεύθερο χώρο FSL (Free Space Loss) και στο φαινόμενο της σκίασης (shadowing).

- Απώλειες ελευθέρου χώρου

Οι απώλειες ελευθέρου χώρου υπάρχουν σε κάθε ασύρματη ζεύξη. Με τον όρο ελεύθερος χώρος, εννοείται ένα περιβάλλον στο οποίο η ζεύξη δεν παρεμποδίζεται από αντικείμενα, σκεδαστές ή ανακλάσεις, τα οποία μπορούν να απορροφήσουν ή να σκεδάσουν την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία. Σύμφωνα με τη θεωρία της διάθλασης, η διάδοση ελευθέρου χώρου συνεπάγεται καθαρότητα τουλάχιστον του 60% της πρώτης ζώνης Fresnel [44]. Η n-οστή ζώνη Fresnel ορίζεται ως εκείνη η επιφάνεια ελλειψοειδούς εκ περιστροφής με εστίες τα σημεία εκπομπής και λήψης, για την οποία το άθροισμα των αποστάσεων μεταξύ πομπού και δέκτη και ενός σημείου στην επιφάνεια του ελλειψοειδούς υπερβαίνει κατά $n(\lambda/2)$ την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Ο ελεύθερος χώρος θεωρείται ένα ιδανικό-ισοτροπικό μέσο χωρίς άλλες απώλειες και με γραμμική συμπεριφορά. Οι απώλειες διάδοσης ελευθέρου χώρου προκύπτουν από τη σχέση:

$$L_s = \left(\frac{4d}{\lambda}\right)^2 \quad (4.1)$$

όπου d η απόσταση πομπού και δέκτη και λ το μήκος κύματος στη φέρουσα συχνότητα. Η παραπάνω σχέση σε dB γράφεται

$$L_s = 32,4 + 20\log d + 20\log f \quad (4.2)$$

όπου d η απόσταση σε km και f η συχνότητα σε MHz. Λαμβάνοντας υπόψη και το κατευθυντικό κέρδος και τον συντελεστή απόδοσης των κεραιών ο λόγος των ισχύων εκπομπής και λήψης στη ζεύξη προκύπτει

$$\frac{W_r}{W_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_t G_r \quad (4.3)$$

όπου G_t , G_r είναι το κέρδος των κεραιών εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Η προηγούμενη σχέση γνωστή ως εξίσωση του Friis [45], εκφράζεται σε dB υπό τη μορφή

$$L = L_s - G_t - G_r \quad (4.4)$$

- Φαινόμενο σκίασης

Το φαινόμενο της σκίασης (shadowing) προκαλείται από την παρεμπόδιση του σήματος από κτίρια ή αλλά αντικείμενα και έχει ως αποτέλεσμα τη σημαντική εξασθένησή του. Η σκίαση διαρκεί αρκετά δευτερόλεπτα ή και λεπτά και για το λόγο αυτό χαρακτηρίζεται ως φαινόμενο αργών διαλείψεων (slow fading). Ανήκει, επίσης, στην κατηγορία των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας (large scale fading). Ακολουθεί τη λογαριθμοκανονική κατανομή με μέση τιμή μηδέν. Το μέγεθος που χαρακτηρίζει το φαινόμενο της σκίασης είναι η τυπική απόκλιση της κατανομής. Ενδεικτικά, για τις ζώνες συχνοτήτων VHF και

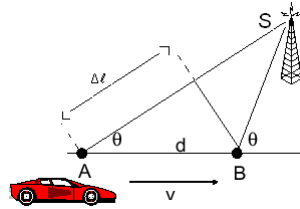
UHF αναφέρονται στη βιβλιογραφία τιμές της τυπικής απόκλισης της τάξεως των 8.3 dB και 12 dB, αντίστοιχα [47].

Αποσβέσεις μικρής κλίμακας Τα κινητά τερματικά συνήθως χρησιμοποιούν κεραιές με μεγάλο εύρος δέσμης (μικρή κατευθυντικότητα) που χαρακτηρίζονται από μικρό βαθμό διάκρισης του απευθείας σήματος από τα σήματα που οφείλονται στο φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Έτσι το σήμα λήψης είναι το διανυσματικό άθροισμα των επιμέρους ανακόμενων περιθλώμενων και σκεδαζόμενων συνιστωσών που καταφθάνουν σε ένα κινούμενο τερματικό.

- Φαινόμενο πολυδιαδρομικής διάδοσης

Το περιβάλλον που υπάρχει μεταξύ του πομπού και του δέκτη αποτελείται από αντικείμενα, κτίρια, αυτοκίνητα και ανθρώπους. Μερικά από αυτά, όπως και ο δέκτης, αλλάζουν θέση κατά τη διάρκεια μιας τηλεπικοινωνιακής σύνδεσης δημιουργώντας ένα δυναμικά μεταβαλλόμενο περιβάλλον, που περιλαμβάνει κινητά εμπόδια και σκεδαστές του σήματος. Έτσι, το σήμα φθάνει στο δέκτη από πολλές διαφορετικές διευθύνσεις, έχοντας ακολουθήσει διαφορετικές διαδρομές. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται πολυδιαδρομική διάδοση [47]. Στην πολυδιαδρομική διάδοση συμβάλλουν τα φαινόμενα της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης. Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που φθάνουν στο δέκτη διαφέρουν ως προς το πλάτος, τη φάση, τη γωνία άφιξης και το χρόνο άφιξης σε σχέση με την απευθείας συνιστώσα. Η πολυδιαδρομική διάδοση έχει ως αποτέλεσμα την εξασθένηση ή την ενίσχυση του σήματος ανάλογα με τον τρόπο συμβολής των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στο δέκτη.

- Το φαινόμενο Doppler



Σχήμα 4.5: Απεικόνιση της περίπτωσης σταθερού πομπού και κινούμενου δέκτη.

Το φαινόμενο Doppler [44] εμφανίζεται στις κινητές τηλεπικοινωνίες όταν είτε ο πομπός, είτε ο δέκτης κινούνται σχετικά μεταξύ τους. Για την ορθότερη περιγραφή του φαινομένου παρατίθεται το Σχήμα 4.5, όπου το κινητό τερματικό κινείται με σταθερή ταχύτητα v μεταξύ των θέσεων A και B, ενώ ταυτόχρονα λαμβάνει σήμα από την απομακρυσμένη πηγή S.

Έστω Δt ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό να φτάσει από την θέση A στη θέση B και θ η γωνία που σχηματίζεται από την κατεύθυνση άφιξης του σήματος και την ταχύτητα του κινητού, τότε η διαφορά δρόμων από τη πηγή προς τα A, B θα είναι

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$$

Η γωνία θ είναι ίδια και στις δύο θέσεις διότι θεωρήσαμε την πηγή S εξαιρετικά απομακρυσμένη και κατ' επέκταση τις S_A και S_B σχεδόν παράλληλες. Δεδομένης λοιπόν της διαφοράς δρόμου του εκπεμπόμενου σήματος η μεταβολή της φάσης στο λαμβανόμενο σήμα θα είναι

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} v \Delta t \cos \theta \quad (4.5)$$

Η ολίσθηση συχνότητας ή ολίσθηση Doppler (D) θα είναι

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= 2\pi\Delta tD \Rightarrow \\ D &= \frac{\Delta\phi}{2\pi\Delta t} \Rightarrow \\ D &= \frac{v}{\lambda} \cos\theta\end{aligned}\quad (4.6)$$

Από τη σχέση 4.6 είναι προφανές ότι όταν για τη γωνία θ ισχύει $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ τότε το συνημίτονο είναι θετικό, το κινητό κινείται προς την πηγή και η ολίσθηση είναι θετική, το αντίθετο συμβαίνει όταν το κινητό απομακρύνεται από την πηγή, τότε το συνημίτονο είναι αρνητικό και η ολίσθηση είναι αρνητική [47] [46].

4.6 Μοντελοποίηση του δορυφορικού διαύλου SISO

Παρακάτω αναφέρονται τα ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά για τη μοντελοποίηση του δορυφορικού διαύλου SISO LMS. Από τα πειράματα που έχουν γίνει μέχρι σήμερα, ο δίαυλος LMS περιλαμβάνει δύο βασικές συνιστώσες Το απευθείας σήμα και το σκεδαζόμενο σήμα που αλληλεπιδρά με τους σκεδαστές κοντά στην περιοχή του κινητού τερματικού. Οι μετρήσεις που έχουν γίνει έχουν εξετάσει μια μεγάλη ποικιλία από περιβάλλοντα διάδοσης όπως αστικά, προαστιακά, με βλάστηση, αγροτικά κλπ, όπου η επίδραση των απευθείας και ανακλώμενων συνιστωσών διαφέρει σημαντικά. Ανάλογα με την ταχύτητα του κινητού τερματικού και το περιβάλλον διάδοσης, ο δίαυλος LMS μπορεί να διακριθεί σύμφωνα ανάλογα με [40]:

- 1) το βαθμό της χρονικής διασποράς (στενής ή ευρείας ζώνης)
- 2) το ρυθμό εναλλαγών του σήματος (πολύ αργή, αργή ή γρήγορες εναλλαγές)
- 3) το συνδυασμό στατιστικών κατανομών (μοντέλα μονής ή πολλαπλής κατάστασης)
- 4) το φάσμα ισχύος Doppler.

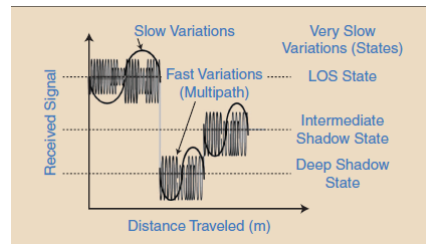
4.6.1 Χρονική Διασπορά

Η πλειονότητα των προσεγγίσεων μοντελοποίησης καναλιών LMS έχει επικεντρώθει σε διαύλους στενής ζώνης, έχει δηλαδή υποθέσει μικρή χρονική διασπορά, αφού (όπως δείχνουν τα υπάρχοντα πειραματικά στοιχεία) αυτή είναι η πιο πιθανή κατάσταση που αντιμετωπίζουμε στην πράξη. Ακόμη και αν υπάρχουν στοιχεία ευρείας ζώνης, το οποίο είναι πιο πιθανό σε συστήματα HAP (High Altitude Platforms), μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα μοντέλο απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης (tapped delay line model) όπου κάθε απομάστευση περιγράφεται από ένα αντίστοιχο μοντέλο στενής ζώνης [40].

4.6.2 Ρυθμοί εναλλαγών σήματος

Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 4.6, υπάρχει μια διαβάθμιση της χρονικής κλίμακας στο κανάλι LMS. Μπορούμε να αναγνωρίσουμε τρεις ρυθμούς εναλλαγών της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος: γρήγορες εναλλαγές (fast variations), αργές (slow variations) και πολύ αργές (very slow variations). Αυτά αντιστοιχούν στην επίδραση της πολυδιαδρομικής διάδοσης (multipath), της σκίασης (large scale) και των απωλειών (very large scale) στο περιβάλλον διάδοσης, αντίστοιχα.

Ειδικότερα οι πολλαπλές διαδρομές παράγονται εξαιτίας των τοπικών σκεδαστών κοντά στο κινητό τερματικό. Η σκίαση είναι μια πολύ πιο αργή διαδικασία εξασθένισης που σχετίζεται άμεσα με το μέγεθος των



Σχήμα 4.6: Ρυθμοί εναλλαγών σήματος του διαύλου LMS.

εμποδίων στο περιβάλλον κοντά στο κινητό τερματικό. Αυτές οι δύο διαδικασίες συνήθως αντιμετωπίζονται στατιστικά. Παρ' όλα αυτά, όταν το κινητό τερματικό ταξιδεύει σε μια μεγάλη περιοχή, η σκίαση και πολυδιαδρομική διάδοση μπορεί να αλλάξει απότομα. Τυπικά, αυτές οι αλλαγές στο περιβάλλον διάδοσης μεγάλης κλίμακας είναι που διαμορφώνουν διαφορετικές καταστάσεις διάδοσης, π.χ., καλές και κακές καταστάσεις που αντιστοιχούν σε LOS/ανοιχτές¹ περιοχές με ελαφριά σκίαση και NLOS /σκιασμένες περιοχές με μεγάλη σκίαση, αντίστοιχα. Για την περιγραφή τους υιοθετείται το μοντέλο της αλυσίδας Markov πρώτης τάξης με βάση το οποίο η πιθανότητα να κινείται το τερματικό σε περιοχή που χαρακτηρίζεται από κατάσταση σκίασης S_i εξαρτάται μόνο από την κατάσταση σκίασης της αμέσως προηγούμενης περιοχής όπου κινούνταν. Αυτοί οι τύποι μοντέλων αναφέρονται ως πολυκαναλικά μοντέλα διαύλων LMS.

Για την βελτίωση της πρόβλεψης, έχει προταθεί το μοντέλο Markov τριών καταστάσεων. Τα τελευταία χρόνια, σε μια προσπάθεια να εδραιωθούν τα μοντέλα με πολλά στάδια, οι ερευνητές επιστρέφουν σε ένα ενισχυμένο μοντέλο δύο καταστάσεων (όχι απαραίτητα να αντιστοιχούν σε συνθήκες LOS και NLOS) για χρήση στην αξιολόγηση της απόδοσης των συστημάτων DVB-SH. Μια πιθανή αδυναμία του μοντέλου Markov πρώτης τάξης είναι ότι η διάρκεια που δαπανάται σε οποιαδήποτε κατάσταση πρέπει να ακολουθεί την εκθετική κατανομή. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε μη ρεαλιστικές διάρκειες, δεδομένου ότι τα αποτελέσματα της έρευνας δείχνουν ελάχιστη διάρκεια προηγούμενης κατάστασης μόλις λίγων μέτρων [40]. Εναλλακτικά, προτείνεται ένα μοντέλο semi-Markov τριών καταστάσεων, όπου η διάρκεια ή, ισοδύναμα, η απόσταση που ξοδεύεται σε κάθε περιοχή ακολουθεί την κατανομή του νόμου της δύναμης, ενώ η διάρκεια της κατάστασης υπό σκίαση ακολουθεί την Lognormal κατανομή. Η ίδια προσέγγιση έχει εγκριθεί και από την ITU-R μέσω της σύστασής της P.681 [48], καθώς και στο μοντέλο που προτάθηκε στο [43]. Οι semi-Markov διαδικασίες χρησιμοποιούνται επίσης στη μοντελοποίηση καναλιών HAP. Η ακολουθία των καταστάσεων καναλιών εκτιμάται τυφλά χρησιμοποιώντας έναν αλγόριθμο αλυσίδας Monte Carlo Markov αναστρέψιμου άλματος [14],[40].

4.6.3 Συνδυασμός στατιστικών κατανομών

Η ακριβής περιγραφή του δορυφορικού διαύλου LMS στενής ζώνης με την βοήθεια στατιστικών κατανομών έχει συγκεντρώσει το ερευνητικό ενδιαφέρον εδώ και κάποια χρόνια. Επειδή μια και μοναδική κατανομή, πολλές φορές, δεν είναι επαρκής για να χαρακτηρίσει τον δορυφορικό δίαυλο, έχει προταθεί μεγάλος αριθμός στατιστικών κατανομών ή και συνδυασμός τους. Μια διάκριση που γίνεται είναι μεταξύ των μοντέλων μονής ή πολλαπλής κατάστασης που χαρακτηρίζονται από συνδυασμό (σταθμισμένο άθροισμα) αρκετών στατιστικών κατανομών. Μια αναλυτική λίστα μοντέλων μονής και πολλαπλής κατάστασης που προτείνονται στη βιβλιογραφία, παρουσιάζονται στους Πίνακες 4.2 , 4.1, αντίστοιχα [40].

¹ Ως ανοιχτό ορίζεται το περιβάλλον διάδοσης όταν το τερματικό κινείται σε περιοχή με σκελετικές που δεν παρεμποδίζουν το απευθείας σήμα και δημιουργούν ελάχιστες και μικρής ισχύος συνιστώσες σήματος λήψης πολυδιαδρομικής διάδοσης (για παράδειγμα περιβάλλον χαμηλής βλάστησης)

Πίνακας 4.1: Στατιστικά μοντέλα πολλαπλών καταστάσεων διαύλου LMS στενής ζώνης.

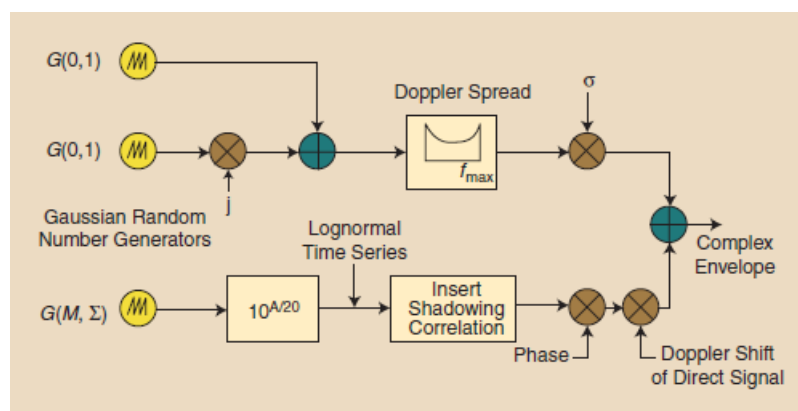
Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών	Σκίαση LOS	Συνολική σκίαση
Rice	lognormal	lognormal
Rice	-	lognormal
Nakagami	-	lognormal
Beckmann	-	lognormal
Loo	-	lognormal
Rice	-	Nakagami

Πίνακας 4.2: Στατιστικά μοντέλα μονής κατάστασης διαύλου LMS στενής ζώνης.

Ελαφρά σκίαση	Μέση σκίαση	Μεγάλη σκίαση
Rice	-	Suzuki
Rice	Rice-lognormal	Rayleigh
Rice	-	Loo
Rice	Loo	Loo
Rice	Loo	Rayleigh
Loo	Loo	Loo
Rice	Rice	Suzuki
Nakagami-Rice	Loo	Rayleigh
Loo	-	Loo

4.6.4 Φάσμα ισχύος Doppler

Η προσομοίωση κάθε μοντέλου διαύλου κινητού τερματικού γίνεται δημιουργώντας χρονοσειρές του λαμβανόμενου σήματος μέσω ενός συνθέτη χρονοσειρών (time-series synthesizer). Ένα τέτοιο κύκλωμα, εφαρμογής της κατανομής Loo, παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.7. Αυτή η αναπαράσταση δεν εξετάζει μόνο την αναπαραγωγή της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος αλλά λαμβάνει επίσης υπόψη τόσο τις γρήγορες διαλείψεις (ο άνω κλάδος του κυκλώματος του Σχήματος 4.7), όσο και τις αργές διαλείψεις (κάτω κλάδος), υποθέτοντας μια σταθερή ταχύτητα του κινούμενου τερματικού.

**Σχήμα 4.7:** Εφαρμογή κυκλώματος του μοντέλου Loo με διαμόρφωση Doppler.

Μια σημαντική βελτίωση στα συστήματα LMS θα μπορούσε να επιφέρει η εισαγωγή της τεχνολογίας MIMO σε αυτά. Σαν αποτέλεσμα αυτού του εγχειρήματος θα ήταν αυξημένοι ρυθμοί μετάδοσης, μεγαλύτε-

ρη χωρητικότητα διαύλου και καλύτερες υπηρεσίες. Το κλειδί της όλης υπόθεσης είναι η συνεργασία μεταξύ της κινητής μονάδας και του δορυφόρου ώστε να διατηρείται η ποιότητα των υπηρεσιών εξασφαλίζοντας έτσι έναν επαρκή σηματοθορυβικό λόγο και να μεγιστοποιείται η φασματική απόδοση.

4.7 Στατιστικές συναρτήσεις πιθανοτήτων για διαφορετικούς τύπους εξασθένησης

Η απόδοση μιας δορυφορικής ζεύξης εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας, τη γεωγραφική θέση, το κλίμα, τη γωνία ανύψωσης κ.λπ. Η αξιοπιστία σύνδεσης ενός δορυφορικού συστήματος επικοινωνίας μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας όπως και σε χαμηλές γωνίες ανύψωσης. Επιπλέον, η τυχαία και απρόβλεπτη φύση της πολυδιαδρομικής διάδοσης αυξάνει την πολυπλοκότητα και την αβεβαιότητα όσον αφορά τον χαρακτηρισμό ενός διαύλου LMS. Ως εκ τούτου, είναι προτιμότερο να περιγράψουμε αυτά τα φαινόμενα με στοχαστικό τρόπο, προκειμένου να αξιολογήσουμε την απόδοση ενός συστήματος LMS. Υπάρχουν διάφορες στατιστικές κατανομές στη βιβλιογραφία που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον χαρακτηρισμό των φαινομένων εξασθένησης σε διαφορετικά περιβάλλοντα διάδοσης ([49], [76]). Γενικά, η εξασθένηση του σήματος μπορεί να χωριστεί στις απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας, που είναι ένα αργά μεταβαλλόμενο σήμα που ακολουθεί Lognormal κατανομή και τις διαλείψεις μικρής κλίμακας, που ακολουθούν Rayleigh ή Rice κατανομή, ανάλογα με την ύπαρξη της ή όχι οπτικής επαφής μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Σε αυτή την ενότητα δίνουμε μια σύντομη επισκόπηση των στατιστικών κατανομών που χρησιμοποιούνται για να μοντελοποιήσουν διαφορετικές περιπτώσεις εξασθένησης σε διαύλους επικοινωνίας LMS.

4.7.1 Rayleigh κατανομή

Στην περίπτωση πολύ πυκνοκατοικημένων περιοχών (π.χ. αστικό περιβάλλον) το μεταδιδόμενο σήμα φθάνει στον δέκτη μέσω διαφορετικών διαδρομών. Το προκύπτον σήμα στον δέκτη λαμβάνεται ως άθροιση αυτών των πολλαπλών διαδρομών που χαρακτηρίζονται από χρονικές μεταβολές, εξασθενήσεις, διαφορετικές καθυστερήσεις και μετατοπίσεις στην φάση. Όταν ο αριθμός των διαδρομών αυξάνει, το άθροισμα τους προσεγγίζει την τυχαία μεταβλητή Gauss, έχοντας ανεξάρτητα πραγματικά και φανταστικά μέρη με μηδενική μέση τιμή και ίση διακύμανση. Το εύρος του σύνθετου σήματος ακολουθεί την κατανομή Rayleigh και οι φάσεις των επιμέρους σημάτων που κατανέμονται ομοιόμορφα στο διάστημα 0 ως 2π . Το λαμβανόμενο σήμα (πραγματικό μέρος) περιγράφεται από την σχέση:

$$R_{Ray} = \sum_{i=1}^n a_i(t) \cos(\omega_c t + \theta_i(t)) \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (4.7)$$

όπου $a_i(t)$ είναι το πλάτος, $i(t)$ είναι η φάση της i th συνιστώσα πολλαπλών διαδρομών και c αντιπροσωπεύει τη γωνιακή συχνότητα του φέροντος. Η αντίστοιχη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) του ληφθέντος σήματος εκφράζεται σύμφωνα με την σχέση:

$$P_{Ray}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp(-r^2/2\sigma^2) \quad (4.8)$$

όπου σ υποδηλώνει την τυπική απόκλιση.

4.7.1.1 Rician κατανομή

Σε περιπτώσεις σεναρίων διάδοσης που υπάρχει οπτική επαφή (LOS) μεταξύ του πομπού και του δέκτη, το σήμα που φθάνει στον δέκτη εκφράζεται ως το άθροισμα της βασικής απευθείας συνιστώσας και ενός μεγάλου

αριθμού ανεξάρτητων εξασθενημένων μη συσχετισμένων συνιστωσών από πολλαπλές διαδρομές. Το λαμβανόμενο σήμα χαρακτηρίζεται από κατανομή Rice και δίνεται περιγράφεται ως εξής:

$$R_{Rice} = C + \sum_{i=1}^n a_i(t) \cos(\omega_c t + \theta_i(t)) \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (4.9)$$

όπου C αντιπροσωπεύει το μέγεθος του σήματος LOS μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Οι υπόλοιπες παράμετροι είναι οι ίδιες με αυτές που περιγράφονται στην κατανομή Rayleigh. Η pdf του λαμβανόμενου σήματος είναι:

$$P_{Rice}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r^2 + C^2)}{2\sigma^2}\right] I_0(rC/\sigma^2) \quad (4.10)$$

όπου I_0 αντιπροσωπεύει την τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης ενώ $C^2/2$ είναι η μέση ισχύς της απευθείας συνιστώσας. Εάν δεν υπάρχει απευθείας συνιστώσα (δηλ. $C = 0$), η παραπάνω σχέση μετατρέπεται στην κατανομή Rayleigh. Ο λόγος της μέσης ισχύος (απευθείας συνιστώσα) προς τη μέση τιμή της ισχύος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι γνωστός ως παράγοντας Rician $K = (a^2)/(2\sigma^2)$ και εκφράζεται σε dB.

4.7.2 Lognormal κατανομή

Εκτός από την απώλεια ισχύος σε ένα σήμα, που οφείλεται στην παρεμπόδιση του σήματος από αντικείμενα μεγάλων διαστάσεων (κτίρια, λόφους κλπ), η βλάστηση και το φύλλωμα των δέντρων είναι ένας άλλος σημαντικός παράγοντας που προκαλεί τη σκέδαση, διασπορά και απορρόφηση των ραδιοκυμάτων. Ως αποτέλεσμα, η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος μεταβάλλεται ανάλογα με τις απώλειες διάδοσης. Αυτή η αλλαγή στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος ονομάζεται σκίαση και συνήθως περιγράφεται με την Lognormal κατανομή. Η σκίαση δημιουργεί «κενά» στις περιοχές κάλυψης και έχει ως αποτέλεσμα την κακή κάλυψη και την κακή αναλογία του λόγου σήματος προς παρεμβολή (CIR – Carrier to Interference Ratio) σε διαφορετικά σημεία. Η pdf του λαμβανόμενου σήματος που επηρεάζεται από τη σκίαση ακολουθεί τη Lognormal κατανομή που περιγράφεται από την σχέση:

$$P_{lognormal}(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma r} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{(\ln r - \mu)}{\sigma}\right)^2\right] \quad (4.11)$$

Όπου μ και σ είναι μέση και τυπική απόκλιση της σκιασμένης συνιστώσας του ληφθέντος σήματος, αντίστοιχα.

4.8 Στατιστικά Μοντέλα δορυφορικού διαύλου SISO

Στις δορυφορικές κινητές επικοινωνίες είναι συνηθισμένη η χρήση διαδορετικών μοντέλων για την αξιολόγηση του διαύλου ή για την πρόβλεψη του σήματος, της χωρητικότητας του διαύλου κ.α. Τα διαθέσιμα στατιστικά μοντέλα για τα διαύλους LMS στενής ζώνης μπορούν να χαρακτηριστούν σε δύο κατηγορίες: μοντέλα μονής κατάστασης (single-state) και μοντέλα πολλαπλών καταστάσεων (multi-state). Τα μοντέλα μονής κατάστασης περιγράφονται με ενιαίες στατιστικές κατανομές και ισχύουν για σταθερά δορυφορικά σενάρια όπου τα στατιστικώς οι δίαυλοι παραμένουν αμετάβλητοι στις περιοχές ενδιαφέροντος. Τα μοντέλα πολλαπλών καταστάσεων χρησιμοποιούνται για να επιδείξουν μη στατικές συνθήκες όπου οι στατιστικές των διαύλων κυμαίνονται σημαντικά σε μεγάλες περιοχές για συγκεκριμένα χρονικά διαστήματα σε μη ομοιόμορφα περιβάλλοντα. Σε αυτή την ενότητα, περιγράφονται μοντέλα διαύλων LMS που έχουν αναπτύχθει μέσω στατιστικών μεθόδων.

4.8.1 Το μοντέλο Loo

Το Loo είναι ένα από τα πιο βασικά στατιστικά μοντέλα LMS και υποθέτει ότι ο επίγειος δέκτης βρίσκεται σε τέτοιο περιβάλλον (π.χ. αγροτική περιοχή, προάστια), ώστε κατά το μεγαλύτερο ποσοστό διάρκειας μιας ζεύξης να υπάρχει ισχυρή LOS συνιστώσα μεταξύ δορυφόρου και επίγειου δέκτη. Η ενδεχόμενη βλάστηση και το περιβάλλον σκεδαστών κατά την LOS διαδρομή προκαλεί εξασθένηση και σκέδαση του σήματος σε αγροτικά περιβάλλοντα με σκίαση, λόγω των δέντρων στο δρόμο. Σε αυτό το μοντέλο η εξασθένηση σκίασης που επηρεάζει το σήμα LOS λόγω του φυλλώματος χαρακτηρίζεται από Lognormal κατανομή και ενώ οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες περιγράφονται από την κατανομή Rice. Το μοντέλο περιγράφει στατιστικά τον διαύλο όσον αφορά την πυκνότητα πιθανότητας και την αρθροιστική κατανομή υπό την προϋπόθεση ότι το φύλλωμα όχι μόνο εξασθενεί αλλά επίσης σκεδάζει τα ραδιοκύματα. Η προκύπτουσα συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας είναι το άθροισμα των συσχετισμένων Lognormal και Rayleigh κατανομών:

$$p(r) \approx \frac{1}{s\sigma^2\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{(\ln z - m)^2}{2s^2} - \frac{r^2 + z^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rz}{\sigma^2}\right) dz \quad (4.12)$$

όπου r είναι το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος, σ^2 είναι η μέση τιμή της λαμβανόμενης ισχύος για την διαδικασία Rice, s είναι η τυπική απόκλιση της Lognormal κατανομής, m είναι η μέση τιμή της και I_0 είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικού βαθμού. Για τιμές του πλάτους μεγαλύτερες από τη τυπική απόκλιση της κατανομής, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Probability Distribution Function- PDF) της

$$p(r) \approx \frac{1}{(s^2\sqrt{2})} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{(\ln z - m)^2}{2s^2} - \frac{(r^2 + z^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rz}{\sigma^2}\right) dz \text{ απλοποιείται στη Lognormal κατανομή:}$$

$$p(r) \approx \frac{1}{sr\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln r - m)^2}{2s^2}\right] \quad (4.13)$$

for $r \gg \sigma$, γίνεται Rayleigh:

$$p(r) \approx \frac{1}{\sigma} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right], \quad (4.14)$$

for $r \ll \sigma$ Για τις άλλες τιμές της του πλάτους η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μπορεί να βρεθεί με ολοκλήρωση της 4.12.

