

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ

Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων

**ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ-ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ  
ΕΞΟΔΩΝ (ΜΙΜΟ) ΣΕ ΔΟΥΡΥΦΟΡΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΚΑΙ  
ΣΤΑΘΕΡΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

Λαουρέτα Φέστα

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

Φεβρουάριος 2010

## Περίληψη

Τα πλεονεκτήματα που παρέχει η τεχνολογία των πολλαπλών κεραιών εκπομπής – λήψης (Multiple Input Multiple Output, MIMO) στις σύγχρονες επίγειες επικοινωνίες δημιούργησαν ενδιαφέρον για την έρευνα της εφαρμογής τους στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών.

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και η μοντελοποίηση των δορυφορικών διαύλων MIMO, λαμβάνοντας υπόψη φυσικά φαινόμενα, όπως η ύπαρξη ισχυρής συνιστώσας οπτικής επαφής (Line Of Sight, LOS) και το φαινόμενο της χωρικής συσχέτισης (spatial correlation). Αρχικά, περιγράφονται συνοπτικά τα φαινόμενα διάδοσης στο δορυφορικό περιβάλλον και στη συνέχεια επικεντρώνεται η προσοχή στις αρχές λειτουργίας των συστημάτων MIMO. Αποδεικνύεται η υπεροχή των συστημάτων αυτών έναντι των συμβατικών SISO ζεύξεων τόσο όσον αφορά στην αύξηση της χωρητικότητας, όσο και στο κέρδος διαφορισμού (diversity gain) που προσφέρουν, το οποίο εκφράζεται μέσω της μείωσης του ρυθμού λαθών (Bit Error Rate, BER). Βασική αρχή είναι η εκτίμηση της απόστασης μεταξύ των δορυφόρων για τη δημιουργία ανεξάρτητων διαύλων, διότι η απλή τοποθέτηση πολλαπλών κεραιών σε ένα δορυφόρο δεν οδηγεί σε άμεση εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων και των δυνατοτήτων της τεχνολογίας MIMO. Παρουσιάζονται μέθοδοι που αφορούν στον προσδιορισμό της θέσης των στοιχείων των κεραιών, διατηρώντας την ορθογωνιότητα (orthogonality) των λαμβανόμενων σημάτων ώστε να επιτευχθεί υψηλό κέρδος πολυπλεξίας (multiplexing gain) για το LOS MIMO κάτω από ορισμένες συνθήκες. Η μελέτη αυτή αφορά στην εκτίμηση της χωρητικότητας του LOS MIMO διαύλου για Σταθερές Δορυφορικές Υπηρεσίες και Υπηρεσίες Δορυφορικής Ευρυεκπομπής. Ακόμη, μελετάται σε ποιο βαθμό επηρεάζεται η χωρητικότητα του MIMO διαύλου από την ατμοσφαιρική απόσβεση σήματος και εκτιμάται η πιθανότητα και το ποσοστό του χρόνου υπέρβασης, όπου η υποβάθμιση της χωρητικότητας ξεπερνά μια συγκεκριμένη στάθμη.

**Λέξεις Κλειδιά:** Χωρητικότητα, MIMO, LOS MIMO, Line Of Sight, χωρική συσχέτιση, συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών, υποβάθμιση χωρητικότητας.

## Abstract

The advantages introduced by using multiple-input multiple-output (Multiple Input Multiple Output, MIMO) techniques in modern terrestrial communications generate further interest in researching their applications in satellite communications.

The aim of this thesis is the investigation and modeling of terrestrial and satellite MIMO channels, taking into account physical phenomena as the Line of Sight (LOS) component and the effect of spatial correlation. Initially, the main propagation phenomena and principles by using MIMO techniques are described. It is proven that MIMO systems are more reliable and efficient than conventional SISO systems due to the increase in capacity and diversity gain and the decrease in bit error rate (BER) that they provide. The main goal is to estimate the required satellite antenna separation in order to achieve an uncorrelated satellite MIMO channel matrix. This is important because using multiple antennas on single satellite does not give the opportunity to exploit the advantages and capabilities of MIMO technology. We analytically derive a design method that allows for the construction of orthogonal channel matrices in Line of Sight satellite MIMO channel via the explicit positioning of two satellite antennas in the geostationary orbit in order to increase the channel capacity and multiplexing gain. Simultaneously, a particular arrangement of an arbitrary number of ground station antennas placed on earth is assumed. The satellite LOS MIMO capacity calculation performed for both Broadcast and Fixed Satellite Services. Moreover, we investigate the extent to which the MIMO satellite channel capacity is affected by atmospheric signal attenuation and the percentage of time for which the link capacity degradation exceeds a particular value.

**Keywords:** Capacity, MIMO, LOS MIMO, Line Of Sight, spatial correlation, Satellite System, capacity degradation.

## Ευχαριστίες

Θερμές ευχαριστίες εκφράζω στον Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Κανάτα Αθανάσιο για την επίβλεψη και τη βοήθεια που μου παρείχε για την ολοκλήρωση της διπλωματικής μου.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλονται στον κ. Μιχαηλίδη Εμμανουήλ, υποψήφιο διδάκτορα του τμήματος Ψηφιακών Συστημάτων του πανεπιστημίου Πειραιά.

Τέλος εκφράζω την ευγνωμοσύνη μου στους γονείς μου και τον αδελφό μου για την υποστήριξη και βοήθειά τους σε όλη τη διάρκεια των μεταπτυχιακών σπουδών μου.

## Περιεχόμενα

Περίληψη .....	i
Ευχαριστίες .....	ii
Περιεχόμενα .....	iii
Κατάλογος πινάκων .....	v
Κατάλογος σχημάτων .....	vi
Συντομογραφίες .....	viii
<b>1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b>	
1.1. Εισαγωγή .....	1
1.2. Ιστορική αναδρομή.....	2
1.3. Δορυφορικές Τροχιές .....	3
1.4. Δορυφορικός διάυλος .....	7
1.5. Φαινόμενα που επηρεάζουν το διάυλο στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών.....	8
1.6. Σκοπός διπλωματικής.....	19
1.7. Δομή παρούσας διπλωματικής.....	19
<b>2. ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΤΩΝ ΜΟΝΤΕΛΩΝ ΔΙΑΥΛΟΥ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ SISO</b>	
2.1. Εισαγωγή.....	21
2.2. Εμπειρικά (Empirical) μοντέλα .....	21
2.3. Στοχαστικά (Statistical) μοντέλα.....	22
2.4. Ντετερμινιστικά (Physical-Deterministic) μοντέλα .....	30
2.5. Γεωμετρικά (Geometric) μοντέλα.....	30
<b>3. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΜΕ ΠΟΛΛΑΠΛΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΣΤΟΝ ΠΟΜΠΟ ΚΑΙ ΣΤΟΝ ΔΕΚΤΗ</b>	
3.1. Εισαγωγή .....	31
3.2. Ορισμός SISO, SIMO, MISO και MIMO συστημάτων.....	32
3.3. Εφαρμογές – Πλεονεκτήματα από τη χρήση MIMO Συστημάτων...35	
3.4. Χωρητικότητα SISO, SIMO, MISO, MIMO Συστημάτων.....	37
3.4.1. Επέκταση του θεωρήματος Shannon για SISO, SIMO και MISO Συστήματα.....	38

3.4.2. Επέκταση του θεωρήματος Shannon για MIMO Συστήματα .....	40
3.4.2.1. MIMO διάυλος επιλεκτικός ως προς την συχνότητα.....	42
3.4.2.2. Χωρητικότητα MIMO συστήματος για Rayleigh διάυλο.....	42
3.4.2.3. Χωρητικότητα του MIMO συστήματος για Rice διάυλο.....	44
3.4.3. Παράγοντες που επηρεάζουν τη χωρητικότητα του διαύλου .....	45
<b>4. ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ MIMO ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ</b>	
<b>ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ</b>	
4.1. Εισαγωγή.....	49
4.2. Πλεονεκτήματα -Μειονεκτήματα Τεχνικών Διαφορισμού.....	50
4.3. Εφαρμογή MIMO τεχνολογίας σε ένα δορυφόρο.....	55
4.4. Χωρική συσχέτιση MIMO Fading Channel.....	56
4.4.1. Απόσταση δορυφόρων (Στατιστικό Μοντέλο).....	56
4.4.2. Απόσταση δορυφόρων (Στοχαστικό-Γεωμετρικό Μοντέλο).....	59
4.4.3. Χωρητικότητα LMS-MIMO διαύλου.....	65
4.5. Πόλωση MIMO διαύλου στα Κινητά Δορυφορικά Συστήματα	
Επικοινωνιών.....	69
4.5.1.Μοντελοποίηση του δορυφορικού MIMO διαύλου διπλής	
πόλωσης.....	72
4.5.2. Πίνακας δορυφορικού MIMO διαύλου διπλής πόλωσης.....	79
4.5.3. Μοντελοποίηση του δορυφορικού MIMO(4x4) διαύλου διπλής	
πόλωσης.....	80
4.5.4. Συστήματα απλής πόλωσης .....	82
<b>5. ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ MIMO ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΣΤΑΘΕΡΩΝ</b>	
<b>ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ</b>	
5.1. Εισαγωγή .....	90
5.2. Μοντελοποίηση LOS MIMO διαύλου στα Συστήματα Δορυφορικής	
Ευρυεκπομπής (Satellite Broadcast System).....	90
5.2.1. Παράμετροι του MIMO διαύλου στα Συστήματα Δορυφορικών	
Επικοινωνιών.....	90
5.2.2. Μοντελοποίηση MIMO διαύλου .....	92
5.2.3. Υπολογισμός χωρητικότητας .....	93
5.2.4. Γενικά κριτήρια βελτιστοποίησης.....	95

5.2.5. Δημιουργία καναλιών ορθογώνιων μεταξύ τους.....	95
5.2.6. Βελτιστοποίηση στο Σύστημα Δορυφορικής Ευρυεκπομπής.....	97
5.3. Μοντελοποίηση LOS MIMO διαύλου στα Συστήματα Σταθερής Δορυφορικής Υπηρεσίας (Fixed Satellite Service).....	102
5.3.1. Υπολογισμός χωρητικότητας .....	104
5.4. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου σε δυσμενές περιβάλλον διάδοσης.....	108
5.4.1. Υπολογισμός χωρητικότητας.....	109
5.4.2. Παράμετροι του MIMO Δορυφορικού Συστήματος.....	109
5.4.3. Μοντελοποίηση διαύλου.....	110
5.4.4. Επίδραση απόσβεσης.....	111
<b>6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</b>	
6.1. Εισαγωγή .....	116
6.2. Ανασκόπηση .....	116
6.3. Συμπεράσματα .....	117
6.4. Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη .....	118
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΚΕΣ ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....</b>	<b>119</b>

## Κατάλογος Πινάκων

1.1. Ταχύτητες και τροχιακές περίοδοι δορυφόρων ανάλογα με την απόσταση τους από τη γη.....	6
1.2. Ενδεικτικές τιμές της διασποράς καθυστέρησης.....	17
2.1. Συνοπτική παρουσίαση των διαθέσιμων μετρήσεων και των βασικών χαρακτηριστικών τους.....	26
2.2. Τιμές των παραμέτρων για διάφορες γωνίες ανύψωσης και καταστάσεις (Πανεπιστήμιο του Bradford, S-band) για το μοντέλο Loo.....	26
4.1. Τιμές μεγεθών $XPR$ , $XPI$ , $XPD$ , $\theta_c$ , $t_c$ και $r_c$ για την ζώνη συχνοτήτων $S$ και γωνία ανύψωσης $40^\circ$ .....	80
5.1. Τεχνικά χαρακτηριστικά του δορυφορικού συστήματος.....	92
5.2. Τεχνικά χαρακτηριστικά του MIMO συστήματος στην άνω ζεύξη.....	98
5.3. Τεχνικά χαρακτηριστικά του LOS MIMO διαύλου για την Σταθερή Δορυφορική Υπηρεσία.....	103
5.4. Τεχνικά χαρακτηριστικά του MIMO διαύλου στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών.....	104



## Κατάλογος Σχημάτων

1.1. Ολίσθηση Doppler.....	15
3.1. Απεικόνιση SISO διαύλου.....	32
3.2. Απεικόνιση SIMO διαύλου.....	32
3.3. Απεικόνιση MISO διαύλου.....	33
3.4. Απεικόνιση MIMO διαύλου.....	34
4.1. Σχηματική αναπαράσταση της διάταξης του διαφορισμού επίγειας θέσης...51	
4.2. Σχηματική αναπαράσταση της διάταξης του διαφορισμού δορυφορικής τροχιάς.....	52
4.3. Αναπαράσταση MIMO για δορυφορικές επικοινωνίες με την χρήση δύο διαφορετικών πολώσεων μεταξύ πομπού και δέκτη.....	55
4.4. Συντελεστής συσχέτισης δορυφορικού διαύλου Antenna Separation.....	57
4.5. Συντελεστής συσχέτισης δορυφορικού διαύλου με το Antenna Separation..58	
4.6. Συντελεστής συσχέτισης δορυφορικού διαύλου με το Satellite Antenna Separation για διαφορετικές τιμές $r_s$ .....	58
4.7. Γεωμετρικό μοντέλο αναπαράστασης της απευθείας συνιστώσας του δορυφορικού MIMO(2x2) διαύλου.....	60
4.8. Γεωμετρικό μοντέλο αναπαράστασης πολυδιαδρομικών συνιστωσών του δορυφορικού MIMO(2x2) διαύλου.....	61
4.9. Συντελεστής συσχέτισης δορυφορικού διαύλου ( $n_{Sat} = 2$ και $n_{TMS} = 1$ ) σε σχέση με το Satellite Antenna Separation.....	64
4.10. Χωρητικότητα δορυφορικού διαύλου MIMO(2x2) σε σχέση με την θέση των δυο δορυφόρων.....	66
4.11. Χωρητικότητα δορυφορικού Rayleigh διαύλου MIMO(2x2) σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο.....	66
4.12. Χωρητικότητα δορυφορικού Ricean διαύλου MIMO(2x2) και SISO σε σχέση με σηματοθορυβικό λόγο.....	67
4.13. Χωρητικότητα δορυφορικού Ricean διαύλου MIMO(2x2) με διάφορες τιμές $K$ .....	67

4.14. CDF Χωρητικότητα δορυφορικού Ricean διαύλου MIMO(2x2) και SISO σε σχέση με την ισχύ του συστήματος με βάση το γεωμετρικό μοντέλο.....	68
4.15. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, για την κατάσταση LOS με γωνία ανύψωσης 40°, σε ανοικτό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.....	83
4.16. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες μέτριας σκίασης με γωνία ανύψωσης 40°, σε ανοικτό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.....	83
4.17. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες ισχυρής σκίασης με γωνία ανύψωσης 40°, σε ανοικτό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.....	84
4.18. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, για την κατάσταση LOS με γωνία ανύψωσης 40°, σε ημιαστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S. ....	84
4.19. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες μέτριας σκίασης με γωνία ανύψωσης 40°, σε ημιαστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.....	85
4.20. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες ισχυρής σκίασης με γωνία ανύψωσης 40°, σε ημιαστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S. ....	85
4.21. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, για την κατάσταση LOS με γωνία ανύψωσης 40°, σε αστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S. ....	86
4.22. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες μέτριας σκίασης με γωνία ανύψωσης 40°, σε αστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S. ....	86
4.23. Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες ισχυρής σκίασης με γωνία ανύψωσης 40°, σε αστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.....	87
5.1. Αναπαράσταση του LOS MIMO διαύλου για το Satellite Broadcast System.....	91
5.2. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου σε σχέση με τον παράγοντα K.....	94

5.3. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει της απόστασης των κεραιών για διαφορετικές τιμές αποστάσεων των κεραιών στον δορυφόρο (άνω ζεύξη).....	99
5.4. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει της απόστασης των κεραιών στον επίγειο σταθμό για διαφορετικό αριθμό $M_T$ .....	99
5.5. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του δέκτη (κάτω ζεύξη).....	101
5.6. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του δέκτη για διαφορετικό αριθμό κεραιών $M_R$ (κάτω ζεύξη).....	101
5.7. Αναπαράσταση του LOS MIMO διαύλου για το Satellite Fixed Service...	103
5.8. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει της απόστασης των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού.....	106
5.9. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού για διαφορετικό αριθμό στοιχειοκεραιών.....	106
5.10. Αναπαράσταση του LOS MIMO διαύλου στην κάτω ζεύξη.....	109
5.11. Μεταβολή χωρητικότητας LOS MIMO διαύλου λόγω απόσβεσης.....	113
5.12. Πιθανότητα του ενδεχομένου η απόσβεση στις $M$ οδεύσεις να υπερβεί ταυτόχρονα την στάθμη $a_m^{(dB)}$ , όπου η πιθανότητα να βρέχει είναι $P_{rain} = 0.33$ .....	114

## Συντομογραφίες

AOA	Angle of Arrival
AOD	Angle of Departure
AS	Angle Spread
BER	Bit Error Ratio
C	Capacity
CDF	Cumulative Distribution Function
CIR	Carrier to Interference Ratio
CS	Clear Sky conditions
ERS	Empirical roadside shadowing
FWA	Fixed Wireless Access
GEO	Geostationary Earth Orbit
GSO	Geosynchronous Earth orbit
HEO	Highly Elliptical Orbit
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineering
K	Ricean Factor
L, S, C, Ka, Ku	Frequency Band
LEO	Low Earth Orbit
LHCP	Left Hand Circular Polarization
LMS	Land Mobile Satellite System
LOS	Line-of- Sight
MED	Modified Exponential Decay
MIMO	Multiple Input - Multiple Output
MISO	Multiple Input - Single Output
NLOS	Non Line-of -Sight
PAS	Power azimuth Spectrum
QoS	Quality of Service
RHCP	Right Hand Circular Polarization
SISO	Single Input - Single Output
SIMO	Single Input - Multiple Output
SNR	Signal to Noise ratio
ULA	Uniform Linear Array

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

### 1.1. Εισαγωγή

Η ανάπτυξη και η ευρεία διάδοση των τεχνολογικών επιτευγμάτων και η αλματώδης ανάπτυξη του Διαδικτύου τις τελευταίες δεκαετίες έχει δημιουργήσει αυξημένες απαιτήσεις διαδικτυακών εφαρμογών που εξυπηρετούνται μέσω ευρυζωνικών συνδέσεων. Ο μέσος χρήστης των σταθερών και ακόμα περισσότερο των κινητών τηλεπικοινωνιών απαιτεί από τη συσκευή και από τον πάροχο υπηρεσιών εφαρμογές με αυξημένες απαιτήσεις τόσο σε ρυθμό δεδομένων όσο και σε ποιότητα. Επίσης πολλοί ιδιωτικοί και δημόσιοι φορείς έχουν ανάγκη χρήσης νέων τεχνολογιών και εφαρμογών ήχου - εικόνας ή συνδυασμό αυτών των δυο σε πολύ υψηλή ποιότητα. Οι συνεχείς και αυξανόμενες απαιτήσεις των χρηστών για βελτίωση των ήδη προσφερόμενων υπηρεσιών καθώς και η δημιουργία νέων αναγκών καθιστά επιτακτική την ύπαρξη των δορυφορικών συστημάτων. Η κάλυψη μεγάλων περιοχών από τους δορυφόρους τους καθιστά βασικό στοιχείο των τηλεπικοινωνιακών δικτύων. Ακόμη εξυπηρετούν περιπτώσεις που δεν είναι δυνατή η οπτική επαφή μεταξύ δύο σημείων, δημιουργώντας διαύλους μεγάλης χωρητικότητας με δυνατότητα πολλαπλής εκπομπής και προσπέλασης ενώ παρουσιάζονται ως οικονομικότερες λύσεις σε ορισμένες περιπτώσεις όταν το κόστος χρήσης είναι ανεξάρτητο από την απόσταση των επικοινωνούντων σταθμών. Ακόμη, η λύση που επιλέχθηκε στα δορυφορικά συστήματα ως απάντηση στο περιορισμένο εύρος ζώνης ήταν η σταδιακή μετάβαση σε συχνότητες μεγαλύτερες των 10GHz. Το αυξημένο κέρδος και η μεγαλύτερη κατευθυντικότητα των κεραιών σε αυτές τις συχνότητες οδήγησαν σε μείωση των διαστάσεων και του κόστους των δορυφορικών δεκτών καθιστώντας τα δορυφορικά συστήματα ανταγωνιστικότερα στην αγορά και ενίσχυσαν την άποψη ότι στο προσεχές μέλλον οι δορυφόροι θα συνεχίσουν να κατέχουν εξέχοντα ρόλο στις τηλεπικοινωνίες.

## 1.2. Ιστορική αναδρομή

Από το 1840 όπου εμφανίστηκαν οι πρώτες ενσύρματες τηλεπικοινωνίες μέχρι σήμερα έχουν σημειωθεί σημαντικές αλλαγές τόσο στο μέσο όσο και στον τρόπο μετάδοσης της πληροφορίας. Στις αρχές του 19ου αιώνα, η μαθηματική θεμελίωση της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας από τον Κλάρκ Μάξγουελ (J.C.Maxwell) και αργότερα η πειραματική επιβεβαίωσή, αρχικά, από τον Hertz και, αργότερα, από τον ιταλό φυσικό Μαρκόνι (Marconi) έδωσαν την ώθηση για την ανάπτυξη ενός νέου κλάδου, των ασύρματων τηλεπικοινωνιών [11]. Πρωτοπόροι εκείνης της εποχής υπήρξαν ο N. Tesla ο οποίος κατασκεύασε το πρώτο ασύρματο σύστημα επικοινωνίας το 1893, ο Alexander Popov ο οποίος κατασκεύασε δέκτη H/M κυμάτων το 1894 και πέτυχε μετάδοση ραδιοκυμάτων μεταξύ δύο σημείων και τέλος ο Reginald Fessenden ο οποίος πέτυχε την πρώτη αμφίδρομη υπερατλαντική ασύρματη επικοινωνία το 1906.

Η πρόοδος των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών τις τελευταίες δεκαετίες ήταν εκπληκτική. Η ανάπτυξη των συστημάτων δορυφορικών επικοινωνιών, των συστημάτων μικροκυματικών ραδιοζεύξεων ευρείας ζώνης, των οπτικών επικοινωνιών αλλά και η εξέλιξη της κινητής τηλεφωνίας αποτελούν τις χαρακτηριστικότερες εφαρμογές.

Η ανάπτυξη των τεχνολογιών μικροκυμάτων και πυραύλων κατά τη δεκαετία του 1920 εγκαινίασε την εποχή των δορυφορικών επικοινωνιών συμπληρώνοντας τις επίγειες επικοινωνίες. Η «διαστημική» εποχή άρχισε το 1957 με την εκτόξευση του πρώτου τεχνητού δορυφόρου Sputnik I (Ρωσικός) λύνοντας έτσι το πρόβλημα χαμηλής ισχύος στην προς τα κάτω ζεύξη που αντιμετώπιζαν οι παθητικοί δορυφόροι (π.χ. ECHO, ο οποίος εκτοξεύτηκε το 1956). Ακολουθεί το 1962 η αποστολή του πρώτου ενεργού δορυφόρου αναμετάδοσης TELSTAR της AT&T (δορυφόρος σε τροχιά μέσου ύψους 7.200Km) και RELAY και TELSTAR II με ελλειπτικές τροχιές μέσου ύψους με ορατότητα στον Ατλαντικό Ωκεανό διάρκειας μικρότερης της 1 ώρας σε κάθε πέρασμα. Το 1963 εκτοξεύτηκε ο πρώτος δορυφόρος σε σχεδόν γεωστατική τροχιά (SYNCOM II), ενώ το 1964 εκτοξεύεται ο πρώτος γεωστατικός δορυφόρος (SYNCOM III) για εμπορική χρήση [9].

Στις 20 Αυγούστου 1964 ιδρύεται ο πρώτος Διεθνής Οργανισμός για την Συντονισμένη Εκμετάλλευση του Διαστήματος, INTELSAT. Εν συνεχεία, στις 6 Απριλίου 1965 εκτοξεύεται από το Ακρωτήριο Κανάβεραλ ο πρώτος εμπορικός τηλεπικοινωνιακός γεωστατικός δορυφόρος της εταιρείας COMSAT, ο οποίος περιέρχεται στον INTELSAT και ονομάζεται INTELSAT I. Περιείχε 480 τηλεφωνικά κανάλια και ήταν ο πρώτος δορυφόρος που έδωσε τη δυνατότητα υπερατλαντικής μετάδοσης τηλεοπτικών προγραμμάτων. Οι Ρώσοι απαντούν με τον πρώτο τηλεπικοινωνιακό δορυφόρο σε τροχιά MOLNYA (1965) και δημιουργούν το πρώτο σύστημα τοπικών επικοινωνιών με δορυφόρους. Ακολουθούν ο INTELSAT II και αργότερα (1968) ο INTELSAT III, ο πρώτος δορυφόρος που παρείχε κάλυψη σε 3 Ωκεανούς. Το 1972 τίθεται σε ισχύ το πρώτο δορυφορικό σύστημα επικοινωνίας, ενώ εγκαθίσταται ο INTERPUTNIK. Το 1977 ιδρύεται ο EUTELSAT και το 1979 εγκαθίσταται ο διεθνής οργανισμός επικοινωνιών ναυσιπλοΐας INMARSAT [9]. Το 1981 γίνεται η πρώτη διαστημική πτήση με επαναχρησιμοποιήσιμο σκάφος και το 1983 γίνεται η εκτόξευση του πρώτου Ευρωπαϊκού Δορυφόρου ECS (EUTELSAT 1).

Αξιοσημείωτο είναι το γεγονός ότι η Ελλάδα γίνεται μέλος της ESA, το 2000 και τρία χρόνια αργότερα τίθεται σε τροχιά ο πρώτος Ελληνικός δορυφόρος (HELLAS-SAT).

### 1.3. Δορυφορικές Τροχιές

Οι δορυφόροι μπορούν να είναι τοποθετημένοι σε τροχιές με διαφορετικά ύψη και σχήματα (κυκλικά ή ελλείψεις). Με βάση την τροχιακή ακτίνα, όλοι οι δορυφόροι κατηγοριοποιούνται ακολούθως:

- ❖ **LEO:** Low Earth Orbit (δορυφόροι χαμηλής περί της γης τροχιάς)
- ❖ **MEO:** Medium Earth Orbit (δορυφόροι μεσαίας περί της γης τροχιάς)
- ❖ **GEO ή GSO:** Geostationary Earth Orbit or Geosynchronous Earth orbit (δορυφόροι γεωστατικής τροχιάς)
- ❖ **HEO:** Highly Elliptical Orbit ( δορυφόροι ελλειπτικής τροχιάς)

**Οι δορυφόροι GEO** τοποθετούνται σε ύψος 35,786 km πάνω από τη γη και σε τροχιά έτσι ώστε να παραμένουν σταθεροί ως προς ένα σημείο της γης (το φαινόμενο Doppler θεωρείται αμελητέο). Η γωνιακή ταχύτητα ενός τέτοιου δορυφόρου είναι ίση με αυτή της γης. Παρέχει συνεχή κάλυψη της περιοχής ορατότητάς του (42.4% της επιφάνειας της γης), με αποτέλεσμα να απαιτείται η ύπαρξη τριών αντίστοιχων δορυφόρων τοποθετημένων σε τόξα των  $120^{\circ}$  γύρω από τη γη ώστε να παρέχουν πλήρη τηλεπικοινωνιακή κάλυψη. Βασικό τους πλεονέκτημα είναι ότι αποτελούν ένα απλό διαστημικό σύστημα και κάθε χρήστης μπορεί να επικοινωνεί με τον ίδιο δορυφόρο χωρίς να απαιτείται διαδικασία μεταπομπής από δορυφόρο σε δορυφόρο. Δεν απαιτείται σύστημα ανίχνευσης και εντοπισμού του δορυφόρου στα επίγεια τερματικά [9].

Ωστόσο το μεγάλο υψόμετρο τους, προκαλεί μεγάλη καθυστέρηση (συνήθως 500 msec) με αποτέλεσμα η αμφίδρομη επικοινωνία, πέρα από μια απόσταση 72.000 km, να μην πραγματοποιείται συχνά με αυτό το είδος δορυφόρων. Το γεγονός αυτό επηρεάζει τόσο την εκπεμπόμενη ισχύ όσο και το μέγεθος των κεραιών του δορυφόρου. Συνεπώς, απαιτείται περισσότερος χρόνος κατασκευής και μεγαλύτερο κόστος για την εκτόξευση του, λόγω της πολυπλοκότητας του τηλεπικοινωνιακού μέρους. Σε περιοχές με πολλά βουνά ή μεγάλο γεωγραφικό πλάτος οι γωνίες ανύψωσης είναι χαμηλές ( $10^{\circ}$ ), προκαλώντας προβλήματα για τις κινητές επικοινωνίες.

**Οι δορυφόροι HEO** βρίσκονται σε ελλειπτικές τροχιές με γωνία κλίσης περίπου  $64^{\circ}$  ως προς το ισημερινό επίπεδο και συνήθως χρησιμοποιούνται 3 τροχιακά επίπεδα με 3 δορυφόρους σε κάθε επίπεδο για κάλυψη περιοχών με μεγάλο γεωγραφικό πλάτος στο απόγειο. Παρουσιάζουν μεγάλες γωνίες ανύψωσης λόγω της τροχιακής θέσης στο απόγειο, προκαλώντας όμως πρόβλημα στις τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις λόγω της μεγάλης απόστασης. Οι δορυφόροι αυτοί παρουσιάζουν μεγάλες ολισθήσεις Doppler, λόγω της γρήγορης κίνησης, και προβλήματα εστίασης κεραιών. Το μέγεθος των κεραιών ανέρχεται σε 6 m στην L ζώνη συχνοτήτων. Υπάρχουν προβλήματα περιορισμένης διάρκειας ζωής των δορυφόρων λόγω της κίνησής τους μέσα σε ζώνες υψηλής ακτινοβολίας.



**Οι δορυφόροι LEO** αντιπροσωπεύουν τη χαμηλή γήινη τροχιά, τοποθετούνται σε τροχιά 700 – 1000 km πάνω από τη γη και με περίοδο περίπου 1.5 h. Ένας τέτοιος δορυφόρος μπορεί να κινείται σε κυκλικές τροχιές τροχιακό επίπεδο με κλίση ως προς τον ισημερινό. Μπορούν να παρέχουν παγκόσμια κάλυψη αν βρίσκονται σε αστερισμό δορυφόρων (π.χ. Globstar: 8 επίπεδα με 8 δορυφόρους ανά επίπεδο, Iridium: 11 τροχιακά επίπεδα με 6 δορυφόρους ανά επίπεδο).

Σε αυτόν τον τύπο δορυφόρων μειώνονται οι χρόνοι μετάδοσης σε σύγκριση με τους GEO αφού βρίσκονται σε χαμηλότερα ύψη και η τυπική καθυστέρηση κατά την πραγματοποίηση του κύκλου της τροχιάς τους είναι 20-25 ms, συγκρίσιμη με καθυστερήσεις γήινων ζεύξεων. Μια τροχιά LEO μπορεί ακόμη να χρησιμοποιηθεί για να καλύψει μια πολική περιοχή, κάτι που δεν μπορεί να επιτευχθεί από τους GEO δορυφόρους.

Το σύστημα ελέγχου του διαστημικού μέρους είναι πολύπλοκο και η διαδικασία σύνταξης του συστήματος είναι επίπονη και χρονοβόρα λόγω του μεγάλου αριθμού δορυφόρων. Το φαινόμενο Doppler θεωρείται ισχυρό λόγω της γρήγορης κίνησης των δορυφόρων αυξάνοντας τις μεταπομπές μεταξύ τους (κάθε 10 λεπτά μεταξύ δορυφόρων και κάθε 1 - 2 μεταξύ κυψελών), προκαλώντας αυξημένο πρόβλημα εστίασης στις κεραίες.

**Οι Δορυφόροι MEO** τοποθετούνται σε απόσταση 3.000 Km έως 12.000 Km, η περίοδος περιστροφής τους είναι μερικές ώρες και έχουν κλίση τροχιακού επιπέδου  $50^{\circ}$ . Επιτυγχάνεται παγκόσμια κάλυψη με 2 τροχιακά επίπεδα και 2 δορυφόρους ανά επίπεδο. Η καθυστέρηση κατά την ολοκλήρωση του κύκλου της τροχιάς τους φτάνει συνήθως τα 110 – 130 ms. Δορυφόροι μιας τροχιάς MEO απαιτούν λίγη ενέργεια για την λειτουργία τους και περιέχουν μικρότερες κεραίες [13].

Οι δύο τελευταίες κατηγορίες δορυφόρων είναι πιο κοντά στην επιφάνεια της γης με αποτέλεσμα το μέγεθος της απαιτούμενης κεραίας να είναι μικρό. Σ' αυτές τις τροχιές απαιτούνται πολλοί δορυφόροι για την επίτευξη παγκόσμιας κάλυψης. Όσο πιο κοντά στην επιφάνεια της γης βρίσκεται η τροχιά των δορυφόρων, τόσο περισσότεροι δορυφόροι απαιτούνται.

Επιπρόσθετα επειδή οι δορυφόροι έχουν πολύ υψηλές ταχύτητες σε σχέση με την επιφάνεια της γης, ένας χρήστης του δορυφορικού δικτύου μπορεί να χρειαστεί να μεταβεί από δορυφόρο σε δορυφόρο. Δεδομένης της συνεχούς κίνησης των δορυφόρων αυτών, οι γήινοι σταθμοί χρειάζονται μια διάταξη κεραιών που θα παρακολουθεί την πορεία τους.

Στον παρακάτω πίνακα αναφέρονται ενδεικτικά οι ταχύτητες των δορυφόρων ανάλογα με την απόστασή τους από τη γη και την τροχιακή τους περίοδο.

**Πίνακας 1.1:** Ταχύτητες και τροχιακές περίοδοι δορυφόρων ανάλογα με την απόστασή τους από τη γη.

Απόσταση (km)	Ταχύτητα (km/sec)	Ώρες	Λεπτά	Δευτερόλεπτα
0	7.906	1	24	28
100	7.844	1	26	29
200	7.778	1	28	29
300	7.725	1	30	32
500	7.612	1	34	37
700	7.503	1	38	47
1.000	7.350	1	45	8
2.000	6.987	2	7	12
5.000	6.519	2	30	39
7.000	5.918	3	21	19
10.000	4.934	5	47	40
30.000	3.310	19	10	51
35.786	3.075	23	56	4
40.000	2.932	27	36	39

## 1.4. Δορυφορικός δίαυλος

Τα σήματα που διαδίδονται στο δορυφορικό δίαυλο φτάνουν στον προορισμό τους μέσω πολλών διαφορετικών διαδρομών, γνωστές ως πολλαπλές οδεύσεις (multipath). Τα διαφορετικά αυτά μονοπάτια δημιουργούνται από τους μηχανισμούς που διέπουν την ραδιοδιάδοση. Οι μηχανισμοί αυτοί είναι πολύπλοκοι και ποικίλοι και μπορούν γενικά να συνοψιστούν στους εξής: την ανάκλαση (reflection), την περίθλαση (diffraction), τη διάθλαση (refraction) και τη σκέδαση (scattering).

Το φαινόμενο της ανάκλασης παρατηρείται όταν το κύμα προσπίπτει σε εμπόδιο πολύ μεγάλων διαστάσεων σε σχέση με το μήκος κύματός του, ενώ σκέδαση όταν οι διαστάσεις του αντικειμένου είναι συγκρίσιμες με το μήκος κύματός του. Η σκέδαση ως μηχανισμός διάδοσης είναι πιο δύσκολο να προβλεφθεί διότι η ενέργεια που ακτινοβολείται από τον πομπό ανακλάται σε πολλές διαφορετικές κατευθύνσεις. Περίθλαση συμβαίνει όταν το κύμα συναντάει αδιαπέραστο εμπόδιο με αιχμηρές. Σύμφωνα με την αρχή του Huygens σχηματίζονται δευτερεύοντα κύματα πίσω από το εμπόδιο, τα οποία φτάνουν στο δέκτη ακόμα και αν δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού – δέκτη. Διάθλαση (refraction) υφίστανται τα ραδιοκύματα κατά την διάδοση τους στο δορυφορικό δίαυλο, η οποία οφείλεται στις μεταβολές της διηλεκτρικής σταθεράς, και επομένως του δείκτη διάθλασης, σε διάφορα ύψη στην ατμόσφαιρα.

Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες καταφθάνουν με χαρακτηριστικά (πλάτος, φάση και χρόνο άφιξης) ολισθημένα ως προς εκείνα της απευθείας συνιστώσας. Έτσι, ένας δέκτης σε μια θέση λαμβάνει σήμα με ισχύ διαφορετική κατά αρκετές δεκάδες dB απ' ότι σε μια διπλανή θέση όπου η σχέση των φάσεων μεταξύ των κυμάτων έχει αλλάξει. Η μεταβολή του πλάτους ή της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος για μικρές μετατοπίσεις του δέκτη, είναι γνωστή ως φαινόμενο διαλείψεων (fading). Παράλληλα με την απόσβεση της ισχύος του διαδιδόμενου σήματος, το φαινόμενο των πολλαπλών οδεύσεων οδηγεί στην εξάπλωση του σήματος σε διαφορετικές διαστάσεις. Έτσι, παρατηρούνται τα φαινόμενα της εξάπλωσης χρονοκαθυστερήσης (delay spread) στην διάσταση

του χρόνου, της εξάπλωσης Doppler (Doppler spread) στο πεδίο της συχνότητας και της εξάπλωσης γωνίας (angle spread) στο πεδίο του χώρου.

Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών χαρακτηρίζεται από τρία επιμέρους φαινόμενα που είναι γνωστά ως απώλειες διαδρομής (path loss), σκίαση (shadowing) και διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (multipath fading). Οι απώλειες διαδρομής καθορίζουν την εξάρτηση της μείωσης της μέσης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος από την απόσταση πομπού - δέκτη. Η σκίαση χαρακτηρίζει την εξασθένιση του σήματος λόγω παρεμπόδισης από κτίρια και άλλα αντικείμενα. Οι διαλείψεις του σήματος οφείλονται στην αθροιστική και αφαιρετική συμβολή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

### **1.5. Φαινόμενα που επηρεάζουν το δίαυλο στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών**

Στην ενότητα αυτή αναφέρονται αναλυτικότερα τα φαινόμενα που επηρεάζουν την δορυφορική ζεύξη και κατηγοριοποιούνται σε ιονοσφαιρικά, τροποσφαιρικά και τοπικά φαινόμενα διάδοσης.

Τα Ιονοσφαιρικά φαινόμενα διάδοσης που επηρεάζουν τις δορυφορικές ζεύξεις είναι τα ακόλουθα:

- **Ιονοσφαιρική διάθλαση και διασπορά:** Τα φαινόμενα που επηρεάζουν τις δορυφορικές ζεύξεις στην ιονόσφαιρα είναι η ιονοσφαιρική διάθλαση, οι σπινθηρισμοί και η διασπορά. Οι αλλαγές στον δείκτη διάθλασης της ιονόσφαιρας είναι αποτέλεσμα των μεταβολών στην πυκνότητα των ηλεκτρονίων, προκαλώντας αλλαγές στο πλάτος, στη φάση και στη γωνία άφιξης του σήματος [20].
- **Στροφή Faraday (Faraday Rotation):** Πρόκειται για επιβαρυντικούς ατμοσφαιρικούς μηχανισμούς που οφείλονται σε ιονοσφαιρικά φαινόμενα που προκαλούν στροφή του επιπέδου πόλωσης ενός γραμμικού πολωμένου σήματος και ενδιαφέρουν μόνο τα δορυφορικά συστήματα που λειτουργούν στη ζώνη συχνοτήτων C (4/6GHz), η οποία υπολογίζεται γύρω στις  $10^\circ$  [9].

Τα Τροποσφαιρικά φαινόμενα διάδοσης που επηρεάζουν τις δορυφορικές ζεύξεις είναι τα ακόλουθα:

- **Εξασθένηση λόγω ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων:** Κατά την μετάδοση εν μέσω βροχής τα ραδιοκύματα υφίστανται εξασθένηση λόγω σκέδασης, απορρόφησης και αποπόλωσης των σημάτων. Τα φαινόμενα αυτά είναι ιδιαίτερα αισθητά για συχνότητες πάνω από  $10\text{ GHz}$ . Στις δορυφορικές επικοινωνίες, το βάθος των διαλείψεων λόγω ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων εξαρτάται από τη γωνία ανύψωσης του δορυφόρου, την πόλωση του δορυφορικού ηλεκτρομαγνητικού κύματος καθώς και την απόσταση που αυτό διανύει μέσα στην ατμόσφαιρα. Το χιόνι και το χαλάζι έχουν μικρότερη επίδραση στα ραδιοκύματα σε σχέση με τη βροχόπτωση, με εξαίρεση την περίπτωση νιφάδων χιονιού, οι οποίες κατά την πτώση τους λιώνουν και παίρνουν μορφή πολύ μεγαλύτερων σταγόνων συγκριτικά με την απλή βροχή [9].
- **Απόσβεση από τα αέρια της ατμόσφαιρας:** Η απορρόφηση από το οξυγόνο και τους υδρατμούς της ατμόσφαιρας συμβάλλει σημαντικά στην απόσβεση του ραδιοκύματος και εξαρτάται από τη συχνότητα, τη γωνία ανύψωσης και το υψόμετρο του σταθμού. Η εξασθένηση είναι αμελητέα σε συχνότητες μικρότερες των  $10\text{ GHz}$  και δεν υπερβαίνει τις τιμές  $1-2\text{ dB}$  στα  $22\text{ GHz}$ .
- **Απόσβεση που οφείλεται σε αμμοθύελλες:** Η μορφή αυτή εξασθένησης είναι αντιστρόφως ανάλογη με την ορατότητα και εξαρτάται από την υγρασία των σωματιδίων της άμμου. Στα  $14\text{ GHz}$  η εξασθένηση αγγίζει την τάξη των  $0.3\text{ dB/km}$  για ξηρά σωματίδια και  $0.65\text{ dB/km}$  για σωματίδια με 20% υγρασία. Η εξασθένηση μπορεί να φτάσει στα  $2\text{ dB}$ , αν το μήκος διαδρομής εντός της αμμοθύελλας είναι  $3\text{ km}$ .
- **Εξασθένηση από το στρώμα τήξης του πάγου (Melting Layer Attenuation):** Σε συγκεκριμένο υψόμετρο πάνω από το έδαφος που ονομάζεται ενεργό ύψος βροχής το χιόνι και οι παγοκρύσταλλοι μετατρέπονται σε σταγόνες βροχής. Σε δορυφορικές ζεύξεις με μικρή γωνία ανύψωσης και περιόδους ελαφρών βροχοπτώσεων, η διάδοση μέσω

του στρώματος τήξης έχει σημαντική συμβολή στη συνολική απόσβεση του δορυφορικού σήματος [9].

- **Απόσβεση λόγω σπινθηρισμών:** Ο σπινθηρισμός είναι διακυμάνσεις στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος που προκαλούνται από διακυμάνσεις του δείκτη διάθλασης της τροπόσφαιρας και της ιονόσφαιρας. Οι σπινθηρισμοί που συμβαίνουν στην ιονόσφαιρα μειώνονται καθώς αυξάνεται η συχνότητα και η συγκέντρωση ηλεκτρονίων, σε αντίθεση με τους τροποσφαιρικούς σπινθηρισμούς όπου ισχύει το αντίστροφο.
- **Απόσβεση λόγω αποπόλωσης (Depolarization):** Η ανάγκη για αύξηση του μέγιστου ρυθμού αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας από δορυφορικούς διαύλους, έχει οδηγήσει πολλούς σχεδιαστές στην υιοθέτηση της τεχνικής της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (frequency reuse). Στις δορυφορικές επικοινωνίες η τεχνική αυτή συνίσταται στην εκπομπή δύο ορθογώνια πολωμένων μεταξύ τους σημάτων της ίδιας φέρουσας συχνότητας. Έτσι, το διαθέσιμο εύρος ζώνης διπλασιάζεται, ενώ ταυτόχρονα, το ραδιόφασμα που καταλαμβάνει το σήμα διπλής πόλωσης είναι ίδιο με αυτό της απλής πόλωσης. Στην περίπτωση αυτή, ο περιοριστικός παράγοντας (αποπόλωση) προέρχεται και πάλι από τις ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις σε συχνότητες υψηλότερες των 10 GHz [13].
- **Παρεμβολές Μεταξύ Συστημάτων (Intersystem Interference):** Παρεμβολές μπορεί να εμφανιστούν μεταξύ ενός επίγειου και ενός δορυφορικού συστήματος ή μεταξύ δυο δορυφορικών συστημάτων που χρησιμοποιούν δορυφόρους τοποθετημένους σε γειτονικές θέσεις επί της γεωστατικής τροχιάς. Υπό συνθήκες καθαρού ουρανού (clear sky conditions, CS), η παρεμβολή μεταξύ δύο συστημάτων εκφράζεται από το λόγο της ισχύος του φέροντος σήματος προς την ισχύ του παρεμβάλλοντος (Carrier to Interference Ratio,  $CIR_{CS}$ ). Η ενδεχόμενη διαφορική απόσβεση λόγω βροχής,  $A_{Rain}$ , επιβαρύνει τη δορυφορική ζεύξη όταν το επιθυμητό σήμα υφίσταται μεγαλύτερη απόσβεση σε σχέση με αυτή που υφίσταται το παρεμβαλλόμενο σήμα από το γειτονικό δορυφόρο.

