

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ

Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων

ΠΜΣ: Ψηφιακές Επικοινωνίες και Δίκτυα



**Προσαρμοστικές Στοιχειοκεραίες για Κινητές Δορυφορικές
Επικοινωνίες**

**Reconfigurable Antenna Arrays in Mobile Satellite
Communications**

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

Μάρκου Ανδριανός

Επιβλέπων: Αθανάσιος Κανάτας, Καθηγητής

Πειραιάς 2017

Περίληψη

Η διαρκώς αυξανόμενη εμπορική απαίτηση για κινητές δορυφορικές επικοινωνίες (Mobile Satellite Service, MSS) με διασφαλισμένη και υψηλή ποιότητα υπηρεσίας (QoS), υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης με χαμηλό ρυθμό σφαλμάτων (BER) και ικανότητα υψηλής κινητικότητας των χρηστών, διαθέτοντας σύγχρονες συσκευές μικρών διαστάσεων (handheld), επιφέρει την μελέτη τόσο των χαρακτηριστικών αυτών που διέπουν την δορυφορική ζεύξη όσο και την παρουσίαση νέων προτάσεων στον χώρο ανάπτυξης συστημάτων κεραιών που ικανοποιούν τις παραπάνω απαιτήσεις.

Αντικείμενο της παρούσας μεταπτυχιακής διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη σύγχρονων μοντέλων πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων (MIMO) κινητών δορυφορικών διαύλων με στόχο την εφαρμογή σε αυτά μιας νέας προσαρμοστικής στοιχειοκεραίας ESPAR.

Αρχικά επιχειρείται μια σύντομη περιγραφή των κινητών δορυφορικών συστημάτων (Mobile Satellite Service), της αρχιτεκτονικής δομής και των συνθετικών μερών τους, των διαθέσιμων συχνοτήτων, των σύγχρονων προτύπων (DVB-SH) αλλά κυρίως των γεωμετρικών τροχιακών χαρακτηριστικών που επηρεάζουν την εξέλιξη επιτυχίας μιας ζεύξης.

Στο επόμενο κεφάλαιο, αναλύονται τα χαρακτηριστικά ενός δορυφορικού διαύλου, παρουσιάζονται οι μηχανισμοί διάδοσης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας μέσω των ανομοιογενών στρωμάτων της ατμόσφαιρας αλλά και του διαρκώς εναλλασσόμενου γήινου χώρου λόγω κινητικότητας και αναλύονται τα αποτελέσματα των μηχανισμών αυτών στα χαρακτηριστικά ισχύος του ραδιοηλεκτρικού σήματος πληροφορίας.

Στο 3^ο κεφάλαιο, περιγράφονται οι διάφορες κατηγορίες διαλείψεων ενώ βάσει αυτών παρουσιάζεται η ανάγκη στατιστικής περιγραφής του κινητού δορυφορικού καναλιού. Επιπλέον μελετώνται τα βασικά στοχαστικά μοντέλα διαλείψεων ασύρματων επικοινωνιών για πολυδιαδρομική διάδοση ακτινοβολίας και φαινομένων σκίασης αλλά κυρίως παρουσιάζονται δυο σύγχρονα μοντέλα διάδοσης πολλαπλών καταστάσεων.

Κατόπιν, στο 4^ο κεφάλαιο περιγράφονται συντόμως οι διάφορες τεχνικές επίτευξης κέρδους διαφορισμού στις δορυφορικές επικοινωνίες για την επιθυμητή δημιουργία MIMO διαύλων μετάδοσης πληροφορίας ενώ στη συνέχεια μελετάται ενδελεχώς ο SIMO κινητός δορυφορικός δίαυλος μέσω διαφορισμού κεραιάς στον χρήστη και παρουσιάζονται τα μεγέθη που τον χαρακτηρίζουν.

Στο 5^ο κεφάλαιο, αφού παρουσιάζεται η αναγκαία θεωρία κεραιών, τα μεγέθη και τα φαινόμενα εκείνα που σχετίζονται με την παρούσα μελέτη (mutual coupling), τότε αναλύεται εκτενώς η θεωρία παρασιτικών στοιχειοκεραιών και ιδίως η 5-ESPAR.

Τέλος, στο 6^ο κεφάλαιο υλοποιείται μέσω του λογισμικού MATLAB η εφαρμογή της κεραιάς ESPAR και ο δυναμικός έλεγχος του διαγράμματος ακτινοβολίας της σε μια LEO δορυφορική τροχιά. Παρουσιάζεται ο αλγόριθμος επιλογής των κατάλληλων παραμέτρων με τον οποίο επιτυγχάνεται η επιτυχής στροφή του διαγράμματος της κεραιάς στην κατεύθυνση του κινούμενου δορυφόρου.

Abstract

The increasing commercial demand for mobile satellite communications (Mobile Satellite Service, MSS) with guaranteed high quality of service (QoS), high bit rates with low error rate (BER) and high mobility ability of users, using modern compact devices (handheld), results in the study both of these characteristics governing the satellite link and the presentation of new proposals in antenna systems development area that meet the above requirements.

The subject of this thesis is the study of modern multi-input-multiple output models (MIMO) mobile satellite channels in the light of the latest models of mobile satellite communications designed to apply to them a reconfigurable antenna array.

Initially it is attempted a short description of mobile satellite systems (Mobile Satellite Service), the architectural structure and the synthetic parts, available frequencies, modern standards (DVB-SH) but mainly geometric orbital characteristics that influence the development of a successful link.

In the next chapter are studied the characteristics of a satellite channel, the propagation mechanisms by heterogeneous layers of the atmosphere and the constantly alternating earth space due to mobility and analyzed the results of these mechanisms in force characteristics of the radio information signal.

In the third chapter, it is described the various categories of fading while under these it is demonstrated the need for statistical description of the mobile satellite channel. Additionally it is analyzes basic stochastic models of fading for wireless communications multipath propagation and shading phenomena, but mainly presented two modern multi statements propagation models.

Then, the fourth chapter briefly describes the various diversity profit-driven techniques in satellite communications for the desired creation of MIMO information transmission channels and the SIMO mobile satellite channel through antenna diversity technique .

In chapter 5, after the necessary antenna theory it is presented, sizes and those effects associated with this study (mutual coupling), then extensively it is analyzed the theory of parasitic arrays and especially the 5-ESPAR. Also studied a proposed new vision of the radiation pattern of the antenna radiation diagrams field (BeamSpace Domain)

Finally, is implemented with the use of software MATLAB the dynamic control of the radiation pattern for a 5-ESPAR antenna for specific LEO orbit coordinations and it is demonstrated the optimized solution algorithm for the successful steering of the antenna pattern in the direction of the moving satellite.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον κ.Αθανάσιο Κανάτα, Καθηγητή του Πανεπιστημίου Πειραιώς και εισηγητή του θέματος της μεταπτυχιακής διπλωματικής μου εργασίας για την παρότρυνση του στην επιλογή του συγκεκριμένου θέματος μελέτης και της σημαντικής συμβολής του στην ολοκλήρωσή της, μα πρωτίστως γιατί αποτέλεσε πρότυπο και πηγή έμπνευσης στην ενασχόληση με τον συγκεκριμένο τομέα επιστημών.

Επίσης οφείλω να ευχαριστήσω τον κ.Κωνσταντίνο Μαλιάτσο, μεταδιδακτορικό ερευνητή του Πανεπιστημίου Πειραιώς, του οποίου οι πολύτιμες συμβουλές και υποδείξεις συνετέλεσαν στην επιτυχή ολοκλήρωση της εργασίας.

Περιεχόμενα

Περίληψη	
Abstract	
Ευχαριστίες	
Κατάλογος συντημήσεων	
Κατάλογος σχημάτων	

Κεφάλαιο 1^ο Κινητές Δορυφορικές Επικοινωνίες

1.1 Εισαγωγή	13
1.2 Κατηγορίες Κινητών Δορυφορικών Συστημάτων	14
1.3 Αρχιτεκτονική Συστημάτων Κινητών Δορυφορικών Επικοινωνιών	15
1.4 Δομή επίγειου τμήματος κινητών δορυφορικών συστημάτων	16
1.5 Ζώνες συχνοτήτων και ραδιοκάλυψη κινητών δορυφορικών συστημάτων	17
1.6 Τροχιές και τροχιακά ζητήματα	19
1.6.1 Γεωμετρικές παράμετροι στον εντοπισμό του δορυφόρου	24
1.6.1.1 Απόσταση Γης-δορυφόρου	24
1.6.1.2 Γωνία ανύψωσης	26
1.6.1.3 Γωνία αζιμουθίου	27
1.6.1.4 Γωνία ναδίου	28
1.6.1.5 Ίχνος δορυφόρου	29
1.7 Τροχιακά ζητήματα στα Κινητά Δορυφορικά Συστήματα	30
1.8 Σύγχρονα πρότυπα δορυφορικών επικοινωνιών	31
1.8.1 DVB-S2	31
1.8.2 DVB-SH	32
1.9 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου	34

Κεφάλαιο 2^ο Χαρακτηριστικά δορυφορικού διαύλου και Στατιστική αναπαράσταση του καναλιού

2.1 Δορυφορικός Δίαυλος	35
2.2 Μηχανισμοί Διάδοσης	37
2.2.1 Διάδοση η/μ κυμάτων στον ελεύθερο χώρο, νόμος του Friis, απώλεια ισχύος μεταδόσεως	39
2.2.2 Διάδοση ραδιοκυμάτων στην τροπόσφαιρα	42
2.2.2.1 Απώλειες λόγω ενεργειακής απορρόφησης	42
2.2.2.2 Απώλειες λόγω ατμοσφαιρικών διαθλάσεων	42
2.2.2.3 Τροποσφαιρικός σπινθηρισμός	43
2.2.2.4 Αποπόλωση λόγω βροχής και πάγου	44
2.2.3 Διάδοση ραδιοκυμάτων στην ιονόσφαιρα	44
2.2.3.1 Ιονοσφαιρικός σπινθηρισμός	44
2.2.3.2 Στροφή πόλωσης-Επίδραση Faraday	44
2.2.3.3 Καθυστέρηση ομάδας	45
2.2.3.4 Ιονοσφαιρική διάθλαση	45
2.2.4 Διάδοση ραδιοκυμάτων στην περιοχή του δέκτη	46

2.2.4.1 Εξασθένηση η/μ ακτινοβολίας λόγω σκίασης	46
2.2.4.2 Εξασθένηση λόγω νεφώσεων και ομίχλης	47
2.2.4.3 Επίγειες πολυδιαδρομικές διαλείψεις	47
2.2.4.4 Εξασθένηση ισχύος η/μ ακτινοβολίας λόγω παρουσίας βροχής	48
2.2.5 Φαινόμενο Doppler	51
2.3 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου	53

Κεφάλαιο 3^ο

3.1 Διαλείψεις πολυόδευσης (multipath fading)	54
3.2 Κατηγοριοποίηση διαλείψεων	54
3.2.1 Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading)	54
3.2.2 Διαλείψεις μεσαίας κλίμακας (Medium Scale Fading)	55
3.2.3 Διαλείψεις μικρής κλίμακας (Small Scale Fading)	55
3.2.3.1 Ταχείες/αργές διαλείψεις	57
3.2.3.2 Επίπεδες-επιλεκτικές Διαλείψεις (Flat-Frequency selective fading)	59
3.3 Μοντέλα διαλείψεων για διαύλους με πολυδιαδρομική διάδοση	60
3.3.1 Μοντέλο διαλείψεων Rayleigh	61
3.3.2 Μοντέλο διαλείψεων Rice	63
3.3.3 Μοντέλο διαλείψεων λόγω σκίασης	64
3.3.4 Μοντέλο διαλείψεων Loo	65
3.4 Μοντέλα διάδοσης πολλαπλών καταστάσεων	66
3.4.1 Μοντέλο <i>Perez-Fontan et al.</i>	66
3.4.2 Μοντέλο <i>Prieto-Cerdeira et al.</i>	69
3.5 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου	71

Κεφάλαιο 4^ο MIMO Τεχνολογία. MIMO κινητός δορυφορικός δίαυλος

4.1 Εισαγωγή	72
4.2 MIMO παράμετροι	72
4.3 Τεχνολογία MIMO στις δορυφορικές επικοινωνίες	73
4.3.1 Κέρδος διαφορισμού μέσω εφαρμογής MIMO τεχνολογίας σε δορυφορικό δίαυλο	74
4.4 MIMO κινητός δορυφορικός δίαυλος μέσω διαφορισμού κεραίας	81
4.4.1 Δίαυλος MIMO	81
4.4.2 Στοχαστικός MIMO δίαυλος	84
4.4.2.1 Μοντέλο SIMO κινητού δορυφορικού δίαυλου	85
4.4.2.2 Περιβάλλουσα SISO υπο-διαύλων	86
4.4.3 Χωρική συσχέτιση στις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας	87
4.4.4 Χωρική συσχέτιση στις διαλείψεις μικρής κλίμακας	87
4.4.5 Χρονική συσχέτιση και χρονικές διακυμάνσεις μεταξύ διαφορετικών καταστάσεων του διαύλου	88
4.5 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου	89

Κεφάλαιο 5^ο Θεωρία παρασιτικών στοιχειοκεραιών ESPAR

MIMO με μια αλυσίδα RF

5.1 Εισαγωγική θεωρία	92
5.1.1 Κεραία και ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία	94
5.2 Στοιχειοκεραίες (Antenna Arrays) και Αμοιβαία Σύζευξη (Mutual Coupling)	96
5.2.1 Παρασιτικές Στοιχειοκεραίες	98
5.2.2 Στοιχειοκεραίες παράλληλων διπόλων	102
5.3 Αρχή λειτουργίας των κεραιών ESPAR	104
5.4 Κεραίες ESPAR στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας	109
5.4.1 Ακτινοβολούμενοι βαθμοί ελευθερίας παρασιτικών κεραιών	109
5.4.1.2 Ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt για τη διάσπαση διαγράμματος ακτινοβολίας κεραίας ESPAR	110
5.5 Ασύρματα συστήματα επικοινωνιών MIMO	113
5.5.1 Συστήματα MIMO με μια αλυσίδα RF	113
5.6 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου	116

Κεφάλαιο 6^ο Εφαρμογή Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας ESPAR σε MIMO Κινητό Δορυφορικό Δίαυλο

6.1 Εισαγωγή	117
6.2 System Setup	118
6.3 Συνάρτηση Κέρδους Κεραίας - Διαμόρφωση Διαγράμματος	118
6.4 Αποτελέσματα	119

Κατάλογος Συντμήσεων

AMSS: Aeronautical Mobile Satellite Service
AoAs: Angles of Arrival
AoDs: Angles of Departure
ADOFs: Aerial Degrees of Freedom
AWGN: Additive White Gaussian Noise
BER: Bit Error Rate
BS: Base Station
BS: BeamSpace
BSS: Broadcast Satellite Service
CDF: Cumulative Distribution Function
CSI: Channel State Information
CU: Channel Unknown
DSL: Digital Subscriber Line
DVB: Digital Video Broadcasting
DVB-S2: Digital Video Broadcasting-Satellite (2nd Generation)
DDB-SH: Digital Video Broadcasting-Satellite Handheld
EADoFs: Effective Aerial Degrees of Freedom
ESA: European Space Agency
ESPAR: Electronically Steerable Parasitic Antenna Radiator
ETSI: European Telecommunications Standards Institute
FSL: Free Space Loss
FSS: Fixed Satellite Service
GEO: Geostationary Orbit
HP: Horizontal Polarization
IEEE: Institute of Electrical and Electronic Engineers
IP: Internet Protocol
ITU: International Telecommunications Union
ITU-R: International Telecommunications Union-Radiocommunications
LEO: Low Earth Orbit
LHCP: Left Hand Circular Polarization
LMS: Land Mobile Satellite
LOS: Line-of-Sight
MC: Mutual Coupling
MEO: Medium Earth Orbit
MIMO: Multiple-Input Multiple-Output
MSS: Mobile Satellite Service
NLOS: Non Line-of-Sight
QoS: Quality of Service

RF: Radio Frequency
RHCP: Right Hand Circular Polarization
RLN: Rice Lognormal
SatCom: Satellite Communications
SIMO: Single-Input Multiple-Output
SISO: Single-Input Single-Output
SS: Subscriber Station
SVD: Singular Value Decomposition
TR: Terrestrial Repeater
TS: Terminal Station
UCA: Uniform Circular Array
ULA: Uniform Linear Array
UT: User Terminal

Κατάλογος Σχημάτων και Πινάκων

- ΣΧΗΜΑ 1.1: Απεικόνιση της δίδυμης χρήσης ζεύξεων ενός Κινητού Δορυφορικού Δικτύου
- Σχήμα 1.2: Αρχιτεκτονική κινητού δορυφορικού συστήματος
- Σχήμα 1.3: Κατανομή τροχιών LEO, MEO, HEO και GEO
- Σχήμα 1.4: Απεικόνιση των δορυφορικών τροχιών και συσχέτιση αυτών με τις ζώνες επηρεασμού της ακτινοβολίας
- Σχήμα 1.5: Γεωμετρία Γης-Δορυφόρου
- Σχήμα 1.6: Γωνίες ανύψωσης και αζιμουθίου για τον εντοπισμό ενός δορυφόρου από τη Γη
- Σχήμα 1.7: Γεωμετρία για τον υπολογισμό γωνίας ανύψωσης και ναδίρ
- Σχήμα 1.8 Κατευθύνσεις ναδίρ και ζενίθ
- Σχήμα 1.9 Επίδραση της δορυφορικής τροχιακής κλίσης στην κάλυψη του γεωγραφικού πλάτους
- Σχήμα 1.10 Αρχιτεκτονική δικτύου DVB-SH
- Σχήμα 2.1 Στρώματα Γήινης ατμόσφαιρας
- Σχήμα 2.2 Μηχανισμοί διάδοσης και η επίδρασή τους στο ραδιοηλεκτρικό σήμα
- Σχήμα 2.3 Απεικόνιση της λαμβανόμενης στον δέκτη ακτινοβολίας μέσω των διαφορετικών δρόμων και μηχανισμών διάδοσης
- Σχήμα 2.4 Μετατόπιση της πραγματικής θέσης του δορυφόρου λόγω ατμοσφαιρικών διαθλάσεων
- Σχήμα 2.5 Απεικόνιση του φαινομένου σκίασης λόγω παρουσίας βλάστησης και τεχνητών υποδομών
- Σχήμα 2.6 Απεικόνιση των πολυδιαδρομικών οδών στο γήινο χώρο
- Σχήμα 2.7 Απεικόνιση της παρουσίας σταγόνων βροχής στην διαδρομή του κύματος
- Σχήμα 2.8 Συσχέτιση της εξασθένησης λόγω βροχής με τη συχνότητα
- Σχήμα 2.9 Απεικόνιση της συσχέτισης των απωλειών ενέργειας με τη συχνότητα και τη γωνία ανύψωσης
- Σχήμα 3.2 Απεικόνιση των 4 διαλείψεων μικρής κλίμακας
- Σχήμα 3.3 Απεικόνιση των διαλείψεων μικρής κλίμακας ως προς το φαινόμενο Doppler
- Σχήμα 3.4. Απεικόνιση της σ.π.π της κατανομής Rayleigh για διαφορετικές τιμές rms τιμές του λαμβανόμενου σήματος
- Σχήμα 3.5 Απεικόνιση της μεταβολής της σ.π.π για διαφορετικές τιμές πλάτους της κυρίαρχης συνιστώσας, για σταθερό σ .
- Σχήμα 3.6 Ισχύς λήψης δορυφορικού διαύλου με επίπεδες διαλείψεις στη ζώνη συχνοτήτων S , όπου προκύπτουν 3 καταστάσεις.
- Σχήμα 3.7 Μοντέλο Markov 3 καταστάσεων
- Σχήμα 3.8 Απεικόνιση μοντέλου διαύλου 2 καταστάσεων σε αντιστοιχία με μοντέλο 3 καταστάσεων
- Σχήμα 3.9 Μοντέλο Markov 2 καταστάσεων διαύλου
- Σχήμα 4.1 Απεικόνιση διαφορισμού κεραίας (Antenna Diversity)
- Σχήμα 4.2 Απεικόνιση διαφορισμού θέσης (Site Diversity)
- Σχήμα 4.3 Απεικόνιση διαφορισμού δορυφόρου ή τροχιάς (Satellite/Orbital Diversity)
- Σχήμα 4.4. Απεικόνιση διαφορισμού πόλωσης (Polarization Diversity)

Σχήμα 4.5 Απεικόνιση δορυφορικής κεραίας πολλαπλών δεσμών
Σχήμα 4.6 Απεικόνιση διαφορισμού πολλαπλών δεσμών(Multi Beam Diversity)
Σχήμα 4.7 Απεικόνιση διαφορισμού δορυφόρου-επίγειων επαναληπτών(Satellite-Terrestrial Gap Filter Diversity)
Σχήμα 4.8 Απεικόνιση SIMO LMS διαύλου με διαφορισμό κεραίας υπό συνθήκες διαλείψεων λόγω σκίασης και πολυδιαδρομικής διάδοσης
Σχήμα 5.1 Ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας και μονής πηγής
Σχήμα 5.2 Ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας και πηγής σήματος, με ύπαρξη αντίστασης ακτινοβολίας και απωλειών αντίστασης
Σχήμα 5.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας ομοιοκατευθυντικής, κατευθυντικής κεραίας
Σχήμα 5.4 Απεικόνιση κυκλικής στοιχειοκεραίας
Σχήμα 5.5 Ηλεκτρομαγνητικά πεδία γραμμικής διπολικής κεραίας
Σχήμα 5.6 Απεικόνιση παράλληλων γραμμικών διπολικών στοιχείων
Σχήμα 5.7 Δισδιάστατη απεικόνιση στοιχειοκεραίας παράλληλων διπόλων
Σχήμα 5.8 Παράδειγμα κυκλικής στοιχειοκεραίας ESPAR 5 στοιχείων
Σχήμα 5.9 Απεικόνιση περιστρεφόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας κεραίας
Μπλε: ενεργό κεραιοστοιχείο, Γκρι: ανοιχτοκυκλωμένο, Μαύρο: βραχυκυκλωμένο
Σχήμα 5.10 Απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας
Σχήμα 5.11 Απεικόνιση της αρχιτεκτονικής MIMO με μια αλυσίδα RF στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Πομπός με ένα ενεργό στοιχείο, δέκτης με ένα ενεργό στοιχείο

Πίνακας 1.1 Δορυφορικές ζώνες συχνοτήτων και οι υπηρεσίες τους
Πίνακας 1.2 Χαρακτηριστικά LEO, MEO, GEO δορυφορικών συστημάτων
Πίνακας 1.3 Υπολογισμός Αζιμουθίου Az
Πίνακας 5.1 Εξισώσεις ηλεκτρομαγνητικού πεδίου

Κεφάλαιο 1⁰

Κινητές Δορυφορικές Επικοινωνίες

1.1 Εισαγωγή

Ως 'δορυφορικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα' ορίζεται το σύστημα αυτό, το οποίο παρέχει υπηρεσίες επικοινωνίας μεταξύ δύο ή περισσότερων σημείων μέσω δορυφόρου. Μια δυνατότητα επικοινωνίας που παρέχει σε σταθερά, φορητά ή κινητά τερματικά ευρυζωνικές υπηρεσίες(broadband services), υπηρεσίες στενής ζώνης(narrowband services) και υπηρεσίες ευρυεκπομπής (broadcast services).

Η παρουσία των δορυφορικών επικοινωνιών πρωτοεμφανίζεται τον Οκτώβριο του 1957 με την εκτόξευση ενός μικρού δορυφόρου, επονομαζόμενου Sputnik I. Αυτός αποτελεί τον πρώτο γήινο τεχνητό δορυφόρο και διαθέτει μόνο έναν πομπό ενός σήματος πιλότου δίχως τη δυνατότητα επικοινωνιών. Σχεδόν ταυτόχρονα ξεκινά και η ανάπτυξη των κινητών δορυφορικών επικοινωνιών με την εκτόξευση από την NASA των πρώτων γεωσύγχρονων γεωστατικών δορυφόρων με την ικανότητα παροχής κινητών δορυφορικών επικοινωνιών. Η δυνατότητα των δορυφορικών συστημάτων να παρέχουν επικοινωνία σε κινητούς χρήστες οδήγησε στην αλματώδη ανάπτυξη των κινητών δορυφορικών συστημάτων και την σημερινή παρουσία μεγάλου πλήθους δορυφορικών συστημάτων σε τροχιά καλύπτοντας τα κενά των επίγειων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και συνάμα αποτελώντας αναπόσπαστο τμήμα των τηλεπικοινωνιακών δομών.

Με τα κινητά δορυφορικά συστήματα επιτυγχάνεται η ραδιο-ζεύξη μεταξύ απομακρυσμένων χρηστών με τον σταθμό βάσης να έχει την δυνατότητα ταχείας μετακίνησης στον παγκόσμιο χώρο. Ουσιαστικά αποτελούν μια καλή εναλλακτική λύση στις περιπτώσεις απομακρυσμένων γεωγραφικά περιοχών όπου δεν παρέχεται η δυνατότητα ανεπτυγμένων δικτύων τηλεφωνίας ή σε θαλάσσιες περιοχές που δεν καλύπτονται από τα επίγεια δίκτυα τηλεφωνίας. Επιπρόσθετα ένα δορυφορικό σύστημα κινητών επικοινωνιών παρέχει πλήρη διεθνή περιαγωγή (roaming) στους κινητούς χρήστες.

Τα κυριότερα πλεονεκτήματα των κινητών δορυφορικών συστημάτων διατυπώνονται ως εξής:

- Υποστήριξη κινητικότητας. Ο κινούμενος χρήστης εντός της ζώνης κάλυψης του δορυφόρου, έχει την δυνατότητα επικοινωνίας με άλλους σταθερούς ή κινητούς χρήστες μέσω δορυφόρου.
- Δυνατότητα κάλυψης μεγάλων γεωγραφικών περιοχών δίχως την απαίτηση ύπαρξης υποδομών.
- Μειωμένο σχετικά κόστος. Λόγω της ανεξαρτησίας της ζεύξης από την απόσταση καθώς και της ικανότητας ικανοποίησης μεγάλου γήινου τμήματος όπως και της εξυπηρέτησης μεγάλου πλήθους χρηστών.
- Ταχεία ανάπτυξη και αναδιοργάνωση του δικτύου. Οι προσφερόμενες υπηρεσίες παρέχονται σε μεγάλο πλήθος χρηστών σε διάφορες περιοχές με

διαφορετικά χαρακτηριστικά και ταχύτερα σε σύγκριση με τα ενσύρματα δίκτυα.

- Αποτελεσματική υποστήριξη καταστάσεων εκτάκτου ανάγκης όταν τα επίγεια τηλεπικοινωνιακά μέσα αδυνατούν.
- Ευελιξία στη διάθεση εύρους ζώνης. Δυνατότητα για παροχή εύρους ζώνης απλής ή διπλής κατεύθυνσης, στενής ή ευρείας ζώνης, συμμετρικό ή μη.

1.2 Κατηγορίες Κινητών Δορυφορικών Συστημάτων(Mobile Satellite Service, MSS)

Ως κινητά δορυφορικά συστήματα (Mobile Satellite Service) ορίζονται[1] τα συστήματα που επιτυγχάνουν ραδιο-ζεύξη μεταξύ:

- Κινητών επίγειων σταθμών(Earth Stations) και ενός ή περισσότερων διαστημικών σταθμών(Space Stations)
- Διαστημικών σταθμών για την παροχή κινητών δορυφορικών τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών
- Κινητών επίγειων σταθμών διαμέσου ενός ή περισσότερων διαστημικών σταθμών

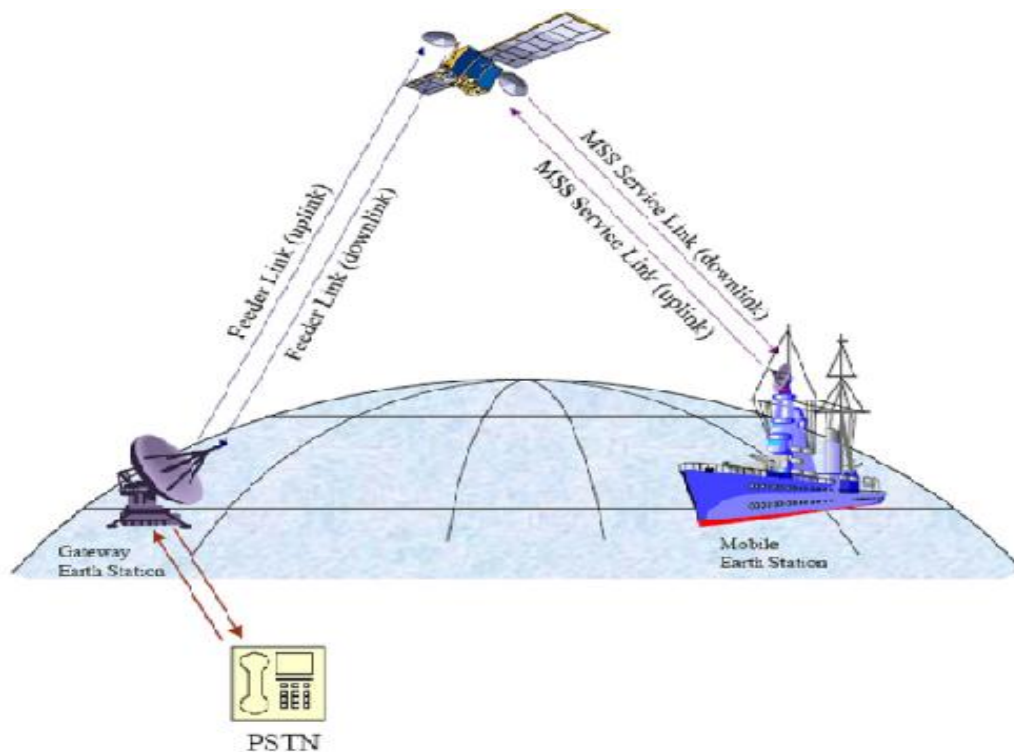
Τα κινητά δορυφορικά συστήματα ταξινομούνται στις παρακάτω κύριες κατηγορίες[1],[3]:

- Κινητό δορυφορικό σύστημα εδάφους(Land Mobile Satellite Service LMSS), σύστημα στο οποίο οι κινητοί σταθμοί εδάφους είναι τοποθετημένοι ή κινούνται στο έδαφος
- Θαλάσσιο κινητό δορυφορικό σύστημα(Maritime Mobile Satellite Service MMSS), σύστημα στο οποίο οι κινητοί σταθμοί βρίσκονται στην επιφάνεια πλοίων
- Αεροναυτικό κινητό δορυφορικό σύστημα(Aeronautical Mobile Satellite Service AMSS), σύστημα στο οποίο οι κινητοί σταθμοί εδάφους βρίσκονται στην επιφάνεια κάποιου αεροσκάφους.

1.3 Αρχιτεκτονική συστημάτων κινητών δορυφορικών επικοινωνιών

Η αρχιτεκτονική του δικτύου περιλαμβάνει τρία βασικά τμήματα, το τμήμα χρηστών, το επίγειο τμήμα και το διαστημικό τμήμα. Το τμήμα χρηστών αποτελείται από τις τερματικές μονάδες που δύναται να είναι πλήρως κινητά τερματικά ή φορητές συσκευές μεγαλύτερου μεγέθους. Κύρια διαφορά των κινητών δορυφορικών συστημάτων σε σχέση με τα σταθερά, είναι η απαίτηση ύπαρξης δυο ζευγών συχνοτήτων εν αντιθέσει με τα σταθερά συστήματα που ικανοποιούνται με ένα ζεύγος συχνοτήτων, μια ζώνη για την άνω ζεύξη και μια για την κάτω. Με τις δυο αυτές ζώνες συχνοτήτων επιτυγχάνεται η ραδιοηλεκτρική ζεύξη δυο σταθερών σημείων στη Γη με τον δορυφορικό επαναλήπτη. Αντιθέτως στην περίπτωση των κινητών δορυφορικών συστημάτων, απαιτείται η επίτευξη δυο ζεύξεων και συνεπώς τεσσάρων ζωνών συχνοτήτων. Ως ζεύξη υπηρεσίας(service link) ορίζεται η ζεύξη μεταξύ του κινητού δορυφορικού σταθμού και του δορυφόρου ενώ ως ζεύξη τροφοδοσίας ορίζεται η σύνδεση ενός σταθερού δορυφορικού σταθμού τροφοδοσίας(feeder link) και του δορυφόρου.

Ο κινητός σταθμός εδάφους εκπέμπει στην άνω ζεύξη υπηρεσίας προς τον δορυφόρο ο οποίος με τη σειρά του επανεκπέμπει την πληροφορία μέσω της κάτω ζεύξης στον σταθερό επίγειο σταθμό τροφοδοσίας. Ο τελικός χρήστης λαμβάνει την πληροφορία μέσω του τοπικού σταθερού τηλεφωνικού δικτύου. Αντιστρόφως, ο σταθερός επίγειος σταθμός τροφοδοσίας δέχεται την πληροφορία μέσω του τοπικού δικτύου και εκπέμπει το σήμα στον δορυφόρο μέσω της άνω ζεύξης τροφοδοσίας που με τη σειρά του επαναλαμβάνει τη μετάδοση στην κάτω ζεύξη υπηρεσίας προς τον επίγειο κινούμενο χρήστη.