4.8.2 Το μοντέλο Corazza-Vatalaro

Το συγκεκριμένο μοντέλο [50] συνδυάζει τις Rician και Lognormal κατανομές, όμως αυτή τη φορά η σκίαση δεν επηρεάζει μόνο το απευθείας σήμα LOS αλλά και τα σκεδαζόμενα. Έτσι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας αυτού του μοντέλου είναι:

$$p(r) = \int_0^\infty p_{rice}(r | S) p_{lognormal}(S) dS \quad (4.15)$$

όπου $p_{rice}(r | S)$ είναι η Rician PDF για ένα δοσμένο επίπεδο σκίασης S . Αν θεωρήσουμε ότι το τελικό αποτέλεσμα είναι ανάμεσα στην κατανομή Rician, R , και στην κατανομή Lognormal, S , τότε εξαιτίας της ανεξαρτησίας των R και S λαμβάνουμε:

$$p(r) = \int_0^\infty \frac{1}{S} p_{rice}\left(\frac{r}{S}\right) p_{lognormal}(S) dS = \int_0^\infty \frac{1}{R} p_{lognormal}\left(\frac{r}{R}\right) p_{rice}(R) dR \quad (4.16)$$

Συγκρίνοντας τις 4.15 και 4.16 έχουμε:

$$p_{rice}(r | S) = \frac{1}{S} p_{rice}\left(\frac{r}{S}\right) \quad (4.17)$$

Αν θεωρήσουμε ότι η R αντιπροσωπεύει το πλάτος κανονικοποιημένο ως προς τη τετραγωνική ρίζα της συνολικής ισχύος έχουμε:

$$R = \frac{r}{r_{total}} = \frac{r}{\sqrt{2\sqrt{\sigma^2 + c\sigma^2}}} \quad (4.18)$$

όπου r_{total} είναι το πλάτος που αφορά τη συνολική ισχύ, και c είναι ο παράγοντας K της Rician κατανομής τότε λαμβάνουμε:

$$R_{rice}(R) = 2R(c+1) \exp[-R^2(c+1) - c] I_0(2R\sqrt{c(c+1)}) \quad (4.19)$$

Αντικαθιστώντας την 4.19 στην 4.17 υπολογίζουμε τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας. Η συνάρτηση της Lognormal κατανομής δίνεται από τη σχέση:

$$R_{lognormal}(S) = \frac{20}{\sigma S \ln(10) \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{20 \log(S) - m}{\sigma}\right)^2\right] \quad (4.20)$$

Για να εξάγουμε την ακριβή αθροιστική συνάρτηση κατανομής (CDF-Cumulative Distribution Function) αντικαθιστούμε τις 4.19 και 4.20 στην 4.16:

$$\begin{aligned} P(r \leq R) &= \int_0^R \int_0^\infty p_{rice}(r | S) p_{lognormal}(S) dS dr = \int_0^\infty p_{lognormal}(S) \int_0^R p_{rice}(r | S) dr dS \\ &= 1 - \int_0^\infty p_{lognormal}(S) \left[\int_R^\infty p_{rice}(r | S) dr \right] dS = 1 - E_S \left\{ \int_R^\infty p_{rice}(r | S) dr \right\} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Η ολοκλήρωση της Rician κατανομής μπορεί να εκφραστεί με τη συνάρτηση Marcum Q:

$$\int_R^\infty p_{rice}(r | S) dr = Q(\sqrt{2c}, \frac{R}{S} \sqrt{2(c+1)}) \quad (4.22)$$

με τη συνάρτηση Marcum Q να δίνεται από τη σχέση:

$$Q(a, b) = \int_0^\infty x \exp\left[-\frac{x^2 + a^2}{2}\right] I_0(ax) dx \quad (4.23)$$

Τελικά η CDF του μοντέλου Corazza-Vatalaro εκφράζεται από την παρακάτω σχέση:

$$P(r \leq R) = 1 - E_S \left\{ Q(\sqrt{2c}, \frac{R}{S} \sqrt{2(c+1)}) \right\} \quad (4.24)$$

4.8.3 Το μοντέλο Suzuki

Ένα επιπλέον στατιστικό μοντέλο που εφαρμόζεται και σε επίγειες κινητές επικοινωνίες και χαρακτηρίζεται από Rayleigh και Lognormal κατανομές είναι γνωστό ως μοντέλο Suzuki ([51]). Αυτό το μοντέλο είναι κατάλληλο για τον χαρακτηρισμό τυχαίων μεταβολών του σήματος σε διαφορετικούς τύπους αστικών περιβαλλόντων και περιγράφεται από την σχέση:

$$p(S) = \frac{1}{S \sigma_{Np} \sqrt{2\pi}} \exp[-(\ln S - m_{Np})^2 / (2\sigma_{Np}^2)] = \frac{8,686}{S \sigma_{db} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(20 \log S - m_{db}) \wedge 2}{2\sigma_{db}^2}\right] \quad (4.25)$$

όπου σ είναι η τυπική απόκλιση της Lognormal κατανομής είτε σε Nepers (ln) ή σε dB, και m είναι η μέση τιμή της. Αυτές οι μεταβολές του S υπολογίζονται χρησιμοποιώντας την παρακάτω σχέση:

$$p(r) = \int_0^\infty p(r | S) p(S) dS = \frac{8,686r}{\sigma_{db}} \int_0^\infty \frac{1}{S^3} \exp\left[-\frac{(20 \log S - m_{db}) \wedge 2}{2\sigma_{db}^2}\right] \exp\left[-\frac{r^2}{2S^2}\right] dS \quad (4.26)$$

4.8.4 Το μοντέλο Lutz

Το μοντέλο Lutz είναι στατιστικό μοντέλο δύο καταστάσεων (καλής και κακής κατάστασης) βασισμένο σε δεδομένα που λαμβάνονται από μετρήσεις σε διάφορα μέρη της Ευρώπης, για γωνίες ανύψωσης μεταξύ 13° και 43° , και είναι κατάλληλες για τον χαρακτηρισμό της διάδοσης σε αστικές και προαστιακές περιοχές [52]. Η καλή κατάσταση αντιπροσωπεύει την κατάσταση LOS στην οποία το λαμβανόμενο σήμα ακολουθεί την κατανομή του Rician με τον συντελεστή R του Rice που εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας και τη γωνία ανύψωσης του δορυφόρου. Στη κακή κατάσταση το απευθείας σήμα είναι εξολοκλήρου σκιασμένο και ο δέκτης συλλέγει μόνο τα σκεδαζόμενα κύματα. Το σήμα ακολουθεί τότε τη Rayleigh κατανομή, αλλά η μέση του τιμή είναι κατανομημένη σύμφωνα με την διαδικασία Lognormal. Μια άλλη σημαντική παράμετρος αυτού του μοντέλου είναι το ποσοστό του χρόνου της σκίασης «A», ή η απόσταση που ο δίαυλος βρίσκεται σε κακή κατάσταση ή όπως συχνά αποκαλείται ο παράγοντας σκίασης. Επομένως, η pdf της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να γραφεί ως εξής ([52]):

$$p(S) = (1 - A) p_{\text{rice}}(S) + A \int_0^\infty p_{\text{rayleigh}}(S | S_0) p_{\text{lognormal}}(S_0) dS_0 \quad (4.27)$$

Οι τιμές των παραμέτρων A, K, μέσων τιμών, διακυμάνσεων και των σχετικών πιθανοτήτων προέρχονται από δεδομένα μετρήσεων για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης, τύπους κεραιών και περιβάλλοντα διάδοσης. Περισσότερες λεπτομέρειες μπορούν να βρεθούν στο [52]. Οι μεταβάσεις μεταξύ δύο καταστάσεων περιγράφονται από την αλυσίδα Markov πρώτης τάξης όπου η μετάβαση από μία κατάσταση στην άλλη εξαρτάται μόνο από την τρέχουσα κατάσταση. Για το μοντέλο Lutz δύο καταστάσεων, οι πιθανότητες P_{ij} ($i, j = g, b$) αντιπροσωπεύουν μεταβάσεις από την κατάσταση i στην κατάσταση j , ανάλογα αν ο δίαυλος είναι σε καλή (g) ή κακή (b) κατάσταση.

Οι πιθανότητες μετάβασης μπορούν να προσδιοριστούν και προς τις μέσες αποστάσεις D_g και D_b σε μέτρα, κατά τα οποία το σύστημα παραμένει σε καλή και σε κακή κατάσταση, αντίστοιχα.

$$P_{gb} = vR/D_g \quad P_{bg} = vR/D_b$$

όπου v είναι η ταχύτητα του κινητού τερματικού σε m/s, και R είναι ο ρυθμός δεδομένων μετάδοσης σε bits/s.

Δεδομένου ότι το άθροισμα των πιθανοτήτων σε οποιαδήποτε κατάσταση είναι ίσο με την μονάδα, έτσι $P_{gg} = 1 - P_{gb}$ και $P_{bb} = 1 - P_{bg}$. Το ποσοστό του χρόνου της σκίασης μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$A = \frac{D_b}{(D_b + D_g)}$$

Η παράμετρος A σε αυτό το μοντέλο είναι ανεξάρτητη από την ταχύτητα των δεδομένων και την ταχύτητα του κινητού. Για διαφορετικά μοντέλα καναλιών, το χρονικό τμήμα της σκίασης λαμβάνεται σύμφωνα με τις διαθέσιμες συνθήκες διάδοσης και τις παραμέτρους της. Για παράδειγμα, στο [53], το χρονικό τμήμα της σκίασης υπολογίζεται λαμβάνοντας υπόψη τις κατανομές του ύψους των κτιρίων, το πλάτος του δρόμου κ.λπ.

Κεφάλαιο 5

Μετρήσεις δορυφορικού διαύλου με χρήση πολλαπλών κεραιών

5.1 Εισαγωγή

Όπως έχει αναφερθεί και στα προηγούμενα κεφάλαια, η έλευση των συστημάτων MIMO αύξησε τις δυνατότητες των ασύρματων επικοινωνιών, δίνοντάς τους την ικανότητα να πετύχουν μεγαλύτερες χωρητικότητες και φασματικά αποδοτικές υπηρεσίες. Εκτός από τα επίγεια δίκτυα, οι τεχνικές MIMO μπορούν επίσης να εφαρμοστούν σε δορυφορικά συστήματα με αξιόλογες προοπτικές. Συγκεκριμένα, τα συστήματα επίγειων κινητών δορυφορικών επικοινωνιών (LMS) μπορούν να επωφεληθούν από τις τεχνικές MIMO έτσι ώστε να καταστείουν τα φαινόμενα έντονων διαλείψεων, να εξαλείψουν τα φαινόμενα εξασθένισης και να επιτύχουν μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης. Ο χαρακτηρισμός ενός διαύλου MIMO LMS μέσω μετρήσεων είναι γενικά ένα δύσκολο και δαπανηρό εγχείρημα. Μετρήσεις και μοντέλα κυρίως για SISO LMS διαύλους έχουν πραγματοποιηθεί στα [40], [54], ενώ αρκετά ενδελεχείς ανασκοπήσεις που αφορούν δορυφορικούς διαύλους MIMO μπορεί κανείς να βρεί στα [17] και [55] καθώς και στις εκεί παραπομπές. Ως συμπληρωματική της χωρικής διαφορικότητας, η διαφορική πόλωση, έχει την δυνατότητα να ξεπεράσει τους περιορισμούς στον χώρο (πολλές κεραιές σε μικρή απόσταση) κυρίως στο δορυφορικό τερματικό, που μπορεί να οδηγήσει τον δίαυλο σε αυξημένη χωρική συσχέτιση. Συνεπώς, ο δίαυλος MIMO LMS διπλής πόλωσης (dual-polarized), θεωρείται μια πρακτική επιλογή, παρέχοντας αυξημένο κέρδος πολυπλεξίας [28]. Μέχρι στιγμής υπάρχουν αρκετές προσπάθειες μετρήσεων στη διεθνή βιβλιογραφία που έχουν ασχοληθεί με τον χαρακτηρισμό διαύλου MIMO LMS. Ωστόσο, μόνο λίγες από αυτές αφορούν διπλά πολωμένους διαύλους MIMO όπου πρόσφατα τέτοια σενάρια μετρήσεων έχουν αποκτήσει μεγάλο ενδιαφέρον [56], [57].

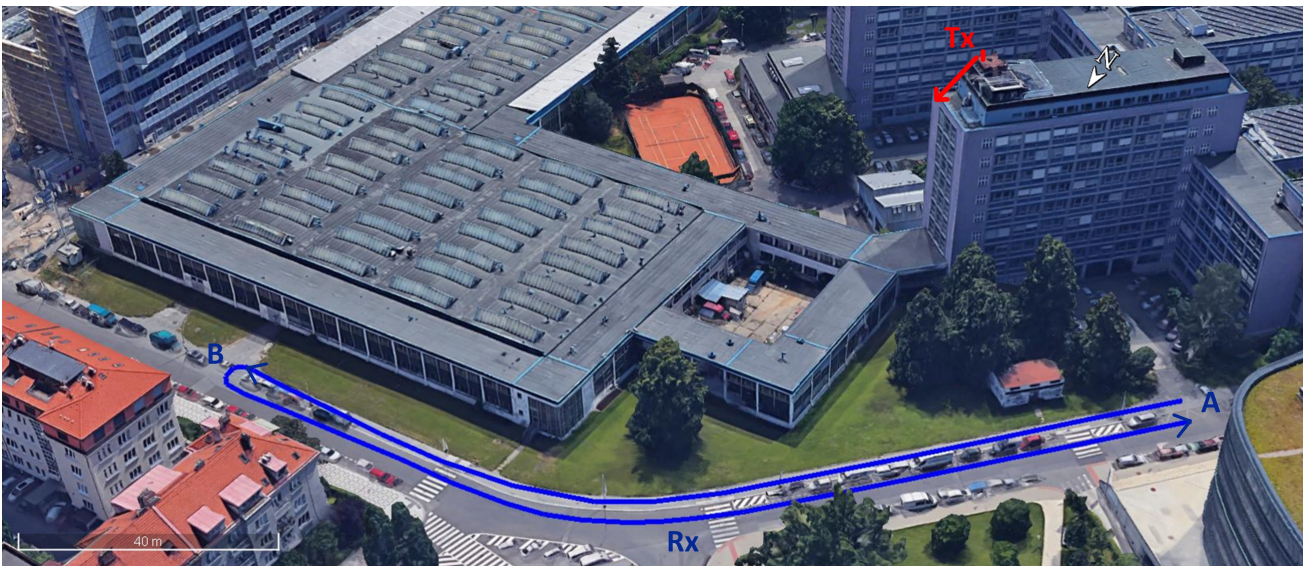
Επομένως είναι πολύ σημαντική η πραγματοποίηση μετρήσεων και ο χαρακτηρισμός ενός διαύλου MIMO LMS με χρήση κεραιών διπλής πόλωσης. Επιπλέον, θα ήταν χρήσιμη η σύγκριση των αποτελεσμάτων ενός διαύλου MIMO LMS διαφορικής πόλωσης (polarization diversity) με ένα «τυπικό» σύστημα MIMO με χωρικά διαχωρισμένες κεραιές στον πομπό και στον δέκτη (spatial diversity). Ο σκοπός αυτής της ενότητας είναι να περιγράψει τις μετρήσεις και τα σενάρια λαμβάνοντας υπόψη τις προαναφερθείσες διαμορφώσεις MIMO και να συγκρίνει τα αποτελέσματά τους. Εκτός από την τυπική χωρητικότητα του διαύλου, θα εξαχθούν εναλλακτικές παράμετροι που περιγράφουν ποσοτικά την δυνατότητα πολυπλεξίας του διαύλου. Τέτοιες παράμετροι έχουν προσδιοριστεί και μελετηθεί μέχρι στιγμής μόνο για επίγεια συστήματα MIMO. Επιπλέον, είναι πολύ χρήσιμος ο στατιστικός χαρακτηρισμός του διαύλου MIMO LMS διπλής πόλωσης, εξάγοντας τους πίνακες συσχέτισης του διαύλου και συγκρίνοντας τα αποτελέσματα με στατιστικά μοντέλα από την υπάρχουσα βιβλιογραφία. Όλες οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στο ίδιο αστικό περιβάλλον, μετρώντας τον δίαυλο στην κάτω-ζεύξη (downlink) εξομοιώνοντας τον δορυφόρο είτε τοποθετώντας τον πομπό σε ένα υψηλό κτίριο, ή εναλλακτικά

σε ένα αερόπλοιο. Σε όλες τις περιπτώσεις μετρήθηκαν συνθήκες διάδοσης οπτικής (LOS) όσο και μη οπτικής επαφής (NLOS).

5.2 Σενάρια και περιβάλλον μετρήσεων

Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στην Πράγα τον Μάρτιο του 2015 και εξετάστηκαν διαφορετικά σενάρια διαμόρφωσης κεραιών καθώς και συνθηκών διάδοσης. Όλες οι μετρήσεις διεξήχθησαν σε αστικό περιβάλλον.

Το πρώτο σενάριο μέτρησης (P1) διεξήχθη σε περιβάλλον πεζής κίνησης (pedestrian), με τον πομπό σταθερό επάνω σε ένα ψηλό κτίριο, ώστε να προσομοιώνει τον δορυφόρο, ενώ ο δέκτης ήταν κινούμενος κατά μήκος του πεζοδρομίου όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.1. Η κεραία του πομπού ήταν τοποθετημένη σε ύψος 55 m πάνω από το έδαφος και προσανατολίστηκε ευθεία στο δρόμο και με κλίση ελαφρώς προς τα κάτω (περίπου 20°) ώστε να καλύπτει την περιοχή που κινείται ο δέκτης (βλ. το κόκκινο βέλος στο Σχήμα 5.1). Η διαδρομή του δέκτη ξεκινά από το Σημείο A, κινείται κατά μήκος του πεζοδρομίου μέχρι το Σημείο B, όπου κάνει αναστροφή και επιστρέφει στο Σημείο A, κινούμενος πάνω στον δρόμο. Η κεραία του δέκτη ήταν τοποθετημένη σε τρίποδο σε ύψος 1.7 m πάνω από το έδαφος. Το όλο υποσύστημα του δέκτη ήταν τοποθετημένο σε τρόλεϊ, κινούμενο με σταθερή ταχύτητα 0.5 m/s, κατά μήκος της προκαθορισμένης διαδρομής επάνω στο πεζοδρόμιο πλάτους περίπου 2.5 m και απείχε περίπου 5-7 m μακριά από το κοντινότερο κτίριο.



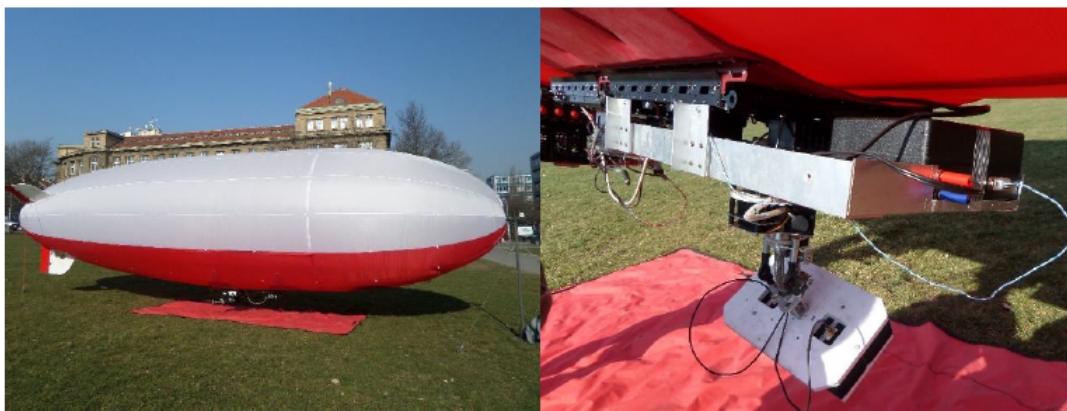
Σχήμα 5.1: Περιβάλλον μετρήσεων και διαδρομή που καλύπτει ο δέκτης για τα σενάρια μέτρησης P1 και P2. Το κόκκινο βελάκι δείχνει την θέση προσανατολισμού του πομπού.

Η συγκεκριμένη διαδρομή περιβάλλεται από διαφορετικού ύψους κτίρια, ανοιχτούς χώρους, δέντρα (τα φύλλα ήταν πεσμένα εκείνη την εποχή), ψηλούς πυλώνες φωτισμού καθώς και άλλους σκελεταστές. Κοντά στην θέση του πομπού υπήρχε κτίριο ύψους 25-30 m, με γυάλινα πάνελς και έναν ανοιχτό χώρο μπροστά του με θάμνους, καθώς και ένα μικρό πάρκο με δέντρα παρακάτω. Ο δρόμος διπλής κατεύθυνσης (πλάτους 8 m) που φαίνεται και στο Σχήμα 5.1, παρουσιάζει μια ελαφρά στροφή και οδηγεί τον δέκτη σε συνθήκες μη οπτικής επαφής. Από την δεξιά πλευρά του υπάρχει ένα κτίριο ύψους περίπου 15 m ενώ από την αριστερή πλευρά υπήρχε μπλόκ κτιρίων με κεκλιμένες στέγες και ύψους 25 m. Το σενάριο P1 περιλαμβάνει δύο κεραιές στο πομπό, καθώς και μια διπλά πολωμένη συνεγκατεστημένη (collocated) κεραία στον δέκτη έχοντας ένα δίαυλο 2×2 MIMO με διαφορετική πόλωση.

Το δεύτερο σενάριο (P2) πραγματοποιήθηκε ακριβώς στο ίδιο περιβάλλον που περιγράψαμε πιο πάνω έχοντας τον πομπό στην ίδια θέση και τον δέκτη να κινείται κατά μήκος της ίδιας διαδρομής. Στην περίπτωση

όμως του σεναρίου P2 αντικαταστάθηκαν οι κεραίες του πομπού και του δέκτη. Τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη τοποθετήθηκαν χωρικά διαχωρισμένα μονόπολα, οδηγώντας σε ένα κλασσικό δίαυλο 2×2 MIMO με χωρικό διαφορισμό. Και στα δύο σενάρια, η διαδρομή που διανύει ο δέκτης περιλαμβάνει συνθήκες διάδοσης LOS και NLOS, ενώ η συνολική καλυπτόμενη απόσταση ήταν περίπου 300 m. Η πραγματική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη κυμαινόταν μεταξύ 57 και 124 m, διατηρώντας σχετικά χαμηλές γωνίες ανύψωσης, μεταξύ 20° και 60°.

Στην συνέχεια πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις, σε παρόμοιο αστικό περιβάλλον, με σταθερό τον δέκτη στο έδαφος ενώ ο πομπός ήταν τοποθετημένος στο κάτω μέρος ενός αερόπλοιου (βλ. Σχήμα 5.2) που υπερίπταται σε ύψος περίπου 200 m πάνω από το έδαφος κινούμενο σε προκαθορισμένη τροχιά γύρω από την θέση του δέκτη. Το αερόπλοιο ήταν τηλεχειριζόμενο και κινούνταν με σταθερή ταχύτητα περίπου 5.8 m/s. Το αερόπλοιο ήταν εξοπλισμένο με αισθητήρα GPS για να διευκολύνει τους υπολογισμούς της απόστασης και για να επιτρέψει την άμεση στόχευση των κεραιών πομπού και δέκτη κατά τη διάρκεια της πτήσης με τη χρήση ενός ρυθμιστή θέσης προσαρτημένου στο κάτω μέρος του [58].



Σχήμα 5.2: Το αερόπλοιο που χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις με προσαρτημένο τον πομπό στο κάτω μέρος του, προσομοιώνοντας τον δορυφόρο.

Πραγματοποιήθηκαν τέσσερα διαφορετικά σενάρια μετρήσεων (A1, A2, A3 και A4) όπου σε κάθε σενάριο ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε διαφορετικές θέσεις. Σε όλες τα σενάρια ο δέκτης ήταν σταθερός και η κεραία τοποθετημένη σε ύψος 1.7 m πάνω από το έδαφος. Όλα τα παραπάνω σενάρια περιλαμβάνουν δύο κεραίες στο πομπό καθώς και μια διπλά πολωμένη συνεγκατεστημένη (collocated) κεραία στον δέκτη έχοντας ένα δίαυλο 2×2 MIMO με διαφορετική πόλωση.

Στο σενάριο A1 ο δέκτης ήταν τοποθετημένος στο πεζοδρόμιο στην δεξιά πλευρά του δρόμου δίπλα ακριβώς σε κτίριο ύψους 22 m, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.3. Ο δέκτης περιβάλλεται από παρόμοια κτίρια ιδίου ύψους σχηματίζοντας ένα «φαράγγι» (canyon) πλάτους περίπου 25 m. Η συγκεκριμένη διαδρομή του αερόπλοιου, που φαίνεται στο Σχήμα 5.4 (α), είχε ως αποτέλεσμα την μέτρηση συνθηκών διάδοσης τόσο LOS όσο και NLOS. Η πραγματική απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη κυμαινόταν μεταξύ 200 και 520 m διατηρώντας γωνίες ανύψωσης μεταξύ 20° και 90°.

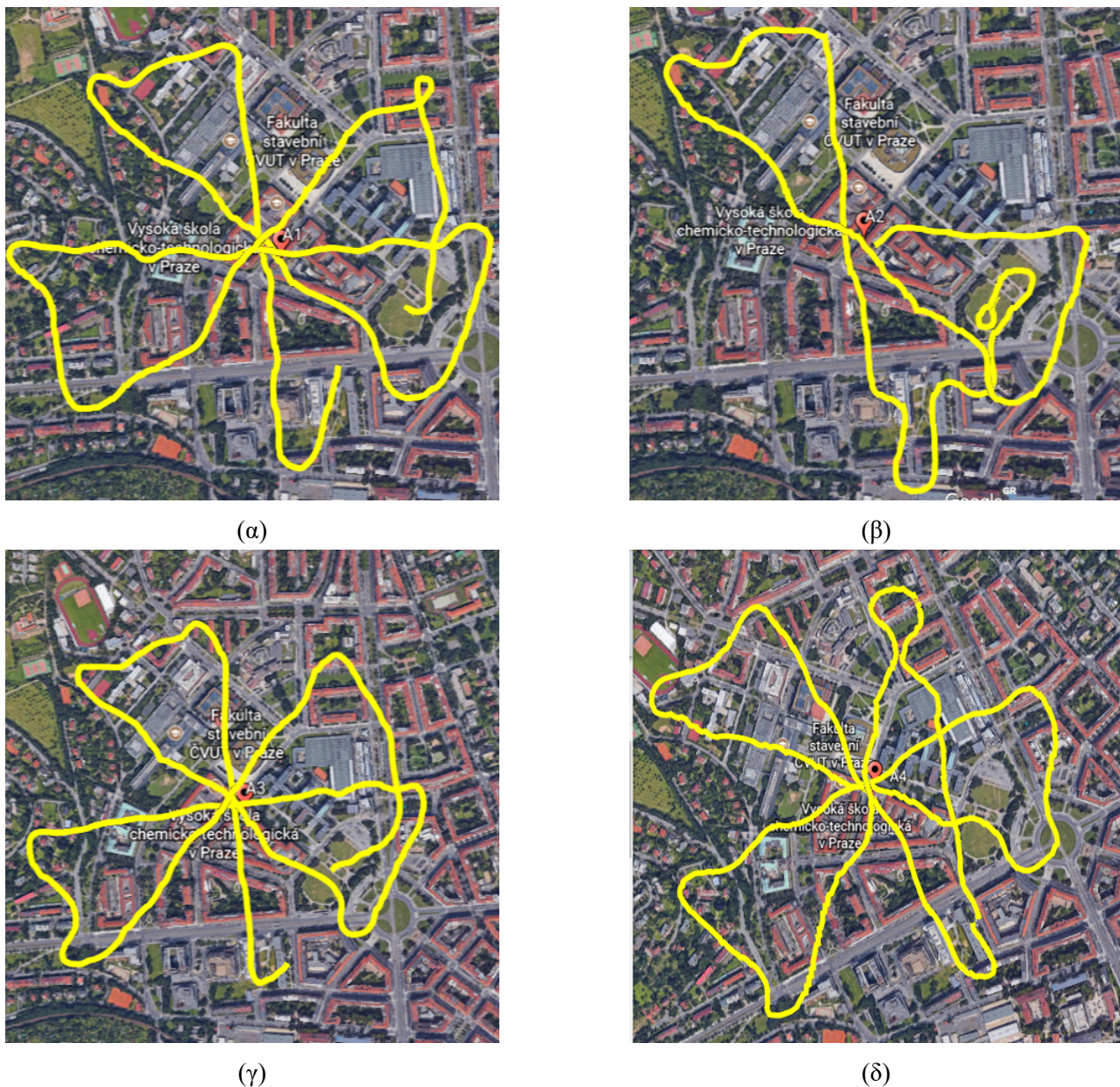
Στο σενάριο A2 ο δέκτης ήταν τοποθετημένος στην μέση του δρόμου, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.3. Ο δέκτης περιβάλλεται και σε αυτό το σενάριο από κτίρια ύψους 22 m, τα οποία σχηματίζουν ένα «φαράγγι» (canyon) πλάτους περίπου 25 m. Όπως και πριν έτσι και σε αυτό το σενάριο η διαδρομή του αερόπλοιου είχε ως αποτέλεσμα την μέτρηση συνθηκών διάδοσης τόσο LOS όσο και NLOS. Η πραγματική απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη κυμαινόταν μεταξύ 208 και 500 m διατηρώντας γωνίες ανύψωσης μεταξύ 20° και 88°. Η διαδρομή του αερόπλοιου φαίνεται στο Σχήμα 5.4 (β).

Στα σενάρια A3 και A4 ο δέκτης ήταν τοποθετημένος στο τέλος του δρόμου στη διασταύρωση όπως φαίνε-



Σχήμα 5.3: Σημεία τοποθέτησης του δέκτη για διαφορετικά σενάρια μετρήσεων (A1, A2, A3 και A4).

ται και στο Σχήμα 5.3. Στην θέση A3 ο δέκτης ήταν τοποθετημένος στη γωνία που σχηματίζουν τα κτίρια επάνω στο πεζοδρόμιο. Στο σενάριο A3 υπάρχουν δεξιά της κεραίας του δέκτη κτίρια 22 m με κεκλιμένες στέγες, ενώ διαγώνια απέναντι βρίσκεται ένα κτίριο επενδυμένο με γυάλινα πάνελς και στρογγυλές γωνίες. Για το σενάριο A4, η κεραία του δέκτη είναι τοποθετημένη στη μέση του ίδιου δρόμου σε ανοιχτό χώρο. Η απόσταση πομπού-δέκτη κυμαινόταν μεταξύ 200 και 520 m για το σενάριο A3 και 190-530 m για το σενάριο A4 με γωνίες ανύψωσης μεταξύ 20° και 90° και για τα δύο σενάρια. Η διαδρομή του αερόπλοιου τόσο για το σενάριο A3 όσο και για το A4 είχε ως αποτέλεσμα την μέτρηση συνθηκών διάδοσης τόσο LOS όσο και NLOS, η διαδρομές φαίνονται στα Σχήματα 5.4 (γ), 5.4 (δ).



Σχήμα 5.4: Διαδρομές του πομπού για τα σενάρια (α) A1, (β) A2, (γ) A3 και (δ) A4.

5.3 Το σύστημα μετρήσεων

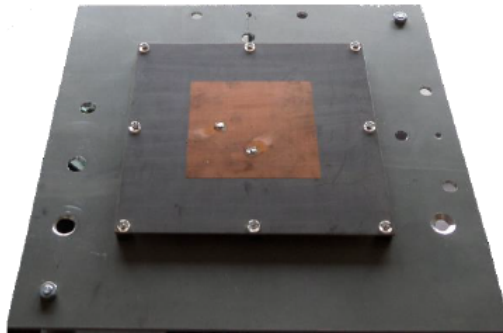
Στα σενάρια μέτρησης P1, A1, A2, A3 και A4 ο πομπός που χρησιμοποιήθηκε περιελάμβανε δύο σπειροειδείς κεραίες. Η μία ήταν δεξιόστροφα γραμμικά πολωμένη (RHCP – Right hand circularly polarized) και η δεύτερη αριστερόστροφα γραμμικά πολωμένη (LHCP – Left hand circularly polarized) και εξέπεμπαν σήματα συνεχούς κύματος (CW) σε συχνότητες 2.00106 και 2.00086 GHz, αντίστοιχα, με σταθερή ισχύ εξόδου 27 dBm η καθεμιά. Οι δύο κεραίες ήταν τοποθετημένες σε απόσταση 12 cm (ή 0.8λ) μεταξύ τους, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.5.

Τα εκπεμπόμενα σήματα λαμβάνονταν από μία κεραία διπλά πολωμένη. Η κεραία αυτή αποτελείται από μια διπλά γραμμικά πολωμένη τετραγωνική τυπωμένη κεραία (patch) και έναν υβριδικό συζεύκτη που μετατόπιζε τις λαμβανόμενες ορθογωνικά γραμμικά πολωμένες συνιστώσες κατά 90° σε φάση ώστε να δημιουργήσει σήματα RHCP και LHCP. Η κεραία του δέκτη απεικονίζεται στο Σχήμα 5.6.

Επομένως χρησιμοποιώντας την συγκεκριμένη κεραία στο δέκτη καταγράφονταν τόσο τα σήματα με την ί-



Σχήμα 5.5: Οι σπειροειδείς κεραιές που χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό.

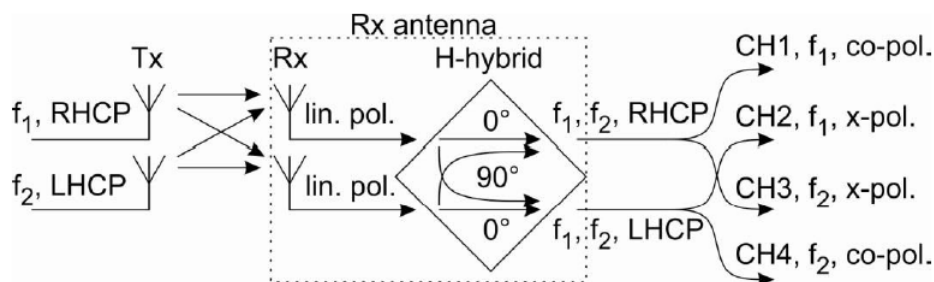


Σχήμα 5.6: Η διπλά γραμμικά πολωμένη τετραγωνική κεραιά patch που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη.