Τα τοπικά φαινόμενα προκαλούν αποσβέσεις στα ραδιοκύματα, οι οποίες χωρίζονται στις δύο ακόλουθες κατηγορίες:

➤ **Αποσβέσεις μεγάλης κλίμακας**

**1. Απώλειες Διάδοσης**

Η διάδοση σε ιδανικό ελεύθερο χώρο υπακούει στο νόμο του αντιστρόφου τετραγώνου και η λαμβανόμενη ισχύς δίνεται από τη σχέση:

$$P_r = P_t \left( \frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (1.1)$$

όπου  $P_r$ ,  $P_t$ , η λαμβανομένη και η εκπεμπόμενη ισχύς,  $\lambda_c$  το μήκος κύματος,  $G_r$ ,  $G_t$  τα κέρδη των κεραιών δέκτη και πομπού αντιστοίχως και  $d$  η απόσταση μεταξύ τους. Από την παραπάνω σχέση, παρατηρούμε ότι η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος υπόκειται σε μια πτώση 20 dB/decade, αναφέρεται ως εξίσωση του Friis και ισχύει για την μακρινή περιοχή ή αλλιώς περιοχή Fraunhofer. Σε λογαριθμική κλίμακα και για  $G_t = G_r = 1$  οι απώλειες διάδοσης ελεύθερου χώρου δίνονται από τον τύπο:

$$L(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left( \frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.2)$$

Από τη σχέση (1.2), παρατηρείται ότι οι απώλειες διαδρομής στον ελεύθερο χώρο εξαρτώνται από το τετράγωνο της απόστασης  $d$ . Πιο συγκεκριμένα, κάθε φορά που η απόσταση δεκαπλασιάζεται η στάθμη ισχύος υποεκατονταπλασιάζεται (20 dB). Επίσης, όταν μειώνεται το μήκος κύματος, δηλαδή αυξάνεται η συχνότητα εκπομπής, αυξάνουν οι απώλειες διαδρομής [11].

Σε ορισμένες περιπτώσεις, η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος ή οι απώλειες διαδρομής μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει της ισχύος ή των απωλειών διαδρομής σε κάποιο σημείο αναφοράς  $d_0$ . Η τιμή της λαμβανόμενης ισχύος  $P(d_0)$  μπορεί να προκύψει από μετρήσεις στο περιβάλλον εφαρμογής, ως μέση τιμή πολλών μετρήσεων σε σημεία που απέχουν απόσταση  $d_0$  από τον πομπό και δίνεται από την σχέση:

$$P_r = P_r(d_0) \left( \frac{d_0}{d} \right)^2, \quad d > d_0 > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.3)$$

Σε λογαριθμική κλίμακα οι απώλειες διάδοσης ελεύθερου χώρου, στην περίπτωση αυτή δίνονται από τον τύπο:

$$L(dB) = L(d_0)(dB) + 10 \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^2 \quad (1.4)$$

Οι τιμές για το  $d_0$  είναι 1 km για μακροκυψελωτά, 100 m για μικροκυψελωτά και 1 m για πικοκυψελωτά συστήματα εσωτερικού χώρου.

Αναφέρεται ότι οι απώλειες διάδοσης για περιπτώσεις που δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού - δέκτη (NLOS) ακολουθούν το γενικό εκθετικό μοντέλο

$$L(d) \propto L_o \left( \frac{d}{d_o} \right)^n \quad (1.5)$$

όπου  $d_o$  είναι μια απόσταση αναφοράς ή η απόσταση για την οποία υπάρχει LOS συνιστώσα,  $L_o$  είναι οι απώλειες για την απόσταση  $d_o$  και  $L$  οι αντίστοιχες απώλειες. Ο εκθέτης  $n$  είναι ο συντελεστής απωλειών διάδοσης (path loss factor) ή συντελεστής εξασθένησης και εκφράζει τη συμπεριφορά της ισχύος του σήματος με την απόσταση. Έτσι για τα μοντέλα ελεύθερου χώρου ο συντελεστής αυτός είναι  $n=2$ . Σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης ο εκθέτης αυτός παίρνει τιμές από 2.6, σε κλειστούς κυρίως χώρους όπου προσομοιώνονται συνθήκες κυματοδήγησης, έως και 6, σε αστικές περιοχές με υψηλό δείκτη σκέδασης.

Συνεπώς, οι απώλειες διαδρομής (path loss) οφείλονται στην απόσταση μεταξύ πομπού - δέκτη και η εξάρτηση αυτή περιγράφεται από το συντελεστή εξασθένησης  $n$ , ο οποίος εκφράζει το ρυθμό αύξησης των απωλειών διαδρομής με την απόσταση.

## 2. Φαινόμενο σκίασης

Το φαινόμενο της σκίασης (shadowing) προκαλείται από την παρεμπόδιση του σήματος από κτίρια ή άλλα αντικείμενα, έχοντας ως αποτέλεσμα τη σημαντική εξασθένησή του. Η σκίαση διαρκεί αρκετά δευτερόλεπτα ή 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 (lognormal distribution) με μέση τιμή μηδέν. Το μέγεθος που χαρακτηρίζει το φαινόμενο της σκίασης είναι η τυπική απόκλιση της κατανομής [21].

Η λαμβανόμενη ισχύς και οι απώλειες διαδρομής ισοδυναμούν με τις σχέσεις:

$$P_r(d_0)_{shad} = P_r(d) + X_\sigma \Leftrightarrow P_r(d_0)_{shad} = P_r(d_0) - 10n \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^2 + X_\sigma (dB) \quad (1.6)$$

$$L(d_0)_{shad} = L(d) + X_\sigma \Leftrightarrow P_r(d_0)_{shad} = L(d_0) - 10n \log \left( \frac{d}{d_0} \right)^2 + X_\sigma (dB) \quad (1.7)$$

όπου  $X_\sigma$  είναι μια τυχαία μεταβλητή Gauss με μηδενική μέση τιμή, τυπική απόκλιση  $\sigma$  (σε dB) και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[ -\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (1.8)$$

όπου  $x$  είναι η μετρούμενη στάθμη ισχύος σε dBW,  $\mu$  η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης, που εξαρτώνται από την απόσταση  $d$  και  $\sigma$  η τυπική απόκλιση, η οποία είναι ανεξάρτητη της απόστασης, αλλά εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης. Η τιμή της τυπικής απόκλισης εξαρτάται από το επίπεδο ακριβείας του μοντέλου των απωλειών διαδρομής. Τυπικές τιμές για το  $\sigma$  είναι από 4 dB έως 12 dB, με πλέον τυπικότερη αυτή των 8 dB, που αναπαριστά το σφάλμα μεταξύ της υπολογισμένης και πραγματικής τιμής των απωλειών διαδρομής.

## ➤ Αποσβέσεις μικρής κλίμακας

### 1. Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών

Σε ένα περιβάλλον διάδοσης που χαρακτηρίζεται από την παρουσία πολλών εμποδίων, καθώς το κινητό κινείται σε μια περιοχή, υπόκειται σε όλους σχεδόν τους μηχανισμούς διάδοσης. Οι ανακλάσεις, οι περιθλάσεις και οι σκεδάσεις που λαμβάνουν χώρα έχουν ως αποτέλεσμα την άφιξη πολλών επίπεδων κυμάτων στον δέκτη, από πολλές κατευθύνσεις, με αποτέλεσμα να διαφέρουν μεταξύ στο πλάτος, στην φάση και στο χρόνο άφιξης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται διάδοση πολλαπλών διαδρομών (multi paths). Τα πολλαπλά

κύματα συνδυάζονται διανυσματικά στην κεραία του δέκτη για να παράγουν ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα. Η διανυσματική άθροιση οδηγεί σε θετική ή αρνητική συμβολή, γεγονός που έχει αντίκτυπο στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος, το οποίο αυξομειώνεται.

Οι διαλείψεις χωρίζονται σε δύο κατηγορίες βάσει του τρόπου με τον οποίο επιδρούν στην ισχύ του μεταδιδόμενου σήματος. Οι μακρόχρονες διαλείψεις (διαλείψεις μεγάλης κλίμακας) αφορούν τον μέσο όρο ή την περιβάλλουσα του λαμβανόμενου ραδιοσήματος που εμφανίζει διαλείψεις, ενώ ο όρος των βραχύχρονων διαλείψεων (διαλείψεις μικρής κλίμακας) αναφέρονται στις απότομες διακυμάνσεις του ραδιοκύματος.

Οι μικρής κλίμακας διαλείψεις μπορούν να προκύψουν από την συμβολή δύο ή περισσότερων εκδοχών του μεταδιδόμενου σήματος που φτάνουν στον δέκτη με μικρές διαφορές καθυστέρησης. Οφείλονται κυρίως στις ανακλάσεις πολλαπλών διαδρομών ενός μεταδιδόμενου κύματος από τοπικούς σκεδαστές (π.χ. σπίτια, κτίρια ή δέντρα) και μένουν ανεπηρέαστες από φυσικά εμπόδια μεταξύ πομπού και δέκτη.

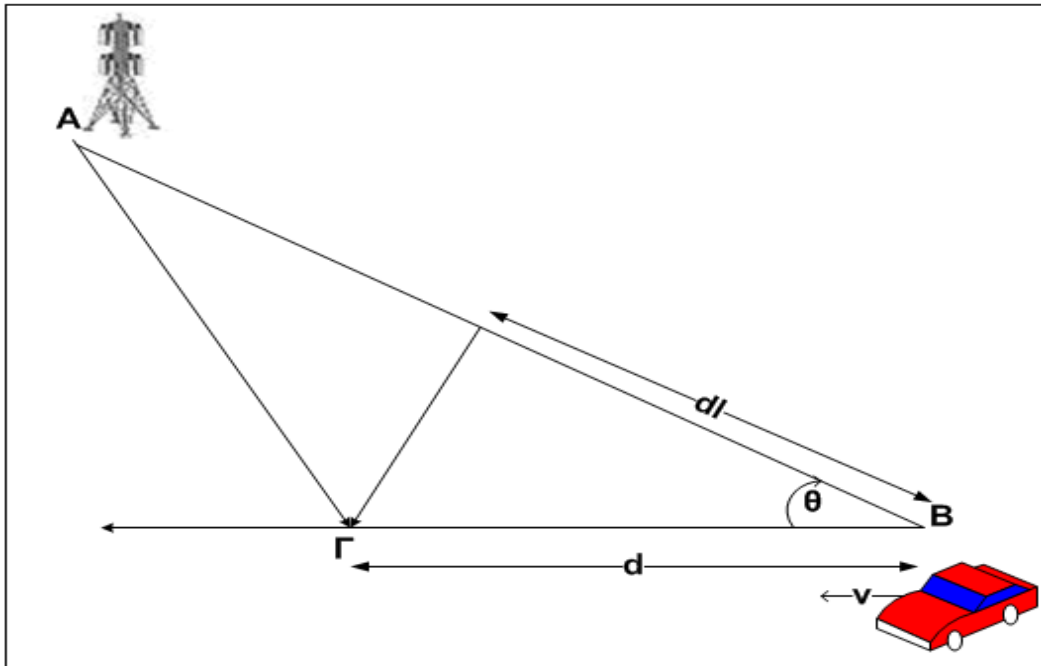
Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας οφείλονται στις απώλειες διάδοσης, στη σκίαση και συνοδεύονται από βαθμιαία πτώση της μέσης ισχύος του σήματος, ενώ οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται στη πολύοδη διάδοση. Η λαμβανομένη ισχύς του σήματος μπορεί να μειωθεί κατά δεκάδες dB, συνήθως 30 dB ή περισσότερο σε σχέση με την μέση τιμή όταν οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες συμβάλλουν αρνητικά. Στην περίπτωση που η στιγμιαία ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι χαμηλότερη από την απαιτούμενη τιμή για την καλή λειτουργία της ζεύξης, τότε λέμε ότι ο ραδιοδιάυλος υπόκειται σε ισχυρές διαλείψεις (deep fade).

## 2. Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο

**Ολίσθηση Doppler:** Λόγω της κίνησης μεταξύ ενός κινητού τερματικού, οι πολλαπλές οδεύσεις εμφανίζουν μια φαινομενική ολίσθηση συχνότητας και εξάπλωση του εύρους ζώνης του λαμβανόμενου σήματος. Η ολίσθηση συχνότητας του λαμβανόμενου σήματος, λόγω της κίνησης του τερματικού, λέγεται ολίσθηση Doppler και είναι ανάλογη προς την ταχύτητα και την

κατεύθυνση της κίνησης του κινητού σταθμού σε σχέση με την κατεύθυνση άφιξης του λαμβανόμενου σήματος πολλαπλής διαδρομής [22].

Στο Σχήμα 1.1, θεωρούμε ένα κινητό τερματικό το οποίο μετακινείται με σταθερή ταχύτητα  $v$  μεταξύ των θέσεων B και Γ, που απέχουν μεταξύ τους απόσταση  $d$ , ενώ ταυτόχρονα λαμβάνει σήματα από απομακρυσμένη πηγή A.



Σχήμα 1.1: Ολίσθηση Doppler

Η διαφορά  $dl$  των διαδρομών, από την πηγή A προς τις θέσεις B και Γ του κινητού είναι:

$$dl = d \cos \theta = v dt \cos \theta \quad (1.9)$$

όπου  $dt$  είναι ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό να φθάσει από τη θέση B στη θέση Γ. Η γωνία  $\theta$  είναι η ίδια, καθώς η πηγή είναι πολύ απομακρυσμένη. Η αλλαγή στη φάση του λαμβανόμενου σήματος, λόγω της διαφοράς μήκους των διαδρομών είναι:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi dl}{\lambda} = \frac{2\pi v dt}{\lambda} \cos \theta \quad (1.10)$$

και συνεπώς η φαινομενική ολίσθηση συχνότητας Doppler  $f_D$  δίνεται από τη σχέση:

$$f_D = \frac{\Delta \varphi}{2\pi dt} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (1.11)$$

Στην περίπτωση που το κινητό τερματικό κινείται προς την κατεύθυνση άφιξης του κύματος η ολίσθηση είναι θετική, οπότε η φαινομενική συχνότητα αυξάνει, ενώ γίνεται αρνητική όταν το τερματικό απομακρύνεται από την πηγή. Συνεπώς, η διασπορά Doppler είναι η μέγιστη μετατόπιση Doppler και ισούται με  $f_m = v / \lambda$ .

Ο διάυλος χαρακτηρίζεται από το χρόνο συνοχής, που είναι η αντίστοιχη έννοια ως προς την διασπορά Doppler στο πεδίο του χρόνου. Ο χρόνος συνοχής (coherence time)  $T_c$  είναι το χρονικό διάστημα κατά το οποίο ο διάυλος επηρεάζει τα εκπεμπόμενα σήματα με τον ίδιο τρόπο, με αποτέλεσμα τα λαμβανόμενα σήματα να έχουν μεγάλη δυνατότητα να εμφανίζουν συσχέτιση πλάτους. Έτσι, ο χρόνος συνοχής είναι το μέγιστο χρονικό διάστημα κατά το οποίο ο διάυλος είναι σταθερός και ορίζεται ως το χρονικό διάστημα κατά το οποίο ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος πέφτει από 1 στο 0.7. Ακόμη, σημειώνεται ότι ο χρόνος συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογος της εξάπλωσης Doppler και εκφράζεται από την σχέση  $T_c \approx 1/v_{rms}$ , η οποία παριστά τη μεταβλητότητα του διαύλου στη διάσταση του χρόνου. Όταν η περίοδος συμβόλου είναι μικρότερη από το χρόνο συνοχής  $T_c$ , η διακύμανση του διαύλου είναι πιο αργή. Ο χρόνος συνοχής  $T_c$  δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.431}{f_m} \quad (1.12)$$

### 3. Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα

Οι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος λόγω της πολύοδης διάδοσης, εξαιτίας της οποίας το εκπεμπόμενο σήμα φτάνει στο δέκτη με τη μορφή αντιγράφων που χαρακτηρίζονται από διαφορετικές εξασθενήσεις και χρονοκαθυστερήσεις. Τα σήματα φθάνουν στο δέκτη, ως μια σειρά διακεκριμένων κρουστικών παλμών, όπου μετατρέπονται με την αύξηση των σκεδαστών σε ένα συνεχή παλμό με διάρκεια  $\sigma_\tau$ , η οποία αναφέρεται ως διασπορά καθυστέρησης (delay spread) και είναι η τυπική απόκλιση της κατανομής των χρόνων καθυστέρησης των σημάτων

πολλαπλών διαδρομών. Τυπικές τιμές της διασποράς καθυστέρησης παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα:

**Πίνακας 1.2:** Ενδεικτικές τιμές της διασποράς καθυστέρησης

Αστική περιοχή	Ημιαστική περιοχή	Αγροτική περιοχή
3 $\mu\text{sec}$	0.5 $\mu\text{sec}$	0.2 $\mu\text{sec}$

Οι διαλείψεις αυτής της μορφής εμφανίζονται όταν η συμβολή των συνιστωσών στο δέκτη είναι αρνητική και μπορεί να φτάσουν στα 30dB.

Η χρονική εξάπλωση του σήματος χαρακτηρίζεται από την  $rms$  τιμή της και δημιουργεί επιλεκτικούς ως προς την συχνότητα διαύλους και επιλεκτικές ως προς την συχνότητα διαλείψεις (frequency selective channel – frequency selective fading). Μέτρο της επιλεκτικότητας αυτής του διαύλου ως προς την συχνότητα είναι το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth,  $B_c$ ), το οποίο είναι

αντιστρόφως ανάλογο του  $\tau_{rms}$ ,  $B_c \approx \frac{1}{\tau_{rms}}$ . Το εύρος ζώνης συνοχής ορίζεται ως

η μέγιστη διαφορά συχνοτήτων για την οποία ο διάυλος είναι επαρκώς αυτοσυσχετισμένος, δηλαδή σταθερός [11]. Όταν το εύρος ζώνης του σήματος είναι μικρότερο από  $B_c$  τότε όλες οι συνιστώσες διέρχονται από το διάυλο με περίπου ίδιο κέρδος και γραμμική φάση. Σε αντίθετη περίπτωση οι συνιστώσες αποσυσχετίζονται ως προς το πλάτος και τη φάση. Το εύρος ζώνης συνοχής αναφέρεται ως το φασματικό διάστημα μέσα στο οποίο ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του καναλιού είναι πάνω από 0.9 και ισούται με  $B_c \approx \frac{1}{50\tau_{rms}}$ .

Το delay spread αυξάνει με την απόσταση πομπού – δέκτη και οφείλεται στο γεγονός, ότι για μεγαλύτερες αποστάσεις, οι οδεύσεις του διαδιδόμενου κύματος που παρουσιάζουν μεγάλη χρονοκαθυστέρηση, συνεισφέρουν με μεγαλύτερη βαρύτητα στο συνολικό σήμα, προκαλώντας έτσι αύξηση του  $\tau_{rms}$ .

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} (t - \bar{\tau})^2 S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau}} \quad (1.13)$$

όπου  $\tau_{\max}$  είναι η μέγιστη χρονική καθυστέρηση που αντιστοιχεί στο μεγαλύτερο μονοπάτι διάδοσης για το σήμα, ενώ  $\bar{\tau}$  είναι η μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση και δίνεται από τον τύπο:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\tau_{\max}} \tau \cdot S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{\max}} S(\tau) d\tau} \quad (1.14)$$

#### 4. Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο

Η χωρική αυτή διασπορά εμφανίζεται λόγω της πολύοδης διάδοσης μεταξύ πομπού και δέκτη. Τα αντίγραφα του σήματος που φτάνουν στο δέκτη από τα διάφορα μονοπάτια φτάνουν από διαφορετικές κατευθύνσεις στο χώρο. Στην περίπτωση αυτή, εισάγεται η έννοια της εξάπλωσης γωνίας (angle spread) στον δέκτη και αναφέρεται στην διασπορά των γωνιών άφιξης (Angles Of Arrival, AOA) στην κεραία του δέκτη. Εκτός από τη διασπορά γωνίας στο δέκτη υπάρχει αντίστοιχα και γωνιακή διασπορά στον πομπό. Το φαινόμενο καλείται διασπορά γωνίας στον πομπό (Angles Of Departure, AOD) και εξαρτάται από το διάγραμμα ακτινοβολίας του πομπού [11].

Το λαμβανόμενο σήμα εξαρτάται επίσης από το είδος της στοιχειοκεραίας, την απόσταση των στοιχείων της, το μήκος τους κ.λ.π. Η απόσταση συνοχής (coherence distance,  $D_c$ ) περιγράφει τις διαλείψεις μικρής κλίμακας και ορίζεται ως η μέγιστη απόσταση για την οποία οι διαλείψεις που υφίσταται ένα σήμα είναι επαρκώς συσχετισμένες μεταξύ τους. Πιο αυστηρά, η απόσταση συνοχής ορίζεται ως το χωρικό διάστημα στο οποίο ο δείκτης αυτοσυσχέτισης των λαμβανόμενων συνιστωσών πέφτει από το 1 στο 0.7 και είναι αντιστρόφως ανάλογη της εξάπλωσης γωνίας,  $D_c \propto \frac{1}{\theta_{rms}}$ . Όσο μεγαλύτερη είναι η εξάπλωση γωνίας τόσο μικρότερη είναι η απόσταση συνοχής. Συνεπώς, η διασπορά γωνίας εξαρτάται τόσο από το περιβάλλον σκέδασης όσο και από το ύψος της κεραίας. Ανάλογα με την περιοχή, η τιμή της γωνίας άφιξης  $\theta_{rms}$  κυμαίνεται από  $1^\circ - 20^\circ$  σε επίπεδες αγροτικές περιοχές και μέχρι  $120^\circ$  σε αστικές, ενώ οι τιμές της απόστασης συνοχής κυμαίνονται από  $3\lambda_c$  έως  $20\lambda_c$ , αντίστοιχα.

## 1.6. Σκοπός διπλωματικής

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη δορυφορικών συστημάτων επικοινωνιών, όταν τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης είναι εφοδιασμένοι με πολλαπλές στοιχειοκεραίες. Συγκεκριμένα μελετάται η εφαρμογή των τεχνικών MIMO (multiple-in multiple-output), καταγράφονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα που υπάρχουν, καθώς επίσης και τα μελλοντικά οφέλη που μπορεί να αποφέρει η τεχνολογία αυτή. Στις δορυφορικές ζεύξεις υπάρχουν σημαντικές διαφορές σε σύγκριση με τις επίγειες, οπότε η εφαρμογή της τεχνολογίας MIMO στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών δεν φαίνεται μια απλή επέκταση. Στόχος μας είναι να αποδείξουμε ότι τέτοιου είδους συστήματα μπορούν να εκμεταλλευτούν αποδοτικά την τεχνολογία MIMO είτε απλής είτε διπλής πόλωσης και να παρέχουν υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων, σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα μίας εισόδου - εξόδου (Single Input Single Output-SISO). Λαμβάνοντας υπόψη ότι η απλή τοποθέτηση πολλαπλών κεραιών σε ένα δορυφόρο δεν οδηγεί σε άμεση εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων και των δυνατοτήτων της τεχνολογίας MIMO, γίνεται προσπάθεια με χρήση στατιστικών και γεωμετρικών μοντέλων να εκτιμηθεί η απόσταση μεταξύ δυο δορυφόρων ώστε να δημιουργηθούν όσο το δυνατόν ασυσχέτιστοι δίαυλοι. Ακόμη παρουσιάζονται μέθοδοι για την επίτευξη υψηλού κέρδους για το LOS MIMO δίαυλο κάτω από ορισμένες συνθήκες με την δημιουργία ορθογώνιου MIMO πίνακα πλήρους τάξης (full rank) για Fixed και Broadcast Satellite Systems για συχνότητα της τάξεως των  $18\text{ GHz}$ . Τέλος, μελετάται η επίδραση της απόσβεσης σήματος στην χωρητικότητα του MIMO διαύλου, εκτιμώντας τη πιθανότητα και το χρόνο υπέρβασης ανά έτος στο οποίο η υποβάθμιση της χωρητικότητας υπερβαίνει μια συγκεκριμένη στάθμη.

## 1.7. Δομή παρούσας διπλωματικής

Η παρούσα διπλωματική εργασία δομείται ως εξής:

Το Κεφάλαιο 1 αποτελεί την εισαγωγή της διπλωματικής, όπου περιγράφονται οι στόχοι της διπλωματικής και γίνεται μια ιστορική αναδρομή στα

συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών. Αναφέρονται οι τροχιές των δορυφορικών συστημάτων, περιγράφεται ο δορυφορικός διάυλος και παρουσιάζονται τα φαινόμενα που επηρεάζουν τη δορυφορική ζεύξη.

Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται αναφορά στους τρόπους εφαρμογής και στα μειονεκτήματα - πλεονεκτήματά των μοντέλων διάδοσης SISO LMS διαύλου, τα οποία κατηγοριοποιούνται σε Εμπειρικά, Ντετερμινιστικά, Στοχαστικά και Γεωμετρικά μοντέλα.

Στο Κεφάλαιο 3 γίνεται αναφορά στις εφαρμογές των MIMO συστημάτων, καθώς επίσης και στις εισαγωγικές έννοιες των συστημάτων SISO, SIMO και MISO. Εν συνεχεία, αναλύεται η έννοια της χωρητικότητας του διαύλου και παρατίθενται οι σχέσεις που δίνουν τη χωρητικότητα κάθε συστήματος σε ντετερμινιστικό διάυλο.

Στο Κεφάλαιο 4 δίνεται έμφαση στις βασικές τεχνικές διαφορισμού που υλοποιούνται στα συστήματα κινητών δορυφορικών επικοινωνιών (Land Mobile Satellite, LMS) που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων L (1/2 GHz) και S (2/4 GHz). Εκτιμάται η απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών των γεωστατικών δορυφόρων, ώστε να επιτευχθεί ασυσχέτιστος δορυφορικός MIMO διάυλος, υλοποιώντας τη στατιστική φόρμουλα του Jakes και κάνοντας χρήση γεωμετρικού μοντέλου. Παράλληλα μελετάται η συμπεριφορά της χωρητικότητας του MIMO διαύλου διπλής πόλωσης συγκριτικά με τα συστήματα απλής πόλωσης στα ανοικτά, ημιαστικά και αστικά περιβάλλοντα διάδοσης.

Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται μέθοδοι επίτευξης υψηλού κέρδους πολυπλεξίας του LOS MIMO διαύλου, δημιουργώντας ορθογώνιο MIMO πίνακα πλήρους τάξης. Πραγματοποιείται συγκριτική μελέτη των MIMO συστημάτων με τα συμβατικά συστήματα SISO όσον αφορά στην επίτευξη καλύτερης αξιοπιστίας και διαθεσιμότητας ζεύξης.

Στο Κεφάλαιο 6 καταγράφονται τα συμπεράσματα από τη μελέτη εφαρμογής της τεχνολογίας MIMO στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΤΩΝ ΜΟΝΤΕΛΩΝ ΔΙΑΥΛΟΥ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ SISO

#### 2.1. Εισαγωγή

Η μοντελοποίηση του δορυφορικού διαύλου είναι απαραίτητη ώστε να μπορεί να προβλεφθεί όσο το δυνατόν καλύτερα το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη. Ένα μοντέλο είναι ικανοποιητικό όταν λαμβάνει υπόψη του όλες τις παραμέτρους που επηρεάζουν το σήμα, ενώ ταυτόχρονα παραμένει εύχρηστο, μπορεί να προσομοιωθεί σχετικά εύκολα και απαιτεί μικρούς χρόνους επεξεργασίας δεδομένων. Στην ενότητα αυτή γίνεται αναφορά στα μοντέλα διάδοσης διαύλων, τα οποία μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε Εμπειρικά, Ντετερμινιστικά, Στοχαστικά και Γεωμετρικά.

#### 2.2. Εμπειρικά (Empirical) μοντέλα

Τα εμπειρικά μοντέλα στηρίζονται σε παρατηρήσεις που πραγματοποιούνται κατά την διάρκεια των μετρήσεων σε ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης, έχουν ακριβή αποτελέσματα μόνο για περιβάλλον παρόμοιο με αυτό που εξετάζεται, ενώ δεν λαμβάνουν υπόψη τα φαινόμενα που παρουσιάζονται κατά τη διάδοση. Τα μοντέλα αυτά είναι τα ακόλουθα:

Το **Modified Exponential Decay (MED) μοντέλο** προτάθηκε από τον Weissberger και επικεντρώνεται στις αποσβέσεις που προκαλούνται από το φαινόμενο σκίασης που προκαλούν τα δέντρα κατά την διάδοση του σήματος και η αναφερόμενη αυτή απόσταση είναι το πολύ 400 m [21]. Προβλέπει τις απώλειες διάδοσης λόγω της βλάστησης, βασιζόμενο στις φυσικές παραμέτρους της διαδρομής και της συχνότητας.

Το **Empirical roadside shadowing (ERS) μοντέλο** παρουσιάστηκε για πρώτη φορά από τους Vogel and Goldhirsh. Οι μετρήσεις [10] έδειξαν ότι για συχνότητα  $f=1.5\text{GHz}$ ,  $1\% \leq P \leq 20\%$  ισχύει:

$$M = -A \ln(P) + B \quad (2.1)$$

όπου  $M$  αποτελεί το απαραίτητο όριο ζεύξης σε dB και  $P$  είναι η απαιτούμενη πιθανότητα εκτός λειτουργίας της ζεύξης (ή το ποσοστό του χώρου ή του χρόνου για το οποίο η εξασθένηση λόγω διαλείψεων θα ξεπεράσει το περιθώριο της ζεύξης) και  $A$ ,  $B$  είναι παράγοντες που εξαρτώνται από τη γωνία ανύψωσης και δίνονται από τη σχέση:

$$\begin{cases} A = 3.44 + 0.00975\theta - 0.002\theta^2 \\ B = -0.443\theta + 34.76 \end{cases}, \theta \text{ η γωνία ανύψωσης} \quad (2.2)$$

Το **CCIR μοντέλο** προτάθηκε από τον Hess και προκύπτει από μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στις συχνότητες των 860 MHz και 1550 MHz, σε αστικό, ημιαστικό και αγροτικό περιβάλλον για γωνίες ανύψωσης  $19^\circ$  και  $43^\circ$ , χρησιμοποιώντας το δορυφόρο ATS-6 της NASA. Βασική λειτουργία του μοντέλου είναι ότι υπολογίζει το απαραίτητο fade margin ώστε να εξασφαλιστεί ότι η ισχύς του δορυφόρου θα είναι επάνω από μια επιλεγμένη τιμή για το 90% του χρόνου και μπορεί να υπολογιστεί από την μαθηματική σχέση:

$$M = 12.5 + 0.17f - 0.17\theta + K(6.4 - 1.19f - 0.005\theta) \quad (2.3)$$

όπου  $M$  είναι το περιθώριο σε dB,  $f$  είναι η συχνότητα σε MHz και  $\theta$  η γωνία ανύψωσης.

### 2.3. Στοχαστικά (Statistical) μοντέλα

Τα στοχαστικά-στατιστικά μοντέλα βασίζονται σε ένα μεγάλο εύρος μετρήσεων και μέσω στατιστικής ανάλυσης περιγράφουν την συμπεριφορά του διαύλου διάδοσης. Πρέπει να είναι κατάλληλα και αξιόπιστα. Τα ευρέως γνωστά μοντέλα είναι τα ακόλουθα:

## Rayleigh

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως εξαιτίας του έντονου περιβάλλοντος σκέδασης και της πολύοδης διάδοσης, ο δέκτης λαμβάνει πολλαπλά αντίγραφα του σήματος. Υπό αυτές τις συνθήκες και θεωρώντας τα σήματα αυτά ως τυχαίες μεταβλητές ανεξάρτητες και ισόνομες (ακολουθούν την ίδια κατανομή) μεταξύ τους μπορούμε να πούμε ότι για την άθροισή τους στο δέκτη μπορεί να ισχύσει το κεντρικό οριακό θεώρημα και το ολικό άθροισμα να ακολουθεί την κατανομή Gauss. Το πλάτος της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος εκφράζεται με την Rayleigh κατανομή, ενώ η φάση των διάχυτων αυτών συνιστωσών ακολουθεί την ομοιόμορφη κατανομή στο διάστημα  $[0, 2\pi]$  και μπορεί να εκφραστεί ως άθροισμα των φάσεων των σκεδασμένων συνιστωσών [19]:

$$R_{Rayleigh} = re^{j\theta} = \sum_{j=1}^n A_j e^{j\varphi_j} \quad (2.4)$$

Οπότε η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητάς της Rayleigh δίνεται από τον τύπο:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.5)$$

## Rice

Η Rice κατανομή εφαρμόζεται σε περιπτώσεις όπου ο δέκτης λαμβάνει μια ισχυρή συνιστώσα σήματος και περισσότερες ασθενέστερες λόγω πολύοδης διάδοσης και μπορεί να εκφραστεί ως άθροισμα της LOS συνιστώσας και των σκεδασμένων συνιστωσών και δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$R_{Rice} = re^{j\theta} = \sum_{j=1}^n A_j e^{j\varphi_j} + K_{LOS} \quad (2.6)$$

Στο μοντέλο αυτό η περιβάλλουσα του σήματος, αφού παύει να έχει μηδενική μέση τιμή μεταβάλλεται πολύ λιγότερο, ενώ ακολουθεί την Rice κατανομή. Η συνάρτηση που περιγράφει τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της περιβάλλουσας δίνεται από τον τύπο:

$$P_{rice}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right) \quad (2.7)$$

όπου  $r$  είναι το πλάτος του ληφθέντος σήματος,  $\sigma^2$  είναι η μέση τιμή της λαμβανόμενης ισχύος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, και  $r^2/2$  είναι η ισχύς του απευθείας σήματος, ενώ  $I_0$  είναι η συνάρτηση Bessel μηδενικού βαθμού. Ο παράγοντας  $K$  (Rice factor) ορίζεται ως το πηλίκο της ισχύος της επικρατέστερης συνιστώσας προς την ισχύ των υπολοίπων ασθενέστερων συνιστωσών και δίνεται από τον τύπο:

$$K = \frac{\left(\frac{r_s}{\sqrt{2}}\right)^2}{\sigma^2} \Leftrightarrow K = \frac{r_s^2}{2\sigma^2} \quad (2.8)$$

Όταν δεν υπάρχει η LOS συνιστώσα ( $r_s = 0$ ), τότε η τιμή του Rice factor ισούται με μηδέν και κατ' επέκταση προκύπτει η κατανομή Rayleigh.

### Lognormal

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος που ακολουθεί την Lognormal κατανομή δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$P_{\lognormal}(r) = \frac{1}{sr\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln r - m)^2}{2s^2}\right] \quad (2.9)$$

όπου  $r$  είναι το πλάτος του ληφθέντος σήματος,  $s$  είναι η απόκλιση τη Lognormal διεργασίας, και  $m$  είναι η μέση τιμή της Lognormal.

### Μοντέλο Loo

Το συγκεκριμένο μοντέλο προτάθηκε από το Loo και αναφέρεται σε αγροτικά και προαστιακά περιβάλλοντα όπου το φαινόμενο της σκίασης σχετίζεται με τη βλάστηση στις άκρες του δρόμου [26]. Στο αναφερόμενο μοντέλο το λαμβανόμενο σήμα ακολουθεί τη κατανομή Rayleigh εξαιτίας των σκεδάσεων, ενώ οι μεταβολές του πλάτους ακολουθούν τη Lognormal κατανομή, εξαιτίας της εξασθένισης της απευθείας συνιστώσας. Η μέση τιμή της σκεδαζόμενης ισχύος που ακολουθεί την Rayleigh κατανομή θεωρείται συνεχής, ενώ το απευθείας σήμα LOS υπόκειται σε σκίαση που ακολουθεί τη Lognormal

κατανομή. Επομένως, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του στοχαστικού μοντέλου δίνεται από τη μαθηματική σχέση:

$$p(r) = r / (s\sigma^2 \sqrt{2\pi}) \int_0^{\infty} \frac{1}{z} \exp\left[-(\ln z - m^2 / 2s^2 - (r^2 + z^2) / 2\sigma^2)\right] I_0(rz / \sigma^2) dz \quad (2.10)$$

Από την ανωτέρω σχέση προκύπτει ότι το μοντέλο του Loo εξαρτάται από τις εξής τρεις παραμέτρους: τη μέση ισχύ της πολυδιαδρομικής διάδοσης ( $\sigma^2$ ), τη μέση τιμή ( $m$ ) και τη διασπορά ( $s^2$ ) της λογαριθμοκανονικής κατανομής που αφορά το φαινόμενο της σκίασης.

Έχει αποδειχθεί ότι η  $p(r)$  ακολουθεί τη λογαριθμοκανονική κατανομή για μεγάλες τιμές του πλάτους  $r$ , ενώ για μικρές τιμές του  $r$  ακολουθεί την κατανομή Rayleigh.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{1}{r\sqrt{2\pi d_0}} \exp\left[-(\ln r - \mu)^2 / 2d_0\right] & , \quad r \gg \sigma \\ \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-r^2 / 2\sigma^2\right] & , \quad r \ll \sigma \end{cases} \quad (2.11)$$

Το αναφερθέν μοντέλο έχει ως πλεονέκτημα να αντιμετωπιστεί η κατάσταση σε ανοιχτές περιοχές στις οποίες το περιβάλλον του κινητού είναι ομοιόμορφο και το τμήμα LOS είναι πολύ ισχυρότερο σε σχέση με τις πολλαπλές διαδρομές. Το μειονέκτημα του υφίσταται στο γεγονός ότι δεν μπορεί να περιγράψει το μοντέλο στην πυκνή αστική περιοχή, όπου οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες είναι παρούσες.

Για την μοντελοποίηση του SISO LMS διαύλου στο οποίο χρησιμοποιείται το μοντέλο του Loo υπάρχουν διαθέσιμες μετρήσεις που έχουν γίνει από αρκετά πανεπιστήμια και ερευνητικά κέντρα τα χαρακτηριστικά των οποίων παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.1. Οι μετρήσεις αυτές έχουν εκτεταμένα χρησιμοποιηθεί και υιοθετηθεί κατά την πρόσφατη διαδικασία προτυποποίησης του υβριδικού προτύπου DVB-SH, που αφορά κινητές δορυφορικές επικοινωνίες ευρυεκπομπής ψηφιακής τηλεόρασης και πολυμέσων στις ζώνες συχνοτήτων S και L. Από αυτά τα σύνολα μετρήσεων, στην παρούσα εργασία ενδιαφέρουν οι μετρήσεις από το Πανεπιστήμιο του Bradford, αφού αυτές αναφέρονται στις ζώνες συχνοτήτων S και L, αντίστοιχα. Στον Πίνακα 2.1 παρουσιάζονται οι τιμές

των παραμέτρων  $a$ ,  $\Psi$  και  $MP$ , οι οποίες συνδέονται με τις τιμές των παραμέτρων του  $L_{oo}$  με βάση τις ακόλουθες σχέσεις

$$a = 20 \log_{10}(e^{\mu}) \quad (2.12)$$

$$\Psi = 20 \log_{10}(e^{\sqrt{\sigma^2}}) \quad (2.13)$$

$$MP = 10 \log_{10}(2b_0) \quad (2.14)$$

όπου  $b_0$  η μεταβλητότητα που εισάγεται στη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της κατανομής *Rayleigh*.

**Πίνακας 2.1:** Συνοπτική παρουσίαση των διαθέσιμων μετρήσεων και των βασικών χαρακτηριστικών τους

Αναφορές	Τοποθεσία (Πλατφόρμα)	Ζώνη Συχνότητας	Τεχνική	Περιβάλλον	Γωνίες Ανύψ.	Προσανατολισμός	Κατευθυντικότητα Κερατιών	Θέση Κεραίας
Πανεπιστήμιο του Bradford	Αγγλία (Αεροπλάνο)	S-2.618GHz	Narrow	Ανοιχτό Ημιαστικό Αστικό Σκίαση δέντρων	40° 60° 80°	90°	90°	Οροφή Αυτοκινήτου

**Πίνακας 2.2:** Τιμές των παραμέτρων για διάφορες γωνίες ανύψωσης και καταστάσεις (Πανεπιστήμιο του Bradford, S-band) για το μοντέλο  $L_{oo}$ .

Περιβάλλον	Γωνίες Ανύψ.	Κατάσταση 1: Καθαρό LOS (Line-Of-Sight)			Κατάσταση 2: Μέτρια Σκίαση (Intermediate Shadow)			Κατάσταση 3: Ισχυρή Σκίαση (Deep Shadow)		
		$\alpha$ (dB)	$\Psi$ (dB)	MP(dB)	$\alpha$ (dB)	$\Psi$ (dB)	MP(dB)	$\alpha$ (dB)	$\Psi$ (dB)	MP(dB)
Ανοιχτό (Open)	40°	0.1	0.37	-22.0	-1.0	0.5	-22.0	-2.25	0.13	-21.2
	60°	0.0	0.12	-24.9	-0.7	0.12	-26.1	-1.4	0.25	-23.1
	70°	-0.1	0.25	-22.5	-0.5	0.28	-24.5	-0.75	0.37	-23.24
	80°	0.1	0.16	-22.4	-0.4	0.15	-23.5	-0.72	0.27	-22.0
Ημιαστικό (Suburban)	40°	-1.0	0.5	-13.0	-3.7	0.98	-12.2	-15.0	5.9	-13.0
	60°	-0.3	0.91	-15.7	-2.0	0.5	-13.0	-3.8	0.34	-13.2
	70°	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	80°	-0.4	0.58	-13.7	-2.5	0.2	-16.0	-4.25	3.0	-25.0
Μέτριας σκίασης δέντρων (Intermediate tree-shadow)	40°	-0.4	1.5	-13.2	-8.2	3.9	-12.7	-17.0	3.14	-10.0
	60°	-0.2	0.75	-14.0	-3.1	1.9	-15.5	-	-	-
	70°	-0.8	0.75	-10.0	-3.3	1.1	-10.75	-7.7	2.9	-10.2

	80°	-0.6	1.87	-9.25	-2.5	1.55	-10.0	-4.6	2.0	-13.4
Ισχυρής σκίασης δέντρων (Heavy tree-shadow)	40°	-	-	-	-10.1	2.25	-10.0	-19.0	4.0	-10.0
	60°	-	-	-	-7.7	4.0	-10.1	-10.8	2.7	-10.0
	70°	-	-	-	-4.5	4.6	-12.1	-7.5	2.0	-7.0
	80°	-0.9	3.0	-9.1	-3.1	3.4	-9.0	-8.0	5.0	-7.0
Αστικό (Urban)	40°	-0.3	0.73	-15.9	-8.0	4.5	-19.2	-24.4	4.5	-19.0
	60°	-0.35	0.26	-16.0	-6.3	1.4	-13.0	-15.2	5.0	-24.8
	70°	-0.5	1.0	-19.0	-5.6	1.2	-10.0	-12.3	4.1	-16.0
	80°	-0.25	0.87	-21.7	-6.6	2.3	-13.0	-11.0	8.75	-24.2

### Μοντέλο Suzuki

Η κατανομή Suzuki εκφράζει την Rayleigh και υιοθετεί τη Lognormal κατανομή από διαλείψεις μικρής και μεγάλης κλίμακας σε αστικά περιβάλλοντα και δίνεται από τον τύπο:

$$p_{Suzuki}(r) = \int_0^{\infty} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma d} \exp\left(-\frac{(\ln\sigma - \mu)^2}{2d^2}\right) d\sigma \quad (2.15)$$

όπου  $\sigma$  είναι η τυπική απόκλιση της Lognormal διαδικασίας σε Nepers (ln) ή σε dB, και  $m$  είναι η μέση τιμή της διαδικασίας [24].

### Μοντέλο Lutz's (Total Shadowing Model)

Το αναφερθέν μοντέλο ενσωματώνει την Suzuki και Rice κατανομή με σκοπό την περιγραφή ενός τέλει μοντέλου στις Κινητές Δορυφορικές Επικοινωνίες. Ο Lutz et al, θεωρεί ότι ο διάυλος βρίσκεται σε δυο διακριτές καταστάσεις. Οι καταστάσεις αυτές σχετίζονται με την ύπαρξη ή μη του φαινομένου σκίασης, όπου ονομάζονται «καλή» κατάσταση και «κακή» κατάσταση.

Στην περίπτωση «καλής» κατάστασης, το λαμβανόμενο σήμα ακολουθεί την Rice κατανομή με σταθερό τον  $K$  παράγοντα. Υπάρχει μια υπέρθεση ανάμεσα στο απευθείας σήμα και στα καθυστερημένα στιγμιότυπα του εκπεμπόμενου

σήματος εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης, ενώ στην περίπτωση της «κακής» κατάστασης το απευθείας σήμα είναι εξολοκλήρου σκιασμένο και ο δέκτης συλλέγει μόνο τα σκεδαζόμενα σήματα. Το σήμα ακολουθεί τότε τη Rayleigh κατανομή, αλλά η μέση τιμή του είναι κατανεμημένη κατά τη Lognormal.

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του μοντέλου ολικής σκίασης δίνεται από τον τύπο:

$$p(K) = (1-S) p_{Rice}(K) + S \int_0^{\infty} p_{Rayleigh}(K | K_0) p_{Lognormal}(K_0) dK_0 \quad (2.16)$$

όπου  $S$  ο παράγοντας σκίασης και είναι το ποσοστό του χρόνου που ο διάυλος βρίσκεται σε «κακή» κατάσταση.

Το βασικό πλεονέκτημα αυτού του μοντέλου είναι ότι μπορεί να εφαρμοστεί σε όλα τα κινητά περιβάλλοντα, ενώ μειονεκτεί κατά την εισαγωγή πολλών μεταβλητών.