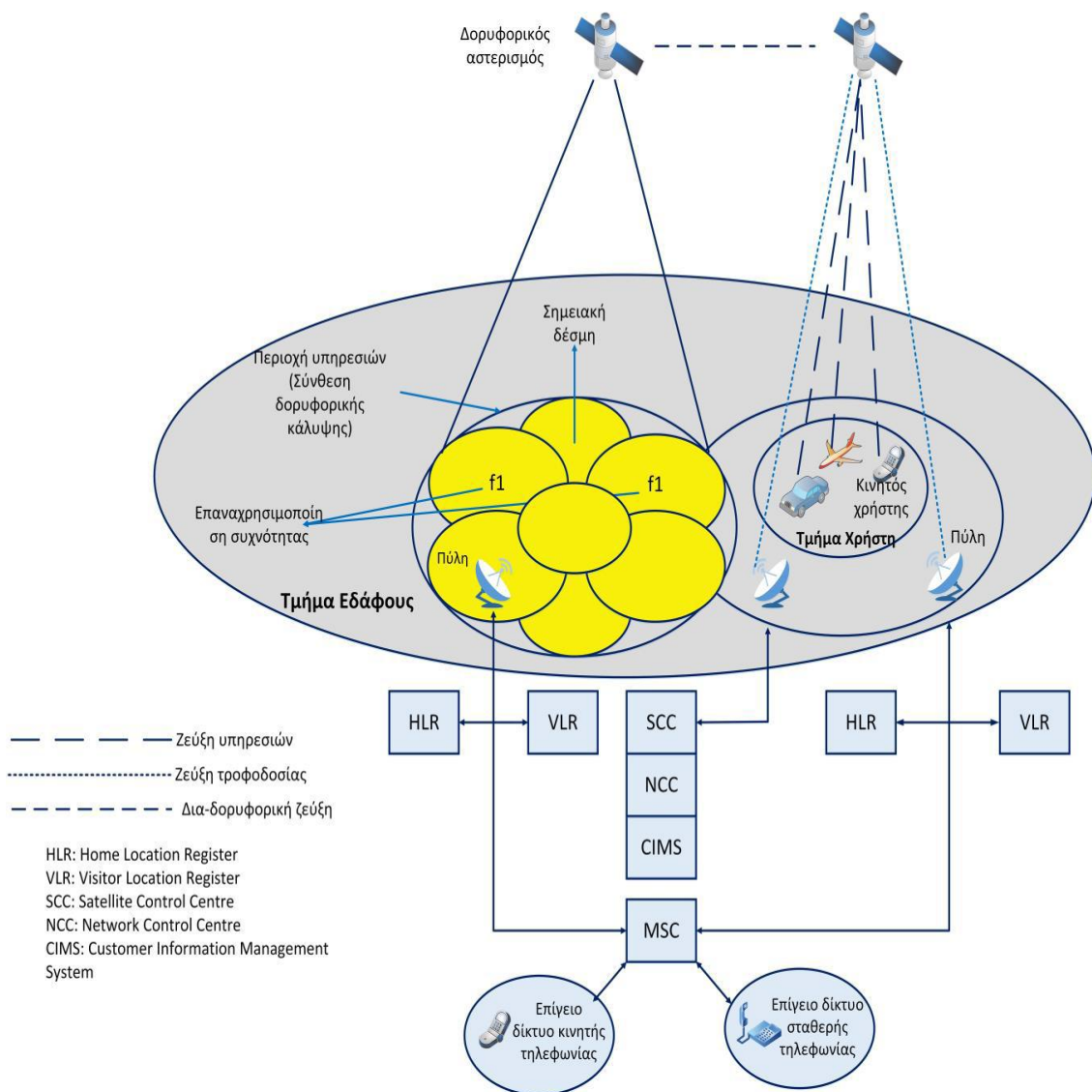


Σχήμα 1.1 Απεικόνιση της δίδυμης χρήσης ζεύξεων ενός Κινητού Δορυφορικού Δικτύου

1.4 Δομή επίγειου τμήματος κινητών δορυφορικών συστημάτων

Το επίγειο τμήμα όπως αυτό εμφανίζεται στο παραπάνω σχήμα θα αποτελείται από[1],[2],[3]

- Κινητά τερματικά: υποστηρίζουν την πλήρη κινητικότητα του χρήστη όπως κινητά τηλέφωνα ή συσκευές GPS αλλά και δορυφορικοί δέκτες σε πλοία, αεροπλάνα κτλπ..
- Φορητά τερματικά: συσκευές μικρών διαστάσεων με ικανότητα φορητότητας, μη έχοντας όμως τη δυνατότητα σύνδεσης εν κινήσει
- Πύλες εισόδου ή εξόδου (Gateways ή Hubs)
- Κέντρα ελέγχου του δορυφόρου (Satellite Control Center SCC)
- Κέντρα ελέγχου του συστήματος (Network Control Center NCC)
- Σύστημα διαχείρισης πληροφορίας του χρήστη (Customer Information Management System CIMS)



Σχήμα 1.2 Αρχιτεκτονική κινητού δορυφορικού συστήματος

Στην περίπτωση χρήσης γεωστατικών δορυφόρων στην υλοποίηση συστήματος κινητών δορυφορικών επικοινωνιών, οι επίγειοι σταθμοί τροφοδοσίας θα απαιτείται να διαθέτουν απλούστερο σύστημα ευθυγράμμισης της κεραίας μιας και η σχετική κίνηση θα ελαχιστοποιείται. Κεραίες διαμέτρου 10-15m είναι ικανές να παρέχουν μεγάλα περιθώρια στη ζεύξη τροφοδοσίας, ενώ οι ζεύξεις υπηρεσίας θα χαρακτηρίζονται από μικρά περιθώρια λόγω της χαμηλής δορυφορικής ισχύος, των χαμηλών λόγων G/T στον κινητό δορυφορικό δέκτη και την εξασθένιση λόγω του καναλιού.

Στην περίπτωση μη γεωστατικών δορυφόρων, οι επίγειοι σταθμοί τροφοδοσίας θα είναι σαφώς μικρότεροι εξαιτίας των μικρότερων απωλειών στο κανάλι αλλά και την ανάγκη καλύτερης ευθυγράμμισης με τον δορυφόρο και θα καθορίζεται από την επιλογή της δορυφορικής τροχιάς. Επιλογή, η οποία υποδεικνύει και το πλήθος των επίγειων σταθμών τροφοδοσίας, άμεσα συνδεδεμένη με την ανάγκη μεταπομπών.

Οι σταθμοί τροφοδοσίας παρέχουν τη δυνατότητα σύνδεσης του δορυφορικού δικτύου με τα τοπικά συστήματα(GSM, PSTN) και ως εκ τούτου θα πρέπει να περιλαμβάνει λειτουργίες παραπλήσιες με αυτές ενός επίγειου σταθμού βάσης.

Το κέντρο ελέγχου του δικτύου(NCC) συνδεδεμένο με το σύστημα διαχείρισης πληροφορίας του πελάτη του συστήματος(CIMS), συντονίζει την πρόσβαση στους πόρους του συστήματος και εκτελεί τις λειτουργίες διαχείρισης και ελέγχου.

Τέλος, το κέντρο ελέγχου του δορυφόρου(SCC) ελέγχει τη θέση του δορυφόρου καθώς και την απόδοση του αστερισμού.

1.5 Ζώνες συχνοτήτων και ραδιοκάλυψη κινητών δορυφορικών συστημάτων

Στον παρακάτω πίνακα παρατίθενται οι εκχωρημένες ζώνες συχνοτήτων(ITU)[2] για τη λειτουργία ενός κινητού δορυφορικού συστήματος επικοινωνιών όπου όπως ήδη αναφέρθηκε, απαιτείται η επίτευξη δυο ζευγών ζεύξεων. Η ζεύξη forward link από τον σταθμό τροφοδοσίας στον κινητό σταθμό εδάφους αποτελείται από την άνω ζεύξη τροφοδοσίας και από την κάτω ζεύξη υπηρεσίας ενώ ως return link ορίζεται η ζεύξη από τον κινητό σταθμό εδάφους στον επίγειο σταθμό τροφοδοσίας που αποτελείται από την άνω ζεύξη υπηρεσίας και την κάτω ζεύξη τροφοδοσίας.

Όνομασία Ζώνης συχνοτήτων	Συχνότητα Κάτω Ζεύξης	Συχνότητα Άνω Ζεύξης	Κατηγορίες Υπηρεσιών	Τηλεπικοινωνιακών
L	1GHz	2GHz	Κινητή υπηρεσία μέσω δορυφόρου	
			Mobile Satellite Service, MSS	
			Κινητή υπηρεσία ξηράς μέσω δορυφόρου	
			Land Mobile Satellite Service, LMSS	

S	2GHz	4GHz	Κινητή υπηρεσία μέσω δορυφόρου Mobile Satellite Service, MSS Υπηρεσία έρευνας του διαστήματος Space Research Service
C	4GHz	8GHz	Σταθερή υπηρεσία μέσω δορυφόρου Fixed Satellite Service, FSS
X	8GHz	9GHz	Σταθερή υπηρεσία μέσω δορυφόρου για στρατιωτικούς σκοπούς Fixed Satellite Service military communication
Ku	12GHz	14GHz	Σταθερή υπηρεσία μέσω δορυφόρου Fixed Satellite Service, FSS Υπηρεσία εκπομπής μέσω δορυφόρου Broadcast Satellite Service, BSS
K	18GHz	26.5GHz	Σταθερή υπηρεσία μέσω δορυφόρου Fixed Satellite Service, FSS Υπηρεσία εκπομπής μέσω δορυφόρου Broadcast Satellite Service, BSS
Ka	20GHz	30GHz	Σταθερή υπηρεσία μέσω δορυφόρου Fixed Satellite Service, FSS Υπηρεσία εκπομπής μέσω δορυφόρου Broadcast Satellite Service, BSS

Πίνακας 1.1 Δορυφορικές ζώνες συχνοτήτων και οι υπηρεσίες τους

Πολύ συχνά, τα κινητά δορυφορικά συστήματα χρησιμοποιούν τις ζώνες συχνοτήτων των σταθερών συστημάτων, για τις ζεύξεις τροφοδοσίας τους με αυτές να είναι μεγαλύτερες των συχνοτήτων των ζεύξεων υπηρεσίας. Σύμφωνα με την διεθνή ένωση τηλεπικοινωνιών (ITU) για ζεύξη μεταξύ κινητού χρήστη και δορυφόρου χρησιμοποιούνται οι ζώνες L ή S. Η ζώνη L εμφανίζεται εξαιρετικά χρήσιμη στις κινητές δορυφορικές επικοινωνίες μιας και τα μεγάλα μήκη κύματος είναι ικανά να διαπερνούν κατασκευές και απαιτούν λιγότερο ισχυρούς πομπούς. Επιπλέον η διάδοση η/μ ακτινοβολίας σε αυτή τη ζώνη συχνοτήτων επηρεάζεται ελάχιστα από την απώλεια ισχύος λόγω παρουσίας βροχής ενώ αντιθέτως επηρεάζεται αρνητικά από ιονοσφαιρικούς σπινθηρισμούς, με αποτέλεσμα το διαχωρισμό του η/μ κύματος σε απευθείας και διαθλώμενη συνιστώσα ακτινοβολίας. Η ζώνη S υποφέρει λιγότερο από ιονοσφαιρικές επιδράσεις αλλά υφίσταται υψηλότερη εξασθένηση λόγω υδρομετεώρων.

Για τις ζεύξεις μεταξύ δορυφόρων και επίγειων σταθμών τροφοδοσίας χρησιμοποιούνται οι ζώνες Ku ενώ για τις δια-δορυφορικές ζεύξεις ορίζονται οι συχνότητες της ζώνης Ka ενώ και η ITU έχει αναθέσει στα κινητά δορυφορικά συστήματα ζώνες συγκεκριμένα για τις ζώνες τροφοδοσίας τους. Η ζώνη Ku έχει μεσαία μήκη κύματος, ικανά να διαπερνούν εμπόδια και να παρέχουν μεγάλα εύρη ζώνης, απαιτεί μικρές σχετικά κεραίες αλλά επηρεάζεται αρνητικά από την παρουσία βροχής. Οι συχνότητες της ζώνης Ka παρέχουν μεγαλύτερες ποσότητες διαθέσιμου φάσματος και μεγαλύτερα εύρη ζώνης. Ωστόσο απαιτούν ισχυρούς πομπούς και εμφανίζουν υψηλή εξασθένηση ισχύος στην διάδοση παρουσία βροχής.

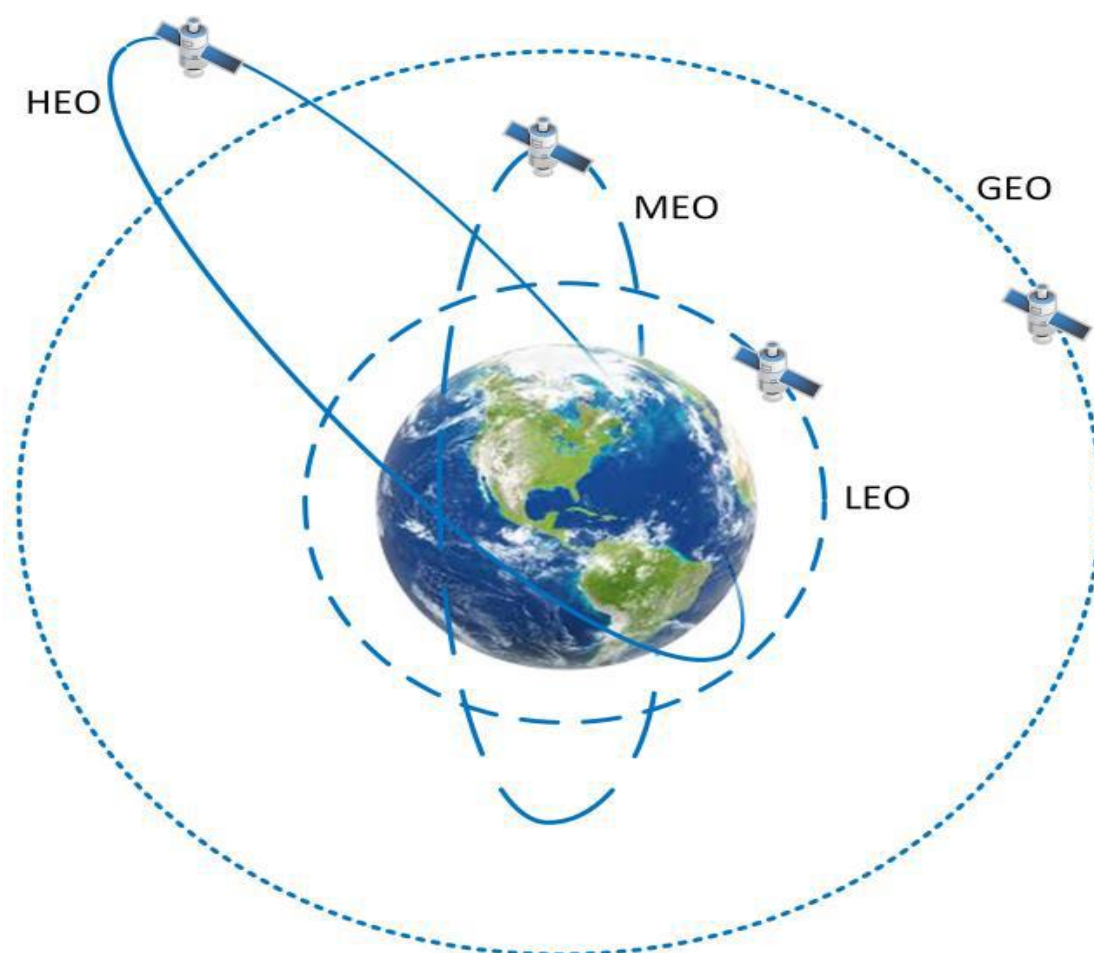
Επιπρόσθετα οι ζώνες υπηρεσίας έχουν διευρυνθεί μέσω της πρόσθεσης των συχνοτήτων μεταξύ 1-3GHz, όπου τα κινητά δορυφορικά συστήματα λειτουργούν με προτεραιότητα επί των υπολοίπων ώστε να εξασφαλίζουν αξιόπιστη επικοινωνία και ικανότητα υψηλής κινητικότητας των χρηστών λόγω της ανεμπόδιστης από παρεμβολές λειτουργία.

Ο μεγάλος φόρτος των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών σε αυτές τις ζώνες συχνοτήτων και η ανάπτυξη κινητών δορυφορικών υπηρεσιών ευρείας ζώνης οδηγούν στην ανάγκη σχεδίασης συστημάτων σε ζώνες πολύ υψηλότερων συχνοτήτων, όπως της ζώνης EHF 40/50GHz.

1.6 Τροχιές και τροχιακά ζητήματα

Τα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών υιοθετήθηκαν ως λύση στις δυσκολίες ραδιοκυματικών ζεύξεων που εισάγει η σφαιρική μορφή της Γης. Καθώς τα ραδιοκύματα διαδίδονται σε ευθείες γραμμές στις μικροκυματικές συχνότητες των ευρυζωνικών επικοινωνιών απαιτείται η χρήση ενός επαναλήπτη, τέτοιον ώστε να επιτυγχάνεται η ζεύξη περιοχών που βρίσκονται σε μεγάλες αποστάσεις. Αυτός, είναι απλά ένας δέκτης συνδεδεμένος σε έναν πομπό που χρησιμοποιώντας πάντα διαφορετικές ραδιοσυχνότητες, λαμβάνει ένα σήμα από έναν επίγειο σταθμό, το ενισχύει και το αναμεταδίδει σε έναν άλλο επίγειο σταθμό.

Ως τροχιά ενός δορυφόρου ορίζεται η ελλειπτική πορεία του σε ένα επίπεδο που περνά από το κέντρο της Γης. Η ταχύτητα κίνησης του δορυφόρου είναι αντιστρόφως ανάλογη της απόστασής του από τη Γη. Η τροχιά ενός δορυφορικού συστήματος αποτελεί σημαντικότατη παράμετρο της δομής του αφού εισάγει παραμέτρους στην επιφάνεια κάλυψης, στην κλίση, στην χρονική καθυστέρηση και στις παρεμβολές. Οι τροχιές των δορυφορικών συστημάτων χωρίζονται στις γεωστατικές τροχιές(Geostationary Earth Orbit, GEO), χαμηλού υψομέτρου(Low Earth Orbit, LEO), μεσαίου υψομέτρου(Medium Earth Orbit, MEO) και υψηλές ελλειπτικές τροχιές(High Elliptical Orbit, HEO)[3].



Σχήμα 1.3 Κατανομή τροχιών LEO, MEO, HEO και GEO

Γεωστατικές Τροχιές: κυκλική τροχιά με μηδενική κλίση του τροχιακού επιπέδου ως προς το ισημερινό επίπεδο, σε απόσταση 35876Km και διεύθυνση περιστροφής ίδια με την γήινη. Η περίοδος περιστροφής είναι ίση με την γήινη ιδιοπεριστροφή με επακόλουθο τη σταθερή θέση του δορυφόρου ως προς σταθερό γήινο παρατηρητή και την ικανότητα πολύ μεγάλου ποσοστού κάλυψης της γήινης περιοχής(43%)[3].

Πλεονεκτήματα των GEO δορυφόρων:

- Εξάλειψη του φαινομένου Doppler
- Μικρό πλήθος δορυφόρων για παγκόσμια κάλυψη(3 ή 4 δορυφόροι)
- Επαρκής κάλυψη σε περιοχές του πλανήτη με υψηλή ζήτηση
- Μεγάλη διάρκεια ζωής δορυφόρου(15 χρόνια)
- Δεν απαιτείται καμία διαδικασία μεταπομπής από δορυφόρο σε δορυφόρο μιας και κάθε χρήστης επικοινωνεί πάντα με τον ίδιο δορυφόρο
- Εύκολο και δοκιμασμένο σύστημα ελέγχου
- Δεν υπάρχει μεταβολή στη γωνία ανύψωσης και στην καθυστέρηση διάδοσης
- Δεν απαιτείται σύστημα ανίχνευσης και εντοπισμού στα επίγεια τερματικά αφού επιτυγχάνεται μέσω κατευθυντικών κεραιών

Μειονεκτήματα των GEO δορυφόρων:

- Μεγάλη απόσταση δορυφόρου και χρήστη με αρνητικές συνέπειες στην εκπεμπόμενη ισχύ αλλά και το μέγεθος των κεραιών στο δορυφόρο, κυρίως σε περιπτώσεις μικρών κινητών τερματικών
- Μεγάλες απώλειες κατά τη διάδοση του σήματος ανάμεσα σε δορυφόρο και σταθμό εδάφους(10 έως 30dB) σε σύγκριση με μη γεωστατικά συστήματα
- Μεγάλη καθυστέρηση στη διάδοση του η/μ κύματος η οποία δεν ευνοεί τη χρήση σε συστήματα φωνής
- Χαμηλές γωνίες ανύψωσης (10°) σε περιοχές με μεγάλο γεωγραφικό πλάτος ή σε περιοχές με πολλά βουνά αποτελεί σοβαρό μειονέκτημα
- Υψηλό κόστος εκτόξευσης

Χαμηλές κυκλικές τροχιές: κυκλικές τροχιές με κλίση του τροχιακού επιπέδου ως προς το ισημερινό επίπεδο σε αποστάσεις μεταξύ 700 και 1000 Km. Η περίοδος της τροχιάς είναι περίπου 90 λεπτά και όταν η κλίση φτάσει στις 90° τότε οι πολικές τροχιές εξασφαλίζουν την πλήρη γεωγραφική κάλυψη[2].

Πλεονεκτήματα των LEO δορυφόρων:

- Η σχετικά μικρή απόσταση μεταξύ των δορυφόρων και του επίγειου σταθμού οδηγεί σε μείωση των αναγκών ισχύος και ικανή μείωση του μεγέθους του κινητού τερματικού
- Η υψηλή ολίσθηση Doppler επιτρέπει σε ένα σύστημα LEO να χρησιμοποιείται επιτυχώς για προσδιορισμό θέσης και εντοπισμό μέσω δορυφόρου
- Μικρές καθυστερήσεις διάδοσης επιτρέπουν τις πολλαπλές μεταπομπές από δορυφόρο σε δορυφόρο
- Σύστημα LEO σε κινητά τερματικά με παγκόσμιο roaming, υποκαθιστά επιτυχώς τα κυψελωτά δίκτυα σε απομακρυσμένες περιοχές

Μειονεκτήματα των LEO δορυφόρων:

- Αύξηση του φαινομένου Doppler λόγω της αυξημένης ταχύτητας των δορυφόρων

- Υψηλό κόστος δικτύου αφού απαιτείται μεγάλο πλήθος δορυφόρων στο σύστημα για πλήρη κάλυψη
- Απαιτηση για ικανότητα συχνών μεταπομπών μεταξύ των διαφορετικών δορυφόρων λόγω της μικρής χρονικά θέασης του κάθε δορυφόρου
- Μικρή διάρκεια ζωής λόγω της ατμοσφαιρικής επίδρασης καθώς και της ακτινοβολίας από τη ζώνη Van Allen
- Μεγάλη κινητικότητα των δορυφόρων απαιτεί πολύ υψηλή ικανότητα εστίασης της κεραίας

Μέσου υψομέτρου κυκλικές τροχιές: κυκλικές τροχιές με κλίση του τροχιακού επιπέδου περίπου 50° σε απόσταση 10000Km. Η περίοδος περιστροφής υπολογίζεται περίπου στις 6 ώρες. Επιπλέον τοποθετούνται σε ύψος πέραν της ζώνης Van Allen και των αρνητικών συνεπειών αυτής αλλά σε απόσταση σαφώς μικρότερη από ένα GEO δορυφόρο[2].

Πλεονεκτήματα των MEO δορυφόρων:

- Παγκόσμια κάλυψη με μόλις 2 τροχιακά επίπεδα και 6 δορυφόρους ανά επίπεδο
- Υψηλές γωνίες ανύψωσης (45° - 55° για όλα τα γεωγραφικά πλάτη) , σημαντικό πλεονέκτημα για τις κινητές δορυφορικές επικοινωνίες
- Μείωση του φαινομένου Doppler σε σύγκριση με τις LEO
- Μείωση των αναγκαίων μεταπομπών σε σύγκριση με ένα LEO σύστημα
- Μικρή ταχύτητα σε σχέση με την περιστροφή της Γης, απλούστερος σχεδιασμός συστήματος

Μειονεκτήματα των MEO δορυφόρων:

- Απαιτηση για υψηλή ισχύ μετάδοσης και κατάλληλες κεραίες για μικρότερα footprints
- Αύξηση των τιμών καθυστέρησης σε σχέση με τις LEO τιμές

Υψηλές ελλειπτικές τροχιές: ελλειπτικές τροχιές με κλίση 64° ως προς το ισημερινό επίπεδο σε αποστάσεις που εκτείνονται από τα 600-1000Km(περίγειο) έως τα 40000Km(απόγειο). Η τροχιακή περίοδος υπολογίζεται περίπου στη μισή ημέρα[2].

Πλεονεκτήματα των HEO δορυφόρων:

- Μεγάλη γωνία ανύψωσης για το μεγαλύτερο μέρος της περιόδου επιτυγχάνει ικανότητα κάλυψης επίγειων κινητών επικοινωνιών περιοχών της Ευρώπης και της Ασίας
- Παγκόσμια κάλυψη με 3 δορυφόρους σε 3 τροχιές και διαφορά φάσης
- Κάλυψη περιοχών με μεγάλο γεωγραφικό πλάτος στο απόγ

Μειονεκτήματα των HEO δορυφόρων:

- Μεγάλες καθυστερήσεις διάδοσης
- Μεγάλες ολισθήσεις Doppler λόγω της γρήγορης κίνησης των δορυφόρων
- Προβληματικές ζεύξεις λόγω της αυξημένης απόστασης

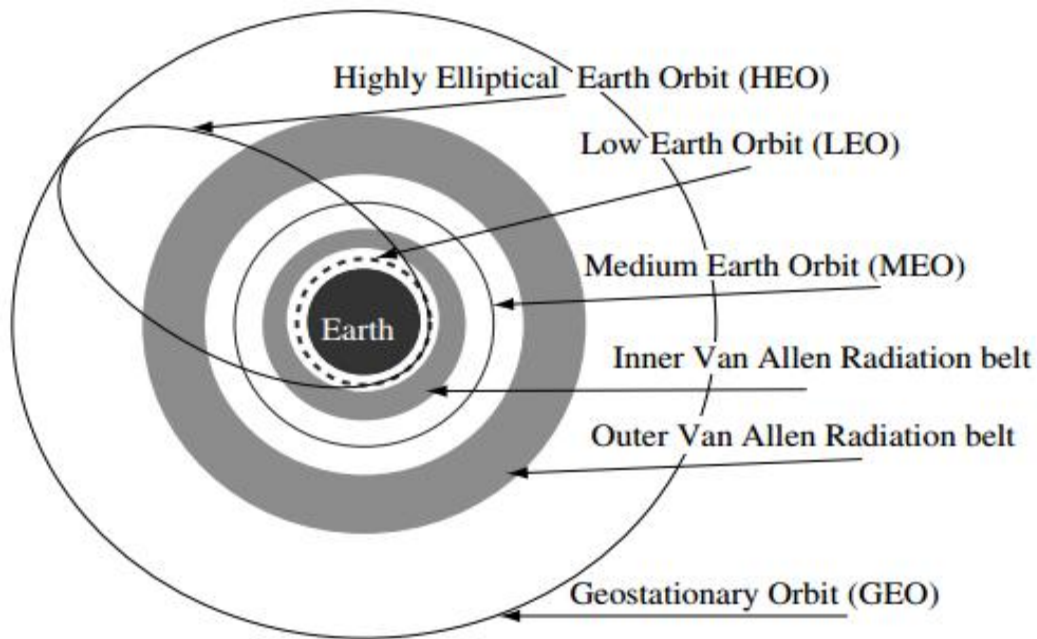
- Απαίτηση για μεγάλο μέγεθος κεραιών

Χαρακτηριστικά	LEO	MEO	GEO
Ύψος δορυφόρου(Km)	600-1500	9000-11000	35800
Τροχιακή περίοδος(hr)	1-2	6-8	24
Ορατότητα δορυφόρου	Μικρή	Μεσαία	Μόνιμη
Πλήθος δορυφόρων	40-80	8-20	2-4
Γωνία ανύψωσης	Μεσαία	Βέλτιστη	Καλή
Κινητό τερματικό	Εφικτό	Πιθανό	Περιορισμένο
Καθυστέρηση αμφίδρομης διάδοσης(ms)	10-15	150-250	480-540
Ζωή δορυφόρου(έτη)	3-7	10-15	10-15
Πολυπλοκότητα δικτύου	Πολύπλοκο	Μεσαία	Απλούστατη
Κόστος δορυφόρου	Ύψιστο	Ελάχιστο	Μεσαίο
Κόστος πύλης	Ύψιστο	Μεσαίο	Ελάχιστο
Ισχύς εξόδου ραδιοσυχνότητας	Χαμηλή	Μεσαία	Υψηλή
Απώλεια διαδρομής	Χαμηλή	Μεσαία	Υψηλή
Μεταπομπή	Συχνή	Σπάνια	Καμία

Πίνακας 1.2 Χαρακτηριστικά LEO, MEO, GEO δορυφορικών συστημάτων

Η γεωστατική τροχιά αποτελεί εδώ και πολλά χρόνια την προτιμώμενη λύση για τα περισσότερα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών αφού παρέχει τη δυνατότητα για υψηλό ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας με το χαμηλότερο συγκριτικά κόστος. Υπάρχουν όμως εξειδικευμένες εφαρμογές που απαιτούν τη χρήση μη γεωστατικών δορυφόρων όπως αυτές που η συνεχής παρακολούθηση της επιφάνειας της Γης(GPS) ή οι υπηρεσίες φωνής και data υπαγορεύουν χαμηλές τροχιές που παρέχουν πλήρη κάλυψη της γήινης επιφάνειας.

Ο προσδιορισμός της περιοχής κάλυψης επηρεάζεται σημαντικά τόσο από την διαθέσιμη τεχνολογία στη Γη και το διάστημα όσο και από το περιβάλλον ακτινοβολίας.

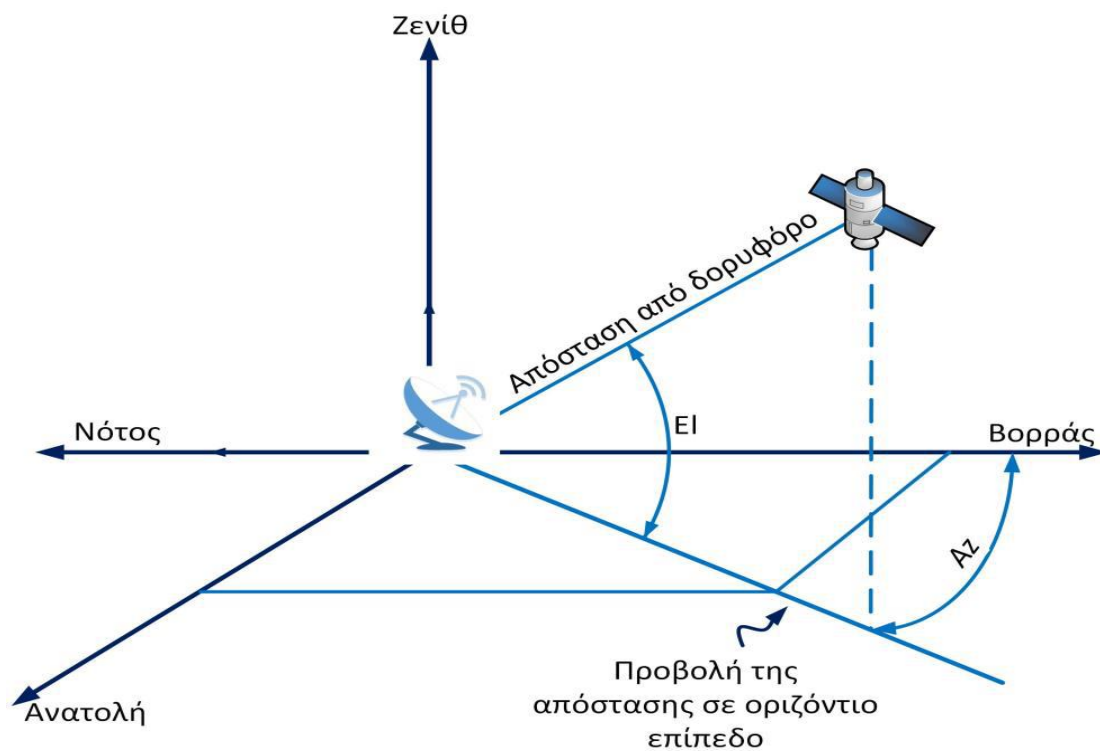


Σχήμα 1.4 Απεικόνιση των δορυφορικών τροχιών και συσχέτιση αυτών με τις ζώνες επηρεασμού της ακτινοβολίας

1.6.1 Γεωμετρικές παράμετροι στον εντοπισμό του δορυφόρου

1.6.1.1 Απόσταση Γης-δορυφόρου

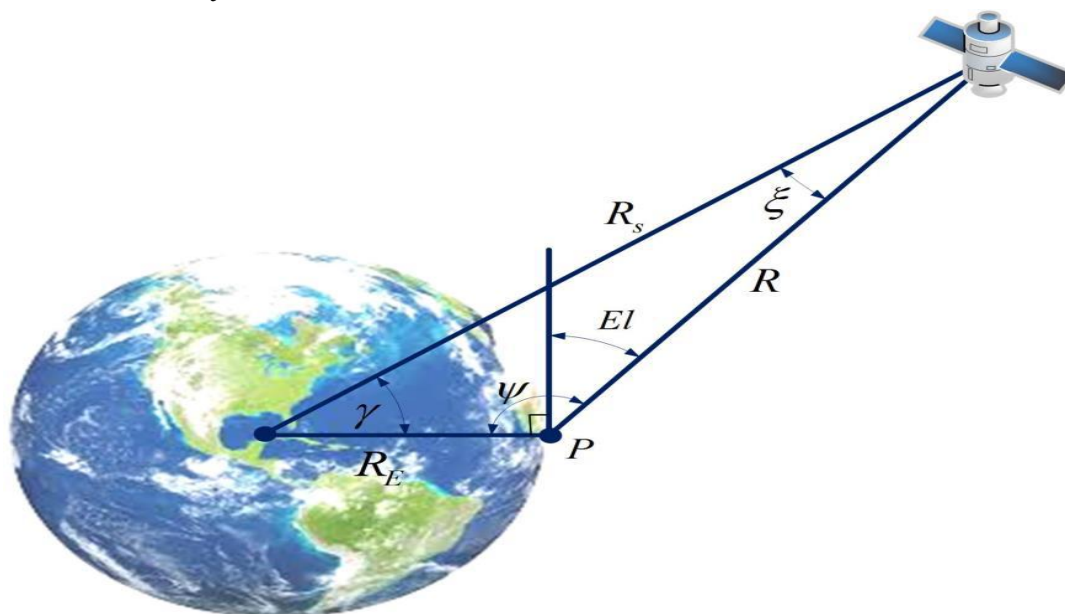
Κατά τη διαδικασία εντοπισμού της θέσης ενός δορυφόρου κινητών επικοινωνιών από τον επίγειο σταθμό, σημαντικό μέγεθος στον προϋπολογισμό της ζεύξης είναι η απόσταση μεταξύ των δυο άκρων της ζεύξης. Όπως εμφανίζεται στο παρακάτω σχήμα, το υπο-δορυφορικό σημείο(sub-satellite point, SSP) είναι το σημείο τομής του διανύσματος από το κέντρο της Γης στο δορυφόρο, με την επιφάνεια της Γης. Όπου l_S ή l_{SSP} το γεωγραφικό πλάτος του υπο-δορυφορικού σημείου και L_S ή L_{SSP} το γεωγραφικό μήκος σε σχέση με τον μεσημβρινό αναφοράς. Αντίστοιχα l_e και L_e το γεωγραφικό πλάτος και μήκος σε σχέση με τον ίδιο μεσημβρινό αναφοράς του επίγειου σταθμού στο σημείο P . Επιπλέον, R η απόσταση του επίγειου σημείου P από τον δορυφόρο, R_S η απόσταση δορυφόρου από τον κέντρο της Γης και h η απόσταση δορυφόρου-Γης στο υπο-δορυφορικό σημείο[3].