δια πόλωση (co-polar) όσο και αυτά με αντίθετες πολώσεις (cross-polar), επιτρέποντας έτσι μετρήσεις διπλά πολωμένου διαύλου 2×2 MIMO. Ως εκ τούτου μετρήθηκαν τέσσερα διαφορετικά σήματα (συνιστώσες):

- 1) μεταδιδόμενο σήμα RHCP και λαμβανόμενο σήμα RHCP (συνιστώσα RR)
- 2) μεταδιδόμενο σήμα LHCP και λαμβανόμενο σήμα RHCP (συνιστώσα LR)
- 3) μεταδιδόμενο σήμα RHCP και λαμβανόμενο σήμα LHCP (συνιστώσα RL)
- 4) μεταδιδόμενο σήμα LHCP και λαμβανόμενο σήμα LHCP (συνιστώσα LL)

Ο τρόπος διαχωρισμού των σημάτων στον δέκτη απεικονίζεται αναλυτικά στο Σχήμα 5.7.



Σχήμα 5.7: Σύστημα μετρήσεων με τη χρήση υβριδικού συζεύκτη στον δέκτη και ο τρόπος διαχωρισμού των μετρούμενων συνιστωσών για τα σενάρια P1, A1, A2, A3 και A4.

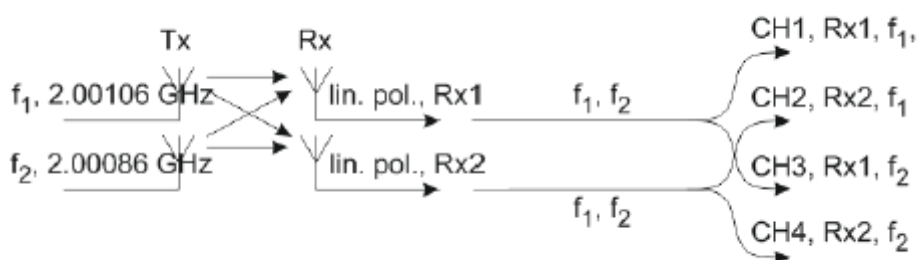
Στο σενάριο P2 χρησιμοποιήθηκαν διαφορετικού τύπου κεραιές σε σχέση με τα υπόλοιπα σενάρια. Τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη χρησιμοποιήθηκαν δύο χωρικά διαχωρισμένα μονής πόλωσης μονόπολα ($\lambda/4$ με ράβδους γείωσης) τοποθετημένα σε απόσταση 34 cm μεταξύ τους (2.3λ) και στερεωμένα επάνω σε μια βάση από πλάκα Styrofoam όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.8. Το κάθετο στοιχείο κάθε μονόπολου ήταν τοποθετημένο

κάθετα στην βάση, ενώ η βάση ήταν παράλληλη με το έδαφος. Το διάγραμμα ακτινοβολίας κάθε μονόπολου είναι όμοιοκατευθυντικό στο οριζόντιο επίπεδο με ελαφρές ταλαντώσεις που δεν ξεπερνούν τα 3 dB. Η βάση Styrofoam ήταν αναρτημένη πάνω σε ένα τρίποδο και οι κεραίες του πομπού βρίσκονταν στην ίδια θέση όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1 και σε ύψος 55 m από το έδαφος. Ομοίως οι κεραίες του δέκτη βρίσκονταν σε ύψος 1.7 m από το έδαφος ενώ το όλο υποσύστημα του δέκτη ήταν τοποθετημένο σε τρόλεϊ, κινούμενο με σταθερή ταχύτητα 0.6 m/s, κατά μήκος της ίδιας προκαθορισμένης διαδρομής όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.8: Ενδεικτική απεικόνιση ενός μονόπολου που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό και στον δέκτη.

Το κάθε μονόπολο στον πομπό εκπέμπει σήμα συνεχούς κύματος (CW) με σταθερή ισχύ εξόδου 27 dBm. Το πρώτο μονόπολο εκπέμπει σε συχνότητα 2.00106 GHz (f_1) ενώ το δεύτερο εκπέμπει σε συχνότητα 2.00086 GHz (f_2). Ο διαχωρισμός και η καταγραφή των εκπεμπόμενων σημάτων στον δέκτη γίνεται συχνοτικά και απεικονίζεται αναλυτικά στο Σχήμα 5.9.



Σχήμα 5.9: Σύστημα μετρήσεων του δέκτη και ο τρόπος διαχωρισμού των μετρούμενων συνιστωσών για το σενάριο P2.

Η διαμόρφωση με χρήση δύο κεραιών, χωρικά διαχωρισμένων, στον πομπό και στον δέκτη, επιτρέπει μετρήσεις ενός διαύλου 2×2 MIMO με τυπικό χωρικό διαφορισμό. Βάσει αυτής της διαμόρφωσης μετρήθηκαν τέσσερα διαφορετικά σήματα (συνιστώσες), όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.9:

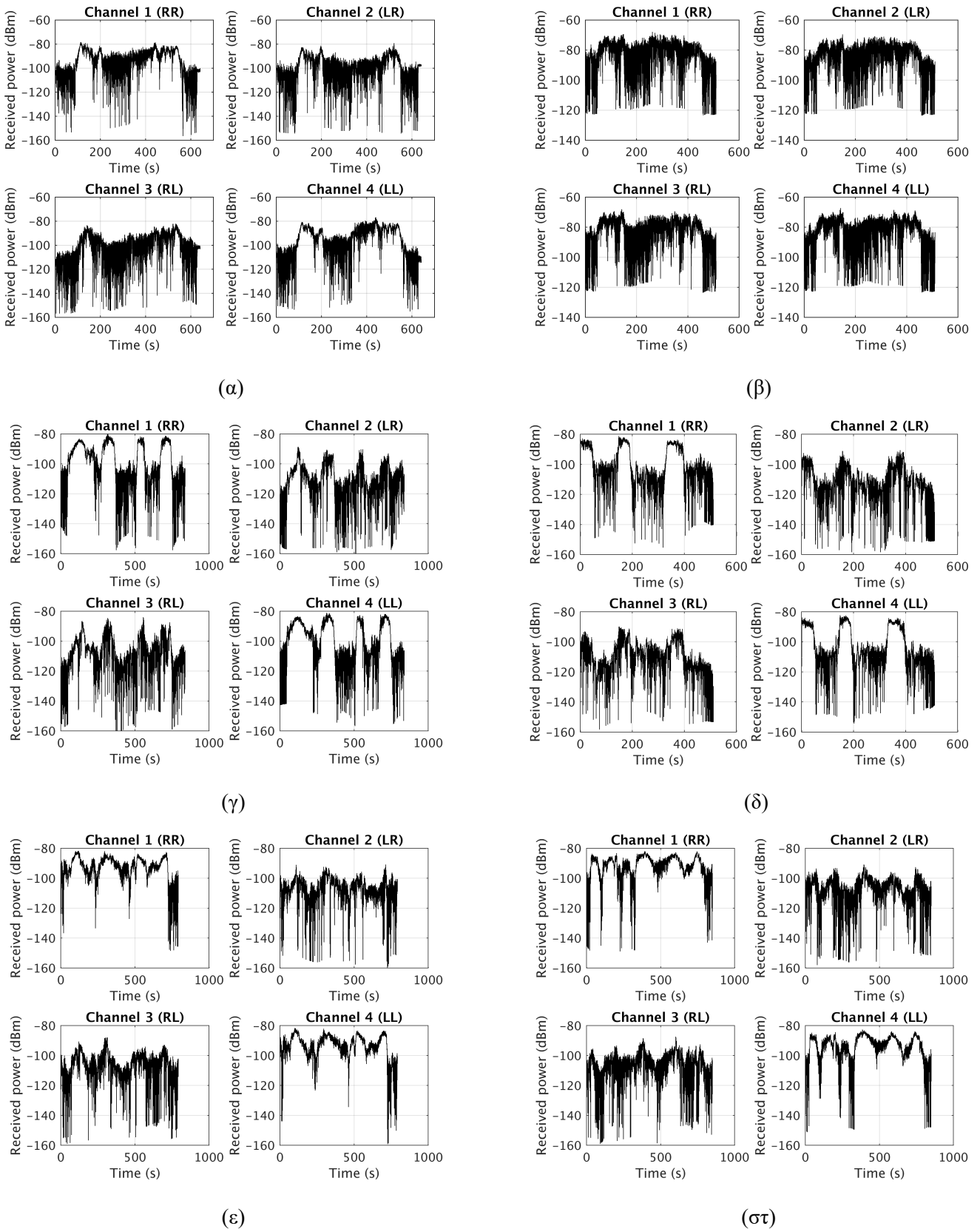
- 1) μετάδοση σε συχνότητα f_1 , λήψη σε συχνότητα f_1 (f_1, f_1 συνιστώσα)
- 2) μετάδοση σε συχνότητα f_2 , λήψη σε συχνότητα f_1 (f_2, f_1 συνιστώσα)
- 3) μετάδοση σε συχνότητα f_1 , λήψη σε συχνότητα f_2 (f_1, f_2 συνιστώσα)
- 4) μετάδοση σε συχνότητα f_2 , λήψη σε συχνότητα f_2 (f_2, f_2 συνιστώσα)

Σε όλα τα σενάρια μέτρησης τα λαμβανόμενα σήματα καταγράφονταν από έναν υπολογιστή συνδεδεμένο σε έναν ευαίσθητο δέκτη τεσσάρων καναλιών με ρυθμό δειγματοληψίας 10 kHz, έτσι ώστε να λαμβάνονται ταυτόχρονα τέσσερα δείγματα, ένα από κάθε κανάλι (δηλαδή κάθε συνιστώσα που λάμβανε ο δέκτης), κάθε 0.1 ms. Το επίπεδο θορύβου του δέκτη ήταν -126 dBm για ένα εύρος ζώνης μέτρησης 12.5 kHz, παρέχοντας δυναμικό εύρος μέτρησης περίπου 60 dB. Τα δύο πρώτα κανάλια του δέκτη (CH1, CH2) ήταν συντονισμένα σε συχνότητα 2.00106 GHz ενώ τα υπόλοιπα κανάλια (CH3, CH4) ήταν συντονισμένα σε συχνότητα 2.00086 GHz. Για τα σενάρια P1, P2 ο ρυθμός δειγματοληψίας, σε συνδυασμό με την ταχύτητα του δέκτη, είχε ως αποτέλεσμα την λήψη 3077 και 2687 δειγμάτων ανά μήκος κύματος αντίστοιχα. Από την άλλη, για τα σενάρια A1, A2, A3 και A4 ο ρυθμός δειγματοληψίας, σε συνδυασμό με την ταχύτητα του πομπού, είχε ως αποτέλεσμα την λήψη 258, 267, 246, 242 δειγμάτων ανά μήκος κύματος.

Για την διαδικασία ανάλυσης των αποτελεσμάτων και την επεξεργασία των μετρήσεων αφαιρέθηκαν τα κέρδη των κεραιών (πομπού και δέκτη) από τη λαμβανόμενη ισχύ κάθε μετρούμενου καναλιού του δέκτη, χρησιμοποιώντας τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών (μετρημένα σε ανηχικό θάλαμο), την σχετική θέση πομπού και δέκτη καθώς και τον αντίστοιχο προσανατολισμό των κεραιών [58]. Η διαδικασία αυτή εφαρμόστηκε στα μετρούμενα δεδομένα κάθε σεναρίου και έχει σκοπό την εξέταση του δορυφορικού διαύλου, αμιγώς, δηλαδή χωρίς την επίδραση του κέρδους των κεραιών.

Στη συνέχεια απεικονίζονται οι λαμβανόμενες ισχύεις συναρτήσεως του χρόνου για κάθε συνδυασμό πόλωσης και κάθε σενάριο μέτρησης. Στο Σχήμα 5.10 (α) παρουσιάζεται η λαμβανόμενη ισχύς κατά μήκος της διαδρομής του δέκτη στο σενάριο P1. Το λαμβανόμενο σήμα σχετίζεται με τις συνθήκες διάδοσης αφού βλέπουμε οι δύο κορυφές σήματος να εμφανίζονται όταν ο δέκτης περνάει μπροστά από την κεραιά του πομπού (Tx) όπου υπάρχει μια καθαρή κατάσταση LOS. Στο Σχήμα 5.10 (β) παρουσιάζεται η λαμβανόμενη ισχύς ως συνάρτηση του χρόνου κατά μήκος της ίδιας διαδρομής για το σενάριο P2. Εδώ παρατηρούμε ότι οι κορυφές είναι λιγότερο εμφανείς ενώ το συνολικό λαμβανόμενο σήμα παρουσιάζει ισχυρές διαλείψεις σε σχέση με το σενάριο P1. Αυτό υποδηλώνει ότι η λήψη με τα μονόπολα δεν βελτιώνει σημαντικά τα φαινόμενα πολυδιαδρομικής διάδοσης, σε σύγκριση με την διπλά πολωμένη κεραιά [58].

Στα Σχήματα 5.10 (γ), 5.10 (δ) παρουσιάζεται η λαμβανόμενη ισχύς ως συνάρτηση του χρόνου για τα σενάρια A1, A2 όπου ο δέκτης βρίσκεται μέσα στο «φαράγγι» (canyon) που σχηματίζουν τα κτίρια. Στα Σχήματα 5.10 (ε), 5.10 (στ) παρουσιάζεται η λαμβανόμενη ισχύς για τα σενάρια A3, A4 όπου ο δέκτης είναι στη γωνία και στην μέση της διασταύρωσης, αντίστοιχα, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 5.3. Σε όλα τα σενάρια που μετρήθηκαν η λαμβανόμενη ισχύς σχετίζεται άμεσα με τις συνθήκες διάδοσης αφού κάθε φορά που το αερόπλοιο περνά πάνω από τον δέκτη ο διάυλος βρίσκεται κατάσταση LOS και παρουσιάζονται αντίστοιχες κορυφές στο σήμα. Αντίθετα, όταν ο δέκτης βρίσκεται σε κατάσταση NLOS με τον πομπό (αφού το αερόπλοιο κρύβεται από τα ψηλά κτίρια) τότε το λαμβανόμενο σήμα παρουσιάζει μεγάλη εξασθένηση και ισχυρές διαλείψεις. Στην περίπτωση των σεναρίων A3 και A4 που βρίσκονται σε ανοικτό χώρο παρατηρούμε την ελαχιστοποίηση των διαλείψεων του λαμβανόμενου σήματος ειδικά στις περιπτώσεις όμο-πολικής λήψης (co-polar). Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι στην περίπτωση διαπολικής λήψης (cross-polar) οι διαλείψεις γίνονται πολύ έντονες με μεγάλο εύρος σε όλα τα σενάρια μετρήσεων που εξετάστηκαν.



Σχήμα 5.10: Λαμβανόμενη ισχύς συναρτήσει του χρόνου για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4.

Κεφάλαιο 6

Επεξεργασία και μοντελοποίηση δορυφορικού διαύλου MIMO

6.1 Παράμετροι αξιολόγησης του δορυφορικού διαύλου MIMO

Η απόδοση του διπλά πολωμένου δορυφορικού διαύλου MIMO θα αξιολογηθεί για κάθε σενάριο μέτρησης. Τα σενάρια περιλαμβάνουν συνθήκες διάδοσης οπτικής επαφής (LOS) και μη οπτικής επαφής (NLOS). Από τα αποτελέσματα της επεξεργασίας θα εξαχθούν πολύτιμα συμπεράσματα που χαρακτηρίζουν αφενός την απόδοση του MIMO διαύλου (π.χ. χωρητικότητα, ιδιοτιμές και ελλειπτικότητα) και αφετέρου την δυνατότητα πολυπλεξίας. Τέλος θα γίνει σύγκριση των μετρούμενων αποτελεσμάτων με υπάρχοντα στοχαστικά μοντέλα που περιγράφουν ένα δίαυλο MIMO.

6.1.1 Υπολογισμός χωρητικότητας του διαύλου MIMO

Ο δέκτης, όπως αναφέρθηκε και στο Κεφάλαιο 5, καταγράφει τέσσερα διαφορετικά κανάλια. Από αυτά προκύπτει ο πίνακας του MIMO διαύλου 2×2 . Ο χρονικά-μεταβαλλόμενος δίαυλος δίνεται από τη σχέση:

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(t)_{RR}^{Ch1} & r(t)_{RL}^{Ch3} \\ r(t)_{LR}^{Ch2} & r(t)_{LL}^{Ch4} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

όπου r είναι το λαμβανόμενο σήμα που έχει καταγραφεί κάθε κανάλι του δέκτη, \mathbf{H} είναι ο πίνακας του διαύλου MIMO διαστάσεων $M_R \times M_T$, και M_T και M_R είναι ο αριθμός των κεραιών εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Η χωρητικότητα του διπλά πολωμένου διαύλου, υποθέτοντας ένα κανάλι άγνωστο στο πομπό, μπορεί να υπολογιστεί σύμφωνα με την σχέση (6.2):

$$C(t) = \log_2 \det(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}(t) \tilde{\mathbf{H}}(t)^H) \quad (6.2)$$

όπου C είναι η χωρητικότητα σε b/s/Hz, \mathbf{I} είναι ο μοναδιαίος πίνακας, και $\tilde{\mathbf{H}}$ ο κανονικοποιημένος πίνακας με μοναδιαία μέση ισχύ. Επομένως, $\tilde{\mathbf{H}} = A\mathbf{H}$, με την παράγοντα κανονικοποίησης A που δίνεται από την σχέση [59]:

$$A = \left(\frac{1}{NM_T M_R} \sum_{k=1}^N \|\mathbf{H}(t)\|_F^2 \right)^{-1/2} \quad (6.3)$$

όπου N είναι ο συνολικός αριθμός των μετρούμενων δειγμάτων, και ρ είναι ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) σε κάθε κεραία λήψης. Η χωρητικότητα δείχνει το ανώτερο όριο της πληροφορίας (σε b/s/Hz) που μπορεί

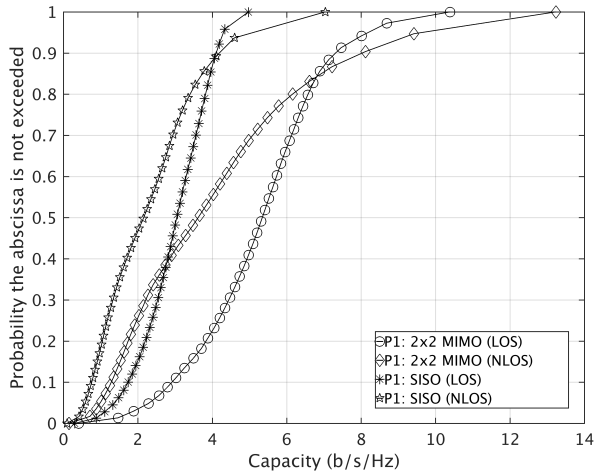
να μεταδοθεί αξιόπιστα μέσω από θορυβώδες δίαυλο επικοινωνίας για ένα δεδομένο SNR.

Δεδομένου ότι το κανάλι είναι χρονικά-μεταβαλλόμενο, μπορούμε να υπολογίσουμε την συνάρτηση της αθροιστικής πυκνότητας πιθανότητας (CDF) της χωρητικότητας. Επιλέγοντας $\rho = 10$ dB, τα αποτελέσματα της χωρητικότητας για όλα τα σενάρια φαίνονται στο Σχήμα 6.1, όπου συγκρίνονται με την περίπτωση SISO διαύλου. Η χωρητικότητα SISO υπολογίζεται από τις μέσες τιμές που προκύπτουν από τα τέσσερα μετρούμενα κανάλια.

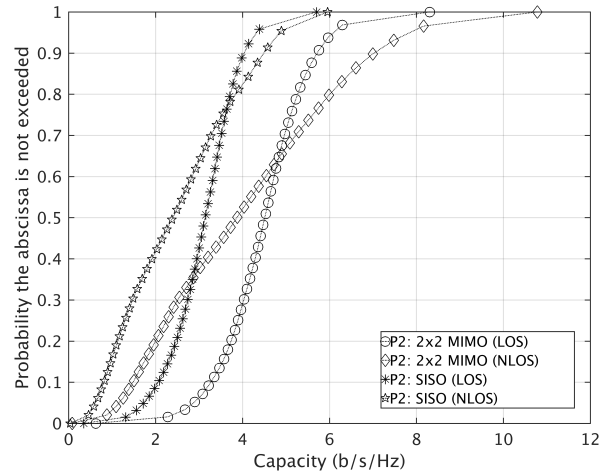
Παρατηρούμε ότι ο διπλά πολωμένος δίαυλος MIMO, παρέχει σημαντικά βελτιωμένη χωρητικότητα για όλα τα σενάρια και τις συνθήκες διάδοσης (LOS και NLOS), σε σύγκριση με έναν δίαυλο SISO. Για το σενάριο P1, βλέπουμε ότι για πιθανότητες μεγαλύτερες του 50% ο δίαυλος MIMO υπερτερεί σε χωρητικότητα σε σχέση με τον δίαυλο SISO αποδίδοντας ακόμα και δύο φορές μεγαλύτερη χωρητικότητα για LOS και NLOS συνθήκες διάδοσης, ενώ παρόμοια αποτελέσματα βλέπουμε και στην περίπτωση του σεναρίου P2.

Παρόλα αυτά, ο δίαυλος MIMO παρουσιάζει μεγαλύτερη απόδοση στο σενάριο P1 σε σχέση με το σενάριο P2 κυρίως σε συνθήκες LOS. Από τα σενάρια μέτρησης με τον πομπό στο αερόπλοια, στο σενάριο A1 σε συνθήκες LOS ο δίαυλος αποδίδει διπλάσιες χωρητικότητες σε σχέση με τον δίαυλο SISO, όμως σε συνθήκες NLOS οι διαφορές στην χωρητικότητα δεν είναι αξιοσημείωτες. Το σενάριο A2 παρατηρούμε ότι παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με το σενάριο A1 με ελαφρώς καλύτερα αποτελέσματα για συνθήκες NLOS. Επιπλέον, το σενάριο A3 ξεχωρίζει λόγω των υψηλών τιμών χωρητικότητας που παρουσιάζει ο δίαυλος MIMO και στις δύο περιπτώσεις διάδοσης (LOS, NLOS). Σε συνθήκες LOS, τα σενάρια A2 και A4, έχουν τιμές χωρητικότητας συγκρίσιμες με το A3. Όμως, σε συνθήκες NLOS παρουσιάζουν ελαφρώς μικρότερες τιμές.

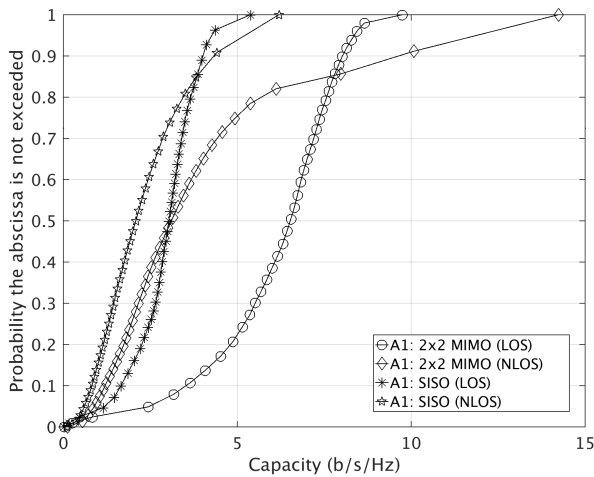
Επομένως, τα σενάρια A1-A4 δίνουν μεγαλύτερες τιμές χωρητικότητας τόσο για LOS όσο και για NLOS συνθήκες, με την διάδοση LOS να μας δίνει ελαφρώς μεγαλύτερες τιμές σε όλα τις περιπτώσεις. Ξεχωρίζουν τα σενάρια A3 και A4 που παρουσιάζουν τις μεγαλύτερες χωρητικότητες διακοπής για το σύνολο των δεδομένων (LOS και NLOS) πράγμα που οφείλεται καθαρά στο περιβάλλον διάδοσης μιας και τα συγκεκριμένα σημεία βρίσκονται σε ανοιχτό χώρο (διασταύρωση) όπου το σήμα από τον πομπό καταφθάνει αρκετά ισχυρότερο στον δέκτη. Αντίθετα στην περίπτωση των σεναρίων A1 και A2 οι χωρητικότητες είναι μικρότερες μιας και ο δέκτης βρίσκεται ανάμεσα σε υψηλά κτίρια που εξασθενούν σημαντικά το λαμβανόμενο σήμα.



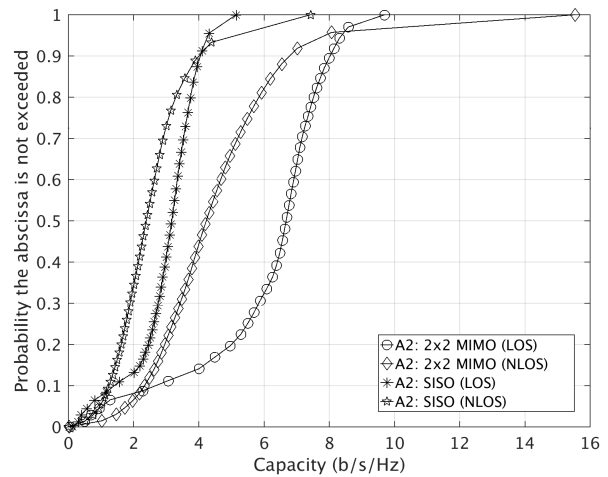
(α)



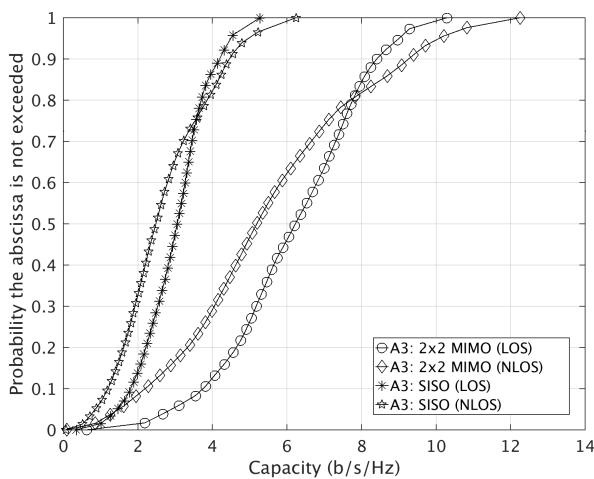
(β)



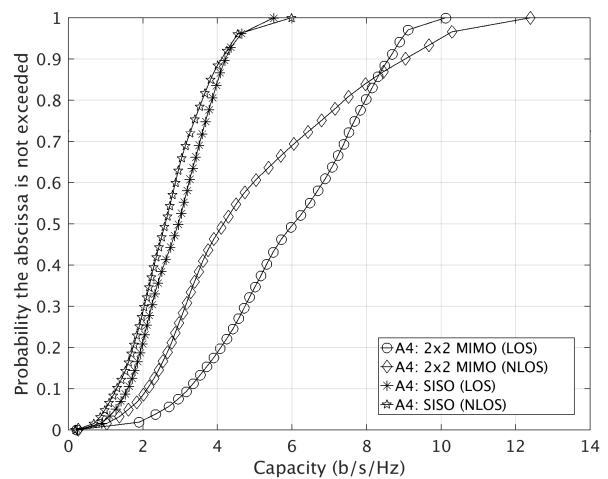
(γ)



(δ)



(ε)



(στ)

Σχήμα 6.1: CDF της χωρητικότητας διακοπής για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4 λαμβάνοντας υπόψη τόσο LOS όσο και NLOS συνθήκες διάδοσης.

Επιπλέον, για $\rho = 10$ dB, υπολογίζουμε την εργοδική χωρητικότητα (λαμβάνουμε την μέση τιμή της CDF χωρητικότητας διακοπής) για όλα τα σενάρια μέτρησης και τις συνθήκες διάδοσης που περιγράφηκαν.

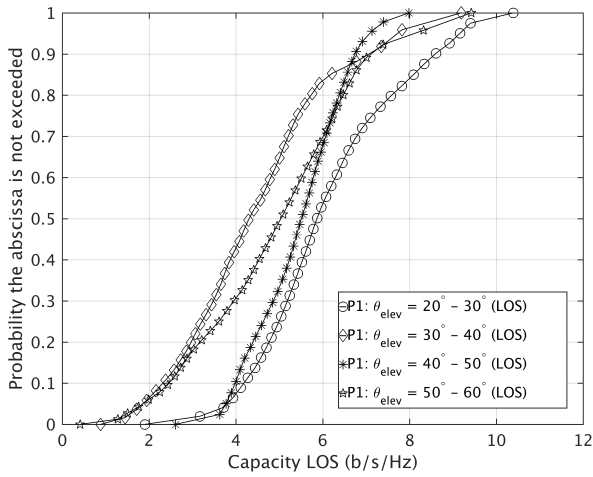
Πίνακας 6.1: Εργοδική χωρητικότητα (σε b/s/Hz) για όλα τα σενάρια μέτρησης.

Σενάριο	LOS	NLOS	Σύνολο
P1	5.3	4.1	4.6
P2	4.5	4.1	4.3
A1	6.1	4.1	5.0
A2	6.1	4.4	5.0
A3	6.2	5.5	5.7
A4	6.0	4.9	5.8

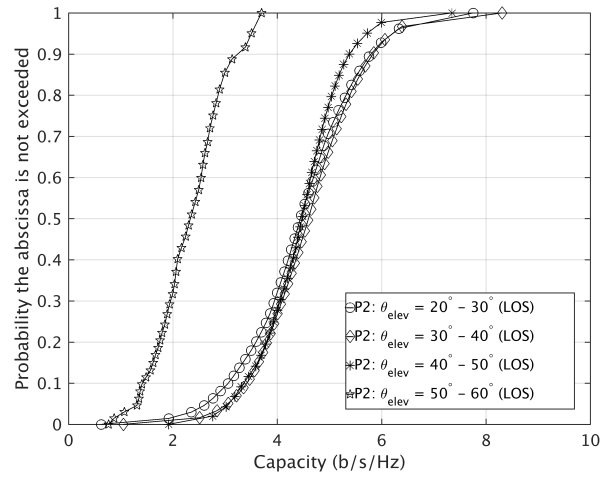
Συνεπώς, σχεδόν παρόμοιες χωρητικότητες επιτυγχάνονται για τα περισσότερα σενάρια μέτρησης, τιμές συγκρίσιμες με αυτές που αναφέρονται στο [60], όπου πραγματοποιήθηκαν παρόμοιες μετρήσεις για διπλά πολωμένο δίαυλο MIMO LMS.

Το σενάριο A3 παρουσιάζει την μεγαλύτερη εργοδική χωρητικότητα σε συνθήκες LOS ενώ το σενάριο A4 την μεγαλύτερη εργοδική χωρητικότητα για συνθήκες NLOS. Τέλος, όσον αφορά το σενάριο P2 (όπου υπήρχαν δύο χωρικά διαχωρισμένα μονόπολα στον πομπό και στον δέκτη), με βάση τον Πίνακα 6.1, παρατηρούμε ότι υστερεί σε απόδοση, ειδικά σε συνθήκες LOS, σε σχέση με τα υπόλοιπα σενάρια όπου χρησιμοποιήθηκε διπλά πολωμένη κεραία. Γενικά, η χρήση διπλά πολωμένης κεραίας έχει ως αποτέλεσμα την καλύτερη απόδοση του διαύλου MIMO LMS.

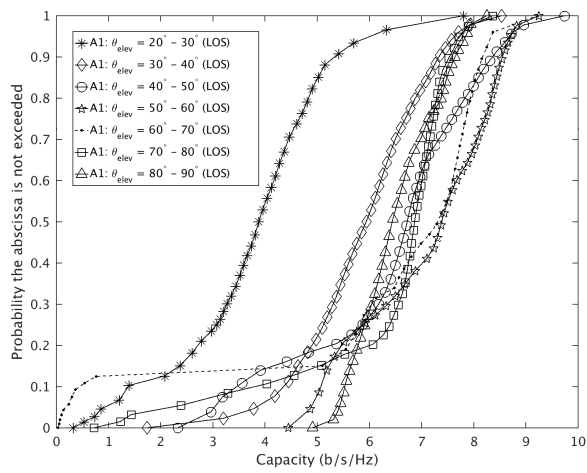
Επιπλέον από τα μετρούμενα δεδομένα μπορεί να εξαχθεί η CDF της χωρητικότητας διακοπής για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης. Στα Σχήματα 6.2 και 6.3 παρατηρούμε τα αποτελέσματα για συνθήκες LOS και NLOS, αντίστοιχα.