### **Μοντέλο Nakagami-m**

Η συνάρτηση κατανομής Nakagami-m είναι μια γενική σχέση που εκφράζει την απόσβεση σήματος και περιγράφεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$f_x(r) = \frac{m^m r^{2m-1}}{\sigma^2 \Gamma(m)} e^{-\frac{mr^2}{2\sigma^2}} \quad (2.17)$$

όπου  $m$  η παράμετρος της Nakagami-m ( $m > 1/2$ ) και  $\Gamma(\cdot)$  η συνάρτηση Gamma. Η κατανομή Nakagami-m διαθέτει μέσω της παραμέτρου  $m$  τη μεγαλύτερη ποικιλία στατιστικών διαλείψεων. Για παράδειγμα περιλαμβάνει τη μονόπλευρη Gaussian κατανομή για  $m=1/2$  και την κατανομή Rayleigh για  $m=1$ . Όταν  $m \rightarrow +\infty$  ο διάυλος της Nakagami-m κατανομής τείνει προς ένα διάυλο χωρίς διαλείψεις, ενώ όταν  $m > 1$  τότε προσεγγίζει ένα διάυλο με Rice κατανομή [25].

### **Gamma κατανομή**

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μιας μεταβλητής  $x$  που ακολουθεί την Gamma κατανομή με παραμέτρους  $\alpha, \beta > 0$  δίνεται από την σχέση:



$$f_x(r) = \frac{x^{a-1}}{b^a \Gamma(a)} e^{-\frac{x}{b}} \quad (2.18)$$

με μέση τιμή  $\mu = ab$  και διακύμανση  $\sigma^2 = ab^2$ .

### Von Misses Κατανομή

Το συγκεκριμένο μοντέλο σχετίζεται με τη γωνιακή κατανομή της ισχύος που λαμβάνεται σε μια κεραία, κινητή ή σταθερή. Η μαθηματική σχέση που εκφράζει την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των σκεδασμένων σημάτων είναι:

$$p(\theta) = \frac{e^{k(\cos(\theta-\theta_0))}}{2\pi I_0(k)}, \quad \theta \in [-\pi, \pi) \quad (2.19)$$

όπου  $k$  είναι ο παράγοντας έλεγχου του πλάτους των γωνιών άφιξης,  $I_0(k)$  η συνάρτηση Bessel και  $\theta_0$  η γωνία άφιξης της απευθείας συνιστώσας [10]. Η γωνία  $\theta_0$  οριοθετείται στα εξής όρια, τα οποία δίνονται από τον παρακάτω τύπο:

$$\theta_0 - \frac{1}{\sqrt{k}} \leq \theta \leq \theta_0 + \frac{1}{\sqrt{k}} \quad (2.20)$$

Σημειώνεται ότι όταν  $\theta_0 = 0$  και  $k \rightarrow \infty$  η Von Misses κατανομή ανάγεται στην κανονική κατανομή.

### Parsons Κατανομή

Το αναφερθέν μοντέλο ανήκει στην κατηγορία των μοντέλων γωνίας άφιξης και ο τύπος που εκφράζει την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας είναι:

$$\begin{cases} p(\theta) = \frac{\pi}{4\theta_\alpha} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_\alpha}\right), & |\theta| \leq \theta_\alpha \leq \frac{\pi}{2} \\ p(\theta) = 0 & , \text{ αλλού} \end{cases} \quad (2.21)$$

όπου  $\theta$  είναι η μέγιστη γωνία άφιξης και  $\theta_\alpha$  η γωνία των αφικνούμενων σημάτων [21].

## **2.4. Ντετερμινιστικά (Physical-Deterministic) μοντέλα**

Στο αναφερθέν μοντέλο λαμβάνονται υπόψη φαινόμενα που διαδραματίζονται σε περιβάλλοντα σκέδασης. Επιπλέον, μπορούν να αποτελούν την βάση για τη μελέτη των στοχαστικών μοντέλων. Παράδειγμα ντετερμινιστικού μοντέλου μπορεί να θεωρηθεί η αναλυτική περιγραφή της πορείας του σήματος, το οποίο υφίσταται φαινόμενα όπως σκέδαση, ανάκλαση, σκίαση. Η τεχνική αυτή ονομάζεται τεχνική ανίχνευσης ακτινών (ray-tracing technique).

## **2.5. Γεωμετρικά (Geometric) μοντέλα**

Τα γεωμετρικά μοντέλα βασίζονται στην γεωμετρία (Geometry based models) και υποθέτουν μια στοχαστική διασπορά των σκεδαστών γύρω από τους δύο τερματικούς σταθμούς της σύνδεσης. Η εφαρμογή των χαρακτηριστικών που διέπουν τα φαινόμενα της ανάκλασης, διάθλασης, περίθλασης και σκέδασης διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στην διαμόρφωση του επικείμενου μοντέλου.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΜΕ ΠΟΛΛΑΠΛΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΣΤΟΝ ΠΟΜΠΟ ΚΑΙ ΣΤΟΝ ΔΕΚΤΗ

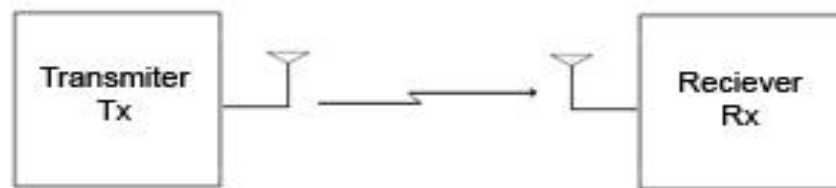
### 3.1. Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια με τις συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις για ρυθμούς μετάδοσης πληροφοριών, χωρητικότητας διαύλου, καλύτερης ποιότητας υπηρεσιών (QoS) και οι περιορισμοί που θέτει σε αυτά το φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων οδηγούν στην επιτακτική ανάγκη εύρεσης καινοτόμων τεχνικών επίλυσης αυτών των ζητημάτων. Διάφορες λύσεις έχουν προταθεί, άλλες υλοποιήθηκαν και άλλες απορρίφθηκαν. Μία ιδέα που κερδίζει όλο και περισσότερο έδαφος είναι η ιδέα των συστημάτων MIMO (Multiple In Multiple Out). Η τεχνολογία MIMO είναι μία μέθοδος χρησιμοποίησης πολλαπλών κεραιών στον πομπό και στον δέκτη στις ασύρματες επικοινωνίες. Ο βασικός μηχανισμός που εκμεταλλεύεται ένα σύστημα MIMO είναι η πολυδιαδρομική μετάδοση. Ένα σήμα από την εκπομπή του μέχρι τη λήψη του από το δέκτη υπόκειται σε διάφορα φαινόμενα, όπως σκέδαση, περίθλαση που αναγκάζουν το σήμα να ανακλάται πολλαπλά στο χώρο με συνέπεια τα σήματα αυτά να καταφθάνουν στο δέκτη διαφοροποιημένα. Έτσι στο δέκτη χρησιμοποιείται ένας αλγόριθμος ή επεξεργασία σήματος ώστε να κρατηθεί το πιο πιστό αντίγραφο του εκπεμπόμενου σήματος, προσπαθώντας να αυξήσει ταυτόχρονα το ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας, τη χωρητικότητα διαύλου και την αξιοπιστία της υπηρεσίας.

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται αναφορά στις εφαρμογές και τα πλεονεκτήματα από τη χρήση των MIMO συστημάτων και αναλύεται η έννοια της χωρητικότητας του διαύλου, όπου παρατίθενται οι σχέσεις που δίνουν τη χωρητικότητα κάθε συστήματος σε ντετερμινιστικό διάυλο.

### 3.2. Ορισμός SISO, SIMO, MISO και MIMO συστημάτων

**Σύστημα μιας εισόδου - μιας εξόδου SISO (Single Input Single Output):** Τα συστήματα SISO αποτελούν την απλή μορφή τέτοιων συστημάτων και προϋποθέτουν μια κεραία για πομπό και δέκτη και απεικονίζεται στο Σχήμα 3.1. Η κρουστική απόκριση αφορά την απόκριση του καναλιού τη χρονική στιγμή  $t$  σε κρουστικό παλμό που στάλθηκε τη χρονική στιγμή  $t-\tau$ , η οποία συμβολίζεται ως  $h(\tau,t)$ .

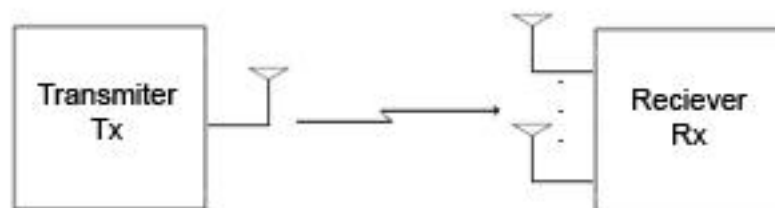


**Σχήμα 3.1:** Απεικόνιση SISO διαύλου.

Αν  $s(t)$  είναι το εκπεμπόμενο σήμα, το λαμβανόμενο σήμα δίδεται από τη συνέλιξη

$$y(t) = \int_0^{\tau} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau = h(\tau, t) * s(t) \quad (3.1)$$

**Συστήματα μιας εισόδου - πολλαπλών εξόδων SIMO (Single Input Multiple Output):** Τα συστήματα SIMO αποτελούνται από μια κεραία στον πομπό και στοιχειοκεραίες στο δέκτη ( $N_{Rx} > 1$ ), όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.2.



**Σχήμα 3.2 :** Απεικόνιση SIMO διαύλου.

Το σήμα αποστέλλεται μέσω της απλής κεραίας του πομπού και λαμβάνεται από τον δέκτη κατά  $N_{Rx}$  εκδοχές. Στην απλούστερη περίπτωση, το SIMO σύστημα αντιμετωπίζεται ως ένα σύνολο  $N_{Rx}$  SISO ανεξάρτητων

υποδιαύλων (sub-channel). Ο συνολικός διάυλος SIMO περιγράφεται από την παρακάτω σχέση και αποτελεί τον πίνακα διαστάσεων  $N_{Rx} \times 1$

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

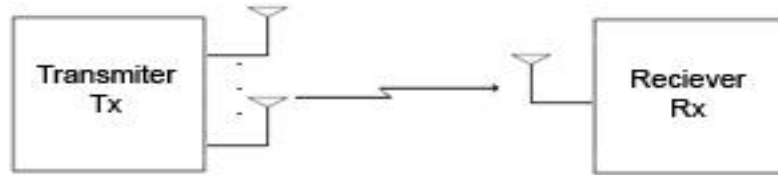
Αν  $s(t)$  το εκπεμπόμενο σήμα, ο δέκτης θα λαμβάνει το  $N_{Rx} \times 1$  διάνυσμα της μορφής:

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \dots y_{N_{Rx}}(t)]^T \quad (3.3)$$

όπου  $y_j(t)$  είναι το λαμβανόμενο σήμα από το  $j$ -οστό στοιχείο της κεραίας του και δίδεται από τη σχέση:

$$y(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * s(t) \quad (3.4)$$

**Συστήματα πολλαπλών εισόδων – μιας εξόδου (MISO):** Τα MISO συστήματα χρησιμοποιούν στοιχειοκεραίες στην πλευρά του πομπού, ενώ ο δέκτης διαθέτει μια κεραία όπως στο Σχήμα 3.3.



**Σχήμα 3.3:** Απεικόνιση MISO διαύλου.

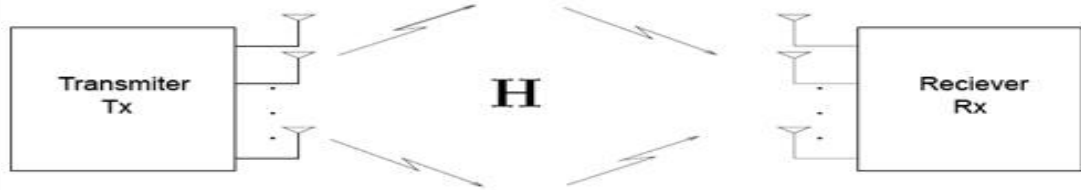
Θεωρώντας ότι ο αριθμός των κεραιών του πομπού είναι  $N_{Tx}$ , το σήμα αποστέλλεται ταυτόχρονα από όλες τις στοιχειοκεραίες και λαμβάνεται από τον δέκτη σε συνδυασμό με τα  $N_{Tx}$  στοιχεία [11]. Έτσι στην απλή αυτή περίπτωση το MISO σύστημα λαμβάνεται ως  $N_{Tx}$  σύστημα SISO και περιγράφεται από την εξής σχέση:

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

Αν  $s_i(t)$  είναι το σήμα που εκπέμπεται από το  $i$ -οστό στοιχείο του πομπού, τότε το λαμβανόμενο σήμα από το δέκτη θα είναι:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N_{Tx}} h_j(\tau, t) * s_i(t) \quad (3.6)$$

**Συστήματα πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων MIMO (Multiple Input Multiple Output):** Τα συστήματα αυτά έχουν πολλές κεραιές και στην πλευρά του πομπού και στην πλευρά του δέκτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4.



**Σχήμα 3.4:** Απεικόνιση MIMO διαύλου.

Θεωρείται  $N_{Tx}$  ο αριθμός των κεραιών του πομπού και  $N_{Rx}$  ο αριθμός των κεραιών του δέκτη. Ο πομπός εκπέμπει ταυτόχρονα  $N_{Tx}$  σήματα, τα οποία λαμβάνονται από κάθε κεραιά του δέκτη. Άρα ο δέκτης λαμβάνει συνολικά  $N_{Tx} \times N_{Rx}$  σήματα προς περαιτέρω επεξεργασία.

Στην περίπτωση αυτή ο διάυλος χαρακτηρίζεται από πίνακα  $\mathbf{H}(\tau, t)$  των κρουστικών αποκρίσεων των σημάτων και διαστάσεις  $N_{Tx} \times N_{Rx}$ .

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \cdots & h_{1,N_{Tx}}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \cdots & h_{2,3}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{Rx},1}(\tau, t) & h_{N_{Rx},2}(\tau, t) & \cdots & h_{N_{Rx},N_{Tx}}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$  είναι μιγαδικοί που αντιπροσωπεύουν την εξασθένιση και την ολίσθηση φάσης που εισάγει ο διάυλος στο σήμα που φτάνει στο δέκτη με καθυστέρηση  $\tau$ . Το στοιχείο  $h_{i,j}$  του πίνακα αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς από το  $j$ -οστό στοιχείο του πομπού στο  $i$ -οστό στοιχείο του δέκτη. Έτσι το λαμβανόμενο από το δέκτη σήμα είναι:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(\tau, t) * \mathbf{s}(t) \quad (3.8)$$

όπου τα  $\mathbf{s}(t)$  και  $\mathbf{y}(t)$  είναι τα διανύσματα αποστολής και λήψης διαστάσεων  $N_{Tx} \times 1$  και  $N_{Rx} \times 1$ , αντίστοιχα.

### 3.3. Εφαρμογές – Πλεονεκτήματα από τη χρήση MIMO Συστημάτων

Τα συστήματα MIMO προσφέρουν πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα υπάρχοντα συμβατικά SISO συστήματα, όπως το κέρδος συστοιχίας (array gain), το κέρδος διαφορισμού (diversity gain), το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing gain) και η μείωση των παρεμβολών (interference reduction). Η χώρο-χρονική κωδικοποίηση (space-time coding) και οι διάφοροι αλγόριθμοι λήψης του σήματος που χρησιμοποιούνται, μπορούν να συμβάλλουν 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. Εν συνεχεία, παρουσιάζονται συνοπτικά τα ήδη αναφερθέντα πλεονεκτήματα των συστημάτων MIMO, θεωρώντας ένα σύστημα με  $N_{Rx}$  δέκτες και  $N_{Tx}$  πομπούς.

#### ➤ Κέρδος Συστοιχίας (Array Gain)

Το κέρδος συστοιχίας μπορεί να επιτευχθεί μετά από επεξεργασία στον πομπό και στο δέκτη και έχει ως συνέπεια την αύξηση του μέσου λαμβανόμενου σηματοθορυβικού λόγου λήψης. Το κέρδος συστοιχίας του πομπού ή του δέκτη απαιτεί γνώση της κατάστασης του διαύλου από τον πομπό ή το δέκτη, αντίστοιχα, και εξαρτάται από τον αριθμό των κεραιών εκπομπής και λήψης. Η κατάσταση του διαύλου στη γενική περίπτωση είναι γνωστή στην πλευρά του δέκτη, χωρίς όμως να ισχύει το ίδιο και για την πλευρά του πομπού, όπου είναι δύσκολη η εκτίμησή της.

#### ➤ Κέρδος Διαφορισμού (Diversity Gain)

Η ισχύς του σήματος σε ένα δορυφορικό δίαυλο αυξομειώνεται τυχαία, ανάλογα με τις διαλείψεις που εμφανίζονται στο διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον. Ο διαφορισμός βασίζεται στη μετάδοση του σήματος σε πολλαπλές (ιδανικά) ανεξάρτητες, ως προς τις διαλείψεις, διαδρομές (στο πεδίο του χρόνου ή της συχνότητας ή του χώρου).

Ο χρονικός διαφορισμός (time diversity) απαιτεί την αναμετάδοση 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.

Ο διαφορισμός στο πεδίο της συχνότητας (frequency diversity) απαιτεί την μετάδοση των δεδομένων ταυτόχρονα σε διαφορετικές συχνότητες, που διαφέρουν μεταξύ τους τουλάχιστον κατά το εύρος ζώνης συνοχής  $B_c$  (coherence bandwidth). Η τεχνική αυτή οδηγεί σε ανεπιθύμητη σπατάλη εύρους ζώνης.

Ο χωρικός διαφορισμός (spatial diversity) προτιμάται από το διαφορισμό χρόνου και συχνότητας, καθώς αυτή δεν σπαταλά τηλεπικοινωνιακούς πόρους, όπως ο χρόνος μετάδοσης και το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Αν οι  $(N_{Rx}, N_{Tx})$  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 διαφορισμός τάξης  $\min(N_{Rx}, N_{Tx})$ . Αν ο πομπός δεν γνωρίζει την κατάσταση του διαύλου είναι δύσκολο να εξαχθεί κέρδος διαφορισμού. Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιούνται κατάλληλα σχεδιασμένα σήματα μετάδοσης και η τεχνική αναφέρεται ως χώρο-χρονική κωδικοποίηση.

➤ **Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain)**

Ο δίαυλος MIMO προσφέρει μια γραμμική αύξηση (ανάλογη προς το  $\min(N_{Rx}, N_{Tx})$ ) στη χωρητικότητα χωρίς να χρειάζεται αύξηση της ισχύς εκπομπής ή του διαθέσιμου εύρος ζώνης. Αυτό το κέρδος, που αναφέρεται ως κέρδος χωρικής πολυπλεξίας, υλοποιείται μεταδίδοντας ανεξάρτητα μεταξύ τους σήματα από διαφορετικές κεραίες. 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.



### ➤ Μείωση των παρεμβολών (Interference Reduction)

Οι παρεμβολές δημιουργούνται εξαιτίας της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας που γίνεται στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες. Όταν χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραίες, 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 δίαυλος 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 [20].

### 3.4. Χωρητικότητα SISO, SIMO, MISO, MIMO Συστημάτων

Στην ενότητα αυτή μελετάται θεωρητικά η χωρητικότητα ενός δορυφορικού διαύλου και παρουσιάζονται οι σχέσεις της χωρητικότητας των SISO, SIMO, MIMO διαύλων. Ως χωρητικότητα διαύλου ορίζεται ο μέγιστος αξιόπιστος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων που μπορούμε να πετύχουμε κατά την μετάδοση. Το θεώρημα αυτό προτάθηκε για πρώτη φορά το 1948 από τον Shannon, ο οποίος υπολόγισε την χωρητικότητα ενός ιδανικού διαύλου, χωρίς διαλείψεις, σκιάσεις ή παρεμβολές παρουσία προσθετικού λευκού Gaussian θορύβου (AWGN), όπου η φασματική πυκνότητα ισχύος είναι ανεξάρτητη της συχνότητας λειτουργίας του και εκφράζεται από το παρακάτω τύπο:

$$C = B \cdot \log \left( 1 + \frac{P}{N_o B} \right) \text{ bit / sec} \quad (3.9)$$

όπου B το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος (Hz),  $N_o$  η φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου (Watt / Hz) και P η λαμβανόμενη ισχύς (Watt).

### 3.4.1. Επέκταση του θεωρήματος Shannon για SISO, SIMO και MISO Συστήματα

#### ➤ Χωρητικότητα SISO διαύλου

Σε ένα σύστημα SISO η χωρητικότητα του διαύλου δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$C = \log_2 \left( 1 + SNR |h|^2 \right) \quad (3.10)$$

όπου το  $h$  είναι το κανονικοποιημένο ( $E[|h|^2] = 1$ ) μιγαδικό κέρδος ισχύος ενός σταθερού δορυφορικού διαύλου. Στην παραπάνω σχέση, SNR είναι ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο της κεραίας του δέκτη. Στην περίπτωση αυτή, αύξηση του SNR κατά 3dB αυξάνει τη χωρητικότητα κατά 1bps/Hz. Η γνώση της κατάστασης του διαύλου είτε από τον πομπό είτε από το δέκτη δεν προσφέρει επιπλέον κέρδος στη χωρητικότητα.

#### ➤ Χωρητικότητα SIMO διαύλου

Για ένα σύστημα SIMO με  $N_{Rx}$  κεραίες στο δέκτη και μια κεραία στον πομπό ( $N_{Rx} \times 1$ ), όπου ο δέκτης συνδυάζει με βέλτιστο τρόπο τα λαμβανόμενα σήματα (maximum ratio combining), η χωρητικότητα δίνεται από τη σχέση

$$C = \log_2 \left( 1 + SNR \sum_{i=1}^{N_{Rx}} |h_i|^2 \right) \quad (3.11)$$

όπου το  $h_i$  είναι το κέρδος για την κεραία λήψης  $i$  και το SNR είναι ο σηματοθορυβικός λόγος σε οποιαδήποτε κεραία του δέκτη. Αν υποθέσουμε ότι

$|h_i|^2 = 1$ , τότε έχουμε  $\sum_{i=1}^{N_{Rx}} |h_i|^2 = N_{Rx}$  και κατά επέκταση η παραπάνω σχέση ισούται με  $C = \log_2 (1 + N_{Rx} SNR)$ .

Από τη σχέση αυτή συμπεραίνεται άμεσα ότι η αύξηση του αριθμού των κεραιών στο δέκτη οδηγεί σε λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, αλλά και στις ακόλουθες, θα θεωρείται ότι ο δέκτης με διαδικασίες εκπαίδευσης ανίχνευσης (training and tracking) έχει πλήρη γνώση της κατάστασης του διαύλου CSI (Channel State Information).

Στην περίπτωση κατά την οποία ο δέκτης επιλέγει τον ισχυρότερο διάυλο, η χωρητικότητα δίνεται από τη σχέση

$$C = \max_{N_{Rx}} \log_2 \left( 1 + SNR |h_{N_{Rx}}|^2 \right) = \log_2 \left( 1 + SNR \max_{N_{Rx}} |h_{N_{Rx}}|^2 \right) \quad (3.12)$$

### ➤ Χωρητικότητα MISO διαύλου

Για ένα σύστημα MISO με  $N_{Tx}$  κεραιές στον πομπό και μια κεραιά στο δέκτη ( $N_{Tx} \times 1$ ), διακρίνονται δυο υποπεριπτώσεις όσον αφορά την γνώση του διαύλου από τον πομπό ή το δέκτη.

#### Περίπτωση 1<sup>η</sup>: Δίαυλος άγνωστος στον πομπό

Η χωρητικότητα του διαύλου εξαρτάται από τον τρόπο κατανομής της ισχύος στις στοιχειοκεραίες του πομπού. Στην περίπτωση όπου ο πομπός δεν γνωρίζει την κατάσταση του διαύλου, η εκπεμπόμενη ισχύς  $P_T$  ανακατανέμεται

στις στοιχειοκεραίες του,  $P_i = \frac{P_T}{N_{Tx}}$  και η χωρητικότητα του διαύλου δίνεται από

τον ακόλουθο τύπο:

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{SNR}{N_{Tx}} \sum_{i=1}^{N_{Tx}} |h_i|^2 \right) \quad (3.13)$$

Αν υποθέσουμε ότι  $|h_i|^2 = 1$ , τότε έχουμε  $\sum_{i=1}^{N_{Tx}} |h_i|^2 = N_{Tx}$  και κατ' επέκταση η

παραπάνω σχέση ισούται με  $C = \log_2(1 + SNR)$ . Από τη σχέση αυτή γίνεται προφανές ότι η περίπτωση αυτού του διαύλου ισοδυναμεί με το SISO σύστημα.

#### Περίπτωση 2<sup>η</sup>: Δίαυλος γνωστός στον πομπό

Όταν ο πομπός γνωρίζει την κατάσταση του διαύλου η χωρητικότητα του διαύλου δίνεται από τον τύπο:

$$C = \log_2 \left( 1 + SNR \sum_{i=1}^{N_{Tx}} |h_i|^2 \right) \Leftrightarrow C = \log_2(1 + N_{Tx} SNR) \quad (3.14)$$

Συνεπώς, η αύξηση του αριθμού των κεραιών στον πομπό οδηγεί σε λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας, όπου στην περίπτωση αυτή το  $C_{SIMO} \equiv C_{MISO}$ .

#### 4.4.2. Επέκταση του θεωρήματος Shannon για MIMO Συστήματα

Ένα σύστημα MIMO αποτελείται από γραμμικές στοιχειοκεραίες  $N_{Rx}$  στο δέκτη και  $N_{Tx}$  στον πομπό ( $N_{Rx} \times N_{Tx}$ ), οι οποίες παρέχουν κέρδος συστοιχίας και κέρδος διαφορισμού και στις δυο πλευρές του συστήματος. Υποθέτοντας ότι ο διάυλος είναι σταθερός, το λαμβανόμενο σήμα με διαστάσεις  $N_{Rx} \times 1$  δίνεται από τη σχέση:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.15)$$

όπου  $\mathbf{n}$  ο προσθετικός λευκός θόρυβος Gauss,  $\mathbf{H}$  ο  $N_{Rx} \times N_{Tx}$  πίνακας περιγραφής του καναλιού και  $\mathbf{s}$  το διάνυσμα εκπομπής διαστάσεων  $N_{Tx} \times 1$ . Η γενική έκφραση της χωρητικότητας για τα MIMO συστήματα είναι:

$$C = \max_{tr(\mathbf{R}_{ss}) \leq P} \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I} + \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (3.16)$$

όπου  $\mathbf{H}^H$  ο αναστροφοσυζυγής του  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{R}_{ss}$  ο πίνακας συμμεταβλητότητας του διανύσματος εκπομπής  $\mathbf{s}$ ,  $tr$  συμβολίζει το ίχνος του πίνακα ή αλλιώς το άθροισμα των στοιχείων της κύριας διαγωνίου του και  $P$  η μέγιστη μέση ισχύς εκπομπής [11].

Λόγω της θεώρησης ότι το MIMO σύστημα είναι γραμμικό και τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$  είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους, διαπιστώνεται ότι το MIMO σύστημα ισοδυναμεί με  $n = rank(\mathbf{H}) = \min(N_{Rx}, N_{Tx})$  SISO υποδιαύλους.

Για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του MIMO διαύλου διακρίνονται δυο υποπεριπτώσεις όσον αφορά στη γνώση του διαύλου από τον πομπό ή το δέκτη.

**Περίπτωση 1<sup>η</sup>:** Δίαυλος άγνωστος στον πομπό

Στην περίπτωση που ο 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  $\mathbf{R}_{ss} = E\{SS^H\}$  γίνεται ίσος με τον μοναδιαίο πίνακα,

$\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{N_{Tx}}$ , οπότε η χωρητικότητα του MIMO καναλιού είναι ίση με :

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_{Rx}} + \frac{SNR}{N_{Tx}} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \quad (3.17)$$

Όπως ήδη αναφέρθηκε η χωρητικότητα του τηλεπικοινωνιακού διαύλου αυξάνεται γραμμικά σε σχέση με το βαθμό  $n$  του πίνακα  $\mathbf{H}$ , όπου η γραμμική αύξησή της εξαρτάται από τις ιδιότητες των ιδιοτιμών (eigenvalues), οι οποίες εκτιμώνται με βάση τη μέθοδο αποσύνθεσης μοναδικής τιμής (singular value decomposition). Χρησιμοποιώντας τις ιδιοτιμές του πίνακα  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  ( $\lambda_i^2$ ) ο τύπος της χωρητικότητας δίνεται ως εξής:

$$C = \sum_{i=1}^n \log_2 \left( 1 + \frac{SNR}{N_{Tx}} \lambda_i^2 \right) \quad (3.18)$$

### Περίπτωση 2<sup>η</sup>: Δίαυλος γνωστός στον πομπό

Στην δοθείσα κατάσταση ο πίνακας  $\mathbf{H}$  είναι γνωστός στον πομπό και υπάρχει κάποιου είδους πληροφορία για την τηλεπικοινωνιακή ζεύξη, και βασική επιδίωξη είναι η κατανομή διαθέσιμης ισχύς μέσω κατάλληλης επεξεργασίας στους ανεξάρτητους SISO διαύλους. Όταν ο πομπός γνωρίζει τις ιδιοτιμές που αντιστοιχούν στον πίνακα  $\mathbf{H}$  και την ισχύ θορύβου ( $N_0$ ), μπορεί να χρησιμοποιήσει αυτές τις πληροφορίες για την εκπομπή με έναν εξυπνότερο τρόπο. Η τεχνική Waterfilling χρησιμοποιείται για να καθορίσει τις τιμές ισχύος σε κάθε δίαυλο που επιτυγχάνει τη μέγιστη πιθανή χωρητικότητα [20].

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

$$C = \sum_{i=1}^n \log_2 \left( 1 + \frac{P_i}{N_0} \lambda_i^2 \right) \quad (3.19)$$

όπου  $P_i$  η ισχύς στον  $i$ -οστό υπο-δίαυλο (sub-channel),  $N_0$  η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου. Για να επιτευχτεί όσον το δυνατόν μέγιστη χωρητικότητα  $P_i$ , πρέπει:

$$P_i = \max \left( 0, \mu - \frac{N_0}{\lambda_i} \right) \quad (3.20)$$

όπου  $\mu$  το “water level” και πρέπει  $\sum P_i = N_{Tx}$ .

### 3.4.2.1. MIMO διάυλος επιλεκτικός ως προς τη συχνότητα

Ένας διάυλος μπορεί να θεωρηθεί επιλεκτικός ως προς την συχνότητα όταν το εύρος ζώνης συνοχής είναι  $B_c \ll 1$ , καθώς επίσης και ο χρόνος συνοχής  $\ll$  διάρκεια συμβόλου. Η χωρητικότητα των επιλεκτικών ως προς την συχνότητα διαύλων MIMO μπορεί να υπολογιστεί αν διαιρέσουμε το εύρος ζώνης σε  $N$  στενότερους διαύλους, δηλαδή  $\frac{B}{N}$  Hz, ώστε ο καθένας να υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις και δίνεται από τον τύπο:

$$C = \frac{1}{B} \int \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_{Tx}} + \frac{SNR}{N_{Tx}} \mathbf{H}(f) \mathbf{H}(f)^H \right) df \quad bps / Hz \quad (3.21)$$

### 3.4.2.2. Χωρητικότητα MIMO συστήματος για Rayleigh διάυλο

Η περιγραφή και η ανάλυση του MIMO συστήματος για Rayleigh διάυλο διαφέρει, ανάλογα με το αν έχουμε ανεξάρτητους ή συσχετισμένους υπο-διαύλους διάδοσης. Οι βασικές υποθέσεις που αφορούν τον πίνακα αυτοσυσχέτισης του διαύλου διάδοσης ισχύουν για τις ακόλουθες αναλύσεις:

- [ 1 ] Η συσχέτιση των σημάτων που στέλνονται από τα  $i, j$  στοιχεία των κεραιών του πομπού και αυτών που λαμβάνονται από το  $n$ -οστό στοιχείο του δέκτη είναι ανεξάρτητη του  $n$ .
- [ 2 ] Η συσχέτιση των σημάτων που λαμβάνονται από τα  $k, l$  στοιχεία των κεραιών του δέκτη και στέλνονται από το  $i$ -οστό στοιχείο του πομπού είναι ανεξάρτητη του  $i$ .

#### Χωρική ανεξαρτησία υπο-διαύλων

Στην περίπτωση της χωρικής ανεξαρτησίας, οι υποδιάυλοι διάδοσης μεταξύ του πομπού και δέκτη είναι μεταξύ τους ανεξάρτητοι και ισόνομοι. Τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}_w$  διαστάσεων  $N_{R_x} \times N_{T_x}$  είναι ανεξάρτητα και ομοίμορφα κατανομημένα και ακολουθούν την κυκλικά συμμετρική μιγαδική Gauss κατανομή (ZMCSCG) με μέση τιμή μηδέν και διασπορά  $\sigma^2 = 1$ . Συνεπώς, για τα στοιχεία του πίνακα ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$\mathbf{H}_{i,j} = \text{Normal}(0,1) + j\text{Normal}(0,1) \quad (3.22)$$

Ο  $\mathbf{H}_W$  διάυλος λόγω της ομοιόμορφης κατανομής των στοιχείων του παρουσιάζει συγκεκριμένες ιδιότητες οι οποίες περιγράφονται από τις εξής σχέσεις:

- Μέση τιμή των στοιχείων του πίνακα

$$E\{[\mathbf{H}_W]_{i,j}\} = 0$$

- Κανονικοποίηση των στοιχείων

$$E\{[|\mathbf{H}_W]_{i,j}|^2\} = 1$$

- Συσχέτιση των στοιχείων

$$E\{[\mathbf{H}_W]_{i,j}[\mathbf{H}_W]_{m,n}^*\} = 0 \text{ αν } i \neq m \text{ ή } j \neq n$$

Η σχέση που περιγράφει την χωρητικότητα για Rayleigh διάυλο με πίνακα  $\mathbf{H}_W$  είναι η παρακάτω:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_{Rx}} + \frac{SNR}{N_{Tx}} \mathbf{H}_W (\mathbf{H}_W)^H \right) \right] \quad (3.23)$$

Σύμφωνα με την σχέση αυτή, όταν το  $N_{Tx}$  παρουσιάζει μεγάλη αύξηση ισχύει:

$$N_{Tx} \rightarrow \infty, \quad \frac{1}{N_{Tx}} \mathbf{H}_W (\mathbf{H}_W)^H \rightarrow \infty$$

Οπότε προκύπτει ότι:

$$C \rightarrow \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_{Rx}} + SNR \mathbf{I}_{N_{Rx}} \right) \right] = \log_2 (1 + SNR)^{N_{Rx}} = N_{Rx} \log_2 (1 + SNR) \quad (3.24)$$

Εν κατακλείδι, για μεγάλο αριθμό στοιχείων στον πομπό, η χωρητικότητα αποκτά γραμμική εξάρτηση από το σύνολο των στοιχείων του δέκτη.

### Χωρική συσχέτιση υπο-διαύλων

Στη περίπτωση που τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$  είναι μεταξύ τους συσχετισμένα και η συσχέτιση αυτή μεταξύ των στοιχείων του πίνακα περιγραφής του διαύλου οφείλεται αποκλειστικά και μόνο στις στοιχειοκεραίες των πομπού και δέκτη. Πιο συγκεκριμένα, τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$  δεν μπορούν να θεωρηθούν ανεξάρτητα μεταξύ τους, είτε λόγω μικρής απόστασης μεταξύ των

στοιχείων των κεραιών που προκαλεί συσχέτιση μεταξύ των σημάτων λόγω επαγωγής, είτε λόγω διαφοράς στα κέρδη ή στις πολώσεις.

Στην χωρική συσχέτιση διαύλων, ο πίνακας  $\mathbf{H}$  εκφράζεται από την μαθηματική σχέση:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2} \quad (3.25)$$

Στην παραπάνω σχέση, ο πίνακας  $\mathbf{H}_w$  αποτελεί τον πίνακα μοντελοποίησης του MIMO συστήματος σε Rayleigh διάυλο και τα  $\mathbf{R}_R$  και  $\mathbf{R}_T$  είναι οι πίνακες μεταβλητότητας διαστάσεων  $(N_{Tx} \times N_{Tx})$  και  $(N_{Rx} \times N_{Rx})$  του πομπού και δέκτη αντίστοιχα [11].

### 3.4.2.3. Χωρητικότητα του MIMO συστήματος για Rice διάυλο

Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται στην περίπτωση όπου η διάδοση του σήματος περιλαμβάνει εκτός από τις ανακλώμενες συνιστώσες λόγω του περιβάλλοντος και την οπτική επαφή LOS (Line Of Sight) μεταξύ πομπού και δέκτη. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, ο πίνακας  $\mathbf{H}$  που περιγράφει το διάυλο MIMO να δίνεται ως άθροισμα δύο συνιστωσών. Η μια συνιστώσα αφορά στην πολυδιαδρομική διάδοση (NLOS), ενώ η άλλη στην ύπαρξη της ισχυρής συνιστώσας LOS. Οπότε ο πίνακας του διαύλου για το μοντέλο Rice είναι:

$$\mathbf{H}_{Rice} = \mathbf{H}_{LOS} + \mathbf{H}_{NLOS} \Leftrightarrow \mathbf{H}_{Rice} = A e^{j\theta_0} \mathbf{H}_{LOS} + B \mathbf{H}_{NLOS} \quad (3.26)$$

όπου ο πίνακας  $\mathbf{H}_{NLOS}$  είναι ίσος με τον πίνακα  $\mathbf{H}_w$  που περιγράφηκε στην μοντελοποίηση του Rayleigh διαύλου και η γωνία  $\theta_0$  είναι ολίσθηση φάσης του σήματος που εκπέμπεται από το πρώτο στοιχείο του πομπού και λαμβάνεται από το πρώτο στοιχείο του δέκτη. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο πίνακας της ισχυρής συνιστώσας  $\mathbf{H}_{LOS}$  εξαρτάται από τις γωνίες αναχώρησης και άφιξης.

Κανονικοποιώντας τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}_{Rice}$  έχουμε  $A^2 + B^2 = 1$ . Ακόμη, ο

παράγοντας  $K$  (K-Ricean factor) ορίζεται από την ισότητα  $K = \left(\frac{A}{B}\right)^2$ . Στην

προσπάθεια έκφρασης του  $K$  παράγοντα συναρτήσει των  $A$  και  $B$ , επιλύουμε το σύστημα:



$$\begin{cases} A^2 + B^2 = 1 \\ K = \left(\frac{A}{B}\right)^2 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} A^2 = \frac{K}{K+1} \\ B^2 = \frac{1}{K+1} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} A = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \\ B = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \end{cases} \quad (3.27)$$

Συνεπώς, για τη περιγραφή του Rice διαύλου, η σχέση (3.26) διαμορφώνεται ως εξής:

$$\mathbf{H}_{Rice} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} e^{j\theta_0} \mathbf{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{NLOS} \quad (3.28)$$

Με βάση την παραπάνω σχέση συμπεραίνουμε ότι όσο αυξάνεται η τιμή του παράγοντα  $K$  τόσο μειώνεται η επίδραση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στον πίνακα  $\mathbf{H}_{Rice}$  [20]. Στην περίπτωση που το  $K=0$ , ο δίαυλος μετατρέπεται σε Rayleigh, ενώ για  $K \rightarrow \infty$  ο δίαυλος αποτελείται μόνο από μια σταθερή συνιστώσα LOS, και έχουμε ουσιαστικά Gaussian κατανομή του διαύλου.

### 3.4.3. Παράγοντες που επηρεάζουν τη χωρητικότητα του διαύλου

#### ➤ Έλλειψη σκεδαστών

Όταν στο περιβάλλον διάδοσης δεν υπάρχει αρκετά μεγάλος αριθμός σκεδαστών, δεν υπάρχει πολυδιαδρομική διάδοση και το σήμα φθάνει στο δέκτη κυρίως από τη LOS συνιστώσα. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της τυχειότητας (randomness) του διαύλου διάδοσης, τη μείωση του βαθμού του πίνακα διάδοσης  $\mathbf{H}$ , και κατ' επέκταση τη μείωση της χωρητικότητας του διαύλου. Στην περίπτωση όπου οι κεραιές και στα δύο άκρα του διαύλου απέχουν μεταξύ τους λιγότερο από  $\lambda/2$  οι φάσεις γίνονται σχεδόν ίσες και, επομένως, οι συντελεστές του διαύλου γίνονται και αυτοί ίσοι μεταξύ τους. Τότε, ο βαθμός του πίνακα  $\mathbf{H}$  ισούται με τη μονάδα και η χωρητικότητα δίνεται από τη σχέση:

$$C = \log_2(1 + nSNR) \quad (3.29)$$

όπου  $n$  ο αριθμός των κεραιών που είναι ίδιος στον πομπό και το δέκτη. Παρατηρείται δηλαδή λογαριθμική αύξηση της χωρητικότητας του διαύλου συναρτήσει του αριθμού των κεραιών σε πομπό και δέκτη.

Όταν η απόσταση μεταξύ των κεραιών είναι μεγαλύτερη, τότε οι συντελεστές του διαύλου έχουν διαφορετική φάση και ο πίνακας  $\mathbf{H}$  έχει βαθμό ίσο με  $n$ , όπου  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H \approx n\mathbf{I}_n$ . Η χωρητικότητα σε αυτή την περίπτωση προκύπτει:

$$C = n \log_2(1 + SNR) \quad (3.30)$$

➤ **Επίδραση συσχετισμένων διαύλων**

Κάθε περιβάλλον διάδοσης προκαλεί διαφορετικό βαθμό συσχέτισης μεταξύ των στοιχείων του πίνακα  $\mathbf{H}$ , με αποτέλεσμα ο βαθμός του να είναι μικρότερος από  $n$ . Έτσι, ο αριθμός των ανεξάρτητων υποδιαύλων είναι και αυτός με τη σειρά του μικρότερος από  $n$  και η χωρητικότητα του διαύλου μειώνεται.

Η χωρική συσχέτιση οφείλεται στη μικρή διασπορά των γωνιών αναχώρησης AOD (Angle Of Departure) στην πλευρά του πομπού, των γωνιών άφιξης AOA (Angle Of Arrival) στην πλευρά του δέκτη, ή και των δύο αν πρόκειται για συσχέτιση και στις δύο πλευρές του διαύλου. Μάλιστα, όσο μικρότερη είναι η διασπορά γωνίας τόσο εντονότερο γίνεται το φαινόμενο της χωρικής συσχέτισης. Οι σημαντικότεροι παράγοντες από τους οποίους εξαρτάται η χωρική συσχέτιση είναι η γεωμετρία, τα χαρακτηριστικά των κεραιών στον πομπό και το δέκτη, καθώς και το περιβάλλον διάδοσης.

Στην περίπτωση ενός συσχετισμένου διαύλου, τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$  είναι συσχετισμένα και μοντελοποιούνται από τη σχέση:

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{R}^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (3.31)$$

όπου  $\mathbf{R}$  είναι ο covariance matrix, διαστάσεων  $N_T N_R \times N_T N_R$  ο οποίος ορίζεται ως εξής:

$$\mathbf{R} = E \left\{ \text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^H \right\} \quad (3.32)$$

Αν  $\mathbf{R} = \mathbf{I}_{M_T M_R}$ , τότε  $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$  και ο  $\mathbf{H}_w$  είναι πίνακας διαστάσεων  $N_T \times N_R$  και αποτελείται από μιγαδικά στοιχεία που είναι τυχαίες μεταβλητές στατιστικά ανεξάρτητες μεταξύ τους και ακολουθούν την κατανομή Gauss με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση [7]. Αν και αυτό το μοντέλο είναι ικανό να εξηγήσει όλα τα φαινόμενα συσχέτισης τα οποία μπορεί να παρουσιαστούν μεταξύ των στοιχείων του  $\mathbf{H}$ , ένα πιο απλό και λιγότερο γενικό

μοντέλο που χρησιμοποιείται συνήθως ( μοντέλο Kronecker), δίνεται από τη σχέση:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_R^{1/2} \quad (3.33)$$

όπου  $\mathbf{R}_R$  ο covariance matrix στο δέκτη διαστάσεων  $N_R \times N_R$  και  $\mathbf{R}_T$  ο covariance matrix στον πομπό διαστάσεων  $N_T \times N_T$ . Ο πίνακας συσχέτισης της δορυφορικής ζεύξης ισούται με  $\mathbf{R} = \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R$ . Το μοντέλο αυτό ισχύει όταν η γωνιακή πυκνότητα ισχύος των σημάτων τα οποία καταφτάνουν στο δέκτη από οποιαδήποτε κεραία του πομπού είναι ίδια. Αυτή η συνθήκη ικανοποιείται όταν οι κεραίες του πομπού είναι τοποθετημένες αρκετά κοντά μεταξύ τους και έχουν ίδια διαγράμματα ακτινοβολίας. Τέλος, σημειώνεται ότι τα ίδια ισχύουν και για τη συσχέτιση στη συστοιχία του πομπού.

Επιπλέον, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η προσεγγιστική σχέση για τη συσχέτιση μεταξύ δυο γειτονικών κεραιών και ορίζεται ως:

$$r(d) \approx \exp(-23(AS)^2 d^2) \quad (3.34)$$

όπου  $d$  η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών κεραιών στον πομπό ή το δέκτη μετρούμενη σε μήκη κύματος και  $AS$  η διασπορά γωνίας η οποία κυμαίνεται από 0, όταν δεν υπάρχει καθόλου διασπορά της γωνίας, έως 1, που αντιστοιχεί στην ομοιόμορφη διασπορά γωνίας [11].