Σχήμα 1.6 Γωνίες ανύψωσης και αζιμουθίου για τον εντοπισμό ενός δορυφόρου από τη Γη

1.6.1.2 Γωνία ανύψωσης

Σύμφωνα με τη γεωμετρία του παρακάτω σχήματος, όπου R_e η ακτίνα της Γης, R_s η απόσταση του δορυφόρου από το κέντρο της Γης, R η απόσταση δορυφόρου-επίγειου σταθμού, γ η κεντρική γωνία μεταξύ των διανυσμάτων R_e και R_s και ψ η γωνία μεταξύ R_e και R [3].



Σχήμα 1.7 Γεωμετρία για τον υπολογισμό γωνίας ανύψωσης και ναδύ

Η κεντρική γωνία ψ συνδέεται με τη γωνία ανύψωσης και θα δίνεται από:

$$El = \psi - 90^\circ \quad (4)$$

Από τον νόμο των ημιτόνων:

$$\frac{R_s}{\sin(\psi)} = \frac{R}{\sin(\gamma)} \quad (5)$$

Από τις (1),(2),(4),(5) προκύπτει:

$$\cos(El) = \frac{R_s \sin(\gamma)}{R} = \frac{\sin(\gamma)}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_e}{R_s}\right)^2 + 2\left(\frac{R_e}{R_s}\right)\cos(\gamma)}} \quad (6)$$

όπου

$$\frac{R}{R_s} = \sqrt{1 + \left(\frac{R_e}{R_s}\right)^2 - 2\left(\frac{R_e}{R_s}\right)\cos(\gamma)} \quad (7)$$

1.6.1.3 Γωνία αζιμουθίου

Για τον υπολογισμό της γωνίας αζιμουθίου[3], όπως αυτή εμφανίζεται στο σχήμα(1.5) ως AZ η γωνία επί του οριζόντιου επιπέδου μεταξύ της διεύθυνσης του γεωγραφικού Βορρά και της τομής του επιπέδου *OPS*, δηλαδή η γωνία *NPT*.

$$\sin(NPT) = \frac{\sin(L)\cos(l_s)}{\sin(\gamma)} \quad (8)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις ιδιότητες συμμετρίας του ημιτόνου, το αποτέλεσμα του υπολογισμού θα δίνεται από μια ενδιάμεση παράμετρο

$$a = \arcsin\left[\frac{\sin(L)\cos(l_s)}{\sin(\gamma)}\right] \quad (9)$$

Το πραγματικό αζιμούθιο υπολογίζεται βάσει της a και τη θέση του ίχνους T του δορυφόρου σε σχέση με το σημείο P .

Θέση ίχνους T ως προς P

Νότια-Ανατολικά

Βόρεια-Ανατολικά

Νότια-Δυτικά

Βόρεια-Ανατολικά

Σχέση μεταξύ Az και α

$$Az = 180^\circ - \alpha$$

$$Az = \alpha$$

$$Az = 180^\circ + \alpha$$

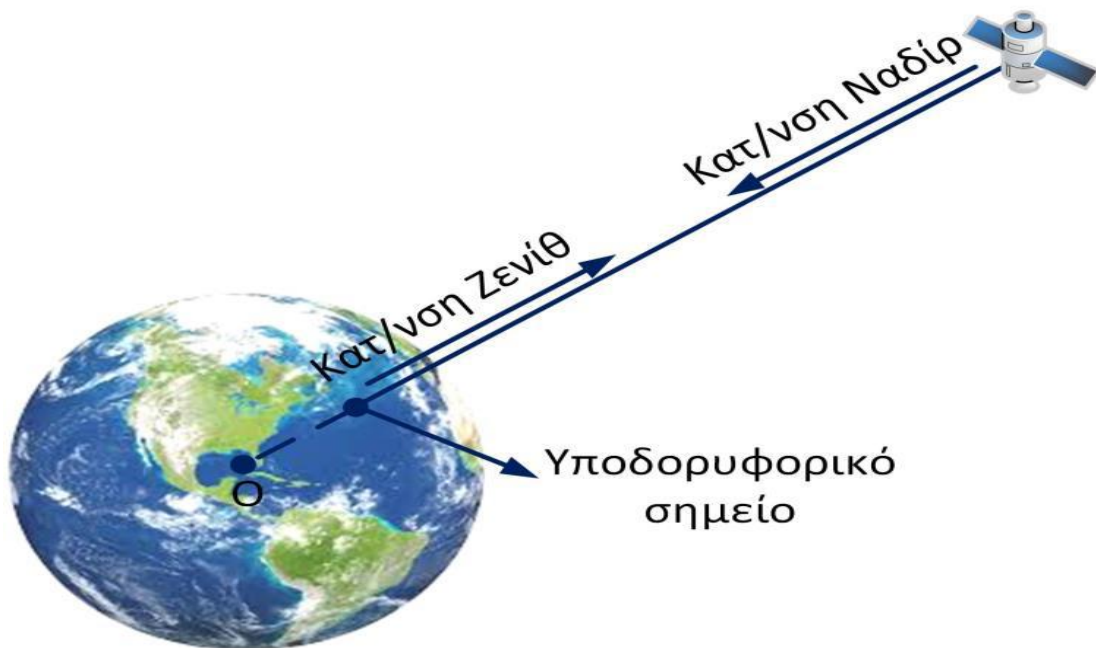
$$Az = 360^\circ - \alpha$$

Πίνακας 1.3 Υπολογισμός Αζιμουθίου Az

1.6.1.4 Γωνία ναδίρ

Ως γωνία ναδίρ θεωρείται η γωνία στον δορυφόρο μεταξύ της διεύθυνσης του κέντρου της Γης και του υπο-δορυφορικού σημείου, σχήμα(1.7)[3].

$$\xi = \arcsin \left[\sin(\gamma) \frac{R_e}{R} \right] = \arcsin \left[\cos(El) \frac{R_e}{R} \right] \quad (10)$$



Σχήμα 1.8 Κατευθύνσεις ναδίρ και ζηνίθ

Ο γήινος παρατηρητής στο σημείο T θα βλέπει τον δορυφόρο σε γωνία ανύψωσης 90° , στην κατεύθυνση ζηνίθ από τη θέση παρατήρησης. Η κατεύθυνση ναδίρ θα ισοδυναμεί με την κατεύθυνση σκόπευσης από τον δορυφόρο ενώ η σκόπευση της γήινης κεραίας προς τον δορυφόρο θα γίνεται με τη χρήση του τοπικού οριζοντα για τον υπολογισμό γωνίας ανύψωσης και αζιμουθίου.

1.6.1.5 Ίχνος δορυφόρου

Το ίχνος ενός δορυφόρου ή το υπο-δορυφορικό σημείο(sub-satellite point, SSP) στην επιφάνεια της Γης ορίζεται[3] ως ο γεωμετρικός τόπος των σημείων τομής του διανύσματος από το κέντρο της Γης στον δορυφόρο, με την επιφάνεια της Γης. Για τον υπολογισμό του απαιτείται η γνώση του γεωγραφικού πλάτους και μήκους του δορυφόρου λαμβάνοντας υπόψη την γήινη περιστροφή. Θεωρώντας Ω_e τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής της Γης, η μεταβολή του γεωγραφικού μήκους του δορυφόρου ως προς τη Γη, προς τα ανατολικά του μεσημβρινού αναφοράς θα δίνεται από:

$$\Delta L_s = \Omega_e \Delta t = \frac{\Omega_e}{n_s} (M_s - M_0) \quad (11)$$

Όπου Δt η μεταβολή του χρόνου από την χρονική στιγμή διέλευσης από τον μεσημβρινό αναφοράς, n_s η μέση κίνηση του δορυφόρου, M_s η μέση ανωμαλία του δορυφόρου και M_0 η μέση ανωμαλία της θέσης αφετηρίας του μεσημβρινού. Το σχετικό γεωγραφικό μήκος σε σχέση με τον περιστρεφόμενο μεσημβρινό αναφοράς:

$$L'_s = L_s - \Delta L_s \quad (12)$$

- L_s το γεωγραφικό μήκος του δορυφόρου σε σχέση με τη Γη

Λαμβάνοντας ως μεσημβρινό αναφοράς τον μεσημβρινό του ανοδικού κόμβου, το σχετικό γεωγραφικό μήκος θα δίνεται από:

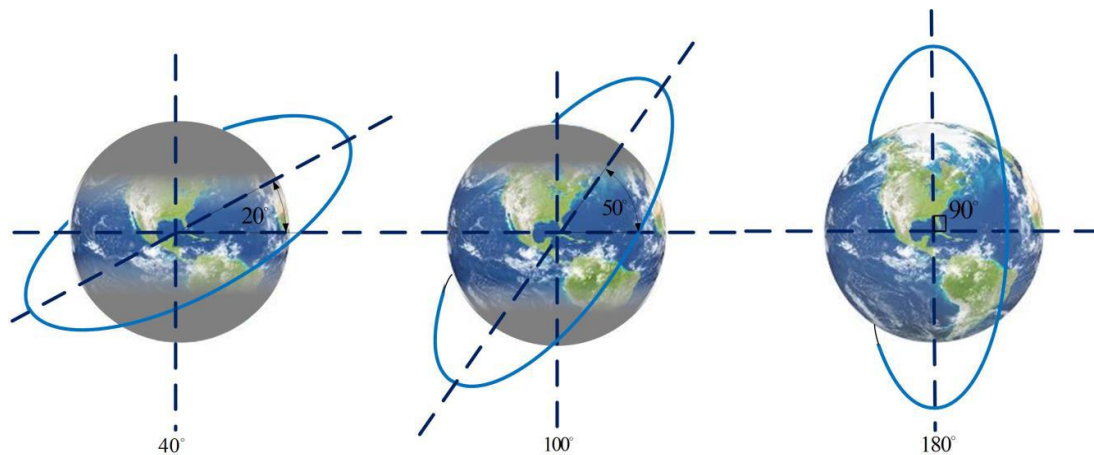
$$L'_s = \arctan[\tan(\omega + \phi_0) \cos(i)] - \left[\left(\frac{\Omega_e}{n_s} \right) [E - e \sin(E)] - \left(\frac{\Omega_e}{n_s} \right) [E_N - e \sin(E_N)] \right] \quad (13)$$

- E_N η εκκεντρική ανωμαλία του ανοδικού κόμβου.

Το γεωγραφικό πλάτος του δορυφόρου δεν μεταβάλλεται με την περιστροφή της Γης και συνεπώς δεν εξαρτάται από την επιλογή της αρχικής θέσης του μεσημβρινού αναφοράς

$$l_s = \arcsin[\sin(i) \sin(\omega + \phi_0)] \quad (14)$$

Ο σχετικός ρυθμός περιστροφής της Γης θα μειώνεται καθώς αυξάνεται το γεωγραφικό πλάτος φτάνοντας στο μηδέν στους πόλους έτσι ώστε η μετατόπιση του ίχνους του δορυφόρου να ακολουθεί ανάλογη διαδρομή τιμών. Συνεπώς η έκταση της περιοχής κάλυψης του δορυφόρου θα εξαρτάται από το γεωγραφικό πλάτος για διαφορετικές τροχιακές κλίσεις.



Σχήμα 1.9 Επίδραση της δορυφορικής τροχιακής κλίσης στην κάλυψη του γεωγραφικού πλάτους

1.7 Τροχιακά ζητήματα στα Κινητά Δορυφορικά Συστήματα

Η αρχιτεκτονική ενός δικτύου κινητών δορυφορικών συστημάτων θα καθορίζεται κατά μεγάλο ποσοστό από την επιλογή της τροχιάς του δορυφόρου καθώς αυτή επηρεάζει σημαντικά παραμέτρους που χαρακτηρίζουν την επιτυχημένη ζεύξη ενός δορυφορικού συστήματος με ένα κινούμενο επίγειο τερματικό όπως η επιφάνεια κάλυψης, η κλίση, η χρονική καθυστέρηση, η δυνατότητα μεταπομπών κ.α.

Οι γεωστατικοί δορυφόροι προσφέρουν ένα πλήθος πλεονεκτημάτων ώστε να θεωρούνται ιδανική λύση για τις περισσότερες εφαρμογές, όπως επαρκή κάλυψη στις πυκνοκατοικημένες περιοχές του πλανήτη (γεωγραφικά πλάτη από 75° Νότια έως 75° Βόρεια). Ταυτόχρονα 3 ή 4 δορυφόροι προσφέρουν παγκόσμια κάλυψη με αποτέλεσμα την οικονομία που προσφέρει ένα τέτοιο σύστημα αφού έβραν του μειωμένου κόστους λόγω του πλήθους των δορυφόρων, απαιτείται μικρό πλήθος επίγειων σταθμών τροφοδοσίας (feeder link) αφού δεν απαιτούνται πολλές εναλλαγές μεταξύ των δεσμών σε ένα δορυφόρο ή μεταξύ διαφορετικών δορυφόρων. Επιπλέον, για τον επίγειο παρατηρητή η θέση του γεωστατικού δορυφόρου θα φαίνεται σταθερή στο δικό του σύστημα αναφοράς οπότε δεν απαιτούνται πολύπλοκα συστήματα σκόπευσης ή απαίτηση για μεταπομπές αφού ο ίδιος δορυφόρος θα παρέχει κάλυψη για τεράστιες περιοχές ως προς τον κινούμενο χρήστη. Τέλος παρέχονται υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης[] λόγω των δυνατοτήτων των κατευθυντικών κεραιών και την ευκολία υλοποίησής τους στα γεωστατικά συστήματα.

Από την άλλη, η η/μ ακτινοβολία προερχόμενη από μη γεωστατικούς δορυφόρους που κινούνται σε κυκλικές, επικλινείς τροχιές σε πολύ χαμηλότερα ύψη από τους γεωστατικούς, υπεισέρχεται σε διαφορετικούς μηχανισμούς εξασθένισης ενέργειας μιας και ο μικρότερου μήκους δίαυλος διάδοσης θα προσφέρει μικρότερες χρονικές καθυστερήσεις και λιγότερες απώλειες από τα ατμοσφαιρικά φαινόμενα. Επιπλέον, παρέχουν κάλυψη σε μεγάλα γεωγραφικά πλάτη και πάνω από τους πόλους. Όμως απαιτείται ένα αυξημένο πλήθος δορυφόρων στον αστερισμό για την επίτευξη της κάλυψης αλλά και διαδικασίες μεταπομπής μεταξύ δορυφόρων όταν ο κινούμενος χρήστης αλλάζει περιοχή κάλυψης.

1.8 Σύγχρονα πρότυπα δορυφορικών επικοινωνιών

1.8.1 DVB-S2

Το πρότυπο DVB-S2 (Digital Video Broadcasting via Satellite –second generation)[4],[7] αποτελεί μετεξέλιξη του ευρυζωνικού δορυφορικού προτύπου DVB-S και δημιουργήθηκε με σκοπό να επεκτείνει τις δορυφορικές εφαρμογές υπηρεσιών όπως η ευρυεκπομπή τηλεόρασης και ραδιοφώνου, η διαδραστική επικοινωνία(πρόσβαση στο διαδίκτυο), η διανομή τηλεοπτικού σήματος σε επίγειους δέκτες VHF/UHF και η ψηφιακή συγκέντρωση ειδήσεων μέσω δορυφόρου DSNG. Πυλώνες ανάπτυξης του προτύπου είναι η βέλτιστη εφικτή ψηφιακή απόδοση του διαύλου προς το όριο Shannon, δυνατότητα επιλογής ψηφιακής διαμόρφωσης και σημαντική μείωση της πολυπλοκότητας του δέκτη.

Κύρια χαρακτηριστικά του προτύπου DVB-S2

- Ψηφιακή διαμόρφωση μέσω τεσσάρων ισχυρών σχημάτων. QPSK,8PSK για εφαρμογές ευρυεκπομπής μέσω μη γραμμικών αναμεταδοτών και 16APSK, 32APSK για επαγγελματικές εφαρμογές μέσω γραμμικών αναμεταδοτών
- Αύξηση του παράγοντα εξάπλωσης σε $\alpha = 0.25$ για τον φασματικό περιορισμό του RF εύρους ζώνης
- Ισχυρό σχήμα διόρθωσης λαθών(Forward Error Correction) με επακόλουθο η φασματική απόδοση να απέχει ελάχιστα από το θεωρητικό όριο Shannon
- Υποστήριξη μετάδοσης πολυμεσικών εφαρμογών με νέες τεχνικές κωδικοποίησης(MPEG-4 PART10/AVC)
- Λειτουργία στη ζώνη συχνοτήτων Ku(12.5/19GHz) και Ka(26.5/30GHz) με αποτέλεσμα να επιβαρύνεται από τις απώλειες μετάδοσης ραδιοκυμάτων στην τροπόσφαιρα
- Οι υπηρεσίες διαδραστικής επικοινωνίας IS(interactive services) επιτυγχάνονται μέσω της ζεύξης επιστροφής μέσω δορυφόρου DVB-RCS το οποίο συμπεριλαμβάνει την παροχή διαδραστικών υπηρεσιών σε κινητούς χρήστες

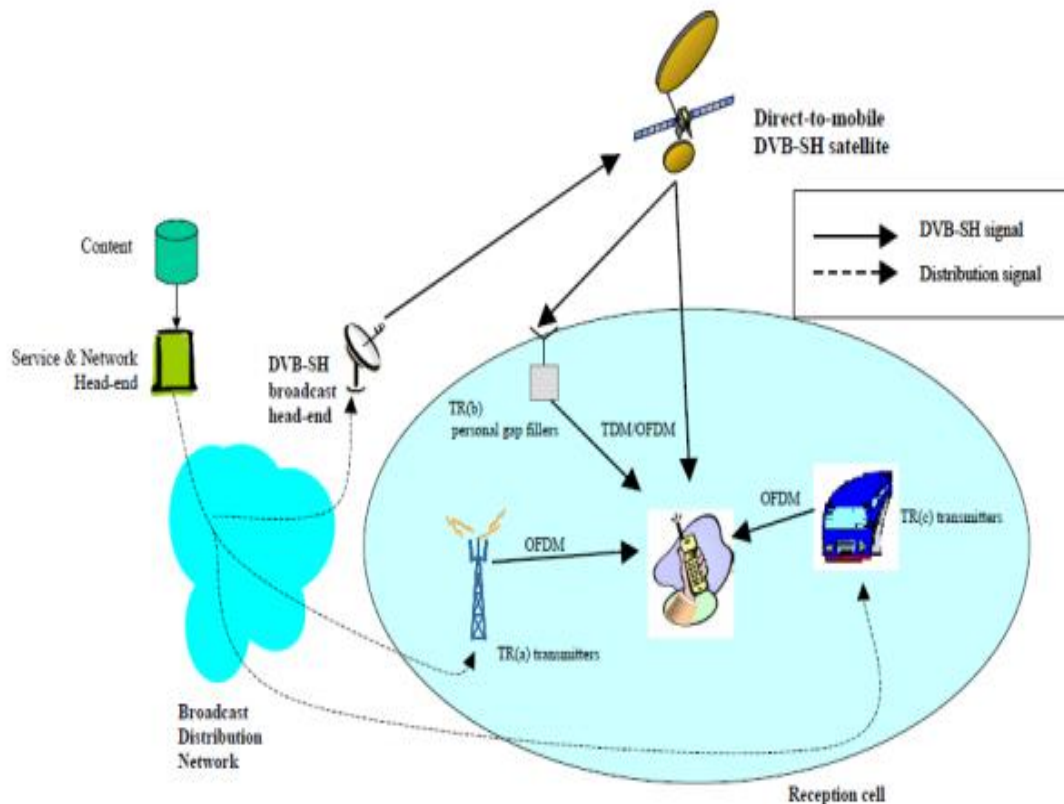
Πλεονεκτήματα προτύπου DVB-S2

- Πληθώρα εφαρμογών και υπηρεσιών μέσω συνδυασμού του DVB-S για εφαρμογές απευθείας στην οικία DTH και του DVB-DSNG για επαγγελματικές εφαρμογές
- Προσαρμοστικές τεχνικές μετάδοσης για τη βελτιστοποίηση χρήσης του διαθέσιμου εύρους ζώνης
- Συμβατότητα με το προϋπάρχον πρότυπο δορυφορικών επικοινωνιών DVB-S
- Υψηλότερη φασματική απόδοση σε σχέση με το DVB-S
- Οικονομικά πιο προσιτό και ανταγωνιστικό ως προς τις λοιπές ευρυζωνικές τεχνολογίες

1.8.2 DVB-SH

Το πρότυπο DVB-SH [4],[8] χαρακτηρίζει ένα δορυφορικό σύστημα που προσφέρει πολυμεσικές εφαρμογές και IP δεδομένα σε κινητούς χρήστες (κινητά τηλέφωνα/PDA) μέσω της χρήσης υβριδικής δορυφορικής/επίγειας μετάδοσης. Λειτουργεί στις ζώνες συχνοτήτων L και S. Παρέχει ολοκληρωμένη κάλυψη συνδυάζοντας μια δορυφορική συνιστώσα(Satellite Component) και μια συμπληρωματική επίγεια συνιστώσα(Complementary Ground Component).

Η δορυφορική συνιστώσα εξασφαλίζει παγκόσμια γεωγραφική κάλυψη σε περιοχές όπου η συνιστώσα οπτικής επαφής μεταξύ δορυφόρου και κινητού τερματικού δέκτη είναι ισχυρή. Συμπληρωματικά η επίγεια συνιστώσα καλύπτει τις υπόλοιπες περιοχές όπου η LOS συνιστώσα εμποδίζεται όπως σε μεγάλες πόλεις ή εσωτερικούς χώρους. Η δομή αυτή καλείται υβριδικό πρότυπο δορυφορικής και επίγειας μετάδοσης .



Σχήμα 1.10 Αρχιτεκτονική δικτύου DVB-SH

Το προς μετάδοση περιεχόμενο δύναται να αποσταλεί με διάφορα μέσα στον επίγειο σταθμό(οπτικές ίνες , xDSL) ο οποίος το αποστέλλει με τη σειρά του στον δορυφόρο που θα το επανεκπέμψει προς την περιοχή κάλυψής του. Αυτή αποτελεί την δορυφορική συνιστώσα. Η συμπληρωματική επίγεια συνιστώσα εκπέμπεται μέσω τριών ειδών επίγειων επαναληπτών

- TR(a) πρόκειται για επίγειες κεραιές ευρυεκπομπής που συνεισφέρουν στη λήψη του σήματος σε περιοχές όπου η δορυφορική λήψη είναι δύσκολη όπως τα αστικά περιβάλλοντα. Οι κεραιές αυτές λαμβάνουν την πληροφορία απευθείας από το επίγειο δίκτυο(Service and Network Head-End)
- TR(b) πρόκειται για προσωπικούς δορυφορικούς δέκτες (gap filters) που προσφέρουν περιορισμένη κάλυψη και αναμεταδίδουν το σήμα από το δορυφόρο. Χρησιμοποιούνται κυρίως για εσωτερικούς χώρους περιοχών με δορυφορική κάλυψη
- TR(c) πρόκειται για κινούμενους πομπούς ευρυεκπομπής που δημιουργεί μια συμπληρωματική υποδομή η οποία λαμβάνει το σήμα απευθείας από το επίγειο δίκτυο(Service and Network Head-End)

Οι αρχιτεκτονικές μετάδοσης για το DVB-SH ταξινομούνται σε SH-A με χρήση διαμόρφωσης OFDM τόσο στην επίγεια όσο και στην δορυφορική μετάδοση και δεύτερον το SH-B με χρήση OFDM διαμόρφωσης στην επίγεια μετάδοση και πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου TDM για τη δορυφορική μετάδοση.

Τα βασικά χαρακτηριστικά του προτύπου DVB-SH και οι βελτιώσεις σε σχέση με το υπάρχον DVB-H στο επίπεδο του φυσικού υποστρώματος είναι

- Δυνατότητα εκλογής ανάμεσα σε διάφορα εύρη ζώνης(8,7,6,5,1.7 MHz) κατά τη σχεδίαση του συστήματος
- Ανεξάρτητη λήψη του δορυφορικού και επίγειου σήματος επιτυγχάνοντας διαφορική λήψη(receive diversity) σήματος μέσω είτε του δικτύου μοναδικής συχνότητας SFN(Single Frequency Network) είτε με τη μεγιστοποίηση του συνδυασμένου σήματος Maximum Ratio Combining, MRC) είτε με τεχνικές διαφορισμού κώδικα(code diversity)
- Χρήση ευέλικτου αναδευτή ψηφίων(bit interleaver) για διαφορισμό στο πεδίο του χρόνου
- Χρήση ικανότερου FEC για υποστήριξη αρκετών ρυθμών κωδικοποίησης
- Ικανότερη εκτίμηση της κατάστασης του καναλιού και γρήγορη επανασύνδεση μετά από μεγάλη διάρκεια σκίασης ή παρεμπόδισης σήματος

1.9 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου

- [1]. International Telecommunication Union (ITU) (2002). Handbook Mobile Satellite Service (MSS). Radiocommunication Bureau.
- [2]. Pratt Timothy, Bostian Charles, W.Allnutt, Αθανάσιος Κανάτας, Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2009
- [3]. Βουγιούκας Δ. Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδόσεις Κάλλιπος, 2015
- [4]. Κ.Π. Λιώλης “Δίαυλοι Δορυφορικών Δικτύων Επόμενης Γενιάς με Πολλαπλές Εισόδους-Πολλαπλές Εξόδους(MIMO)”, διδακτορική διατριβή, Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών, ΕΜΠ, 2011
- [5]. Radio Wave Propagation and Channel Modeling for Earth-Space Systems Edited by Athanasios G. Kanatas and Athanasios D. Panagopoulos CRC Press 2016
- [6]. Κώπτης Π. & Χ. Καψάλης, Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδ. Τζιόλα, 2012
- [7]. DVB-S2 ETSI EN 302 307 V1.1.1 (2005-03), Digital Video Broadcasting (DVB); “Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting interactive services, news Gathering and other broadband satellite applications”
- [8]. EDVB-SH ETSI EN 302 583 V.1.1.2 (2010-02), Digital Video Broadcasting (DVB); “Framing structure, channel coding and modulation for Satellite services to Handheld devices(SH) below 3GHz”

Κεφάλαιο 2ο

Χαρακτηριστικά δορυφορικού διαύλου και Στατιστική αναπαράσταση του καναλιού

2.1 Δορυφορικός Δίαυλος

Η μετάδοση της πληροφορίας σε ένα δορυφορικό δίαυλο επιτυγχάνεται μέσω της διάδοσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στον ελεύθερο χώρο που παρεμβάλλεται μεταξύ γήινου πομπού και δορυφορικού δέκτη. Σε ένα σύστημα κινητών δορυφορικών επικοινωνιών, το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από το άθροισμα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων τόσο από την απευθείας συνιστώσα όσο και από το πλήθος των σκεδαζόμενων η/μ κυμάτων που βρίσκονται σε σχετικά μικρή απόσταση από την κεραιά του δέκτη. Απόρροια αυτού, τα σημαντικότερα προβλήματα κατά τη ζεύξη να συνιστώνται λόγω παρεμβολών και απώλειας ενέργειας που οφείλονται σε περιβαλλοντολογικά χαρακτηριστικά. Επιπλέον, τα παραπάνω φαινόμενα μεταβάλλονται με τυχαίο τρόπο στο πεδίο του χρόνου.

Η συνιστώσα οπτικής επαφής θα εξαρτάται όχι μόνο από τα ιονοσφαιρικά και τροποσφαιρικά φαινόμενα διάδοσης αλλά και από το φαινόμενο της σκίασης λόγω φυσικών ή τεχνητών εμποδίων. Η πολυδιαδρομική συνιστώσα του λαμβανόμενου σήματος είναι το αποτέλεσμα φαινομένων διάχυσης ή ανάκλασης του προσπίπτοντος κύματος πληροφορίας στο έδαφος ή σε άλλα περιβαλλοντολογικά στοιχεία όπως δέντρα ή ανθρώπινες κατασκευές.

Κατά την διάδοση του η/μ κύματος στον ατμοσφαιρικό χώρο, ο οποίος χαρακτηρίζεται από διαφορετικές φυσικές παραμέτρους στα διάφορα στρώματα του συνόλου του, παρατηρούνται διαφορετικά ατμοσφαιρικά φαινόμενα[1] επιρροής της διάδοσης και απορρόφησης της ενέργειας του κύματος. Η ατμοσφαιρική απορρόφηση(εξασθένηση ενέργειας λόγω απορρόφησης από τα αέρια, κυρίως οξυγόνο), διαλείψεις σπινθηρισμών (φαινόμενο σκέδασης στις ανομοιογενείς περιοχές) στην τροπόσφαιρα και την ιονόσφαιρα, στροφή Faraday, εξασθένηση ισχύος λόγω νεφοκάλυψης, βροχής, ομίχλης ή υδρατμών και αποπόλωση λόγω παρουσίας βροχής και παγοκρυστάλλων. Απόρροια των παραπάνω φαινομένων οι μεταβολές του η/μ κύματος όπως η διακύμανση, η διασπορά, η μεταβολή της κατεύθυνσης και η καθυστέρηση άφιξης.

Η επίδραση των φαινομένων αυτών εξαρτάται επίσης σε σημαντικό βαθμό από τη συχνότητα έτσι ώστε να επηρεάζουν άμεσα την επιλογή του κατάλληλου φάσματος. Έτσι, η απώλεια ενέργειας λόγω βροχής αποτελεί περιοριστικό παράγοντα στη σχεδίαση δορυφορικών ζεύξεων στις ζώνες Ku και Ka για συχνότητες άνω των 10GHz ενώ η παρουσία ατμοσφαιρικών συστατικών και η αλληλεπίδραση με η/μ κύματα διαφέρει στις διαφορετικές τιμές συχνοτήτων.