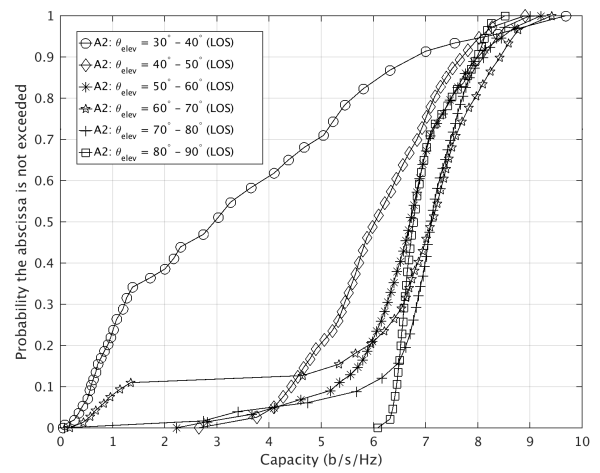
(α)



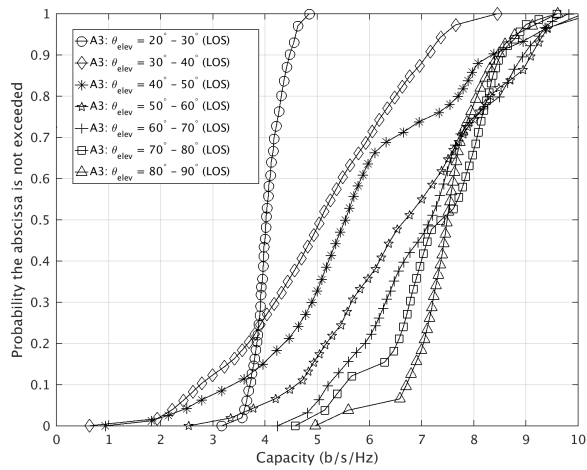
(β)



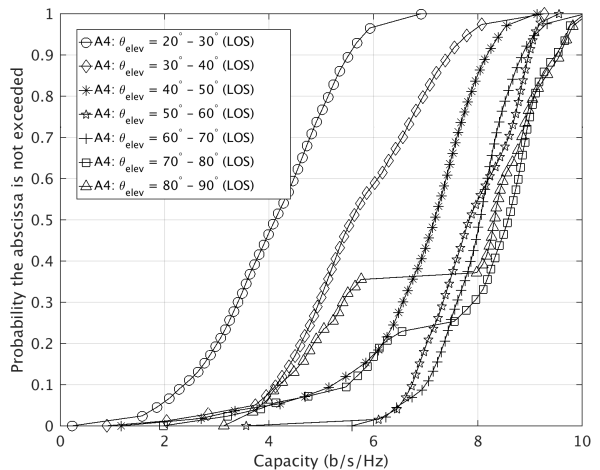
(γ)



(δ)

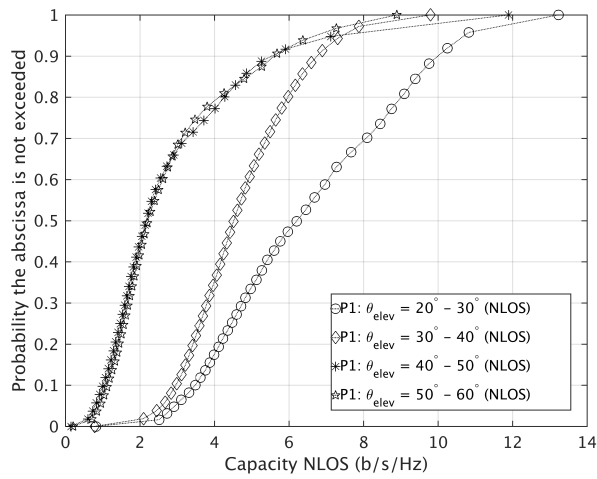


(ε)

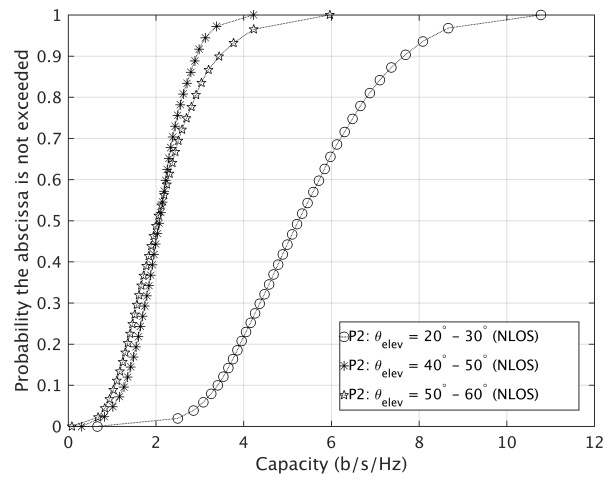


(στ)

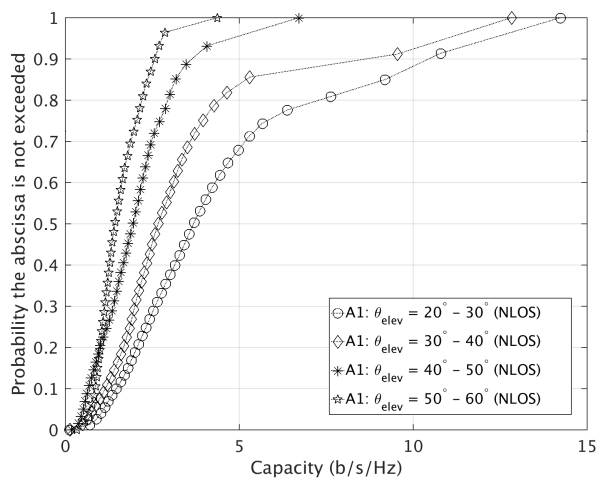
Σχήμα 6.2: CDF της χωρητικότητας διακοπής για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4 λαμβάνοντας υπόψη LOS συνθήκες διάδοσης για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.



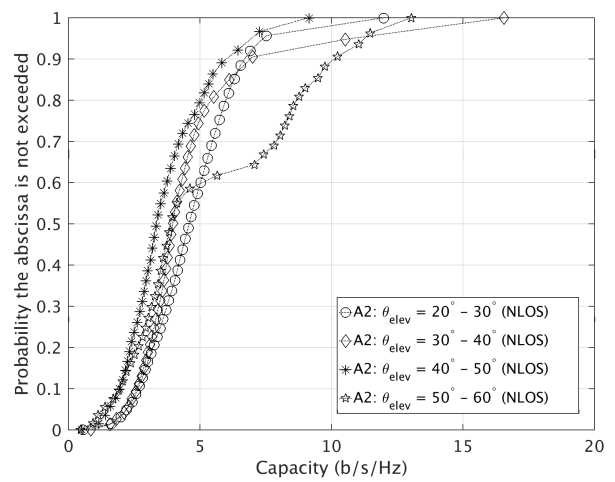
(α)



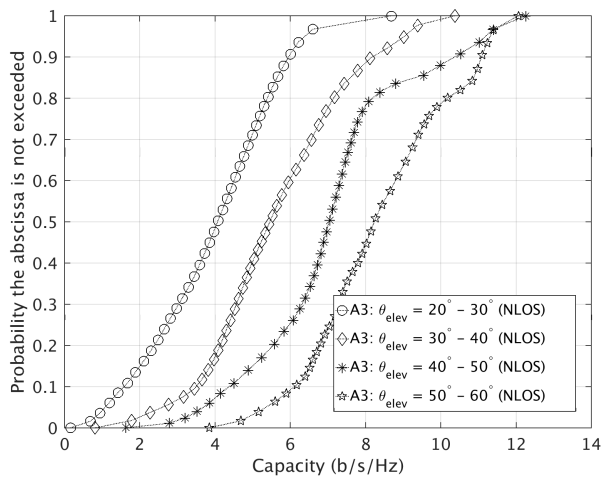
(β)



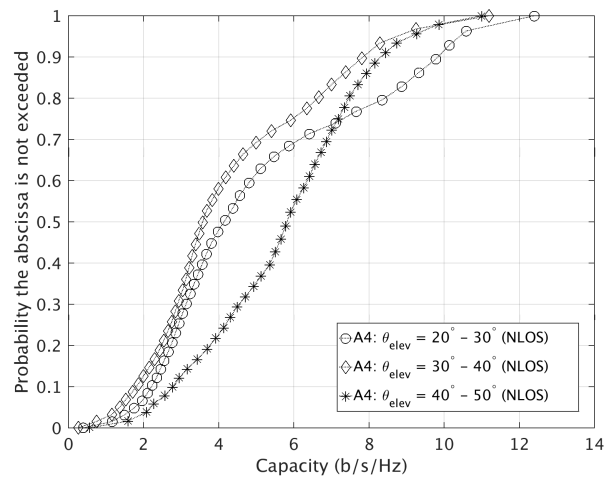
(γ)



(δ)



(ε)



(στ)

Σχήμα 6.3: CDF χωρητικότητας διακοπής για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4 λαμβάνοντας υπόψη NLOS συνθήκες διάδοσης για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.

Στην συνέχεια λαμβάνουμε την εργοδική χωρητικότητα για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης (λαμβάνοντας την μέση τιμή της CDF της χωρητικότητας διακοπής), τόσο για συνθήκες LOS όσο και για συνθήκες NLOS και τα αποτελέσματα συνοψίζονται στους Πίνακες 6.2 και 6.3.

Πίνακας 6.2: Εργοδική χωρητικότητα για όλα τα σενάρια λαμβάνοντας υπόψη LOS συνθήκες διάδοσης για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.

Γωνίες ανύψωσης	P1	P2	A1	A2	A3	A4
20°-30°	6.1	4.4	3.8	-	4.1	4.0
30°-40°	4.5	4.6	5.9	3.3	5.0	5.7
40°-50°	5.4	4.4	6.4	6.1	5.8	6.9
50°-60°	4.9	2.3	7.1	6.6	6.7	7.9
60°-70°	-	-	6.2	6.4	7.1	8.0
70°-80°	-	-	6.3	7.0	7.3	7.9
80°-90°	-	-	6.5	7.0	7.5	7.3

Πίνακας 6.3: Εργοδική χωρητικότητα για όλα τα σενάρια λαμβάνοντας υπόψη NLOS συνθήκες διάδοσης για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.

Γωνίες ανύψωσης	P1	P2	A1	A2	A3	A4
20°-30°	6.5	5.4	4.7	4.7	3.9	5.1
30°-40°	4.7	-	3.5	4.6	5.6	4.3
40°-50°	2.9	2.1	2.1	3.7	7.1	5.7
50°-60°	2.8	2.2	1.6	5.4	8.4	-

Στο σενάριο P1 για συνθήκες NLOS, παρατηρούμε ότι για γωνίες ανύψωσης μεταξύ 20°-50° η χωρητικότητα μειώνεται σταδιακά μέχρι που για γωνίες μεγαλύτερες από 50° μένει σχεδόν σταθερή παρουσιάζοντας ένα φαινόμενο κορεσμού. Παρόμοια συμπεριφορά εμφανίζεται και στο σενάριο P2 για συνθήκες NLOS. Αντίθετα, για το σενάριο P1, για συνθήκες LOS, δεν παρατηρούμε κάποιο συγκεκριμένο μοτίβο, ενώ για το σενάριο P2, για συνθήκες LOS, βλέπουμε ότι για γωνίες μικρότερες από 50° η χωρητικότητα είναι σχεδόν σταθερή.

Για το σενάριο A1, παρατηρούμε ότι σε συνθήκες διάδοσης LOS, μεταξύ των γωνιών 20°-60° η χωρητικότητα αυξάνεται σταδιακά. Όμως η τάση αυτή αντιστρέφεται για γωνίες μεταξύ 60°-90°. Για συνθήκες NLOS βλέπουμε ότι για γωνίες μεταξύ 20°-60° η χωρητικότητα μειώνεται όσο αυξάνεται η γωνία ανύψωσης. Αντίθετα, στο σενάριο A2, σε συνθήκες LOS, για όλο το εύρος των γωνιών ανύψωσης 30°-90°, η χωρητικότητα αυξάνεται σταδιακά, ενώ για NLOS συνθήκες δεν διακρίνεται κάποια συγκεκριμένη τάση. Ίδια ακριβώς συμπεριφορά με το σενάριο A2 βλέπουμε και για το σενάριο A3 με ελαφρά υψηλότερες τιμές χωρητικότητας. Στο σενάριο A3 παρατηρούμε επίσης μια διαφορετική συμπεριφορά σε συνθήκες NLOS, όπου εδώ, σε αντίθεση με τα υπόλοιπα σενάρια, λαμβάνονται αρκετά μεγάλες χωρητικότητας (έως 8.4 b/s/Hz) για γωνίες ανύψωσης 50°-60° και υπάρχει ξεκάθαρη κλιμάκωση της χωρητικότητας συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης. Αυτό οφείλεται πιθανώς σε ισχυρή περίθλαση του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης.

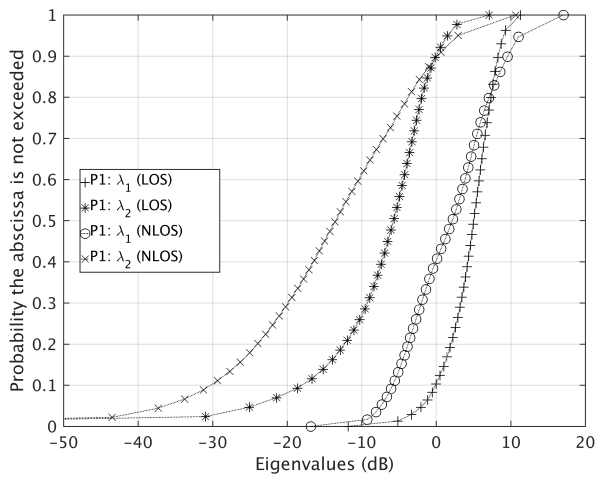
Τέλος, στο σενάριο A4, σε συνθήκες LOS, προκύπτει η μεγαλύτερη τιμή χωρητικότητας (8.0 b/s/Hz) για γωνίες 60°-70°. Επιπλέον, η χωρητικότητα παρουσιάζει ανοδική τάση για γωνίες 20°-70° ενώ μετά αρχίζει να μειώνεται. Αντίθετα, για συνθήκες NLOS δεν παρουσιάζεται κάποια συγκεκριμένη τάση. Από τα παραπάνω, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι στα σενάρια P1, P2 καλύτερη χωρητικότητα έχω για πιο μικρές γωνίες ανύψωσης τόσο σε συνθήκες LOS όσο και σε NLOS. Στα σενάρια με τον πομπό στο αερόπλοιο καλύτερες χωρητικότητες παρουσιάζονται κατά κανόνα σε υψηλότερες γωνίες ανύψωσης.

6.1.2 Ανάλυση ιδιοτιμών του διαύλου MIMO

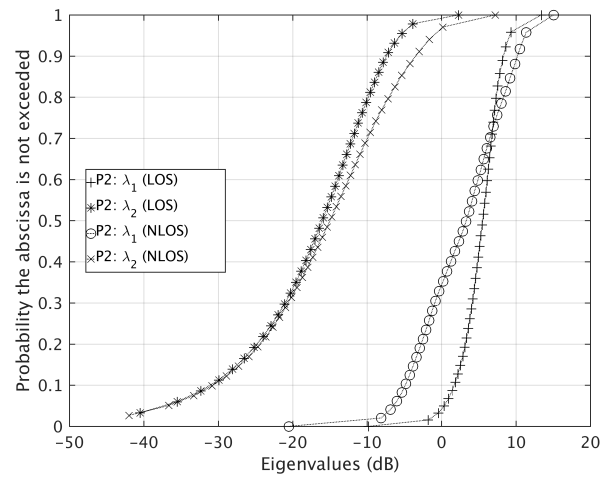
Αναλύοντας τον πίνακα \tilde{H} στις μοναδιαίες του τιμές (singular value decomposition - SVD), λαμβάνονται οι ιδιοτιμές λ_m του διαύλου, οι οποίες μας πληροφορούν για το ποσοστό τα ισχύος που μεταφέρεται μεταξύ πομπού και δέκτη. Το σύμβολο m δηλώνει τον ρυθμό διάδοσης (propagation mode) και στην περίπτωση μας $m = 1, 2$. Όσο μεγαλύτερη είναι η ιδιοτιμή λ_m , τόσο μεγαλύτερος είναι και ο SNR για τον αντίστοιχο ρυθμό, και ως εκ τούτου, η χωρητικότητα που επιτυγχάνεται μέσω του ρυθμού m .

Στο Σχήμα 6.4, παρουσιάζονται οι CDF των υπολογισμένων ιδιοτιμών για τους δύο τρόπους διάδοσης LOS και NLOS, για όλα τα μετρούμενα σενάρια.

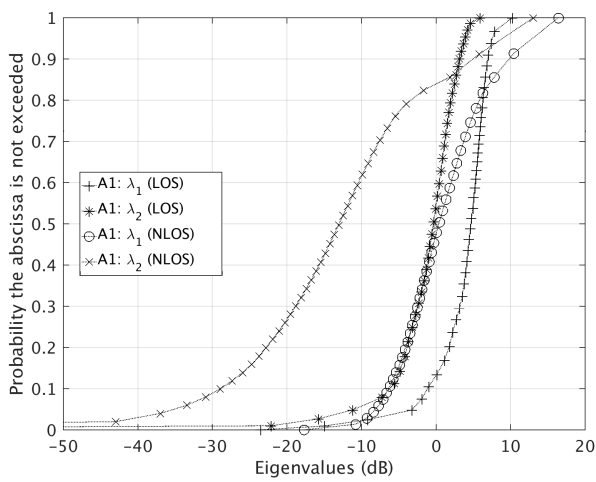
Γενικά, οι ιδιοτιμές σε συνθήκες LOS παρουσιάζουν μικρό διαχωρισμό (σε dB), το οποίο αποτελεί ένδειξη ότι και οι δύο ρυθμοί μετάδοσης (δύο ανεξάρτητοι δίαυλοι) χρησιμοποιούνται στο περιβάλλον διάδοσης (λ_1, λ_2). Αυτό παρατηρείται σε όλα τα σενάρια εκτός από το P2. Αντίθετα, σε όλα τα σενάρια οι ιδιοτιμές σε συνθήκες NLOS παρουσιάζουν μεγαλύτερο διαχωρισμό μεταξύ τους. Από αυτό συμπεραίνουμε ότι μόνο ένας ρυθμός μετάδοσης χρησιμοποιείται, υποδεικνύοντας την ύπαρξη μιας ισχυρής απευθείας ή περιθλώμενης συνιστώσας. Επομένως, το μεγαλύτερο ποσοστό ισχύος μεταδίδεται μέσω του ενός από τους δύο ρυθμούς μετάδοσης, ενώ ο δεύτερος δεν συμβάλλει σημαντικά (χρησιμοποιείται ένας μόνο δίαυλος). Συγκρίνοντας τα σενάρια, η καλύτερη επίδοση παρατηρείται σε συνθήκες LOS στο σενάριο A4 όπου οι ιδιοτιμές παρουσιάζουν αρκετά μικρό διαχωρισμό. Στην περίπτωση αυτή ο δίαυλος δεν προκρίνεται για την χρήση διαφορικής λήψης αλλά για πολυπλεξία πόλωσης (polarization multiplexing) [61], [58].



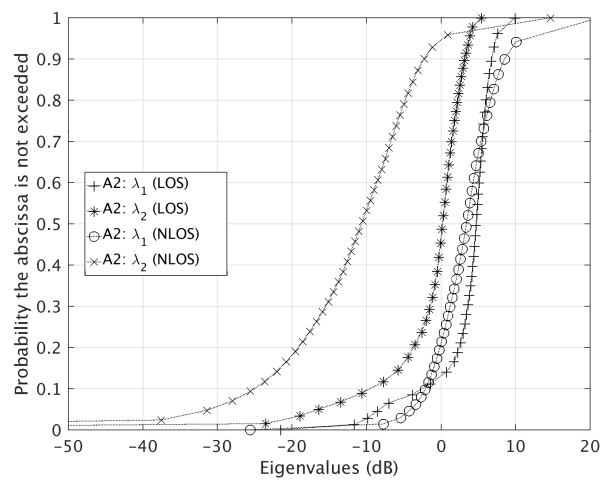
(α)



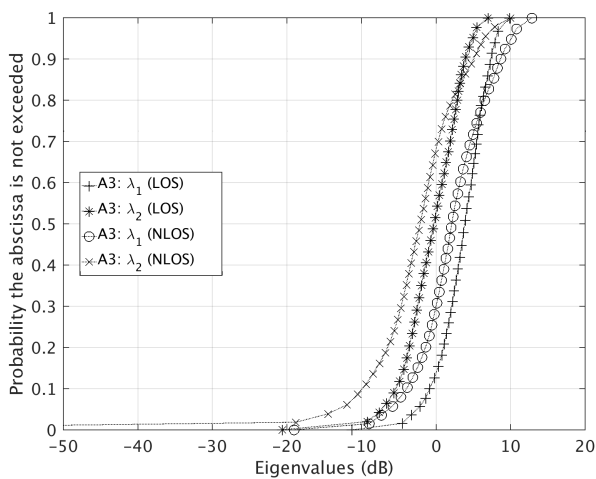
(β)



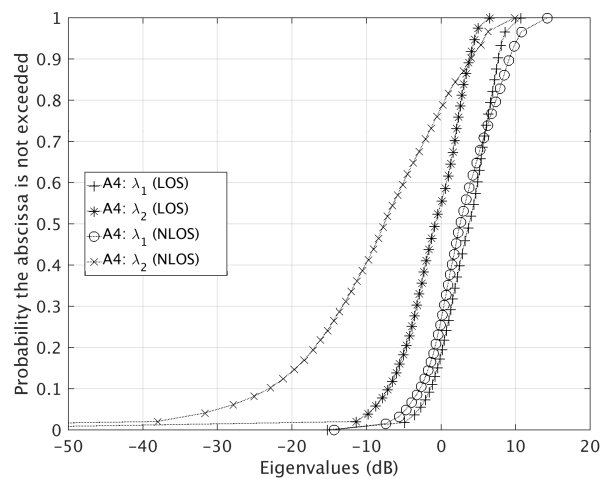
(γ)



(δ)



(ε)



(στ)

Σχήμα 6.4: CDF των ιδιοτιμών του μετρούμενου διαύλου MIMO για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4 για LOS και για NLOS συνθήκες διάδοσης.

6.1.3 Αριθμός κατάστασης του διαύλου Demmel

Η κατανομή του λόγου των ιδιοτιμών βρίσκει επίσης εφαρμογή στις ασύρματες επικοινωνίες. Ο πιο συνηθισμένος λόγος ιδιοτιμών είναι γνωστός ως αριθμός κατάστασης του διαύλου, που ορίζεται ως ο λόγος της μέγιστης προς την ελάχιστη ιδιοτιμή [64].

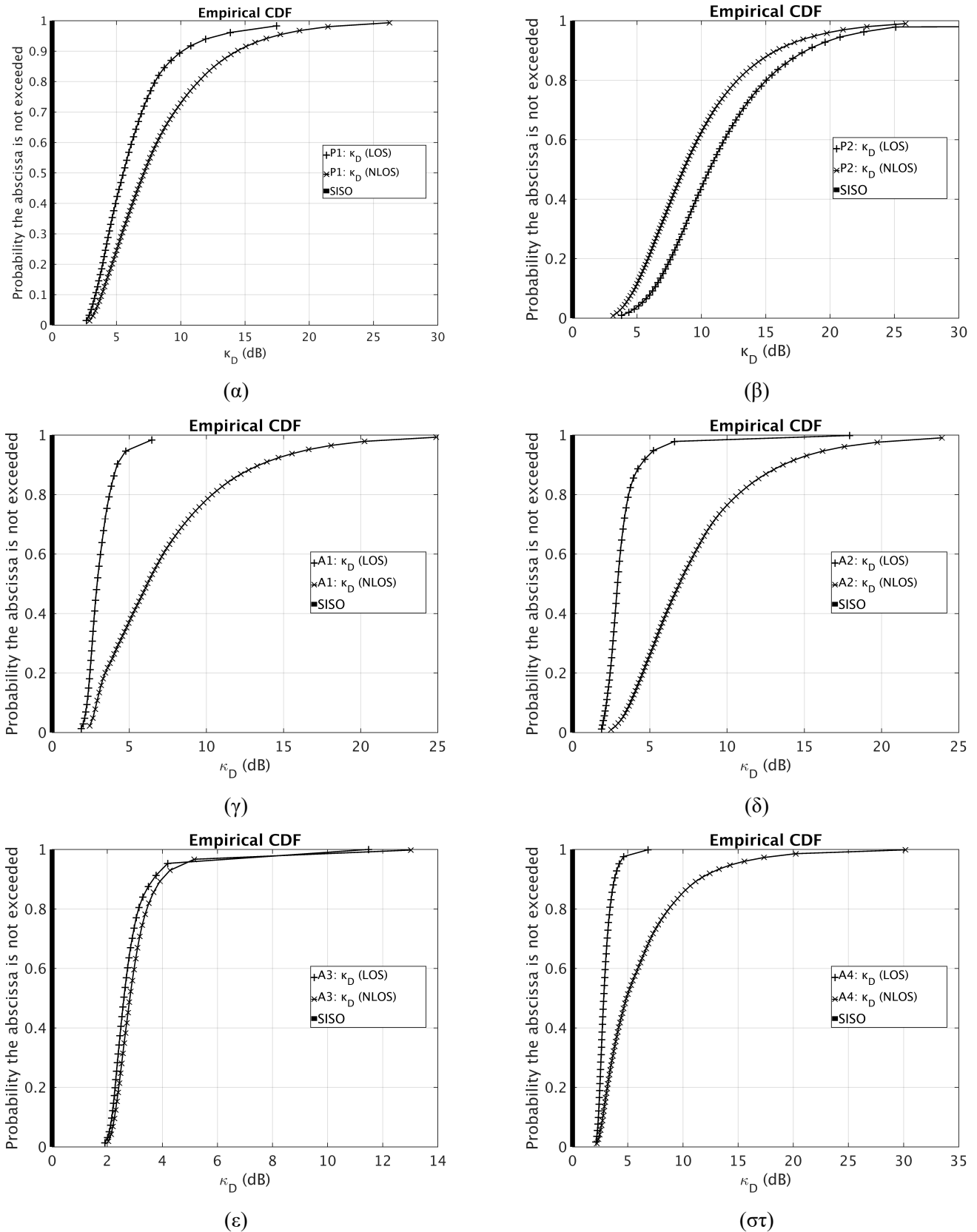
Παρόμοιος με τον αριθμό κατάστασης, είναι ο αριθμός κατάστασης Demmel ή απλά αριθμός Demmel, ο οποίος ορίστηκε για πρώτη φορά στο [65] και χρησιμοποιήθηκε για να επιβεβαιώσει διάφορα μοντέλα πειραματικών διαύλων, ενώ δίνεται από την σχέση:

$$\kappa_D = \frac{\|\tilde{\mathbf{H}}\|_F}{\sigma_{\min}(\tilde{\mathbf{H}})} \quad (6.4)$$

όπου $\sigma_{\min}(\tilde{\mathbf{H}})$ είναι η μικρότερη μοναδιαία τιμή του πίνακα $\tilde{\mathbf{H}}$, και $\|\tilde{\mathbf{H}}\|_F$ είναι η Frobenius νόρμα του πίνακα $\tilde{\mathbf{H}}$. Ο αριθμός Demmel είναι πολύ χρήσιμος για την ποσοτική μέτρηση της αντιστρεψιμότητας του διαύλου, δεδομένου ότι διερευνά τα κατά πόσο ο διάυλος δίνει δυνατότητες είτε πολυπλεξίας ή διαφορισμού.

Λαμβάνοντας τον χρονικά μεταβαλλόμενο πίνακα του μετρούμενου διαύλου, μπορούμε να παράγουμε την CDF του αριθμού Demmel για καθένα από τα σενάρια μέτρησης. Τα αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 6.5. Η μαύρη κάθετη γραμμή υποδεικνύει το όριο της ιδανικής περίπτωση SISO όπου $\kappa_D = 1$ ή 0 dB. Ο αριθμός Demmel είναι άπειρος όταν ο πίνακας $\tilde{\mathbf{H}}$ λαμβάνει μοναδιαία τιμή. Πάνω από αυτό το όριο και κάτω από ένα ορισμένο κατώφλι $\kappa_D = 1$, ο διάυλος είναι καταλληλότερος για χωρική πολυπλεξία παρά για διαφορική μετάδοση (diversity transmission) [61], [58]. Γενικά, όσο ο αριθμός Demmel λαμβάνει τιμές κοντά στο 0 dB τόσο μεγαλύτερη δυνατότητες έχει ο διάυλος για την εφαρμογή τεχνικών χωρικής πολυπλεξίας.

Για το σενάριο P1, ο αριθμός Demmel είναι αρκετά υψηλός ειδικά σε συνθήκες NLOS, ενώ παρόμοια αποτελέσματα εμφανίζονται και στο σενάριο P2. Από το Σχήμα 6.5, μπορεί να παρατηρηθεί ότι στα σενάρια A1, A2 και A4, για συνθήκες LOS, όπου χρησιμοποιείται διπλά πολωμένη κεραία MIMO, προκύπτουν μικρές τιμές του αριθμού Demmel και επομένως τα σενάρια αυτά είναι καταλληλότερα για πολυπλεξία. Επιπλέον, μπορούμε να διακρίνουμε ότι οι περιοχές LOS παρουσιάζουν καλύτερη κατάσταση (μικρότερες τιμές κ_D) σε σχέση με τις περιοχές NLOS. Αυτό υποδεικνύει ότι σε συνθήκες LOS διευκολύνεται η διάδοση πολλαπλών διαδρομών (καταφθάνουν ισχυρότερες ανακλάσεις στο δέκτη) με αποτέλεσμα να είναι προτιμότερη για μετάδοση MIMO. Αυτό επαληθεύει και την παρατήρηση ότι σε συνθήκες LOS, διεγείρονται και οι δύο ιδιοτιμές λ_1 και λ_2 , όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 6.1.2. Σε ένα διπλά πολωμένο σύστημα MIMO, εκτός από τον αριθμό Demmel, λαμβάνεται υπόψη και η τιμή του διαπολικού διαχωρισμού (Cross Polar Discrimination - XPD) για την επιλογή είτε πολυπλεξίας ή διαφορικής μετάδοσης. Ένας διάυλος με υψηλή τιμή XPD είναι καταλληλότερος για πολυπλεξία, ενώ αντίθετα εάν παρουσιάζει χαμηλό XPD είναι περισσότερο κατάλληλος για χρήση διαφορική μετάδοση (diversity transmission). Επομένως, ο αριθμός Demmel μπορεί να θεωρηθεί ως μια πολύ θεμελιώδης παράμετρος για την αξιολόγηση των συστημάτων επικοινωνιών που χρησιμοποιούν μετάδοση πόλωσης.



Σχήμα 6.5: CDF του αριθμού Demmel του μετρούμενου διαύλου MIMO για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4. Η μαύρη έντονη γραμμή δείχνει την ιδανική περίπτωση διαύλου SISO.