Με βάση την προηγούμενη προσέγγιση και υποθέτοντας  $d_T$  και  $d_R$  την απόσταση μεταξύ δυο διαδοχικών κεραιών στον πομπό και το δέκτη, αντίστοιχα, οι πίνακες μεταβλητότητας δίνονται από τις επόμενες σχέσεις:

$$\mathbf{R}_T = \begin{bmatrix} 1 & r_T & r_T^4 & \dots & r_T^{(M_T-1)^2} \\ r_T & 1 & r_T & \ddots & \vdots \\ r_T^4 & r_T & 1 & \ddots & r_T^4 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & r_T \\ r_T^{(M_T-1)^2} & \dots & r_T^4 & r_T & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} 1 & r_R & r_R^4 & \cdots & r_R^{(M_R-1)^2} \\ r_R & 1 & r_R & \ddots & \vdots \\ r_R^4 & r_R & 1 & \ddots & r_R^4 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & r_R \\ r_R^{(M_R-1)^2} & \cdots & r_R^4 & r_R & 1 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

όπου  $r_T$  και  $r_R$  αντιστοιχούν στους συντελεστές συσχέτισης  $r(d_T)$  και  $r(d_R)$ .

Η χωρητικότητα του διαύλου ως συνάρτηση του σωματοθορυβικού λόγου και συντελεστή συσχέτισης  $r=0.7$  δίνεται από την σχέση:

$$C_n = n \log_2 \left( 1 + \frac{SNR}{n} (1-r) \right) + \log_2 \left( 1 + \frac{nSNRr}{n + SNR(1-r)} \right) \quad (3.37)$$

Σε περιπτώσεις που ο συντελεστής συσχέτισης ισούται με τιμές  $r < 0.6$ , ισχύει η προσεγγιστική σχέση:

$$C_{nm} \approx n \log_2 \left( 1 + \frac{SNR}{n} (1-r) \right) \text{ bps / Hz} \quad (3.38)$$

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

## ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΜΙΜΟ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

### 4.1. Εισαγωγή

Τις τελευταίες δεκαετίες οι δορυφορικές επικοινωνίες προσπαθούν να ικανοποιήσουν τις ολοένα και αυξανόμενες απαιτήσεις των υπηρεσιών σε ρυθμό μετάδοσης και ποιότητα υπηρεσιών (Quality of Service, QoS) για την αξιόπιστη και αδιάλειπτη λειτουργία των εφαρμογών. Όμως, η μεγάλη απόσταση και οι δυσμενείς συνθήκες (ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις) που επικρατούν κατά την διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων αποτελούν ανασταλτικούς παράγοντες όταν χρησιμοποιούμε συμβατικό SISO σύστημα. Συνεπώς, για την εξυπηρέτηση περιοχών με υψηλή πυκνότητα χρηστών και κατ' επέκταση υψηλές απαιτήσεις ρυθμού μετάδοσης και χωρητικότητας διαύλου ακολουθείται δορυφορική μετάδοση προς επίγειο σταθμό και επίγεια μετάδοση από τον χρήστη προς τον σταθμό βάσης.

Έχοντας ως σκοπό την αντιμετώπιση των περιορισμών σε ρυθμό μετάδοσης και QoS υιοθετήθηκε η πρόταση για εκπομπή σήματος προς τον επίγειο τερματικό δέκτη από τις κεραιές γειτονικών δορυφόρων χρησιμοποιώντας είτε χωρική πολυπλεξία είτε κάποιο σχήμα χωροχρονικής κωδικοποίησης. Όμως, στην περίπτωση αυτή οι δορυφόροι δεσμεύουν μεγάλο μέρος από το διαθέσιμο εύρος ζώνης τους (που είναι πόρος σε ανεπάρκεια) διατηρώντας αντίγραφα όλων των σημάτων με προορισμό τον τερματικό επίγειο σταθμό και απαιτείται εξασφάλιση συγχρονισμού ώστε τα σήματα να φθάνουν συγχρονισμένα στο δέκτη. Οι περιορισμοί αυτοί οδηγούν στην ιδέα τοποθέτησης των κεραιών εκπομπής στον ίδιο δορυφόρο (σύστημα MISO). Μια άλλη εναλλακτική θέση υιοθετήθηκε για τον περιορισμό της χωρητικότητας του δορυφορικού διαύλου που αφορά στη ζεύξη μεταξύ ενός δορυφόρου και πολλαπλών επίγειων

τερματικών. Στη μέθοδο αυτή απαιτείται σύνδεση μεταξύ των επίγειων σταθμών ώστε να συνδυαστούν οι διαφορετικές εκδοχές του σήματος που λαμβάνουν από το δορυφόρο. Για τον λόγο αυτό προτείνεται η τοποθέτηση περισσότερων κεραιών λήψης στο ίδιο τερματικό (σύστημα SIMO). Η ταυτόχρονη τοποθέτηση περισσότερων κεραιών τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη αποτελεί συνδυασμό των δύο ανωτέρω προτεινόμενων λύσεων και οδηγεί σε σύστημα MIMO αντί του αντίστοιχου συστήματος SISO, μια λύση που θεωρείται ιδιαίτερα ελκυστική ώστε οι δορυφορικές επικοινωνίες να μπορέσουν να ανταγωνιστούν τις επίγειες ως προς τα χαρακτηριστικά που προαναφέρθηκαν.

Στο κεφάλαιο αυτό δίνεται έμφαση στις κινητές δορυφορικές επικοινωνίες LMS (Land Mobile Satellite) που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων L (1/2 GHz) και S (2/4 GHz). Στην ενότητα αυτή αναφέρονται και αναπτύσσονται οι τέσσερις δυνατές μέθοδοι τεχνολογίας MIMO στο δορυφορικό δίαυλο. Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζεται ο διαφορισμός θέσης (site diversity), ο διαφορισμός τροχιάς ή δορυφόρου (satellite or orbital diversity), ο διαφορισμός συχνότητας (frequency diversity) και ο διαφορισμός πόλωσης (polarization diversity).

## **4.2. Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των Τεχνικών Διαφορισμού**

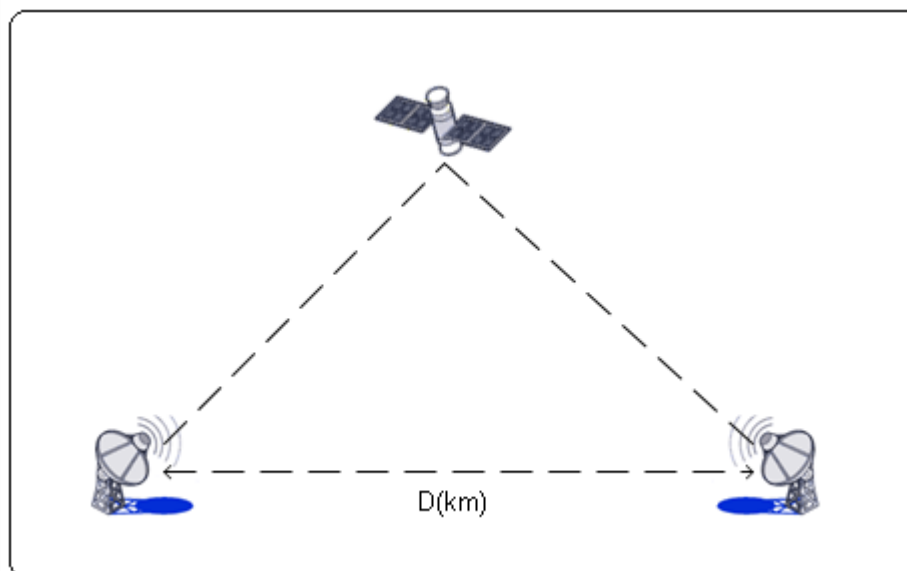
Εν συνεχεία, παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα όλων των μορφών διαφορισμού στα δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών είτε αυτό αναφέρεται στην εκπομπή είτε στη λήψη του σήματος.

### **➤ Διαφορισμός επίγειας θέσης για δίαυλο SIMO (site diversity)**

Στη περίπτωση του διαφορισμού επίγειας θέσης, ένας δορυφόρος επικοινωνεί με πολλαπλούς επίγειους σταθμούς. Οι επίγειοι αυτοί σταθμοί συνεργάζονται μεταξύ τους, απέχουν αρκετά ο ένας από τον άλλο και βρίσκονται σε τέτοια απόσταση ώστε σε κάθε χρονική στιγμή μόνο η μία από τις δυο ζεύξεις να υπόκειται σε υψηλή απόσβεση. Για να λειτουργήσει η τεχνική αυτή απαιτείται οι σηματοθορυβικοί λόγοι που λαμβάνονται από τους επίγειους σταθμούς να

υποβάλλονται διαρκώς σε σύγκριση, ώστε στην έξοδο του συστήματος να εμφανίζεται πάντοτε ο μεγαλύτερος λόγος [14].

Η τεχνική του διαφορισμού επίγειας θέσης αποτελεί έναν από τους πλέον αποτελεσματικούς τρόπους εξάλειψης των αποσβέσεων λόγω βροχής που είναι έντονες στις ζώνες συχνοτήτων Ku (12/14 GHz), Ka (20/30 GHz) και Q/V (40/50 GHz), εξαιτίας της αποσυσχέτισης των σχετικών ραδιοκυμάτων. Λόγω της μεγάλης απόστασης δορυφόρου και επίγειου σταθμού, η απόσταση που απαιτείται ανάμεσα στους επίγειους σταθμούς ώστε οι δίαυλοι να είναι μεταξύ τους ιδανικοί και ανεξάρτητοι πρέπει να είναι της τάξης των μερικών km. Για την καλύτερη κατανόηση της τεχνικής του διαφορισμού θέσης, παρουσιάζεται το παρακάτω σχήμα:



**Σχήμα 4.1:** Σχηματική αναπαράσταση της διάταξης του διαφορισμού επίγειας θέσης.

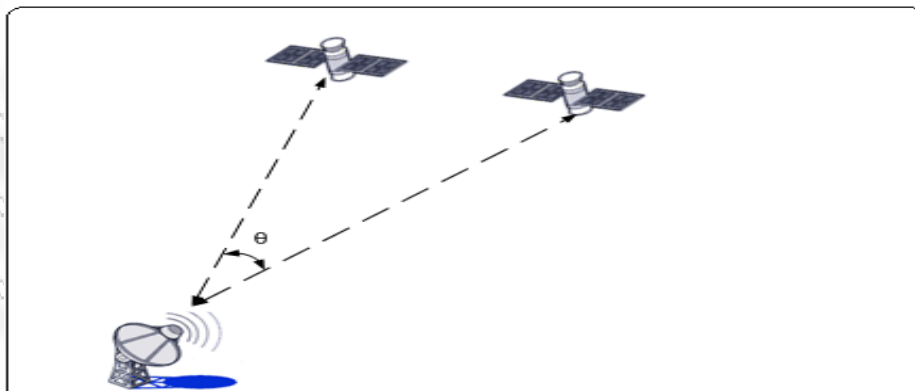
➤ **Διαφορισμός δορυφορικής τροχιάς για δίαυλο MISO (satellite or orbital diversity)**

Στο διαφορισμό δορυφορικής τροχιάς, πολλαπλοί δορυφόροι εξοπλισμένοι με πολλαπλές κεραίες επικοινωνούν με μοναδικό επίγειο σταθμό, προϋποθέτοντας σημαντική απόσταση τροχιών για την δημιουργία ιδανικών και ανεξάρτητων μεταξύ τους ραδιοδιαύλων. Σημειώνεται ότι η τεχνική αυτή έχει χρησιμοποιηθεί μέχρι και σήμερα για την αποτελεσματική μείωση της απόσβεσης

λόγω βροχής στις ζώνες συχνοτήτων Ku, Ka και Q/V για συγκεκριμένη στάθμη πιθανότητας διακοπής του συστήματος (outage probability). Αυτό επιτυγχάνεται με την ενεργοποίηση ενός διαύλου από ένα δεύτερο δορυφόρο, γωνιακά μετατοπισμένο ως προς τον κύριο δορυφόρο που συνήθως χρησιμοποιείται από το σύστημα. Και στην περίπτωση αυτή, η έξοδος στο μοναδικό επίγειο σταθμό λαμβάνεται από τον δορυφόρο που προσφέρει τον υψηλότερο σηματοθορυβικό λόγο. Αποτελεί όμως και μια από τις μεθόδους με περισσότερες πιθανότητες δημιουργίας δορυφορικού MIMO διαύλου.

Η ανεκτή πολυπλοκότητα υλοποίησης αποτελεί το σημαντικότερο πλεονέκτημα της τεχνικής διαφορισμού τροχιάς εξαιτίας του γεγονότος εγκατάστασης όλων των κεραιών λήψης στον ίδιο δέκτη, έχοντας ως αποτέλεσμα να συνδυαστούν εύκολα τα σήματα που φθάνουν στον επίγειο δέκτη. Το βασικό μειονέκτημα είναι το μεγάλο κόστος που προέρχεται από την αγορά και εγκατάσταση πολλαπλών δορυφόρων. Επίσης, ένα σημαντικό πρόβλημα είναι η έλλειψη συγχρονισμού των μεταδιδόμενων σημάτων που φθάνουν στον επίγειο δέκτη λόγω της διαφορετικής καθυστέρησης διάδοσης [21].

Με σκοπό την μοντελοποίηση αυτού του διαύλου χρησιμοποιείται η τεχνική ανίχνευσης ακτινών (ray-tracing technique) για τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας και η στοχαστική (statistical) περιγραφή του διαύλου για τις διαλείψεις μικρής κλίμακας. Συγκεκριμένα, υπάρχει ένας απλός αλγόριθμος που περιγράφει τη συμπεριφορά του σήματος σε βασικά φαινόμενα όπως η σκίαση, η διάθλαση και η ανάκλαση.



**Σχήμα 4.2:** Σχηματική αναπαράσταση της διάταξης του διαφορισμού δορυφορικής τροχιάς.



### ➤ Διαφορισμός Λήψης Συχνότητας

Ο διαφορισμός λήψης συχνότητας στηρίζεται στο γεγονός ότι η συσχέτιση των διαλείψεων στα σήματα που λαμβάνονται είναι μικρή, όταν η πληροφορία μεταδίδεται ταυτόχρονα σε δύο φέρουσες συχνότητες. Με δεδομένη τη μικρή συσχέτιση μεταξύ των δύο φασματικά μετατοπισμένων σημάτων, όταν το ένα υπόκειται σε βαθιές διαλείψεις, οι συνέπειες θα είναι ηπιότερες στο άλλο, όταν αυτά ακολουθούν τον ίδιο δρόμο διάδοσης.

Στην πράξη, διαφορισμός λήψης συχνότητας χρησιμοποιείται από τις δορυφορικές επικοινωνίες με ελαφρώς διαφορετικό τρόπο, όταν η απόσβεση λόγω των ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων επιδεινώνει τη λειτουργία της ζεύξης. Σε αυτές τις περιπτώσεις, ένας αναμεταδότης που λαμβάνει/εκπέμπει σε ραδιοσυχνότητα μικρότερη από τα 10 GHz (για παράδειγμα στη ζώνη C) αναλαμβάνει να συζεύξει το δορυφόρο με τους τερματικούς επίγειους σταθμούς. Η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε συχνότητες κάτω από τα 10 GHz, όπως έχει επανειλημμένως αναφερθεί, πραγματοποιείται υπό καλύτερες συνθήκες όσον αφορά τους ατμοσφαιρικούς μηχανισμούς διάδοσης. Η υπόθεση ότι ένας δορυφόρος είναι εφοδιασμένος με πομποδέκτες (ή αναμεταδότες) που λειτουργούν σε διάφορες ζώνες συχνοτήτων βρίσκεται σε συμφωνία με τη σημερινή πραγματικότητα των δορυφορικών επικοινωνιών. Οι δορυφόροι που εκτοξεύονται τα τελευταία χρόνια διαθέτουν πολυάριθμους διασυνδεδεμένους αναμεταδότες στις ζώνες C, Ku και (σπανιότερα) Ka ώστε να καλύπτουν επίγειους σταθμούς όλων των κατηγοριών [21].

Αν για τους δορυφορικούς επαναλήπτες δεν ανακύπτει κάποιο πρόβλημα εξοπλισμού από την ενεργοποίηση πομποδεκτών σε διαφορετικές συχνότητες, δεν ισχύει το ίδιο και για τους επίγειους σταθμούς. Η μεγάλη απόσταση στο φάσμα των συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται κατά την εφεδρική λειτουργία (διάυλοι χαμηλότερων συχνοτήτων) από αυτές της κανονικής λειτουργίας, προϋποθέτει την προσθήκη επιπλέον κεραιών και εξειδικευμένου RF εξοπλισμού στο τελικό άκρο του επίγειου σταθμού [Matriccioni, 1987], με συνέπεια μία σημαντική οικονομική επιβάρυνση. Ένα άλλο πρόβλημα του διαφορισμού λήψης συχνότητας είναι ότι ενώ στις ζώνες των 20/30 GHz το κατειλημμένο από

υπηρεσίες φάσμα είναι πολύ ευρύ, η μεταγωγή στα 4/6 GHz ή τα 12/14GHz θα αποκλείσει κάποιες από αυτές λόγω μειωμένου εύρους ζώνης [20].

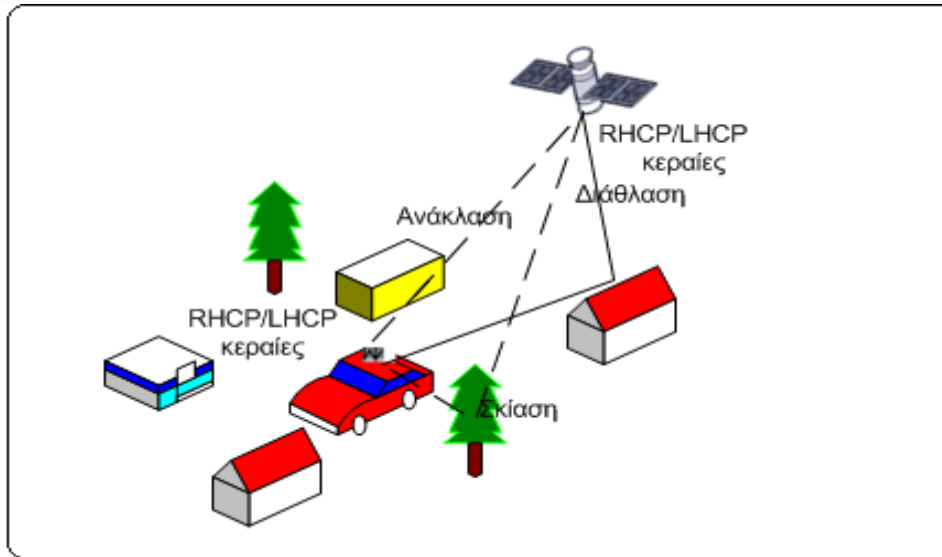
Στα προηγούμενα εξετάσθηκε η συνολική μετατόπιση της λειτουργίας του δορυφορικού επαναλήπτη σε χαμηλότερη ζώνη συχνότητας για την εκπομπή αλλά και τη λήψη σημάτων. Ως μορφή διαφορισμού λήψης συχνότητας μπορεί, ωστόσο, να εκληφθεί και η χρήση διαφορετικής (συνήθως χαμηλότερης) συχνότητας μόνο στην προς τα κάτω ζεύξη (συγκρινόμενη με τη συχνότητα της προς τα άνω ζεύξης), που υιοθετείται πάντοτε από το σύνολο των δορυφορικών σταθμών και ανεξάρτητα από τη ζώνη συχνοτήτων στην οποία λειτουργούν.

➤ **Διαφορισμός πόλωσης για δορυφορικό δίαυλο (polarization diversity)**

Στον διαφορισμό πόλωσης, ένας δορυφόρος εκπέμπει υπό δύο διαφορετικές ορθογώνιες μεταξύ τους πολώσεις και επικοινωνεί με ένα επίγειο κινούμενο δέκτη, που λαμβάνει και τις δύο πολώσεις, δημιουργώντας ένα σύστημα MIMO 2x2, παρά το γεγονός ότι χρησιμοποιείται μόνο μια κεραία στο δορυφόρο. Στις κινητές δορυφορικές επικοινωνίες LMS χρησιμοποιούνται δυο ειδών πολώσεις, η δεξιόστροφη RHCP (Right Hand Circular Polarization) και η αριστερόστροφη κυκλική πόλωση LHCP (Left Hand Circular Polarization). Η τεχνική αυτή εκμεταλλεύεται την ευαισθησία της πόλωσης στα φαινόμενα της ανάκλασης και της διάθλασης, δημιουργώντας έτσι την απαραίτητη τυχαιότητα που οφείλει να έχει το σήμα όταν φθάνει στον επίγειο δέκτη [2].

Ο διαφορισμός πόλωσης πλεονεκτεί σε σύγκριση με το διαφορισμό δορυφορικής τροχιάς στη δυνατότητα εξάλειψης του κόστους λόγω χρησιμοποίησης πολλαπλών δορυφόρων, ενώ παράλληλα παρακάμπτεται το πρόβλημα της έλλειψης συγχρονισμού μεταξύ των δορυφόρων. Σημαντικό μειονέκτημα της τεχνικής αυτής μπορεί να θεωρηθεί η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης στο διπλάσιο, ενώ στην περίπτωση χρησιμοποίησης  $N$  δορυφόρων η χωρητικότητα μπορεί να αυξηθεί κατά μέγεθος  $N$ .

Στο Σχήμα 4.3 παρουσιάζεται το polarization diversity σε ένα δορυφορικό MIMO σύστημα.



**Σχήμα 4.3:** Αναπαράσταση MIMO για δορυφορικές επικοινωνίες με την χρήση δύο διαφορετικών πολώσεων μεταξύ πομπού και δέκτη.

### 4.3. Εφαρμογή MIMO τεχνολογίας σε ένα δορυφόρο

Ο δορυφορικός διάυλος έχει σημαντικές διαφορές σε σύγκριση με τον επίγειο, οπότε η εφαρμογή της τεχνολογίας MIMO στις δορυφορικές επικοινωνίες δεν φαίνεται μια απλή επέκταση. Στις δορυφορικές ζεύξεις, λόγω των μεγάλων απωλειών ελευθέρου χώρου, είναι απαραίτητη η ύπαρξη οπτικής επαφής (LOS) του επίγειου τερματικού με το δορυφόρο. Αυτή η απαραίτητη προϋπόθεση δεν είναι συμβατή με τις συνθήκες που επικρατούν συνήθως στους επίγειους διαύλους, όπου συναντώνται συχνά περιβάλλοντα πλούσια σε σκεδαστές και επικοινωνία χωρίς οπτική επαφή (NLOS). Το γεγονός αυτό καθιστά δύσκολη την εφαρμογή του MIMO συστήματος για Rayleigh διάυλο, ο οποίος προσφέρει μεγαλύτερα κέρδη ως προς τη χωρητικότητα και το κέρδος διαφορισμού. Στο σημείο αυτό αναφέρουμε ότι θεωρείται ιδανικός ο δορυφορικός διάυλος ο οποίος διαθέτει τόσο απευθείας συνιστώσα (ώστε να λαμβάνει τουλάχιστον ισχύ ίση με την ισχύ κατωφλίου που απαιτεί το κύκλωμα απόφασης του δέκτη) όσο και αρκετούς σκεδαστές (ώστε να προσφέρουν κάποιας τάξης κέρδος διαφορισμού).

Ακόμη μια θεμελιώδης διαφορά θεωρείται η ασυμμετρία του δορυφορικού διαύλου, αφού οι σκεδαστές είναι συγκεντρωμένοι γύρω από το επίγειο τερματικό. Η άποψη αυτή εδραιώνεται όταν μιλάμε για ζώνες συχνοτήτων  $L$  και

S, όπου η επίδραση των ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων θεωρείται αμελητέα. Για την ύπαρξη πλήρως ανεξάρτητων μεταξύ τους υποδιαύλων (subchannels) πρέπει η απόσταση μεταξύ των κεραιών του πομπού να είναι τουλάχιστον  $\lambda/10$  και των κεραιών του δέκτη τουλάχιστον ίση με  $\lambda/2$  [27]. Αντίστοιχες όμως αποστάσεις, δεν είναι δυνατόν να εφαρμοστούν σε μικρά τερματικά με αποτέλεσμα η συσχέτιση μεταξύ των σημάτων λήψης να είναι αναπόφευκτη και η γωνιακή διασπορά των σημάτων που φθάνουν στο δορυφόρο από κάθε εμπόδιο γύρω από το κινητό μειώνεται, δημιουργώντας έτσι συσχετισμένους διαύλους στο δορυφόρο. Από τα προηγούμενα είναι φανερό ότι η απλή τοποθέτηση πολλαπλών κεραιών σε ένα δορυφόρο δεν οδηγεί σε άμεση εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων και των δυνατοτήτων της τεχνολογίας MIMO και η αποκόμιση είτε σημαντικού κέρδους διαφορισμού είτε κέρδους χωρικής πολυπλεξίας από ένα σύστημα MIMO θα προέρχεται είτε από τη χρήση δυο η παραπάνω δορυφόρων είτε από την αύξηση κατευθυντικότητας των κεραιών εκπομπής και λήψης είτε από τη χρήση διαφορισμού πόλωσης [5].

#### 4.4. Χωρική συσχέτιση MIMO διαύλου

##### 4.4.1. Απόσταση δορυφόρων (Στατιστικό Μοντέλο)

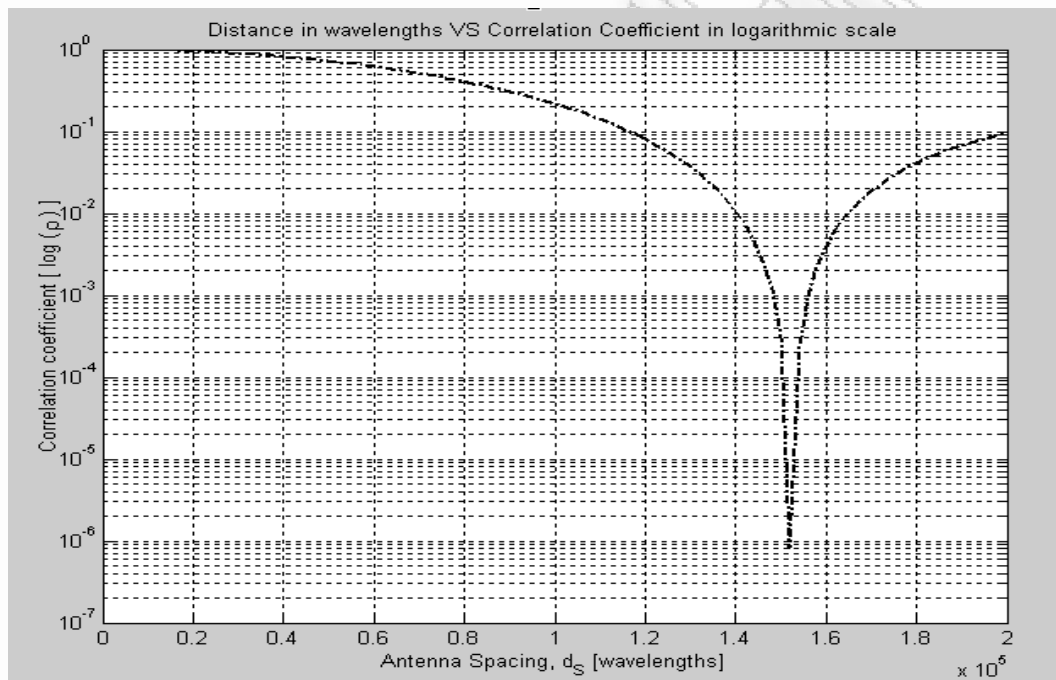
Στην ενότητα αυτή προσομοιάζεται με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου Matlab ο διάυλος MIMO, λαμβάνοντας υπόψη την επίδραση του φαινομένου της χωρικής συσχέτισης. Αρχικά, χρησιμοποιείται η εξίσωση του Jakes και ως δεύτερη περίπτωση ένα γεωμετρικό μοντέλο που εκτιμά την απαιτούμενη διασπορά μεταξύ των στοιχειοκεραιών γεωστατικών δορυφόρων για να επιτευχθεί ασυσχέτιστος δορυφορικός διάυλος.

Η εξίσωση του Jakes εφαρμόζεται σε ένα περιβάλλον ύπαρξης 20 σκεδαστών με πιθανότητα πυκνότητας  $1.000 \text{ m}^2$  και εκφράζεται από τον παρακάτω τύπο [10]:

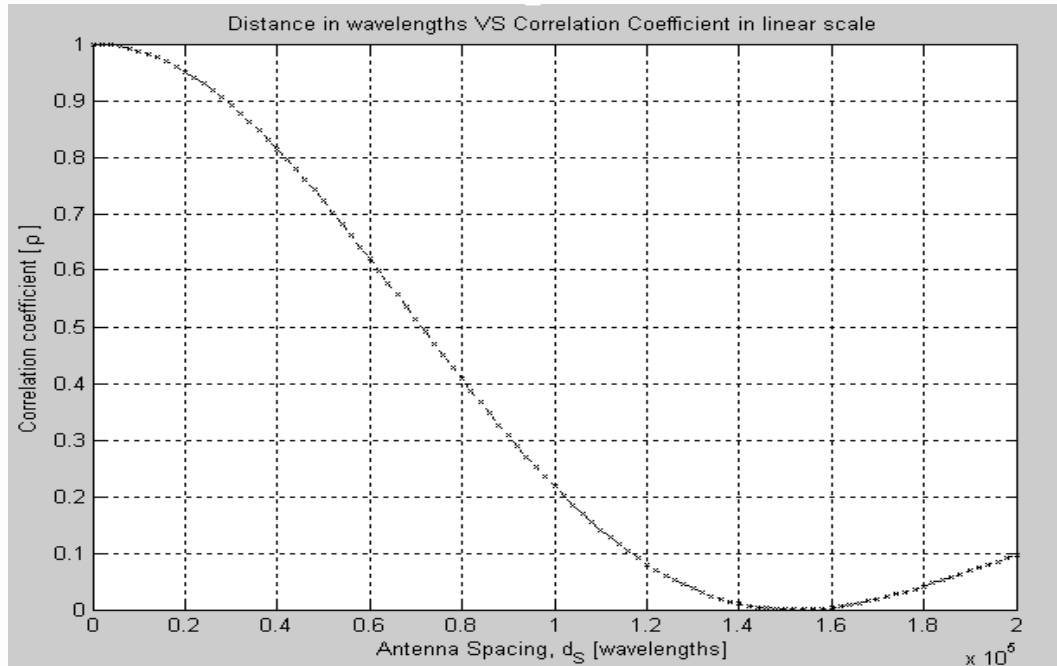
$$p = J_0^2 \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{r_s}{r} \sin \theta \right) J_0^2 \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \left( \frac{r_s}{r} \right)^2 \sqrt{1 - \frac{3}{4} \cos^2 \theta} \right) \quad (4.1)$$

όπου ο λόγος  $\frac{2\pi}{\lambda}$  είναι ο κυματαριθμός  $k$ ,  $J_0$  εκφράζει την Bessel function,  $r_s$  η ακτίνα σκέδασης (radius scattering) και  $\theta$ , ο προσανατολισμός των στοιχειοκεραιών του δορυφόρου.

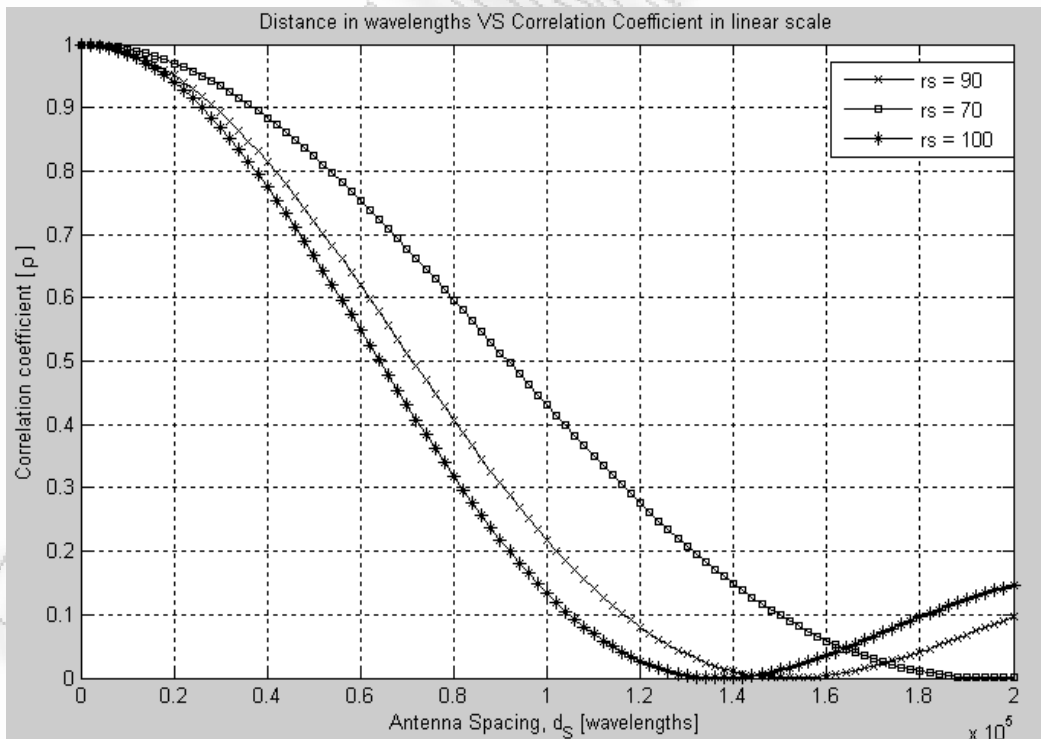
Εφαρμόζοντας την θεωρία του Jakes για  $r_s = 90 \text{ m}$  και συχνότητα  $f = 1.54 \text{ GHz}$  προκύπτει η παρακάτω γραφική παράσταση για την εξάρτηση του συντελεστή συσχέτισης από την απόσταση δυο δορυφόρων [6].



**Σχήμα 4.4:** Συντελεστής συσχέτισης δορυφορικού διαύλου Antenna Spacing.



**Σχήμα 4.5:** Συντελεστής συσχέτισης δορυφορικού διαύλου με το Antenna Separation.



**Σχήμα 4.6:** Συντελεστής συσχέτισης δορυφορικού διαύλου με το Satellite Antenna Separation για διαφορετικές τιμές  $r_s$ .

Απο τις παραπάνω γραφικές παραστάσεις συμπεραίνουμε ότι για να επιτευχθεί όσο το δυνατό χαμηλότερος συντελεστής συσχέτισης πρέπει οι δορυφόροι να βρίσκονται σε απόσταση  $1.510^5(\text{wavelengths})=30\text{km}$  για συχνότητα  $f=1.54\text{ GHz}$  [6]. Ακόμη, στο Σχήμα 4.6 παρατηρείται ότι ο συντελεστής συσχέτισης αυξάνει καθώς μικραίνει η ακτίνα σκέδασης.

#### 4.4.2. Απόσταση δορυφόρων (Στοχαστικό-Γεωμετρικό Μοντέλο)

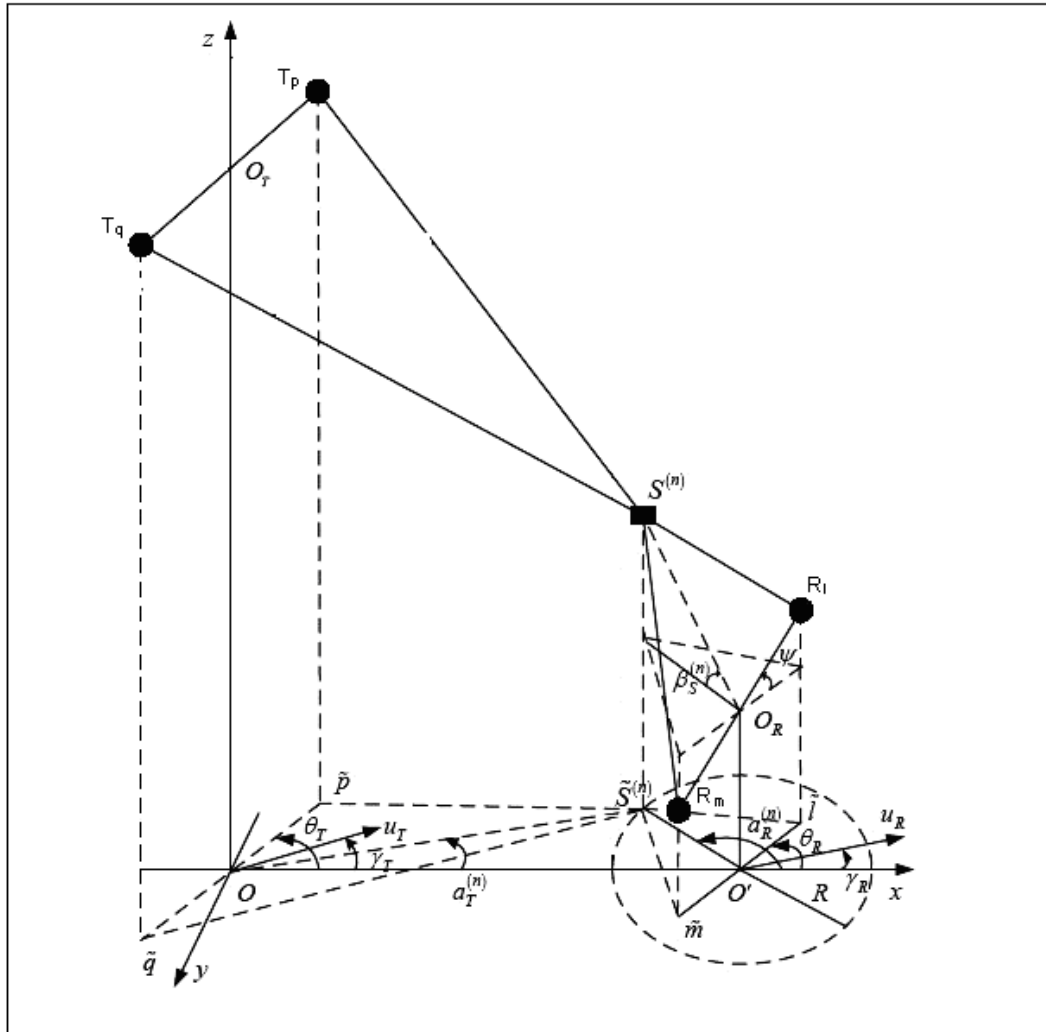
Το στοχαστικό-γεωμετρικό μοντέλο που χρησιμοποιείται παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.7 και Σχήμα 4.8, όπου απεικονίζονται η LOS συνιστώσα και τα NLOS μονοπάτια για ένα 3D μοντέλο ενός  $2\times 2$  MIMO διαύλου με  $L_{sat}=L_{TMS}=2$  στοιχειοκεραίες. Το σύστημα αυτό χρησιμοποιεί κεραία της οποίας τα στοιχεία είναι τοποθετημένα γραμμικά πάνω σε έναν άξονα, ULAs κεραίες (Ομοιόμορφες Γραμμικές Στοιχειοκεραίες, Uniform Linear Array antennas).

Είκοσι σκεδαστές τοποθετούνται τυχαία γύρω από το κέντρο της συστοιχίας με την κάθε διάσταση να ακολουθεί την κατανομή Laplace. Τυπικές πυκνότητες εκτιμώνται έτσι ώστε να είναι ένα δέντρο ή ένα κτίριο ανά  $1.000\text{ m}^2$  [10], [6]. Οι σκεδαστές συμβολίζονται ως  $S^{(n)}$  και οι angle of arrival (AoA) και angle of departure (AoD) ως  $a_T^{(n)}$  και  $a_R^{(n)}$  αντίστοιχα.

Λαμβάνοντας υπόψη την καμπυλότητα της γης, θεωρούμε ότι η απόσταση μεταξύ του δέκτη και της προβολής του πομπού δίνεται από τον τύπο  $D_{OO'} = R \left( \arccos \left( \frac{R}{R+H} \cos(\beta_{sat}) \right) - (\beta_{sat}) \right)$ , όπου  $R=6378.1\text{ km}$  είναι η μέση ακτίνα της γης,  $H=35.678\text{ km}$  η δορυφορική τροχιά γεωστατικού δορυφόρου και  $\beta_{sat}=70^0$  είναι η γωνία ανύψωσης (satellite elevation angle) μεταξύ του δορυφόρου και του κινητού τερματικού. Λόγω των συνθηκών τοπικής σκέδασης (local scattering), η ακτίνα  $R_s$  (radius scattering) είναι πολύ μικρότερη από την απόσταση  $D_{OO'}$ , δηλαδή  $R_s \ll D_{OO'}$ . Η απόσταση μεταξύ δυο στοιχειοκεραιών του δορυφόρου και του κινητού τερματικού χαρακτηρίζεται ως  $\delta_T$  και  $\delta_R$ ,







**Σχήμα 4.8:** Γεωμετρικό μοντέλο αναπαράστασης πολυδιαδρομικών συνιστωσών του δορυφορικού MIMO(2x2) διαύλου.

Με βάση το αναφερόμενο 3D μοντέλο, η κρουστική απόκριση  $h_{T_p R_i}(t)$  του διαύλου για την ζεύξη  $T_p - R_i$  ισούται με την υπέρθεση των κρουστικών αποκρίσεων  $h_{LOS}(t)$ ,  $h_{NLOS}(t)$  και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$h_{T_p R_i}(t) = h_{LOS}(t) + h_{NLOS}(t) \quad (4.2)$$

Ο αριθμός των σκεδαστών είναι  $N$ . Η κρουστική απόκριση  $h_{NLOS}$  ακολουθεί την κατανομή Rayleigh. Οι κρουστικές αποκρίσεις των  $h_{LOS}(t)$  και  $h_{NLOS}(t)$  δίνονται από τις σχέσεις:

$$h_{LOS}(t) = \sqrt{\frac{K_{T_p R_l} \Omega_{T_p R_l}}{K_{T_p R_l} + 1}} e^{j2\pi t f_{T,\max} \cos(\pi - \alpha_{LOS} - \gamma_T)} e^{j2\pi t f_{R,\max} \cos(\alpha_{LOS} - \gamma_R) - j\frac{2\pi}{\lambda}(D_{T_p R_l})} \quad (4.3)$$

$$h_{NLOS}(t) = \sqrt{\frac{\Omega_{T_p R_l}}{K_{T_p R_l} + 1}} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\varphi^{(n)} - j\frac{2\pi}{\lambda}(D_{T_p S} - D_{SR_l})} \quad (4.4)$$

όπου  $K$  ο παράγοντας Rice και  $\Omega$  είναι η ισχύς της ζεύξης  $(T_p - R_l)$ . Οι αποστάσεις  $D_{T_p R_l}$ ,  $D_{T_p S}$  και  $D_{R_l S}$  εκφράζονται ως:

$$\begin{aligned} D_{T_p R_l} &\approx \frac{H}{\sin \beta_{sat}} \frac{\delta_T \cos \theta_T - \delta_R \cos(a_{LOS} - \theta_R) \cos \psi}{2 \cos \beta_{sat}} \\ D_{T_p S} &\approx \frac{H}{\sin \beta_{sat}} \frac{\delta_T \cos \theta_T - \delta_R \Delta \sin \cos \theta_T \sin a_R}{2 \cos \beta_{sat}} \\ D_{R_l S} &\approx \frac{R}{\cos \beta_s} - 0.5 \delta_R \sin \psi \sin \beta_s - \cos 0.5 \delta_R \cos \psi \cos \beta_s \cos \theta_R \cos a_R \\ &\quad - 0.5 \delta_R \cos \psi \cos \beta_s \sin \theta_R \sin a_R \end{aligned} \quad (4.5)$$

όπου  $\Delta \approx \arcsin(R_s / D_{OO'}) \approx R_s / D_{OO'}$ , η διασπορά γωνίας των σημάτων που φθάνουν στο δέκτη.

Η χωρο-χρονική συνάρτηση συσχέτισης (space-time correlation function) της NLOS συνιστώσας υπολογίζεται από τον τύπο:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{NLOS}(\delta_T, \delta_R, \tau) &= E[h_{NLOS}(t)h_{NLOS}(t+\tau)] \\ &= \sqrt{\frac{1}{K_{T_p R_l} + 1}} \sqrt{\frac{1}{K_{T_q R_m} + 1}} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N E \left[ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(D_{T_p S} - D_{SR_l} - D_{SR_m})} \right. \\ &= e^{j2\pi t f_{T,\max}(D_{OO'} \sin \gamma_T - \sin \alpha_R - \cos \gamma_T)} e^{j2\pi t f_{R,\max} \cos(\alpha_R - \gamma_R)} \left. \right] \Leftrightarrow \\ \mathbf{R}_{NLOS}(\delta_T, \delta_R, \tau) &= \sqrt{\frac{1}{K_{T_p R_l} + 1}} \sqrt{\frac{1}{K_{T_q R_m} + 1}} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N E \left[ e^{j2\pi t f_{T,\max}(\Delta \sin \gamma_T \sin \alpha_R + \cos \gamma_T)} \right. \\ &= e^{j2\pi t f_{R,\max} \cos(\alpha_R - \gamma_T)} e^{j\frac{2\pi \delta_T \cos \theta_T}{\lambda \cos \beta_{SAT}}} e^{j\frac{2\pi \delta_T \Delta \sin \theta_T \sin \alpha_R}{\lambda \cos \beta_{SAT}}} e^{j\frac{2\pi \delta_R \sin \psi \sin \beta_S}{\lambda}} \\ &= e^{j\frac{2\pi \delta_R \cos \psi \cos \beta_S \cos \theta_R \cos \alpha_R}{\lambda}} e^{j\frac{2\pi \delta_R \cos \psi \cos \beta_S \sin \theta_R \sin \alpha_R}{\lambda}} \left. \right] \end{aligned} \quad (4.6)$$

Οι συνιστώσες που προέρχονται από την πολυδιαδρομική διάδοση και λαμβάνονται στο κάθετο επίπεδο από τα στοιχεία της κεραίας ακολουθούν την Von Mises κατανομή, ενώ η γωνία ανύψωσης σκεδαστών την Parson's κατανομή. Στον παραπάνω τύπο οι τιμές  $a_R^{(n)}$  και  $\beta_s^{(n)}$  αντικαθίστανται με τις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας (pdf)  $f(a_R)$  και  $f(\beta_s)$  αντίστοιχα και εκφράζονται από τους τύπους:

$$f(a_R) = \frac{1}{2\pi I_0(k)} e^{k \cos(a_R - \mu)}, \quad -\pi \leq a_R \leq \pi \quad (4.7)$$

$$f(\beta_s) = \frac{\pi}{4\beta_{s,\max}} \cos\left(\frac{\beta_s}{\beta_{s,\max}}\right), \quad \beta_s \leq \beta_{s,\max} \leq \frac{\pi}{2} \quad (4.8)$$

Στην περίπτωση του ισοτροπικού περιβάλλοντος σκέδασης (isotropic scattering,  $k=0$ ) η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της Von Mises κατανομής ισούται με  $f(a_R) = 1/2\pi$ .