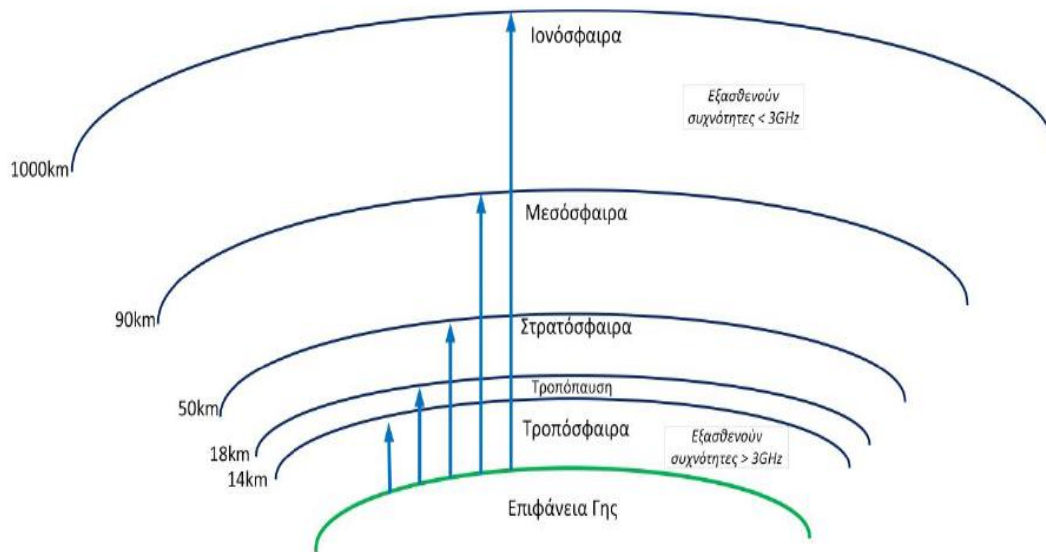
Συμπερασματικά το φέρον σήμα θα αποτελεί ένα άθροισμα των συνιστωσών του απευθείας κύματος, του ανακλώμενου κύματος καθώς και αυτού που προέρχεται από πολυδιαδρομική διάδοση. Η οπτική επαφή πραγματώνεται μόνο όταν το

μέγιστο μέρος της μεταδιδόμενης ενέργειας φθάνει στην κεραία λήψεως. Εάν δεν εμποδίζονται τα ραδιοκύματα θα διαδοθούν σε ευθεία γραμμή από τον πομπό στον δέκτη. Εάν όμως στην πορεία διάδοσης εμφανίζονται εμπόδια, τότε η διαφορά φάσης με την ανεμπόδιστη η/μ ακτινοβολία οδηγεί στη μείωση της ενέργειας λήψης. Αντιθέτως σε περιπτώσεις όπου η ανεμπόδιστη η/μ ακτινοβολία και η εμποδιζόμενη φτάνουν με την ίδια φάση, η ενέργεια λήψης μεγιστοποιείται. Ο χώρος μεταξύ πομπού και δέκτη όπου κάποιο εμπόδιο θα προκαλέσει ανακλάσεις της ακτινοβολίας περιγράφεται μέσω της θεωρίας Fresnel[1]. Αυτή επιτρέπει την ανάλυση της παρεμβολής των εμποδίων στην η/μ ακτίνα και υπολογίζει τις εντός φάσης ή εκτός φάσης ανακλάσεις στο η/μ κύμα ανάλογα με ποια ζώνη έχει χαρακτηριστεί ο χώρος διάδοσης. Το απευθείας σήμα θα δεχτεί επιπλέον την επιρροή τόσο του ιονοσφαιρικού στρώματος με την επίδραση της στροφής Faraday όσο και του τροποσφαιρικού με αποτέλεσμα την εξασθένιση και την αποπώληση.

Όπως είναι εύκολα αντιληπτό, οι συνιστώσες των ανακλώμενων και διαχεόμενων κυμάτων θα έχουν ταξιδέψει μέσω του ίδιου καναλιού στον εξωγήινο χώρο και θα υπόκεινται στα ίδια φαινόμενα ιονοσφαιρικής και τροποσφαιρικής επίδρασης.

Η ανακλώμενη συνιστώσα, κυρίως στο έδαφος ή σε λείες τεχνητές επιφάνειες, εισάγει σημαντική εξασθένιση ισχύος του σήματος και επιβάλλουν την ανάγκη κλειστών διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Η διαχεόμενη συνιστώσα δημιουργείται όταν πλήθος ακτινών φθάνουν στον δέκτη μέσω περίθλασης ή σκέδασης του η/μ κύματος σε μη ομαλές επιφάνειες δίχως να ακολουθούν τον κανόνα ανάκλασης του Snell[]. Επακόλουθα αυτών η χρονική διασπορά και οι διαλείψεις. Ορισμένες η/μ ακτίνες ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές, διαφορετικού μήκους από τον πομπό στον δέκτη, φαινόμενο που καλείται πολλαπλές οδεύσεις. Αυτό παρουσιάζεται δίχως ανακλάσεις στο έδαφος και οφείλεται σε ανομοιογένειες στην ατμόσφαιρα οι οποίες χωρίζουν την τροχιά του κατευθείαν κύματος σε καθορισμένες επί μέρους τροχιές. Αποτέλεσμα αυτού, η λήψη στην κεραία ακτίνων που διαφέρουν κατά δ και η φάση του συνισταμένου πεδίου δεν μεταβάλλεται γραμμικά με τη συχνότητα, προκαλώντας παραμόρφωση των σημάτων ευρείας ζώνης.

Τέλος, σημαντικός παράγοντας του δορυφορικού καναλιού αποτελεί η κινητικότητα τόσο του γήινου τερματικού όσο και του δορυφόρου που εισάγει έννοιες όπως διασπορά Doppler και ολίσθηση φάσματος.



Σχήμα 2.1 Στρώματα Γήινης ατμόσφαιρας

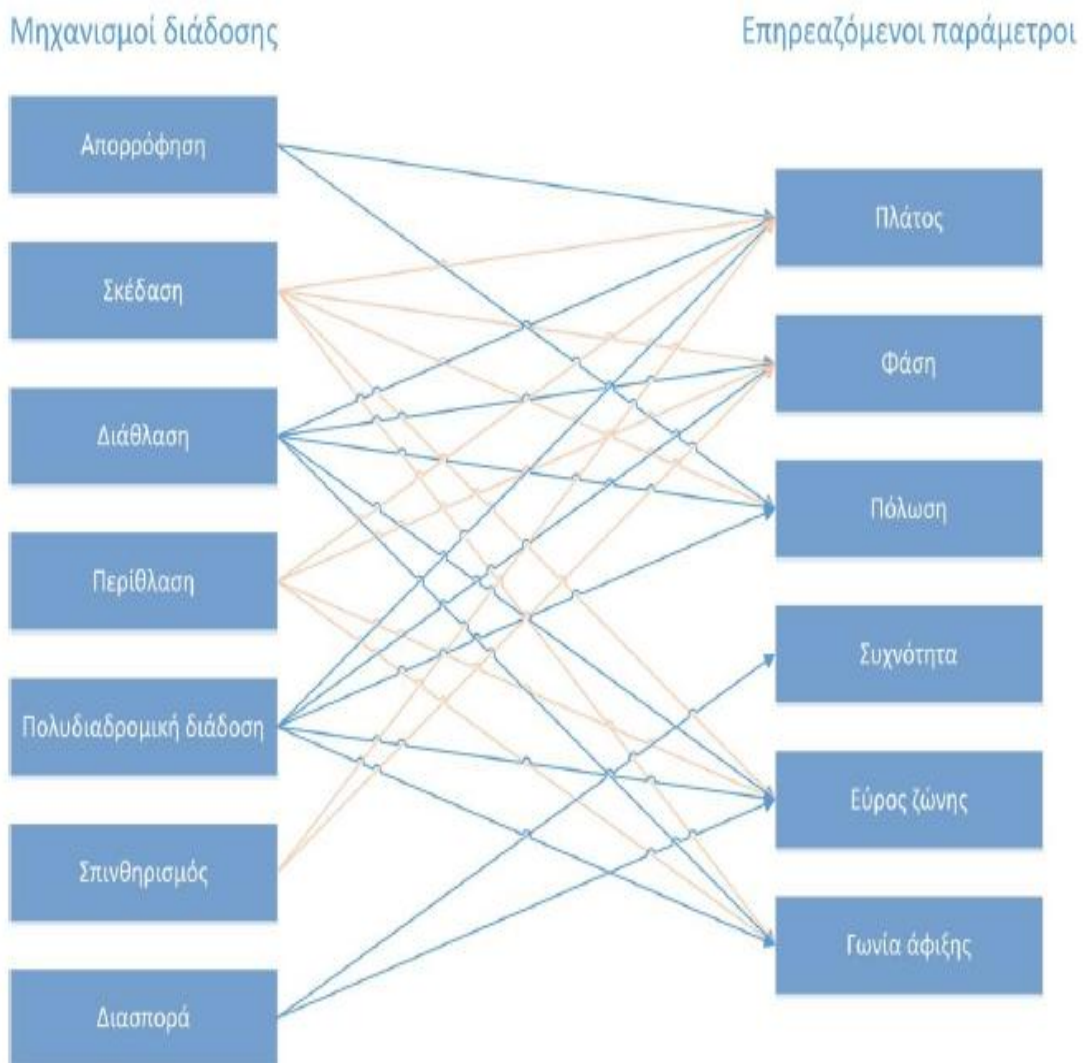
2.2 Μηχανισμοί Διάδοσης

Ως κυριότεροι μηχανισμοί διάδοσης της η/μ ακτινοβολίας στον δίαυλο επικοινωνίας δορυφόρου και επίγειου χρήστη με σημαντική επιρροή στα χαρακτηριστικά του κύματος όπως η φάση και το πλάτος του ορίζονται:

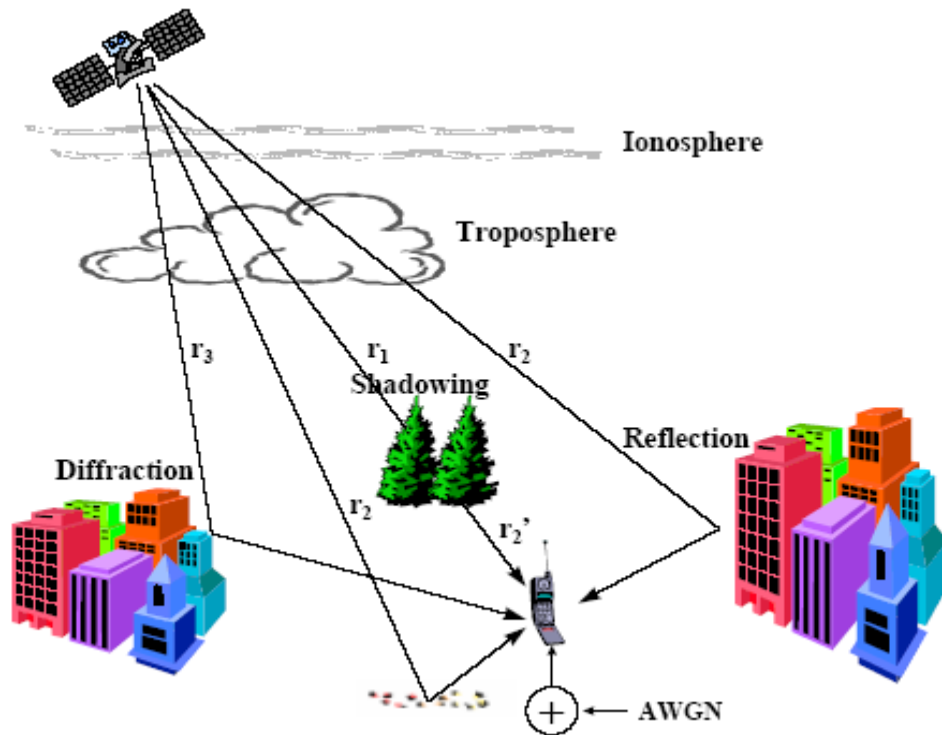
- **Απορρόφηση**, η μείωση του πλάτους ενός η/μ κύματος προκαλούμενη από τη μη αντιστρεπτή μετατροπή της ενέργειας του κύματος προς την ύλη κατά την διάδοσή του
- **Σκέδαση**, διαδικασία κατά την οποία η ενέργεια ενός η/μ κύματος διαχέεται στην κατεύθυνση διάδοσής του εξαιτίας ανομοιογενειών του μέσου διάδοσης
- **Διάθλαση**, η αλλαγή στην κατεύθυνση διάδοσης λόγω χωρικών διακυμάνσεων του δείκτη διάθλασης του μέσου διάδοσης
- **Περίθλαση**, η αλλαγή της διεύθυνσης διάδοσης ενός ραδιοκύματος προκαλούμενη από την παρουσία κάποιου εμποδίου, μιας περιορισμένης διατομής ή εξαιτίας άλλου αντικειμένου του μέσου διάδοσης
- **Διασπορά συχνότητας**, η αλλαγή της φάσης και της συχνότητας στο εύρος ζώνης του ραδιοκύματος, η οποία προκαλείται από το μέσο διάδοσης. (χαρακτηριστικά αγωγιμότητας, επιτρεπτότητας και διαπερατότητας εξαρτώμενες από τη συχνότητα)
- **Πολυδιαδρομική διάδοση**, ο τρόπος διάδοσης της ακτινοβολίας μέσω διαφορετικών δρόμων που οφείλεται στις διαφορετικές τιμές του δείκτη διάθλασης στα διαφορετικά στρώματα της ατμόσφαιρας ή λόγω σκέδασης στις επιφάνειες της Γης
- **Σπινθηρισμός**, απότομες διακυμάνσεις του πλάτους και της φάσης ενός ραδιοκύματος προκαλούμενες από μικρές διαλείψεις στο μέσο διάδοσης με τον χρόνο

- Διαλείψεις, διακυμάνσεις στο πλάτος του ραδιοκύματος προκαλούμενες από αλλαγές στο μέσο διάδοσης με τον χρόνο(μεγαλύτερα χρονικά διαστήματα σε σχέση με το φαινόμενο του σπινθηρισμού)

Πρακτικά, κατά τη διάδοση του η/μ κύματος θα παρατηρούνται ταυτόχρονα διάφοροι από τους παραπάνω μηχανισμούς επισύροντας μεταβολές στα κύρια χαρακτηριστικά της η/μ ακτινοβολίας, οι οποίες είναι το πλάτος, η φάση, η πόλωση, η συχνότητα, το εύρος ζώνης και η γωνία άφιξης.



Σχήμα 2.2 Μηχανισμοί διάδοσης και η επίδρασή τους στο ραδιοηλεκτρικό σήμα



Σχήμα 2.3 Απεικόνιση της λαμβανόμενης στον δέκτη ακτινοβολίας μέσω των διαφορετικών δρόμων και μηχανισμών διάδοσης

2.2.1 Διάδοση η/μ κυμάτων στον ελεύθερο χώρο, νόμος του Friis, απώλεια ισχύος μεταδόσεως.

Είναι βέβαια προφανές πως τέτοια ζεύξη τηλεπικοινωνιακού καναλιού μεταξύ πομπού και δέκτη είναι αρκετά δύσκολο να πραγματοποιηθεί σε συνθήκες μακριά από το εργαστηριακό περιβάλλον. Παρόλα αυτά η μελέτη του μηχανισμού διάδοσης της πληροφορίας και οι απώλειες του σήματος ακόμα και σε ένα τέτοιο χώρο αναλύονται ως βάση των πολυπλοκότερων μηχανισμών και χώρων που έπονται στην ανάλυση.

Έστω W_T η ισχύς την οποία παρέχει η πηγή στην κεραία εκπομπής. Αν το κέρδος της κεραίας εκπομπής καθώς και η ενεργός επιφάνεια της κεραίας λήψεως όπως και η μεταξύ τους απόσταση θεωρούνται γνωστά, τότε η ισχύς στην είσοδο του δέκτη θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση (αφού ληφθούν υπόψη οι σχέσεις που αφορούν την ενεργό επιφάνεια κεραίας και της πυκνότητας ισχύος) [4].

Όταν είναι γνωστό το κέρδος μιας κεραίας σε μια δεδομένη κατεύθυνση, η μέση χρονική τιμή του ανύσματος Rayleigh (πυκνότητα ισχύος) σε αυτή την κατεύθυνση, σε απόσταση r από την κεραία εκπομπής, προσδιορίζεται από:

$$P_r = \frac{W_T G}{4\pi r^2} \quad (2.1)$$

Η ικανότητα μιας κεραίας λήψεως να απορροφά ισχύ από το προσπίπτον κύμα και να τη μεταδίδει στον δέκτη εξαρτάται από τις συνθήκες συνδέσεως της κεραίας στο φορτίο. Έστω ότι οι συνθήκες μέγιστης μεταφερόμενης ισχύος και προσαρμογής ικανοποιούνται, τότε η ικανότητα του δέκτη να απορροφά ισχύ χαρακτηρίζεται από την παράμετρο A_R , η οποία καλείται *ενεργός επιφάνεια* της κεραίας[4]. Ορίζεται ως ο λόγος της απορροφούμενης ισχύος στο φορτίο υπό συνθήκες μέγιστης μεταφερόμενης ισχύος και προσαρμογής και της ισχύος ανά μονάδα επιφανείας του προσπίπτοντος κύματος:

$$A_R = \frac{W_R}{P} \quad (2.2)$$

Κέρδος, η μέγιστη τιμή της συνάρτησης κέρδους, δηλαδή ο λόγος της πυκνότητας ισχύος σε ορισμένο σημείο για δεδομένη κατεύθυνση προς την πυκνότητα ισχύος στο ίδιο σημείο που παρέχεται από ισοτροπική κεραία που τροφοδοτείται με την ίδια συνολική ισχύ εισόδου:

$$G = \frac{4\pi r^2 P_{r,\max}}{W_T} \quad (2.3)$$

Η μέση τιμή του *ανύσματος Poynting* είναι εκείνη την οποία θα λαμβάναμε πριν να τοποθετηθεί η κεραία λήψεως στο σημείο λήψεως διότι τότε μεταβάλλει την κατανομή του η/μ πεδίου με το παραγόμενο πεδίο από τα διανεμημένα επί αυτής ρεύματα.

Τελικά η εξίσωση που προκύπτει:

$$W_R = A_R P = \frac{A_R W_T G_T}{4\pi d^2} \quad (2.4)$$

Καλείται *εξίσωση μεταδόσεως* ή *εξίσωση Friis* για τον ελεύθερο χώρο[4] και μπορεί να γραφεί σε διάφορες μορφές όπου να εμφανίζονται μόνο τα κέρδη ή οι ενεργές επιφάνειες πομπού-δέκτη:

$$W_R = \frac{W_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (2.5)$$

ή

$$W_R = \frac{W_T A_T A_R}{d^2 \lambda^2} \quad (2.6)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις δεν δύνανται όμως να χρησιμοποιηθούν όταν η απόσταση κεραιάς εκπομπής και λήψης είναι πολύ μικρή.

Αν και όπως ήδη αναφέρθηκε η εξίσωση Friis ισχύει για τον ελεύθερο χώρο μόνο, η συνθήκη αυτή προσεγγίζεται ικανοποιητικά όταν η απόσταση πομπού-δέκτη είναι τέτοια ώστε να ισχύει:

$$d \geq \frac{2a^2}{\lambda} \quad (2.7)$$

όπου

- a , η μεγαλύτερη γραμμική διάσταση μιας εκ των δυο κεραιών.

Ο λόγος $\frac{W_T}{W_R}$ ονομάζεται *απώλεια μεταδόσεως* στον ελεύθερο χώρο και εκφράζεται σε dB, δηλαδή

$$L = 10 \log \frac{W_T}{W_R} = L_b - G_{R(dB)} - G_{T(dB)} \quad (2.8)$$

Λόγω της $(\frac{A}{G} = \frac{\lambda^2}{4\pi})$ μια κεραία δεδομένης γεωμετρικής επιφάνειας και αποδοτικότητας παρουσιάζει μεγαλύτερο κέρδος με την αύξηση της συχνότητας. Η απώλεια μεταδόσεως στον ελεύθερο χώρο μεταξύ πομπού-δέκτη για σταθερή απόσταση και δεδομένης γεωμετρικής επιφάνειας και αποδοτικότητας ελαττώνεται αυξανόμενης της συχνότητας, διαπίστωση που οδηγεί στην χρήση ολοένα και υψηλότερων συχνοτήτων στις τεχνικές συνδέσεως ασύρματων τηλεπικοινωνιακών ζεύξεων.

Εξίσου σημαντική με τη χωρητικότητα ενός καναλιού στην πραγμάτωση οποιασδήποτε ραδιοηλεκτρικής μεταφοράς πληροφορίας, κάθε τεχνικής και μηχανισμού μεταδόσεως, οφείλει να είναι ο υπολογισμός της μέγιστης δυνατής ασφαλούς απόστασης μεταδόσεως του σήματος για την περιεχόμενη πληροφορία[]. Αυτή λοιπόν δύνανται να υπολογισθεί από την:

$$d_0 = \frac{\sqrt{G_T G_R} \lambda^2}{4\pi} \sqrt{\frac{W_T}{W_{R_{MIN}}}} \quad (2.9)$$

Η απόσταση δηλαδή ασυρματικής ζεύξης ελευθέρου χώρου θα πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση της d_0 [4]

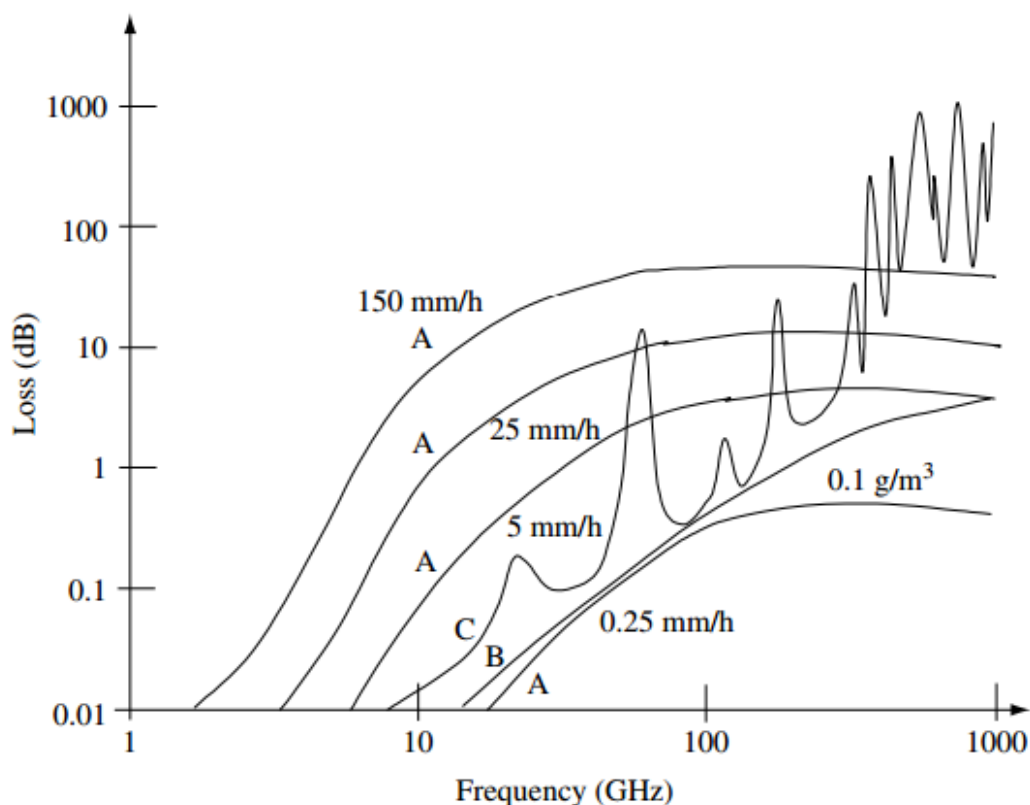
2.2.2 Διάδοση ραδιοκυμάτων στην τροπόσφαιρα

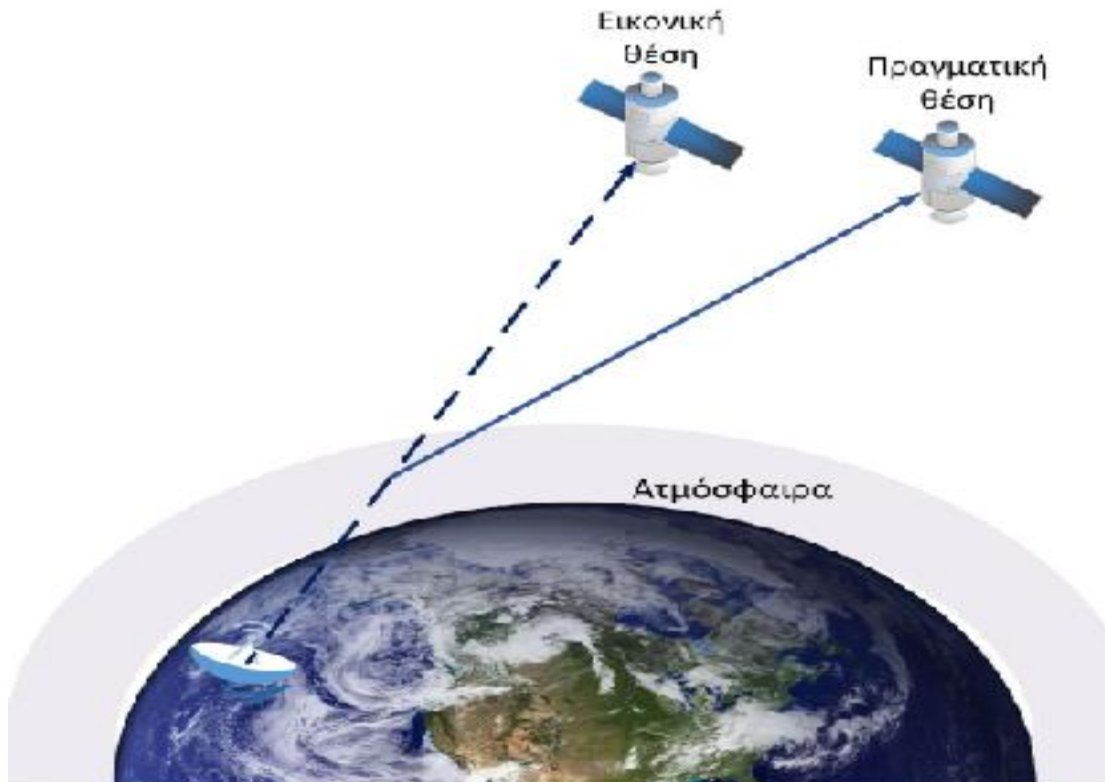
2.2.2.1 Απώλειες λόγω ενεργειακής απορρόφησης

Κατά τη μετάδοση της η/μ ακτινοβολίας στην τροπόσφαιρα η ενέργεια του η/μ κύματος απορροφάται και μετατρέπεται σε θερμότητα από τα τροποσφαιρικά αέρια, την ύπαρξη υδρατμών αλλά και από τα ελεύθερα ηλεκτρόνια που συγκρουόμενα με το προσπίπτον κύμα επιφέρουν απώλεια ενέργειας. Η επίδραση του οξυγόνου καθώς και των υδρατμών μεγιστοποιείται στις συχνότητες των 60GHz και 22.5GHz αντίστοιχα[5],[6]ενώ επιπλέον παράγοντες απωλειών λόγω ενεργειακής απορρόφησης είναι η θερμοκρασία, η πίεση, η υγρασία και η γωνία ανύψωσης(μείωση της γωνίας οδηγεί σε ανάλογη αύξηση της διαδρομής). Για τη ζώνη συχνοτήτων 0.5-10GHz καθώς και των 30GHz παρατηρείται μείωση των φαινομένων και προφανώς επιλογής τους για μια επιτυχημένη ζεύξη.

2.2.2.2 Απώλειες λόγω ατμοσφαιρικών διαθλάσεων

Κατά τη διάδοση του το φέρον η/μ κύμα στην τροπόσφαιρα, πάχους περίπου 15Km, θα συναντά διαφορετικούς δείκτες διάθλασης στις ανομοιογενείς περιοχές της με αποτέλεσμα την αλλαγή κατεύθυνσης του κύματος. Η αλλαγή αυτή θα προσθέτει διακύμανση στα επίπεδα ισχύος του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της αλλαγής της φαινόμενης θέσης του δορυφόρου με επακόλουθο τις διαλείψεις των δορυφορικών επικοινωνιών εξαιτίας των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που φθάνουν με διαφορά φάσης στον δέκτη.





Σχήμα 2.4 Μετατόπιση της πραγματικής θέσης του δορυφόρου λόγω ατμοσφαιρικών διαθλάσεων

2.2.2.3 Τροποσφαιρικός Σπινθηρισμός

Με τον όρο σπινθηρισμό περιγράφονται οι γρήγορες διακυμάνσεις των παραμέτρων ενός ραδιοκύματος προκαλούμενες από τις χρονικά εξαρτώμενες ανωμαλίες της διαδρομής διάδοσης[5],[6]. Τα χαρακτηριστικά του η/μ κύματος που επηρεάζονται είναι το πλάτος, η φάση, η πόλωση και η γωνία άφιξης του κύματος. Ο τροποσφαιρικός σπινθηρισμός είναι το αποτέλεσμα των διακυμάνσεων του δείκτη διάθλασης στα πρώτα χιλιόμετρα της τροπόσφαιρας λόγω των στρωμάτων αναστροφής της θερμοκρασίας και της υψηλής υγρασίας.

Ο δείκτη διάθλασης [5] για καθαρή ατμόσφαιρα συχνότητες άνω των $10GHz$:

$$n_0(p_w, p_{atm}, T) = 1 + \left[\frac{77.6}{T} \left(4810 \frac{p_w}{T} \right) \right] \times 10^{-6} \quad (2.10)$$

- T η απόλυτη θερμοκρασία (K)
- p_{atm} η βαρομετρική πίεση ($mbar$)
- p_w μερική πίεση υδρατμών ($mbar$)

2.2.2.4 Αποπόλωση λόγω βροχής και πάγου

Ως αποπόλωση αναφέρεται [6] η μεταβολή των χαρακτηριστικών πόλωσης του η/μ κύματος εξαιτίας υδρομετεώρων βροχής και πάγου, καθώς και από την πολυδιαδρομική διάδοση. Η αποπόλωση μπορεί να τροποποιήσει την κατάσταση πόλωσης σε μη επιθυμητή ορθογώνια πολωμένη κατάσταση εισάγοντας φαινόμενα παρεμβολών μεταξύ των δυο ορθογώνια πολωμένων καναλιών. Η αποπόλωση μπορεί να προκαλέσει, εξαιτίας των μορίων βροχής και πάγου, προβλήματα σε συχνότητες άνω των $12GHz$, κυρίως σε συστήματα με επαναχρησιμοποίηση συχνότητας διαφορετικής ορθογώνιας πόλωσης.

2.2.3 Διάδοση ραδιοκυμάτων στην ιονόσφαιρα

2.2.3.1 Ιονοσφαιρικός σπινθηρισμός

Στην ιονόσφαιρα το φαινόμενο του σπινθηρισμού προκαλείται λόγω της διακύμανσης της συγκέντρωσης των ηλεκτρονίων στο χώρο. Αυτά προκαλούν μικρής κλίμακας διάθλαση στο μεταδιδόμενο η/μ κύμα και η ανισοκατανομή της πυκνότητας των ηλεκτρονίων προκαλεί ταχείες διακυμάνσεις στα χαρακτηριστικά του η/μ κύματος. Τότε το μεταδιδόμενο σήμα θα φθάσει στον δέκτη από διαφορετικές διαδρομές, μια απευθείας και μια μέσω διάθλασης. Η σχέση η οποία συνδέει τον ιονοσφαιρικό σπινθηρισμό με τη συχνότητα είναι αντιστρόφως ανάλογη, σε χαμηλές συχνότητες το φαινόμενο είναι έντονο ενώ σε τιμές συχνοτήτων άνω των $4GHz$ μειώνονται. Επιπροσθέτως, το φαινόμενο μεγιστοποιείται κατά τις εποχές αυξημένης ηλιακής δραστηριότητας ενώ είναι ανεξάρτητο της γωνίας ανύψωσης. Ποσοτικοποίηση του φαινομένου γίνεται μέσω του δείκτη σπινθηρισμού [6],[7]:

$$S = \left(\frac{\langle I^2 \rangle \langle I \rangle^2}{\langle I \rangle^2} \right) \quad (2.11)$$

- I η ένταση του ιονοσφαιρικού σπινθηρισμού

2.2.3.2 Στροφή πόλωσης-Επίδραση Faraday

Το φαινόμενο της στροφής πόλωσης αναφέρεται στην αλλαγή της πόλωσης ενός ραδιοκύματος εξαιτίας της αλληλεπίδρασης του μεταδιδόμενου κύματος με τα ηλεκτρόνια που βρίσκονται στην ιονόσφαιρα. Το φαινόμενο που ευθύνεται για τη στροφή πόλωσης ονομάζεται επίδραση Faraday και επηρεάζει κυρίως δορυφορικά συστήματα με γραμμική πόλωση. Η στροφή πόλωσης επηρεάζει το επίπεδο πόλωσης καθώς τα δυο περιστρεφόμενα τμήματα του κύματος περνούν από την

ιονόσφαιρα με διαφορετικές ταχύτητες διάδοσης[6],[7]. Η γωνία στροφής δίνεται από:

$$\theta = \frac{236B_{av}N_T}{f^2} \quad (2.12)$$

- θ η γωνία στροφής πόλωσης εξαιτίας της επίδρασης της στροφής Faraday
- B_{av} η μέση τιμή του γήινου μαγνητικού πεδίου (Wb/m^2)
- f η συχνότητα του ραδιοκύματος
- N_T η συνολική συγκέντρωση των ηλεκτρονίων σε el/m^2

Καθώς η στροφή πόλωσης είναι ανάλογη της συγκέντρωσης των ηλεκτρονίων και της μέσης τιμής του μαγνητικού πεδίου, δύναται να προβλεφθεί αφού εξαρτάται άμεσα από την ηλιακή ακτινοβολία.