6.1.4 Υπολογισμός ελλειπτικότητα του διαύλου MIMO

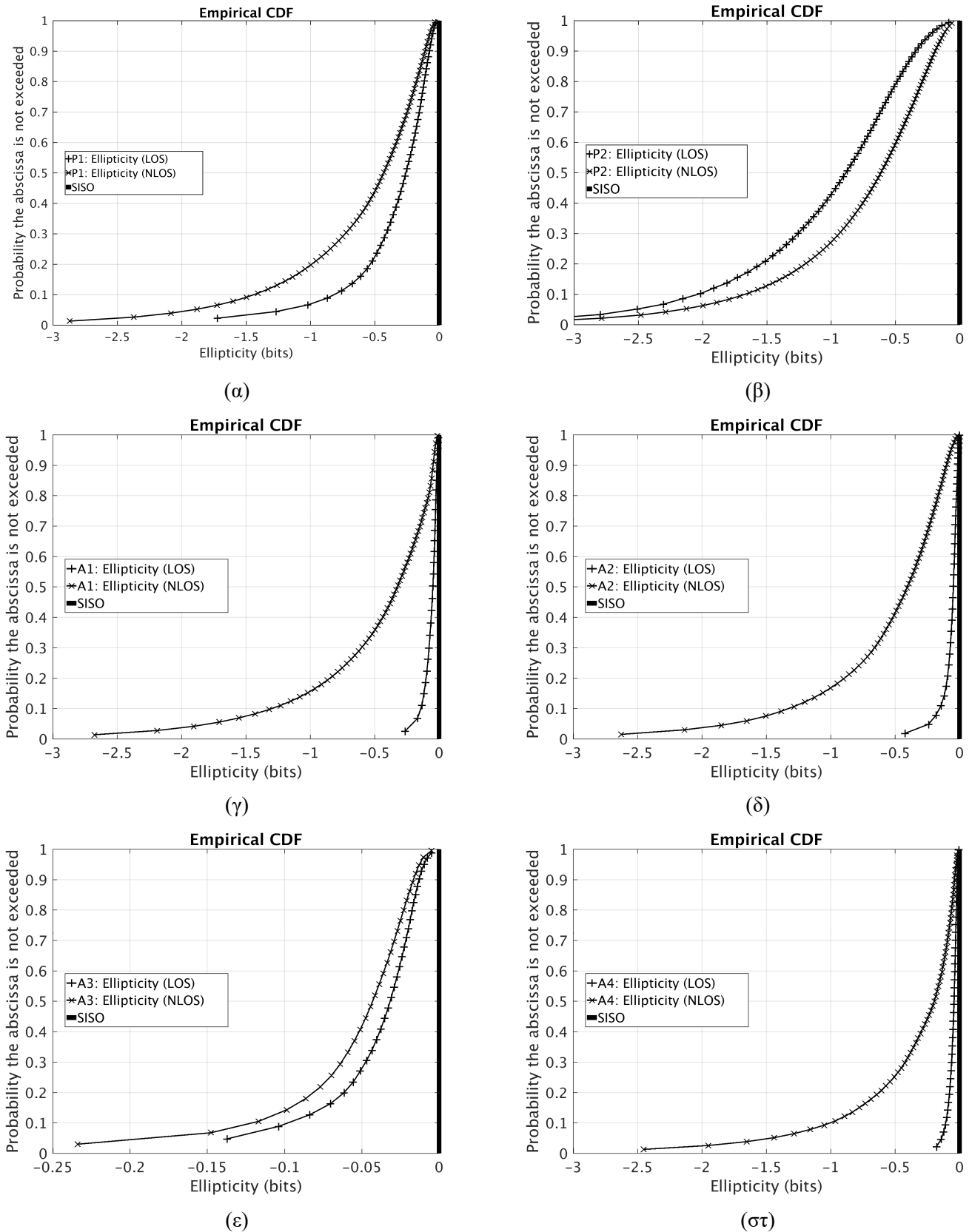
Οι μοναδιαίες τιμές του πίνακα του διαύλου MIMO είναι αντιπροσωπευτικές για τον αριθμό των διαφορετικών ανεξάρτητων καναλιών του συστήματος και έχουν άμεση επίπτωση στην τιμή του κέρδους πολυπλεξίας που μπορεί επιτευχθεί από τον δίαυλο. Η ελλειπτικότητα (ή ο λογάριθμος αυτής) υποδεικνύει την απώλεια πληροφορίας του διαύλου σε σύγκριση με έναν ιδεατό δίαυλο. Η ελλειπτικότητα ορίστηκε για πρώτη φορά στο [66] και ορίζεται ως ο λόγος του γεωμετρικού προς τον αριθμητικό μέσο των μοναδιαίων τιμών [61], [58]:

$$\log_2(\gamma) = \log_2 \left[\frac{\left(\prod_{i=1}^K \sigma_i \right)^{\frac{1}{K}}}{\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i} \right] \quad (6.5)$$

όπου $K = \min(M_R, M_T)$ και σ είναι οι μοναδιαίες τιμές του μετρούμενου πίνακα $\tilde{\mathbf{H}}$. Με άλλα λόγια η ελλειπτικότητα παρέχει τα κέρδη ισχύος των K ισοδύναμων παράλληλων ροών του διαύλου MIMO ($K = 2$). Στην σχέση 6.5, το $\log_2(\gamma)$ είναι πάντα αρνητικό και δίνει την απώλεια πληροφορίας σε bits. Όσο πιο κοντά είναι το $\log_2(\gamma)$ στο μηδέν, τόσο χαμηλότερη είναι η απώλεια σε πληροφορία. Εάν όλες οι μοναδιαίες τιμές είναι ίσες, τότε $\log_2(\gamma) = 0$, που είναι το ανώτατο όριο και ονομάζεται ιδανική περίπτωση SISO.

Έχοντας έναν χρονικά μεταβαλλόμενο δίαυλο, μπορούμε να υπολογίσουμε την CDF της ελλειπτικότητας για κάθε συνθήκη διάδοσης και σενάριο μέτρησης. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.6, όπου επιτυγχάνεται χαμηλότερη απώλεια πληροφορίας, σε συνθήκες LOS, στα σενάρια A1, A2 και A4 επαληθεύοντας την καταλληλότητά τους για πολυπλεξία. Το σενάριο A3 παρουσιάζει την καλύτερη επίδοση, μιας που η απώλεια πληροφορίας είναι ελάχιστη τόσο σε συνθήκες LOS όσο και σε NLOS. Από τα σενάρια P1 και P2, καλύτερα αποτελέσματα παρουσιάζει το P1 με μέση απώλεια μικρότερη των 0.5 bits, σε συνθήκες LOS. Γενικά, σε συνθήκες διάδοσης LOS παρουσιάζεται μικρότερη απώλεια πληροφοριών σε σύγκριση με τις NLOS συνθήκες όπως είναι λογικά αναμενόμενο. Συνολικά, η διάμεση τιμή (median value) της απώλειας πληροφορίας δεν υπερβαίνει το 1 bit, για όλα τα μετρούμενα σενάρια και όλες τις συνθήκες διάδοσης.

Η ελλειπτικότητα του διαύλου έχει το πλεονέκτημα ότι είναι ανεξάρτητη από SNR. Σε σύγκριση με τον αριθμό Demmel, έχει το πλεονέκτημα ότι συμπεριλαμβάνει όλες τις μοναδιαίες τιμές του διαύλου. Ως εκ' τούτου, αποτελεί μια αξιόπιστη παράμετρο για την εκτίμηση της δυνατότητας πολυπλεξίας του διαύλου [61], [58].



Σχήμα 6.6: CDF της ελλειπτικότητας του μετρούμενου διαύλου MIMO για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4. Η έντονη μαύρη γραμμή υποδεικνύει την ιδανική περίπτωση SISO, όπου δεν υπάρχει απώλεια πληροφορίας.

6.1.5 Cross-Polarization Discrimination (XPD) και Cross-polar Isolation (XPI)

Αναφορικά με την ποιότητα του διπλά πολωμένου καναλιού, η μέτρηση του βαθμού παρεμβολής μεταξύ δύο πολωμένων διαύλων, ονομάζεται λόγος διαπολικού διαχωρισμού (XPD). Ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ της μέσης ισχύος που λαμβάνεται από τα κύματα που έχουν ίδια ή διαφορετική πόλωση, προς την ισχύ ενός κύματος με μια συγκεκριμένη κατάσταση πόλωσης. Έστω P_{ij} είναι η μέση ισχύς του λαμβανόμενου σήματος στον δέκτη που έχει μεταδοθεί σε κατάσταση πολώσεως i και έχει ληφθεί σε κατάσταση πόλωσης j , τότε η τιμή XPD εκφράζεται ως:

$$XPD = 10\log_{10}\left(\frac{P_{ii}}{P_{ij}}\right) \quad XPI = 10\log_{10}\left(\frac{P_{ii}}{P_{ji}}\right) \quad (6.6)$$

Ορίζουμε την κατάσταση i ως RHCP και j ως LHCP και επομένως ο λόγος XPD για το i θα είναι η αναλογία του RHCP έναντι της μέσης ισχύος του LHCP, δεδομένου ότι μόνο η πρώτη μεταδόθηκε. Τα αποτελέσματα για όλα τα σενάρια συνοψίζονται στον Πίνακα 6.4. Το σενάριο P2 χρησιμοποιεί μονόπολα στον πομπό και στον δέκτη επομένως δεν μπορεί να υπολογιστεί η τιμή XPD.

Μια άλλη σημαντική παράμετρος ο λόγος της διαπολικής απομόνωσης (XPI), που ορίζεται από την 6.6, η οποία συγκρίνει την ομοπολική ισχύ που λήφθηκε, με την διαπολική ισχύ που έχει ληφθεί στην ίδια κατάσταση πόλωσης. Το XPI δηλαδή, συγκρίνει την ισχύ του λαμβανόμενου κύματος RHCP που μεταδόθηκε ως RHCP, με την ισχύ που μεταδόθηκε ως LHCP. Η XPI είναι μια αρκετά σημαντική παράμετρος δεδομένου ότι μας πληροφορεί για τον λόγο φέροντος-προς-παρεμβολή (carrier-to-interference) σε ένα ληφθέν κανάλι. Τα αποτελέσματα XPI παρέχονται επίσης στον Πίνακα 6.4 για όλα τα σενάρια.

Πίνακας 6.4: Αποτελέσματα των XPD και XPI σε dB για όλα τα σενάρια μέτρησης.

Scenario	XPD_R	XPD_L	XPI_R	XPI_L
P1	14.2	14.4	16.1	12.8
A1	22.5	17.2	17.6	21.0
A2	20.9	16.5	19.8	18.9
A3	23.7	19.7	20.3	21.5
A4	23.7	20.9	22.9	21.6

Για το σενάριο P1 έχω τα χαμηλότερα αποτελέσματα XPD τόσο για δεξιά όσο και για αριστερή πόλωση. Αντίθετα όλα τα υπόλοιπα σενάρια, παρουσιάζουν αρκετά μεγαλύτερες τιμές ειδικά στην περίπτωση του λόγου XPD_R . Οι τιμές XPD είναι ελαφρώς μικρότερες για το σενάριο A2 και για τις δύο πολώσεις σε σχέση με τα υπόλοιπα σενάρια A1, A3 και A4. Τέλος συγκρίνοντας τα σενάρια μεταξύ τους, τα A3 και A4 έχουν υψηλότερες τιμές XPD, οι οποίες μπορούν να αποδοθούν στον μεγάλο διαχωρισμό μεταξύ του πομπού και του δέκτη, τις υψηλότερες γωνίες ανύψωσης και τις μεγαλύτερες περιοχές με συνθήκες LOS, αφού τα σημεία που βρίσκεται ο δέκτης είναι σε ανοικτό χώρο. Τα αποτελέσματα του λόγου XPI στο σενάριο A4 είναι σημαντικά καλύτερα από ότι στα υπόλοιπα, ειδικά σε ομοπολική λήψη.

6.2 Ιδιότητες συσχέτισης του MIMO καναλιού

Για τον στατιστικό χαρακτηρισμό του διαύλου MIMO, υπολογίζεται η αυτοσυσχέτιση της περιβάλλουσας κάθε υποδιαύλου SISO σύμφωνα με τη σχέση:

$$\rho_{ch}(ij, kl) = \frac{E(\tilde{\mathbf{h}}_{ij} \tilde{\mathbf{h}}_{kl}^*)}{\sqrt{E(|\tilde{\mathbf{h}}_{ij}|^2)E(|\tilde{\mathbf{h}}_{kl}|^2)}} = \mathbf{R}_{ch}(i', j') \quad (6.7)$$

Όπου $\tilde{\mathbf{h}}_{ij}$ είναι το i, j στοιχείο του κανονικοποιημένου πίνακα MIMO, $\tilde{\mathbf{H}}$, και όπου i, j συνδυάζονται για να σχηματίσουν ένας δείκτη γραμμής \mathbf{R}_{ch} και k, l συνδυάζονται για να σχηματίσουν ένα δείκτη στήλης του \mathbf{R}_{ch} , δηλ. διατηρεί $i' = i + (j - 1) M_R$ και $j' = k + (l - 1) M_R$. Οι πίνακες με τους συντελεστές συσχέτισης του μετρούμενου καναλιού και για όλα τα σενάρια δίνονται παρακάτω .

$$\mathbf{R}_{ch}^{P1} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.88 & 0.86 & 0.94 \\ 0.88 & 1.00 & 0.79 & 0.82 \\ 0.86 & 0.79 & 1.00 & 0.85 \\ 0.94 & 0.82 & 0.85 & 1.00 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{ch}^{P2} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.87 & 0.90 & 0.87 \\ 0.87 & 1.00 & 0.87 & 0.88 \\ 0.90 & 0.87 & 1.00 & 0.90 \\ 0.87 & 0.88 & 0.90 & 1.00 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{ch}^{A1} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.87 & 0.84 & 0.99 \\ 0.87 & 1.00 & 0.73 & 0.87 \\ 0.84 & 0.73 & 1.00 & 0.81 \\ 0.99 & 0.87 & 0.81 & 1.00 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{ch}^{A2} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.87 & 0.86 & 0.99 \\ 0.87 & 1.00 & 0.84 & 0.86 \\ 0.86 & 0.84 & 1.00 & 0.85 \\ 0.99 & 0.86 & 0.85 & 1.00 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{ch}^{A3} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.89 & 0.86 & 0.99 \\ 0.89 & 1.00 & 0.84 & 0.89 \\ 0.86 & 0.84 & 1.00 & 0.85 \\ 0.99 & 0.89 & 0.85 & 1.00 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{ch}^{A4} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.89 & 0.86 & 0.98 \\ 0.89 & 1.00 & 0.76 & 0.89 \\ 0.86 & 0.76 & 1.00 & 0.85 \\ 0.98 & 0.89 & 0.85 & 1.00 \end{bmatrix}$$

Αντίστοιχα παίρνουμε και τα αποτελέσματα για LOS και NLOS Γενικά, από τα αποτελέσματα, ο διάυλος παρουσιάζει αρκετά υψηλές τιμές συσχέτισης για όλα τα σενάρια που μετρήθηκαν καθώς και όλες τις συνθήκες διάδοσης. Στο σενάριο A1 η συσχέτιση είναι ελαφρώς χαμηλότερη σε σχέση με τα υπόλοιπα σενάρια, υποδηλώνοντας ένα περιβάλλον διάδοσης πλούσιο σε πολλαπλές διαδρομές που είναι καταλληλότερο για την εφαρμογή τεχνικών πολυπλεξίας. Παρόλα αυτά τα επίπεδα συσχέτισης είναι αρκετά υψηλά σε όλες τις περιπτώσεις, υποδεικνύοντας ότι για τον συγκεκριμένο διάυλο είναι προτιμητέα η χρήση τεχνικών διαφορικής λήψης ή κεραίας με μορφοποίηση δέσμης (beamforming).

Ένας εναλλακτικός τρόπος για να περιγράψουμε τη συσχέτιση του καναλιού είναι να χρησιμοποιήσουμε το μοντέλο Kronecker. Με αυτό τον τρόπο, ένα σύστημα MIMO αποσυντίθεται σε δύο διασυνδεδεμένα υποσυστήματα MISO/SIMO. Οι πίνακες συσχέτισης στον πομπό, \mathbf{R}_t , και στον δέκτη, \mathbf{R}_r , ορίζονται ως εξής [62].

$$\mathbf{R}_{t,ij} = \frac{1}{M_R} \sum_{k=1}^{M_R} R_{ki,kj} \quad \mathbf{R}_{r,ij} = \frac{1}{M_T} \sum_{k=1}^{M_T} R_{ik,jk} \quad (6.8)$$

Τέλος, ο πίνακας συσχέτισης του διαύλου δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{R}_{Kron} = \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_r. \quad (6.9)$$

Οι υπολογισμένοι πίνακες συσχέτισης με βάση το μοντέλο Kronecker για όλα τα σενάρια δίνονται παρακάτω. Τα αποτελέσματα πάλι δείχνουν τα υψηλά επίπεδα συσχέτισης των υποκαναλιών, αν και το μοντέλο Kronecker δίνει γενικά χαμηλότερες τιμές συσχέτισης σε σύγκριση με τους πίνακες συσχέτισης του μετρούμενου διαύλου.

$$\mathbf{R}_{Kron}^{P1} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.87 & 0.84 & 0.73 \\ 0.87 & 1.00 & 0.73 & 0.84 \\ 0.84 & 0.73 & 1.00 & 0.87 \\ 0.73 & 0.84 & 0.87 & 1.00 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{Kron}^{P2} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.88 & 0.89 & 0.79 \\ 0.88 & 1.00 & 0.79 & 0.89 \\ 0.89 & 0.79 & 1.00 & 0.88 \\ 0.79 & 0.89 & 0.88 & 1.00 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{Kron}^{A1} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.84 & 0.85 & 0.71 \\ 0.84 & 1.00 & 0.71 & 0.85 \\ 0.85 & 0.71 & 1.00 & 0.84 \\ 0.71 & 0.85 & 0.84 & 1.00 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{Kron}^{A2} = \begin{bmatrix} 1.0 & 0.86 & 0.86 & 0.74 \\ 0.86 & 1.00 & 0.74 & 0.86 \\ 0.86 & 0.74 & 1.00 & 0.86 \\ 0.74 & 0.86 & 0.86 & 1.00 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{Kron}^{A3} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.87 & 0.87 & 0.76 \\ 0.87 & 1.00 & 0.76 & 0.87 \\ 0.87 & 0.76 & 1.00 & 0.87 \\ 0.76 & 0.87 & 0.87 & 1.00 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{Kron}^{A4} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.87 & 0.88 & 0.76 \\ 0.87 & 1.00 & 0.76 & 0.88 \\ 0.88 & 0.76 & 1.00 & 0.87 \\ 0.76 & 0.88 & 0.87 & 1.00 \end{bmatrix}$$

Για να αξιολογήσουμε η διαφορά/αποκλιση μεταξύ δύο πινάκων A και B, το σφάλμα μπορεί να υπολογιστεί από την σχέση [63]:

$$\Psi(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = \frac{\|\mathbf{A} - \mathbf{B}\|_F}{\|\mathbf{A}\|_F} \quad (6.10)$$

όπου $\|\cdot\|_F$ είναι η Frobenius νορμα του πίνακα.

Η ποσοστιαία απόκλιση (σφάλμα) μεταξύ του μοντέλου συσχέτισης Kronecker και του μετρούμενου πίνακα συσχέτισης, για όλα τα σενάρια μέτρησης, παρουσιάζεται στον Πίνακα 6.5.

Πίνακας 6.5: Απόκλιση μεταξύ του μοντέλου Kronecker και του πίνακα συσχέτισης του μετρούμενου διαύλου MIMO για όλα τα σενάρια μέτρησης και ξεχωριστά για συνθήκες LOS και NLOS.

Scenario	$\Psi(R_{ch}, R_{Kron})$ %	$\Psi_{LOS}(R_{ch}, R_{Kron})$ %	$\Psi_{NLOS}(R_{ch}, R_{Kron})$ %
P1	8.9	7.8	11.6
P2	4.8	3.2	8.3
A1	11.1	10.5	22.3
A2	10.4	8.5	13.4
A3	9.4	9.2	9.0
A4	8.5	7.2	17.8

Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι η μικρότερη απόκλιση επιτυγχάνεται για το σενάριο P2 (4.8%) που υποδεικνύει ότι το μοντέλο Kronecker περιγράφει στατιστικώς αξιόπιστα τον μετρούμενο δίαυλο τόσο σε συνθήκες LOS όσο και σε NLOS. Αντίθετα, στην περίπτωση των σεναρίων A1 και A2 η απόκλιση είναι αρκετά μεγάλη. Από όλα τα σενάρια με τον πομπό στο αερόπλοιο η μικρότερη απόκλιση παρουσιάζεται στο A4 αλλά μόνο σε συνθήκες LOS.

Μια διαφορετική μέθοδος για να βελτιστοποιήσουμε τα αποτελέσματα που μας δίνει το μοντέλο Kronecker βασίζεται στην παραγοντοποίηση Kronecker με ελάχιστα τετράγωνα. Αρχικά, ο μετασχηματισμένος πίνακας \mathbf{R}_{tran} υπολογίζεται, χρησιμοποιώντας τον πίνακα αντιμετάθεσης \mathbf{T} σύμφωνα με τη σχέση:

$$vec(\mathbf{R}_{tran}) = \mathbf{T} \cdot vec(\mathbf{R}_{ch}). \quad (6.11)$$

Ο πίνακας αντιμετάθεσης είναι ένας τετραγωνικός πίνακας που λαμβάνεται από μοναδιαίο πίνακα με ίδιο μέγεθος και με μια αντιμετάθεση των σειρών. Δεν είναι εύκολο να υπολογίσουμε το \mathbf{T} , το οποίο στην περίπτωση μας είναι ένας 16×16 ορθογωνικός πίνακας. Αναλύοντας τον πίνακα \mathbf{R}_{tran} , στις μοναδιαίες του τιμές, υπολογίζεται η μεγαλύτερη ιδιοτιμή λ_{max} , καθώς και τα, \mathbf{u}_{max} και το \mathbf{v}_{max} , ιδιοδιάνυσμα που αντιστοιχούν στην ιδιοτιμή λ_{max} . Οι βελτιστοποιημένοι πίνακες συσχέτισης στην πλευρά του πομπού και του δέκτη, αντίστοιχα δίνονται από τις σχέσεις:

$$\text{vec}(\mathbf{X}) = \gamma \cdot \mathbf{u}_{max} \quad \text{vec}(\mathbf{Y}) = \gamma^{-1} \lambda_{max} \mathbf{v}_{max} \quad (6.12)$$

Δεδομένου ότι το γ είναι αυθαίρετος παράγοντας, η μέθοδος των ελάχιστων τετραγώνων θα χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της βέλτιστης προσαρμογής του γ , προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα μεταξύ των πινάκων X και Y της (6.7). Το σφάλμα ελαχιστοποιείται για διαφορετικά τιμές του γ ανάλογα με το σενάριο μέτρησης, όπως φαίνεται και στον Πίνακα 6.6:

Πίνακας 6.6: Αποτελέσματα για τον παράγοντα βελτιστοποίησης γ προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα μεταξύ των πινάκων X και Y για όλα τα σενάρια μέτρησης και για συνθήκες LOS και NLOS.

Scenario	γ	γ_{LOS}	γ_{NLOS}
P1	-1.88	-1.9	-1.83
P2	-1.91	-1.94	-1.89
A1	-1.89	-1.9	-1.82
A2	-1.91	-1.92	-1.92
A3	-1.92	-1.92	-1.92
A4	-1.91	-1.92	-1.85

Ο βελτιστοποιημένος πίνακας Kronecker δίνεται από το γινόμενο $X \otimes Y$ και είναι ανεξάρτητος από την παράμετρο γ . Η ποσοστιαία απόκλιση (σφάλμα) μεταξύ του βελτιστοποιημένου μοντέλου Kronecker και του μετρούμενου πίνακα συσχέτισης, για όλα τα σενάρια μέτρησης, παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.7. Παρατηρούμε ότι η συσχέτιση του μετρούμενου διαύλου προσεγγίζεται καλύτερα με τον βελτιστοποιημένο πίνακα συσχέτισης Kronecker αφού οι ποσοστιαίες αποκλίσεις είναι κατά πολύ μικρότερες. Η μέθοδος των ελάχιστων τετραγώνων μείωσε σημαντικά το σφάλμα σε όλα τα σενάρια.

Πίνακας 6.7: Σφάλματα μεταξύ των μετρούμενων καναλιών και των προτεινόμενων στοχαστικών μοντέλων.

Error	Scenario P1	Scenario P2	Scenario A1	Scenario A2	Scenario A3	Scenario A4
$\Psi(R_{ch}, R_{Kron})$	8.9%	4.8%	11.1%	10.4%	9.4%	8.5%
$\Psi(R_{ch}, R_{tran})$	3.7%	7.1%	2.8%	0.98%	1.9%	2.1%
$\Psi(R_{ch}, X \otimes Y)$	6.1%	2.7 %	8.7%	6.7%	6.2%	6.7%
$\Psi(R_t, X)$	4.4%	2.6%	4.8%	5.5 %	4.9%	3.4%
$\Psi(R_r, Y)$	4.5%	2.7%	4.8%	5.5 %	4.8%	3.4%

Είναι επίσης σημαντική η σύγκριση των προαναφερθέντων μοντέλων όσον αφορά την χωρητικότητα του καναλιού. Ο πίνακας καναλιού του μοντέλου Kronecker δίνεται από

$$H_{Kron} = (M_R)^{-1/2} (R_r)^{1/2} G [(R_t)^{1/2}] \quad (6.13)$$

Όπου G είναι ένας στοχαστικός πίνακας $M_R \times M_T$ με ανεξάρτητα και ταυτόσημα κατανομημένα, CN (0, 1) στοιχεία. Η τετραγωνική ρίζα των πινάκων R_t και R_r υπολογίζεται στοιχείο προς στοιχείο. Κατά συνέπεια, ο πίνακας του βελτιστοποιημένου μοντέλου Kronecker μπορεί να προκύψει εάν αντικαθιστούμε τα R_t και R_r με τα X και Y στο (6.13). Η χωρητικότητα του χρονικά-μεταβαλλόμενου διαύλου τότε υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την (6.2), αφού κανονικοποιήσουμε τον πίνακα του καναλιού. Μια άλλη ενδιαφέρουσα στοχαστική προσέγγιση, που παρέχει πολύτιμη εικόνα για τις προτιμώμενες τεχνικές πολυπλεξίας του διπλά πολωμένου διαύλου MIMO, είναι το μοντέλο Weichselberger [67]. Το συγκεκριμένο μοντέλο προτάθηκε ως εξέλιξη του

μοντέλου Kronecker με σκοπό όχι μόνο να εισάγει την συσχέτιση των διαύλων χωριστά σε πομπό και δέκτη, αλλά επίσης να μοντελοποιήσει την σύζευξη μεταξύ τους. Ο πίνακας του διαύλου περιγράφεται από την σχέση:

$$\mathbf{H}_{WB} = \mathbf{U}_{Rx}(\tilde{\Omega}_{WB} \odot \mathbf{G}) \cdot \mathbf{U}_{Tx}^T \quad (6.14)$$

όπου \mathbf{G} είναι ένας στοχαστικός πίνακας $M_R \times M_T$ με ανεξάρτητα και ταυτόσημα κατανομημένα μιγαδικά, CN $(0, \mathbf{I})$ στοιχεία, $\tilde{\Omega}_{WB}$ είναι η ανά στοιχείο τετραγωνική ρίζα του πίνακα σύζευξης Ω_{WB} , ενώ με \odot συμβολίζουμε το γινόμενο πινάκων στοιχείο προς στοιχείο. Καλούμε τον Ω_{WB} «πίνακα σύζευξης», επειδή οι συντελεστές του καθορίζουν τη μέση ποσότητα ισχύος που κατανέμεται μεταξύ του πομπού και του δέκτη και αντίστροφα (όπως φαίνεται και στο Σχήμα 6.7). Οι \mathbf{U}_{Tx} και \mathbf{U}_{Rx} είναι τα χωρικά διανύσματα ιδιοτιμών στην πλευρά του πομπού και του δέκτη, αντίστοιχα (βλ. Σχήμα 6.7). Ο πίνακας σύζευξης έχει πλήρη βαθμό (full rank) και αποτελείται από πραγματικές τιμές, μη αρνητικών στοιχείων, ενώ κάθε στοιχείο καθορίζει το μέσο ποσοστό ισχύος που συζεύκνεται μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Τα στοιχεία του πίνακα Ω_{WB} , δίνονται από τη σχέση [67]:

$$\omega_{m,n} = (\mathbf{u}_{Tx,n} \otimes \mathbf{u}_{Rx,m})^H \mathbf{R}ch \cdot (\mathbf{u}_{Tx,n} \otimes \mathbf{u}_{Rx,m}) \quad (6.15)$$



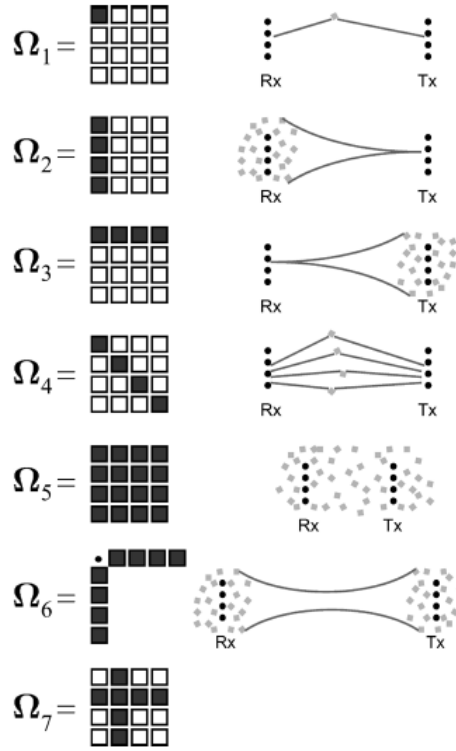
Σχήμα 6.7: Παράμετροι του μοντέλου Weichselberger.

Όπου τα $\mathbf{u}_{Tx,n}$ και $\mathbf{u}_{Rx,m}$ είναι το n -οστο και το m -στο ιδιοδιανύσμα των χωρικών ιδιοτιμών στην πλευρά του πομπού και του δέκτη, αντίστοιχα. Οι πίνακες σύζευξης $M_R \times M_T$ που υπολογίστηκαν για όλα τα σενάρια μέτρησης και δίδονται παρακάτω.

$$\begin{aligned} \Omega_{WB}^{P1} &= \begin{bmatrix} 0.16 & 0.10 \\ 0.16 & 3.57 \end{bmatrix}, \Omega_{WB}^{P2} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.14 \\ 0.12 & 3.64 \end{bmatrix}, \Omega_{WB}^{A1} = \begin{bmatrix} 0.17 & 0.16 \\ 0.13 & 3.54 \end{bmatrix} \\ \Omega_{WB}^{A2} &= \begin{bmatrix} 0.19 & 0.09 \\ 0.09 & 3.60 \end{bmatrix}, \Omega_{WB}^{A3} = \begin{bmatrix} 0.17 & 0.09 \\ 0.08 & 3.70 \end{bmatrix}, \Omega_{WB}^{A4} = \begin{bmatrix} 0.12 & 0.14 \\ 0.13 & 3.60 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Η δομή του πίνακα Ω_{WB} απεικονίζει τη χωρική διάταξη των σκεδαστών στο περιβάλλον διάδοσης, επηρεάζει την χωρητικότητα καθώς και τον βαθμό πολυμορφίας σε χωρικά πολυπλεγμένα κανάλια. Στην ουσία μας δείχνει πόσες παράλληλες ροές δεδομένων μπορούν να πολυπλεχθούν στο δίαυλο, τι είδους διαφορισμός μπορεί να υπάρξει στην πλευρά του πομπού και του δέκτη και πόσο κέρδος διαμόρφωσης δέσμης (beamforming gain) της κεραίας μπορεί να επιτευχθεί [68]. Στο Σχήμα 6.8 φαίνονται ορισμένα παραδείγματα δομών του πίνακα Ω_{WB} . Ένα μη μηδενικό στοιχείο δημιουργεί μια ζεύξη μεταξύ αντίστοιχων ιδιορυθμών μετάδοσης. Ένα μη μηδενικό στοιχείο του πίνακα σύζευξης σημαίνει ότι οι αντίστοιχοι ίδιο-ρυθμοί δεν είναι συζευγμένοι. Στο Σχήμα 6.8, τα στοιχεία του Ω_{WB} απεικονίζονται με σκίαση (που φέρουν σημαντική ισχύ) και λευκά (με ελάχιστη ή καθόλου ισχύ) [68].

Σε όλα τα σενάρια που εξετάσαμε, όπως φαίνεται και στους υπολογισμένους πίνακες σύζευξης, υπάρχει μόνο ένα μη μηδενικό στοιχείο ενώ όλα τα υπόλοιπα στοιχεία του πίνακα έχουν ελάχιστη ισχύ. Αυτό σημαίνει ότι μόνο ένας ίδιο-ρυθμός διεγείρεται στον δίαυλο και μεταφέρει το σύνολο της πληροφορίας και συγκεκριμένα μέσω του συνδυασμού πόλωσης LL. Όπως περιγράφεται και στο [67], η διέγερση ενός μόνο ρυθμού στον δίαυλο δεν ενδείκνυται για τη χρήση διαφορικού κέρδους ούτε πολυπλεξίας. Μπορούμε όμως να εκμεταλλευτούμε



Σχήμα 6.8: Παραδείγματα δομών του πίνακα σύζευξης Ω_{WB} .

την συγκέντρωση του συνόλου της ισχύος σε έναν μόνο ίδιο-ρυθμό για την εφαρμογή τεχνικών διαμόρφωσης δέσμης που θα ενισχύσει σημαντικά το SNR στη λήψη.