Εν συνεχεία, η σχέση διαμορφώνεται στην παρακάτω:

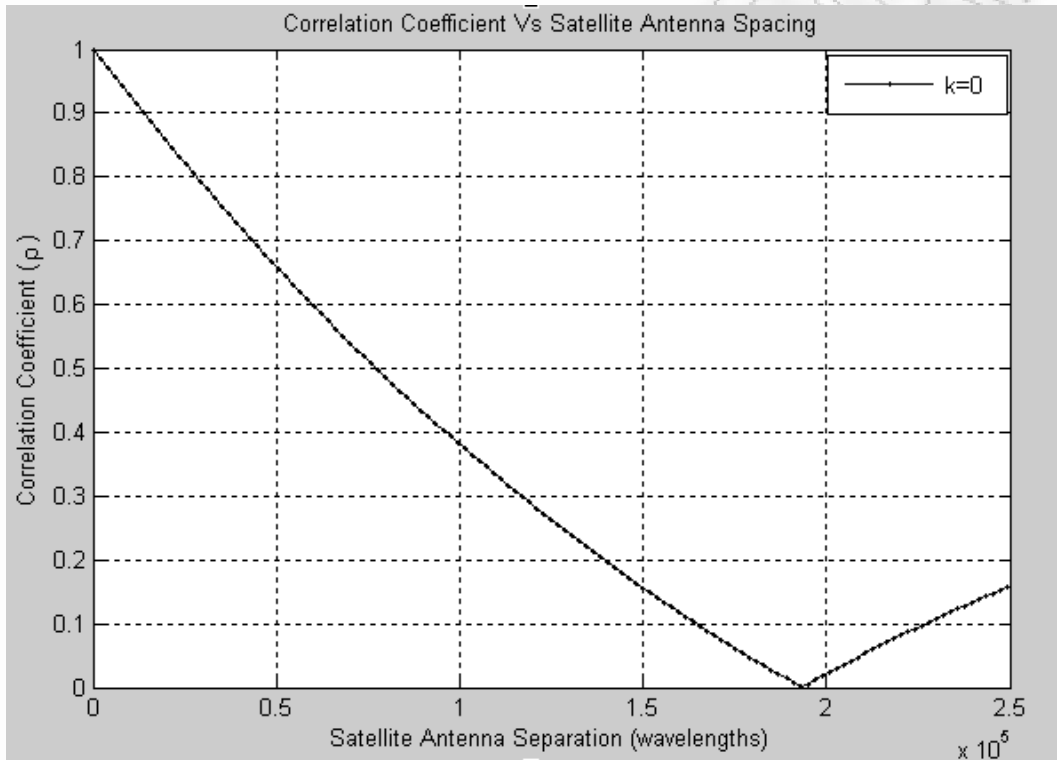
$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{NLOS}(\delta_T, \delta_R, \tau) &= \sqrt{\frac{1}{K_{T_p R_l} + 1}} \sqrt{\frac{1}{K_{T_q R_m} + 1}} \frac{ce^d}{2I_0(k)} \\ &= \int_{-\beta_{s,\max}}^{\beta_{s,\max}} \cos(\beta_s c) e^{f \sin \beta_s} I_0(\sqrt{a^2 + b^2}) d\beta_s \end{aligned} \quad (4.9)$$

όπου

$$\begin{aligned} a &= -j2\pi\tau f_{R,\max} \sin \gamma_R - j2\pi\tau f_{T,\max} \Delta \sin \gamma_T \\ &= +j \frac{2\pi\delta_T \sin \gamma_T}{\lambda \cos \beta_{sat}} j \frac{2\pi}{\lambda} \cos \psi \cos \beta_s \sin \theta_R + k \sin \mu \\ b &= -j2\pi\tau f_{R,\max} \cos \gamma_R - j \frac{2\pi}{\lambda} \cos \psi \cos \beta_s \cos \theta_R + k \cos \mu \\ c &= \frac{\pi}{2\beta_{s,\max}} \\ d &= j \frac{2\pi\delta_T \cos \theta_T}{\lambda \cos \beta_{sat}} - j2\pi\tau f_{T,\max} \cos \gamma_T \\ f &= j \frac{2\pi}{\lambda} \delta_R \sin \psi \end{aligned} \quad (4.10)$$

Για τον υπολογισμό της απαιτούμενης απόστασης των στοιχειοκεραίων με σκοπό την επίτευξη ενός ασυσχέτιστου MIMO δορυφορικού διαύλου τέθηκε η

τιμή του Rice factor ίση με μηδέν, δηλαδή  $K_{T_p R_l} = 0$ . Θεωρώντας τις παραμέτρους  $\psi = 0^0$ ,  $\beta_{s,max} = 45^0$ ,  $\tau = 0$  και  $\theta_T = \theta_R = 90^0$ , η ζητούμενη απόσταση φαίνεται στη παρακάτω γραφική παράσταση, η οποία αναπαριστά την σχέση του συντελεστή συσχέτισης συναρτήσει της απόστασης των στοιχειοκεραιών του δορυφόρου.



**Σχήμα 4.9:** Συντελεστής συσχέτισης δορυφορικού διαύλου ( $n_{Sat} = 2$ ) και ( $n_{TM\Sigma} = 1$ ) σε σχέση με το Satellite Antenna Separation.

Στο Σχήμα 4.9, ο συντελεστής συσχέτισης ελαττώνεται με την αύξηση της απόστασης των κεραιών. Ακόμη παρατηρούμε ότι σε συχνότητα  $f = 1.54 \text{ GHz}$  και υποθέτοντας isotropic scattering περιβάλλον ( $k = 0$ ) οι κεραιές του δορυφορικού συστήματος απαιτούν μια απόσταση  $1.910^5 = 37 \text{ km}$  για να επιτύχουμε ασυσχέτιστο MIMO δορυφορικό δίαυλο.

### 4.4.3. Χωρητικότητα LMS-MIMO διαύλου

Στην παράγραφο αυτή οι προσομοιώσεις έχουν ως σκοπό τη μελέτη της συμπεριφοράς της χωρητικότητας ενός LMS-MIMO διαύλου σε σχέση με διάφορους παράγοντες όπως η απόσταση δυο δορυφόρων, καθώς επίσης και η ισχύς που εκπέμπεται. Οι προσομοιώσεις έχουν ως σκοπό την εκτίμηση της χωρητικότητας του υπό εξέταση διαύλου (Rayleigh ή Rice διάυλος). Επειδή ο διάυλος είναι τυχαία μεταβαλλόμενος, η χωρητικότητα του διαύλου είναι και αυτή τυχαία μεταβλητή και αποτελεί την εργοδική χωρητικότητα του MIMO διαύλου, η οποία δίνεται από τη σχέση :

$$C = E \left\{ \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \right\} \quad (4.11)$$

όπου το  $\det$  συμβολίζει την ορίζουσα πίνακα,  $\mathbf{I}_{M_R}$  είναι ο μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων  $M_R \times M_R$ ,  $\mathbf{H}$  είναι ο πίνακας του διαύλου διαστάσεων  $M_R \times M_T$  και ο  $\mathbf{H}^H$  είναι ο ανάστροφος συζυγής ή ερμιτιανός του. Ο πίνακας  $\mathbf{H}$  που περιγράφει το δίαυλο MIMO δίνεται από το άθροισμα δύο συνιστωσών. Η πρώτη συνιστώσα περιγράφει το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης (NLOS) και η δεύτερη την ύπαρξη συνιστώσας LOS και δίνεται από τη σχέση:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{NLOS} \quad (4.12)$$

Ο πίνακας  $\mathbf{H}_{LOS}$  γράφεται στη μορφή:

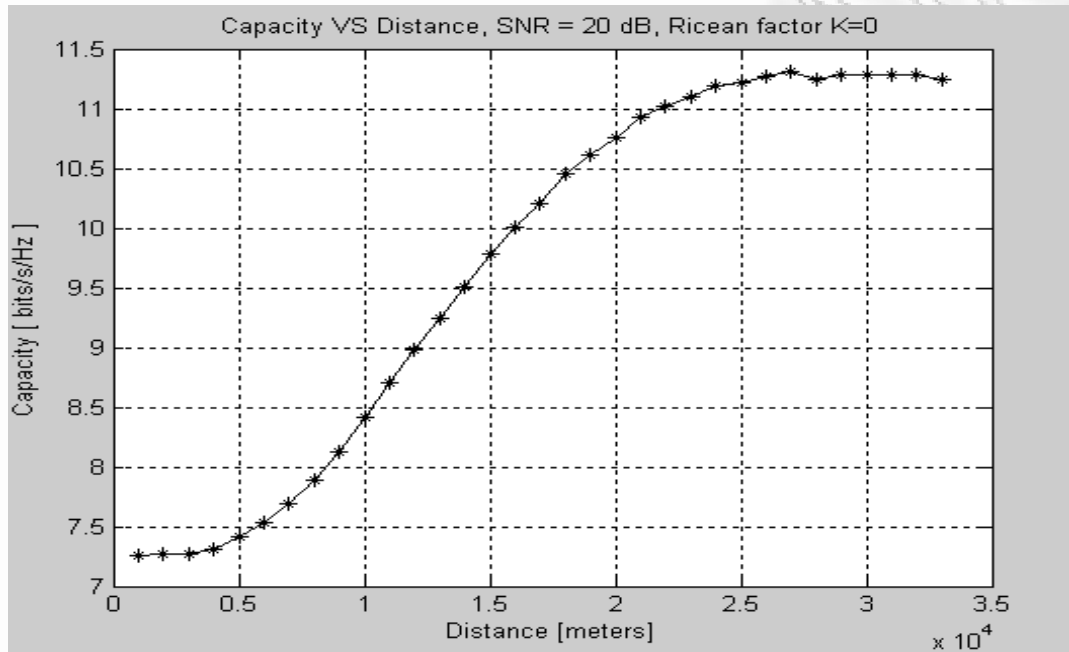
$$\mathbf{H}_{LOS} = \begin{bmatrix} h_{11,LOS} & h_{12,LOS} & \cdots & h_{1M_T,LOS} \\ h_{21,LOS} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_{M_R1,LOS} & \cdots & & h_{M_R M_T,LOS} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

όπου  $h_{ij,LOS} = e^{-j2\pi d(i,j)/\lambda}$  αποτελεί τα μιγαδικά κέρδη μεταξύ του στοιχείου εκπομπής  $i \in \{1 \cdots M_T\}$  και του στοιχείου λήψης  $i \in \{1 \cdots M_R\}$ .

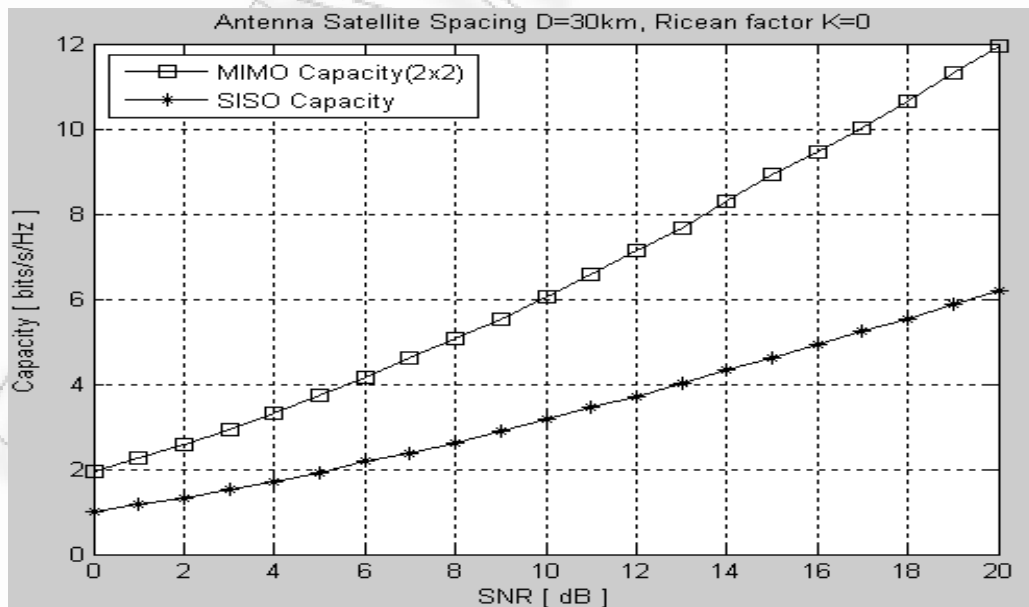
Ο πίνακας  $\mathbf{H}_{NLOS}$  των πολυδιαδρομικών συνιστωσών γράφεται στην μορφή:

$$\mathbf{H}_{NLOS} = \mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_R^{1/2} \quad (4.14)$$

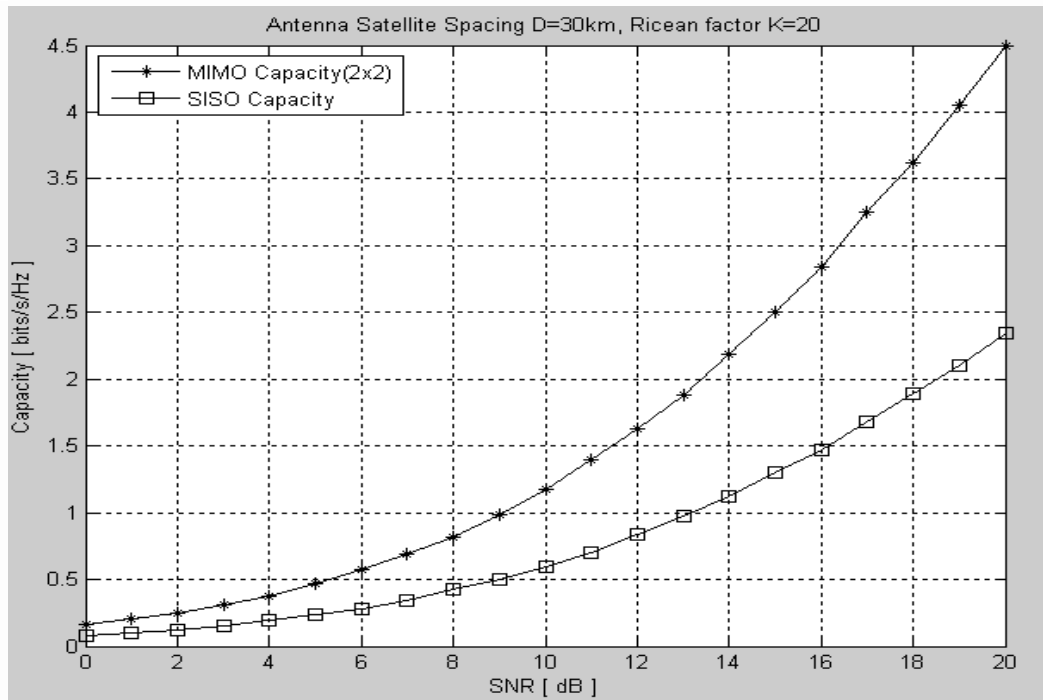
όπου οι πίνακες μεταβλητότητας  $\mathbf{R}_T$  και  $\mathbf{R}_R$  του πομπού και δέκτη δίνονται στις σχέσεις (3.35) και (3.36), αντίστοιχα.



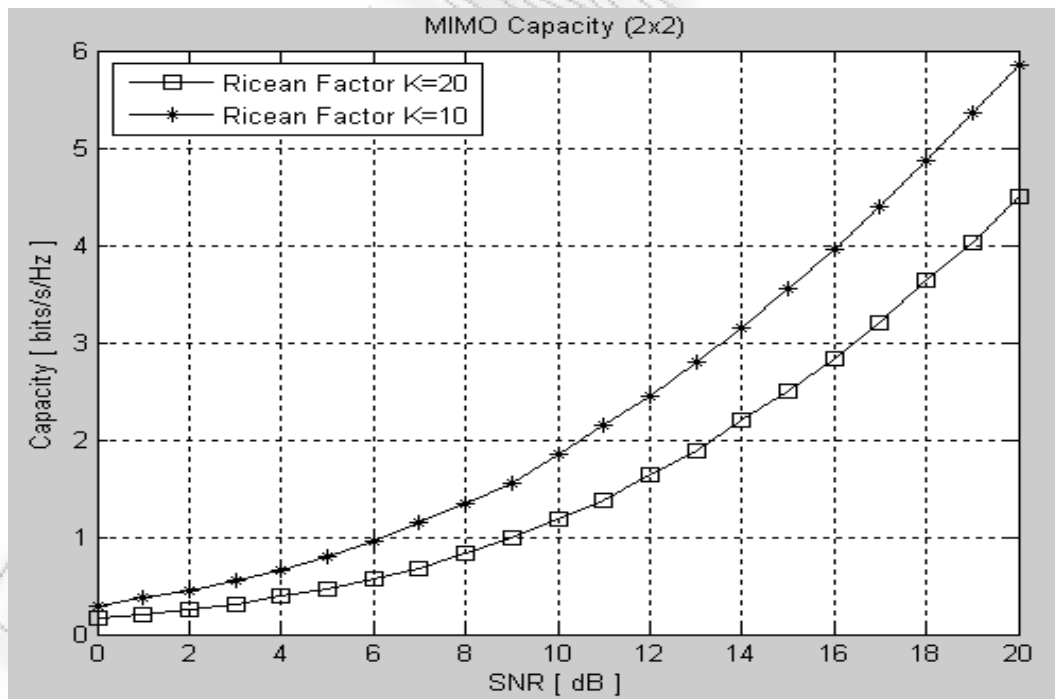
**Σχήμα 4.10:** Χωρητικότητα δορυφορικού διαύλου MIMO (2x2) σε σχέση με τη θέση των δυο δορυφόρων.



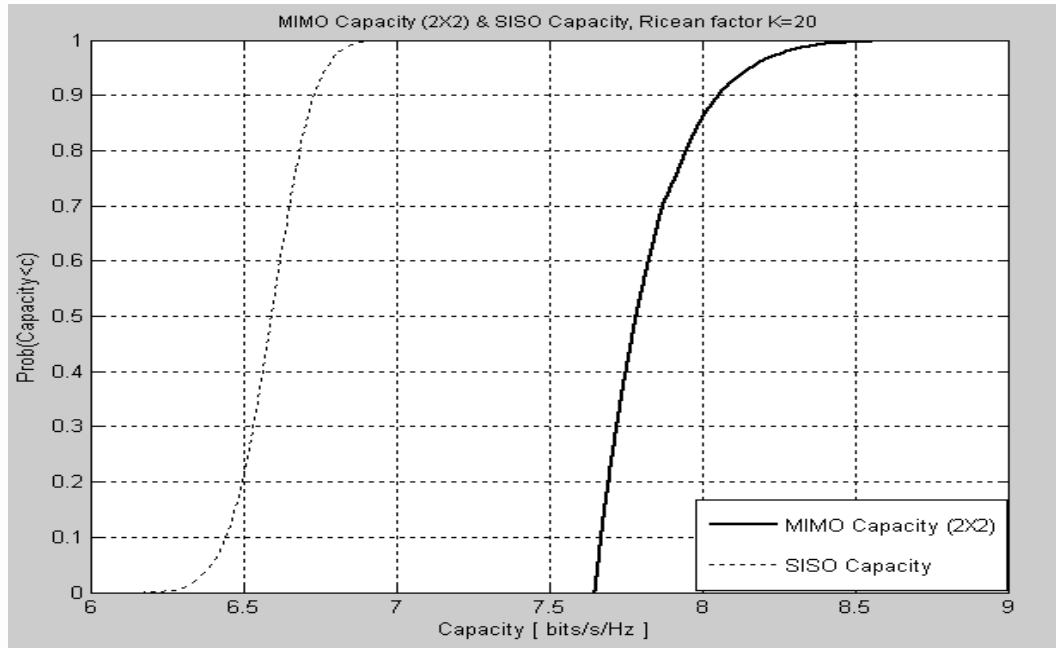
**Σχήμα 4.11:** Χωρητικότητα δορυφορικού Rayleigh διαύλου MIMO (2x2) σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο.



**Σχήμα 4.12:** Χωρητικότητα δορυφορικού Rice διαύλου MIMO(2x2) και SISO σε σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο.



**Σχήμα 4.13:** Χωρητικότητα δορυφορικού Rice διαύλου MIMO(2x2) με διάφορες τιμές  $K$ .



**Σχήμα 4.14:** CDF Χωρητικότητα δορυφορικού Ricean διαύλου MIMO(2x2) και SISO σε σχέση με την ισχύ του συστήματος με βάση το γεωμετρικό μοντέλο.

Με βάση τις παραπάνω γραφικές παραστάσεις η χωρητικότητα του διαύλου MIMO-LMS για όλες τις περιπτώσεις που εξετάστηκαν είναι μεγαλύτερη της αντίστοιχης χωρητικότητας του διαύλου SISO-LMS, γεγονός που υποδεικνύει την πιθανότητα σημαντικού κέρδους χωρητικότητας που μπορεί να προσφέρει η τεχνολογία MIMO στις δορυφορικές επικοινωνίες. Πιο συγκεκριμένα, η χωρητικότητα του διαύλου αυξάνεται με την αύξηση των αποστάσεων μεταξύ των δορυφόρων που αποτελούν το MIMO σύστημα. Ακριβώς, η ίδια συμπεριφορά παρατηρείται με την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου και φαίνεται στο Σχήμα 4.11. Στην περίπτωση του Rayleigh διαύλου, η χωρητικότητα του συστήματος MIMO(2x2) ισούται με 11.5 (*bits/s/Hz*) όταν η τιμή του SNR ανέρχεται σε 20dB. Σε αντίθεση με την χωρητικότητα του SISO-LMS διαύλου που ισούται με 6.1 (*bits/s/Hz*). Όταν χρησιμοποιείται ο Rice διάυλος η χωρητικότητα του συστήματος MIMO(2x2) ισούται με 4.5 (*bits/s/Hz*) όταν η τιμή του SNR ανέρχεται σε 20dB και η τιμή του παράγοντα Rice είναι  $K = 20$  dB, ενώ στην περίπτωση του SISO-LMS η χωρητικότητα του διαύλου ισούται με 2.2 (*bits/s/Hz*).



Από το Σχήμα 4.13 παρατηρούμε ότι η χωρητικότητα του διαύλου βελτιώνεται καθώς μειώνεται ο συντελεστής  $K$ , διαφορετικά, η χωρητικότητα βελτιώνεται όσο πιο εξασθενημένη εμφανίζεται στο δέκτη η επικρατούσα συνιστώσα. Το αποτέλεσμα αυτό είναι αναμενόμενο, δεδομένου ότι η συνιστώσα οπτικής επαφής προκαλεί αύξηση του δείκτη συσχέτισης των σημάτων που λαμβάνει το κάθε στοιχείο της κεραίας του δέκτη. Όταν το Rice factor ισούται με  $K = 20dB$ , το capacity του MIMO διαύλου με  $2.2 (bits/s/Hz)$ , ενώ όταν παίρνει την τιμή  $K = 10 dB$  η χωρητικότητα του συστήματος βελτιώνεται σημαντικά και ισούται με  $3.2 (bits/s/Hz)$ .

#### 4.5. Πόλωση MIMO διαύλου στα Κινητά Δορυφορικά Συστήματα Επικοινωνιών

Κατά την διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος, οι σκεδαστές που υπάρχουν στο χώρο του δέκτη, προκαλούν εκτός από εξασθένιση, και αποπόλωση του σήματος. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα μέρος του ληφθέντος σήματος να βρίσκεται σε διαφορετική πόλωση από την πόλωση εκπομπής. Στην περίπτωση λοιπόν που οι κεραίες εκπομπής και λήψης είναι όμοια πολωμένες, το τμήμα του συνολικού σήματος που υπέστη αποπόλωση δεν λαμβάνεται από το δέκτη. Ως λύση του προβλήματος θεωρείται η χρησιμοποίηση περισσότερων της μιας πολώσεων στις κεραίες είτε του πομπού είτε του δέκτη είτε και των δύο.

Για την ποσοτική περιγραφή της αποπόλωσης του σήματος θεωρούμε ότι ο πομπός εκπέμπει ταυτόχρονα δυο σήματα με μεταξύ τους κάθετες πολώσεις. Ο πίνακας πόλωσης του MIMO διαύλου εκφράζεται από τη σχέση:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{ww} & x_{wq} \\ x_{qw} & x_{qq} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

όπου οι δείκτες  $w$  και  $q$  συμβολίζουν τις δύο ορθογώνιες πολώσεις χρησιμοποιώντας είτε το σχήμα  $0/90^\circ$ , είτε το σχήμα  $\pm 45^\circ$ . Το στοιχείο  $x_{ij}$  είναι το μιγαδικό κέρδος του διαύλου για το σήμα που εκπέμπεται κατά την πόλωση  $j$

και λαμβάνεται κατά την πόλωση  $i$ . Θεωρώντας ως  $p_{ij} = E \left[ |x_{ij}|^2 \right]$  το κέρδος ισχύος ορίζουμε τις έννοιες:

- Διασταύρωση πόλωσης (Cross-Polar Ratio, XPR) [32]

$$XPR_{tw} = \frac{P_{ww}}{P_{wq}} \quad XPR_{tq} = \frac{P_{qq}}{P_{qw}} \quad (4.16\alpha)$$

$$XPR_{rw} = \frac{P_{ww}}{P_{qw}} \quad XPR_{rq} = \frac{P_{qq}}{P_{wq}} \quad (4.16\beta)$$

- Απομόνωση διασταύρωσης πόλωσης (Cross-Polar Isolation, XPI) [33]

$$XPI_{tw} = \frac{P_{tw}}{P_{tq}} \quad XPI_{tq} = \frac{P_{tq}}{P_{tw}} \quad (4.17\alpha)$$

$$XPI_{rw} = \frac{P_{rw}}{P_{rq}} \quad XPI_{rq} = \frac{P_{rq}}{P_{rw}} \quad (4.17\beta)$$

Η σχέση (4.17) εκφράζει το λόγο της ισχύος που εκπέμπεται από την κεραία στην επιθυμητή πόλωση προς την ισχύ που εκπέμπεται στην ορθογώνια προς αυτήν ανεπιθύμητη πόλωση.

- Διαχωρισμός λόγω ορθοκανονικής πόλωσης (Cross-Polar Discrimination, XPD) εκφράζει την ποσοτική θεώρηση του μεγέθους της αποπόλωσης της ζεύξης και δίνεται από την σχέση [33]:

$$XPD_w^{-1} = XPI_{tw}^{-1} + XPI_{rw}^{-1} + XPR_{tw}^{-1} \quad (4.18\alpha)$$

$$XPD_q^{-1} = XPI_{tq}^{-1} + XPI_{rq}^{-1} + XPR_{tq}^{-1} \quad (4.18\beta)$$

Ο παράγοντας XPD (Cross-Polar Discrimination) ορίζεται ως ο λόγος της λαμβανόμενης ισχύος κατά την επιθυμητή πόλωση προς την παρεμβαλλόμενη ισχύ από την ορθογώνια πόλωση.

- Ομοπολικός λόγος (Co-Polar Ratio, CPR)[32]

$$CPR_w = \frac{P_{ww}}{P_{qq}} \quad CPR_q = \frac{P_{qq}}{P_{ww}} \quad (4.19)$$

Η παραπάνω σχέση εκφράζει το κέρδος ισχύος μεταξύ μιας κεραίας εκπομπής και μιας κεραίας λήψης ίδιας πόλωσης προς το αντίστοιχο κέρδος ισχύος της ορθογώνιας πόλωσης.

- Συνδιακύμανση διασταύρωσης πόλωσης (Cross-Polar Correlation, XPC)

$$XPC_t = E \left[ x_{vw} x_{wq}^* \right] = E \left[ x_{qq} x_{qw}^* \right] \quad (4.20\alpha)$$

$$XPC_r = E \left[ x_{vw} x_{wq}^* \right] = E \left[ x_{qq} x_{qw}^* \right] \quad (4.20\beta)$$

- Πίνακας απομόνωσης πόλωσης κεραίας

Ο πίνακας απομόνωσης πόλωσης κεραίας για την περίπτωση της εκπομπής και λήψης δίνεται από τις αντίστοιχες σχέσεις [28]:

$$\mathbf{M}_t = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{\sqrt{XPI_t}} \\ \frac{1}{\sqrt{XPI_t}} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.21\alpha)$$

$$\mathbf{M}_r = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{\sqrt{XPI_r}} \\ \frac{1}{\sqrt{XPI_r}} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.21\beta)$$

Για οποιοδήποτε σχήμα διπλής πόλωσης η γενική έκφραση του πίνακα πόλωσης είναι:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{vv} \cos^2 \varphi + x_{hh} \cos^2 \varphi + (x_{vh} + x_{hv}) \cos \varphi \cos \varphi & (x_{vh} - x_{hv}) \cos \varphi \cos \varphi + x_{vh} \cos^2 \varphi - x_{hv} \sin^2 \varphi \\ (x_{vh} - x_{hv}) \cos \varphi \cos \varphi + x_{vh} \cos^2 \varphi - x_{hv} \sin^2 \varphi & x_{vv} \cos^2 \varphi + x_{hh} \cos^2 \varphi + (x_{vh} + x_{hv}) \cos \varphi \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

όπου η γωνία πόλωσης  $\varphi$  ορίζεται για γραμμικές κεραίες ως η γωνία που σχηματίζει το κάθετο στην επιφάνεια της γης επίπεδο με τον άξονα της κεραίας.

Στην περίπτωση του σχήματος  $0/90^\circ$  ( $\varphi = 0^\circ$ ), η κατακόρυφη πόλωση συμβολίζεται με v και η οριζόντια πόλωση με h. Η σχέση (4.22) γίνεται :

$$\mathbf{X}_{0/90^\circ} = \begin{bmatrix} x_{vv} & x_{vh} \\ x_{hv} & x_{hh} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Στην περίπτωση σχήματος  $\pm 45^\circ$  ( $\varphi = 45^\circ$ ), οι δυο κεραίες είναι πολωμένες σχηματίζοντας γωνία  $45^\circ$  και η σχέση (4.22) γίνεται:

$$\mathbf{X}_{\pm 45^\circ} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_{vv} + x_{hh} + x_{vh} + x_{hv} & x_{vv} - x_{hh} + x_{vh} - x_{hv} \\ x_{vv} - x_{hh} + x_{vh} - x_{hv} & x_{vv} + x_{hh} + x_{vh} + x_{hv} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Για την μοντελοποίηση του δορυφορικού LMS διαύλου, το σχήμα πόλωσης κεραιών που επιλέγεται είναι το σχήμα  $\pm 45^\circ$ , όπου στην πλευρά του πομπού και δέκτη υπάρχει μια δεξιόστροφα κυκλικά πολωμένη κεραία (Right Hand Circular Polarized, RHCP) και μία αριστερόστροφα κυκλικά πολωμένη κεραία (Left Hand Circular Polarized, LHCP). Το βασικό πλεονέκτημα του σχήματος αυτού πόλωσης είναι ότι ο διάυλος είναι συμμετρικός ως προς τις δύο πολώσεις. Το πρόβλημα της ασυμμετρίας του δορυφορικού διαύλου προκύπτει από το γεγονός ότι η απουσία σκεδαστών στο μεγαλύτερο τμήμα του δεν επιτρέπει στην κάθετη συνιστώσα NLOS του διαδιδόμενου κύματος να ευνοηθεί σε σχέση με την οριζόντια συνιστώσα στον ίδιο βαθμό, όπως συμβαίνει για τον επίγειο διάυλο όπου οι σκεδαστές είναι κατανομημένοι σε όλο του το εύρος. Στο σημείο αυτό αναφέρεται ότι οι μηχανισμοί τόσο της διάθλασης όσο και της σκέδασης του κύματος από κατακόρυφους τοίχους εξασθενούν περισσότερο το κύμα όταν αυτό διαδίδεται κατά την οριζόντια πόλωση παρά κατά την κατακόρυφη πόλωση, με αποτέλεσμα το κέρδος ισχύος του στοιχείου  $x_{vv}$  να είναι μεγαλύτερο από το κέρδος ισχύος του στοιχείου  $x_{hh}$ .

Συνεπώς, η κυριαρχία του στοιχείου  $x_{vv}$  στα στοιχεία του πίνακα της σχέσης (4.22) είναι λιγότερο έντονη σε δορυφορικό διάυλο σε σύγκριση με τον επίγειο ώστε η τιμή του XPC να προκύπτει μειωμένη.

#### **4.5.1. Μοντελοποίηση του δορυφορικού MIMO διαύλου διπλής πόλωσης**

Για την μοντελοποίηση του δορυφορικού MIMO(2X2) διαύλου θα χρησιμοποιηθεί το σχήμα  $\pm 45^\circ$  και θα εφαρμοστεί η κατανομή Loo με την προϋπόθεση ότι οι κεραιές λήψης και εκπομπής έχουν την ίδια πόλωση. Η διάδοση του σήματος από το δορυφόρο προς τον επίγειο δέκτη θα πραγματοποιείται μέσω των παρακάτω καταστάσεων:

- μέσω της απευθείας συνιστώσας
- μέσω της σκεδαζόμενης συνιστώσας

## Απευθείας Συνιστώσα

Όταν οι κεραιές εκπομπής και λήψης με κάθετες πολώσεις μεταξύ τους είναι εγκαταστημένες στο ίδιο σημείο, ο πίνακας του διαύλου MIMO διαστάσεων  $2 \times 2$  δίνεται από την σχέση:

$$\mathbf{\Theta} = \mathbf{M}_r \mathbf{X} \mathbf{M}_t = \begin{bmatrix} \theta_{ww} & \theta_{wq} \\ \theta_{qw} & \theta_{qq} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

όπου  $\theta_{ij}$  είναι μιγαδικοί αριθμοί.

Στην γενική περίπτωση όπου οι δυο κεραιές εκπομπής και λήψης με κάθετες πολώσεις μεταξύ τους δεν είναι εγκαταστημένες στο ίδιο σημείο, ορίζεται ο χωρικός πίνακας πόλωσης  $\mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi}$  και ο πίνακας του διαύλου  $\mathbf{H}_{x,a}$  δίνεται από την σχέση:

$$\mathbf{H}_{x,a} = \mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi} \square \mathbf{\Theta} \quad (4.26)$$

όπου  $\square$  συμβολίζει το γινόμενο Hadamard.

Στην περίπτωση που ο διάυλος διαθέτει μόνο την απευθείας συνιστώσα και ακολουθεί την Rice κατανομή, ο πίνακας που σχετίζονται με τον προσδιορισμό της σχέσης του πίνακα του διαύλου σημαίνονται με το σύμβολο «-». Στην περίπτωση αυτή ο πίνακας διαύλου δίνεται από τον πίνακα:

$$\bar{\mathbf{H}}_{x,a} = \bar{\mathbf{H}}_{(2 \times 2)}^{\Pi} \square \bar{\mathbf{\Theta}} \quad (4.27)$$

και ισχύει ότι:

$$\text{vec} \left( \left( \bar{\mathbf{H}}_{(2 \times 2)}^{\Pi} \right)^H \right) = 10^{\alpha/20} 10^{\Psi/20} \bar{\mathbf{C}}^{-1/2} \text{vec} \mathbf{H} \begin{pmatrix} H \\ w \end{pmatrix} \quad (4.28)$$

Ο πίνακας πόλωσης  $\bar{\mathbf{\Theta}}$  δίνεται από τη παρακάτω σχέση:

$$\bar{\mathbf{\Theta}} = \mathbf{M}_r \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_t \quad (4.29)$$

Θεωρώντας ότι τα κέρδη των κεραιών τόσο στην πλευρά εκπομπής όσο και στην πλευρά λήψης είναι σταθερά σε ένα γωνιακό εύρος ώστε όλες οι κεραιές λήψης να λαμβάνουν το σήμα της κάθε κεραιάς εκπομπής με το ίδιο γινόμενο κέρδους κεραιάς εκπομπής επί κέρδος κεραιάς λήψης, ο πίνακας  $\bar{\mathbf{H}}_{(2 \times 2)}^{\Pi}$  μετατρέπεται στην μορφή:

$$\bar{\mathbf{H}}_{(2 \times 2)}^{\Pi} = \mathbf{1}_{(2 \times 2)} \quad (4.30)$$

Ακόμη, επειδή η απουσία των σκεδαστών δεν επιτρέπει την στροφή της πόλωσης ενός σήματος ο πίνακας πόλωσης γράφεται ως:

$$\bar{\mathbf{X}} = \mathbf{I}_{(2 \times 2)} \quad (4.31)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις παραπάνω σχέσεις ο πίνακας διάυλου της LOS συνιστώσας γράφεται ως:

$$\bar{\mathbf{H}}_{x,a} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \mathbf{H}_{LOS} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \left[ \mathbf{1}_{(2 \times 2)} \otimes \mathbf{M}_r \mathbf{M}_t \right] \quad (4.32)$$

Επειδή η εξασθένηση που υφίσταται το απευθείας σήμα LOS λόγω σκίασης εμπεριέχει τυχαιότητα, η ισχύς που φθάνει στο δέκτη μέσω της απευθείας συνιστώσας  $P_{LOS}$  αποτελεί τυχαία μεταβλητή. Οι μεταβολές της περιβάλλουσας της απευθείας συνιστώσας ακολουθούν τη Lognormal κατανομή. Το κέρδος του διαύλου ακολουθεί την κανονική κατανομή με μέση τιμή  $\mu$ , τυπική απόκλιση  $\sqrt{\sigma^2}$  και τυχαία μεταβλητή  $h_{random}$  που ακολουθεί την κανονική κατανομή με  $\mu=0$  και  $\sqrt{\sigma^2}=1$  και δίνεται από τον τύπο:

$$h_{LOS} = \sqrt{P_{LOS}} = e^{\mu + \sqrt{\sigma^2} h_{random}} \quad (4.33)$$

Επειδή τα στοιχεία του πίνακα του διαύλου είναι κανονικοποιημένα ως προς την ισχύ λήψης, τα κέρδη ισχύος των στοιχείων του πίνακα  $\mathbf{M}_t$  που αφορούν τα διαγώνια στοιχεία του είναι ίσα με την ισχύ που εκπέμπεται από τις κεραιές εκπομπής στην πόλωση που τους αντιστοιχεί προς τη συνολική ισχύ που εκπέμπουν και στις δύο πολώσεις. Συνεπώς, για την κεραιά που εκπέμπει στην πόλωση  $w$ , το κέρδος ισχύος του πρώτου στοιχείου του πίνακα  $\mathbf{M}_t$  ισούται με τον παράγοντα  $p_{tw} / (p_{tw} + 1) = XPI_{tw} / (XPI_{tw} + 1)$ . Στην γενική περίπτωση, τα διαγώνια στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{M}_t$  και  $\mathbf{M}_r$  έχουν κέρδος ισχύος ίσο μεταξύ τους και το οποίο είναι  $XPI_t / (XPI_t + 1)$  και  $XPI_r / (XPI_r + 1)$ , αντίστοιχα [28].

Θεωρούμε ότι έχουμε τέλεια απομόνωση διασταύρωσης πόλωσης των κεραιών εκπομπής και λήψης με σκοπό το μη περιορισμό της τιμής της παραμέτρου  $\alpha$  από την αδυναμία των κεραιών να εκπέμπουν ή να λαμβάνουν

κατά την πόλωση στην οποία είναι προσανατολισμένες. Θεωρώντας ίδιες τις τιμές της απομόνωσης διασταύρωσης πόλωσης  $XPI$  τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη και ότι τα εμπόδια στα οποία οφείλεται η σκίαση δεν αποπολώνουν τις συνιστώσες του διαδομένου σήματος ώστε όταν  $XPR \rightarrow \infty$ , ο πίνακας πόλωσης  $\bar{\Theta}$  της σχέσης (4.29) μετατρέπεται στην μορφή  $\bar{\Theta} = \mathbf{M}_r$ .

Για τιμές  $XPI_t \rightarrow \infty$  και  $XPI_r \rightarrow \infty$ , το κέρδος του διαύλου που δίνεται στην σχέση (4.33) μεταξύ της κεραίας εκπομπής  $i$  και της κεραίας λήψης  $j$  πολλαπλασιάζεται με το μέγεθος  $\sqrt{XPI/(XPI+1)}$  όταν η κεραία λήψης  $j$  είναι προσανατολισμένη κατά την ίδια πόλωση με την κεραία εκπομπής  $i$ , ενώ πολλαπλασιάζεται με  $\sqrt{XPI/(XPI+1)}$  όταν η κεραία λήψης  $j$  είναι προσανατολισμένη κατά την κάθετη πόλωση της κεραία εκπομπής  $i$ . Η διαπίστωση αυτή οδηγεί στις σχέσεις:

$$E\left[|\bar{\theta}_{++}|^2\right] + E\left[|\bar{\theta}_{-+}|^2\right] = 1 \quad (4.34)$$

$$E\left[|\bar{\theta}_{--}|^2\right] + E\left[|\bar{\theta}_{+-}|^2\right] = 1 \quad (4.35)$$

όπου ο συμβολισμός «+» αναφέρεται σε κεραία δεξιόστροφα πολωμένη και συμβολισμός «-» αναφέρεται σε κεραία αριστερόστροφα πολωμένη.

Λαμβάνοντας υπόψη τις παραπάνω σχέσεις ο πίνακας πόλωσης  $\bar{\Theta}$  ισούται με:

$$\bar{\Theta} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\beta} & \sqrt{\beta} \\ \sqrt{\beta} & \sqrt{1-\beta} \end{bmatrix}, \text{ όπου } XPI = \frac{1-\beta}{\beta} \quad (4.36)$$

Οι τιμές του πίνακα συσχέτισης  $\bar{\mathbf{C}}$  για τα διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης με βάση τις μετρήσεις που έχουν γίνει είναι:

➤ Ανοικτό περιβάλλον

$$\bar{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.86 & 0.85 & 0.9 \\ 0.86 & 1 & 0.91 & 0.87 \\ 0.85 & 0.91 & 1 & 0.88 \\ 0.90 & 0.87 & 0.88 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

➤ Ημιαστικό περιβάλλον

$$\bar{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.76 & 0.76 & 0.83 \\ 0.76 & 1 & 0.83 & 0.75 \\ 0.76 & 0.83 & 1 & 0.78 \\ 0.83 & 0.75 & 0.78 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

➤ Αστικό περιβάλλον

$$\bar{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 1 & 0.86 & 0.86 & 0.92 \\ 0.86 & 1 & 0.89 & 0.85 \\ 0.86 & 0.89 & 1 & 0.93 \\ 0.92 & 0.85 & 0.93 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

### Σκεδαζόμενη Συνιστώσα

Ο πίνακας του διαύλου  $\mathbf{H}_{x,a}$  που αφορά τη σκεδαζόμενη συνιστώσα δίνεται από τη παρακάτω σχέση και οι πίνακες που υπεισέρχονται στη σχέση προσδιορισμού του πίνακα  $\mathbf{H}_{NLOS}$  των πολυδιαδρομικών συνιστωσών σημαίνονται με το σύμβολο « $\sim$ ».

$$\mathbf{H}_{x,a} = \mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi} \square \Theta \quad (4.40)$$

όπου  $\Theta = \mathbf{M}_r \mathbf{X} \mathbf{M}_t$

Ακόμη ισχύει ότι:

$$\text{vec} \left( \left( \mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi} \right)^H \right) = 10^{MP/20} \mathbf{R}^{1/2} \text{vec} \left( \mathbf{H}_w^H \right) \quad (4.41)$$

όπου ο πίνακας συνδιακύμανσης  $\mathbf{R}$  δίνεται από τον τύπο:

$$\bar{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} 1 & t^* & r^* & s_1^* \\ t & 1 & s_2^* & r \\ r & s_2 & 1 & t \\ s_1 & r^* & t^* & 1 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

όπου  $t$ ,  $t^*$  ο συντελεστής συνδιακύμανσης στον πομπό,  $r$ ,  $r^*$  ο συντελεστής συνδιακύμανσης στο δέκτη και  $s_1, s_2$  οι διαγώνιοι συντελεστές συνδιακύμανσης.



Ο χωρικός πίνακας πολώσεων  $\mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi}$  λόγω της (4.41) γράφεται στην μορφή:

$$\mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi} = 10^{MP/20} \begin{bmatrix} h_{w1} & h_{w2} \\ h_{w3} & h_{w4} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

όπου  $h_{wi}$  είναι τυχαίες μεταβλητές που ακολουθούν την κανονική κατανομή με  $\mu=0$  και  $\sqrt{\sigma^2}=1$ .

Ο πίνακας πόλωσης  $\mathbf{X}$ , λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (4.24) και το γεγονός ότι τα διαγώνια και μη διαγώνια στοιχεία του πίνακα του διαύλου είναι μεταξύ τους ίσα δίνεται από την μαθηματική σχέση:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-a} & \sqrt{a} \\ \sqrt{1-a} & \sqrt{a} \end{bmatrix} \square \begin{bmatrix} h_{1,random} & h_{2,random} \\ h_{2,random} & h_{1,random} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

όπου  $h_{1,random}$  και  $h_{2,random}$  είναι τυχαίες μεταβλητές που ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση.