2.2.3.3 Καθυστέρηση ομάδας

Ως *καθυστέρηση ομάδας* ορίζεται[6],[7] η μείωση της ταχύτητας διάδοσης του κύματος της η/μ ακτινοβολίας, η οποία προκαλείται από την παρουσία ελεύθερων ηλεκτρονίων στη διαδρομή διάδοσης. Η εξίσωση που συνδέει την καθυστέρηση ομάδας με τη συχνότητα:

$$t = 1,345 \frac{N_T}{f^2} 10^{25} \quad (2.13)$$

- t είναι η ιονοσφαιρική καθυστέρηση ομάδας σε σχέση με την περίπτωση διάδοσης στο απόλυτο κενό υπολογισμένη σε sec
- f η συχνότητα του ραδιοκύματος
- N_T η συνολική συγκέντρωση των ηλεκτρονίων σε el/m^2

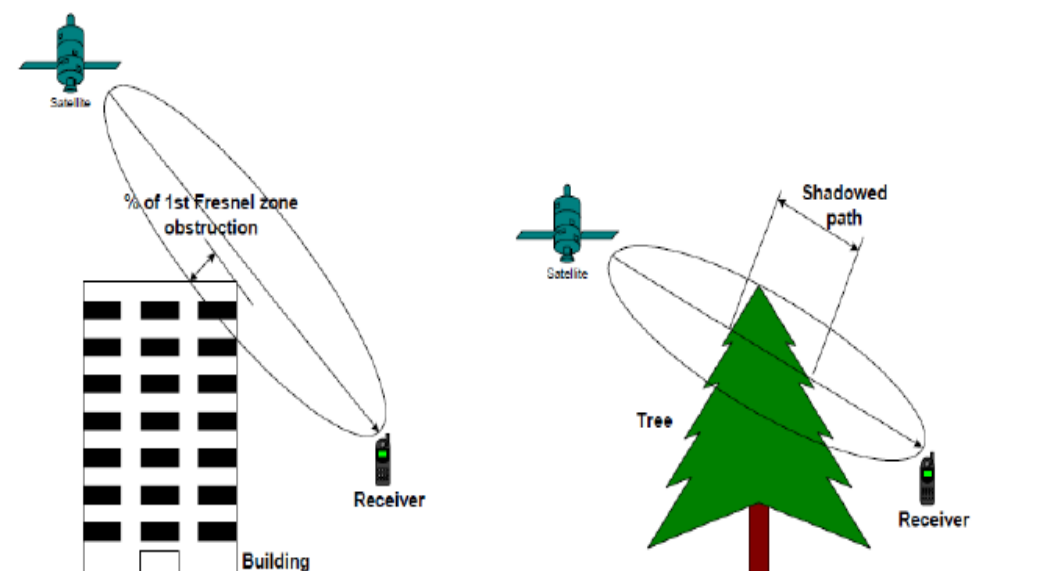
2.2.3.4 Ιονοσφαιρική διάθλαση

Επιβαρυντικός μηχανισμός που οφείλεται σε ιονοσφαιρικά φαινόμενα και ενδιαφέρει κυρίως δορυφορικά συστήματα που λειτουργούν σε ζώνες συχνοτήτων κάτω των 10GHz. Οι μεταβολές στην πυκνότητα των ελεύθερων ηλεκτρονίων στην ιονόσφαιρα δημιουργούν μεταβολές του δείκτη διάθλασης με αποτέλεσμα ταχείες μεταβολές του πλάτους, της φάσης πόλωσης και της γωνίας άφιξης των ραδιοκυμάτων.

2.2.4 Διάδοση ραδιοκυμάτων στην περιοχή του δέκτη

2.2.4.1 Εξασθένηση η/μ ακτινοβολίας λόγω σκίασης

Ως *σκίαση* αναφέρεται η παρουσία τεχνητών ή φυσικών εμποδίων στη διαδρομή του η/μ σήματος από ή προς τον κινούμενο χρήστη που επιφέρουν την εξασθένηση ενέργειας της απευθείας συνιστώσας διάδοσης. Απώλεια η οποία θα εξαρτάται από το μήκος της διαδρομής του κύματος μέσα στο εμπόδιο, το είδος του εμποδίου, την συχνότητα και την γωνία ανύψωσης του δορυφόρου. Τα κτίρια προκαλούν ισχυρή εξασθένηση ισχύος του η/μ κύματος ειδικά όταν καλύπτουν το 60% της πρώτης ζώνης Fresnel[1] της απευθείας συνιστώσας του δορυφόρου προς τον κινητό επίγειο δέκτη. Η επίδραση αυτή μειώνεται με την αύξηση των τιμών συχνοτήτων εξαιτίας των περιορισμένων ζωνών Fresnel για δεδομένη διαμόρφωση. Η εξασθένηση της απευθείας συνιστώσας δύναται να χαρακτηριστεί, θεωρώντας τον τύπο του εμποδίου ως περίθλαση ευθείας-ακμής αμελητέου πάχους. Γνωρίζοντας την γωνία ανύψωσης του δορυφόρου, το ύψος του κτιρίου, το ύψος της κεραίας, την απόσταση κεραίας-κτιρίου και την συχνότητα τότε υπολογίζονται οι απώλειες λόγω περίθλασης κοντά στο κτίριο και προσδιορίζονται οι διαθέσιμες περιοχές για ικανή ζεύξη. Το φαινόμενο της απώλειας λόγω παρουσίας δέντρων[8] παρουσιάζεται ως επί το πλείστον όταν αυτά βρίσκονται εντός του 60% της πρώτης ζώνης Fresnel επίσης, όπου ο βαθμός διαλείψεων θα εξαρτάται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του δέντρου όπως το πάχος του και ο όγκος του φυλλώματός του. Στις χαμηλές συχνότητες αυτά εμφανίζονται σχεδόν διαφανή ενώ στις υψηλότερες θεωρούνται ως ιδανικοί διαθλαστές έτσι ώστε να δύναται να μετρηθεί η απώλεια ισχύος λόγω της παρουσίας τους. Η σκίαση προκαλεί μεγαλύτερες απώλειες σε μικρές γωνίες ανύψωσης όπου το εμπόδιο δημιουργεί μεγαλύτερη σκίαση.



Σχήμα 2.5 Απεικόνιση του φαινομένου σκίασης λόγω παρουσίας βλάστησης και τεχνητών υποδομών

2.2.4.2 Εξασθένηση λόγω νεφώσεων και ομίχλης

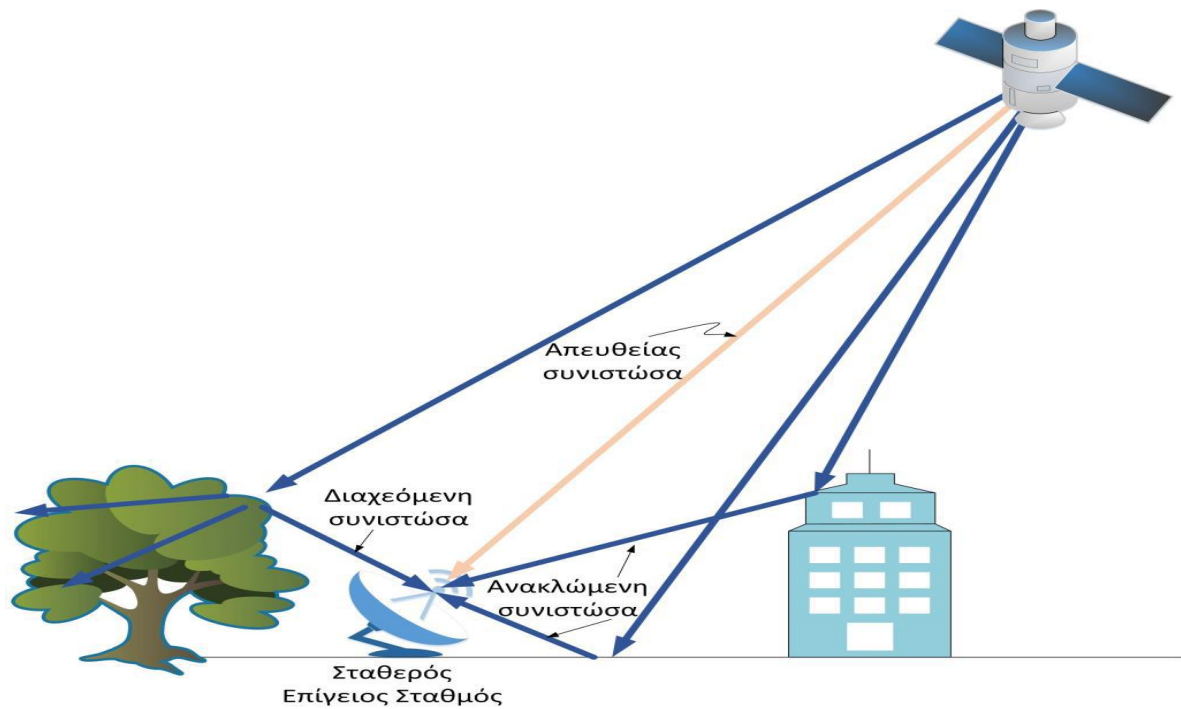
Η απόσβεση της η/μ ακτινοβολίας ραδιοηλεκτρικού κύματος που διέρχεται μέσω περιβάλλοντος ομίχλης διέπεται από τους ίδιους μηχανισμούς σκέδασης με αυτούς της βροχόπτωσης. Κύρια διαφορά σε αυτό το μέσο είναι πως η ομίχλη είναι αιωρούμενη πάχνη αποτελούμενη από πολλές, πολύ μικρών διαστάσεων, σταγόνες νερού με ακτίνα που κυμαίνεται από 0,01 → 0,05 mm. Η απόσβεση εξαιτίας της ομίχλης είναι πολύ χαμηλή για δορυφορικά συστήματα με συχνότητες λειτουργίας μικρότερες των 100GHz. Έτσι, καθώς το μήκος των δορυφορικών ζεύξεων υπό συνθήκες ομίχλης είναι της τάξης των εκατοντάδων μέτρων, η απόσβεση εξαιτίας της ομίχλης θεωρείται αμελητέα εφόσον η συχνότητα δεν υπερβαίνει τα 100GHz. [9] Για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω νεφώσεων χρησιμοποιείται [7] :

$$\gamma_{cloud} = k_c M \quad (dB/km) \quad (2.14)$$

- k_c συντελεστής απόσβεσης
- M πυκνότητα νερού

2.2.4.3 Επίγειες πολυδιαδρομικές διαλείψεις

Η πολυδιαδρομική διάδοση προκαλείται στον γήινο χώρο λόγω φαινομένων σκέδασης και διάθλασης στις φυσικές ανώμαλες επιφάνειες αλλά και σε τεχνητές δομές όπως σε αστικά περιβάλλοντα. Στην περίπτωση επίγειου κινητού τερματικού η λαμβανόμενη ακτινοβολία θα συνίσταται από το άθροισμα της απευθείας συνιστώσας και των διαθλώμενων συνιστωσών, με τη σχέση μεταξύ των φάσεών τους να μεταβάλλεται με το χρόνο, προκαλώντας ταχείες μεταβολές του πλάτους του σήματος.



Σχήμα 2.6 Απεικόνιση των πολυδιαδρομικών οδών στο γήινο χώρο

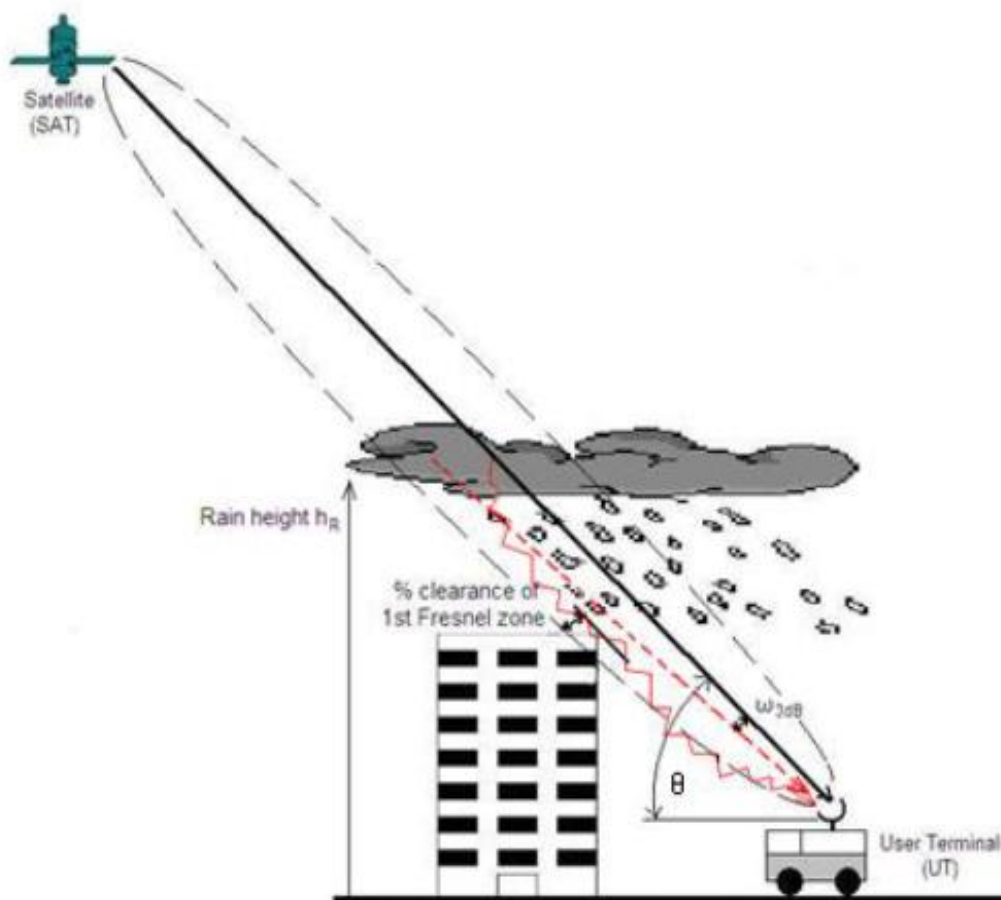
Η διακύμανση στο πλάτος του σήματος καλείται διάλειψη σήματος και περιγράφεται μέσω της θεωρίας των χρονικά μεταβαλλόμενων καναλιών[3] όπου κάθε συνάρτηση εξαρτάται από τις άλλες σύμφωνα με δυο από τις συναρτήσεις:

- $h(t, \tau)$, την χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική συνάρτηση ως η απόκριση του διαύλου την χρονική στιγμή t σε μια μοναδιαία κρουστική που εκπέμπεται την χρονική στιγμή $(t-\tau)$
- $T(f, t)$, την χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς μέσω του μετασχηματισμού Fourier
- $H(f, \nu)$, την συνάρτηση Bello ως συνάρτηση μεταφοράς συχνότητας του διαύλου για την διασπορά Doppler
- $S(t, \nu)$, την συνάρτηση με την ολίσθηση καθυστέρηση Doppler για το κανάλι.

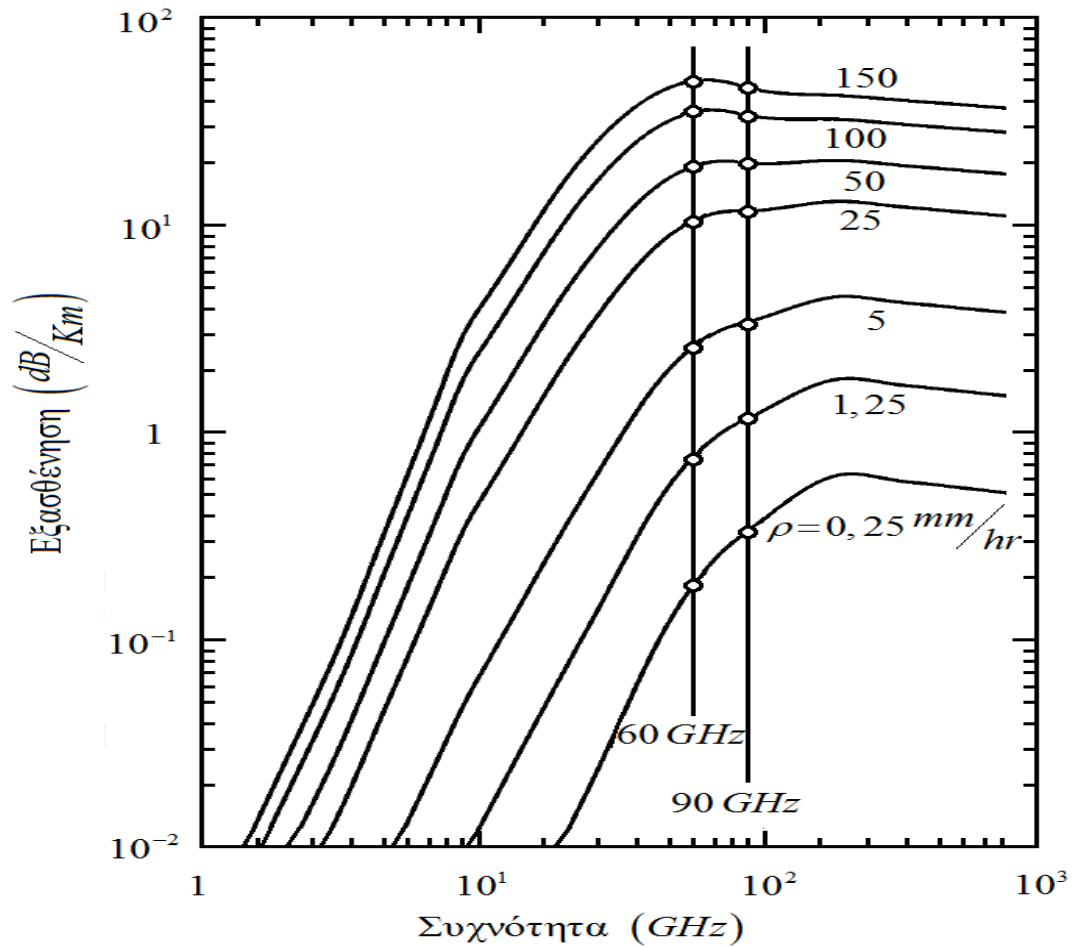
2.2.4.4 Εξασθένηση ισχύος η/μ ακτινοβολίας λόγω παρουσίας βροχής

Η αλληλεπίδραση μεταξύ των ραδιοκυμάτων και των σταγόνων βροχής προκαλεί τέτοια απόσβεση ενέργειας, η οποία για δεδομένο ρυθμό του φαινομένου, εξαρτάται από το μέγεθος και το σχήμα των σταγόνων. Η θεωρία για την απώλεια αυτή βασίζεται στους υπολογισμούς της απορρόφησης και της σκέδασης στις διατομές μιας σφαιρικής σταγόνας, μοντέλο όπου η ακτίνα δεν ξεπερνά το 1/10 του μήκους κύματος ώστε να εφαρμόζεται ικανοποιητικά η θεωρία σκέδασης Rayleigh για χαμηλές συχνότητες. Η υπόθεση του μοντέλου της σφαιρικής σταγόνας[2] δεν

μπορεί να θεωρηθεί απολύτως έγκυρη αφού αυτές μετασχηματίζονται σε μια πεπλατυσμένη μορφή επί των πόλων ή και επίπεδη ακόμα, υπό την επίδραση αεροδυναμικών δυνάμεων και της βαρύτητας κατά την πτώση τους. Παρόλα αυτά σε μεγάλα μήκη κύματος μπορεί να υποτεθεί ασφαλής η προτυποποίηση αυτή. Και ενώ η θεωρία ικανοποιεί αρκετά την περιγραφή της βρόχινης εξασθένησης, ωστόσο απαιτεί γνώση των διαστάσεων κάθε σταγόνας, τη διακύμανση μεγεθών και την εξάρτηση από τον ρυθμό βροχόπτωσης. Εξ αυτών μόνο ο ρυθμός είναι βατό να μετρηθεί.



Σχήμα 2.7 Απεικόνιση της παρουσίας σταγόνων βροχής στην διαδρομή του κύματος



Σχήμα 2.8 Συσχέτιση της εξασθένησης λόγω βροχής με τη συχνότητα

Από την οπτική του μηχανικού τηλεπικοινωνιών και όχι του φυσικού επιστήμονα επαρκεί μια απλή εξίσωση που συσχετίζει το ρυθμό βροχόπτωσης, τη συχνότητα και την θερμοκρασία με την εξασθένηση της η/μ ακτινοβολίας στο κανάλι[10][11].

$$A = aR^b \quad (\text{dB/km}) \quad (2.15)$$

- R ο ρυθμός βροχόπτωσης σε mm/hr
- a, b σταθερές συχνότητας και θερμοκρασίας

Η θερμοκρασιακή εξάρτηση οφείλεται στην παραλλαγή της διηλεκτρικής σταθεράς του νερού με τη θερμοκρασία.

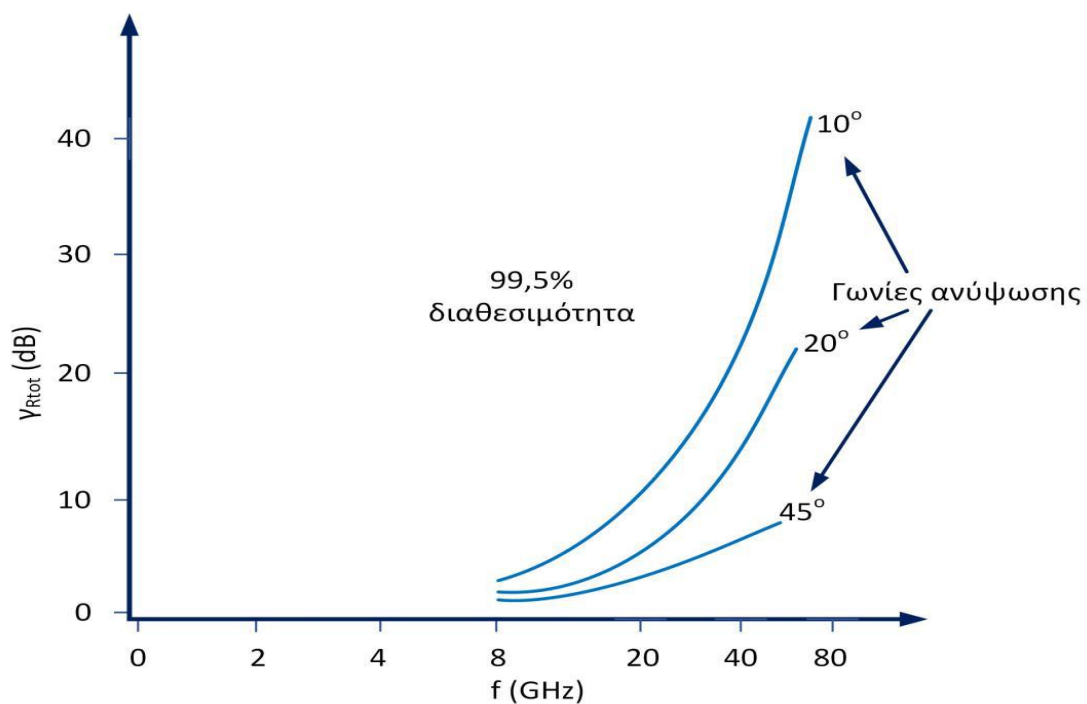
Γνωστό θεωρείται πως για ρυθμό R_0 έτσι ώστε $p(R_0) = 0.01\%$

$$A_0 = aR_0^b \quad (2.16)$$

Συνεπώς για γενικό ρυθμό R η εξασθένιση ισχύος λόγω βροχής μπορεί να γραφεί:

$$A(R) = A_0 \left[\frac{p(R)}{0.01} \right]^{-\nu} \quad (2.17)$$

- $\nu = 0.33$ για $0.001\% < p(R) < 0.01\%$
- $\nu = 0.41$ για $0.01\% < p(R) < 0.1\%$



Σχήμα 2.9 Απεικόνιση της συσχέτισης των απωλειών ενέργειας με τη συχνότητα και τη γωνία ανύψωσης

2.2.5 Φαινόμενο Doppler

Οι γεωστατικοί δορυφόροι εμφανίζονται ακίνητοι σε σχέση με έναν επίγειο σταθμό όμως στην περίπτωση των δορυφόρων χαμηλής τροχιάς, ο δορυφόρος είναι σε σχετική κίνηση με το τερματικό. Καθώς δορυφόρος και κινητό τερματικό βρίσκονται σε σχετική κίνηση, η συχνότητα του δορυφορικού πομπού μεταβάλλεται σε σχέση με τον δέκτη του επίγειου τερματικού σταθμού. Εάν η εκπεμπόμενη συχνότητα είναι f_T τότε η λαμβανόμενη συχνότητα f_R δίνεται από [7]:

$$\left(\frac{f_R - f_T}{f_T}\right) = \left(\frac{f_d}{f_T}\right) = \left(\frac{u_T \cos \zeta}{c}\right) \quad (2.18)$$

- u_T η ταχύτητα του δορυφορικού πομπού που μεταδίδει προς τον επίγειο δέκτη
- ζ η γωνία που σχηματίζεται μεταξύ της κατεύθυνσης άφιξης του κύματος και της κατεύθυνσης της σχετικής κίνησης του δορυφόρου
- f_d η ολίσθηση Doppler.

Η συχνότητα θα αυξάνει καθώς απόσταση πομπού-δέκτη θα μειώνεται ενώ αντιστρόφως μειώνεται. Η συχνότητα ολίσθησης Doppler θα πρέπει να λαμβάνεται σοβαρά υπόψη στο σχεδιασμό της ζεύξης ώστε:

- Να απαλοίφεται η συχνότητα Doppler από τη συχνότητα τόσο του επίγειου σταθμού όσο και του δορυφορικού αναμεταδότη.
- Να εκτιμάται η συχνότητα κάτω ζεύξης, όταν οι συχνότητες τοπικών ταλαντωτών τόσο του επίγειου σταθμού όσο και του δορυφόρου είναι γνωστές.
- Να εξαλείφεται η αβεβαιότητα ως προς τη συχνότητα στον δέκτη. Στις προδιαγραφές του δέκτη να πρέπει να περιλαμβάνεται και ο ισολογισμός συχνοτήτων για την εκτίμηση του εύρους ζώνης του φίλτρου του δέκτη και της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή του κυκλώματος κλειδώματος φάσης, που περιλαμβάνει την πιθανή ολίσθηση συχνότητας στον δορυφορικό αναμεταδότη και στους επίγειους σταθμούς αλλά και αυτήν λόγω φαινομένου Doppler στην άνω και κάτω ζεύξη.

2.3 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου

- [1]. Αθανάσιος Κανάτας, Φίλιππος Κωνσταντίνου, Γεώργιος Πάντος, “Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών», Εκδόσεις Παπασωτηρίου 2008
- [2]. Robert E. Collin, “Antennas and Radiowave Propagation”, Case Western Reserve University
- [3]. Satellite Communications Network of Excellence E-Book 1.1, Feb. 2007
- [4]. Σ.Σ. Κουρής, “Στοιχεία θεωρίας κεραιών και διαδόσεως ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων”, 1996
- [5]. Ippolito, L.J.(2008). Satellite Communications Systems Engineering: Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance. UK John Wiley & Sons Ltd
- [6]. Pratt Timothy, Bostian Charles, W.Allnutt, Αθανάσιος Κανάτας, Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2009
- [7]. Βουγιούκας Δ. Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδόσεις Κάλλιπος, 2015
- [8]. Κανάτας, Αθανάσιος, “ Χαρακτηρισμός Διαύλου Δορυφορικών Συστημάτων Κινητών Επικοινωνιών”, διδακτορική διατριβή, ΕΜΠ, 1997
- [9]. ITU-R Recommendation P.840-3(1999), Attenuation due to clouds and fog. Switzerland, Geneva: International Telecommunications Union
- [10]. ITU-R Recommendation P.838-3(2005), Specific attenuation model for rain for use in prediction methods. Switzerland, Geneva: International Telecommunications Union
- [11]. F. Giannetti, M.Luise and R. Reggiannini, “Mobile and Personal Communications in the 60GHz Band: A Survey” Wireless Personal Communications 10:207-243, 1999
- [12]. Eino Kivisaari, “60GHz MMW Applications”, Helsinki University of Technology, Telecommunications Software and Multimedia Laboratory, 2003
- [13]. Maral, G. & Bousquet, M. Δορυφορικές Επικοινωνίες: Συστήματα Τεχνικές και Τεχνολογία. Εκδ.Τζιόλα, 2012
- [14]. Κώπτης Π. & Χ. Καψάλης, Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδ. Τζιόλα, 2012

Κεφάλαιο 3^ο

Στατιστική αναπαράσταση των καναλιών με διαλείψεις. Μοντέλα κατανομών

3.1 Διαλείψεις πολυόδευσης (multipath fading)

Ο ασύρματος δίαυλος μεταφοράς χαρακτηρίζεται από τις χρονικές μεταβολές του μέσου διάδοσης με απώρροια την λήψη στον δέκτη εκτός του απευθείας σήματος, ενός πλήθους σημάτων διαφορετικής ισχύος και φάσης. Οι διαλείψεις αυτού του τύπου (multipath) περιγράφονται από τις διαλείψεις περιβάλλουσας (κατανομή πλάτους μη-επιλεκτική ως προς τη συχνότητα), την εξάπλωση Doppler(χρονικά μεταβαλλόμενος θόρυβος τυχαίας φάσης) και την εξάπλωση χρονοκαθυστερήσης (delay spread). Οι διαλείψεις αποτελούν την στιγμιαία εκτροπή της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας προς άλλες διευθύνσεις λόγω της συμβολής κυμάτων που φθάνουν στον δέκτη μέσω διαφορετικών διαδρομών ή στην συμβολή του απευθείας και του ανακλώμενου κύματος. Ενώ όπως ήδη αναφέρθηκε, σημαντικό ρόλο σε αυτό διαδραματίζουν και τα ατμοσφαιρικά φαινόμενα του μέσου διάδοσης. Επιπλέον, λόγω διαλείψεων υπεισέρχεται διαμόρφωση τυχαίας συχνότητας (random frequency modulation), με την έκτασή του να εξαρτάται από το μέγεθος των διαλείψεων.

Η καμπύλωση της τροχιάς του απευθείας σήματος μέσω της ανομοιογενούς ατμοσφαιρικής διαδρομής είναι σε θέση να μετατρέψει μια ζεύξη οπτικής επαφής σε μια άνευ ορατότητας ζεύξη, όπου οι διαλείψεις μπορούν να διαρκούν για μεγάλα χρονικά διαστήματα.

3.2 Κατηγοριοποίηση διαλείψεων

Οι διαλείψεις δύναται να κατηγοριοποιηθούν βάση των αιτιών που τις δημιουργούν αλλά και βάση της κατανομής την οποία ακολουθούν και ομαδοποιούνται σε δυο κύριες κατηγορίες, τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading) και τις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading).

3.2.1 Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading)

Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας χαρακτηρίζονται οι αλλαγές μεγάλης κλίμακας στη μέση τιμή του σήματος και αντιπροσωπεύουν τόσο την μείωση της μέση τιμής ισχύος ενός ραδιοηλεκτρικού σήματος στην διάδοσή του σε μεγάλη απόσταση αλλά και τις αλλαγές της μέσης τιμής σε χρονικό διάστημα της τάξης δευτερολέπτων, λεπτών ή και ωρών.

Ως τέτοιες εμφανίζονται οι διαλείψεις λόγω σκίασης και απώλεια οδεύσεως. Τα φαινόμενα σκίασης προκαλούν διακυμάνσεις ώστε η λαμβανόμενη τοπική μέση ισχύς να κυμαίνεται γύρω από την μέση ισχύ περιοχής. Ως μέση ισχύς περιοχής ορίζεται η κατά μέσο όρο στάθμη ισχύος σε μια περιοχή δεκάδων ή εκατοντάδων μέτρων ενώ ως τοπική μέση ισχύ, η στάθμη του σήματος σε μερικά δεκάδες μήκη

κύματος. Τοιουτοτρόπως εξαλείφεται σημαντικά η μεγάλη διακύμανση της λαμβανόμενης στιγμιαίας ισχύος και περιγράφεται μέσω μέσης τιμής με απώλεια λόγω πολυόδευσης με μια ταλάντωση που ακολουθεί την λογαριθμική κατανομή γύρω από την μέση τιμή.

Στην περίπτωση των κινητών τερματικών, το λαμβανόμενο σήμα θα υπόκειται σε τέτοιες διαλείψεις κατά την μετακίνηση του χρήστη σε μεγάλες αποστάσεις ή όταν το η/μ κύμα συναντά επίγεια εμπόδια κατά την διάδοσή του, δηλαδή φαινόμενα σκίασης. Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας σχετίζονται με μετακινήσεις πολύ μεγαλύτερες του μήκους κύματος καθώς το η/μ κύμα παραμένει ανεπηρέαστο για χρονικά διαστήματα της τάξης των λεπτών ή και ωρών.

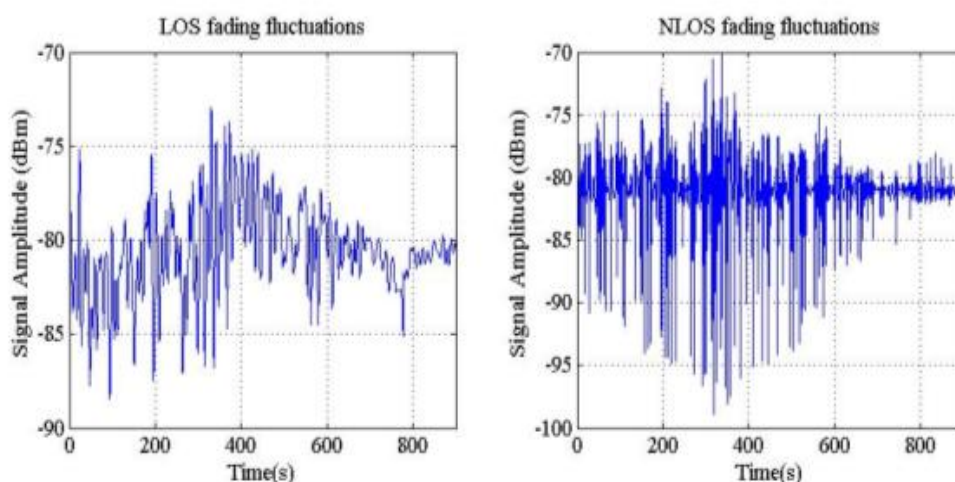
3.2.2 Διαλείψεις μεσαίας κλίμακας(Medium Scale Fading)

Ένας τέτοιος χαρακτηρισμός θα διαφοροποιεί ελάχιστα τις τιμές γύρω από την τοπική μέση ισχύ του σήματος και ουσιαστικά αποτελεί μια υποκατηγορία των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας που σχετίζονται από τοπικά εμπόδια.