Τέλος, μπορούμε να υπολογίσουμε τον πλήρη πίνακα συσχέτισης του μοντέλου Weichselberger για όλα τα σενάρια μέτρησης. Ο πίνακας συσχέτισης δίνεται από τη σχέση:

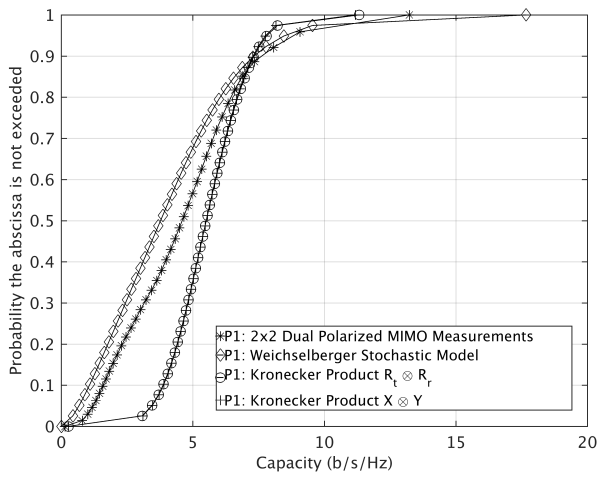
$$R_{WB} = \sum_{i=1}^{M_T} \sum_{j=1}^{M_R} \omega_j i (u_{Tx,i} \otimes u_{Rx,j})(u_{Tx,i} \otimes u_{Rx,j})^H \quad (6.16)$$

όπου $\omega_j i$ δίνονται από την 6.15 ενώ τα u_{Tx} , u_{Rx} περιγράφηκαν παραπάνω. Το стоχαστικό μοντέλο Weichselberger παρουσιάζει αρκετά χαμηλό σφάλμα μεταξύ του μετρούμενου πίνακα συσχέτισης, R_{ch} και των τιμών που υπολογίζονται από την (6.16) όπως φαίνεται στον Πίνακα 6.8 και σε σύγκριση με τα υπόλοιπα δύο μοντέλα του Πίνακα 6.7 (Kronecker και βελτιστοποιημένο Kronecker).

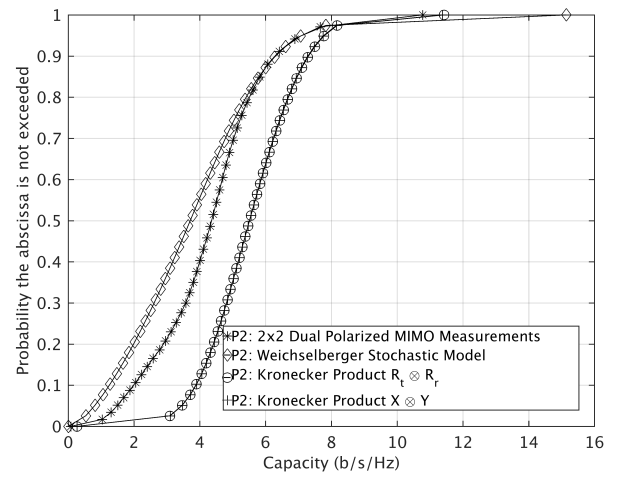
Πίνακας 6.8: Αποτελέσματα για το στοχαστικό μοντέλο του Weichselberger μεταξύ του μετρούμενου πίνακα συσχέτισης και του πίνακα συσχέτισης από το μοντέλο Weichselberger.

Scenario	$\Psi(R_{ch}, R_{wb}) \%$	$\Psi_{LOS}(R_{ch}, R_{wb}) \%$	$\Psi_{NLOS}(R_{ch}, R_{wb}) \%$
P1	4.4	4.3	4.2
P2	0.9	0.6	0.4
A1	7.4	7.7	6.8
A2	4.1	4.1	4.4
A3	4.2	4.0	4.3
A4	6.2	6.1	4.1

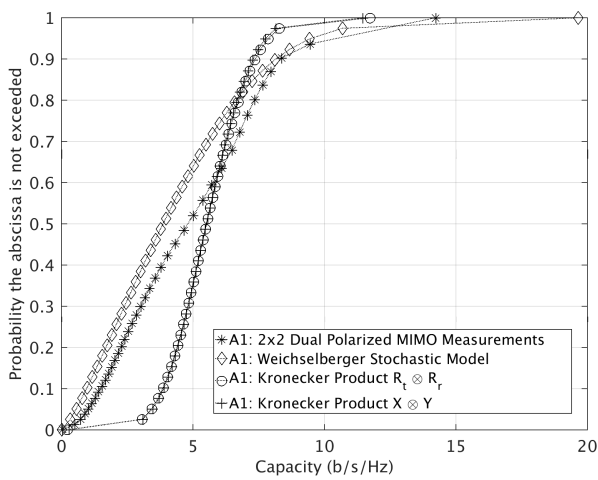
Στο Σχήμα 6.9 συγκρίνονται οι υπολογιζόμενες κατανομές χωρητικότητας διακοπής που προκύπτουν από όλα τα προτεινόμενα στοχαστικά μοντέλα (Kronecker, βελτιστοποιημένο Kronecker και Weichselberger), με την κατανομή χωρητικότητας των μετρούμενων δεδομένων του δορυφορικού διαύλου 2x2 MIMO διπλής πόλωσης. Τα αποτελέσματα έχουν προκύψει για λαμβάνοντας $\rho = 10$ dB και περιλαμβάνονται όλα τα σενάρια για το σύνολο των περιοχών (περιλαμβάνουν LOS και NLOS συνθήκες διάδοσης). Παρατηρούμε ότι το μοντέλο Weichselberger προσεγγίζει καλύτερα τα μετρούμενα δεδομένα, συνεπώς χαρακτηρίζει στοχαστικά με μεγαλύτερη ακρίβεια το δίαυλο. Τόσο το απλό, όσο και το βελτιστοποιημένο μοντέλο Kronecker, δίνει μια υπερεκτίμηση της χωρητικότητας ειδικά στα σενάρια P1 και P2, ενώ στα υπόλοιπα σενάρια η προσέγγιση που επιτυγχάνει δεν είναι η καλύτερη δυνατή.



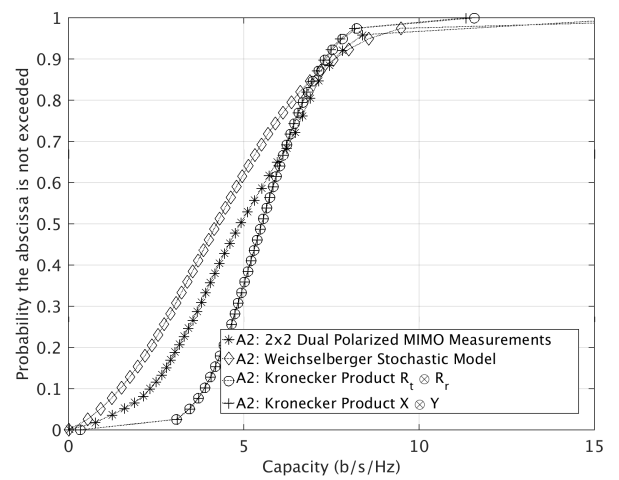
(α)



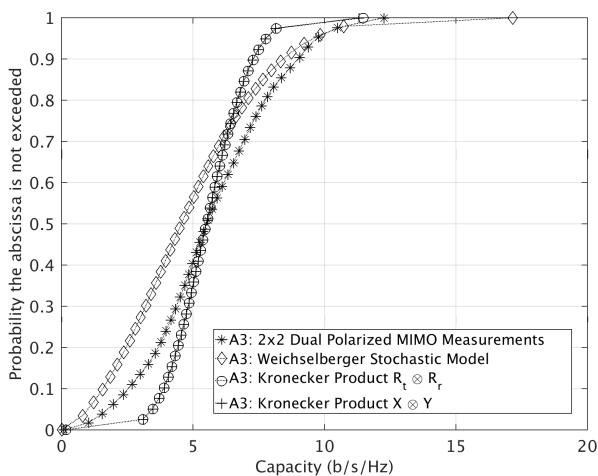
(β)



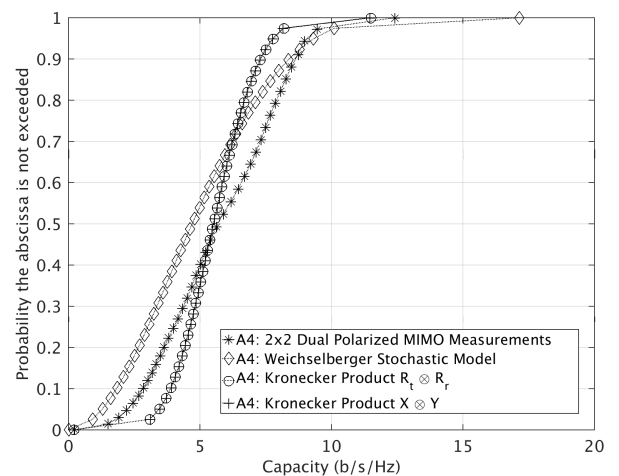
(γ)



(δ)



(ε)

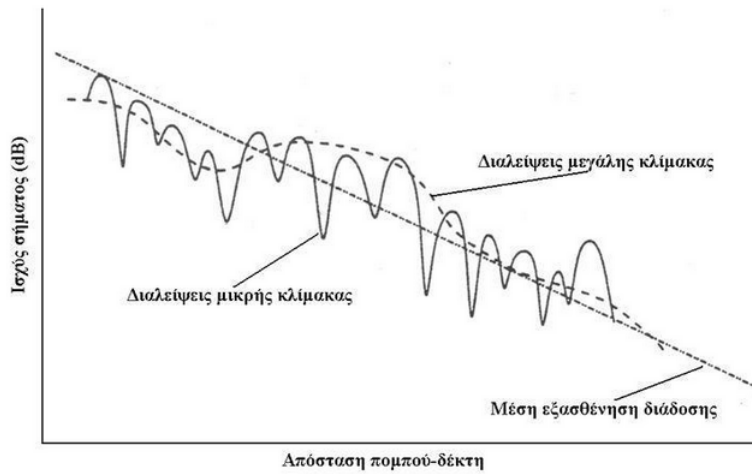


(στ)

Σχήμα 6.9: Σύγκριση της κατανομής της χωρητικότητας διακοπής μεταξύ των προτεινόμενων στοχαστικών μοντέλων και του μετρούμενου διαύλου MIMO, για $\rho = 10$ dB, για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4.

6.2.1 Χαρακτηρισμός διαλείψεων

Αν θεωρήσουμε έναν δέκτη που κινείται σε περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης και καταγράψουμε τη στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύ συναρτήσει της απόστασης, θα προκύψει κάτι ανάλογο με το Σχήμα 6.10.



Σχήμα 6.10: Παράδειγμα υπέρθεσης διαλείψεων ενός διαύλου.

Εκείνο που παρατηρούμε είναι ότι μπορούμε να διακρίνουμε δυο είδη διαλείψεων, [47]. Αρχικά οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading), που εμπεριέχουν τα δύο από τα τέσσερα βασικά χαρακτηριστικά της ραδιομετάδοσης: τις απώλειες διάδοσης, δηλαδή τη μεταβολή της μέσης εξασθένησης με την απόσταση, και την σκίαση, δηλαδή την τυχαία μεταβολή της εξασθένησης γύρω από την μέση τιμή για δεδομένη απόσταση. Η στατιστική ανάλυση των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας ή αργών διαλείψεων δίνει ένα μέτρο των απωλειών διάδοσης συναρτήσει της απόστασης. Επιπλέον, διακρίνουμε τις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading), που περιγράφουν τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτους, φάσης) για μετατοπίσεις του κινητού τερματικού της τάξης $\lambda/2$. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης και στη χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω μετατόπισης του δέκτη, αλλά και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση [47].

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας εξάγονται από τα μετρούμενα δεδομένα με την αφαίρεση των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας και τις απώλειες που εξαρτώνται από την απόσταση από το συνολικό λαμβανόμενο σήμα. Όταν εξετάζουμε χωρικά μεταβαλλόμενα σήματα, οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας λαμβάνονται υπολογίζοντας τη μέση τιμή της λαμβανόμενης ισχύος σε μια περιοχή μεταξύ 10λ και 40λ [69]. Το συγκεκριμένο μήκος παραθύρου, W , μέσα στο οποίο πρέπει να υπολογιστεί η μέση τιμή, εξαρτάται από τον αριθμό των ανεξάρτητων δειγμάτων και τη συνάρτηση χωρικής συσχέτισης του λαμβανόμενου σήματος. Επομένως, προκειμένου να υπολογίσουμε το W , από το οποίο θα προκύψει η μέση τιμή του λαμβανόμενου σήματος, θα ακολουθήσουμε την παρακάτω διαδικασία.

Αρχικά, επιλέγουμε τα πρώτα L δείγματα ισχύος για κάθε m, n ($m = n = 1 \dots 2$) SISO διάυλο, όπου L αντιστοιχεί σε 40λ. Έπειτα υπολογίζουμε την μέση ισχύ σε αυτό το παράθυρο (40λ) σύμφωνα με :

$$\bar{p}(m, n, i) = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L p(m, n, i, j) \quad (6.17)$$

όπου $p(m, n, i, j)$ είναι η ισχύς από το j -στο δείγμα για το i -στο παράθυρο από το m, n διάυλο SISO. Στη συνέχεια, η μέση ισχύς που προκύπτει από την 6.17 αφαιρείται έπειτα από τα L δείγματα του πρώτου παραθύρου.

$$r_d(m, n, i, j) = \sqrt{\frac{p(m, n, i, j)}{\bar{p}(m, n, i)}} \quad (6.18)$$

Όπου $r_d(m, n, i, j)$ είναι το πλάτος του ληφθέντος σήματος στο i -οστό παράθυρο, από το οποίο υπολογίζουμε τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης σύμφωνα με τη σχέση:

$$\rho_{r_d}(m, n, i, \Delta j) = \frac{E[r_d(m, n, i, j)r_d(m, n, i, j + \Delta j)]}{\sigma_{r_d}} \quad (6.19)$$

όπου σ_{r_d} είναι η τυπική απόκλιση της $r_d(m, n, i, j = 1 : L)$ και $E[\cdot]$ υποδηλώνει τον μέσο όρο. Επιλέγοντας ένα κατώφλι (threshold) συσχέτισης 0.5 (ή 50%) υπολογίζουμε την απόσταση αποσυσχέτισης για το πρώτο παράθυρο, με άλλα λόγια πόσες είναι τα δείγματα που απαιτούνται έτσι ώστε το ρ_{r_d} να 'πέσει' κάτω από 0.5. Αυτό υπολογίζεται για κάθε (m, n) κανάλι SISO και τέλος λαμβάνουμε την απόσταση αποσυσχέτισης, \bar{d}_c εκφρασμένη σε δείγματα με βάση τον μέσο όρο σε όλα τα κανάλια SISO. Υποθέτοντας 57 ανεξάρτητα δείγματα που αντιστοιχούν σε διάστημα εμπιστοσύνης 90% [70], υπολογίζουμε $W_i = 57 \times \bar{d}_c$ όπου W_i είναι το i -στο παράθυρο (εκφρασμένο σε δείγματα) πάνω στο οποίο θα υπολογίσουμε το μέσο όρο του σήματος. Αυτά τα βήματα επαναλαμβάνονται από την αρχή μέχρι και το τέλος των N δειγμάτων που μετρήθηκαν, αν και η επόμενη αναζήτηση στο αρχικό L παράθυρο θα ξεκινήσει από το δείγμα $W_i + 1$. Η διαδικασία αυτή έχει ως αποτέλεσμα να προκύπτουν διαφορετικά παράθυρα W_i μεταβλητού μήκους. Για παράδειγμα, λαμβάνονται 102 παράθυρα για το σενάριο P1, 116 για το P2 και 812, 478, 804, 877 παράθυρα για τα σενάρια A1, A2, A3 και A4, αντίστοιχα. Τέλος, για τη διαδικασία αφαίρεσης της μέσης τιμής από το συνολικά λαμβανόμενο σήμα υπολογίζουμε το μέσο παράθυρο \bar{W} από όλα τα διαφορετικά παράθυρα για όλα τα σενάρια σύμφωνα με τη σχέση :

$$\bar{W} = \sum_{i=1}^K W_i \quad (6.20)$$

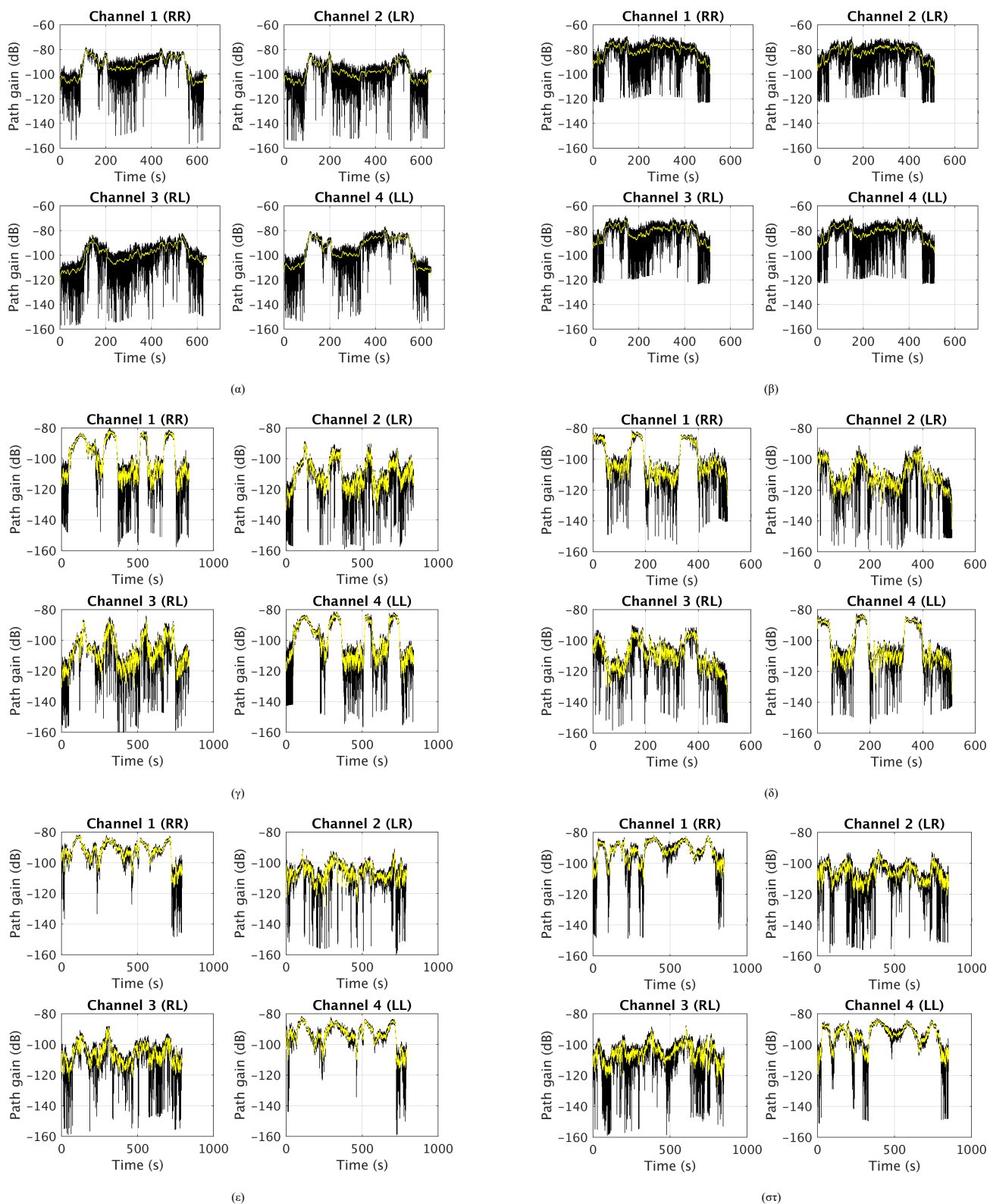
όπου K είναι ο συνολικός αριθμός των παραθύρων. Εφαρμόζοντας την (6.21) υπολογίζουμε το μέσο συνολικό παράθυρο 20λ για το σενάριο P1, 16λ για το σενάριο P2 και το 40λ για τα σενάρια A1, A2, A3, A4 αντίστοιχα. Το μέσο λαμβανόμενο σήμα λαμβάνεται εφαρμόζοντας το κυλιόμενο παράθυρο \bar{W} στα δείγματα πλάτους τη σύμφωνα με τη σχέση:

$$r_{SF}(m, n, j) = \frac{\sum_{k=0}^{\bar{W}-1} r_d(m, n, j+k)}{\bar{W}}, j = 1 \dots (N - \bar{W} + 1) \quad (6.21)$$

όπου $r_d(m, n, j+k)$ είναι το λαμβανόμενο πλάτος σήματος του j -στου δείγματος από το m, n κανάλι SISO, N είναι ο συνολικός αριθμός των δειγμάτων, και το W είναι το συρόμενο παράθυρο που αντιστοιχεί σε 20λ, 16λ και 40λ ανάλογα το σενάριο. Το τελικό σήμα μετά την αφαίρεσης της μέσης τιμής λαμβάνεται από τη σχέση:

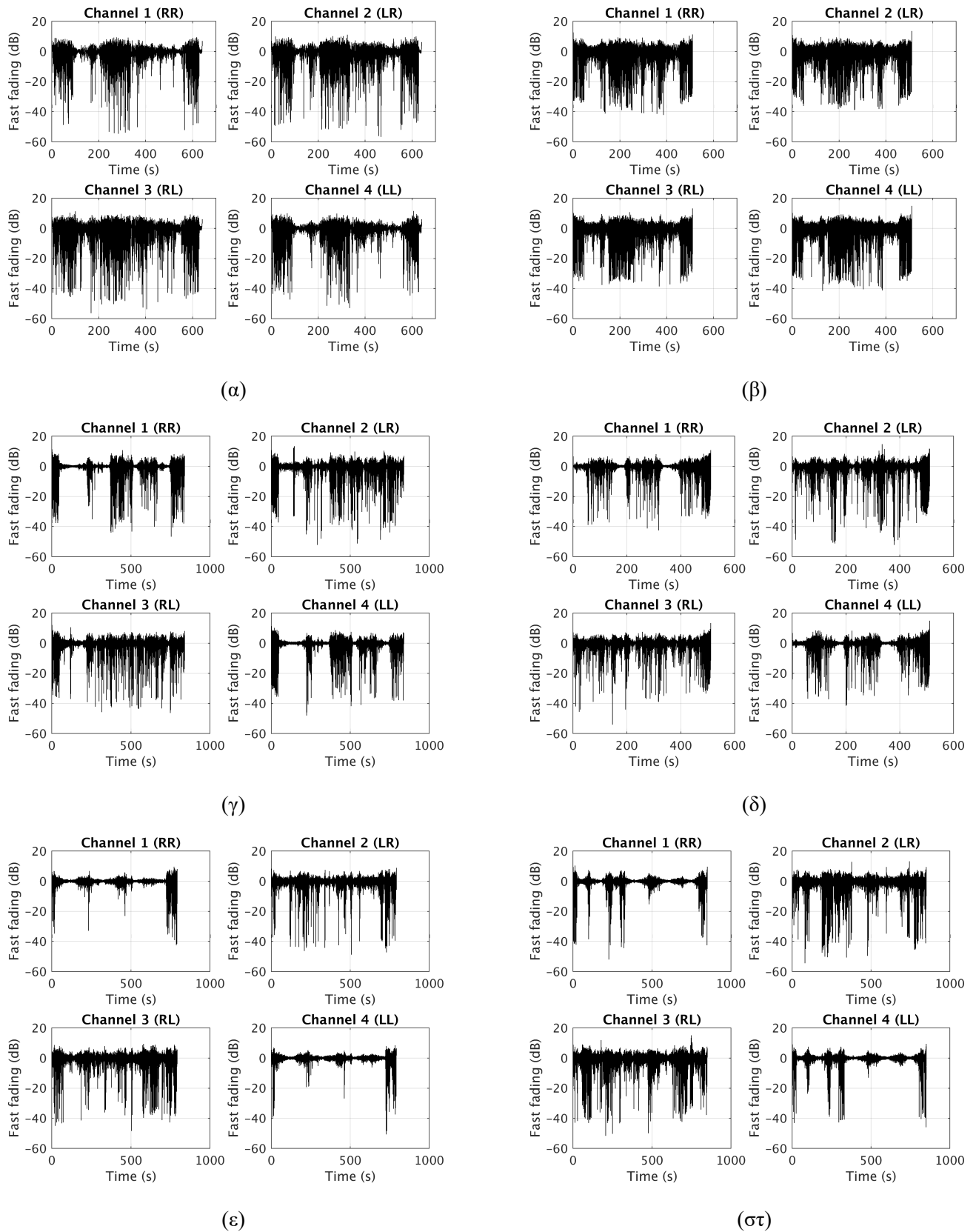
$$r_{FF}(m, n, j) = \frac{r_d(m, n, j)}{r_{SF}(m, n, j)}, j = 1 \dots N \quad (6.22)$$

Χρησιμοποιώντας την (6.21), εξάγουμε το μέσο λαμβανόμενο σήμα (αργές διαλείψεις) συναρτήσε του χρόνου, όλων των μετρούμενων πολώσεων για όλα τα σενάρια, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 6.10 , όπου οι αργές διαλείψεις διακρίνονται με κίτρινο χρώμα.



Σχήμα 6.11: Λαμβανόμενη ισχύς συναρτήσει του χρόνου του μετρούμενου διαύλου για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4. Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας απεικονίζονται με κίτρινο χρώμα.

Τέλος, εφαρμόζοντας την (6.22) λαμβάνουμε τις γρήγορες διαλείψεις (fast fading) για όλα τα σενάρια μέτρησης, όπως απεικονίζονται στο Σχήμα 6.11.



Σχήμα 6.12: Διαλείψεις μικρής κλίμακας συναρτήσεσι του χρόνου, μετά την διαδικασία αφαίρεσης της μέσης τιμής για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε), A3 και (στ) A4.

Από το Σχήμα 6.11 παρατηρούμε τις έντονες διαλείψεις που εμφανίζονται περιοδικά και έχουν εύρος 40 dB ή περισσότερο, κάτω από τη μέση τιμή (0 dB). Αυτές οι ριπές διαλείψεων είναι πιο διακριτές στα σενάρια A1, A2 και σχετίζονται με τις συνθήκες διάδοσης, όπου μικρότερες διακυμάνσεις εμφανίζονται στις περιοχές LOS των μετρούμενων διαδρομών. Οι περιοχές LOS και NLOS είναι εύκολα διακριτές από τις διακυμάνσεις των διαλείψεων κατά μήκος μιας μέτρησης. Για παράδειγμα, στο σενάριο A1 υπάρχει διάκριση μεταξύ των τροχιών LOS και NLOS, ιδίως σε όμοπολική λήψη (RR), (LL), όπου οι περίοδοι ελαχιστοποίησης των διαλείψεων συμπίπτουν με τη χρονική στιγμή που το αερόπλοιο περνά πάνω από το δέκτη όπου υφίστανται συνθήκες LOS. Τέλος, είναι ευδιάκριτο ότι πιο συχνές και βαθιές διαλείψεις έχουμε στις διαπολικές λήψεις (LR και RL).

6.2.1.1 Χαρακτηρισμός διαλείψεων μικρής κλίμακας

Διαχωρίζοντας τα δεδομένα των γρήγορων διαλείψεων σε περιοχές LOS και NLOS προέκυψαν τα στατιστικά στοιχεία πρώτης τάξης του μετρούμενου διαύλου. Εξετάστηκε ποιες θεωρητικές κατανομές προσεγγίζουν καλύτερα τα μετρούμενα δεδομένα. Διερευνήθηκαν εναλλακτικές θεωρητικές κατανομές, όπως Rician, Rayleigh, Nakagami, Lognormal και Gamma. Το πόσο καλή προσαρμογή επιτυγχάνεται εκτιμήθηκε σύμφωνα με το κριτήριο απόκλισης Kullback-Leibler [54]. Η απόσταση μεταξύ δύο κατανομών πιθανότητας (PDF) δίνεται από [71]:

$$d_{KL} = \frac{1}{2} \left(\sum_{x \in X} p(x) \log\left(\frac{p(x)}{q(x)}\right) + \sum_{x \in X} \log\left(\frac{q(x)}{p(x)}\right) \right) \quad (6.23)$$

όπου το $p(x)$ είναι η θεωρητική και $q(x)$ είναι η μετρούμενη (εμπειρική) PDF, αντίστοιχα. Η θεωρητική κατανομή που ταιριάζει καλύτερα στα στοιχεία μετρήσεων είναι αυτή που ελαχιστοποιεί την απόσταση d_{KL} .

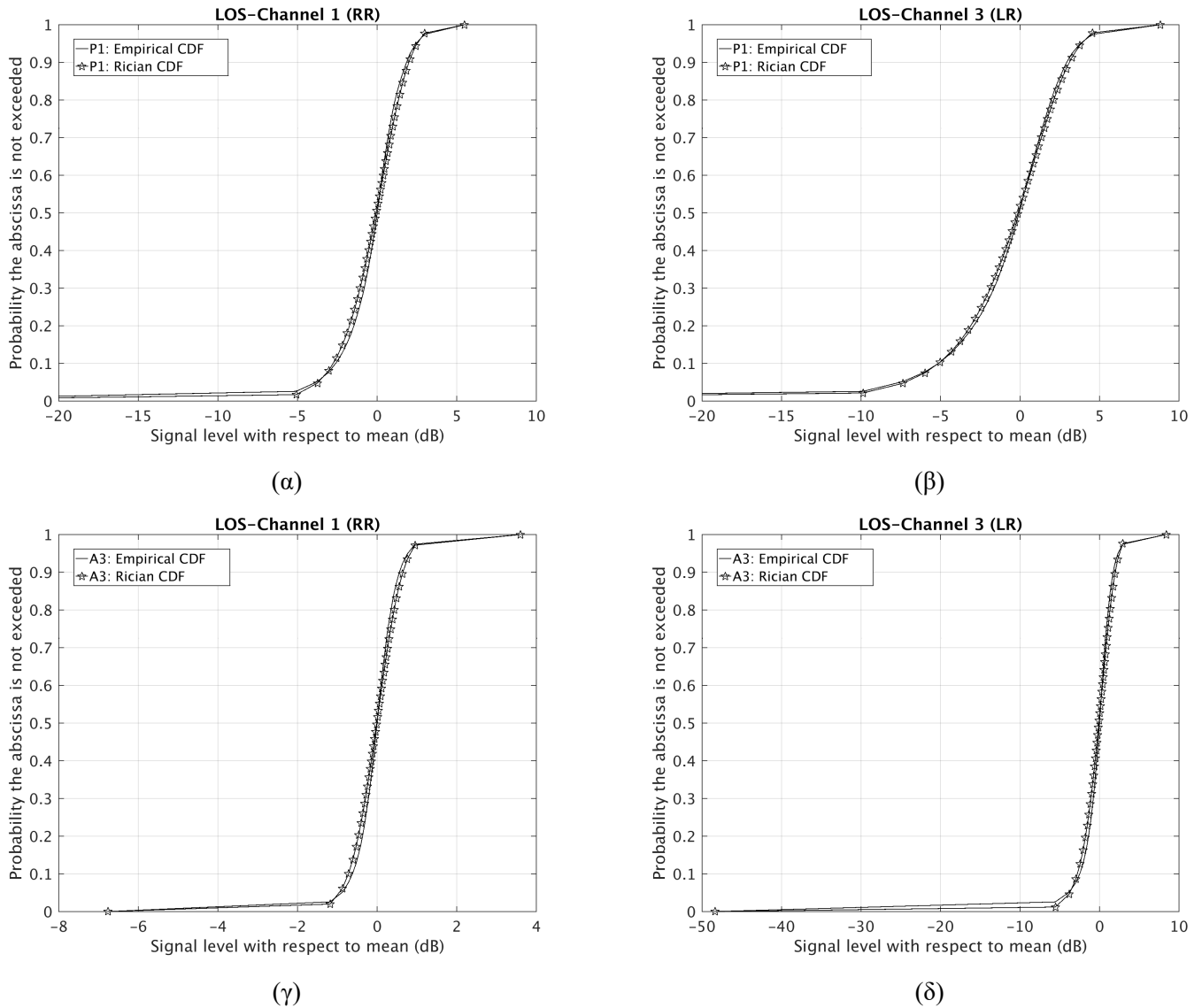
Από την στατιστική ανάλυση καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι τα στατιστικά αποτελέσματα πρώτης τάξης των διαλείψεων μικρής κλίμακας στην περιοχή LOS των μετρούμενων διαδρομών προσεγγίζονται από την θεωρητική κατανομή Rician, σε όλα τα σενάρια μέτρησης. Ο λόγος ισχύος της απευθείας συνιστώσας προς την ισχύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών καλείται παράγοντας Rice και συμβολίζεται με K (K -factor). Αυτός ο παράγοντας υπολογίστηκε από τα πειραματικά δεδομένα και βρέθηκε μεταξύ 5.2 και 10.3 dB για το σενάριο P1, και από 5.7 έως 6.7 dB για το σενάριο P2. Για τα σενάρια με το αερόπλοιο βρέθηκε μεταξύ 8.0 και 17.0 dB για το A1, μεταξύ 5.6 και 16 dB για το A2, 10.3 και 21.2 dB για το A3 και από 7.6 έως 17.0 dB για το A4, αντίστοιχα.