Επίσης, έχουμε ότι:

$$E \left[ h_{1,random} h_{2,random}^* \right] = \frac{XPC}{\sqrt{a(1-a)}} \quad (4.45)$$

Για την ισχύ της σχέσης (4.44), υποθέτουμε ότι έχουμε τέλεια απομόνωση διασταύρωσης πόλωσης για τις κεραίες και ότι:

$$E \left[ |x_{++}|^2 \right] + E \left[ |x_{--}|^2 \right] = 1 \quad (4.46)$$

$$E \left[ |x_{+-}|^2 \right] + E \left[ |x_{-+}|^2 \right] = 1 \quad (4.47)$$

Σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις, το σήμα που εκπέμπεται στην κάθε πόλωση και του οποίου ένα ποσοστό έχει αποπολώσει ο δίαυλος θεωρείται ότι λαμβάνεται στις δυο μορφές πόλωσης από τις κεραίες του δέκτη με μέση ισχύ λήψης  $MP$  και ισχύει ότι  $XPR = 1 - a/a$ .

Λαμβάνοντας υπόψη τις πεπερασμένες τιμές της απομόνωσης διασταύρωσης πόλωσης  $XPI_{\uparrow}$  και  $XPI_{\downarrow}$ , ο πίνακας πόλωσης  $\Theta$  δίνεται από την μαθηματική σχέση:

$$\Theta = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\gamma} & \sqrt{\gamma} \\ \sqrt{1-\gamma} & \sqrt{\gamma} \end{bmatrix} \square \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{3,random} & \mathbf{h}_{4,random} \\ \mathbf{h}_{4,random} & \mathbf{h}_{3,random} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

όπου  $\mathbf{h}_{j,random}$  τυχαίες μεταβλητές που ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση. Ακόμη, η συνολική απομόνωση διασταύρωσης πόλωσης είναι  $XPD = 1 - \gamma / \gamma$ . Λόγω της ισότητας  $XPD^{-1} = XPI^{-1} + XPR^{-1}$  προκύπτει η σχέση:

$$\frac{\gamma}{1-\gamma} = \frac{\beta}{1-\beta} + \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (4.49)$$

Ο πίνακας του διαύλου της σχέσης (4.40) με βάση τις σχέσεις (4.44) και (4.48) γράφεται στη μορφή:

$$\mathbf{H}_{x,a} = 10^{MP/20} \mathbf{H}' \square \Theta'$$

$$\mathbf{H}_{x,a} = 10^{MP/20} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1w}\mathbf{h}_{3,random} & \mathbf{h}_{2w}\mathbf{h}_{4,random} \\ \mathbf{h}_{3w}\mathbf{h}_{4,random} & \mathbf{h}_{4w}\mathbf{h}_{3,random} \end{bmatrix} \square \begin{bmatrix} \sqrt{1-\gamma} & \sqrt{\gamma} \\ \sqrt{1-\gamma} & \sqrt{\gamma} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Επειδή τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi}$  και  $\Theta$  είναι μεταξύ του ασυσχέτιστα οδηγεί στο συμπέρασμα ότι οι συσχετίσεις των στοιχείων του πίνακα  $\mathbf{H}'$  είναι ίσες με το γινόμενο των αντίστοιχων συσχετίσεων των πινάκων  $\mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi}$  και  $\Theta$ , συμβολίζονται ως  $t_c, s_{1c}, s_{2c}$  και δίνονται από τις παρακάτω μαθηματικές σχέσεις:

$$t_c = t \cdot \theta_c, r_c = r \cdot \theta_c, s_{1,c} = s_1, s_{2,c} = s_2 \quad (4.51)$$

Σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι το σύστημα διπλής πόλωσης με μικρότερες τιμές συσχέτισης κατά παράγοντα  $\theta_c \leq 1$  τόσο στην πλευρά εκπομπής όσο και στην πλευρά λήψης. Η αποσυσχέτιση των σημάτων τόσο στην εκπομπή όσο και στην λήψη καθιστά τα συστήματα διπλής πόλωσης πλεονεκτικά σε σχέση με τα συστήματα απλής πόλωσης.

Ο πίνακας συνδιακύμανσης του διαύλου για την σκεδαζόμενη συνιστώσα δίνεται από τον τύπο:

$$\mathbf{R}_{x,a} = \begin{bmatrix} 1-\gamma & t_c^* \sqrt{\gamma(1-\gamma)} & t_c^* \sqrt{\gamma(1-\gamma)} & s_{1c}^* (1-\gamma) \\ t_c \sqrt{\gamma(1-\gamma)} & \gamma & s_{2c}^* \gamma & r_c \\ r_c \sqrt{\gamma(1-\gamma)} & s_{2c} \gamma & \gamma & t_c \sqrt{\gamma(1-\gamma)} \\ s_{1c} \sqrt{\gamma(1-\gamma)} & r_c^* \sqrt{\gamma(1-\gamma)} & t_c^* \sqrt{\gamma(1-\gamma)} & 1-\gamma \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Τελικά για τον πίνακα της σκεδαζόμενης συνιστώσας ισχύει:

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{x,a}^H) = \mathbf{R}_{x,a}^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_w^H) \quad (4.53)$$

Ο πίνακας συνδιακύμανσης  $\mathbf{R}_{x,a}$  εξαρτάται από τα κέρδη ισχύος τους. Η ποσότητα  $\sqrt{\gamma(1-\gamma)}$  γίνεται μέγιστη για  $XPD = 0.5 \text{ dB}$  και μειώνεται με την αύξηση του  $XPD$ . Στην περίπτωση που η συσχέτιση τόσο στην πλευρά εκπομπής όσο και στην πλευρά λήψης είναι μεγάλη, αυξημένες τιμές του  $XPD$  μπορούν να βοηθήσουν στην επίτευξη μικρής τιμής για τα γινόμενα  $t_c \sqrt{\gamma(1-\gamma)}$  και  $r_c \sqrt{\gamma(1-\gamma)}$ . Επιπλέον, από τον τύπο (4.52) είναι φανερό ότι οι τιμές των μη διαγωνίων στοιχείων του διαύλου αποτελούν τις χωρικές συσχετίσεις και η επίδραση τους στην επίδοση του συστήματος μειώνεται με την μείωση των κερδών ισχύων [28]. Η αύξηση της απομόνωσης διασταύρωσης πόλωσης οδηγεί στην αύξηση του πρώτου στοιχείου της διαγωνίου του πίνακα συνδιακύμανσης, δηλαδή την ποσότητα  $1-\gamma$  και συνεπώς την αύξηση του ισοδύναμου σηματοθορυβικού λόγου λήψης. Συμπερασματικά, όσο μεγαλύτερες είναι οι τιμές των χωρικών συσχετίσεων  $t_c$  και  $r_c$  τόσο περισσότερο ανεξαρτητοποιούνται οι γραμμές του πίνακα συνδιακύμανσης  $\mathbf{R}_{x,a}$  με την αύξηση του  $XPD$  ή την μείωση του  $\gamma$ .

#### 4.5.2. Πίνακας δορυφορικού MIMO διαύλου διπλής πόλωσης

Η μέση ισχύς του MIMO διαύλου που φτάνει στον δέκτη μέσω της απευθείας και σκεδαζόμενης συνιστώσας δίνεται από του παρακάτω τύπους:

$$P_{LOS} = E \left[ \left| 10^{(a/20 + \Psi/20 h_{random})} \right|^2 \right] = 10^{a/10} E \left[ \left| 10^{(\Psi/10 \text{Re}\{h_{random}\})} \right| \right] \quad (4.54)$$

$$P_{NLOS} = E \left[ \left| 10^{MP/20} h_{random} \right|^2 \right] = 10^{MP/10} \quad (4.55)$$

Ακόμη, ο πίνακας του MIMO διαύλου διπλής πόλωσης δίνεται από τον τύπο:

$$\mathbf{H}_{x,a} = \frac{1}{\sqrt{10^{a/10} E \left[ 10^{(\Psi/10 \text{Re}\{h_{random}\})} \right] + 10^{MP/10}}} (\bar{\mathbf{H}}_{x,a} + \mathbf{H}_{x,a}) \quad (4.56)$$

Στην περίπτωση μη μηδενικής διακύμανσης  $\Psi$ , ο παράγοντας Rice μπορεί να οριστεί μέσω της σχέσης:

$$K = 10^{(\alpha-MP)/10} \quad (4.57)$$

Οι τιμές των μεγεθών που προσδιορίζουν το δορυφορικό δίαυλο διπλής πόλωσης παρουσιάζονται στο παρακάτω πίνακα:

**Πίνακας 4.1.:** Τιμές μεγεθών  $XPR$ ,  $XPI$ ,  $XPD$ ,  $\theta_c$ ,  $t_c$  και  $r_c$  για την ζώνη συχνοτήτων  $S$  και γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ .

Περιβάλλον Διάδοσης	$XPR(dB)$	$XPI(dB)$	$XPD(dB)$	$\theta_c$	$t_c$	$r_c$
Ανοικτό	15	15	12	0.5	0.4	0.5
Ημιαστικό	6	15	5.5	0.7	0.5	0.5
Αστικό	15	15	4.6	0.8	0.5	0.5

Η εργοδική χωρητικότητα δορυφορικού διαύλου MIMO(2X2) διπλής πόλωσης δίνεται από τον τύπο:

$$C_{erg} = E \left[ \log_2 \left\{ \det \left( \mathbf{I}_2 + \frac{SNR}{2} \mathbf{H}_{x,a} \mathbf{H}_{x,a}^H \right) \right\} \right] \quad (4.58)$$

### 4.5.3. Μοντελοποίηση του δορυφορικού MIMO(4X4) διαύλου διπλής πόλωσης

Για την μελέτη του δορυφορικού διαύλου MIMO(4X4) διπλής πόλωσης απαιτείται αρκετός χώρος στο κινητό τερματικό (τερματικά που είναι τοποθετημένα σε πλοία η φορτηγά) για την τοποθέτηση κεραιών ίδιας πόλωσης

σε απόσταση ώστε να εξασφαλιστεί όσο το δυνατόν μικρές τιμές χωρικής συσχέτισης μεταξύ τους. Θεωρούμε ότι οι κεραιές τόσο στην πλευρά εκπομπής όσο και στην πλευρά λήψης είναι τοποθετημένες στην ίδια απόσταση με κάθετες μεταξύ τους πολώσεις. Λόγω της υιοθέτησης αυτής, ισχύει η ισότητα:

$$\mathbf{H}_{(2 \times 2)} = \mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi} \quad (4.59)$$

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, για την απευθείας συνιστώσα ο πίνακας συνδιακύμανσης ισούται με το γινόμενο Kronecker των αντίστοιχων πινάκων  $\mathbf{H}_{(2 \times 2)}$  και  $\mathbf{H}_{(2 \times 2)}^{\Pi}$ . Συνεπώς, ο πίνακας συσχέτισης του δορυφορικού διαύλου διαστάσεων (4X4) διπλής πόλωσης για την απευθείας συνιστώσα, καθώς και ο πίνακας του διαύλου που αφορά μόνο στις χωρικές συσχετίσεις δίνονται από τους τύπους:

$$\bar{\mathbf{C}}_{(4 \times 4)} = \bar{\mathbf{C}}_{(2 \times 2)} \otimes \bar{\mathbf{C}}_{(2 \times 2)} = \bar{\mathbf{C}} \otimes \bar{\mathbf{C}} \quad (4.60)$$

$$\text{vec}\left(\bar{\mathbf{H}}_{(4 \times 4)}^H\right) = 10^{a/20} 10^{\Psi/20} \bar{\mathbf{C}}_{(4 \times 4)}^{-1/2} \text{vec}\left(\mathbf{H}_w^H\right) \quad (4.61)$$

Ο πίνακας διαύλου διπλής πόλωσης αν ληφθεί υπόψη η επίδραση των χρησιμοποιημένων πολώσεων δίνεται από τον τύπο:

$$\bar{\mathbf{H}}_{x,a} = \bar{\mathbf{H}}_{(4 \times 4)} \square \bar{\mathbf{\Theta}}_{(4 \times 4)} = \bar{\mathbf{H}}_{(4 \times 4)} \square \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{\Theta}}_{(2 \times 2)} & \bar{\mathbf{\Theta}}_{(2 \times 2)} \\ \bar{\mathbf{\Theta}}_{(2 \times 2)} & \bar{\mathbf{\Theta}}_{(2 \times 2)} \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

Ο πίνακας διαύλου διπλής πόλωσης των σκεδαζόμενων συνιστωσών δίνεται από τον τύπο:

$$\mathbf{H}_{x,a} = \mathbf{H}_{2 \times 2}^{\Pi} \otimes \left( \mathbf{H}' \square \mathbf{\Theta}' \right) \quad (4.63)$$

Η εργοδική χωρητικότητα δορυφορικού διαύλου MIMO(4X4) διπλής πόλωσης δίνεται από τον τύπο:

$$C_{erg} = E \left[ \log_2 \left\{ \det \left( \mathbf{I}_4 + \frac{SNR}{4} \mathbf{H}_{x,a} \mathbf{H}_{x,a}^H \right) \right\} \right] \quad (4.64)$$

#### 4.5.4. Συστήματα απλής πόλωσης

Για την συγκριτική μελέτη των συστημάτων διπλής και απλής πόλωσης, στην παράγραφο αυτή παραθέτουμε τύπους και σχέσεις όσον αφορά στα συστήματα SISO, MIMO(2X2) και MIMO(4X4) απλής πόλωσης.

Στα συστήματα MIMO(2X2) απλής πόλωσης, ο πίνακας διαύλου για την απευθείας και σκεδαζόμενη συνιστώσα, αντίστοιχα, είναι:

$$\mathbf{H}_{sp} = \sqrt{1-\beta} \mathbf{H}_{(2x2)}^{\Pi} \quad (4.65)$$

$$\mathbf{H}_{sp} = \sqrt{1-\gamma} \mathbf{H}_{(2x2)}^{\Pi} \quad (4.66)$$

Συνεπώς, ο πίνακας του δορυφορικού διαύλου MIMO(2X2) απλής πόλωσης δίνεται από τον τύπο:

$$\mathbf{H}_{sp} = \frac{1}{\sqrt{10^{a/10} E \left[ 10^{(\Psi/10 \text{Re}\{h_{random}\})} \right] + 10^{MP/10}}} (\bar{\mathbf{H}}_{sp} + \mathbf{H}_{sp}) \quad (4.67)$$

Η εργοδική χωρητικότητα δορυφορικού διαύλου MIMO(2X2) απλής πόλωσης δίνεται από τον τύπο:

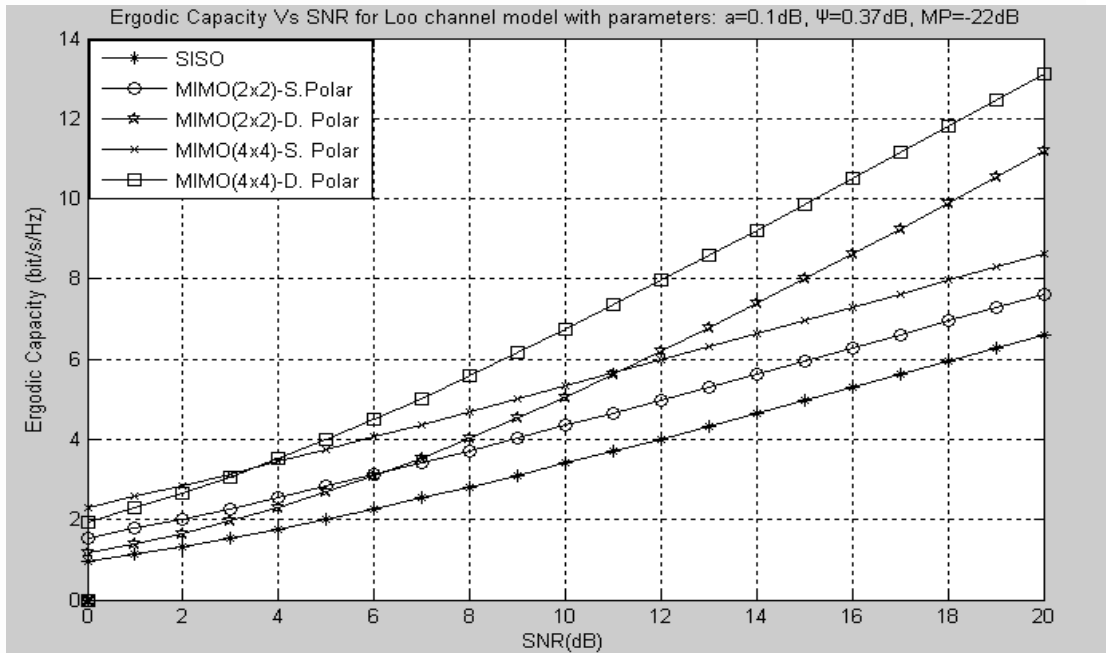
$$C_{erg} = E \left[ \log_2 \left\{ \det \left( \mathbf{I}_2 + \frac{SNR}{2} \mathbf{H}_{sp} \mathbf{H}_{sp}^H \right) \right\} \right] \quad (4.68)$$

Ομοίως, στα συστήματα MIMO(4X4) απλής πόλωσης, ο πίνακας διαύλου για την απευθείας και σκεδαζόμενη συνιστώσα, αντίστοιχα, είναι:

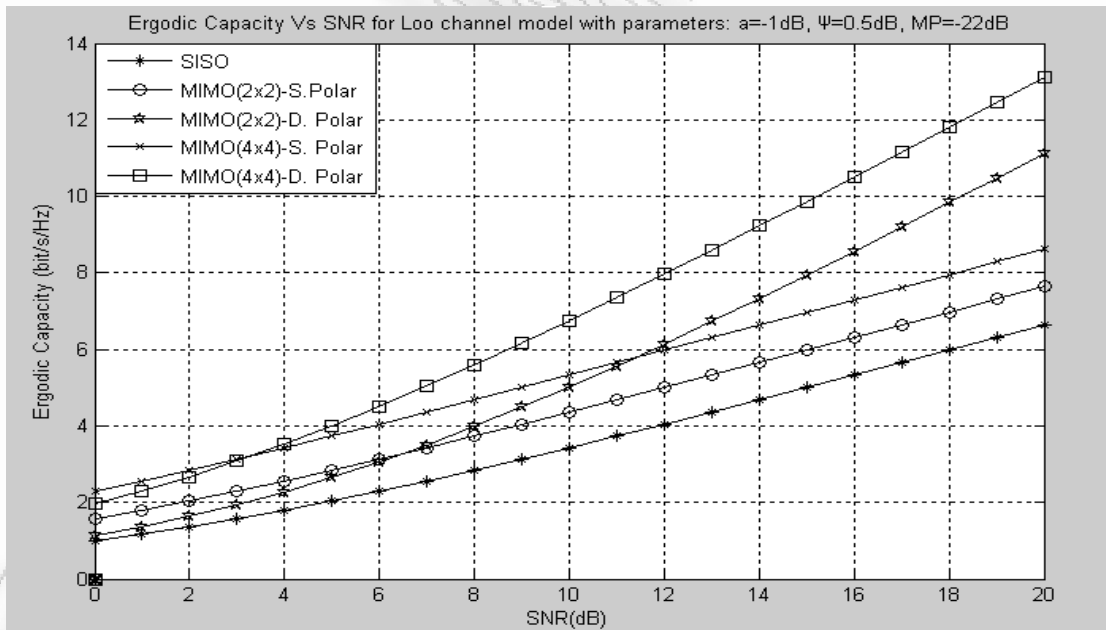
$$\mathbf{H}_{sp} = \sqrt{1-\beta} \mathbf{H}_{(4x4)}^{\Pi} \quad (4.69)$$

$$\mathbf{H}_{sp} = \sqrt{1-\gamma} 10^{-MP/20} \left( \mathbf{H}_{(2x2)}^{\Pi} \otimes \mathbf{H}_{(2x2)}^{\Pi} \right) \quad (4.70)$$

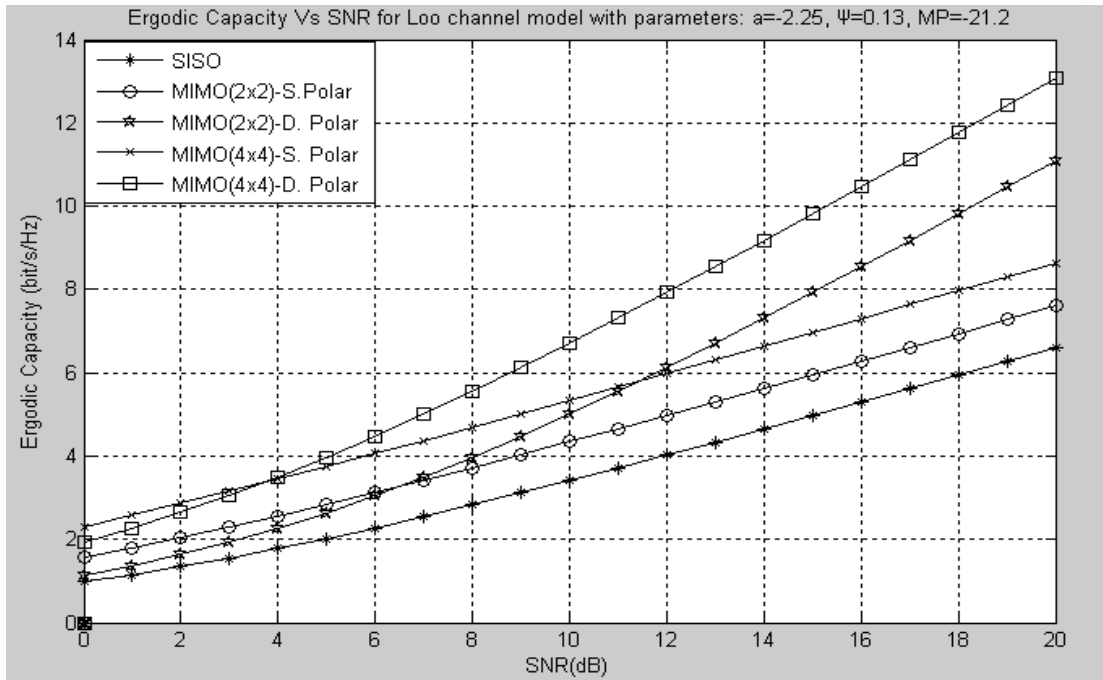
Ομοίως, ο πίνακας και η εργοδική χωρητικότητα του δορυφορικού διαύλου MIMO(4X4) δίνεται από τις σχέσεις (4.67) και (4.68).



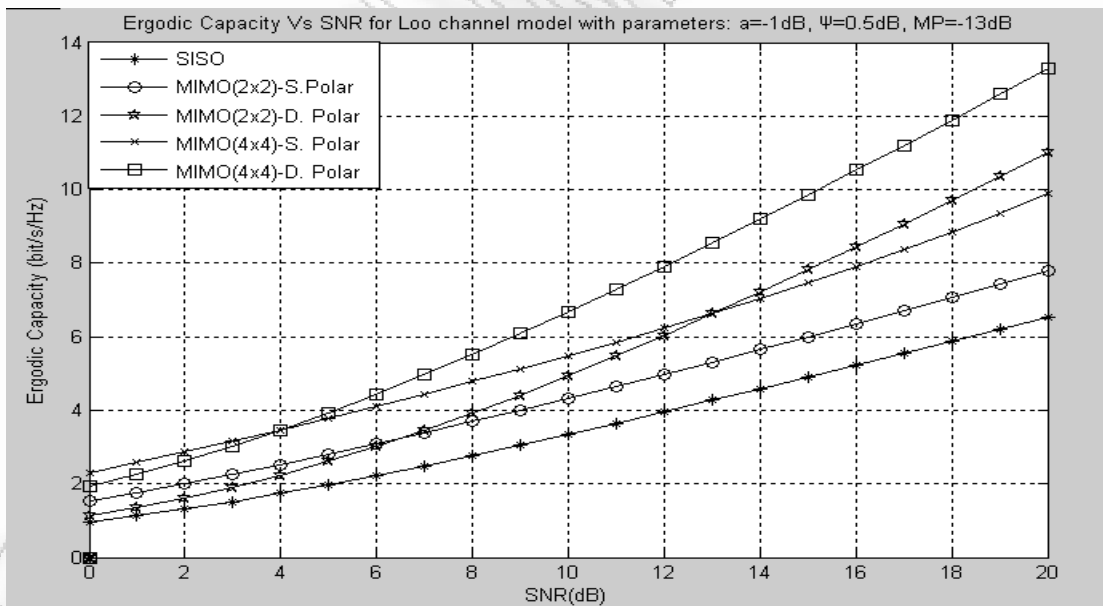
**Σχήμα 4.15:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, για την κατάσταση LOS με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε ανοικτό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων  $S$ .



**Σχήμα 4.16:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες μέτριας σκίασης με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε ανοικτό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων  $S$ .

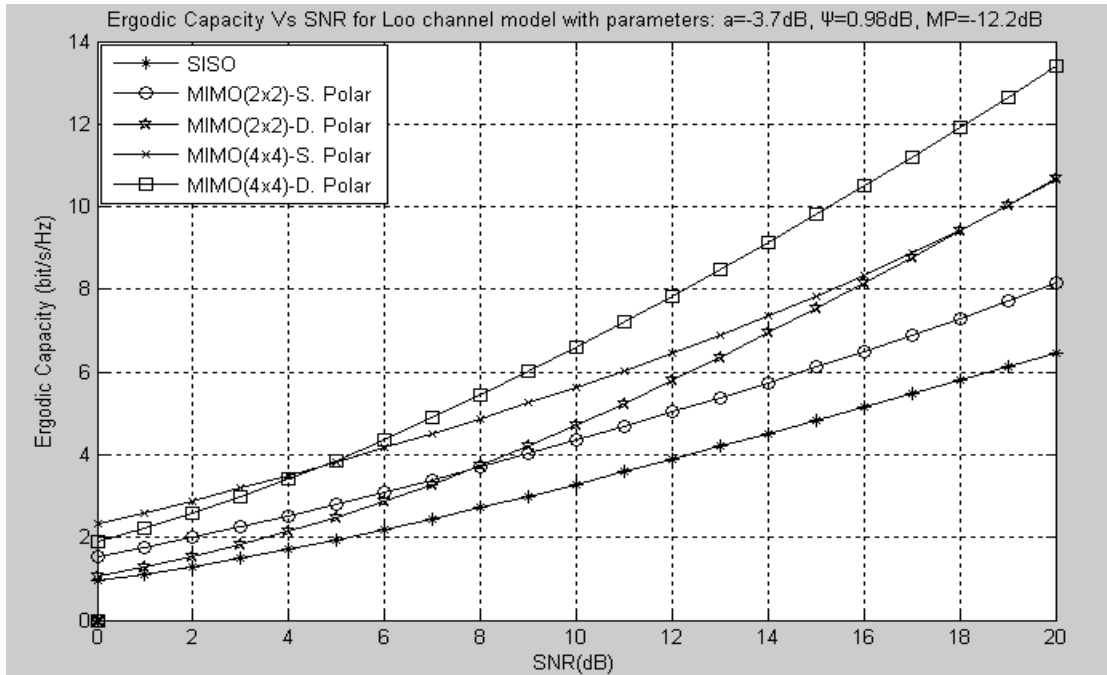


**Σχήμα 4.17:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες ισχυρής σκίασης με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε ανοιχτό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.

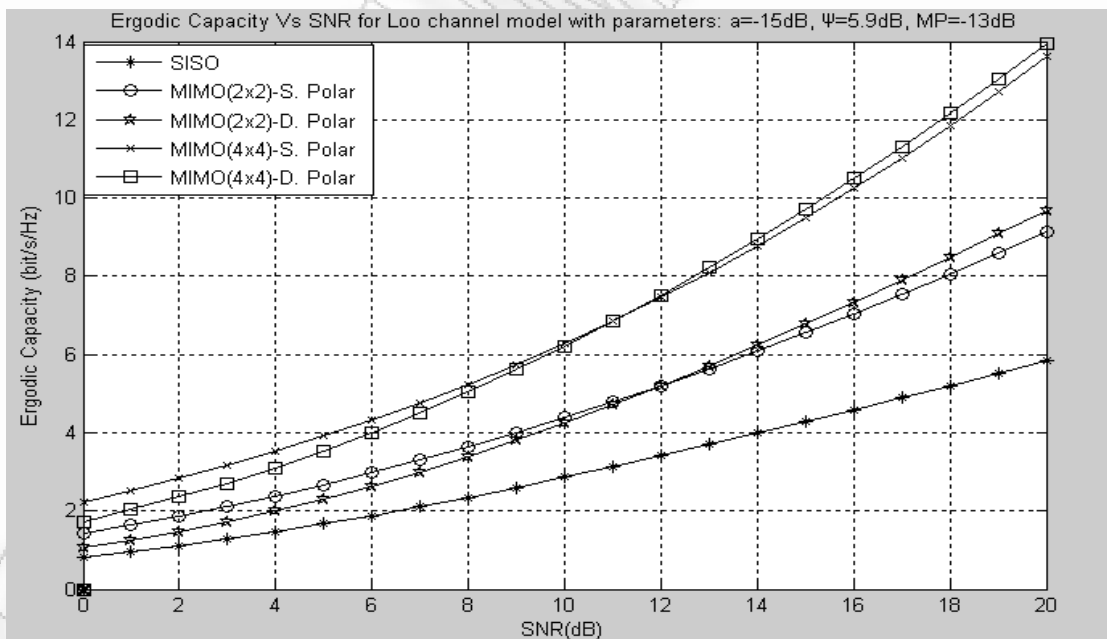


**Σχήμα 4.18:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, για την κατάσταση LOS με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε ημισιαστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.

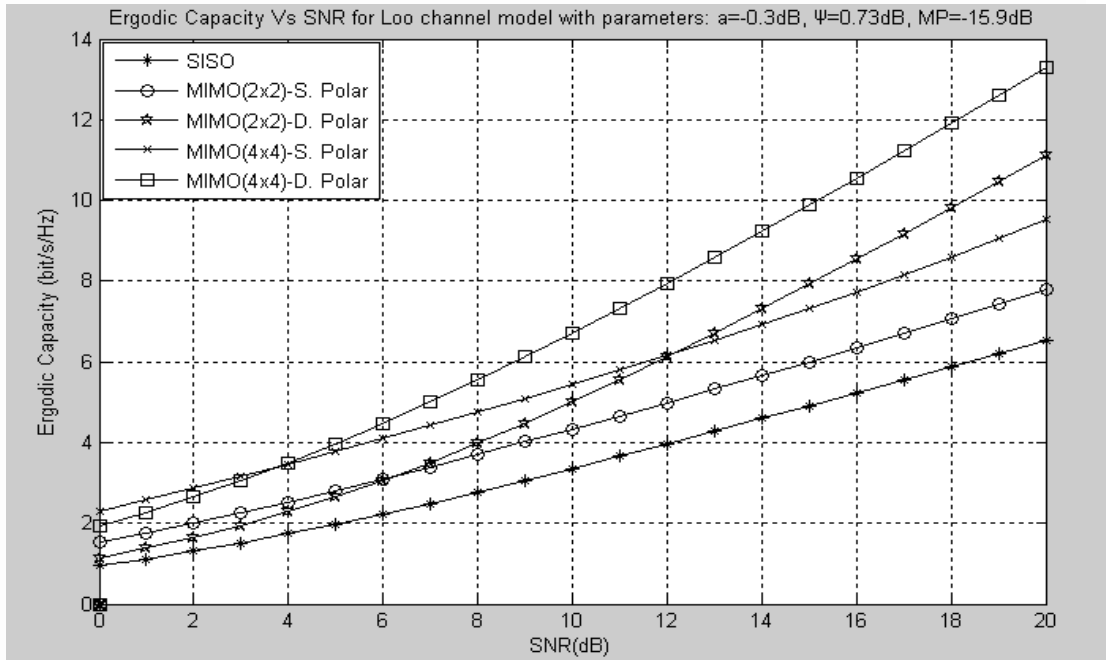




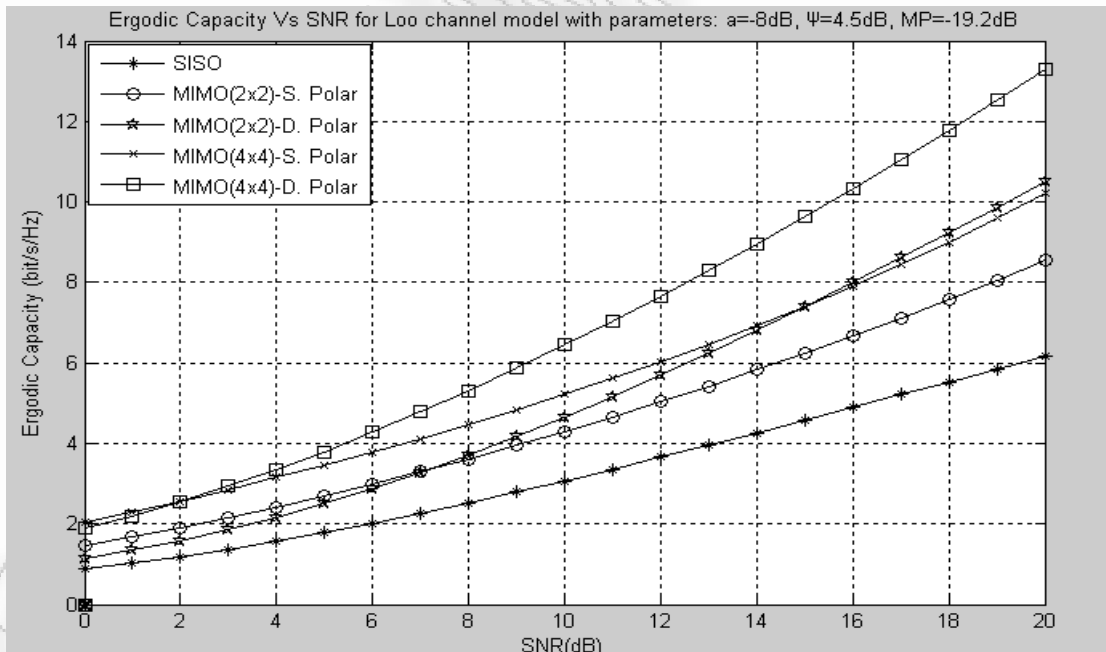
**Σχήμα 4.19:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες μέτριας σκίασης με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε ημισφαιρικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.



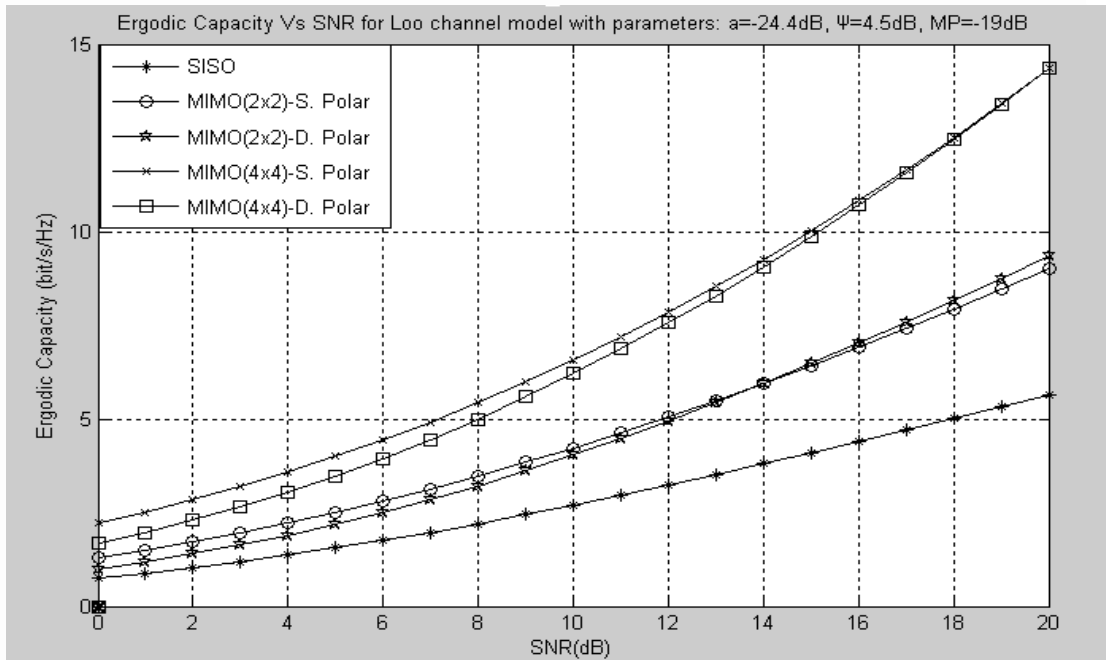
**Σχήμα 4.20:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες ισχυρής σκίασης με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε ημισφαιρικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.



**Σχήμα 4.21:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, για την κατάσταση LOS με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε αστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.



**Σχήμα 4.22:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες μέτριας σκίασης με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε αστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.



**Σχήμα 4.23:** Εργοδική χωρητικότητα συναρτήσει του SNR με βάση τις τιμές των παραμέτρων, υπό συνθήκες ισχυρής σκίασης με γωνία ανύψωσης  $40^\circ$ , σε αστικό περιβάλλον διάδοσης στη ζώνη συχνοτήτων S.

Σε όλες τις γραφικές παραστάσεις φαίνεται η συμπεριφορά της εργοδικής χωρητικότητας συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου λήψης σε συστήματα απλής και διπλής πόλωσης. Αρχικά, είναι φανερό η υπεροχή των MIMO συστημάτων ανεξαρτήτου πόλωσης σε σχέση με τα SISO συστήματα. Ακόμη, η εργοδική χωρητικότητα λαμβάνει μεγαλύτερες τιμές για το σύστημα διπλής πόλωσης σε σύγκριση με το σύστημα απλής πόλωσης όταν ο σηματοθορυβικός λόγος λήψης είναι  $SNR > 6\text{dB}$ . Τα συστήματα MIMO(4X4) και MIMO(2X2) διπλής πόλωσης πετυχαίνουν καλύτερη επίδοση έναντι των συστημάτων MIMO(4X4) απλής πόλωσης για τιμές  $SNR > 4\text{dB}$  και  $SNR > 12\text{dB}$ , αντίστοιχα.

Στα ανοιχτά περιβάλλοντα διάδοσης, η εργοδική χωρητικότητα απλής πόλωσης διαύλου MIMO(2X2) και MIMO(4X4) διαφέρει κατά 1 ( $\text{bit/sec/Hz}$ ) και 2 ( $\text{bit/sec/Hz}$ ), αντίστοιχα, σε σύγκριση με τα συμβατικά συστήματα SISO. Σε αντίθεση με τα συστήματα διπλής πόλωσης παρατηρείται έντονη διαφορά στην χωρητικότητα έναντι των SISO συστημάτων. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρείται διπλασιασμός της εργοδικής χωρητικότητας έναντι του συστήματος SISO για σύστημα διπλής πόλωσης διαστάσεων 4X4 ενώ η

εργοδική χωρητικότητα για σύστημα διπλής πόλωσης διαστάσεων 2X2 είναι σταθερά μικρότερη από εκείνη του συστήματος διπλής πόλωσης διαστάσεων 4X4 κατά 2 (*bit / sec/ Hz*).

Στα ημιαστικά περιβάλλοντα διάδοσης, η μεγαλύτερη αύξηση ως προς τη χωρητικότητα επιτυγχάνεται για τα σχήματα απλής πόλωσης και οφείλεται στην παρουσία πολλών μη-LOS συνιστωσών σήματος από πολυδιαδρομική (multipath) διάδοση. Πιο συγκεκριμένα, για τις διάφορες συνθήκες διάδοσης παρατηρείται:

- Υπό συνθήκες LOS η εργοδική χωρητικότητα καταλαμβάνει μεγαλύτερες τιμές για διάυλο MIMO(2X2) διπλής πόλωσης έναντι του αντίστοιχου διαύλου απλής πόλωσης για τιμές  $SNR > 9dB$  και για διάυλο MIMO(4X4) διπλής πόλωσης έναντι του αντίστοιχου διαύλου απλής πόλωσης για τιμές σηματοθορυβικού λόγου λήψης  $SNR > 7dB$ . Ακόμη αναφέρεται ότι το σχήμα διπλής πόλωσης διαύλου MIMO(2X2) επιτυγχάνει μεγαλύτερες τιμές χωρητικότητας από το σχήμα απλής πόλωσης διαύλου MIMO(4X4) για  $SNR > 13dB$ .
- Υπό συνθήκες μέτριας το σύστημα απλής πόλωσης διαύλου MIMO(4X4) επιτυγχάνει μεγαλύτερη τιμή εργοδικής χωρητικότητας συναρτήσει του συστήματος MIMO(2X2) διπλής πόλωσης.
- Υπό συνθήκες ισχυρής σκίασης η χωρητικότητα συστημάτων διπλής πόλωσης ταυτίζεται με εκείνη των συστημάτων απλής πόλωσης. Αυτό συμβαίνει επειδή η ισχύς  $P_{NLOS}$  είναι μεγαλύτερη της ισχύς  $P_{LOS}$  με αποτέλεσμα τα σχήματα απλής πόλωσης να ευνοούνται σημαντικά από την ύπαρξη των σκεδασμένων συσιστωσών.

Ομοίως, στα αστικά περιβάλλοντα διάδοσης, η μεγαλύτερη αύξηση ως προς τη χωρητικότητα επιτυγχάνεται για τα σχήματα απλής πόλωσης. Πιο συγκεκριμένα, για τις διάφορες συνθήκες διάδοσης παρατηρείται:

- Υπό συνθήκες LOS, η εργοδική χωρητικότητα καταλαμβάνει μεγαλύτερες τιμές για σχήμα διπλής πόλωσης διαύλου MIMO(2X2) έναντι του αντίστοιχου διαύλου για τιμές σηματοθορυβικού λόγου λήψης  $SNR > 8dB$  και για σχήμα διπλής πόλωσης διαύλου MIMO(4X4) έναντι του αντίστοιχου διαύλου απλής πόλωσης για τιμές  $SNR > 5dB$ . Ακόμη, το σχήμα διπλής πόλωσης διαύλου MIMO(2X2) επιτυγχάνει μεγαλύτερες

τιμές χωρητικότητας από το σχήμα απλής πόλωσης διαύλου MIMO(4X4) για  $SNR > 7dB$ .

- Υπό συνθήκες μέτριας σκίασης σε αστικό περιβάλλον, η χωρητικότητα του διαύλου MIMO(2X2) διπλής πόλωσης σχεδόν ταυτίζεται με την χωρητικότητα διαύλου MIMO(4X4) απλής πόλωσης για τιμές σηματοθορυβικού λόγου λήψης  $SNR > 13dB$ .
- Υπό συνθήκες έντονης σκίασης, τα συστήματα MIMO(2X2) και MIMO(4X4) απλής πόλωσης έχουν λίγο καλύτερη επίδοση από το αντίστοιχο σύστημα διπλής πόλωσης.

Συμπερασματικά, τα συστήματα διπλής πόλωσης επιτυγχάνουν σημαντική βελτίωση ως προς τη χωρητικότητα σε περιβάλλοντα με παρουσία ισχυρής απευθείας συνιστώσας, έναντι τόσο του αντίστοιχου συστήματος SISO όσο και των αντίστοιχων συστημάτων απλής πόλωσης, ώστε να αποτελούν ελκυστική λύση για την επίτευξη μεγάλων ρυθμών μετάδοσης στις δορυφορικές επικοινωνίες. Πιο συγκεκριμένα, για τιμές του σηματοθορυβικού λόγου λήψης μεγαλύτερες των προαναφερθέντων κατωφλίων επιτυγχάνεται ακόμα και διπλασιασμός χωρητικότητας έναντι του συστήματος SISO προσφέροντας μεγάλα κέρδη χωρικής πολυπλεξίας. Όμως, όσο η συνιστώσα *NLOS* γίνεται ισχυρότερη, αυξάνει αισθητά η επίδοση των συστημάτων απλής πόλωσης ως προς τη χωρητικότητα χωρίς ωστόσο να υπερβαίνει σε εμφανή βαθμό εκείνη των αντίστοιχων συστημάτων διπλής πόλωσης. Συνεπώς, τα συστήματα διπλής πόλωσης αποτελούν μια ελκυστική λύση ως προς την επίτευξη μεγάλων τιμών χωρητικότητας και καθιστούν τις δορυφορικές επικοινωνίες ανταγωνιστικές προς τις επίγειες. Πλέον, σε κάθε περιβάλλον και συνθήκες διάδοσης προτείνεται η αντικατάσταση των συστημάτων απλής πόλωσης με αντίστοιχα διπλής πόλωσης όταν κριτήριο αποτελεί η εργοδική χωρητικότητα.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

## ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΜΙΜΟ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΣΤΑΘΕΡΩΝ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

### 5.1. Εισαγωγή

Στα προηγούμενα κεφάλαια αναφέρθηκε ότι η εφαρμογή της τεχνολογίας ΜΙΜΟ, δηλαδή η χρήση πολλαπλών κεραιών στον πομπό και στο δέκτη, προσφέρει αύξηση της χωρητικότητας του διαύλου. Το κέρδος σε χωρητικότητα μπορεί, όμως, να επιτευχθεί όταν το περιβάλλον διάδοσης είναι πλούσιο σε σκεδαστές και οι δίαυλοι δεν είναι συσχετισμένοι. Εντούτοις, στις δορυφορικές επικοινωνίες η ύπαρξη της LOS συνιστώσας είναι πολύ πιθανή και έτσι μπορούν να δημιουργηθούν συσχετισμένοι δίαυλοι. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται μέθοδοι για την επίτευξη υψηλού κέρδους παρουσία ισχυρής LOS συνιστώσας. Οι μέθοδοι αυτές, επιχειρούν να διατηρήσουν την ορθογωνιότητα των λαμβανόμενων σημάτων με σκοπό τη δημιουργία ενός ορθογώνιου ΜΙΜΟ πίνακα πλήρους τάξης, με βάση κατάλληλης γεωμετρίας και διάταξης των κεραιών.