3.2.3 Διαλείψεις μικρής κλίμακας(Small Scale Fading)

Τέτοιου τύπου διαλείψεις προκαλούνται στον δέκτη κατά την μικρή σχετική κίνησή του ως προς τον πομπό και αφορούν υψηλές διακυμάνσεις της ισχύος του ραδιοηλεκτρικού σήματος. Εμφανίζονται ως επακόλουθο της πολυόδευσης για διαδρομές ενός μήκους κύματος ή και λιγότερο. Το κανάλι θα θεωρείται σταθερό για χρονικά διαστήματα της τάξης των msec ή msec.

Οι διαρκές μεταβολές του μέσου μεταφοράς λόγω των ανομοιογενών συνθηκών επιφέρει μια αδιάκοπη εναλλαγή γύρω από τη μέση τιμή, γνωστή και ως Rayleigh Fading, όπου οι πολλαπλές οδοί διάδοσης των ραδιοηλεκτρικών ακτίνων στον δέκτη με τυχαία πλάτη και καθυστερήσεις, δίχως την ύπαρξη απευθείας συνιστώσας, περιγράφονται από στατιστικά μεγέθη της κατανομής Rayleigh. Στην περίπτωση ύπαρξης απευθείας συνιστώσας η περιγραφή των διαλείψεων θα γίνεται μέσω στατιστικών παραμέτρων της κατανομής Rice.

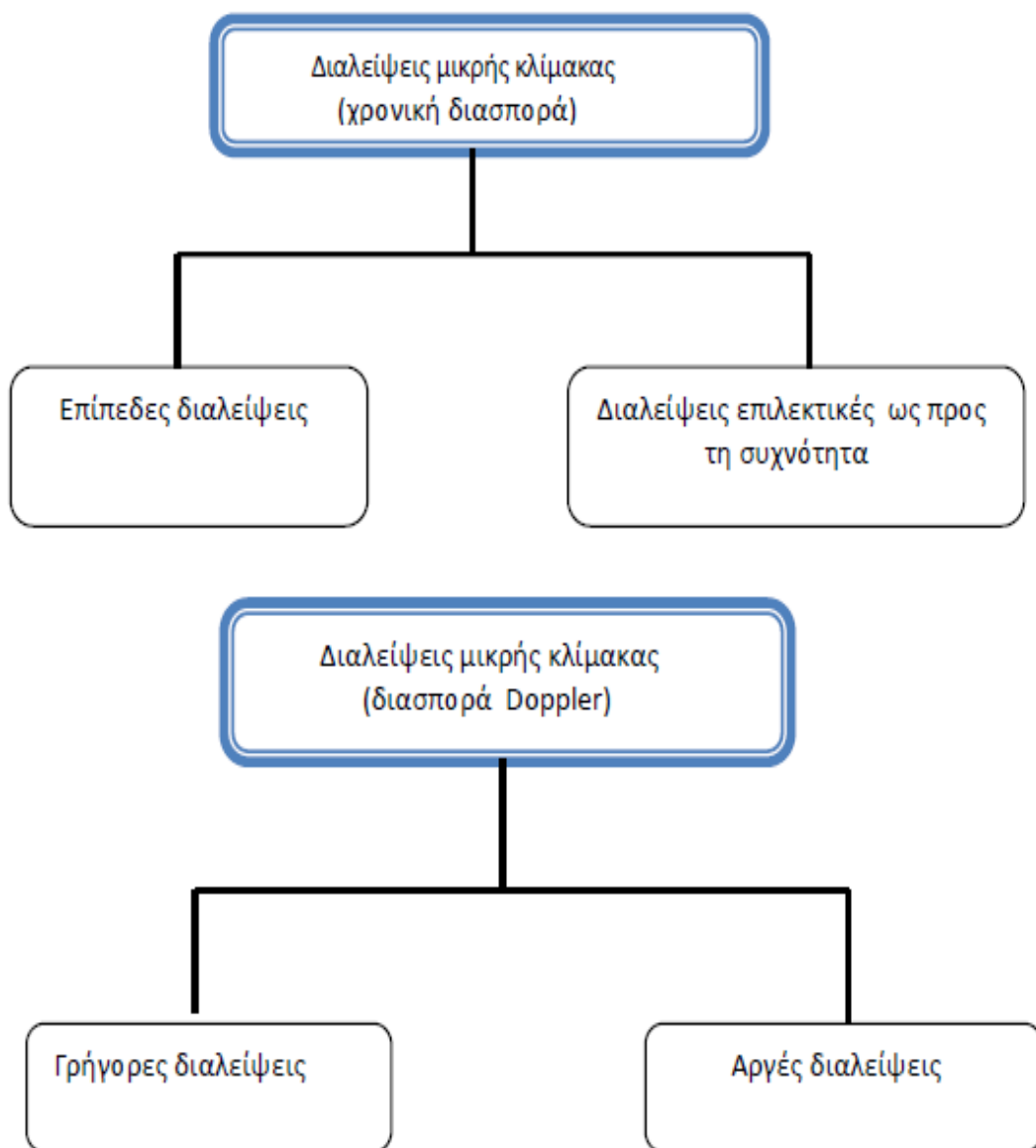


Εικόνα 3.1 Απεικόνιση διακυμάνσεων του πλάτους για LOS και NLOS διάδοση

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας δύναται να κατηγοριοποιηθούν σε διαφορετικούς τύπους διαλείψεων σύμφωνα με το αίτιο που προκαλεί τη διακύμανση της ισχύος.

Την διασπορά Doppler, δηλαδή τη μέγιστη μετατόπιση της συχνότητας του λαμβανόμενου στον δέκτη σήματος κατά τη σχετική κίνηση πομπού και δέκτη και δεύτερον, τη διασπορά καθυστέρησης ως η τυπική απόκλιση της κατανομής των χρόνων καθυστέρησης των σημάτων πολλαπλής όδευσης.

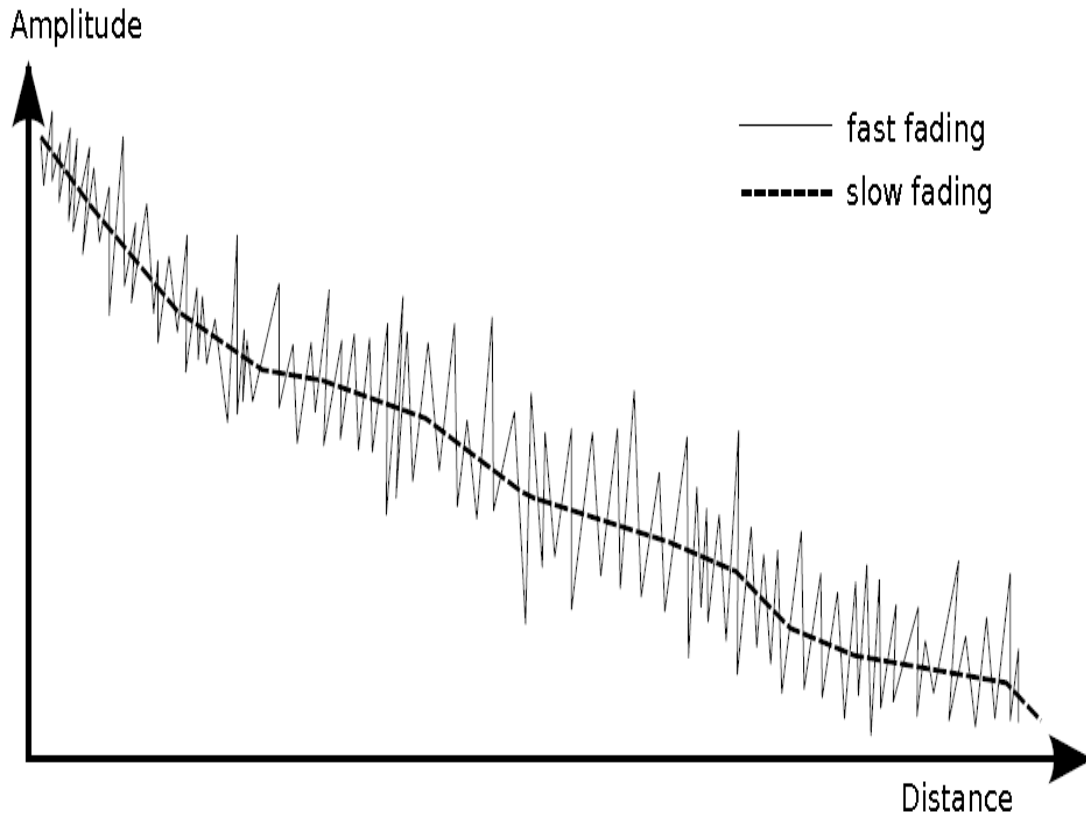
- Επίπεδες διαλείψεις
- Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα
- Γρήγορες διαλείψεις
- Αργές διαλείψεις



Σχήμα 3.2 Απεικόνιση των 4 διαλείψεων μικρής κλίμακας

3.2.3.1 Ταχείες/αργές διαλείψεις

Κατά την κίνηση του χρήστη σε ένα περιβάλλον με ένα πλήθος φυσικών και τεχνητών εμποδίων προκαλούνται ταχείες διακυμάνσεις της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος.



Σχήμα 3.3 Απεικόνιση των διαλείψεων μικρής κλίμακας ως προς το φαινόμενο Doppler

Η ταχεία αλλαγή του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος, της τάξης των 20-30dB σε μικρή απόσταση, δηλαδή η μορφή ταχέως μεταβαλλόμενων φαινομένων διαλείψεων καλείται *γρήγορη διάλειψη* και σχετίζεται με κινητό χρήστη που καλύπτει αποστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος του σήματος. Ως *αργή διάλειψη* φέρεται η μεταβολή της μέσης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος σύμφωνα με την βραδέως μεταβαλλόμενη κυματομορφή.

Ως κριτήριο διαφοροποίησης των δυο τύπων επιλέγεται ο *χρόνος συσχέτισης* T_C (*coherence time*) που αντιπροσωπεύει την χρονική περίοδο πέρα από την οποία η συνάρτηση συσχέτισης δυο διαφορετικών αποκρίσεων παρουσιάζει μηδενική τιμή ή κάτω ενός ορίου. Απλούστερα, ο ελάχιστος απαιτούμενος χρόνος ώστε η αλλαγή στο κανάλι να είναι ασυσχέτιστη της προηγούμενης τιμής του σήματος.

Οι γρήγορες διαλείψεις δημιουργούνται όταν ο *χρόνος συνοχής* του καναλιού T_C είναι μικρότερος του χρόνου συμβόλου του σήματος T_s (*symbol time period time*). Εάν ο χρόνος T_C υπερτερεί τότε πρόκειται για αργές διαλείψεις.

Η φασματική διασπορά λόγω διασποράς Doppler επιφέρει την αλλοίωση των συμβόλων, μια παραμόρφωση σήματος που αυξάνεται όσο αυξάνεται το φάσμα Doppler σε σχέση με το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος.

Για κινούμενο χρήστη ταχύτητας v και συχνότητα φέρουσας f_c τότε το λαμβανόμενο στον δέκτη σήμα θα χαρακτηρίζεται από συχνότητα f_r

$$f_r = f_c + f_d \quad (3.1)$$

Η μετατόπιση Doppler οδηγεί σε αύξηση του εύρους φάσματος του σήματος

$$f_d = \frac{v}{d} \cos \theta \quad (3.2)$$

- θ η γωνία ανάμεσα στην διεύθυνση κίνησης του δέκτη και την διεύθυνση άφιξης του σήματος

Η μέγιστη μετατόπιση Doppler θα δίνεται από

$$f_{d,\max} = \frac{v}{d} = f_c \times \frac{v}{c} \quad (3.3)$$

- c η ταχύτητα του φωτός στο κενό

Σύμφωνα με το μοντέλο του Clarke, το 50% του χρόνου συσχέτισης δύναται να μετρηθεί από

$$T_C = \frac{9}{16\pi f d} = 0.423 / f_d \quad (3.4)$$

Το κανάλι θα ταξινομείται ως κανάλι γρήγορων διαλείψεων όταν

$$T_S > T_C \quad (3.5)$$

Και η διασπορά Doppler

$$B_S < B_D = \frac{K}{T_C} \quad (3.6)$$

Αντίστοιχα, ένα κανάλι χαρακτηρίζεται ως κανάλι αργών διαλείψεων όταν

$$T_S \ll T_C \quad (3.7)$$

$$B_S \gg B_D \quad (3.8)$$

- B_D εύρος φάσματος Doppler
- K παράγοντας κύματος
- T_s χρόνος συμβόλου

Ο χρόνος συσχέτισης και το εύρος ζώνης Doppler είναι αντιστρόφως ανάλογες ποσότητες και αντιπροσωπεύουν την χρονική διακύμανση στο κανάλι.

3.2.3.2 Επίπεδες-επιλεκτικές Διαλείψεις (Flat-Frequency selective fading)

Η διασπορά της καθυστέρησης των πολλαπλών διαδρομών του η/μ κύματος, δηλαδή το delay spread λόγω πολυοδικής διάδοσης, ευθύνεται για την εμφάνιση διαλείψεων μικρής κλίμακας και επίπεδου χαρακτήρα. Όταν τα φασματικά χαρακτηριστικά ενός διαδιδόμενου ραδιοηλεκτρικού σήματος επηρεάζονται και παρουσιάζουν κοινή απόκριση τότε οι διαλείψεις κατηγοριοποιούνται ως μη επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα ή επίπεδης ζώνης. Τότε, το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου κύματος θα είναι αρκετά μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής του διαύλου μεταφοράς (Channel Coherence Bandwidth).

Τα συνήθη κανάλια επίπεδων διαλείψεων χαρακτηρίζονται από βαθιές διαλείψεις και απαιτείται υψηλή τιμή ισχύος ώστε να επιτευχθεί αξιόπιστη μετάδοση.

Οι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις προκαλούνται επίσης από τη διασπορά καθυστέρησης των πολλαπλών οδύσεων και δημιουργούνται όταν τα φασματικά χαρακτηριστικά του σήματος επηρεάζονται από τα κέρδη διαφορετικού πλάτους (amplitude gains) και την φασική μετατόπιση (phase shift). Απαντάται σε συστήματα ευρείας ζώνης όπου το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο του εύρους ζώνης συνοχής του διαύλου.

Συμπερασματικά, οι διαλείψεις μικρής κλίμακας ταξινομούνται ως επίπεδες ή επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα όταν αυτές προκαλούνται από τη χρονική διασπορά άφιξης του σήματος και οι συνέπειες αυτών φανερώνονται στο πεδίο της συχνότητας. Τόσο η διασπορά Doppler (Doppler Shift) όσο και η διασπορά καθυστέρησης (Delay spread) ως αίτια πρόκλησης διαλείψεων απαντώνται ανεξάρτητα και δύναται να συνυπάρχουν, οπότε εμφανίζονται κανάλια συνδυασμών τους, όπως αργά και επίπεδα, γρήγορα και επίπεδα, αργά και επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα, γρήγορα και επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα.

3.3 Μοντέλα διαλείψεων για διαύλους με πολυδιαδρομική διάδοση

Σε ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών όπου τόσο ο πομπός όσο και ο επίγειος χρήστης θεωρούνται κινούμενοι, οι αλλαγές στον δίαυλο μεταφοράς θα εμφανίζονται απρόβλεπτες και οι απώλειες διάδοσης θα πρέπει να επανεκτιμώνται διαρκώς, τα μεγέθη περιγραφής του διαύλου θα πρέπει να έχουν στοχαστικό χαρακτήρα.

Η περιγραφή των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας επιτυγχάνεται μέσω ντετερμινιστικών μοντέλων, ενώ αντιθέτως οι διαλείψεις μικρής κλίμακας-άμεσα σχετιζόμενες με την κινητικότητα του τερματικού-περιγράφονται από στατιστικά μεγέθη που εξαρτώνται τόσο από το περιβάλλον κίνησης όσο και από τις συνθήκες διάδοσης.

Δύο στατιστικές χρησιμοποιούνται για την περιγραφή της κατανομής των διαλείψεων, η Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (Probability Density Function, PDF) και η Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής (Cumulative Distribution Function, CDF).

Αναλυτικά,

Η PDF μιας τυχαίας μεταβλητής X ορίζεται ως η παράγωγος της $F_X(x)$, δηλαδή

$$P_X(x) = \frac{dF_X(x)}{dx} \quad (3.9)$$

Η CDF μιας τυχαίας μεταβλητής X ορίζεται ως εξής

$$F_X(x) = P(X \leq x) \quad (3.10)$$

Η σηματοθορυβική σχέση ανά σύμβολο SNR του καναλιού, γ , δίνεται από

$$\gamma = \frac{\alpha^2 E_s}{N_0} \quad (3.11)$$

- E_s ενέργεια ανά σύμβολο
- N_0 φασματική πυκνότητα θορύβου

Όταν οι απώλειες επηρεάζουν ένα σύστημα στενού θορύβου, το λαμβανόμενο πλάτος φέροντος διαμορφώνεται με ένα πλάτος απωλειών α , όπου α τυχαία μεταβλητή με μέση τετραγωνική τιμή $\Omega = \overline{\alpha^2}$. Η PDF του γ λαμβάνεται εισάγοντας μια αλλαγή μεταβλητών στην έκφραση για τις απώλειες $p_a(a)$,

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_a \sqrt{\frac{\Omega\gamma}{\gamma}}}{2\sqrt{\frac{\gamma\gamma}{\Omega}}} \quad (3.12)$$

Το ποσό εξασθένησης m ή σχήμα απωλειών που σχετίζεται με την PDF απωλειών ορίζεται ως

$$m = AF = \frac{\text{var}[a^2]}{(E[a^2])^2} = \frac{E[(a^2 - \Omega^2)]}{\Omega^2} = \frac{E[\gamma^2] - (E[\gamma])^2}{(E[\gamma])^2} \quad (3.13)$$

Στη στατιστική θεωρία των τηλεπικοινωνιών, τα μοντέλα πιθανοτήτων που χρησιμοποιούνται κατά τη σχεδίαση των πολύπλοκων συστημάτων για τη μετάδοση των σημάτων μέσα από διάφορα μέσα διάδοσης με μεταβλητές παραμέτρους, αναλύονται και βελτιώνονται διαρκώς. Η περιγραφή ασύρματων διαύλων επιτυγχάνεται μόνο μέσω πιθανολογικής προσέγγισης όπου τόσο το σήμα όσο και ο θόρυβος αποτελούν στοχαστικές διαδικασίες. Στις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας χρησιμοποιούνται η λογαριθμοκανονική κατανομή (lognormal distribution) και η κατανομή Γ (Gamma distribution). Στις διαλείψεις μικρής κλίμακας όπου εμφανίζονται σε αποστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος, οι ταχείες διακυμάνσεις της στιγμιαίας λαμβανόμενης ισχύος λόγω των επιδράσεων των πολλαπλών διαδρομών, επιλέγονται οι κατανομές Rayleigh, Rice, Lo.

3.3.1 Μοντέλο διαλείψεων Rayleigh

Το μοντέλο αυτό ακολουθεί την κατανομή Rayleigh η οποία είναι συνεχής και προσομοιώνει την επίδραση του καναλιού σε ένα ραδιοηλεκτρικό κύμα πληροφορίας που μεταδίδεται σε ένα περιβάλλον με πολλαπλές ανακλαστικές επιφάνειες []. Αφορά κυρίως συστήματα δίχως οπτική επαφή (Non Line of Sight) και περιγράφει διαλείψεις τροποσφαιρικών και ιονοσφαιρικών διαύλων όπως και αστικών περιβαλλόντων. Η κρουστική απόκριση του καναλιού μοντελοποιείται ως μια διαδικασία Gauss ανεξαρτήτως της κατανομής των επιμέρους συνιστωσών.

Η φάση του λαμβανόμενου σήματος είναι ομοιόμορφα κατανεμημένη μεταξύ 0 και 2π , ενώ το πλάτος του σήματος-δηλαδή η τυχαία μεταβλητή-ακολουθεί την κατανομή Rayleigh με την ισχύ του να είναι εκθετική.

Η PDF Rayleigh θα δίνεται από

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \times e^{\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad r > 0 \quad (3.14)$$

και

$$p(r) = 0, \quad r < 0 \quad (3.15)$$

- r , στιγμιαία λαμβανόμενη τιμή του πλάτους του σήματος
- σ^2 , τοπική μέση ισχύς των λαμβανόμενων συνιστωσών διάχυσης μέσω πολλαπλών οδών του σήματος
- σ , rms τιμή τάσης του λαμβανόμενου σήματος

Κάθε σήμα θα υποφέρει από πολυοδική διαδρομή και επιπτώσεων σκίασης. Η πιθανότητα η περιβάλλουσα του ληφθέντος σήματος να μην υπερκερνά μια συγκεκριμένη τιμή θα δίνεται από την συνάρτηση αθροιστικής κατανομής

$$P(R) = \Pr(r \leq R) = \int_0^{\infty} p(r)dr = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} \quad (3.16)$$

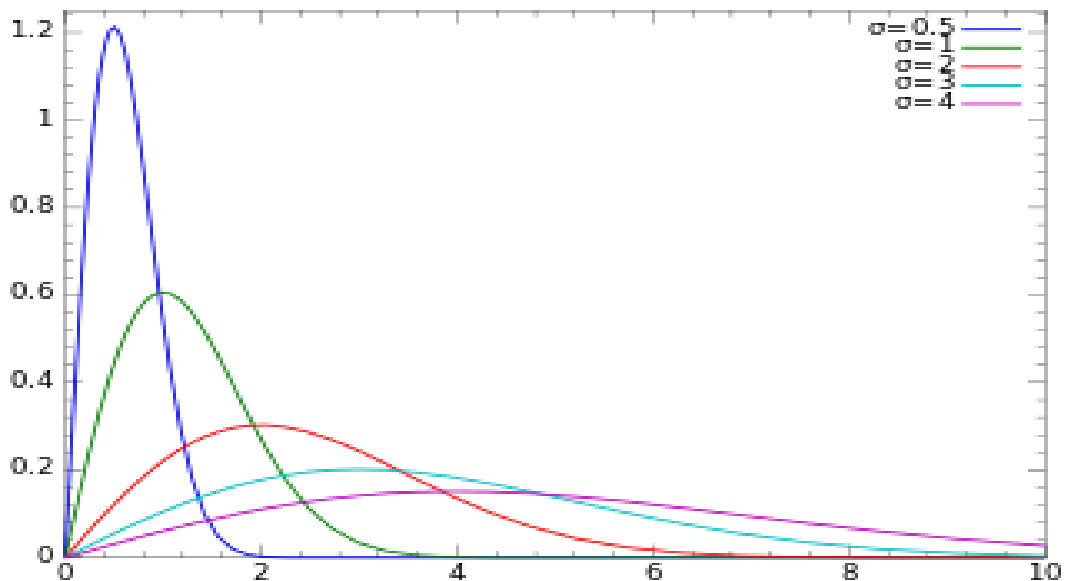
Η μέση τιμή της κατανομής Rayleigh θα δίνεται από

$$r_{mean} = E[r] = \int_0^{\infty} rp(r)dr = \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.253\sigma \quad (3.17)$$

Η διακύμανση σ_r^2 αντιπροσωπεύει την AC τιμή της ισχύος της περιβάλλουσας του σήματος

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r)dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} = 0.4292\sigma^2 \quad (3.18)$$

Η rms τιμή της περιβάλλουσας θα ισούται με $\sqrt{2}\sigma$ όπου σ η τυπική απόκλιση του αρχικού μιγαδικού Gaussian σήματος πριν την ανίχνευση της περιβάλλουσας.



Σχήμα 3.4. Απεικόνιση της σ.π.π της κατανομής Rayleigh για διαφορετικές τιμές rms τιμές του λαμβανόμενου σήματος

3.3.2 Μοντέλο διαλείψεων Rice

Όπως ήδη αναφέρθηκε, οι ταχείες διαλείψεις περιγράφονται μέσω στοχαστικών κατανομών όπου ως τυχαία μεταβλητή επιλέγεται η λαμβανόμενη ισχύς και όχι οι απώλειες της διαδρομής διάδοσης. Στην περίπτωση όπου ο δέκτης θα λαμβάνει την πληροφορία μέσω μιας ισχυρής συνιστώσας οπτικής επαφής αρκεί μόνο ο υπολογισμός της ισχύος αυτής ενώ το κανάλι περιγράφεται μέσω εμπειρικών μοντέλων απωλειών διαδρομής σε συνδυασμό με την εξίσωση ελευθέρου χώρου. Η περιγραφή των ταχέων διαλείψεων θα δίνεται μέσω ενός επιπλέον όρου και θα προστίθεται στην πρώτη. Τότε η μέση λαμβανόμενη ισχύς θα δίνεται από

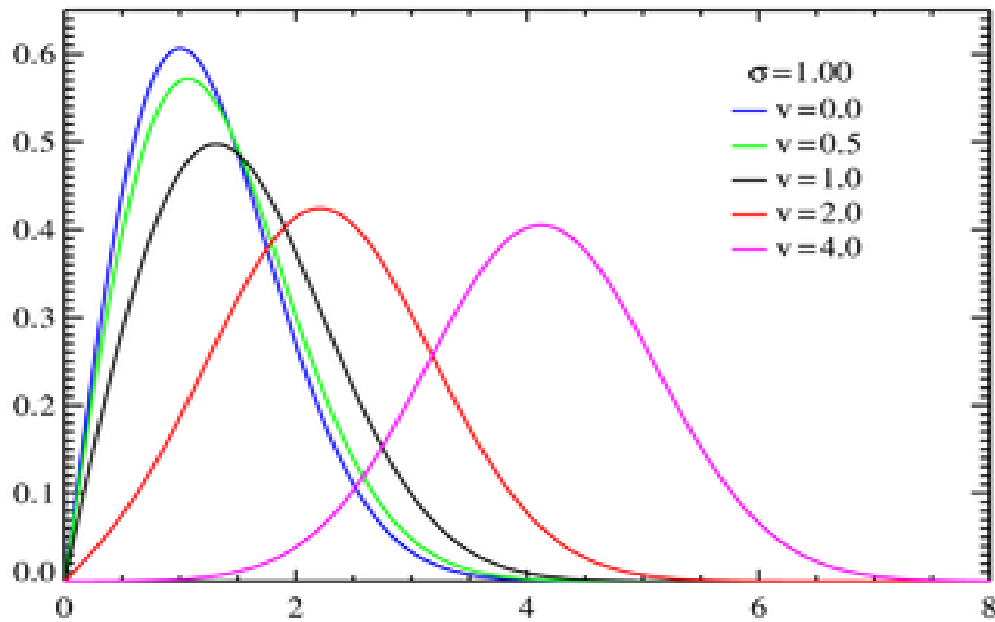
$$P_{rec,mean} = P_f + P_m \quad (\text{Watts}) \quad (3.19)$$

Σύμφωνα με το στοχαστικό μοντέλο Rice, το σήμα θα υπόκειται στην μερική ακύρωσή του λόγω συνιστωσών από πολυδιαδρομική όδευση παρόλο την ισχυρότερη LOS συνιστώσα, ενώ το μέγεθος του κέρδους θα χαρακτηρίζεται από την κατανομή Rice.

Η κατάλληλη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας για την ολική λαμβανόμενη ισχύ θα δίνεται από[11]

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+a^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{ar}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (3.20)$$

- I_0 τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου τύπου και μηδενικής τάξης
- r πλάτος του σύνθετου κύματος
- a πλάτος κυρίαρχου σήματος
- σ^2 μέση ισχύς λαμβανόμενου σήματος



Σχήμα 3.5 Απεικόνιση της μεταβολής της σ.π.π για διαφορετικές τιμές πλάτους της κυρίαρχης συνιστώσας, για σταθερό σ .

Ο λόγος της ισχύος της απευθείας συνιστώσας προς την ισχύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών καλείται παράγοντας Rice, K , και δίνεται από

$$K = \frac{|a|^2}{2\sigma^2} \quad (3.21)$$

ή

$$K(dB) = 10 \log \left(\frac{|a|^2}{2\sigma^2} \right) \quad (3.22)$$

Με τον παράγοντα K να εμφανίζει τιμές στην περίπτωση δορυφορικών καναλιών κινητών επικοινωνιών από -15 έως +15dB.

3.3.3 Μοντέλο διαλείψεων λόγω σκίασης

Η στατιστική κατανομή της τοπικής μέσης ισχύος έχει μελετηθεί πειραματικά, όμως έχει παρατηρηθεί πως η τοπική μέση τιμή της στιγμιαίας ισχύος λήψης υπό συνθήκες διαλείψεων μικρής κλίμακας τύπου Rayleigh προσεγγίζει την λογαριθμοκανονική κατανομή[1]. Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας αναφέρονται συχνά και ως λογαριθμοκανονική σκίαση και η τοπική μέση ισχύς ακολουθεί την κατανομή

$$f_x(x) = \frac{1}{\sigma_x x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma_x^2}} \quad (3.23)$$

- $x = 10 \log_{10}(P_r)$ εκφράζει τη διακύμανση μεγάλης κλίμακας της τοπικής μέσης ισχύος (dB)
- μ, σ_s μέση τιμή και τυπική απόκλιση της κανονικής τ.μ $\ln x$

Οι διαλείψεις αυτές μεταβάλλονται πολύ αργά ως προς το χρόνο σε σχέση με τις διαλείψεις μικρής κλίμακας και ως εκ τούτου θεωρείται πως εισάγουν αργές διαλείψεις στο δίαυλο.

3.3.4 Μοντέλο διαλείψεων Loo

Κατά την διάδοση του ραδιοηλεκτρικού σήματος μέσω πολυδιαδρομικών τροχιών η εξασθένιση της απευθείας συνιστώσας λόγω εμποδίων σκίασης χαρακτηρίζεται από τυχαιότητα ενώ και η ισχύς της απευθείας συνιστώσας στον δέκτη θα αποτελεί μια τυχαία μεταβλητή. Στο μοντέλο του Loo[6],[7] για κινητές δορυφορικές επικοινωνίες που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων L και S, υιοθετείται η υπόθεση πως ο χρήστης κινείται σε τέτοιο περιβάλλον όπου υπάρχει διαρκώς επιτυχής ζεύξη στον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο μέσω ισχυρής LOS συνιστώσας μεταξύ δορυφόρου και κινούμενου τερματικού. Η ενδεχόμενη περιβάλλουσα βλάστηση και οι σκεδαστές περί της διαδρομής της απευθείας συνιστώσας προκαλούν εξασθένιση ισχύος και σκέδαση του η/μ κύματος. Η εξασθένιση της LOS συνιστώσας επηρεάζεται από τη βλάστηση λόγω του φαινομένου της σκίασης και περιγράφεται μέσω της λογαριθμοκανονικής κατανομής ενώ το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης θα καλύπτεται από την κατανομή Rayleigh.

Οι δυο τυχαίες αυτές διαδικασίες θα λαμβάνονται υπόψη πια μεταξύ τους συσχετισμένες και συχνά η κατανομή Loo θα απαντάται και ως σκιασμένη κατανομή Rice(shadowed-Ricean)[11].