Αυτά τα αποτελέσματα μας οδηγούν στο συμπέρασμα ότι υπάρχει μια ισχυρή απευθείας ή εναλλακτικά μια ισχυρή περιθλώμενη συνιστώσα μεταξύ πομπού και δέκτη. Στα σενάρια με το αερόπλοιο και ειδικά στο σενάριο A3, παρουσιάζεται ο υψηλότερος συντελεστής K , αφού υπάρχει ισχυρή LOS συνιστώσα μεταξύ πομπού και δέκτη, λόγω και του περιβάλλοντος διάδοσης (βλ Σχήματα 6.10 και 6.11). Επίσης παρατηρούμε ότι ο συντελεστής K μειώνεται στην περίπτωση διαπολικών συνδυασμών (LR, RL), σε όλα τα σενάρια, εκτός από το P2, όπου η αποπόλωση μειώνει την απευθείας συνιστώσα και αυξάνει την ισχύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Στο σενάριο P2 όλοι οι συνδυασμοί πολώσεων παρουσιάζουν περίπου τον ίδιο συντελεστή K .

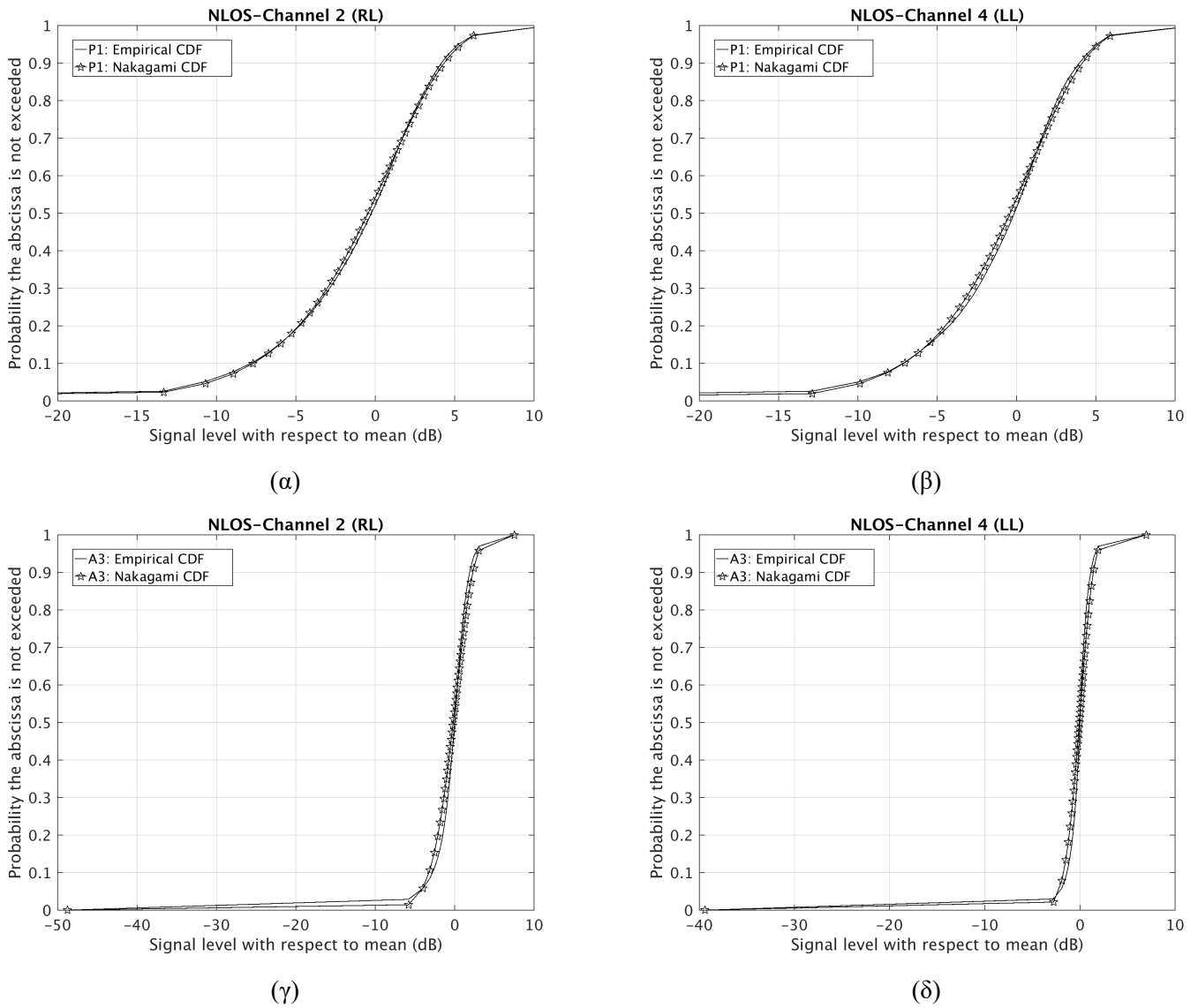
Αυτό είναι επίσης εμφανές και στα Σχήματα 6.10 και 6.11, όπου σε συνδυασμούς LR και RL οι διαλείψεις στο σενάριο P2 είναι εξαιρετικά έντονες ακόμη και στις περιοχές LOS των μετρούμενων διαδρομών. Στις περιοχές NLOS των γρήγορων διαλείψεων τα μετρούμενα στατιστικά δεδομένα πρώτης τάξης προσεγγίζονται πολύ καλά από την θεωρητική κατανομή Nakagami για όλα τα σενάρια μέτρησης. Στα Σχήματα 6.12 και 6.13 παρουσιάζονται, για περιοχές LOS και NLOS αντίστοιχα, τα στατιστικά αποτελέσματα πρώτης τάξης των μετρούμενων δεδομένων. Συγκρίνεται η CDF του λαμβανόμενου σήματος (επίπεδο ισχύος σε σχέση με τη μέση τιμή) με την θεωρητική κατανομή Rice ή Nakagami, αντίστοιχα.

Στην περίπτωση των περιοχών LOS απεικονίζονται ενδεικτικά για τα σενάρια P1 και A3 οι συνδυασμοί πολώσεων RR και LR (βλ. Σχήμα 6.12). Αντίθετα στην περίπτωση των NLOS περιοχών, απεικονίζονται ενδεικτικά για

τα ίδια σενάρια οι συνδυασμοί πολώσεων RL και LL (βλ. Σχήμα 6.13). Παρόμοια αποτελέσματα λαμβάνονται και για τους υπόλοιπους συνδυασμούς πολώσεων σε όλες τις περιπτώσεις.

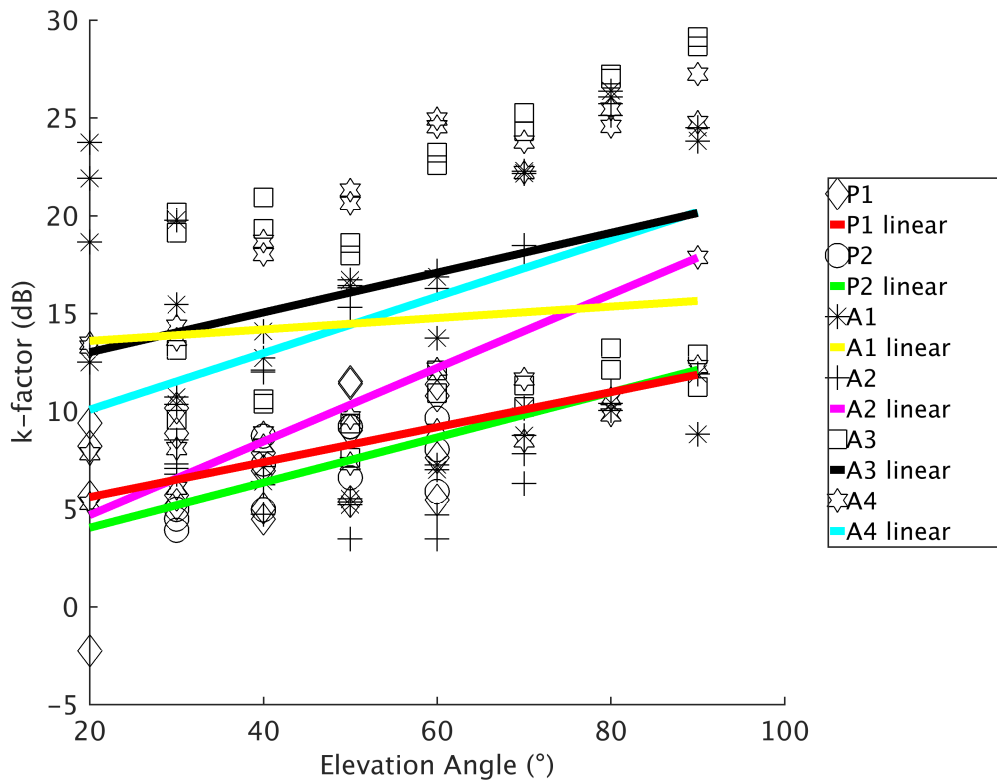


Σχήμα 6.13: Σύγκριση της CDF του λαμβανόμενου σήματος (επίπεδο ισχύος των γρήγορων διαλείψεων σε σχέση με τη μέση τιμή) με την θεωρητική κατανομή Rician σε συνθήκες LOS και συνδυασμό πολώσεων (α) Σενάριο P1-RR και (β) Σενάριο P1-LR (γ) Σενάριο A3-RR και (δ) Σενάριο A3-LR.



Σχήμα 6.14: Σύγκριση της CDF του λαμβανόμενου σήματος (επίπεδο ισχύος των γρήγορων διαλείψεων σε σχέση με τη μέση τιμή) με την θεωρητική κατανομή Nakagami σε συνθήκες NLOS και συνδιασμό πολώσεων (α) Σενάριο P1-RL και (β) Σενάριο P1-LL (γ) Σενάριο A3-RL και (δ) Σενάριο A3-LL.

Επιπλέον, αξίζει να διερευνήσουμε την τιμή του συντελεστή K της Rician κατανομής συναρτήσει των γωνιών ανύψωσης που επιτυγχάνονται στα διαφορετικά σενάρια μέτρησης. Αυτό εφαρμόζεται μόνο στην περίπτωση των περιοχών LOS. Το Σχήμα 6.15 απεικονίζει τις μεταβολές του συντελεστή για γωνίες ανύψωσης μεταξύ 20° και 90° . Εφαρμόζοντας την γραμμική παλινδρόμηση στις υπολογιζόμενες τιμές, ο συντελεστής K φαίνεται να αυξάνει γραμμικά με τις γωνία ανύψωσης σύμφωνα με την σχέση $A+B\cdot\theta$ (βλ. Πίνακα 6.9), όπου θ είναι η γωνία ανύψωσης και A, B είναι οι υπολογιζόμενες παράμετροι που συνοψίζονται στον Πίνακα 6.9 για κάθε σενάριο μέτρησης. Παρατηρούμε επίσης ότι ο συντελεστής K αυξάνεται ταχύτερα σε συνάρτηση με την γωνία ανύψωσης στο σενάριο A2. Με μικρή διαφορά κλίσης ακολουθεί το σενάριο A4 και τέλος τα A3 και P2. Η κλίση στην περίπτωση του σεναρίου A1 είναι αρκετά μικρή με αποτέλεσμα ο συντελεστής K να παραμένει σχεδόν αμετάβλητος για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης.



Σχήμα 6.15: Συντελεστής K της Rician κατανομής συναρτήσει των γωνιών ανύψωσης για όλα τα σενάρια. Στο σχήμα απεικονίζεται και το γραμμικό μοντέλο για κάθε σενάριο μέτρησης.

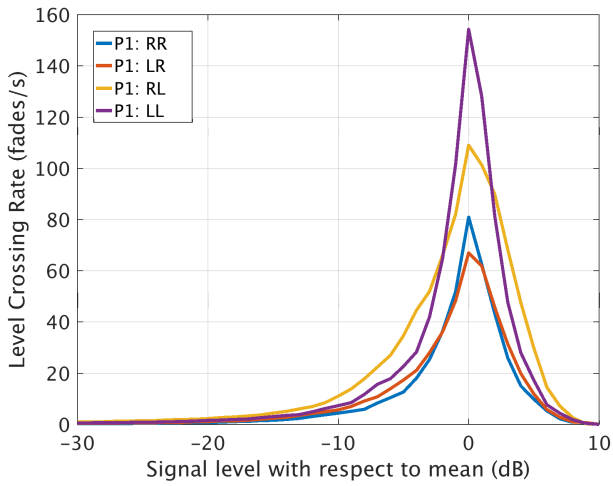
Πίνακας 6.9: Γραμμική συνάρτηση του συντελεστή K της Rician κατανομής συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης. Περιλαμβάνονται μόνο συνθήκες διάδοσης LOS.

Scenario	K-factor
P1	$3.8 + 0.09\theta$
P2	$1.7 + 0.12\theta$
A1	$13 + 0.02\theta$
A2	$0.9 + 0.19\theta$
A3	$10 + 0.1\theta$
A4	$7 + 0.14\theta$

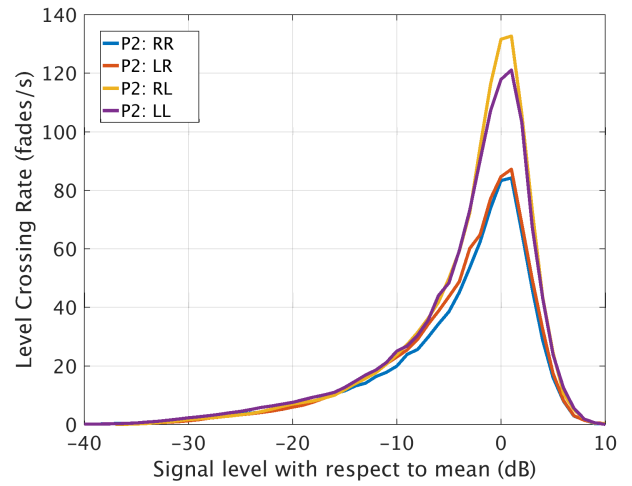
Δύο σημαντικές στατιστικές παράμετροι που σχετίζονται με την εξασθένιση της περιβάλλουσας, είναι ο ρυθμός διέλευσης κατωφλίου (level crossing rate - LCR) και η μέση διάρκεια διαλείψεων (average fade duration - AFD). Ο ρυθμός διέλευσης κατωφλίου περιγράφει πόσο συχνά η περιβάλλουσα τέμνει ένα προκαθορισμένο κατώφλι πλάτους. Από την άλλη, η μέση διάρκεια διαλείψεων περιγράφει για πόσο χρονικό διάστημα παραμένει η περιβάλλουσα κάτω από αυτό το κατώφλι. Τα δύο αυτά στατιστικά μεγέθη είναι δεύτερης τάξης επειδή επηρεάζονται όχι μόνο από το περιβάλλον των σκεδαστών αλλά και από την ταχύτητα κίνησης του κινητού τερματικού [47]. Τα δύο αυτά μεγέθη LCR και AFD έχουν υπολογιστεί για όλους τους συνδυασμούς πολώσεων του διαύλου MIMO και παρουσιάζονται στα Σχήματα 6.10 και 6.11, όπου περιλαμβάνουν το σύνολο των δεδομένων (συνθήκες διάδοσης LOS και NLOS).

Συγκρίνοντας τα σενάρια μεταξύ τους, παρατηρούμε ότι η μέγιστη τιμή LCR είναι σημαντικά χαμηλότερη για τα σενάρια P1, P2 σε σχέση με τα σενάρια όπου ο πομπός ήταν στο αερόπλοιο. Συγκεκριμένα στα σενάρια A1,

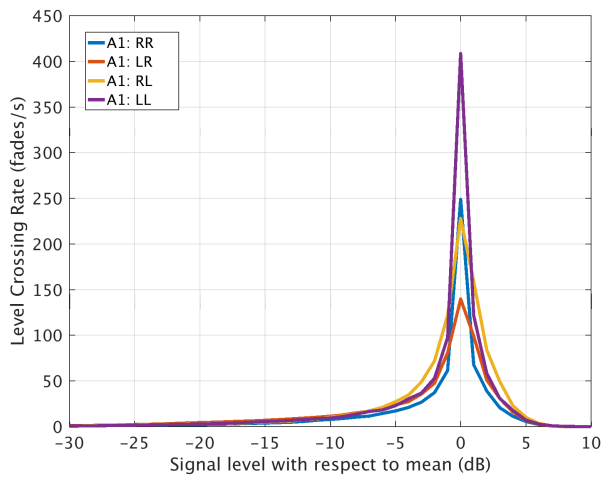
A2 και A3 έχουμε σχεδόν διπλάσιο, κατά μέσο όρο, το μέγιστο σημείο των καμπυλών και αυτό ισχύει για όλους τους συνδυασμούς πολώσεων. Η αντίθετη συμπεριφορά παρατηρείται για τις καμπύλες της AFD, όπου τα σενάρια P1, P2 παρουσιάζουν, κατά μέσον όρο, υψηλότερες διάρκειες διαλείψεων για επίπεδα σήματος κάτω από 0 dB. Αυτό οφείλεται και στις διαφορετικές ταχύτητες μιας που στα σενάρια P1, P2 η ταχύτητα κίνησης του δέκτη ήταν πολύ χαμηλότερη σε σχέση με την ταχύτητα του αερόπλοιου. Είναι ενδιαφέρον ακόμα να επισημάνουμε την αύξηση του εύρους των καμπυλών LCR με πόλωση RL και LL, σε σύγκριση με RR και LR, ειδικά στα σενάρια P1 και P2 που υποδεικνύει ότι ο συνδυασμός πολώσεων με λήψη RHCP παρουσιάζει μεγαλύτερες διαλείψεις. Γενικά μπορούμε να συμπεράνουμε ότι οι διαλείψεις του σήματος οφείλονται κυρίως στις χρησιμοποιούμενες πολώσεις και στο περιβάλλον διάδοσης παρά στην ταχύτητα των τερματικών. Τέλος στην περίπτωση των σεναρίων A1-A4 παρατηρούμε ότι ο μέγιστος ρυθμός διαλείψεων του σήματος δεν ξεπερνά το επίπεδο των ± 5 dB όπως μπορούμε να διαπιστώσουμε και στο Σχήμα 6.10.



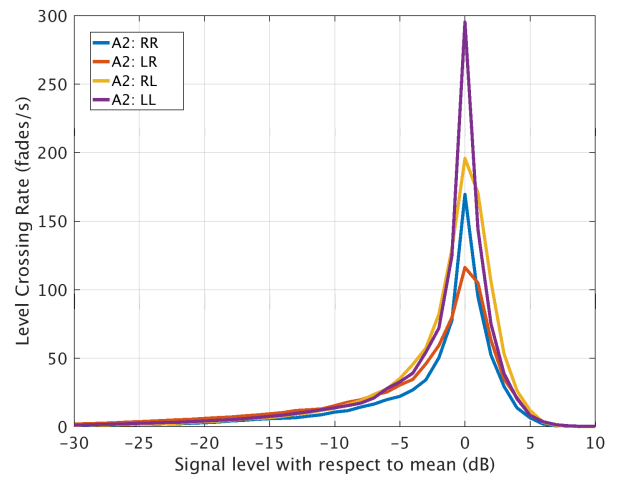
(α)



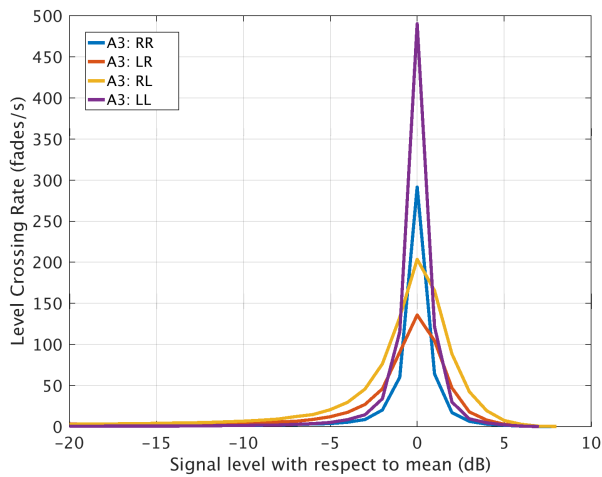
(β)



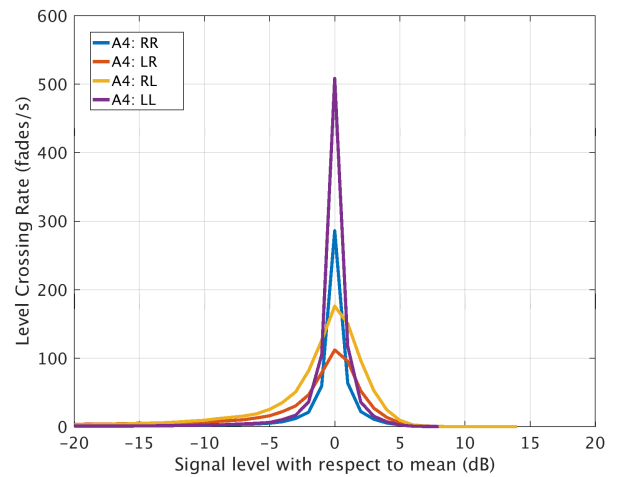
(γ)



(δ)

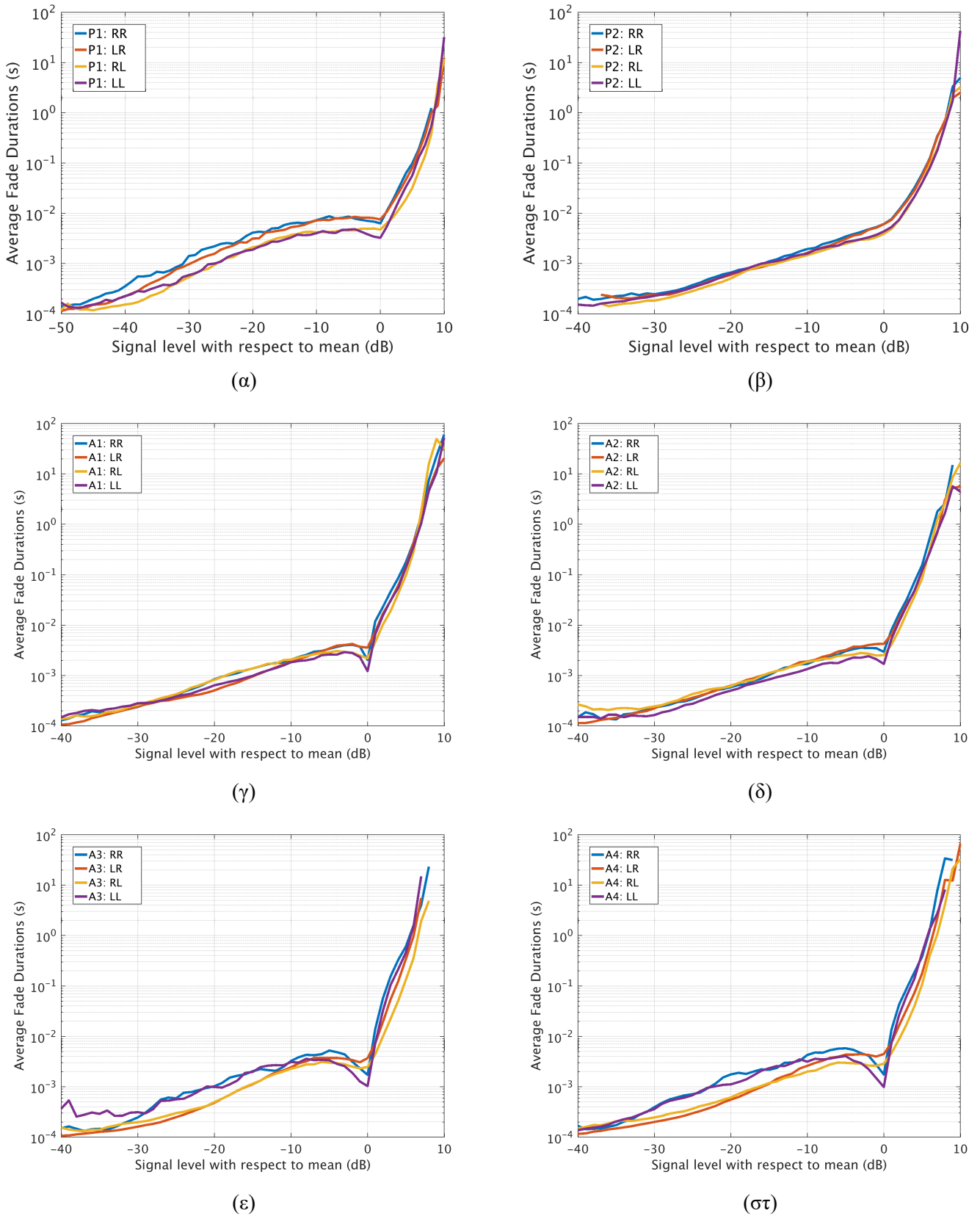


(ε)



(στ)

Σχήμα 6.16: Στατιστικά δεύτερης τάξης για τις διαλείψεις μικρής κλίμακας. Ρυθμός διέλευσης κατωφλίου για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4.



Σχήμα 6.17: Στατιστικά δεύτερης τάξης για τις διαλείψεις μικρής κλίμακας. Μέση διάρκεια διάλειψης για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4.

6.3 Υπολογισμός διαφορικού κέρδους

Ένας παράγοντας που υποβαθμίζει σημαντικά την ποιότητα μιας ζεύξης, άρα και την ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών, είναι οι διαλείψεις. Οι τεχνικές διαφορισμού είναι ένας σχετικά εύκολος αλλά και πολύ αποδοτικός τρόπος για να αντιμετωπιστούν οι επιπτώσεις των διαλείψεων και να βελτιωθεί η ποιότητα μιας ασύρματης ζεύξης. Οι τεχνικές αυτές εκμεταλλεύονται την τυχαία μεταβολή των χαρακτηριστικών του ασύρματου διαύλου. Συγκεκριμένα, σε μια τεχνική διαφορισμού, το σύστημα εκπομπής ή/και λήψης χρησιμοποιεί πολλά κανάλια, δηλαδή πολλαπλές εκδοχές του εκπεμπόμενου ή λαμβανόμενου σήματος, που ονομάζονται κλάδοι διαφορισμού (diversity branches) και είναι μεταξύ τους ανεξάρτητα, ή ασυσχέιστα σε μεγάλο βαθμό [47].

Η εξασθένιση των πολλαπλών διαδρομών μπορεί να μετριαστεί εφαρμόζοντας τις κατάλληλες τεχνικές διαφορισμού προκειμένου να βελτιωθεί η λήψη του σήματος. Επομένως, είναι απαραίτητο να εξετάσουμε την απόδοση της διαφορικής λήψης του μετρούμενου διπλά πολωμένου διαύλου MIMO. Θα εξετάσουμε δύο διαφορετικά σενάρια διαφορισμού. Αρχικά, ο πρώτος πομπός (Tx1) εκπέμπει ένα σήμα RHCP και ο δέκτης μετατόπιζει τις λαμβανόμενες ορθογωνικά γραμμικά πολωμένες συνιστώσες κατά 90° σε φάση ώστε να δημιουργήσει σήματα RHCP και LHCP (λήψη των συνδυασμών RR και RL). Στο δεύτερο σενάριο (Tx2), ο πομπός εκπέμπει σήμα LHCP και ο δέκτης τα συνδυάζει όπως παραπάνω με αποτέλεσμα την λήψη των συνδυασμών LL και LR. Αυτές οι δύο διαμορφώσεις διαφορισμού εξετάστηκαν για συνθήκες LOS και NLOS για όλα τα μετρούμενα σενάρια. Υπάρχουν πολλές διαφορετικές τεχνικές διαφορισμού που μπορεί να χρησιμοποιηθούν στην συγκεκριμένη επεξεργασία προτιμήθηκε ο συνδυασμός μέγιστου λόγου (Maximum ratio combining -MRC), που παρέχει τη βέλτιστη απόδοση [72].

Η βασική ιδέα της τεχνικής MRC είναι να χρησιμοποιούνται στη λήψη ταυτόχρονα όλοι οι κλάδοι, με κατάλληλη ρύθμιση του πλάτους και της φάσης τους, ώστε τελικά να επιτυγχάνεται η υψηλότερη τιμή του SNR. Σύμφωνα με τη μέθοδο MRC το λαμβανόμενο σήμα δίνεται από τη σχέση:

$$r_{MRC} = \sqrt{r_1^2 + r_2^2 + \dots + r_M^2} \quad (6.24)$$

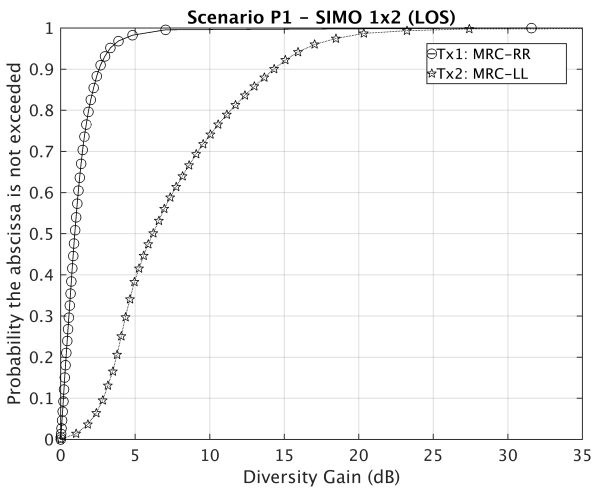
όπου το M είναι ο αριθμός των διαύλων ($M = 2$ στην περίπτωση μας) και r είναι η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος. Τότε το κέρδος διαφορισμού υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση:

$$G_{MRC} = \frac{r_{MRC}^2}{R_{RRorLL}^2} \quad (6.25)$$

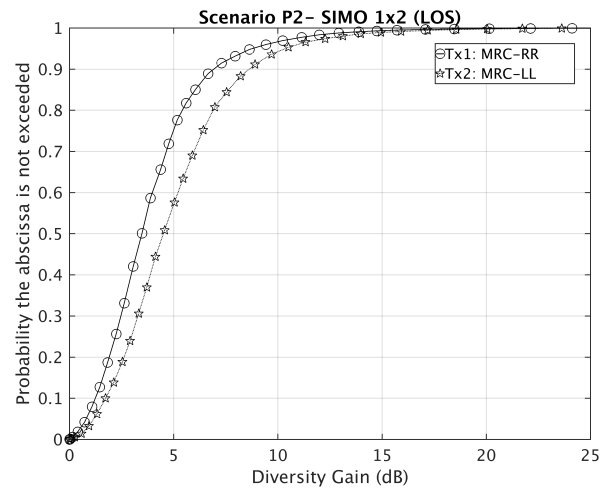
όπου r_{MRC} δίνεται από το (6.24). Η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος στον παρονομαστή υποδηλώνει το σενάριο με το οποίο συγκρίνουμε την τεχνική διαφορισμού κάθε φορά, δηλαδή είτε RR όταν μεταδίδεται το σήμα RHCP, ή LL όταν μεταδίδεται το σήμα LHCP. Στα Σχήματα 6.12 και 6.13 παρουσιάζονται οι συναρτήσεις CDF του διαφορικού κέρδους σε dB για όλα τα σενάρια μέτρησης και για συνθήκες LOS και NLOS, αντίστοιχα. Για τις συνθήκες LOS το σενάριο P1 παρουσιάζει μέσο διαφορικό κέρδος 1.25 dB στο κανάλι RR ενώ στο κανάλι LL παρουσιάζει 7.54 dB. Μικρότερος διαχωρισμός υπάρχει σε συνθήκες μετάδοσης NLOS με τιμές μεταξύ 2.32 dB και 4.05 dB για το RR και το LL κανάλι αντίστοιχα. Στο σενάριο P2 από την άλλη παρατηρούμε η αριστερή κυκλική πολωμένη μετάδοση και η δεξιά κυκλική πολωμένη μετάδοση να παρουσιάζουν αρκετά κοντινές τιμές. Πιο συγκεκριμένα για LOS έχουμε 3.95 dB για RHCP και 5.0 dB για LHCP, ενώ για NLOS παίρνουμε αποτελέσματα 3.50 dB και 4.11 dB αντίστοιχα.