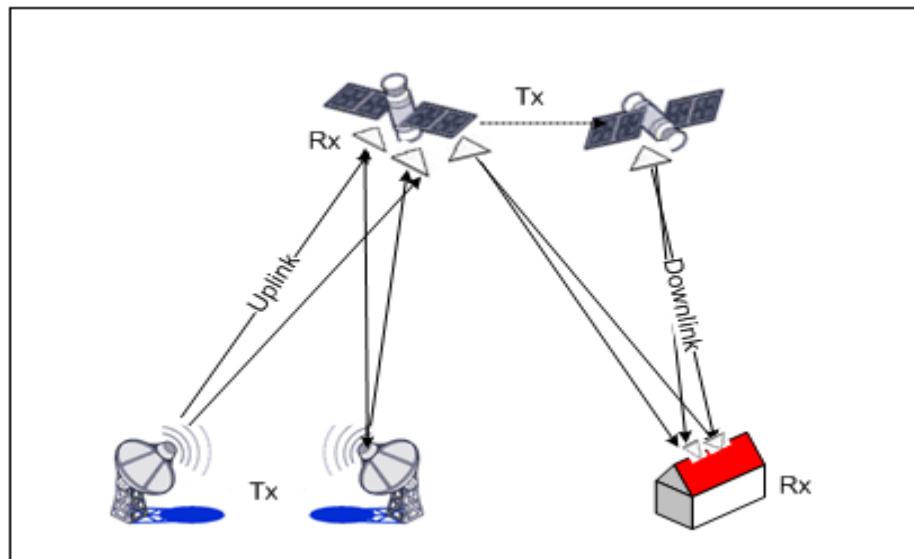
### 5.2. Μοντελοποίηση LOS ΜΙΜΟ διαύλου στα Συστήματα Δορυφορικής Ευρυεκπομπής (Satellite Broadcast System)

#### 5.2.1. Παράμετροι του ΜΙΜΟ διαύλου στα Δορυφορικά Συστήματα Επικοινωνιών

Το προς εξέταση μοντέλο αποτελείται από τον δορυφορικό σταθμό (Satellite Station) και τον επίγειο σταθμό (Terrestrial Station) με  $T_X$  κεραιές εκπομπής και  $R_X$  κεραιές λήψης, αντίστοιχα. Στο Σχήμα 5.1 παρουσιάζονται τα δύο σενάρια μετάδοσης, η μετάδοση άνω ζεύξης (MIMO Uplink) και η μετάδοση κάτω ζεύξης (MIMO Downlink).

MIMO Uplink: Η άνω ζεύξη αποτελείται από ένα σταθμό βάσης με  $M_T = 2$  κεραιές εκπομπής και ένα δορυφόρο με  $M_S = 2$  κεραιές λήψης.

MIMO Downlink: Η κάτω ζεύξη αποτελείται από δυο δορυφόρους με μια κεραιά και ένα δέκτη με 2 κεραιές λήψης. Οι κεραιές αυτές μπορεί να είναι τοποθετημένες στην κορυφή ενός κτιρίου .



**Σχήμα 5.1:** Αναπαράσταση του διαύλου LOS MIMO διαύλου για το Satellite Broadcast System.

Τα αποτελέσματα από την παρακάτω έρευνα σχετίζονται με τον υπολογισμό της απόστασης των κεραιών πομπού και δέκτη για να επιτευχθεί ένας ορθοκανονικός διάυλος. Συγκεκριμένα, η απόσταση των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού θα είναι της τάξης μερικών δεκάδων χιλιομέτρων, ενώ η απόσταση των στοιχειοκεραιών του σταθερού δέκτη θα είναι αρκετά μικρή. Σημειώνεται, ακόμη, ότι μεταξύ των δυο δορυφόρων υπάρχει μια οπτική ζεύξη επικοινωνίας, η οποία χαρακτηρίζεται από υψηλό εύρος ζώνης. Στον πίνακα 5.1, εμφανίζονται συγκεντρωτικά τα τεχνικά χαρακτηριστικά και οι υποθέσεις που υιοθετήθηκαν για την υλοποίηση του μοντέλου.

**Πίνακας 5.1:** Τεχνικά χαρακτηριστικά του δορυφορικού συστήματος.

<b>Transmitter</b>		
	<b>MIMO Uplink</b>	<b>MIMO Downlink</b>
	<i>Base Station</i>	<i>Satellite</i>
<b>Antenna Gain</b> ( $G_T$ )	$G_T = 58.8dBi$ , (D=6m,n=0.6)	$G_T = 48.9dBi$ , (D=2m,n=0.55)
<b>Bandwidth</b> ( $BW$ )	$BW = 100MHz$	
<b>Frequency</b> ( $f$ )	$f = 18GHz$	
<b>Trans. Power</b> ( $P_T$ )	$P_T = 52dBm = 158Watt$	
<b>Receiver</b>		
	<i>Satellite</i>	<i>Fixed Receiver</i>
<b>Antenna Gain</b> ( $G_R$ )	$G_R = 22.9dBi$ , (D=0.1m,n=0.55)	
<b>Receiver Noise</b> ( $N$ )	$P_{(N)} = -90dBm$	$P_{(N)} = -100dBm$
<b>Receiver Power</b> ( $P_R$ )	$P_R = -75dBm$	$P_R = -87dBm$
<b>Free Space Loss</b> ( $L_F$ )	$(L_F) = 232dB$	

### 5.2.2. Μοντελοποίηση MIMO διαύλου

Θεωρούμε ότι ο διάυλος MIMO είναι επιλεκτικός ως προς τη συχνότητα (frequency selective). Ο πίνακας του διαύλου  $\mathbf{H}(f)$  αποτελείται από τον πίνακα  $\mathbf{H}_{LOS}(f)$  της LOS συνιστώσας και τον πίνακα  $\mathbf{H}_{NLOS}(f)$  των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και η μαθηματική σχέση που τους συνδέει είναι η παρακάτω:

$$\mathbf{H}(f) = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_{LOS}(f) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{NLOS}(f) \quad (5.1)$$

Στο κεφάλαιο αυτό θα επικεντρωθούμε στην συνιστώσα οπτικής επαφής για να βελτιώσουμε την χωρητικότητα του MIMO διαύλου. Για το σκοπό αυτό, θεωρούμε ότι ο πίνακας διαύλου θα χαρακτηρίζεται μόνο από τον πίνακα



$\mathbf{H}_{LOS}(f)$ . Με βάση το μοντέλο διάδοσης του ελεύθερου χώρου, ο πίνακας του δορυφορικού MIMO διαύλου γράφεται στη μορφή:

$$\mathbf{H}_{LOS} = \begin{bmatrix} h_{pl}^{LOS} & h_{pm}^{LOS} \\ h_{ql}^{LOS} & h_{qm}^{LOS} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

όπου κάθε στοιχείο  $h_{ij}^{LOS} = e^{-j2\pi d(i,j)/\lambda}$  αποτελεί τη κρουστική απόκριση μεταξύ του στοιχείου εκπομπής  $i$  και του στοιχείου λήψης  $j$ ,  $d(i, j)$  η απόσταση μεταξύ των δυο στοιχείων και  $\lambda$  το μήκος κύματος.

### 5.2.3. Υπολογισμός χωρητικότητας

Όταν ο πομπός δε γνωρίζει το διάυλο η χωρητικότητα του διαύλου υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$C = \log_2 \det \left[ \mathbf{I}_{M_R} + \left( \frac{SNR}{M_T} \right) \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right] \quad (5.3)$$

όπου το  $\det$  συμβολίζει την ορίζουσα του πίνακα,  $\mathbf{I}_{M_R}$  είναι ο μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων  $M_R \times M_R$ ,  $\mathbf{H}$  είναι ο πίνακας του διαύλου διαστάσεων  $M_R \times M_T$  και ο  $\mathbf{H}^H$  είναι ο ανάστροφος συζυγής ή ερμιτιανός του και το SNR είναι ο σηματοθορυβικός λόγος της ζεύξης εκτός από τις απώλειες της απευθείας συνιστώσας. Ο σηματοθορυβικός λόγος του συστήματος για την άνω και κάτω ζεύξη δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις:

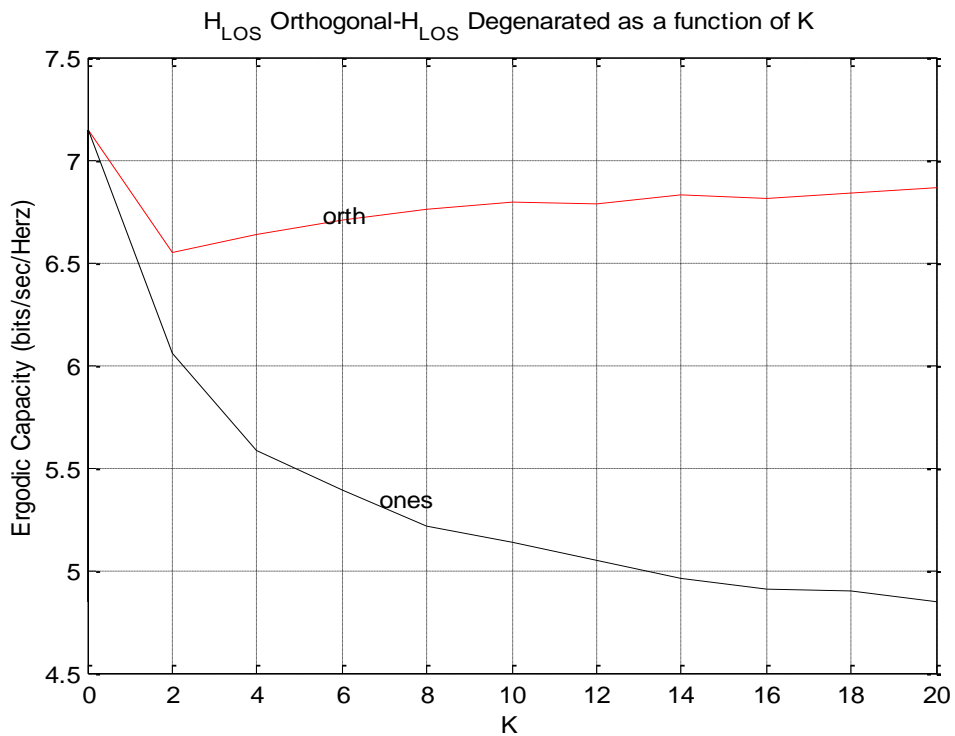
$$SNR = P_T + G_T + G_R - P_{(N)} = 52 + 55.8dB_i + 22.9 + 90 = 220.7dB \quad (5.4)$$

$$SNR = P_T + G_T + G_R - P_{(N)} = 52 + 48.8dB_i + 22.9 + 100 = 223.7dB \quad (5.5)$$

Βασικός στόχος της μελέτης αυτής είναι η επίτευξη μέγιστου κέρδους πολυπλεξίας (multiplexing gain) του LOS MIMO διαύλου. Θεωρώντας ότι ο αριθμός των δορυφόρων είναι  $M_S = 2$  και των κεραιών στον επίγειο σταθμό είναι  $M_R \geq M_T$ , το μέγιστο κέρδος πολυπλεξίας μπορεί να επιτευχθεί στις δυο ζεύξεις όταν οι ιδιοτιμές του πίνακα  $\mathbf{V}$  είναι ίσες και δίνονται από τη σχέση  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \max \{M_R, M_T\}$  [34], όπου

$$\mathbf{V} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H, & M_R < M_T \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H}, & M_R \geq M_T \end{cases} \quad (5.6)$$

Σκοπός μας είναι ο πίνακας  $\mathbf{H}_{LOS}$ , να είναι πλήρους τάξης, ώστε να δρα ενισχυτικά στη συνολική χωρητικότητα του MIMO διαύλου, σε αντίθεση με την αρχική του μορφή (εκφυλισμένος πρώτης τάξης  $\mathbf{H}_{LOS} = \mathbf{H}(1)$ ), που οδηγεί σε μείωση της χωρητικότητας. Το φαινόμενο αυτό παρατηρείται στο παρακάτω σχήμα, όπου παρουσιάζεται γραφικά η χωρητικότητα ενός MIMO διαύλου συναρτήσει του παράγοντα  $K$  για τις δύο περιπτώσεις του πίνακα  $\mathbf{H}_{LOS}$ .



**Σχήμα 5.2:** Χωρητικότητα διαύλου LOS MIMO διαύλου σε σχέση με τον παράγοντα  $K$  [11].

Επομένως, η σχέση που συνδέει τη χωρητικότητα με τις ιδιοτιμές του πίνακα  $\mathbf{H}$  είναι:

$$C_{opt} = 2 \log_2 (1 + SNR_T \max \{M_R, M_T\}) \quad (5.7)$$

#### 5.2.4. Γενικά κριτήρια βελτιστοποίησης

Όταν οι υπο-διάλυτοι (sub-channel) του MIMO(2X2) διαύλου που δημιουργούνται μεταξύ πομπού και δέκτη είναι μεταξύ τους ορθογώνιοι, επιτυγχάνεται μέγιστη χωρητικότητα για  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{H}^H\mathbf{H} = 2\mathbf{I}_2$  [34]. Ο πίνακας του διαύλου  $\mathbf{V}$  γράφεται ως:

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}_{LOS}\mathbf{H}_{LOS}^H = \mathbf{H}_{LOS}^H\mathbf{H}_{LOS}$$

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 2 & \mathbf{V} \\ \mathbf{V}^* & 2 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

όπου  $\mathbf{V} = \mathbf{V}^* = e^{-j2\pi[d(p,l)-d(p,m)]/\lambda} + e^{-j2\pi[d(q,l)-d(q,m)]/\lambda}$ ,  $p, q = 1, \dots, M_R$ ,  $l, m = 1, \dots, M_T$

Η λύση στην παραπάνω σχέση μπορεί να γραφτεί ως [34]:

$$\frac{2\pi}{\lambda} [d(p,l) - d(p,m) + d(q,m) - d(q,l)] = (2n+1)\pi \Rightarrow$$

$$d(p,l) - d(p,m) + d(q,m) - d(q,l) = (2n+1)\frac{\lambda}{2}, n \in Z \quad (5.9)$$

Στην περίπτωση ενός  $M_R \times 2$  MIMO διαύλου, η γενική σχέση γράφεται ως:

$$d(p,l) - d(p,m) + d(q,m) - d(q,l) = n(p-q)\frac{\lambda}{M_R}, n \in Z \quad (5.10)$$

Από την παραπάνω σχέση, συμπεραίνουμε ότι η γεωμετρία και ο τρόπος που τοποθετούνται στο χώρο οι κεραιές εκπομπής/λήψης επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τη χωρητικότητα του LOS MIMO διαύλου.

#### 5.2.5. Δημιουργία καναλιών ορθογώνιων μεταξύ τους

Αύξηση χωρητικότητας διαύλου μπορεί να επιτευχθεί όταν τα στοιχεία της κεραιάς του δέκτη του επίγειου σταθμού είναι τοποθετημένα γραμμικά ως προς ένα άξονα, τις λεγόμενες ULAs κεραιές (Ομοιόμορφες Γραμμικές Στοιχειοκεραίες - Uniform Linear Array antennas) με απόσταση  $d_R$  μεταξύ τους. Η γεωγραφική θέση του σταθερού δέκτη (fixed receiver) χαρακτηρίζεται από το γεωγραφικό πλάτος  $\theta_R$  και γεωγραφικό μήκος  $\varphi_R$ . Η θέση των στοιχειοκεραίων του δέκτη σε καρτεσιανό επίπεδο δίνεται από τις συντεταγμένες

$\mathbf{a}_R = [R_R \cos \varphi_R \cos \theta_R, R_R \cos \varphi_R \sin \theta_R, R_R \sin \varphi_R]^T$ , όπου  $R_R$  η μέση ακτίνα της Γης και η τιμή της είναι  $R_R = 6387.1 \text{ km}$  και οι στοιχειοκεραίες του δέκτη είναι προσανατολισμένες είτε στην κατεύθυνση Ανατολή - Δύση ( $-180^\circ \leq \delta_R \leq 180^\circ$ ) είτε στην κατεύθυνση Βοράς - Νότος ( $0^\circ \leq \delta_R \leq \pm 90^\circ$ ) [17]. Το διάνυσμα θέσης της  $m_r$ -οστής κεραίας του δέκτη εξαρτάται από τη γεωγραφική θέση των ULAs στοιχειοκεραιών και δίνεται από τη σχέση [16]:

$$\mathbf{a}_{m_r}^{(R)} = \begin{pmatrix} x_R - p_{m_r} (\sin \theta_R \cos \delta_R + \sin \varphi_R \cos \theta_R \sin \delta_R) \\ y_R - p_{m_r} (\cos \theta_R \cos \delta_R - \sin \varphi_R \sin \theta_R \sin \delta_R) \\ z_R + p_{m_r} \cos \varphi_R \sin \delta_R \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

όπου  $p_{m_r}$  είναι η απόσταση του  $m_r$ -οστού στοιχείου της κεραίας του δέκτη και του μέσου της ULA κεραίας, η οποία δίνεται από την μαθηματική σχέση[35]:

$$p_{m_r} = \left\| \mathbf{a}_{m_r}^{(R)} - \mathbf{a}_R \right\| = \left( m_r - 1 - \frac{M_R - 1}{2} \right) d_R \quad (5.12)$$

όπου  $\|X\|$ , η Ευκλείδεια απόσταση και  $m_r = 1 \cdots M_R$ .

Η θέση των γεωστατικών δορυφόρων χαρακτηρίζεται από το γεωγραφικό μήκος  $\theta_{T,1}$  και  $\theta_{T,2}$  με  $\theta_{T,2} > \theta_{T,1}$ . Το διάνυσμα θέσης του  $m_t$ -οστού δορυφόρου δίνεται από την σχέση:

$$\mathbf{a}_{m_t}^{(T)} = [R_T \cos \theta_{m_t}, R_T \sin \theta_{m_t}, 0]^T, \quad R_T = R_R + 35.786 \text{ km} \quad (5.13)$$

Η διαφορά θέσης των δορυφόρων (satellite displacement) είναι  $\Delta \theta_T = |\theta_{T,1} - \theta_{T,2}|$ . Στην άνω ζεύξη, όπου υπάρχει ένας δορυφόρος με 2 κεραίες λήψης, η τιμή  $\Delta \theta_T$  είναι παρά πολύ μικρή. Οπότε στην περίπτωση αυτή, η απόσταση των στοιχειοκεραιών στο δορυφόρο δίνεται από τον τύπο  $d_T = \Delta \theta_T R_T$ .

Για την επίτευξη μέγιστου κέρδους πολυπλεξίας προσπαθούμε να προσδιορίσουμε τη θέση των στοιχείων των κεραίων. Έτσι, οι συνιστώσες  $d_{(m_r, m_t)}$  προσδιορίζονται ως αποστάσεις μεταξύ των διανυσμάτων θέσης  $\mathbf{a}_{m_r}^{(R)}$ ,  $\mathbf{a}_{m_t}^{(T)}$  και εκφράζονται από τη σχέση:

$$d_{(m_r, m_t)} = \left\| \mathbf{a}_{m_r}^{(R)} - \mathbf{a}_{m_t}^{(T)} \right\| \quad (5.14)$$

Αντικαθιστώντας στην ισότητα (5.14) τις σχέσεις (5.12) και (5.13), έχουμε [17]:

$$d_{(m_r, m_t)} = [s_{m_t}^2 + p_{m_r} c_{m_t} + p_{m_r}^2]^{1/2} \quad (5.15)$$

όπου:

$$s_{m_t}^2 = R_R^2 + R_T^2 - 2R_R R_T \cos \varphi_R \cos(\theta_R - \theta_{T, m_t}) \quad (5.16)$$

$$c_{m_t} = 2R_T \left[ \cos \delta_R \sin(\theta_R - \theta_{T, m_t}) + \sin \delta_R \cos(\theta_R - \theta_{T, m_t}) \sin \varphi_R \right] \quad (5.17)$$

όπου  $s_{m_t} = \left\| \mathbf{a}_{m_t}^{(T)} - \mathbf{a}_R \right\|$  είναι η απόσταση του  $m_t$ -οστού στοιχείου της κεραίας του δορυφόρου και του μέσου της ULA κεραίας.

Η σχέση (5.15) λαμβάνοντας υπόψη τις (5.16) και (5.17) και χρησιμοποιώντας τις σειρές Taylor μπορεί να γραφτεί στη μορφή:

$$[1 + \Delta]^{1/2} \approx 1 + \frac{\Delta}{2}, \quad \Delta = \frac{p_{m_r} c_{m_t} + p_{m_r}^2}{s_{m_t}^2} \quad (5.18)$$

$$d_{(m_r, m_t)} \approx s_{m_t} + \frac{p_{m_r} c_{m_t} + p_{m_r}^2}{2s_{m_t}} \approx s_{m_t} + \frac{p_{m_r} c_{m_t}}{2s_{m_t}} \quad (5.19)$$

Με βάση το κριτήριο βελτιστοποίησης έχουμε την παρακάτω μαθηματική σχέση:

$$\begin{aligned} d(p, l) - d(p, m) + d(q, m) - d(q, l) &= (p_p - q_q) \left( \frac{c_1}{2s_1} - \frac{c_2}{2s_2} \right) \Leftrightarrow \\ d(p, l) - d(p, m) + d(q, m) - d(q, l) &= (p - q) d_R \left( \frac{c_1}{2s_1} - \frac{c_2}{2s_2} \right) \end{aligned} \quad (5.20)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (5.9) η αντίστοιχη ισότητα μετατρέπεται στη σχέση:

$$d_R \left( \frac{c_1}{2s_1} - \frac{c_2}{2s_2} \right) = n \frac{\lambda}{M_R}, \quad n \in Z \quad (5.21)$$

## 5.2.6. Βελτιστοποίηση στο Σύστημα Δορυφορικής Ευρεκπομπής

Στην παράγραφο αυτή του κεφαλαίου εξετάζονται οι μέθοδοι αύξησης της χωρητικότητας του διαύλου MIMO στην κάτω και άνω ζεύξη συναρτήσει είτε της απόστασης των στοιχειοκεραιών του σταθμού βάσης είτε του σταθερού δέκτη

θεωρώντας διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των δορυφόρων. Επιπλέον, ερευνάται η επίδραση της αύξησης των στοιχειοκεραιών στο δέκτη στη χωρητικότητα του LOS MIMO διαύλου.

➤ **Μέγιστη τιμή χωρητικότητας στην άνω ζεύξη**

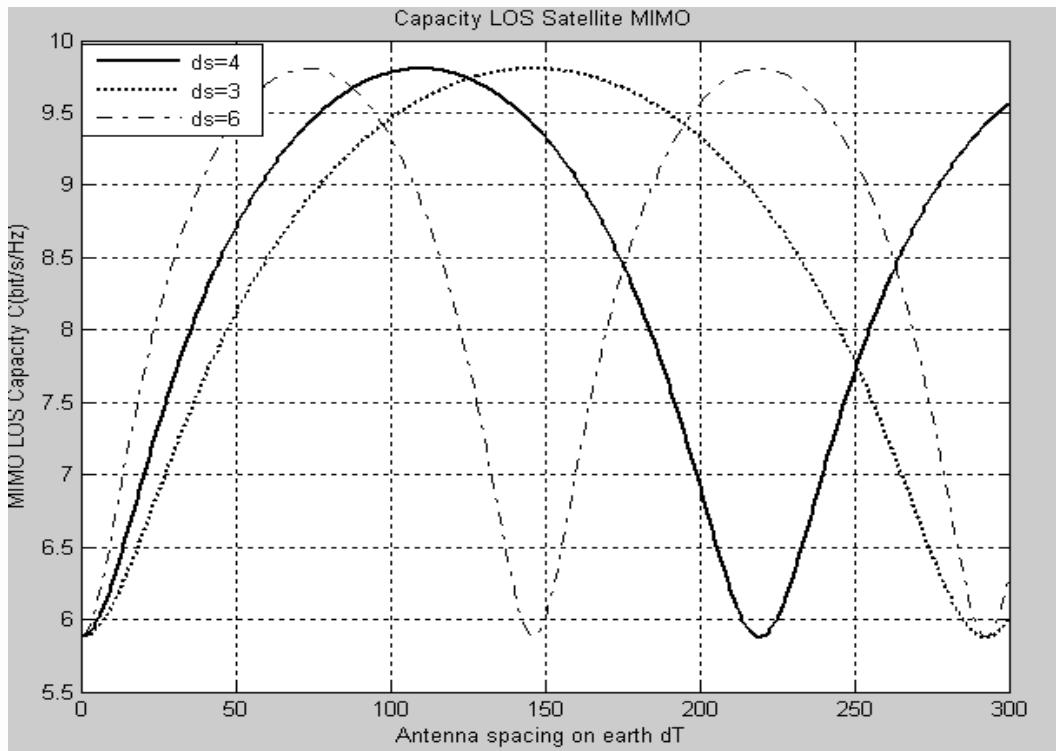
Η πρώτη περίπτωση που εξετάζεται είναι η γεωμετρία και η χωροταξική τοποθέτηση των στοιχειοκεραιών εκπομπής και λήψης, τα οποία συγκροτούν την άνω ζεύξη. Τα τεχνικά χαρακτηριστικά που επιλέγονται για να υπάρχει μια ικανοποιητική απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού, ώστε να επιτευχθεί αύξηση χωρητικότητας του LOS MIMO διαύλου παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.2.

**Πίνακας 5.2:** Τεχνικά χαρακτηριστικά του MIMO συστήματος στην άνω ζεύξη.

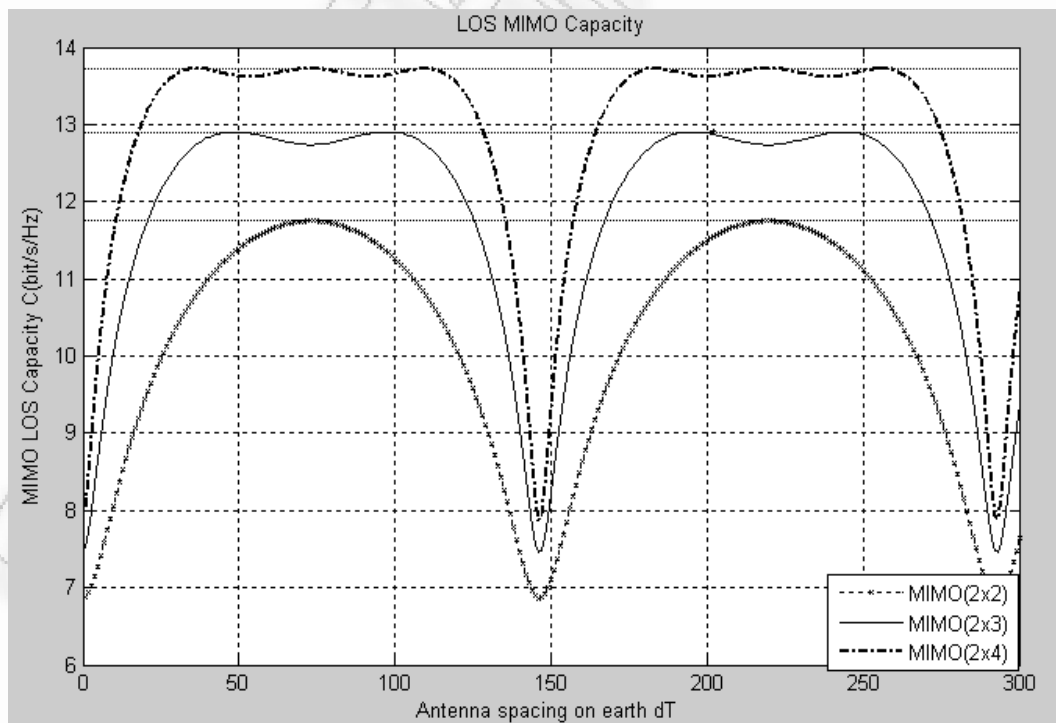
Γεωγραφικό Μήκος δορυφόρου $\theta_{S,1}$	$14^0$
Απόσταση κεραιών δορυφόρου $d_s$	$6m$
Γεωγραφικό Μήκος σταθμού βάσης $\theta_T$	$14^0$
Γεωγραφικό Πλάτος σταθμού βάσης $\phi_T$	$54^0$

Σύμφωνα με τον παραπάνω τύπο και όπως παρατηρείται στο Σχήμα 5.3, η βέλτιστη απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού είναι:

$$d_{T,opt} = n \frac{\lambda}{M_T} \left( \frac{1}{\frac{c_1}{2s_1}} - \frac{1}{\frac{c_1}{2s_2}} \right) = nd_0 = 65 \text{ km} \quad (5.22)$$



**Σχήμα 5.3:** Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει της απόστασης των κεραιών για διαφορετικές τιμές αποστάσεων των κεραιών στον δορυφόρο (άνω ζεύξη).



**Σχήμα 5.4:** Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει της απόστασης των κεραιών στον επίγειο σταθμό για διαφορετικό αριθμό  $M_T$ .

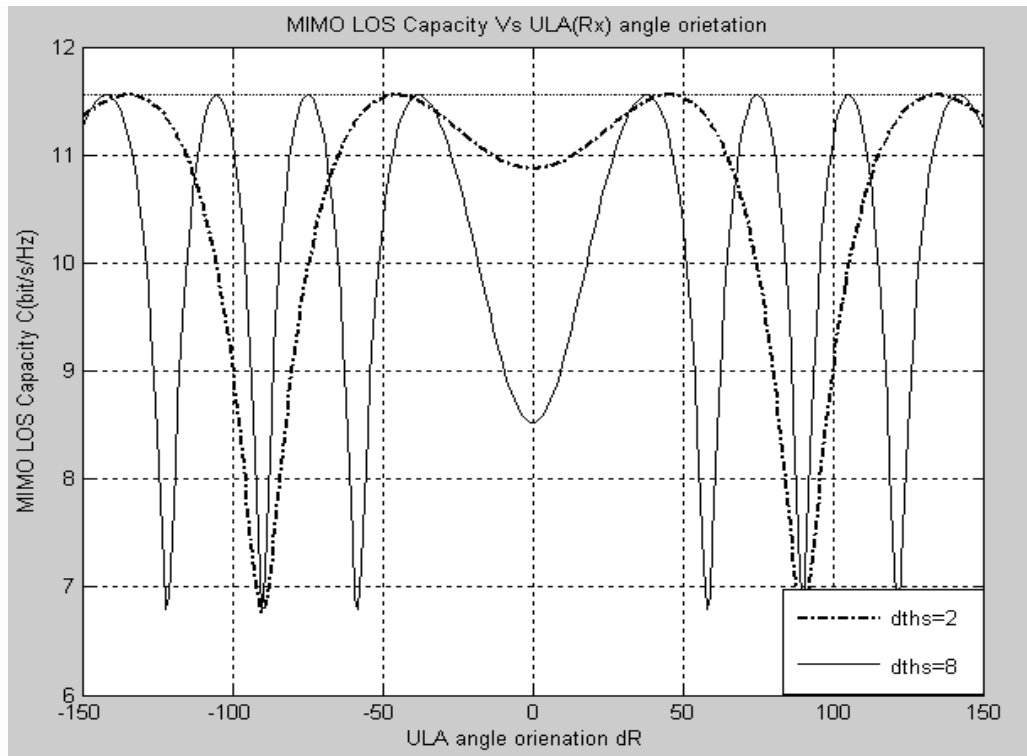
Στο Σχήμα 5.3 παρουσιάζεται η χωρητικότητα συναρτήσει της απόστασης των κεραιών του δορυφόρου. Ακόμη, εντοπίζεται η μέγιστη τιμή της χωρητικότητας του διαύλου LOS MIMO και η απαιτούμενη απόσταση των κεραιών του επίγειου σταθμού για να επιτευχθεί η τιμή αυτή. Εύκολα παρατηρείται η περιοδικότητα της χωρητικότητας συναρτήσει της απόστασης  $d_T$  των στοιχείων της κεραίας εκπομπής. Η περιοδικότητα αυτή στην αναφερόμενη απόσταση  $d_T$  αυξάνεται με την αύξηση της απόστασης  $d_S$  των στοιχειοκεραιών στον δορυφόρο, ενώ παράλληλα η βέλτιστη απόσταση  $d_{T,opt}$  μεταξύ των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού ελαττώνεται.

Στο Σχήμα 5.4 παρουσιάζεται η χωρητικότητα του διαύλου LOS MIMO στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών σε σχέση με την απόσταση των στοιχειοκεραιών στον επίγειο σταθμό, ενώ η απόσταση αυτή στο δορυφόρο είναι  $d_S = 6 \text{ m}$ . Στο γράφημα αυτό παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται ο αριθμός των στοιχείων της κεραίας εκπομπής, τόσο αυξάνεται η χωρητικότητα του LOS MIMO διαύλου. Έτσι, η απαιτούμενη βέλτιστη απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού βάσης για σύστημα  $MIMO(2 \times 2)$  είναι  $d_{T,opt} = 65 \text{ km}$ . Για δίαυλο διαστάσεων  $(2 \times 3)$  και  $(2 \times 4)$  είναι  $d_{T,opt} = 44 \text{ km}$  και  $d_{T,opt} = 33 \text{ km}$ , αντίστοιχα. Η απόσταση αυτή μειώνεται κατά  $\frac{2}{M_R} d_{T,opt}^{2XM_R}$  καθώς αυξάνονται οι επίγειες κεραιές.

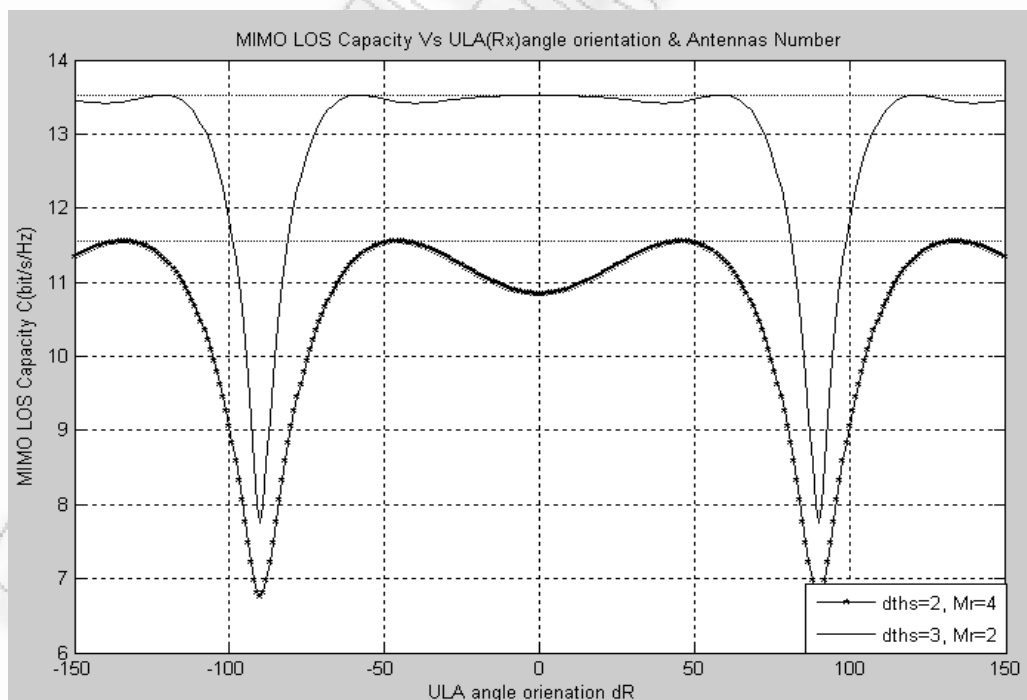
➤ **Μέγιστη τιμή χωρητικότητας στην κάτω ζεύξη**

Στην κάτω ζεύξη, όσο ελαττώνεται η απόσταση των στοιχειοκεραιών της κεραίας του δέκτη, τόσο μεγαλύτερη πρέπει να είναι η απόσταση των κεραιών στο δορυφορικό σύστημα.





**Σχήμα 5.5:** Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του δέκτη (κάτω ζεύξη).



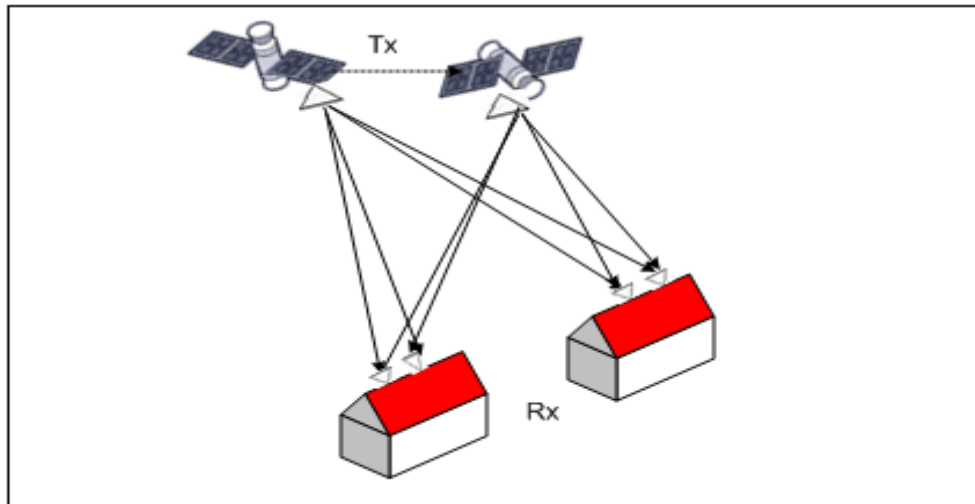
**Σχήμα 5.6:** Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του δέκτη για διαφορετικό αριθμό κεραιών  $M_R$  (κάτω ζεύξη).

Στα παραπάνω σχήματα παρουσιάζεται η χωρητικότητα συναρτήσει του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του δέκτη για διαφορετικές αποστάσεις των δορυφόρων  $\Delta\theta_S$  και αριθμού στοιχειοκεραιών του δέκτη  $M_R$ , όπου εντοπίζεται η μέγιστη τιμή της χωρητικότητας του LOS MIMO διαύλου. Στις γραφικές αυτές παραστάσεις εύκολα διακρίνεται η περιοδικότητα της χωρητικότητας συναρτήσει του προσανατολισμού  $\delta_R$  των στοιχειοκεραιών του δέκτη. Επισημαίνουμε ότι το γωνιακό εύρος  $\Delta\delta_R$  μικραίνει με την αύξηση της γωνίας  $\Delta\theta_S$ . Όταν η γωνία  $\Delta\theta_S = 2^\circ$  και  $\Delta\theta_S = 8^\circ$ , οι στοιχειοκεραίες του δέκτη έχουν  $\Delta\delta_R = 160^\circ$  και  $\Delta\delta_R = 100^\circ$ , αντίστοιχα. Όταν τα στοιχεία της κεραίας του δέκτη είναι προσανατολισμένα στην κατεύθυνση Βορρά – Νότου ( $\delta_R = \pm 90$ ), όπου ισχύει  $d_{(m_r,1)} = d_{(m_r,2)}$ , η τιμή της χωρητικότητας του διαύλου είναι η ελάχιστη.

Συμπερασματικά, όσο πιο μικρή είναι η διαφορά γωνίας  $\Delta\theta_S$  των δορυφόρων, τόσο πιο μεγάλο είναι το γωνιακό εύρος  $\Delta\delta_R$  στο δέκτη, πράγμα το οποίο σημαίνει λιγότερες εκπομπές με ελάχιστη τιμή χωρητικότητας. Ακόμη, είναι φανερό ότι καθώς αυξάνουμε τον αριθμό των στοιχειοκεραιών στο τερματικό δέκτη, τόσο αυξάνεται η χωρητικότητα του συστήματος. Για ένα σύστημα  $MIMO(2 \times 4)$  η χωρητικότητα του MIMO διαύλου είναι  $C_{2 \times 4} = 13.5(\text{bits} / \text{s} / \text{Hz})$ , σε αντίθεση με το σύστημα  $MIMO(2 \times 2)$  που η τιμή αυτή είναι  $C_{2 \times 2} = 11.5(\text{bits} / \text{s} / \text{Hz})$ .

### 5.3. Μοντελοποίηση LOS MIMO διαύλου στα Συστήματα Σταθερής Δορυφορικής Υπηρεσίας (Fixed Satellite Service)

Το προς εξέταση μοντέλο αποτελείται από τον δορυφορικό και τον επίγειο σταθμό με  $T_X$  κεραίες εκπομπής και  $R_X$  κεραίες λήψης, αντίστοιχα. Στο Σχήμα 5.7 παρουσιάζονται το σενάριο μετάδοσης. Η δορυφορική ζεύξη αποτελείται από ένα σταθμό βάσης με  $M_R$  κεραίες και δυο γεωστατικούς δορυφόρους.



**Σχήμα 5.7:** Αναπαράσταση του LOS MIMO διαύλου για το Satellite Fixed Service.

Στον Πίνακα 5.3 εμφανίζονται συγκεντρωτικά τα τεχνικά χαρακτηριστικά και οι υποθέσεις που υιοθετήθηκαν για την υλοποίηση του μοντέλου.

**Πίνακας 5.3:** Τεχνικά χαρακτηριστικά του LOS MIMO διαύλου για την Σταθερή Δορυφορική Υπηρεσία.

	<b>Fixed Anchor Station</b>
<b>Antenna Gain (<math>G_T</math>)</b>	$G_T = 41.1dBi$ (D=0.9m,n=0.45)
<b>Bandwidth (<math>BW</math>)</b>	$BW = 100MHz$
<b>Frequency (<math>f</math>)</b>	$f = 18GHz$
<b>Satellite Power (<math>P_T</math>)</b>	$P_T = 158Watt = 52dBm$
<b>Antenna Gain (<math>G_R</math>)</b>	$G_R = 60.9dBi$ (D=8m,n=0.55)
<b>Receiver Power (<math>P_R</math>)</b>	$P_R = -87dBm$
<b>Receiver Noise (<math>N</math>)</b>	$P_{(N)} = -100dBm$
<b>Free Space Loss (<math>L_F</math>)</b>	$(L_F) = 232dB$

### 5.3.1. Υπολογισμός χωρητικότητας

Όπως αναφέρθηκε ήδη στην παραπάνω ενότητα, βασικός στόχος είναι η δημιουργία ορθογώνιου πίνακα  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  πλήρους τάξης, ο οποίος δρα ενισχυτικά στη συνολική χωρητικότητα του MIMO διαύλου. Τα αποτελέσματα σχετίζονται με τον υπολογισμό της απόστασης και του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του σταθερού τερματικού. Για το λόγο αυτό θα ληφθούν υπόψη οι παραπάνω μαθηματικές σχέσεις διατηρώντας τα γενικά κριτήρια βελτιστοποίησης. Για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του συστήματος ορίζουμε ότι ο σηματοθορυβικός λόγος του συστήματος είναι:

$$SNR = P_T + G_T + G_R - P_{(N)} = 52 + 41.1 + 60.9 + 100 = 214dB \quad (5.23)$$

#### ➤ Υπολογισμός απόστασης στοιχειοκεραιών του σταθερού τερματικού

Η πρώτη περίπτωση που εξετάζεται είναι η απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών του σταθερού επίγειου σταθμού. Τα τεχνικά χαρακτηριστικά που επιλέγονται για να υπάρχει μια ικανοποιητική απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών του επίγειου δέκτη, ώστε να επιτευχθεί όσο το δυνατόν μέγιστη τιμή χωρητικότητας του LOS MIMO διαύλου, παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.4.