Στην περίπτωση τηλεπικοινωνιακού καναλιού κινητών επικοινωνιών που περιγράφεται μέσω της κατανομής Loo η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της περιβάλλουσας του διαύλου διαλείψεων θα δίνεται από[6],[11]

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2 \sqrt{2\pi d_0}} \int_0^{\infty} \frac{1}{\beta} \exp \left[-\frac{(\ln \beta - \mu)^2}{2d_0} - \frac{(r^2 + \beta^2)}{2\sigma^2} \right] \times I_0 \left(\frac{r\beta}{\sigma^2} \right) d\beta \quad (3.24)$$

- σ^2 μέση τιμή ισχύος της πολυδιαδρομικής διάδοσης που σχετίζεται με τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες
- μ μέση τιμή της λογαριθμοκανονικής κατανομής
- d_0 διασπορά της λογαριθμοκανονικής διαδρομής που σχετίζεται με το φαινόμενο σκίασης

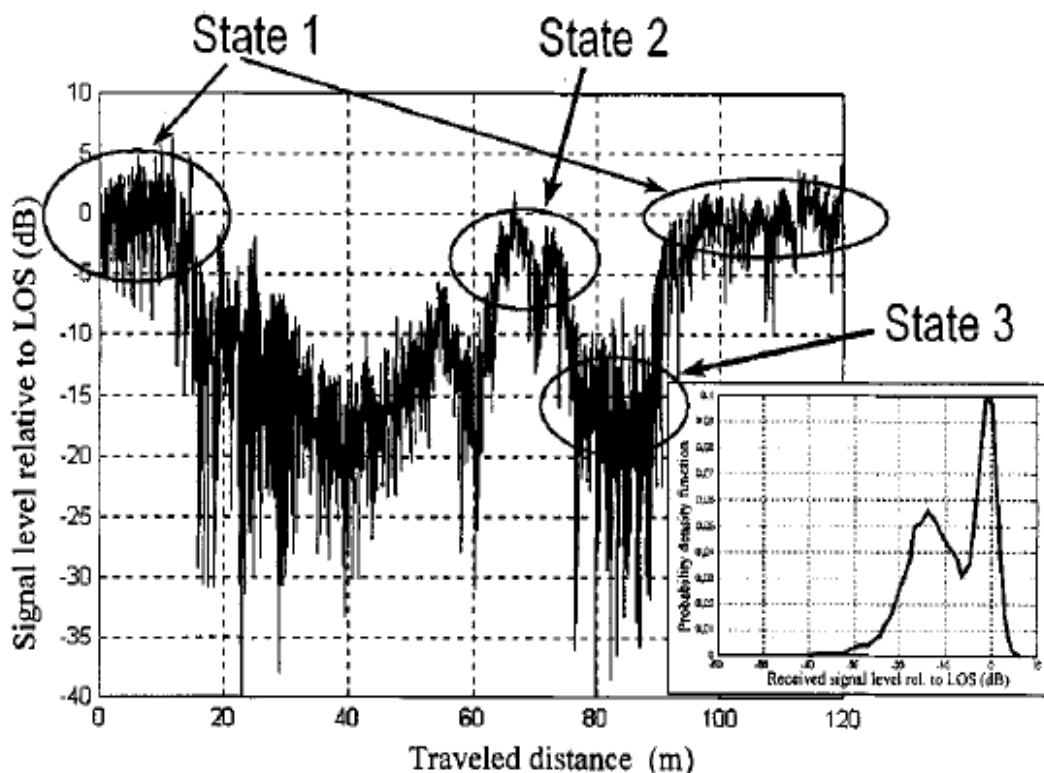
3.4 Μοντέλα διάδοσης πολλαπλών καταστάσεων

Τα μοντέλα διάδοσης που αναλύθηκαν δεν είναι πάντοτε αρκετά ώστε να περιγράψουν επαρκώς τις διακυμάνσεις ενός δορυφορικού διαύλου λόγω των πολύ μεγάλων αλλαγών που υπεισέρχονται στην ισχύ λήψης του μεταδιδόμενου ραδιοηλεκτρικού σήματος, όπως π.χ λόγω φαινομένων σκίασης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ανάγκη για χρήση μοντέλων διάδοσης πολλαπλών καταστάσεων.

3.4.1 Μοντέλο *Perez-Fontan et al.*

Η κατανομή της περιβάλλουσας της απευθείας συνιστώσας θα εξαρτάται από τις συνθήκες σκίασης που επικρατούν στο δορυφορικό κανάλι κοντά στην περιοχή του δέκτη. Σύμφωνα με τις συνθήκες σκίασης που χαρακτηρίζουν τον διάυλο μεταφοράς επιλέγεται ένα μοντέλο τριών καταστάσεων[[8],[10]

- S_1 : συνθήκες καθαρής οπτικής επαφής(LOS)
- S_2 : συνθήκες μέτριας σκίασης
- S_3 : συνθήκες έντονης σκίασης



Σχήμα 3.6 Ισχύς λήψης δορυφορικού διαύλου με επίπεδες διαλείψεις στη ζώνη συχνοτήτων S , όπου προκύπτουν 3 καταστάσεις.

Η μέση τιμή ισχύος P_{LOS} στις καταστάσεις σκίασης S_i , $i=1,2,3$ θα εξαρτάται από τη γωνία ανύψωσης υπό την οποία το κινητό τερματικό συνδέεται με τον δορυφόρο. Η αύξηση της γωνίας ανύψωσης οδηγεί την ευθεία σύνδεσης τερματικού-δορυφόρου να παραλληλίζεται με την κατακόρυφο της γήινης επιφάνειας και συνεπακόλουθο αυτού η ανεμπόδιστη διάδοση από παράγοντες σκίασης όπως η βλάστηση και οι κτιριακές δομές. Στην περίπτωση των δορυφορικών συστημάτων γεωστατικής τροχιάς η χαμηλή γωνία ανύψωσης θα επισύρει προβλήματα σκίασης σε τερματικά που κινούνται σε μεγάλα γεωγραφικά πλάτη ενώ αντιθέτως δεν επηρεάζει σημαντικά δορυφόρους μέσης(MEO) ή χαμηλής(LEO) τροχιάς όπου το ίχνος του δορυφόρου δεν αποτελεί σταθερό σημείο στην γήινη επιφάνεια και επιπλέον η τροχιά τους δεν ταυτίζεται απαραίτητα με τον ισημερινό.

Οι μεταπηδήσεις μεταξύ των καταστάσεων S_i εμφανίζονται ως πολύ αργές διαλείψεις που περιγράφονται μέσω του μοντέλου αλυσίδας Markov πρώτης τάξης[7] όπου η πιθανότητα να κινηθεί το τερματικό σε περιοχή σκίασης κατάστασης S_i εξαρτάται αποκλειστικά από την κατάσταση σκίασης της προηγούμενης περιοχής.

Ορίζεται ο πίνακας πιθανοτήτων κατάστασης \mathbf{W} (state probability matrix) ως ο 3x1 πίνακας του οποίου τα στοιχεία θα δίνονται από[8]

$$W_i = \frac{N_i}{N_i} \quad i = 1,2,3 \quad (3.25)$$

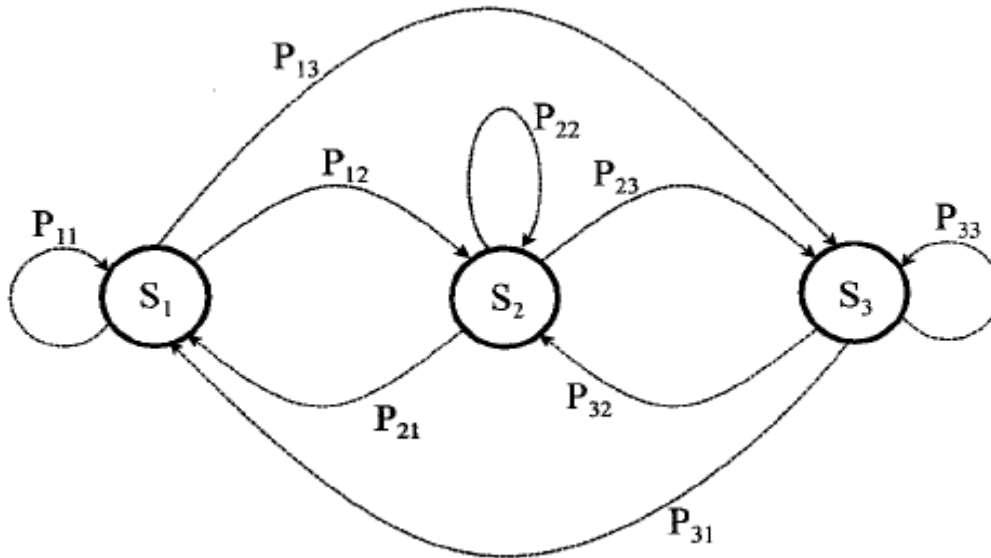
- N_i ισαπέχοντα σημεία διαδοχικών καταστάσεων σκίασης
- N_i πλήθος των σημείων συνολικής διαδρομής για κίνηση σε κατάσταση σκίασης S_i

Το W_i εκφράζει την πιθανότητα να βρεθεί το κινητό τερματικό σε περιοχή κατάστασης S_i

Ως πίνακας μετάβασης μεταξύ των καταστάσεων \mathbf{P} (state transmission matrix) ορίζεται ο πίνακας διαστάσεων 3x3 με στοιχεία

$$P_{ij} = \frac{N_{ij}}{N_i} \quad i, j = 1,2,3 \quad (3.26)$$

- N_{ij} πλήθος των σημείων διαδρομής όπου το τερματικό κινείται σε περιοχή κατάστασης σκίασης S_j προερχόμενο από περιοχή κατάστασης S_i



Σχήμα 3.7 Μοντέλο Markov 3 καταστάσεων

Το μοντέλο *Perez-Fontan et al* υιοθετεί ένα τέτοιο μοντέλο τριών καταστάσεων ενώ προστίθεται για κάθε κατάσταση χωριστά το μοντέλο *Loo* για τον από κοινού χαρακτηρισμό της απευθείας συνιστώσας σκίασης και πολυδιαδρομικής διάδοσης. Μέσω μετρήσεων σε διάφορες συνθήκες διάδοσης, διαφορετικές ζώνες συχνότητων, γωνίες ανύψωσης από 10° έως 80° και διάφορα κινητά τερματικά προκύπτουν πίνακες παραμέτρων της κατανομής *Loo*, δηλαδή για τη μέση τιμή και την τυπική απόκλιση της λογαριθμοκανονικής συνιστώσας σκίασης και της διασποράς της Rayleigh συνιστώσας πολυδιαδρομικής διάδοσης. Για κάθε τέτοιο σύνολο παραμέτρων προκύπτουν αντίστοιχοι πίνακες πιθανοτήτων κατάστασης **W** και πίνακες μετάβασης μεταξύ των καταστάσεων **P**.

Η σχέση μεταξύ των στατιστικών παραμέτρων α, ψ, MP του μοντέλου *Perez-Fontan* και των αντίστοιχων μ, d_0, σ του μοντέλου *Loo* [6],[7],[8],[10],[11]

$$\bullet \quad a = 20 \log_{10}(e^\mu) \quad (3.27)$$

$$\bullet \quad \psi = 20 \log_{10}(e^{\sqrt{d_0}}) \quad (3.28)$$

$$\bullet \quad MP = 10 \log(2b_0) \quad (3.29)$$

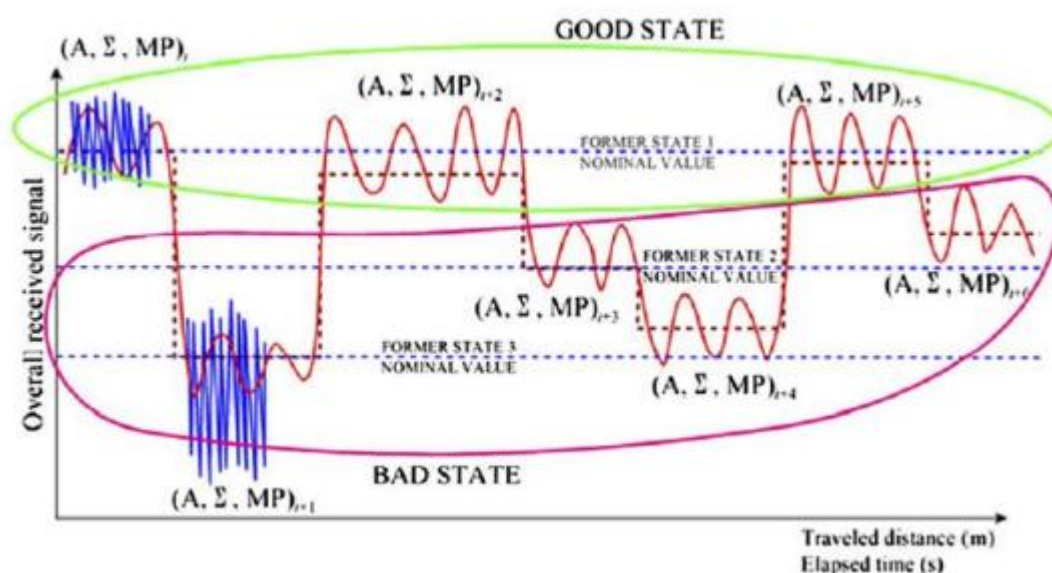
Το παραπάνω μοντέλο παρουσιάζεται ικανό ως μοντέλο αναφοράς για τις διάφορες προσομοιώσεις του φυσικού στρώματος με δεδομένη ευκολία στη χρήση όμως χαρακτηρίζεται από τους περιορισμούς της αναγκαίας κατηγοριοποίησης σε τρεις καταστάσεις δίχως αυτές να αντικατοπτρίζουν την πραγματικότητα και επιπλέον οι στατιστικές παράμετροι α, ψ, MP έχουν προκαθοριστεί και θεωρούνται σταθερές για κάθε περιβάλλον και γωνία ανύψωσης.

3.4.2 Μοντέλο Prieto-Cerdeira et al.

Το μοντέλο των *Prieto-Cerdeira* έχει ως βάση το μοντέλο καταστάσεων των *Perez-Fontan* και τροποποιείται σύμφωνα με τις εξής διαφοροποιήσεις[9],[10]

- Μείωση του αριθμού καταστάσεων σε 2
- Επιλογή στατιστικών παραμέτρων που χαρακτηρίζουν κάθε κατάσταση
- Περιγραφή των καταστάσεων είτε από αλυσίδες Markov είτε από αλυσίδες *semi-Markov*

Στο προκείμενο μοντέλο η κατηγοριοποίηση των καταστάσεων συσχετίζεται με τις διακυμάνσεις του διαύλου ως *παρόμοια στατιστικά χαρακτηριστικά* εν αντιθέσει με το μοντέλο *Perez-Fontan* που στηρίζεται σε φυσικούς ορισμούς των καταστάσεων (LOS, μέτρια, έντονη σκίαση). Οι δυο καταστάσεις περιγράφουν ένα φάσμα μεταβολών από LOS έως μέτρια (*Good State*) και μέτρια έως βαθιά σκίαση (*Bad State*). Οι στατιστικές παράμετροι α, ψ, MP ταξινομήθηκαν μέσω μετρήσεων σε δορυφορικούς διαύλους στις ζώνες συχνοτήτων L και S ενώ επιπλέον για κάθε κατάσταση χρησιμοποιείται το μοντέλο *Loos* δίχως οι παράμετροι όμως *Loos* να είναι σταθερές. Για κάθε πιθανή εκ των δυο καταστάσεων το μοντέλο υιοθετεί την κατανομή *Loos* με διαφορετικές παραμέτρους μέσω μιας τριάδας στατιστικών παραμέτρων (M_A, Σ_A, MP) όταν σε κάθε κατάσταση του καναλιού θα αντιστοιχεί ένας χώρος στατιστικών παραμέτρων οι οποίες ακολουθούν δεδομένη από κοινού κατανομή $f(M_A, \Sigma_A, MP)$ [9],[11].



Σχήμα 3.8 Απεικόνιση μοντέλου διαύλου 2 καταστάσεων σε αντιστοιχία με μοντέλο 3 καταστάσεων

Κάθε φορά που ο διάυλος φθάνει σε μια νέα κατάσταση εκ των δυο πιθανών, μια τριάδα στατιστικών παραμέτρων $Loo (M_A, \Sigma_A, MP)$ με βάση τη δεδομένη από κοινού κατανομή $f(M_A, \Sigma_A, MP)$ όπου

$$f(M_A) \sim \text{Gaussian}(\mu_1, \sigma_1) \quad (3.30)$$

$$f(\Sigma_A | M_A) \sim \text{Gaussian}(\mu_2, \sigma_2) \quad (3.31)$$

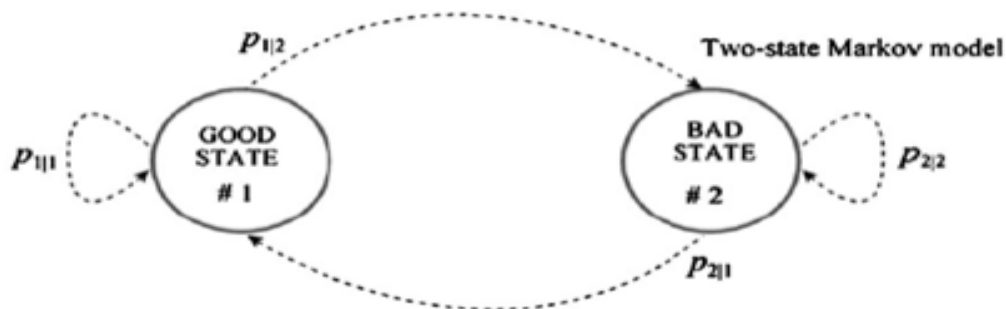
$$f(MP) \sim \text{Gaussian}(\mu_3, \sigma_3) \quad (3.32)$$

$$\mu_2 = \alpha_1 M_A^2 + \alpha_2 M_A + \alpha_3 \quad (3.33)$$

$$\sigma_2 = b_1 M_A^2 + b_2 M_A + b_3 \quad (3.34)$$

- $(a_i, b_i, \mu_i, \sigma_i)$, $i = 1, 2, 3$ σε καθαρούς αριθμούς
- (M_A, Σ_A, MP) σε dB

Η χρονική διάρκεια της κάθε κατάστασης δίδεται μέσω αλυσίδων Markov από σταθερούς πίνακες πιθανοτήτων κατάστασης \mathbf{W} και μετάβασης μεταξύ των καταστάσεων \mathbf{P}



Σχήμα 3.9 Μοντέλο Markov 2 καταστάσεων διαύλου

Οι τιμές για τις παραπάνω στατιστικές παραμέτρους και πίνακες \mathbf{W} , \mathbf{P} για διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης, διάφορες ζώνες συχνότητας, διάφορες γωνίες ανύψωσης από 10° έως 80° και κινητά τερματικά παρατίθενται σε πίνακες τιμών[9],[11].

3.5 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου

- [1]. Rappaport T.S., *Wireless Communications-Principles & Practice*, Prentice Hall, 1999
- [2]. Proakis J.G., *Digital Communications*, McGraw-Hill Int'1 Edition, 4th Edition, 2001
- [3]. Αθανάσιος Κανάτας, Φίλιππος Κωνσταντίνου, Γεώργιος Πάντος, “Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών», Εκδόσεις Παπασωτηρίου 2008
- [4]. Marvin Kenneth Simon, Mohamed –Slim Alouini, “Digital communication over fading channels”, Book chapter 2, 2nd Edition, Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, 2005
- [5]. Rice M., B. Humpherys, “Statistical models for the ACTS K-band land mobile satellite channel”, in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., VTC 1997, PP. 46-50, Phoenix, AZ, 1997
- [6]. Loo, “A Statistical Model for a Land Mobile Satellite Link”, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol.34, no.3, pp. 122-127, Aug. 1985
- [7]. Loo, and J.S. Butterworth, “Land mobile satellite channel measurement and modeling”, Proceedings of IEEE, vol. 86, pp. 1442-1462, Jul. 1998
- [8]. Perez-Fontan, M.-A. Vazquez Castro, C. Enjamio Cabado, J. Pita Garcia, E. Kubista, “Statistical Modeling of the LMS Channel”, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol.50, no.6, pp 1549-1567, Nov.2001
- [9]. Prieto-Cerdeira, F. Perez Fontan, P. Burzigotti, A. Bolea Alamanac, I. Sanchez Lago, “Versatile Two-State Land Mobile Satellite Channel Model with First Application to DVB-SH Analysis”, Int. J. Satell. Commun. Network., vol.28, no.5-6, pp. 291-315, September-December 2010
- [10]. *Radio Wave Propagation and Channel Modeling for Earth-Space Systems* Edited by Athanasios G. Kanatas and Athanasios D. Panagopoulos CRC Press 2016
- [11]. Κ.Π. Λιώλης “Δίαυλοι Δορυφορικών Δικτύων Επόμενης Γενιάς με Πολλαπλές Εισόδους-Πολλαπλές Εξόδους(MIMO)”, διδακτορική διατριβή, Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών, ΕΜΠ, 2011

Κεφάλαιο 4⁰

MIMO Τεχνολογία. MIMO κινητός δορυφορικός δίαυλος

4.1 Εισαγωγή

Η επιτυχημένη σχεδίαση ενός ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος καθορίζεται από την προσφερόμενη ποιότητα υπηρεσίας QoS και το κόστος υλοποίησης. Η απαιτούμενη ποιότητα υπηρεσίας αντικατοπτρίζει την ικανότητα μιας ραδιοηλεκτρικής ζεύξης να προσφέρει τον επιθυμητό ρυθμό μετάδοσης σύμφωνα με το ελάχιστο ποσοστό λαθών στον δέκτη. Η ανάπτυξη εφαρμογών και υπηρεσιών με διαρκώς αυξανόμενες καταναλωτικές απαιτήσεις για βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης και απαίτηση για ελαχιστοποίηση των αποδεκτών λαθών έχει οδηγήσει την τεχνολογική κοινότητα στην ανάλυση και ανάπτυξη συστημάτων πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων (Multiple Input-Multiple Output, MIMO).

Η χρήση πλήθους κεραιών τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη επιφέρει σημαντική βελτίωση του συστήματος η οποία περιγράφεται μέσω παραμέτρων όπως το κέρδος πίνακα (*array gain*), το διαφορικό κέρδος (*diversity gain*), το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (*spatial multiplexing gain*) και τη μείωση των παρεμβολών (*interference reduction*) [1],[2],[3],[4],[5]. Και ενώ τα συστήματα MISO, SIMO χαρακτηρίζονται από παρόμοια πλεονεκτήματα μόνο τα MIMO συστήματα παρουσιάζουν κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και είναι σε θέση να αυξήσουν τη χωρητικότητα του διαύλου πάνω από το όριο Shannon. Η χωρο-χρονική κωδικοποίηση (*space-time coding*) και οι διάφοροι αλγόριθμοι λήψης του σήματος συσχετίζουν τα παραπάνω κέρδη με ένα ικανοποιητικό λόγο λαθών BER (*Bit Error Ratio*) στις περιπτώσεις όπου το σύστημα υποφέρει από θόρυβο και παρεμβολές. Υπό συνθήκες ευνοϊκής μετάδοσης, η απόδοση του καναλιού θα μεγιστοποιείται.

4.2 MIMO παράμετροι

Κέρδος πίνακα (array gain): επιτυγχάνεται μέσω επεξεργασίας τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη με απόρροια την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου λήψης (*coherent combining*). Απαιτείται πρότερη γνώση του καναλιού από τον πομπό ή τον δέκτη και εξαρτάται από το πλήθος των κεραιών εκπομπής ή λήψης. Η κατάσταση του διαύλου είναι εφικτό να είναι γνωστή στον δέκτη όμως κάτι τέτοιο είναι αρκετά δύσκολο για τον πομπό. Το κέρδος πίνακα αποτελεί κύριο χαρακτηριστικό των έξυπνων κεραιών (*smart antennas*).

Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain): επιτυγχάνεται μέσω της μετάδοσης ανεξάρτητων σημάτων από διαφορετικές κεραίες. Σε ευνοϊκές συνθήκες μετάδοσης όπου το κανάλι διαθέτει πλήθος σκεδαστών, ο δέκτης δύναται να διαχωρίσει τις διαφορετικές ροές δεδομένων πετυχαίνοντας γραμμική αύξηση της χωρητικότητας, εξαρτώμενη από το πλήθος των κεραιών λήψης και εκπομπής, δίχως να απαιτείται αύξηση της ισχύος εκπομπής ή του διαθέσιμου εύρους ζώνης.

Μείωση Παρεμβολών(Interference Reduction): επιτυγχάνεται μέσω της χρησιμοποίησης πολλαπλών κεραιών ώστε οι εκδοχές του επιθυμητού σήματος και των υπολοίπων σημάτων να φθάνουν στον δέκτη υπό χωρική διαφοροποίηση. Η μείωση των παρεμβολών που προκαλούνται από την αναχρησιμοποίηση συχνοτήτων απαιτεί γνώση του διαύλου του επιθυμητού σήματος αλλά όχι του διαύλου παρεμβολής. Τοιουτοτρόπως επιτυγχάνεται η αναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων και η αύξηση της χωρητικότητας της κυψέλης.

Διαφορικό Κέρδος(Diversity Gain): επιτυγχάνεται μέσω της μετάδοσης του ραδιοηλεκτρικού σήματος σε πολλαπλές διαδρομές ιδανικά ανεξάρτητες ως προς τις διαλείψεις του περιβάλλοντος διάδοσης. Ο διαφορισμός αυτός μπορεί να πραγματοποιείται στο πεδίο του χρόνου, του χώρου, της πόλωσης ή της συχνότητας.

Ο διαφορισμός στο πεδίο του χρόνου(time diversity) υπαγορεύει την αναμετάδοση των δεδομένων υπό χρονική καθυστέρηση τουλάχιστον ίση με το χρόνο συνοχής T_c (coherence time). Επακόλουθο αυτού η μείωση του ρυθμού μετάδοσης καθώς αποστέλλονται αντίγραφα της ίδιας πληροφορίας. Ο διαφορισμός στο πεδίο συχνοτήτων(frequency diversity) προϋποθέτει την ταυτόχρονη μετάδοση της πληροφορίας σε διαφορετικές συχνότητες που διαφέρουν μεταξύ τους κατά το εύρος ζώνης συνοχής B_c (coherence bandwidth). Η επιλογή αυτή έχει ως αποτέλεσμα την κατασπατάληση πόρων συχνοτήτων. Ο διαφορισμός στο πεδίο της πόλωσης(polarization diversity) υπαγορεύει την ταυτόχρονη μετάδοση της πληροφορίας σε διαφορετικές πολώσεις. Ο διαφορισμός στο πεδίο του χώρου(spatial diversity) επιτυγχάνεται μέσω της ταυτόχρονης μετάδοσης της πληροφορίας από διαφορετικές θέσεις, δηλαδή διαφορετικές κεραιές. Αν οι $M_R \times M_T$ υποδιαυλοι που συνθέτουν τον δίαυλο μεταφοράς υποφέρουν από ανεξάρτητες μεταξύ τους διαλείψεις και το μεταδιδόμενο σήμα έχει σχεδιαστεί κατάλληλα τότε ο δέκτης είναι σε θέση να συνδυάσει τα αντίστοιχα σήματα λήψης τοιουτοτρόπως ώστε το τελικό σήμα να υφίσταται μικρότερη διασπορά πλάτους σε σχέση με την SISO μετάδοση. Εν αντιθέσει των διαφορισμών συχνότητας και χρόνου, οι διαφορισμοί πόλωσης και χώρου δεν επιφέρουν κατασπατάληση των πόρων του συστήματος(χρόνος μετάδοσης και διαθέσιμο φάσμα) αποτελώντας κατάλληλους μηχανισμούς για διαφορισμό τάξεως ανάλογης του πλήθους κεραιών σε πομπό και δέκτη.

Στην περίπτωση που ο πομπός δεν είναι γνώστης του διαύλου η εξαγωγή διαφορικού κέρδους μειώνεται σημαντικά και θα πρέπει να γίνει χρήση κατάλληλα σχεδιασμένων σημάτων μετάδοσης και τεχνικών χωρο-χρονικής κωδικοποίησης(space-time coding) ή κωδικοποίησης στα πεδία πόλωσης και χώρου(polarization-time coding).

4.3 Τεχνολογία MIMO στις δορυφορικές επικοινωνίες

Η χρήση της τεχνολογίας MIMO στις επίγειες ασύρματες επικοινωνίες έχει κερδίσει σημαντική θέση στην επιλογή σχεδίασης ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος με αυξημένες απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσίας. Η διαρκώς αυξανόμενη εμπορική απαίτηση για μεγαλύτερη χωρητικότητα, βελτίωση της ποιότητας υπηρεσίας, παγκόσμια κάλυψη και υψηλή κινητικότητα χρήστη υπαγορεύει την ανάγκη

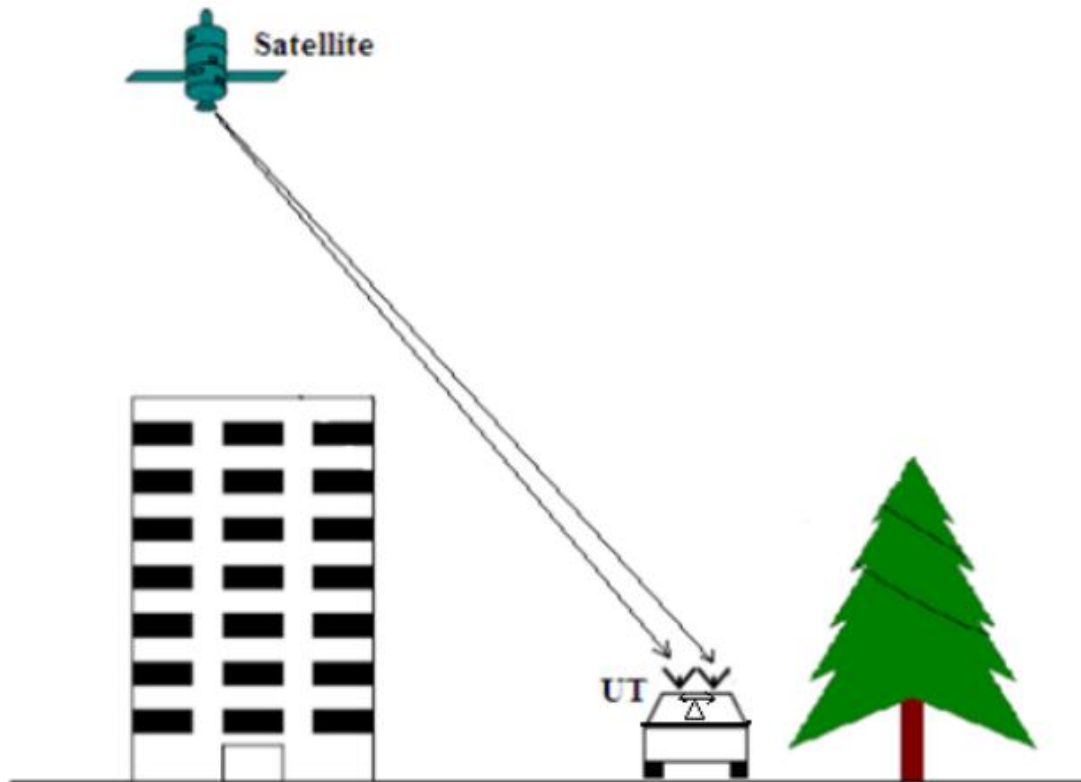
συμπόρευσης των επίγειων και δορυφορικών κινητών επικοινωνιών. Τα υπάρχοντα ευρυζωνικά αμφίδρομα δορυφορικά συστήματα που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων Ku, Ka με βάση τα πρότυπα DVB-S2 για την παροχή πολυμεσικού περιεχομένου σε κινητά τερματικά αλλά και τα υβριδικά δορυφορικά/επίγεια συστήματα που λειτουργούν στις ζώνες L και S με βάση το πρότυπο DVB-SH για κινητούς χρήστες δείχνουν την τάση για σημαντική βελτίωση των κινητών δορυφορικών επικοινωνιών που χαρακτηρίζονται από υψηλές παρεμβολές, μειωμένη απόδοση και διαθεσιμότητα.

Αν και υπερτερούν των επίγειων συστημάτων στην γεωγραφική κάλυψη εντούτοις οι περιορισμοί που υπεισέρχονται τα καθιστούν προτιμητέα κυρίως για τηλεοπτικές διαδραστικές υπηρεσίες σε απομακρυσμένες περιοχές. Ως εκ τούτου η χρήση της MIMO τεχνολογίας που άνθισε στις επίγειες ασύρματες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές δύναται να βελτιώσει αισθητά τις δυνατότητες και των κινητών δορυφορικών επικοινωνιών.

Ο δορυφορικός δίαυλος, όπως παρουσιάστηκε, διαφέρει αρκετά από ένα επίγειο κανάλι κυρίως λόγω της έλλειψης πλήρως ανεξάρτητων μεταξύ τους διαύλων στο τμήμα της δορυφορικής ζεύξης μεταξύ δορυφόρου και επίγειου κινητού τερματικού. Η μεγάλη απόσταση μεταξύ των άκρων της ζεύξης με συνέπεια τις υψηλές απώλειες ελευθέρου χώρου καθιστά αναγκαία την ύπαρξη μιας απευθείας συνιστώσας μεταξύ δορυφόρου και επίγειου τερματικού. Επιπλέον η απουσία σκεδαστών στην περιοχή του δορυφόρου επιφέρει μείωση του βαθμού του πίνακα διάδοσης του διαύλου MIMO[6]. Ως εκ τούτου η απλή αύξηση του αριθμού των κεραιών στον δορυφόρο δεν προσφέρει άμεση εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων της MIMO τεχνολογίας.