Στα σενάρια A1, A2, A3 και A4 η μετάδοση LHCP υπερέρχει σε μεγάλο βαθμό της RHCP με τιμές μεταξύ 0.42 dB, 0.33 dB, 0.28 dB, 0.22 dB για RHCP για τα σενάρια, αντίστοιχα, ενώ για LHCP έχω τιμές 15.44 dB, 13.93 dB, 15.33 dB, 14.66 dB για συνθήκες μετάδοσης LOS. Για συνθήκες μετάδοσης NLOS οι τιμές για το κανάλι RR και για κάθε σενάριο είναι 2.8 dB, 2.34 dB, 0.27 dB, 1.4 dB, οι οποίες είναι μερικώς βελτιωμένες από την

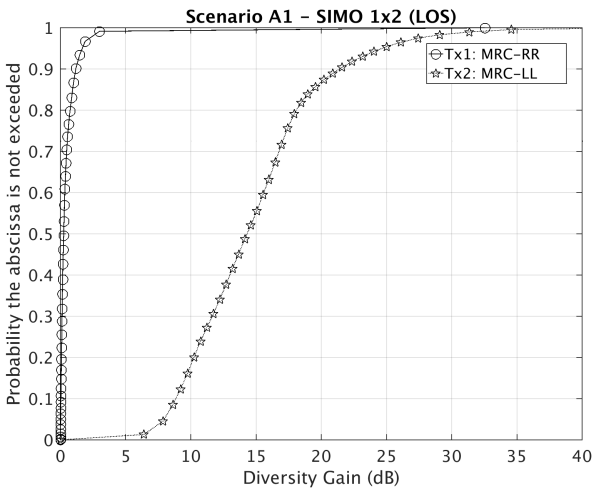
μετάδοση LOS. Για το κανάλι LL λαμβάνουμε αντίστοιχα τις τιμές 7.3 dB, 6.7 dB, 14.17 dB, 9.03 dB.



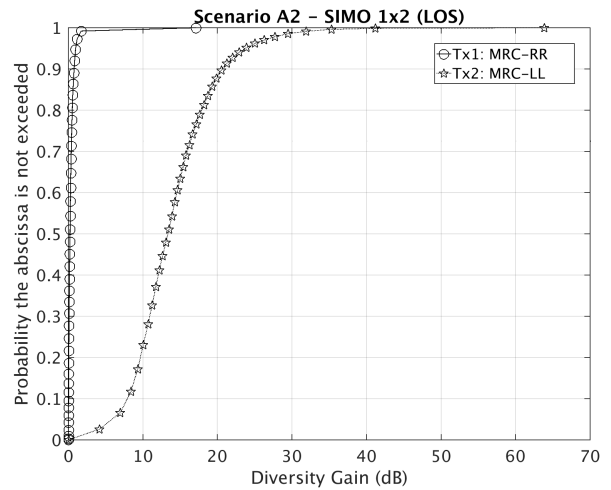
(α)



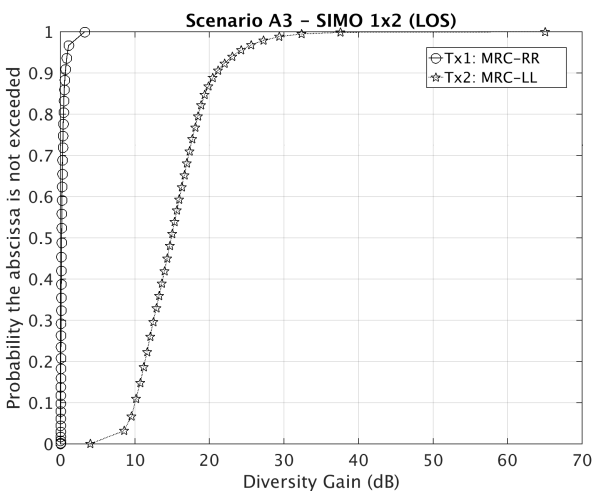
(β)



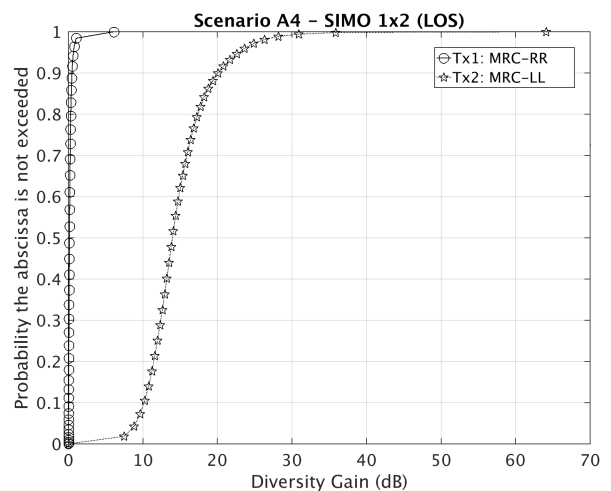
(γ)



(δ)

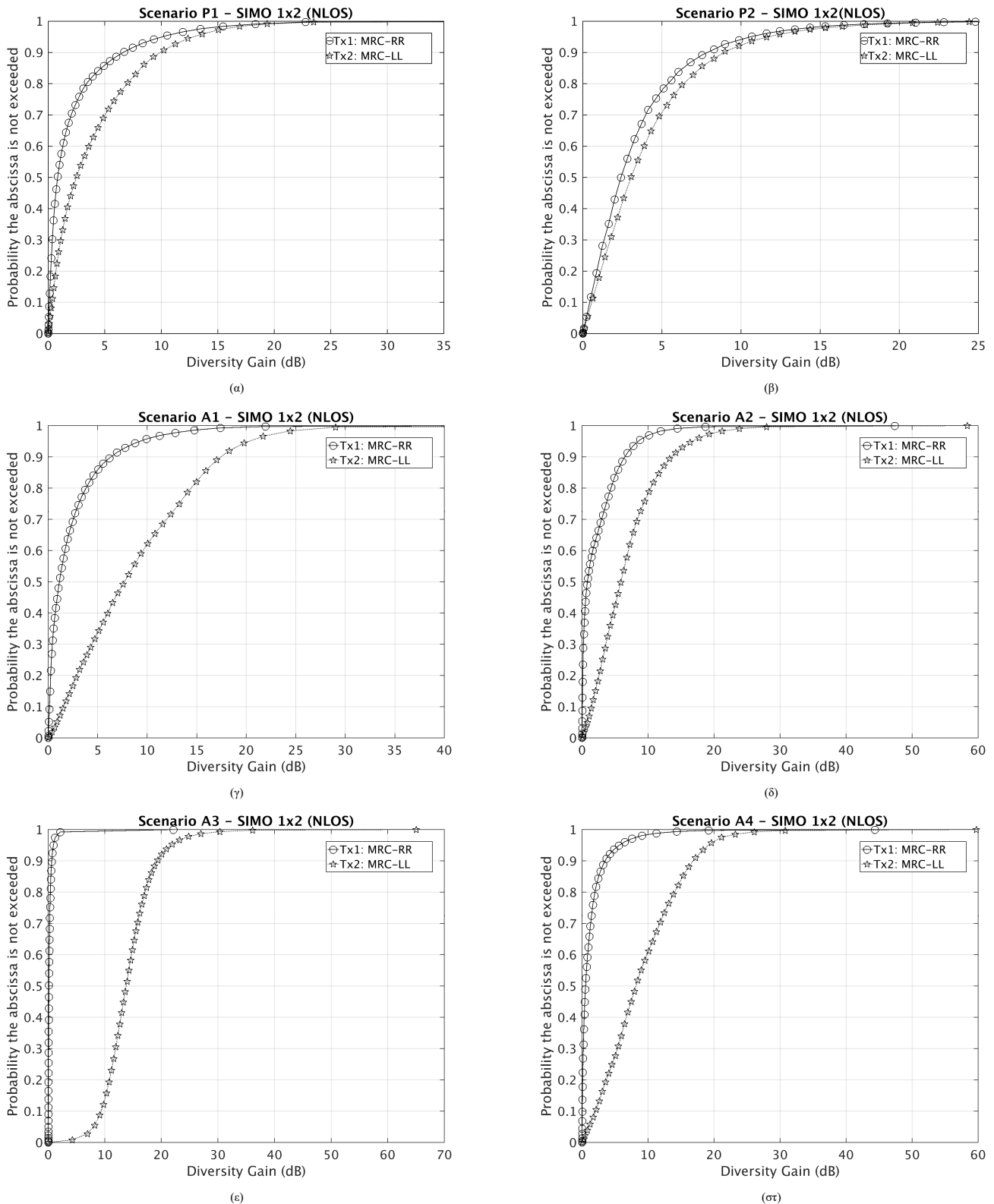


(ε)



(στ)

Σχήμα 6.18: Συνάρτηση CDF του διαφορικού κέρδους με χρήση τεχνικής MRC για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4, για συνθήκες διάδοσης LOS.



Σχήμα 6.19: Συνάρτηση CDF του διαφορικού κέρδους με χρήση τεχνικής MRC για τα σενάρια (α) P1, (β) P2, (γ) A1, (δ) A2, (ε) A3 και (στ) A4, για συνθήκες διάδοσης NLOS.

Από τα παραπάνω σχήματα, λοιπόν, μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι η αριστερή κυκλική πολωμένη μετάδοση (LHCP) υπερέχει της δεξιάς κυκλικής πολωμένης μετάδοσης (RHCP), παρέχοντας διαφορικό κέρδος που προσεγγίζει τα 15 dB, σε μέσες τιμές, σε συνθήκη διάδοσης LOS και 10 dB σε συνθήκη διάδοσης NLOS.

Κεφάλαιο 7

Συμπεράσματα

Στη διπλωματική αυτή πραγματοποιήθηκε η περιγραφή και ανάλυση των μετρήσεων ενός διπλά πολωμένου MIMO LMS διαύλου, που πραγματοποιήθηκαν σε αστικό περιβάλλον. Πραγματοποιήθηκαν έξι διαφορετικά σενάρια μετρήσεων που περιλαμβάνουν συνθήκες διάδοσης LOS και NLOS. Υπολογίστηκαν βασικές παράμετροι που χαρακτηρίζουν και αξιολογούν την επίδοση του διαύλου MIMO, ενώ μας δίνουν πολύτιμες πληροφορίες για τις δυνατότητες πολυπλεξίας. Επιπλέον, ο δίαυλος χαρακτηρίστηκε στατιστικά, υπολογίστηκαν οι πίνακες συσχέτισης και τα αποτελέσματα των μετρήσεων συγκρίθηκαν με υπάρχοντα στοχαστικά μοντέλα.

Γενικά παρατηρείται ότι ο δίαυλος LMS είναι εξαιρετικά χρονικά μεταβαλλόμενος και εξαρτάται απόλυτα από τη γεωμετρία του περιβάλλοντος διάδοσης, ειδικά στην περίπτωση του αστικού τοπίου. Επιπλέον, σημαντικές μεταβολές στη λήψη του σήματος και κατ' επέκταση στις υπολογιζόμενες παραμέτρους, παρατηρούνται ανάλογα με την γωνία ανύψωσης μεταξύ του δορυφόρου και του κινούμενου τερματικού.

Οι χωρητικότητες που επιτυγχάνονται στον συγκεκριμένο δίαυλο MIMO, είναι αρκετά ικανοποιητικές με εργοδικές τιμές μεταξύ 5.0 b/s/Hz και 5.8 b/s/Hz αν λάβουμε υπόψη και το αστικό περιβάλλον που διαδίδεται το σήμα. Επίσης στην περίπτωση που ο δέκτης βρίσκεται σε ανοικτό χώρο όπου επικρατούν συνθήκες LOS (π.χ. σενάριο A3) οι χωρητικότητες που επιτυγχάνονται είναι αρκετά μεγάλες προσεγγίζοντας τα 8.0 b/s/Hz. Επιπλέον, παρατηρήθηκε ότι όταν η γωνία ανύψωσης αυξάνεται, αντίστοιχα αυξάνεται και η χωρητικότητα του διαύλου.

Εξετάζοντας τις ιδιοτιμές του διαύλου ο μικρότερος διαχωρισμός παρατηρείται στην περίπτωση που ο δέκτης βρίσκεται σε ανοικτό χώρο (σενάριο A4), όπου διεγείρονται και οι δύο ρυθμοί μετάδοσης με αποτέλεσμα η πληροφορία να μεταδίδεται μέσω δύο ανεξάρτητων διαύλων. Το ίδιο παρατηρήθηκε αλλά σε μικρότερο βαθμό στα υπόλοιπα σενάρια A1, A2 και A3. Στην περίπτωση των σεναρίων P1 και P2 υπάρχει μεγαλύτερος διαχωρισμός μεταξύ των ιδιοτιμών με αποτέλεσμα στην συγκεκριμένη περίπτωση ο δίαυλος να μην είναι κατάλληλος για πολυπλεξία.

Από τον υπολογισμό του αριθμού Demmel του διαύλου, προέκυψε ότι στις περιπτώσεις των σεναρίων A1, A2 και A4 σε συνθήκες LOS, ο αριθμός αυτός είναι χαμηλός, που υποδεικνύει την καταλληλότητα των συγκεκριμένων σεναρίων και συνθηκών διάδοσης για την εφαρμογή πολυπλεξίας. Γενικά, σε όλες τις περιπτώσεις οι συνθήκες LOS είναι προτιμότερες για την εφαρμογή πολυπλεξίας στον δίαυλο. Υπολογίζοντας την ελλειπτικότητα του μετρούμενου διαύλου για όλα τα σενάρια προέκυψε χαμηλή απώλεια πληροφορίας σε όλες τις περιπτώσεις και ειδικά σε συνθήκες LOS.

Υπολογίζοντας τους πίνακες συσχέτισης του μετρούμενου διαύλου MIMO προέκυψαν αρκετά υψηλές τιμές για όλους τους συνδυασμούς των υποδιαύλων σε όλα τα σενάρια μέτρησης. Το γεγονός αυτό αποδεικνύει πως η χρήση τεχνικών πολυπλεξίας στους συγκεκριμένους διαύλους είναι μη εφαρμόσιμη και θα ήταν προτιμότερο να χρησιμοποιηθούν τεχνικές διαφορισμού ή μορφοποίησης δέσμης της κεραίας λήψης. Επιπλέον, τα αποτελέσματα συσχέτισης του μετρούμενου διαύλου συγκρίθηκαν με υπάρχοντα στοχαστικά μοντέλα όπως το Kronecker

και Weichselberger. Το μοντέλο Weichselberger προσεγγίζει αρκετά καλά τα μετρούμενα αποτελέσματα. Αντίθετα το μοντέλο Kronecker δίνει μια υπερεκτίμηση της χωρητικότητας του διαύλου. Επίσης, από την εφαρμογή του μοντέλου Weichselberger παρατηρήσαμε σε όλα τα σενάρια ότι μόνο ένας ιδιορυθμός διεγείρεται και μεταφέρει το σύνολο της πληροφορίας και συγκεκριμένα μέσω του συνδυασμού πόλωσης LL. Αυτό αποδεικνύει ότι στον συγκεκριμένο δίαυλο LMS δεν μπορεί να υποστηρίξει αξιόπιστα τεχνικές διαφορισμού ή πολυπλεξίας και θα ήταν προτιμότερη η χρήση τεχνικών μορφοποίησης δέσμης της κεραίας λήψης.

Τέλος, μελετήθηκαν οι διαλείψεις μικρής κλίμακας για όλα τα σενάρια και συνθήκες διάδοσης (LOS και NLOS) όπου υπολογίστηκαν τα στατιστικά μεγέθη πρώτης και δεύτερης τάξης.

Παρατηρείται στα σενάρια με τα αερόπλοια, λόγω της μεγάλης ταχύτητας, εμφανίζεται σημαντικά μεγαλύτερο μέγιστο σημείο LCR για όλες τις πολώσεις. Βέβαια αυτή η συμπεριφορά αλλάζει στο AFD, αφού η διάρκεια των διαλείψεων είναι μικρότερη από ότι στα σενάρια P1, P2.

Επιπλέον, υπολογίστηκε και ο παράγοντας Rice (K-factor). Από τα πειραματικά δεδομένα αυτός βρέθηκε μεταξύ 5.2 έως 6.7 dB για το σενάρια P1, P2 ενώ για το σενάριο A3 βρέθηκε μεταξύ 10.3 και 21.2 dB το οποίο μας δείχνει ότι σε αυτό το σενάριο έχουμε μια ισχυρή LOS συνιστώσα. Επίσης, μελετήθηκαν και στατιστικά μεγεθών πρώτης τάξης και βρέθηκε ότι για όλα τα σενάρια, τα στατιστικά διαλείψεων μικρής κλίμακας σε περιοχές LOS, προσεγγίζουν την κατανομή Rice, ενώ σε περιοχές NLOS την κατανομή Nakagami.

Τέλος μια σημαντική παράμετρος, που εξετάστηκε, είναι οι τεχνικές διαφορισμού και συγκεκριμένα ο συνδυασμός μέγιστου λόγου, η οποία βοηθάει στην αντιμετώπιση των διαλείψεων στο δίαυλο. Βρέθηκε, ότι η αριστερή κυκλική πολωμένη μετάδοση (LHCP) υπερέρχει της δεξιάς, παρέχοντάς υψηλά κέρδη διαφορισμού τα οποία ξεπερνάνε τα 15 dB.

Βιβλιογραφία

- [1] The Boeing Company. "World's First Commercial Communications Satellite". www.boeing.com:80/defense-space/space/bss/factsheets/376/earlybird/ebird.html
- [2] Καψάλης, Π. Κ. Φ., Κωττής, Π. (2016). Δορυφορικές επικοινωνίες. Εκδόσεις Τζιόλα.
- [3] Αργύριος, Κ. Κυργιάζος. Εφαρμογές MIMO συστημάτων σε δορυφορικές. Διπλωματική Εργασία DIPL-2008-0073 στο Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2008.
- [4] Nasa.gov. Henry, Varice F.; McDonald, Michael E. (July 1965). "Television Tests with the Syncom II Synchronous Communications Satellite (NASA technical note D-2911)". <http://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19650019255.pdf> Retrieved 2017-04-20.
- [5] Roy III, Richard H., and Bjorn Ottersten. "Spatial division multiple access wireless communication systems." U.S. Patent No. 5,515,378. 7 May 1996.
- [6] Γ. Γιάννης και Σ. Χάρης, «Beamforming, MiMo κ Εφαρμογές,» <http://brain.ee.auth.gr>. Retrieved 2017-04-20.
- [7] A. Paulraj and T. Kailath. Increasing capacity in wireless broadcast Systems using distributed transmission/directional reception (DTDR). US Patent No. 5,345,599, Issued 1993.
- [8] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar and H. Bolcskei. "An Overview of MIMO Communications-A Key to Gigabit Wireless" Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 2, pp. 198-218, 2004.
- [9] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, "Introduction to Space-Time Wireless Communications", Cambridge University Press, 2003.
- [10] I. E. Telatar. Bolcskei. "Capacity of multi-antenna Gaussian channels" Eur. Trans. Tel., vol. 10, no.6, pp.585-595, December 1999.
- [11] L. H. Ozarow, S. Shamai, and A. D. Wyner. "Information theoretic considerations for cellular mobile radio" IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no.2, pp. 359-378, May 1994.
- [12] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, "Fading channels: Information theoretic and communications aspects", IEEE Trans. Inf. Technol., vol. 44, no.6, pp. 2619-2692, October 1998.
- [13] D.-S. Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans, J.M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 3, pp. 502-513, 2000.
- [14] Arapoglou, P. D., Liolis, K., Bertinelli, M., Panagopoulos, A., Cottis, P., De Gaudenzi, R. (2011). MIMO over satellite: A review. IEEE communications surveys and tutorials, 13(1), 27-51.

- [15] R.U. Nabar, H. Bolcskei, V. Erceg, D. Gesbert, A.J. Paulraj, "Performance of multiantenna signaling techniques in the presence of polarization diversity," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 10, pp. 2253-2262, 2002.
- [16] Ζαμκοτσιαν, Μαρτιν. "Συστήματα Μιμο Διπλής Πολώσης Για Κινητές Δορυφορικές Επικοινωνίες." (2009).
- [17] *Radio Wave Propagation and Channel Modeling for Earth–Space Systems*. Athanasios G. Kanatas, Athanasios D. Panagopoulos
- [18] DVB-SH, ETSI EN 302 583 V1.1.1 2008–03, Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for satellite services to handheld devices (SH) below 3 GHz, 2008.
- [19] DVB-NGH, ETSI EN 303 105 V1.1.1, Digital Video Broadcasting (DVB); Next generation broadcasting system to handheld, physical layer specification (DVB-NGH), 2013.
- [20] Mietzner, J., R. Schober, L. Lampe, W.H. Gerstacker, and P.A. Hoeher, Multiple-antenna techniques for wireless communications—A comprehensive literature survey, *IEEE Communication Surveys Tutorials*, 11(2), 87–105, 2009.
- [21] Jokela, T., P.-D. Arapoglou, C. Hollanti, B.M.R. Shankar, and V. Tapio, Hybrid satellite–terrestrial MIMO for mobile digital broadcasting, in *Next Generation Mobile Multimedia Broadcasting*, David Gómez-Barquero (ed.), CRC Press, 2013, pp. 713–748. Print ISBN: 978-1-4398-9866-6 eBook ISBN: 978-1-4398-9869-7. DOI: 10.1201/b14186-30.
- [22] DiPierro, S., R. Akturan, and R. Michalski, Sirius XM satellite radio system overview and services, in *5th Advanced Satellite Multimedia System Conference 11th Signal Processing Space Communication Workshop, ASMS/SPSC 2010*, pp. 506–511, Cagliari, Italy, September 2010.
- [23] Scalise, S., C. Parraga Niebla, R. De Gaudenzi, O. Del Rio Herrero, D. Finocchiaro, and A. Arcidiacono, S-MIM: A novel radio interface for efficient messaging services over satellite, *IEEE Communication Magazine*, 51(3), 119–125, 2013
- [24] Gallinaro, G., E. Tirrò, F. Di Cecca, M. Migliorelli, N. Gatti, and S. Cioni, Next generation interactive S-band mobile systems: Challenges and solutions, *International Journal of Satellite Communication System Network*, 32(4), 247–262, 2014.
- [25] Karagiannidis, G.K. et al., Diversity techniques and fade mitigation, in *Digital Satellite Communications*, G.E. Corazza (ed.), Springer, 2007, pp. 313–365, ISBN: 978-0-387-25634-4.
- [26] Liolis, K.P., Statistical analysis, modelling and simulation of MIMO satellite communications channels, PhD thesis, National Technical University of Athens, Greece, December 2011 (in Greek).
- [27] Liolis, K.P., J. Gómez-Vilardebó, E. Casini, and A. Pérez-Neira, Statistical modeling of dual-polarized MIMO land mobile satellite channels, *IEEE Transactions on Communications*, 58(11), 3077–3083, 2010.
- [28] Arapoglou, P.-D., M. Zamkotsian, and P.G. Cottis, Dual polarization MIMO in LMS broadcasting systems: Possible benefits and challenges, *International Journal of Satellite Communication Network*, 29(4), 349–366, 2011b.
- [29] ESA TAS-E, ESA ARTES 5.1, S-band high-power reconfigurable front-end demonstrator, TAS-E, Final Report, 2012.

- [30] Byman, A., A. Hultkonen, P.-D. Arapoglou, M. Bertinelli, and R. De Gaudenzi, MIMO for mobile satellite digital broadcasting: From theory to practice, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, PP(99), 1–1, 2015. doi: 10.1109/TVT.2015.2462757.
- [31] King, P.R., Modeling and measurement of the land mobile satellite MIMO radio propagation channel, PhD thesis, University of Surrey, UK, June 2007.
- [32] King, P.R., and S. Stavrou, Low elevation wideband land mobile satellite MIMO channel characteristics, *IEEE Transactions of Wireless Communication*, 6(7), 2712–2720, 2007.
- [33] Carrie, G., F. Pérez-Fontán, F. Lacoste, and J. Lemorton, A generative MIMO channel model encompassing single satellite and satellite diversity cases, *Space Communications*, 22(2–4), 133–144, 2013.
- [34] Eberlein, E., F. Burkhardt, C. Wagner, A. Heuberger, D. Arndt, and R. Prieto-Cerdeira, Statistical evaluation of the MIMO gain for LMS channels, *EUCAP 2011, European Conference Antennas Radio Propagation*, pp. 2695–2699, Rome, Italy, April 11–15, 2011.
- [35] ESA MIMOSA, ESA ARTES 5.1 Contract No. 4000100936 Characterisation of the MIMO Channel for Mobile Systems (MIMOSA), Prime contractor: Fraunhofer, Final Report, 2012.
- [36] Cheffena, M., F. Pérez-Fontán, F. Lacoste, E. Corbel, H. Mametsa, and G. Carrie, Land mobile satellite dual polarized MIMO channel along roadside trees: Modeling and performance evaluation, *IEEE Transactions of Antennas Propagation*, 60(2), 597–605, 2012.
- [37] King, P.R., T.W.C. Brown, A. Kyrgiazos, and B.G. Evans, Empirical–stochastic LMS–MIMO channel model implementation and validation, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60, 606–614, 2012.
- [38] Burkhardt, F., E. Eberlein, S. Jaeckel, G. Sommerkorn, and R. Prieto-Cerdeira, MIMOSA—A dual approach to detailed LMS channel modeling, *International Journal of Satellite Communication Network*, 32(4), 309–328, 2014.
- [39] EC FP6 IST, WINNER Phase II model homepage: "http://www.ist-winner.org/phase_2_model.html", 2007.
- [40] Arapoglou, P. D., Michailidis, E. T., Panagopoulos, A. D., Kanatas, A. G., and Prieto-Cerdeira, R. (2011). The land mobile earth-space channel. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 6(2), 44-53.
- [41] Loo, Chun. "A statistical model for a land mobile satellite link." *IEEE transactions on vehicular technology* 34.3 (1985): 122-127.
- [42] Fontan, F. Perez, et al. "Statistical modeling of the LMS channel." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 50.6 (2001): 1549-1567.
- [43] R. Prieto-Cerdeira, F. Perez-Fontan, P. Burzigotti, A. Bolea-Alamanac, and I. Sanchez-Lago, "Versatile two-state land mobile satellite channel model with first application to DVB-SH analysis," *Int. J. Satell. Commun. Networking*, vol. 28, no. 5–6, pp. 291–315, 2010.
- [44] Ι. Δ. Κανελλόπουλος, "Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον", Εκδόσεις Τζιόλα, 2006.
- [45] Χ. Ν. Καψάλης, Π. Γ. Κωττής, "Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις", Εκδόσεις Τζιόλα, 2015

- [46] Εμμανουήλ, Μ. Ν. (2008). Μίμο Διαυλοί Διαδοσης Για Κινητές Δορυφορικές Επικοινωνίες.
- [47] Φ. Κωνσταντίνου, Α. Κανατάς και Γ. Πάντος, (2013) Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών, Αθήνα: Α. Παπασωτηρίου κ ΣΙΑ Ο.Ε.
- [48] ITU-R Recommendation, “Propagation data required for the design of Earth-space land mobile telecommunication systems,” Rep. P.681-7, Geneva, Switzerland, 2009.
- [49] Alouini, M-S., and Marvin K. Simon. ”An MGF-based performance analysis of generalized selection combining over Rayleigh fading channels.” IEEE Transactions on Communications 48.3 (2000): 401-415.
- [50] G. E. Corazza, and F. Vatalaro, “A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 3, Aug. 1994.
- [51] Suzuki, Hirofumi. ”A statistical model for urban radio propagation.” IEEE Transactions on communications 25.7 (1977): 673-680.
- [52] Lutz, Erich, et al. ”The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model.” IEEE transactions on vehicular technology 40.2 (1991): 375-386.
- [53] Parks, M. A. N., S. R. Saunders, and B. G. Evans. ”A wideband channel model applicable to mobile satellite systems at L-and S-band.” (1996): 12-12.
- [54] F. Perez-Fontan, M. A. Vazquez-Castro, J. Kunisch, J. Pamp, E. Zollinger, S. Buonomo, P. Baptista, and B. Arbesser, “A versatile framework for a narrowband wide-band statistical propagation model for the LMS channel,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 43, no. 4, pp. 431-458, Dec. 1997.
- [55] P. Petropoulou, E. T. Michailidis, A. D. Panagopoulos, and A. G. Kanatas, “Radio propagation channel measurements for multiantenna satellite communication systems: A survey,” IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 56, no. 6, pp. 102–122, Dec. 2014.
- [56] V. Nikolaidis, N. Moraitis, and A. G. Kanatas, “Dual polarized MIMO LMS channel measurements and characterization in a pedestrian environment,” in Proc. EuCAP, Davos, Switzerland, Apr. 2016, pp. 1–5.
- [57] C. Kourogorgas 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 Trans. Antennas Propag., vol. 62, no. 10, pp. 5410–5415, Oct. 2014.
- [58] Nikolaidis, Viktor, Nektarios Moraitis, and Athanasios G. Kanatas. ”Spatially separated single-polarized vs. collocated dual-polarized MIMO measurements.” Antennas and Propagation (EUCAP), 2017 11th European Conference on. IEEE, 2017.
- [59] J. W. Wallace, M. A. Jensen, A. L. Swindlehurst, and B. D. Jeffs, “Experimental characterization of the MIMO wireless channel: Data acquisition and analysis,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 2, pp. 335–343, Mar. 2003.
- [60] E. Eberlein, F. Burkhardt, G. Sommerkorn, S. Jaeckel, and R. Prieto-Cerdeira, “MIMOSA—Analysis of the MIMO channel for LMS systems,” Int. J. Artif. Intell. Edu., vol. 22, nos. 2–4, pp. 145–158, 2013.
- [61] Nikolaidis, Viktor, 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): 763-774.

- [62] Wallace, J., Ozcelik, H., Herdin, M., Bonek, E., and Jensen, M. Power and Complex Envelope Correlation for Modeling Measured Indoor MIMO Channels: A Beamforming Evaluation.
- [63] Yu, K., Bengtsson, M., Ottersten, B., McNamara, D., Karlsson, P., and Beach, M. (2001). Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements. In Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM'01. IEEE (Vol. 1, pp. 156-160). IEEE.
- [64] Zhong, Caijun, et al. "Distribution of the Demmel condition number of Wishart matrices." IEEE Transactions on Communications 59.5 (2011): 1309-1320.
- [65] J. W. Demmel, "The probability that a numerical analysis problem is difficult," Math. Comput., vol. 50, no. 182, pp. 449–480, Apr. 1988.
- [66] J. Salo, P. Suvikunnas, H. M. El-Sallabi, and P. Vainikainen, "Ellipticity statistic as measure of MIMO multipath richness," Electron. Lett., vol. 42, no. 3, pp. 160–162, Feb. 2006.
- [67] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek, "A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 5, no. 1, pp. 90–100, Jan. 2003
- [68] Weichselberger, Werner, et al. "A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends." IEEE Transactions on Wireless Communications 5.1 (2006): 90-100.
- [69] Lee, W. C. Y. "Mobile Communications Design Fundamentals, Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing." (1993).
- [70] Parsons JD. The Mobile Radio Propagation Channel . 2 nd ed., New York: Wiley, 2000.
- [71] Sinanović, Sinan, and Don H. Johnson. "Toward a theory of information processing." signal processing 87.6 (2007): 1326-1344.
- [72] Berrou, Claude, Alain Glavieux, and Punya Thitimajshima. "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1." Communications, 1993. ICC'93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on. Vol. 2. IEEE, 1993.
- [73] L. H. Ozarow, S. Shamai, and A. D. Wyner. "Information theoretic considerations for cellular mobile radio"IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no.2, pp. 359-378, May 1994.
- [74] R. He et al., "Characterization of quasi-stationarity regions for vehicle-to- vehicle radio channels," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 63, no. 5, pp. 2237–2251, May 2015.
- [75] O. Renaudin, V. Kolmonen, P. Vainikainen, and C. Oestges, "Nonstationary narrowband MIMO inter-vehicle channel characterization in the 5-GHz band," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 59, no. 4, p. 2007–2015, May 2010.)
- [76] Corazza, Giovanni Emanuele, ed. Digital satellite communications. Springer Science and Business Media, 2007.