**Πίνακας 5.4:** Τεχνικά χαρακτηριστικά του MIMO διαύλου στα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών.

Γεωγραφικό Μήκος δορυφόρου $\theta_{T,1}$	$12^0$
Γεωγραφικό Μήκος δορυφόρου $\theta_{T,2}$	$14^0$
Γεωγραφικό Μήκος δέκτη $\theta_R$	$14^0$
Γεωγραφικό Πλάτος δέκτη $\varphi_R$	$54^0$
Rx ULA Orientation $\delta_R$	$80^0$
Αριθμός κεραιών δέκτη $M_R$	4

Σύμφωνα με τον τύπο (5.21) η βέλτιστη απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού είναι:

$$d_{R,opt} = n \frac{\lambda}{M_R} \left( \frac{1}{\frac{c_1}{2s_2}} - \frac{1}{\frac{c_1}{2s_2}} \right) = nd_0 = 0.3m \quad (5.24)$$

➤ **Καθορισμός του προσανατολισμού της στοιχειοκεραίας του δέκτη**

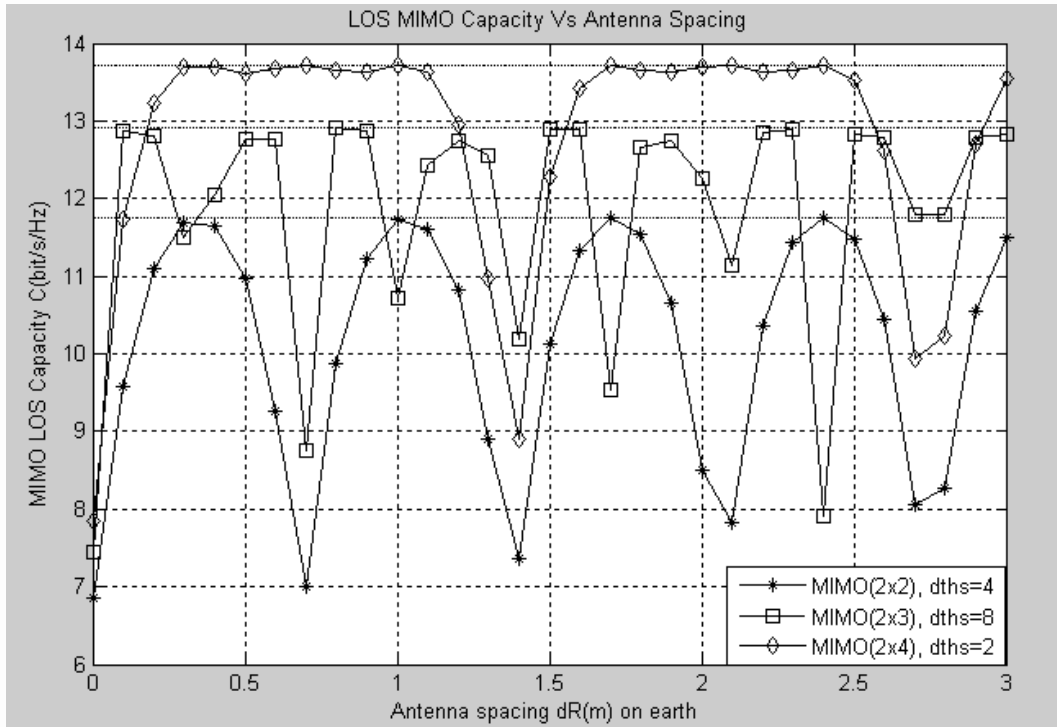
Στην περίπτωση αυτή εξετάζεται ο προσανατολισμός των στοιχείων της κεραίας του σταθερού δέκτη. Τα τεχνικά χαρακτηριστικά που λαμβάνονται στους υπολογισμούς μας είναι ο Πίνακας 5.4 και η απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού είναι  $d_R = 0.2m$ . Με βάση τα κριτήρια βελτιστοποίησης, η μαθηματική σχέση που υπολογίζει το προσανατολισμό των στοιχείων της κεραίας του τερματικού δέκτη είναι [16]:

$$\theta_{R,opt} = \arcsin \left( n \frac{\lambda}{M_R d_R} \frac{s_1 s_2}{R_T \sqrt{a^2 + b^2}} \right) - \arctan \left( \frac{b}{a} \right) \quad (5.25)$$

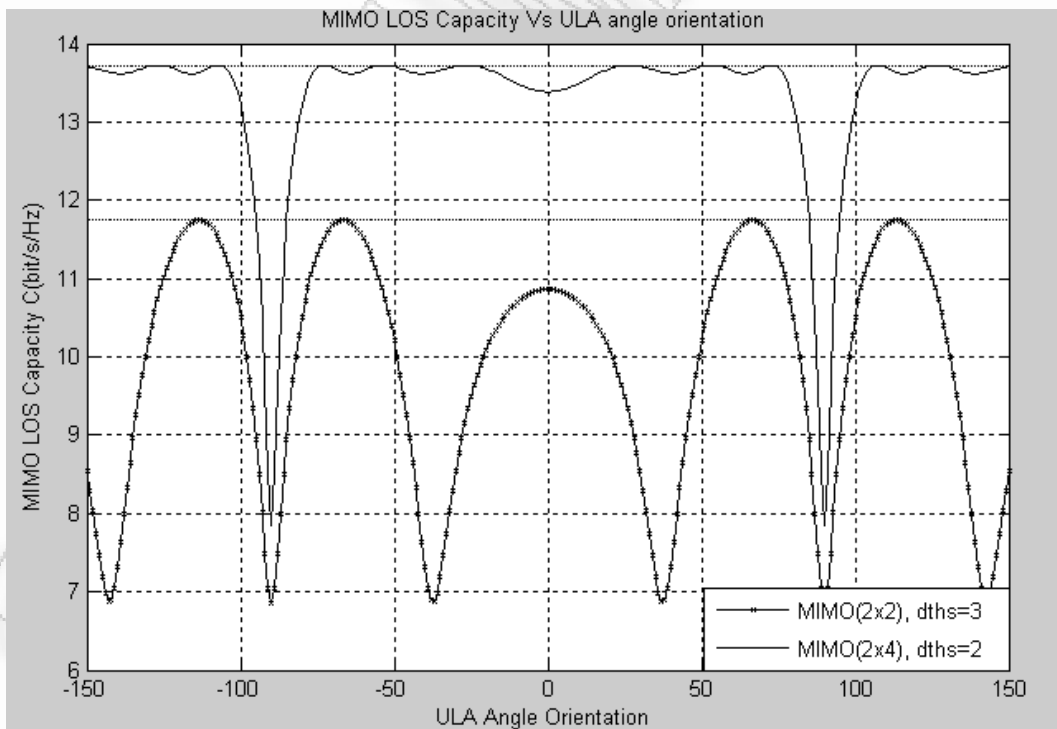
όπου:

$$a = \sin \varphi_R \left( \cos(\theta_R - \theta_{T,1}) s_2 - \cos(\theta_R - \theta_{T,2}) s_1 \right) \quad (5.26)$$

$$b = \sin(\theta_R - \theta_{T,1}) s_2 - \sin(\theta_R - \theta_{T,2}) s_1 \quad (5.27)$$



**Σχήμα 5.8:** Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει της απόστασης των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού.



**Σχήμα 5.9:** Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου συναρτήσει του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού για διαφορετικό αριθμό στοιχειοκεραιών.

Στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζεται η χωρητικότητα του LOS MIMO διαύλου MIMO συναρτήσει της απόστασης των στοιχειοκεραιών του σταθερού επιγείου σταθμού για διαφορετικές τιμές  $\Delta\theta_S$ . Εντοπίζεται η μέγιστη τιμή της χωρητικότητας του LOS MIMO διαύλου και η απαιτούμενη απόσταση των στοιχειοκεραιών του δέκτη για να επιτευχθεί η τιμή αυτή. Εύκολα παρατηρείται η περιοδικότητα της χωρητικότητας συναρτήσει της απόστασης  $d_R$  των στοιχείων της κεραίας του δέκτη και τη διαφορά θέσης των γεωστατικών δορυφόρων  $\Delta\theta_S$ . Η περιοδικότητα αυτή αυξάνεται με την αύξηση της  $\Delta\theta_S$ , ενώ παράλληλα ελαττώνεται η βέλτιστη απόσταση  $d_{R,opt}$  των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού βάσης. Ακόμη, παρατηρείται αύξηση της χωρητικότητας του MIMO διαύλου με την αύξηση του αριθμού των στοιχειοκεραιών του σταθμού βάσης. Έτσι, η απαιτούμενη βέλτιστη απόσταση μεταξύ των στοιχειοκεραιών του επίγειου σταθμού βάσης για σύστημα  $MIMO(2 \times 2)$  είναι  $d_{R,opt} = 0.3 \text{ m}$ , ενώ για σύστημα  $MIMO(2 \times 3)$  και  $MIMO(2 \times 4)$  είναι  $d_{R,opt} = 0.2 \text{ m}$  και  $d_{R,opt} = 0.1 \text{ m}$ , αντίστοιχα.

Ομοίως, στο Σχήμα 5.9 παρουσιάζεται η χωρητικότητα συναρτήσει του προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών του δέκτη για διαφορετικές τιμές  $\Delta\theta_S$  και αριθμού στοιχειοκεραιών  $M_R$  του δέκτη, όπου εντοπίζεται η μέγιστη τιμή της χωρητικότητας του LOS MIMO διαύλου. Η τιμή αυτή επιτυγχάνεται όταν τα στοιχεία της κεραίας εκπομπής είναι προσανατολισμένα στην κατεύθυνση Ανατολή – Δύση. Στις γραφικές αυτές παραστάσεις εύκολα διακρίνεται η περιοδικότητα της χωρητικότητας συναρτήσει του προσανατολισμού  $\delta_R$  των στοιχειοκεραιών του δέκτη. Επισημαίνουμε ότι το γωνιακό εύρος  $\Delta\delta_R$  μικραίνει με την αύξηση της γωνίας  $\Delta\theta_S$ . Όταν η γωνία  $\Delta\theta_S = 2^\circ$  και  $\Delta\theta_S = 3^\circ$ , οι στοιχειοκεραίες του δέκτη έχουν γωνιακό εύρος  $\Delta\delta_R = 170^\circ$  και  $\Delta\delta_R = 140^\circ$ , αντίστοιχα.

Συμπερασματικά, όσο πιο μικρό είναι το μέγεθος  $\Delta\theta_S$ , τόσο πιο μεγάλο είναι το γωνιακό εύρος  $\Delta\delta_R$  του δέκτη, κάτι το οποίο σημαίνει λιγότερες εκπομπές με ελάχιστη τιμή χωρητικότητας. Ακόμη, είναι φανερό ότι καθώς

αυξάνουμε τον αριθμό των στοιχειοκεραιών στο δέκτη, τόσο αυξάνεται η χωρητικότητα του συστήματος. Για ένα σύστημα  $MIMO(2X4)$  η χωρητικότητα του MIMO διαύλου είναι  $C_{2X4} = 13.7(\text{bits} / \text{s} / \text{Hz})$ , σε αντίθεση με το σύστημα  $MIMO(2X2)$  που η τιμή αυτή είναι  $C_{2X2} = 11.8(\text{bits} / \text{s} / \text{Hz})$ .

#### **5.4. Χωρητικότητα LOS MIMO διαύλου σε δυσμενές περιβάλλον διάδοσης**

Βασικός στόχος στην παράγραφο αυτή είναι η εκτίμηση του βαθμού στο οποίο επηρεάζεται η χωρητικότητα του δορυφορικού διαύλου από την εξασθένιση του σήματος λόγω των ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων, τα οποία μειώνουν τον αριθμό των χωρικά ανεξάρτητων υποδιαύλων. Αναφέρεται ότι στις δορυφορικές επικοινωνίες, το βάθος των διαλείψεων ή αποσβέσεων λόγω βροχής ή χιονιού εξαρτάται από τη γωνία ανύψωσης του δορυφόρου, την πόλωση του δορυφορικού ηλεκτρομαγνητικού κύματος καθώς και την απόσταση που αυτό διανύει μέσα στην ατμόσφαιρα. Βασικότερη επίπτωση των διαλείψεων λόγω βροχής είναι ότι ένα σημαντικό ποσοστό της εκπεμπόμενης ισχύος χάνεται κατά τη μετάδοση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος από το δορυφόρο στους επίγειους τερματικούς σταθμούς και αντιστρόφως. Υπό συνθήκες έντονης βροχόπτωσης, η σημαντική εισαγόμενη απόσβεση μειώνει σε τέτοιο βαθμό τον απαραίτητο για τη λειτουργία του δέκτη σηματοθορυβικό λόγο, ώστε το δορυφορικό σύστημα να τίθεται εκτός λειτουργίας (outage). Το γεγονός αυτό μειώνει τη συμπληρωματική ως προς τη διακοπή της λειτουργίας του συστήματος διαθεσιμότητα (availability), δηλαδή το χρονικό ποσοστό στη διάρκεια ενός έτους κατά το οποίο το σύστημα είναι ικανό να προσφέρει υπηρεσίες στους χρήστες του [23]. Συνεπώς, το μέγεθος που μας ενδιαφέρει κατά τη σχεδίαση του MIMO δορυφορικού συστήματος είναι η χρήση σχημάτων διαφορετικής προστασίας λόγω της επιδίωξης για συνεχή μείωση των διαστάσεων των σταθμών λήψης για διάφορα ποσοστά του χρόνου[31].



### 5.4.1. Υπολογισμός χωρητικότητας

Η χωρητικότητα του διαύλου για την κάτω ζεύξη υπολογίζεται με βάση τον τύπο (5.3) και ο σηματοθορυβικός λόγος του συστήματος δίνεται από την παρακάτω μαθηματική σχέση:

$$SNR = EIRP + (G - T) - 10 \log_{10}(k) - 10 \log_{10}(B) \quad (\text{dB}) \quad (5.28)$$

όπου  $EIRP$  είναι η ενεργός ιστροπική εκπεμπόμενη ισχύς (Effective isotropic radiated power),  $(G - T)$ , ο δείκτης ποιότητας του δορυφόρου,  $k$  είναι η σταθερά Boltzman  $= 1.37910^{-23} = -228.6 \text{ dBW} / \text{Hz} / \text{K}$  και  $B$  το εύρος ζώνης. Για την συγκριτική μελέτη μεταξύ του SISO και MIMO διαύλου, δίνονται οι μαθηματικές σχέσεις που εκφράζουν τη χωρητικότητα διαύλου, οι οποίες είναι:

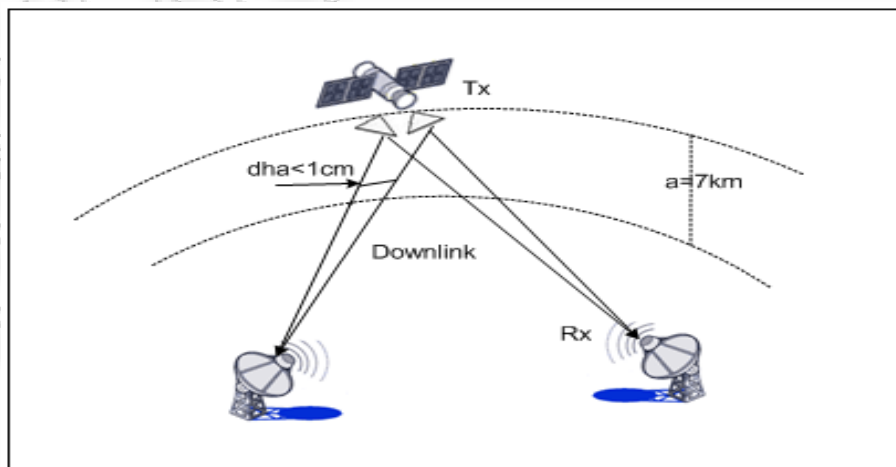
$$C_{SISO} = \log_2 \left( 1 + SNR |\mathbf{H}_{SISO}|^2 \right) \quad (5.29)$$

$$C_{opt, MIMO} = \min \{ M_R, M_T \} \log_2 \left( 1 + SNR \max \{ M_R, M_T \} \right) \quad (5.30)$$

Η παραπάνω σχέση περιγράφει τη μέγιστη χωρητικότητα του MIMO διαύλου που μπορεί να επιτευχθεί αν υπάρχει πλήρους τάξης ορθογώνιος πίνακας  $\mathbf{H}_{Los}$ .

### 5.4.2. Παράμετροι του MIMO Δορυφορικού Συστήματος

Το προς εξέταση μοντέλο φαίνεται στο Σχήμα 5.10 και αφορά μόνο την κάτω ζεύξη του συστήματος.



Σχήμα 5.10: Αναπαράσταση του LOS MIMO διαύλου στην κάτω ζεύξη.

Διατηρώντας τις συνθήκες βελτιστοποίησης και τα τεχνικά χαρακτηριστικά του Πίνακα 5.2, η βέλτιστη απόσταση μεταξύ των κεραιών του δέκτη είναι:

$$d_{R,opt} = n \frac{\lambda}{M_R} \left( \frac{1}{\frac{c_1}{2s_1}} - \frac{1}{\frac{c_1}{2s_2}} \right) = nd_0 = 65 \text{ km} \quad (5.31)$$

### 5.4.3. Μοντελοποίηση διαύλου

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.10, η απόσταση μεταξύ των κεραιών του δορυφόρου και του  $m_r$ -οστού στοιχείου των κεραιών του δέκτη σε ύψος  $h_a$  δίνεται από την σχέση:

$$\begin{aligned} \Delta d(h_a) &= h_a \arccos \left( 1 - 0.5 \frac{d_s^2}{r_0^2} \right) \Leftrightarrow \\ \Delta d(h_a) &= 7 \arccos \left( 1 - 0.5 \frac{(6 * 10^{-3})^2}{3.5786^2} \right) \Leftrightarrow \\ \Delta d(h_a) &< 1 \text{ cm} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Λόγω της ελάχιστης απόστασης μεταξύ των παράλληλων πολυδιαδρομικών συνιστωσών θεωρούμε ότι επικρατούν οι ίδιες συνθήκες διάδοσης σήματος, συνεπώς οι απώλειες των σημάτων που φτάνουν στον δέκτη θεωρούνται παρόμοιες. Στο μοντέλο αυτό, θεωρούμε ότι το φάσμα γωνιών των σημάτων τα οποία καταφτάνουν στο δέκτη από οποιαδήποτε κεραία του πομπού είναι ίδιο. Αυτή η συνθήκη ικανοποιείται όταν οι κεραίες του πομπού είναι τοποθετημένες αρκετά κοντά μεταξύ τους και έχουν ίδια διαγράμματα ακτινοβολίας. Στην περίπτωση του χωρικά συσχετισμένου διαύλου, τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$  είναι συσχετισμένα, και μπορούν να μοντελοποιηθούν από τη σχέση:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R} = \mathbf{H}_w (\mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R) \quad (5.33)$$

όπου  $\mathbf{R} = \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R$  είναι ο πίνακας συσχέτισης της δορυφορικής ζεύξης και ισχύει:

$$\mathbf{R}_R = \left[ |a|_1 e^{-j\theta_1}, |a|_2 e^{-j\theta_2}, \dots, |a|_M e^{-j\theta_M} \right]^T, -\pi \leq \theta_i < \pi \quad (5.34)$$

$$\mathbf{R}_T = [1, 1, \dots, 1]^T \quad (5.35)$$

Στην περίπτωση των συσχετισμένων υποδιαύλων, η χωρητικότητα δίνεται από τον τύπο:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{M_R} + SNR |\mathbf{R}_D|^2 \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (5.36)$$

όπου  $\mathbf{R}_D$  είναι πίνακας που περιέχει τα στοιχεία της διαγωνίου του πίνακα  $\mathbf{R}_R$ , δηλαδή  $\mathbf{R}_D = \text{diag}(\mathbf{R}_R)$ .

#### 5.4.4. Επίδραση απόσβεσης

Βασικός στόχος στην παράγραφο αυτή είναι η εκτίμηση της υποβάθμισης της χωρητικότητας του MIMO διαύλου λόγω απόσβεσης που οφείλεται κυρίως στις ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις. Όπως φαίνεται στη σχέση (5.36), αύξηση της απόσβεσης συμβάλει στην μείωση του σηματοθορυβικού λόγου του συστήματος. Η ποσότητα αυτή εκφράζεται ως  $\Delta C = C_{opt} - C$  και υπολογίζεται συναρτήσει των απωλειών διάδοσης, η τιμή των οποίων είναι  $a_0 = -20 \log_{10}(|a_0|)$  [18]. Θεωρώντας ως  $L$  τον αριθμό των σημάτων όπου δεν υπάρχει καμία μορφή εξασθένισης, υπολογίζεται η τιμή της πιθανότητας του ενδεχομένου η απόσβεση στις  $M - L$  οδεύσεις του ραδιοκύματος (υιοθετείται το σχήμα διπλής διαφορικής λήψης σήματος) να υπερβεί ταυτόχρονα την στάθμη  $a_m^{(dB)}$  για διάφορα ποσοστά του χρόνου και δίνεται από τη σχέση:

$$P \left( L_1^{(dB)} \geq a_1^{(dB)}, L_2^{(dB)} \geq a_2^{(dB)}, \dots, L_M^{(dB)} \geq a_M^{(dB)} \right) = 100 P_{rain} P_a \quad (5.37)$$

όπου  $P_{rain}$  είναι η πιθανότητα να βρέχει σε όλες τις περιοχές που τοποθετούνται οι  $M$  κεραιές του επίγειου σταθμού και  $P_a$  η δεσμευμένη πιθανότητα όπου οι

αποσβέσεις  $[L_1^{(dB)}, L_2^{(dB)}, \dots, L_M^{(dB)}]$  υπερβαίνουν τις τιμές  $[a_M^{(dB)}, a_M^{(dB)}, \dots, a_M^{(dB)}]$ , αντίστοιχα, δεδομένου ότι βρέχει σε όλες τις περιοχές [29]. Οι πιθανότητες αυτές ακολουθούν την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf):

$$f_{\mathbf{R}_R}(y) = \frac{1}{(2\pi)^{M/2} \sqrt{\det(\mathbf{R}_R)}} \exp\left[-\frac{1}{2}(y-\mu)^T (\mathbf{R}_R)^{-1}(y-\mu)\right] \quad (5.38)$$

όπου  $\mathbf{R}_R$  είναι ο πίνακας μεταβλητότητας και  $\mu = [\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_M]^T$  είναι το διάνυσμα της μέσης τιμής. Οι πιθανότητες  $P_{rain}$  και  $P_a$  προκύπτουν από την λύση των παρακάτω πολλαπλών ολοκληρωμάτων:

$$P_{rain} = \int_{R_1}^{\infty} \dots \int_{R_M}^{\infty} f_{\mathbf{R}_R}(y) dy \quad (5.39)$$

$$P_a = \int_{A_1}^{\infty} \dots \int_{A_M}^{\infty} f_{\mathbf{R}_R}(y) dy \quad (5.40)$$

Τα κατώφλια  $R_m$  και  $A_m$  δίνονται από τους τύπους:

$$R_m = Q^{-1}\left(\frac{P_k^{rain}}{100}\right) \quad (5.41)$$

όπου  $P_k^{rain}$  είναι η % πιθανότητα βροχής και  $Q^{-1}$  η αντίστροφη συμπληρωματική αθροιστική κανονική κατανομή.

$$A_m = \frac{\ln a_m^{(dB)} - \mu_{\ln L_m^{(dB)}}}{\sigma_{\ln L_m^{(dB)}}} \quad (5.42)$$

Οι τιμές για τις παραμέτρους  $\mu_{\ln L_m^{(dB)}}$  και  $\sigma_{\ln L_m^{(dB)}}$  προσδιορίζονται προσαρμόζοντας την τιμή της απόσβεσης λόγω βροχής για κάθε ξεχωριστή τοποθεσία,  $L_m$ , συναρτήσει της πιθανότητας εμφάνισης,  $P_m$ , στη λογαριθμική-κανονική κατανομή:

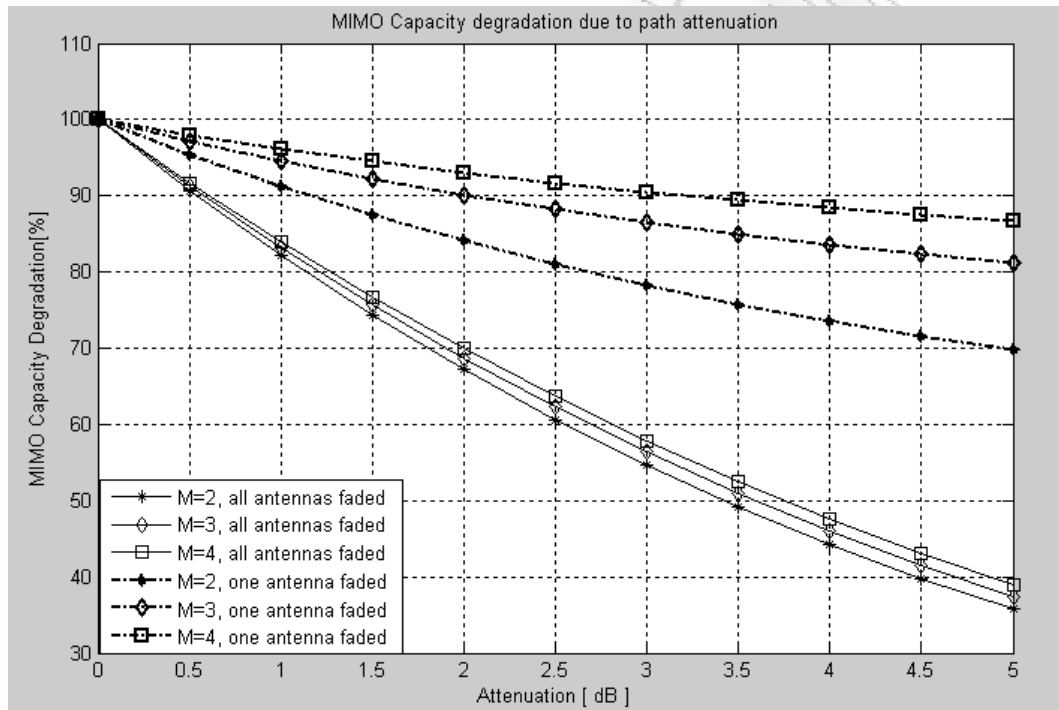
$$P_m = P_k^{rain} Q \frac{\ln L_m^{(dB)} - \mu_{\ln L_m^{(dB)}}}{\sigma_{\ln L_m^{(dB)}}} \quad (5.43)$$

Οι συντελεστές συσχέτισης δίνονται από του τύπου [18]:

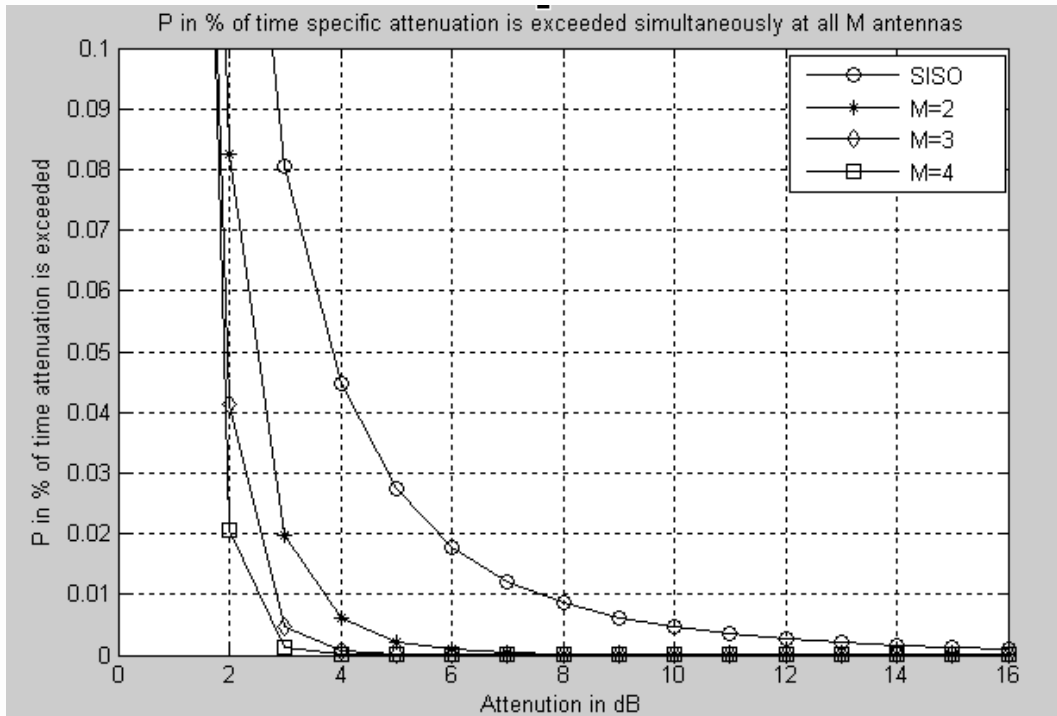
$$\rho_r = 0.7 \exp\left(-\frac{d}{60}\right) + 0.3 \exp\left[\left(-\frac{d}{60}\right)^2\right] \quad (5.44)$$

$$\rho_a = 0.94 \exp\left(-\frac{d}{30}\right) + 0.66 \exp\left[\left(-\frac{d}{500}\right)^2\right] \quad (5.45)$$

όπου η παράμετρος  $d$  είναι η απόσταση που διαχωρίζει τις θέσεις των επίγειων σταθμών σε  $km$ .



Σχήμα 5.11: Μεταβολή χωρητικότητας LOS MIMO διαύλου λόγω απόσβεσης.



**Σχήμα 5.12:** Πιθανότητα του ενδεχομένου η απόσβεση στις  $M$  οδεύσεις να υπερβεί ταυτόχρονα την στάθμη  $a_m^{(dB)}$ , όπου η πιθανότητα να βρέχει είναι  $P_{rain} = 0.33$ .

Στο Σχήμα 5.11 παρουσιάζεται η υποβάθμιση της χωρητικότητας του LOS MIMO διαύλου συναρτήσει των απωλειών διάδοσης στην τροπόσφαιρα. Παρατηρείται μεγάλη υποβάθμιση στην χωρητικότητα του MIMO διαύλου όταν το περιβάλλον διάδοσης είναι δυσμενές, η οποία αυξάνεται όταν όλες οι στοιχειοκεραίες του δέκτη υπόκεινται ταυτόχρονα σε απόσβεση σήματος. Όπως έχει ήδη ειπωθεί, η ποιότητα των δορυφορικών ζεύξεων αξιολογείται από τη διαθεσιμότητα και την αξιοπιστία που επιτυγχάνεται. Η διαθεσιμότητα μιας ζεύξης εκφράζεται από το ποσοστό της διάρκειας ενός έτους κατά το οποίο ο δέκτης διατηρεί το συγχρονισμό του. Για να διατηρείται ο συγχρονισμός, η πιθανότητα διακοπής (outage probability) πρέπει να λαμβάνει τιμές  $P_{outage} \leq 0.01\%$  και ο χρόνος διακοπής για την αναφερόμενη τιμή πιθανότητας είναι  $T_{out} = 525600P_{outage} = 52.56(\text{min}/\text{year})$ . Οπότε, αν για μια συγκεκριμένη τιμή απόσβεσης  $a_m^{(dB)}$ , ισχύει  $P_{outage} \leq 0.01\%$ , τότε επιτυγχάνεται ένα σύστημα υψηλής αξιοπιστίας και διαθεσιμότητας. Έτσι, στο Σχήμα 5.12 γίνεται σαφές ότι

σε ένα σύστημα διαφορισμού θέσης, η αύξηση των στοιχειοκεραιών στο επίγειο σταθμό οδηγεί σε σημαντική μείωση της από κοινού πιθανότητας υπέρβασης. Για παράδειγμα, για να επιτευχθεί μια αξιόπιστη ζεύξη, ένα συμβατικό *SISO* σύστημα απαιτεί ένα περιθώριο διάλειψης (fade margin) της τάξης των  $5dB$  σε σύγκριση με το σύστημα *MIMO(2X2)* και ο χρόνος διακοπής φτάνει στην τάξη των μερικών δευτερολέπτων.

Συνεπώς, η χωρητικότητα που προσφέρει ένα *SISO* σύστημα υπόκειται σε εντονότερες μεταβολές συγκριτικά με το *MIMO* σύστημα. Ακόμη, ένα σύστημα *MIMO* επιτυγχάνει καλύτερη μείωση των διαστάσεων των σταθμών[30], γεγονός που κρίνεται απαραίτητο προκειμένου οι δορυφορικές επικοινωνίες να καταστούν ανταγωνιστικές προς τα υπόλοιπα συστήματα μετάδοσης της πληροφορίας (συστήματα οπτικών ινών, επίγειες μικροκυματικές ζεύξεις, κυψελωτά συστήματα κινητών επικοινωνιών).

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

#### 6.1. Εισαγωγή

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας ήταν η μελέτη ενός δορυφορικού συστήματος, στο οποίο εφαρμόζεται η τεχνική MIMO, όπου τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης είναι εφοδιασμένοι με πολλαπλές στοιχειοκεραίες. Καταγράφονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα που υπάρχουν, καθώς επίσης και τα μελλοντικά οφέλη που μπορεί να αποφέρει η τεχνολογία αυτή. Η παραδοχή ότι η απλή τοποθέτηση πολλαπλών κεραιών σε ένα δορυφόρο δεν οδηγεί σε άμεση εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων και των δυνατοτήτων της τεχνολογίας MIMO οδηγεί στην εύρεση μεθόδων επίτευξης σημαντικού κέρδους χωρικής πολυπλεξίας και αύξησης χωρητικότητας διαύλου. Έτσι, η αποκόμιση σημαντικού δορυφορικού κέρδους από ένα σύστημα MIMO θα προέρχεται είτε από τη χρήση δυο ή παραπάνω δορυφόρων είτε από την αύξηση κατευθυντικότητας των κεραιών εκπομπής και λήψης είτε από τη χρήση διαφορισμού πόλωσης.

#### 6.2. Ανασκόπηση

Αρχικά γίνεται αναφορά στην θεωρητική μελέτη σχεδιασμού και εφαρμογής των MIMO συστημάτων. Αναλύεται η έννοια της χωρητικότητας του διαύλου και παρατίθενται οι σχέσεις που δίνουν τη χωρητικότητα κάθε συστήματος σε ντετερμινιστικό δίαυλο και δίνεται έμφαση στις βασικές τεχνικές διαφορισμού που υλοποιούνται στα συστήματα κινητών δορυφορικών επικοινωνιών. Εν συνεχεία, με την βοήθεια του λογισμικού Matlab γίνεται εκτίμηση της απόστασης δυο γεωστατικών δορυφόρων ώστε να επιτευχθεί ασυσχέτιστος δορυφορικός MIMO δίαυλος, υλοποιώντας την εξίσωση του Jakes και κάνοντας χρήση γεωμετρικού μοντέλου. Παράλληλα μελετάται η συμπεριφορά της χωρητικότητας του MIMO διαύλου διπλής πόλωσης συγκριτικά



με τα συστήματα απλής πόλωσης στα ανοικτά, ημιαστικά και αστικά περιβάλλοντα διάδοσης. Τέλος, παρουσιάζονται μέθοδοι για την επίτευξη υψηλού κέρδους παρουσία ισχυρής LOS συνιστώσας. Οι μέθοδοι αυτές, επιχειρούν να διατηρήσουν την ορθογωνιότητα των λαμβανόμενων σημάτων με σκοπό τη δημιουργία ενός ορθογώνιου MIMO πίνακα πλήρους τάξης, με βάση κατάλληλης γεωμετρίας και διάταξης των κεραιών.

### 6.3. Συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που εξήχθησαν από αυτή τη διπλωματική εργασία είναι:

- Η ελάχιστη απόσταση μεταξύ δυο γεωστατικών δορυφόρων για τη δημιουργία ανεξάρτητων MIMO διαύλων, διότι η απλή τοποθέτηση πολλαπλών κεραιών σε ένα δορυφόρο δεν οδηγεί σε άμεση εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων και των δυνατοτήτων της τεχνολογίας MIMO, ανέρχεται στην τάξη των μερικών δεκάδων χιλιομέτρων και συγκεκριμένα 37 km.
- Αποδεικνύεται η υπεροχή των MIMO συστημάτων έναντι των συμβατικών SISO ζεύξεων τόσο όσον αφορά στην αύξηση της χωρητικότητας, όσο και στο κέρδος διαφορισμού που προσφέρουν, το οποίο εκφράζεται μέσω της μείωσης του ρυθμού λαθών. Πιο συγκεκριμένα, η χωρητικότητα του διαύλου βελτιώνεται καθώς μειώνεται ο συντελεστής  $K$  δεδομένου ότι η συνιστώσα οπτικής επαφής προκαλεί αύξηση του δείκτη συσχέτισης των σημάτων που λαμβάνει το κάθε στοιχείο της κεραίας του δέκτη.
- Τα συστήματα διπλής πόλωσης επιτυγχάνουν σημαντική βελτίωση ως προς τη χωρητικότητα σε περιβάλλοντα παρουσίας ισχυρής απευθείας συνιστώσας έναντι τόσο του αντίστοιχου συστήματος SISO όσο και των αντίστοιχων συστημάτων απλής πόλωσης, ώστε να αποτελούν ελκυστική λύση για την επίτευξη μεγάλων ρυθμών μετάδοσης στις δορυφορικές επικοινωνίες.

- Σε περιβάλλοντα πλούσια σε σκεδαστές, αυξάνει αισθητά η επίδοση των συστημάτων απλής πόλωσης ως προς τη χωρητικότητα χωρίς ωστόσο να υπερβαίνει σε εμφανή βαθμό εκείνη των αντίστοιχων συστημάτων διπλής πόλωσης. Συνεπώς, τα συστήματα διπλής πόλωσης αποτελούν μια ελκυστική λύση ως προς την επίτευξη μεγάλων τιμών χωρητικότητας και καθιστούν τις δορυφορικές επικοινωνίες ανταγωνιστικές προς τις επίγειες. Πλέον, σε κάθε περιβάλλον και συνθήκες διάδοσης προτείνεται η αντικατάσταση των συστημάτων απλής πόλωσης με αντίστοιχα διπλής πόλωσης.
- Με βάση κατάλληλης γεωμετρίας και διάταξης των κεραιών επιτυγχάνεται η δημιουργία ενός ορθογώνιου MIMO πίνακα πλήρους τάξης που αποσκοπούν στην επίτευξη υψηλού κέρδους παρουσία ισχυρής LOS συνιστώσας.
- Για να επιτευχθεί μια αξιόπιστη ζεύξη, ένα συμβατικό *SISO* σύστημα απαιτεί ένα περιθώριο διάλειψης (fade margin) της τάξης των  $5dB$  σε σύγκριση με το σύστημα *MIMO(2X2)* και ο χρόνος διακοπής φτάνει στην τάξη των μερικών δευτερολέπτων.
- Βασική προϋπόθεση προκειμένου οι δορυφορικές επικοινωνίες να καταστούν ανταγωνιστικές προς τα υπόλοιπα συστήματα μετάδοσης της πληροφορίας είναι η μείωση της πιθανότητας και το ποσοστό του χρόνου υπέρβασης ανά έτος.

#### 6.4. Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

Οι προτάσεις για περαιτέρω μελέτη και έρευνα περιλαμβάνουν την επέκταση προσομοιώσεων, μοντελοποιήσεων και πειραματισμών στο γεωμετρικό μοντέλο εκτίμησης της ελάχιστης απόστασης των κεραιών δυο γεωστατικών δορυφόρων. Η μελέτη αυτή θα αφορά στην τυχαία κατανομή των σκεδαστών γύρω από τον σταθμό βάσης. Ακόμη, μελέτη της συμπεριφοράς της εργοδικής χωρητικότητας συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου λήψης σε συστήματα απλής και διπλής πόλωσης για τη ζώνη συχνοτήτων  $L$ .

## Βιβλιογραφικές Αναφορές

- [ 1 ] Da-Shan Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans and L.M. Kahn, “Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems”, IEEE Ttrans. On Commun., Vol. 48, No. 3, March 2000, pp. 502-512.
- [ 2 ] K. P. Liolis, A. D. Panagopoulos, P. G. Cottis, “Multi-Satellite MIMO Communications at Ku-Band and Above: Investigation on Spatial Multiplexing for Capacity improvement and Selection Diversity for Interference Mitigation”, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2007.
- [ 3 ] Peter R. King, Stavros Stavrou, “Low Elevation Wideband Land Mobile Satellite MIMO Channel Characteristics”, IEEE Ttrans. On Commun., Vol. 6, No. 7, July 2007, pp 2712 – 2720.
- [ 4 ] P. R. King and S. Stavrou, “Capacity improvement for a land mobile single satellite MIMO system”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, no. 1, pp.98–100, 2006.
- [ 5 ] K. P. Liolis, I. Andrikopoulos, P. G. Cottis, “On statistical modeling and performance evaluation of SIMO Land Mobile Satellite Channels”, 2008.
- [ 6 ] Peter R. King, Barry G. Evans, and Stavros Stavrou, “Physical-statistical model for the land mobile-satellite channel applied to satellite/HAP-MIMO”, in Proceedings of the 11th European Wireless Conference, vol. 1, pp. 198-204, Nicosia, Cyprus, April 2005.
- [ 7 ] G. J. Byers, F. Takawira, “Spatially and Temporally Correlated MIMO Channels: Modeling and Capacity Analysis”, IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 53, No. 3, May 2004.
- [ 8 ] Emmanouel Michailidis, George Efthymoglou, and Athanasios Kanatas, “Spatially Correlated 3-D HAP-MIMO Fading Channels,” International Workshop on Aerial & Space Platforms: Research, Applications, Vision, in conjunction with IEEE Globecom 2008, New Orleans, LA, USA, December 4, 2008.

- [ 9 ] G. Maral, M. Bousquet, “Δορυφορικές Επικοινωνίες”, Εκδόσεις Τζιόλα, 2002.
- [ 10 ] P.R. King, “Modelling and Measurement of the Land Mobile Satellite MIMO Radio Propagation Channel”, thesis, April 2007.
- [ 11 ] Δ. Ζαρμπούτη, “Θεωρία και Ανάλυση Συστημάτων MIMO στο Σταθμό Βάσης και στο Κινητό, σε Διαφορετικά Περιβάλλοντα Ασύρματης Επικοινωνίας”, Διπλωματική Εργασία , Σεπτέμβριος 2004.
- [ 12 ] J. D. Kanellopoulos, S. Ventouras, and C. N. Vazouras, “A revised model for the prediction of differential rain attenuation on adjacent Earth-space propagation paths,” *Radio Science*, vol. 28, no. 6 part 2, pp. 1071–1086, 1993.
- [ 13 ] R. Sheriff, A. Donner, A. Vanelli–Coralli, “Sattelite Communications”, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2007.
- [ 14 ] A. Mohammed and T. Hult, “Performance Evaluation of a MIMO Satellite Diversity System”, Department of Signal Processing Blekinge Institute of Technology, Ronneby, Sweden.
- [ 15 ] F. Shu, Li Lihua and Z. Ping, “A General Stochastic Spatial MIMO Channel Model for Evaluating Various MIMO Techniques”, December 2006.
- [ 16 ] R. T. Schwarz, A. Knopp, B. Lankl, D. Ogermann, and C. A. Hofmann, “Optimum-Capacity MIMO Satellite Broadcast System: Conceptual Design for LOS Channels”, Munich University of the Bundeswehr, Institute for Communications Engineering, Germany.
- [ 17 ] R. T. Schwarz, A. Knopp, B. Lankl, D. Ogermann, and C. A. Hofmann, “Optimum-Capacity MIMO Satellite Link for Fixed and Mobile Services”, Munich University of the Bundeswehr, Institute for Communications Engineering, Germany.
- [ 18 ] R. T. Schwarz, A. Knopp, B. Lankl, D. Ogermann, and C. A. Hofmann, “The Capacity of MIMO Satellite Links in a Fading Environment: A Probabilistic Analysis Channel”, Munich University of the Bundeswehr, Institute for Communications Engineering, Germany.
- [ 19 ] Ε. Σταθάκης, “MIMO -OFDM”, Διπλωματική Εργασία, Σεπτέμβριος 2007.

- [ 20 ] Ε. Μανιατάκη, “ΜΙΜΟ Διάυλοι Διάδοσης για Κινητές δορυφορικές Επικοινωνίες”, Διπλωματική Εργασία , Ιούνιος 2008.
- [ 21 ] Α. Κυργιάζος, “Εφαρμογές ΜΙΜΟ συστημάτων σε δορυφορικές επικοινωνίες”, Διπλωματική Εργασία , Μάρτιος 2008.
- [ 22 ] Α. Γεωργιάς, “Θεωρητική μελέτη και ανάλυση ασύρματων συστημάτων Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων (ΜΙΜΟ – Multiple Input – Multiple Output) Διαφορισιμότητα στο πεδίο του χώρου και του χρόνου”, Διπλωματική Εργασία , Ιούλιος 2008.
- [ 23 ] Π. Αράπογλου, “Σύγκριση Τεχνικών Διαφορικής Λήψης για την Άμβλυση των Διαλείψεων Λόγω Βροχής στις Δορυφορικές Τηλεπικοινωνίες”, Ιούλιος 2003.
- [ 24 ] Η. Suzuki “A statistical model for urban radio propagation,” IEEE Trans. Commun., vol. 25, no. 7, Aug. 1979.
- [ 25 ] Μ. Nakagami, “The m-distribution – A general formula of intensity distribution of rapid fading,” Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. G. Hoffman, Oxford, England, 1960.
- [ 26 ] C. Loo, “A statistical model for a land mobile satellite link,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 34, no. 3, Aug. 1985.
- [ 27 ] P. Horvath, G. K. Karagiannidis, P. R. King, S. Stavrou and I. Frigyes, “Investigations in Satellite MIMO Channel Modeling: Accent on Polarization” EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, March 2007.
- [ 28 ] Μ. Ζαμκοτσιάν, “Συστήματα ΜΙΜΟ Διπλής Πόλωσης Για Κινητές Δορυφορικές Επικοινωνίες”, Διπλωματική Εργασία , Ιούλιος 2009, Αθήνα.
- [ 29 ] Υπουργείο Εθνικής Παιδείας και Θρησκευμάτων, "Αρχιμήδης - Ενίσχυση ερευνητικών ομάδων στα Τ.Ε.Ι ", Ελλάδα, 2008.
- [ 30 ] Α.Δ Παναγόπουλος, Ε. Καπαρελιώτης, Κ. Δρακάκης και Π.Γ. Κώττης, “Χρήση Μοντέλων Βροχόπτωσης για τη Σχεδίαση Δορυφορικών Ζεύξεων”, Τεχν. Χρον. Επιστ. Έκδ. ΤΕΕ, ΙΙΙ, τεύχ. 1-2, 2003.

- [ 31 ] Π.Μ Αράπογλου, Α.Δ Παναγόπουλος και Π.Γ. Κωττής, “Διαφορική Λήψη σε Συστήματα Δορυφορικών Επικοινωνιών”, Τεχν. Χρον. Επιστ. Έκδ. ΤΕΕ, ΙΙΙ, τεύχ. 1-2, 2002.
- [ 32 ] K. Sivasondhivat, M. Landmann, J. Takada, et. al., “Full polarimetric 3-D double directional channel measurement in a NLOS macrocellular environment,” IEICE Technical Report, AP2005-117, Dec. 2005.
- [ 33 ] J. Model, J.O. Taylor, and R. Wezalis, “Cross-Polarization Effects and the dual polarization GOES-R. GRB link”, DRG Conference, 8-12 December 2008.
- [ 34 ] I. Sarris and A. R. Nix, “Design and performance assessment of high-capacity MIMO architectures in the presence of a line-of-sight component,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, No. 4, pp. 2194-2202, July 2007.
- [ 35 ] F. Bohagen, P. Orten, and G. Oien, “Construction and capacity analysis of high-rank line-of-sight mimo channels,” IEEE Wireless Communications and Networking Conference, vol. 1, pp. 432–437, Mar. 2005.