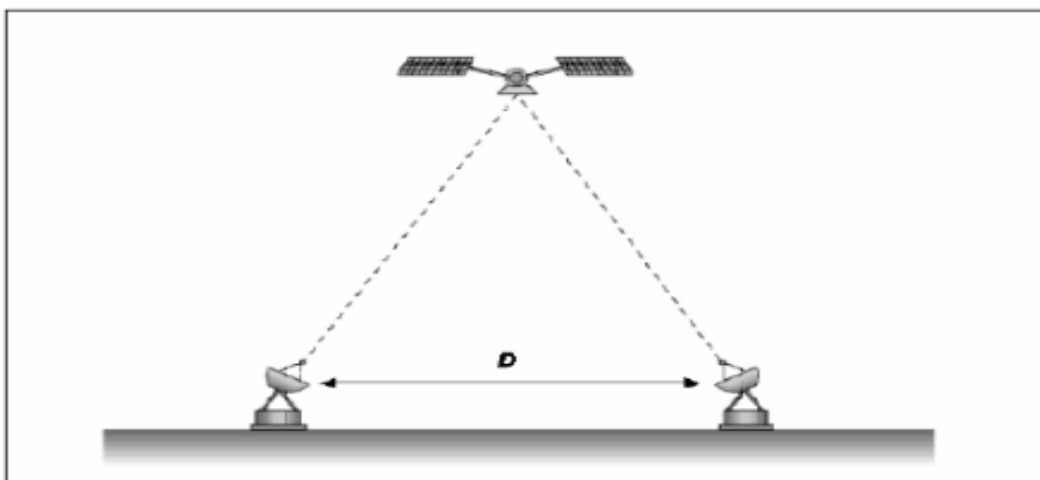
4.3.1 Κέρδος διαφορισμού μέσω εφαρμογής MIMO τεχνολογίας σε δορυφορικό δίαυλο

Διαφορισμός Κεραίας. Επιτυγχάνεται μέσω της εγκαθίδρυσης δορυφορικού συστήματος επικοινωνιών με τη χρήση ενός δορυφόρου και ενός κινητού επίγειου τερματικού το οποίο διαθέτει κεραία του τύπου συστοιχίας M_R κεραιών (antenna array) με την διάταξη που παρουσιάζεται [7],[8] να φέρεται ως $M_R \times 1$ SIMO δορυφορικό κανάλι. Η απόσταση των κεραιοστοιχείων της συστοιχίας καθορίζει την ανεξαρτησία των δορυφορικών καναλιών, με την ικανή συνθήκη για ασυσχέτιστη λήψη να δίνεται από το ελάχιστο της απόστασης στο μισό του μήκους κύματος. Η απόσταση αυτή αποτελεί τροχοπέδη για την τεχνική διαφορισμού κεραίας σε εφαρμογές κινητών τερματικών και κατά επέκταση η εφαρμογή MIMO τεχνολογίας σε δορυφορικές κινητές επικοινωνίες να μην έχει να επιδείξει σημαντικές εξελίξεις. Στην παρούσα διπλωματική εργασία προτείνεται η χρήση μιας νέας διάταξης κεραιών που έχει να επιδείξει σημαντικά αποτελέσματα στο χώρο των MIMO κινητών επικοινωνιών και η επέκταση χρήσης της στις δορυφορικές επικοινωνίες αναμένεται να καλύψει κάποιες από τις διαρκώς αυξανόμενες ανάγκες των κινητών δορυφορικών συστημάτων για χρήση με μικρές φορητές συσκευές (handheld).



Σχήμα 4.1 Απεικόνιση διαφορισμού κεραίας(Antenna Diversity)

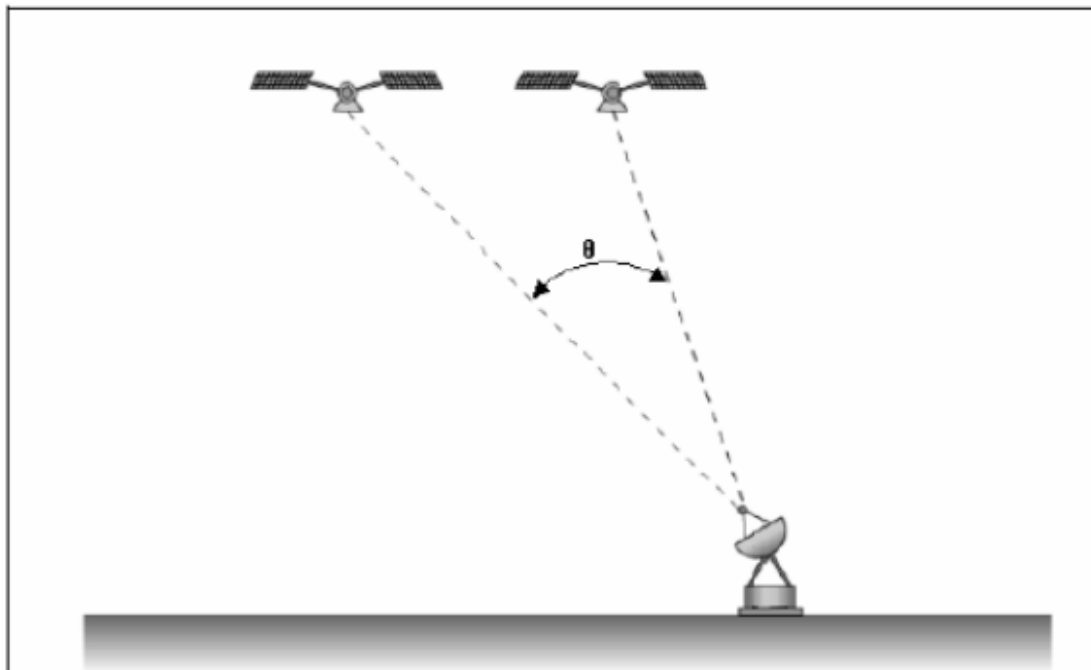
Διαφορισμός Θέσης. Πραγματώνεται μέσω της υλοποίησης δορυφορικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος με πλήθος επίγειων σταθμών M_R σε σύνδεση με έναν δορυφόρο. Οι συνεργατικοί επίγειοι σταθμοί απέχουν ικανή μεταξύ τους απόσταση, της τάξης km, ώστε να επιτυγχάνεται ανεξαρτησία των διαύλων τους. Η συγκεκριμένη τεχνική αποσυσχέτισης των καναλιών έχει αποδειχθεί ως αποτελεσματικός τρόπος μείωσης των απωλειών ενέργειας της η/μ ακτινοβολίας λόγω βροχής στις ζώνες συχνοτήτων Ku, Ka και Q/V [9][10][11]. Το σύστημα αυτό αναφέρεται ως $M_R \times 1$ SIMO.



Σχήμα 4.2 Απεικόνιση διαφορισμού θέσης(Site Diversity)

Διαφορισμός Δορυφόρου. Επιτυγχάνεται μέσω της επιλογής πλήθους M_T δορυφόρων σε θέσεις επί της τροχιάς που απέχουν διαστήματα ικανά ώστε να δημιουργούνται ασυσχέτιστα κανάλια για την μετάδοση της πληροφορίας στον επίγειο κινητό δέκτη. Η επιλογή χρήσης πλήθους M_R κεραιών στο κινητό τερματικό οδηγεί σε μια διάταξη $1 \times M_T$ MISO έως $M_R \times M_T$ MIMO δορυφορικού καναλιού.

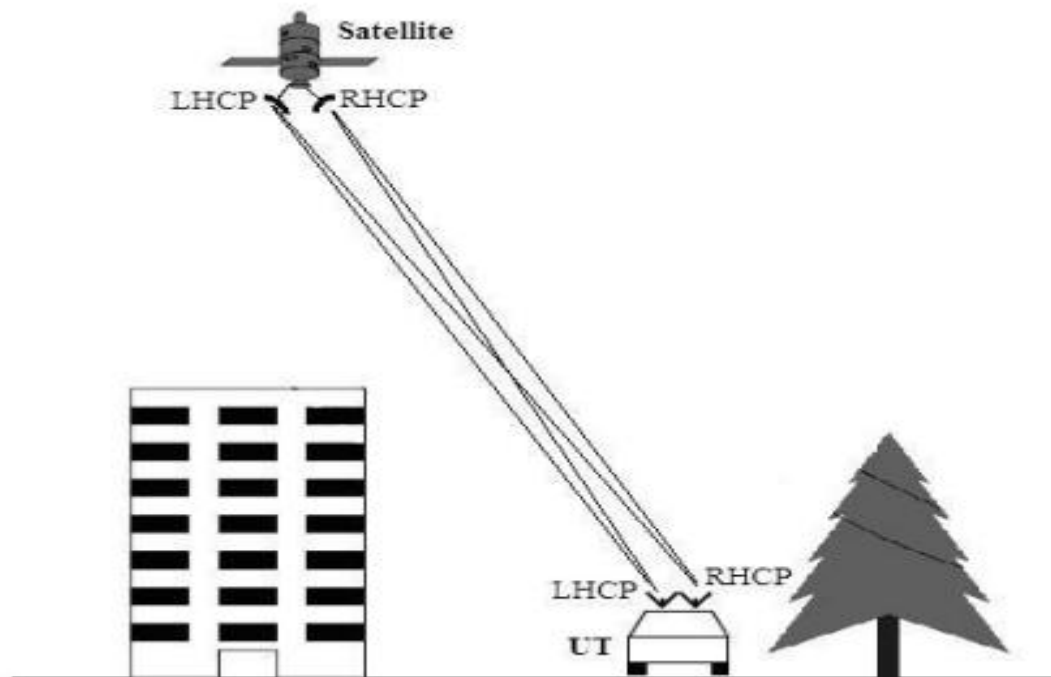
Η συγκεκριμένη τεχνική αποδεικνύεται ικανή στην μείωση του φαινομένου απωλειών λόγω βροχής στις ζώνες συχνοτήτων Ku, Ka και Q/V [12][13][14] αλλά και των εξασθενήσεων λόγω σκίασης στις ζώνες συχνοτήτων L και S[15][16][17]. Πλεονέκτημα της τεχνικής διαφορισμού αυτής η σχετική ευκολία υλοποίησης συνδυασμού των σημάτων στις επίγειες κεραιές λήψης αφού βρίσκονται όλες στο ίδιο τερματικό. Μειονέκτημα της τεχνικής αυτής το κόστος χρησιμοποίησης πολλών δορυφόρων και η ανικανότητα συγχρονισμού των αφιχθέντων η/μ κυμάτων στον επίγειο σταθμό.



Σχήμα 4.3 Απεικόνιση διαφορισμού δορυφόρου ή τροχιάς (Satellite/Orbital Diversity)

Η χωρική συσχέτιση των καναλιών καθορίζεται από την απόσταση των δορυφόρων για την οποία δίνονται τιμές συντελεστή ασυσχέτιστης διάδοσης [18][19].

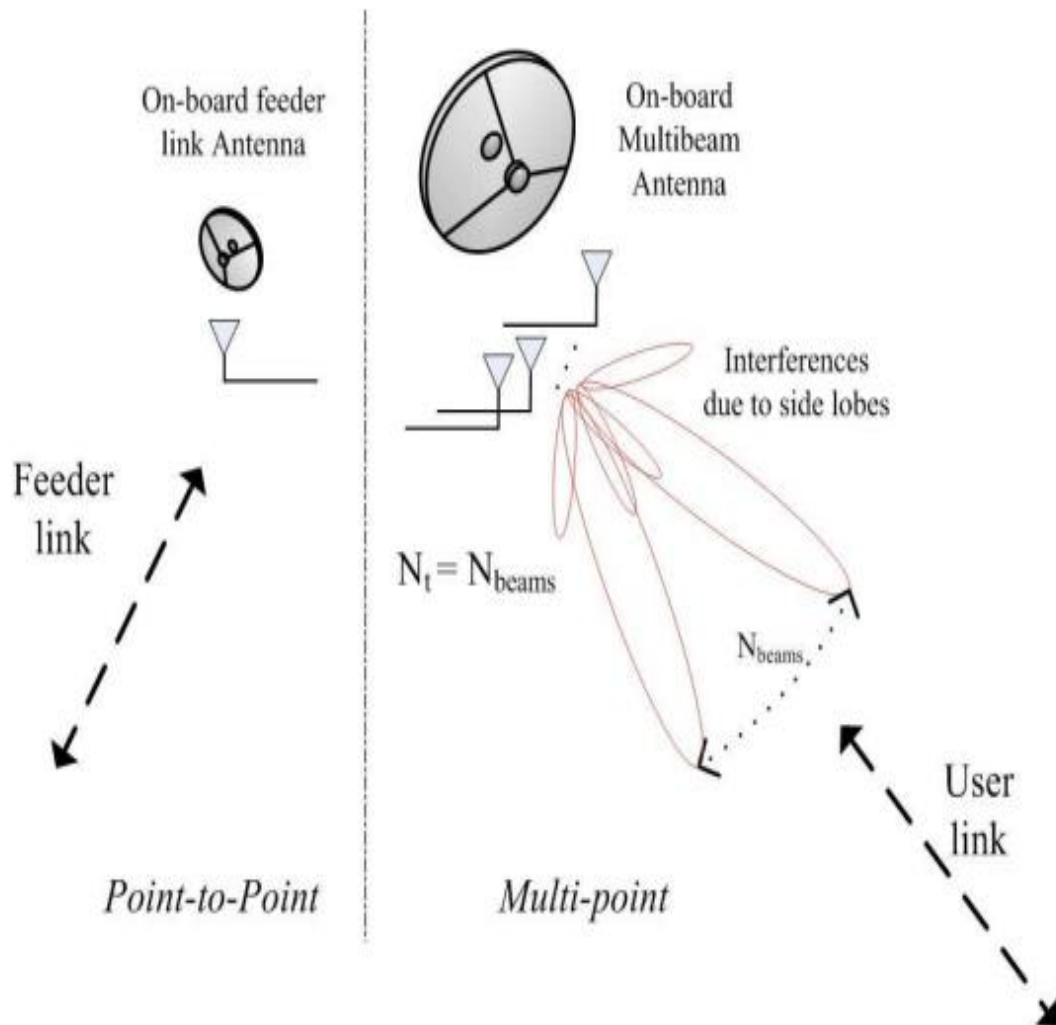
Διαφορισμός Πόλωσης. Επιτυγχάνεται με τη χρήση μιας κεραίας στον δορυφόρο που εκπέμπει την πληροφορία μέσω δυο ορθογώνιων πολώσεων που λαμβάνονται από τον επίγειο δέκτη. Η διάταξη αναφέρεται ως 2x2 MIMO παρά τη χρήση μιας μόνο κεραίας στον δορυφόρο. Στις κινητές δορυφορικές επικοινωνίες για ζώνες συχνοτήτων S, L επιλέγεται δεξιόστροφη RHCP και αριστερόστροφη κυκλική πόλωση LHCP[20],[21],[22]. Στις ζώνες συχνοτήτων Ku, Ka οι πολώσεις που επιλέγονται είναι η οριζόντια HP και η κατακόρυφη πόλωση VP. Η ευαισθησία της πόλωσης στην ανάκλαση και διάθλαση του ραδιοηλεκτρικού σήματος αυξάνει την πιθανότητα ανεξάρτητων διαδρομών προς τον επίγειο δέκτη.



Σχήμα 4.4. Απεικόνιση διαφορισμού πόλωσης(Polarization Diversity)

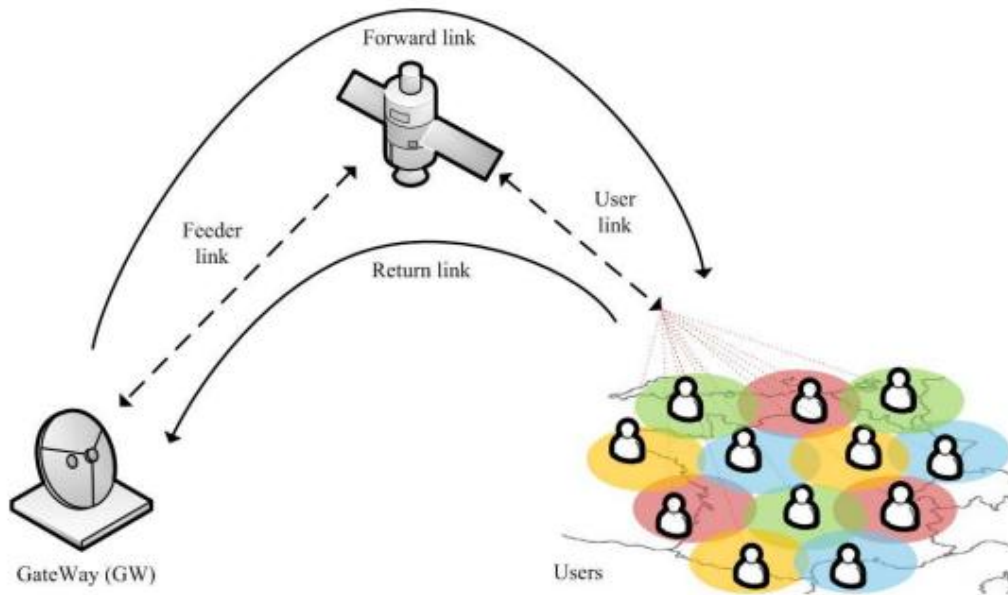
Η συγκεκριμένη τεχνική διαφορισμού επιτυγχάνει τη μείωση του οικονομικού κόστους λόγω της χρήσης μόνο ενός δορυφόρου καθώς και εξαλείφει το πρόβλημα συγχρονισμού του διαφορισμού δορυφορικής τροχιάς. Μειονέκτημα της τεχνικής αποτελεί η σχετικά χαμηλή επίδοση του ρυθμού μετάδοσης [].

Διαφορισμός Πολλαπλών Δεσμών. Επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης δορυφόρων πολλαπλών δεσμών (multi beam) ώστε ένα επίγειο δορυφορικό τερματικό να είναι σε θέση να λαμβάνει σήματα από διαφορετικές δορυφορικές κεραίες μέσω MIMO δορυφορικών διαύλων που προκύπτουν μόλις ο συντελεστής αναχρησιμοποίησης συχνοτήτων πλησιάζει τη μονάδα.



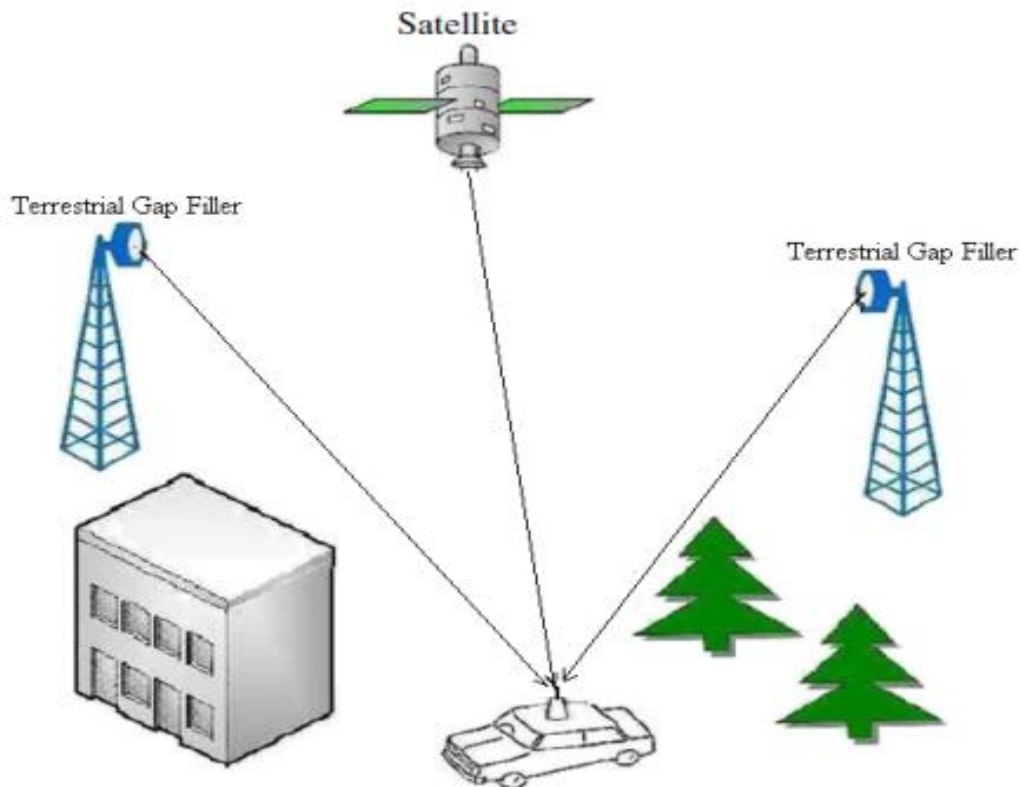
Σχήμα 4.5 Απεικόνιση δορυφορικής κεραίας πολλαπλών δεσμών

Τότε χρησιμοποιείται ένα μοντέλο πολλαπλών χρηστών με έναν ισοδύναμο πίνακα διαύλου MIMO πολλαπλών χρηστών όπου εφαρμόζεται MIMO τεχνική precoding στη ζεύξη διαβίβασης[23],[24].



Σχήμα 4.6 Απεικόνιση διαφορισμού πολλαπλών δεσμών(Multi Beam Diversity)

Διαφορισμός Δορυφόρου-Επίγειων Επαναληπτών. Επιτυγχάνεται μέσω της άφιξης της πληροφορίας στον επίγειο κινούμενο χρήστη μέσω υβριδικού συστήματος επικοινωνιών, δορυφόρου και δικτύου επίγειων επαναληπτών. Αυτά βασισμένα στο πρότυπο DVB-SH στις ζώνες συχνοτήτων L και S, προσφέρουν ταυτόχρονη σύνδεση μέσω της δορυφορικής και της επίγειας συμπληρωματικής συνιστώσας CGC σε περιβάλλοντα ημιαστικών μοντέλων. Το κινητό τερματικό φέρει πλήθος M_R κεραιών και συνδέεται με πλήθος M_T επίγειων επαναληπτών καθώς και τον δορυφόρο. Η διάταξη αυτή αναφέρεται [25],[19] ως $M_R \times (M_T + 1)$ MIMO δορυφορικός δίαυλος. Μειονέκτημα της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η δυσκολία συνδυασμού των λαμβανόμενων σημάτων λόγω διαφορετικής πόλωσης στις δορυφορικές (R/L-HCP) και τις επίγειες (V/H-P) συνιστώσες καθώς και της διαφορετικής συχνά τεχνικής μετάδοσης (TDM για την δορυφορική και OFDM για τις CGC). Επιπρόσθετο πρόβλημα δημιουργεί η αδυναμία συγχρονισμού άφιξης των δυο συνιστωσών.



Σχήμα 4.7 Απεικόνιση διαφορισμού δορυφόρου-επίγειων επαναληπτών(Satellite-Terrestrial Gap Filter Diversity)

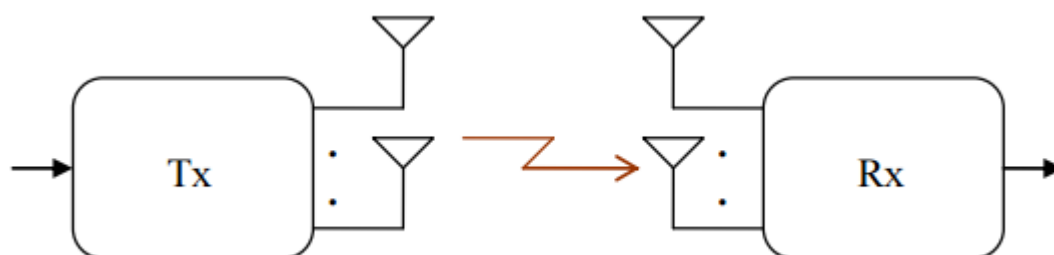
Από την σύντομη περιγραφή των τεχνικών επίτευξης κέρδους διαφορισμού στις σύγχρονες κινητές δορυφορικές επικοινωνίες οι οποίες απαιτούν διασφαλισμένη και υψηλή ποιότητα υπηρεσίας(QoS), υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης με χαμηλό λόγο λαθών(BER) και επιπλέον δυνατότητα υψηλής κινητικότητας με ταυτόχρονη χρήση τερματικών μικρών διαστάσεων(κινητά τηλέφωνα, PDA) είναι εφικτό να εξαχθεί το συμπέρασμα πως όλες οι προαναφερόμενες τεχνικές παρουσιάζουν τόσο πλεονεκτήματα αλλά και μειονεκτήματα ώστε η τελική επιλογή τεχνικής να επαφίεται στον μηχανικό τηλεπικοινωνιών σύμφωνα με τα διαθέσιμα τεχνικά μέσα. Στην παρούσα εργασία προτείνεται η υλοποίηση ενός συστήματος κινητών δορυφορικών επικοινωνιών με χρήση μιας σύγχρονης παρασιτικής κεραίας υπό μιας νέας οπτικής MIMO επικοινωνιών και ως εκ τούτου παρουσιάζεται στη συνέχεια αναλυτικότερα ο MIMO κινητός δορυφορικός δίαυλος που επιτυγχάνεται μέσω τεχνικής διαφορισμού κεραίας.

4.4 MIMO κινητός δορυφορικός διάυλος μέσω διαφορισμού κεραίας

Στην παρούσα ενότητα επιχειρείται η θεώρηση των δορυφορικών διαύλων που σχετίζονται με την επιδιωκόμενη τεχνολογική υλοποίηση MIMO κινητού δορυφορικού διαύλου που επιτυγχάνεται μέσω διαφορισμού στην κεραία του επίγειου κινούμενου τερματικού. Αρχικά παρουσιάζονται οι διατάξεις υλοποίησης MIMO διαύλων και αναφέρονται τα μεγέθη εκείνα που περιγράφουν τα κύρια χαρακτηριστικά μιας ασύρματης MIMO ζεύξης. Παρουσιάζονται τα ίδια μεγέθη σε περιβάλλον διάδοσης που μεταβάλλεται στοχαστικά όπως ο κινούμενος δορυφορικός διάυλος και γίνεται προβολή μοντέλου διαύλου δορυφορικής ζεύξης με επίγειο κινούμενο τερματικό εξοπλισμένο με συστοιχία κεραιών, δηλαδή ενός τέτοιου στοχαστικού διαύλου ως χώρος δράσης της προτεινόμενης στην παρούσα διπλωματική εργασία διάταξης στην κεραία.

4.4.1 Δίαυλος MIMO

Οι MIMO δίαυλοι υλοποιούνται μέσω της χρήσης στο ασύρματο σύστημα επικοινωνιών, πολλαπλών κεραιών τόσο στον πομπό (M_T) όσο και στον δέκτη (M_R).



Τότε, ο πομπός αποστέλλει M_T σήματα τα οποία λαμβάνονται από κάθε κεραία του δέκτη, με τον συνολικό αριθμό σημάτων προς επεξεργασία να φθάνει το πλήθος $M_T \times M_R$. Ο διάυλος θα περιγράφεται από ένα πίνακα $M_R \times M_T$ διαστάσεων

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \cdots & h_{1,M_T}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \cdots & h_{2,M_T}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau, t) & h_{M_R,2}(\tau, t) & \cdots & h_{M_R,M_T}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Οι μιγαδικοί αριθμοί που αποτελούν τα στοιχεία του πίνακα $\mathbf{H}(\tau, t)$ εκφράζουν την απώλεια ισχύος και την ολίσθηση φάσης για χρονική υστέρηση τ , με το κάθε στοιχείο να αποτελεί έναν από το ολικό $M_R \times M_T$ πλήθος, υπο-δίαυλο μεταφοράς από το j στοιχείο του πομπού στο i στοιχείο της συστοιχίας του δέκτη.

Ενώ αν υποτεθεί στενό εύρος ζώνης[19],[1] ο διάυλος θα παρουσιάζεται ανεξάρτητος της χρονικής υστέρησης και θα δίνεται από

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t) & h_{1,2}(t) & \cdots & h_{1,M_T}(t) \\ h_{2,1}(t) & h_{2,2}(t) & \cdots & h_{2,M_T}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(t) & h_{M_R,2}(t) & \cdots & h_{M_R,M_T}(t) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Η χωρητικότητα, δηλαδή η μέγιστη δυνατή τιμή ρυθμού μετάδοσης πέραν της οποίας η πιθανότητα λάθους παύει να οδηγείται στο μηδέν, δίνεται από το θεώρημα Shannon και για διάυλο λευκού, αθροιστικού, κανονικής κατανομής θορύβου(AWGN) [19]

$$C = W \log \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (\text{bps}) \quad (4.3)$$

- P ισχύς λήψεως
- W εύρος ζώνης

Η ανηγμένη χωρητικότητα κανονικοποιημένη ως προς το εύρος ζώνης του διαύλου θα δίνεται από[19]

$$C = \log(1 + SNR) \quad (\text{bps/Hz}) \quad (4.4)$$

- $SNR = \frac{P}{N_0 W}$

Η χωρητικότητα του διαύλου θα εξαρτάται τόσο από την ισχύ λήψης αλλά και το εύρος ζώνης.

Ο χρονικά αμετάβλητος διάυλος δεδομένου της υπόθεσης στενού εύρους ζώνης θα περιγράφεται από[19]

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (4.5)$$

- \mathbf{x} διάνυσμα $M_T \times 1$ που συμβολίζει το εκπεμπόμενο σήμα
- \mathbf{y} διάνυσμα $M_R \times 1$ που συμβολίζει το λαμβανόμενο σήμα
- \mathbf{w} διάνυσμα $M_R \times 1$ που συμβολίζει τον θόρυβο

Η φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου θεωρείται $\frac{N_0}{2}$ ενώ ο πίνακας του διαύλου \mathbf{H} θα έχει διαστάσεις $M_R \times M_T$.

Προς το παρόν, ο δίαυλος θεωρείται χρονοαμετάβλητος καθώς και γνωστός τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Έτσι, το κάθε στοιχείο h_{ij} του πίνακα \mathbf{H} θα αντικατοπτρίζει το κέρδος του υποδιαύλου από το στοιχείο εκπομπής j στην κεραία λήψης i , υπό έναν περιορισμό της συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος. Μέσω της τεχνικής SVD(Singular Value Decomposition)[27], ο πίνακας \mathbf{H} αποσυντίθεται [19]

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (4.6)$$

- \mathbf{U}, \mathbf{V} ορθομοναδιαίοι πίνακες διαστάσεων $M_R \times M_R$ και $M_T \times M_T$ αντίστοιχα
- \mathbf{V}^H ανάστροφος συζυγής του \mathbf{V}
- \mathbf{D} διαγώνιος πίνακας με τα πρώτα στοιχεία της κύριας διαγωνίου να είναι μη αρνητικοί πραγματικοί αριθμοί και τα λοιπά μηδέν

Τα διαγώνια στοιχεία του πίνακα \mathbf{H} , $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_k$, είναι οι ταξινομημένες μοναδικές τιμές(singular values) με $k = \min(M_R, M_T)$, για $M_R \leq M_T$ δίνουν τις ιδιοτιμές(eigenvalues) του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ ενώ για $M_R > M_T$ τις ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$.

Μέσω των θεωρήσεων[19]

- $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{V}^H \mathbf{x}$
- $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$
- $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{U}^H \mathbf{w}$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{D}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{w}} \quad (4.7)$$

Με τον $\tilde{\mathbf{w}}$ να έχει τις ίδιες ιδιότητες με τον \mathbf{w} .

Πλέον ο δίαυλος δύναται να αντικατασταθεί από ένα σύνολο παράλληλων, ανεξάρτητων βαθμωτών Gaussian υποδιαύλων, με τη συνολική χωρητικότητα του συστήματος αυτού να δίνεται από[1],[2],[3]

$$C = \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{P_i \lambda_i}{N_0} \right) \quad (4.8)$$

- P_i ισχύς του i -οστού υποδιαύλου
- N_0 φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου

4.4.2 Στοχαστικός MIMO δίαυλος

Αφού παρουσιάστηκε η βασική θεωρία και τα μεγέθη περιγραφής ενός MIMO διαύλου θα πρέπει εδώ να επισημανθεί πως οι ντετερμινιστικές εξισώσεις αυτές δεν είναι σε θέση να περιγράψουν έναν δορυφορικό MIMO δίαυλο αφού οι συνθήκες διάδοσης στο κανάλι θα μεταβάλλονται με τυχαίο τρόπο συναρτήσει του χρόνου. Ο πίνακας \mathbf{H} που περιγράφει το κανάλι θα αποτελείται από στοιχεία-στοχαστικές ανελίξεις, συνεπώς και η χωρητικότητα του καναλιού θα είναι μια τυχαία μεταβλητή. Όταν ο δίαυλος περιγράφεται μέσω στοχαστικών ανελίξεων που είναι *εργοδικές*, τότε ο δίαυλος καλείται *εργοδικός* και ο ρυθμός μετάδοσης θα διατηρείται σταθερός για ικανοποιητικά μεγάλο χρονικό διάστημα.

Η *εργοδική χωρητικότητα* θα δίδεται από τη μέση τιμή της αμοιβαίας μεταφερόμενης πληροφορίας[19],[28]

$$C = E\{I\} \quad (4.9)$$

- I αμοιβαία πληροφορία

και αποτελεί μέγεθος εκτίμησης της χωρητικότητας σε κανάλι που υποφέρει από γρήγορες διαλείψεις.

Για δορυφορική ζεύξη όπου ο δίαυλος δεν είναι εκ των προτέρων γνωστός στον πομπό, η *εργοδική χωρητικότητα* θα δίνεται από[19],[28]

$$C = E\left\{\log_2 \det\left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{SNR}{M_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H\right)\right\} \quad (4.10)$$

Η αύξηση της χωρητικότητας θα παρουσιάζεται ανάλογη της αύξησης του σηματοθορυβικού λόγου ή του πλήθους των κεραιών του συστήματος με τα συστήματα SIMO να υπερτερούν των MISO.

Στα κινητά δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών όπως το πρότυπο DVB-SH που αναφέρθηκε, οι μηχανισμοί απωλειών σχετίζονται άμεσα με την καθυστέρηση μετάδοσης (delay limited systems). Λόγω των φαινομένων σκίασης πάντα θα υπάρχει η πιθανότητα αποτυχίας ικανής ζεύξης για συγκεκριμένη τιμή ρυθμού μετάδοσης, όσο χαμηλή και αν είναι, και τότε η χωρητικότητα Shannon θα μηδενίζεται. Η πιθανότητα αυτή καλείται *πιθανότητα διακοπής* και το σύστημα θα βρίσκεται σε διακοπή (outage).

Η ελάχιστη χωρητικότητα την οποία υποστηρίζει ο διάυλος με πιθανότητα $(1-q) \times 100\%$ καλείται *χωρητικότητα διακοπής* $C_{out,q}$ ή εναλλακτικά ως η μέγιστη χωρητικότητα που δύναται να υποστηρίξει με πιθανότητα $q \times 100\%$ [19],[29],[30]

$$P(C \leq C_{out,q}) = q \quad (4.11)$$

Και αποτελεί μέγεθος εκτίμησης της χωρητικότητας για αργά μεταβαλλόμενους διαύλους.

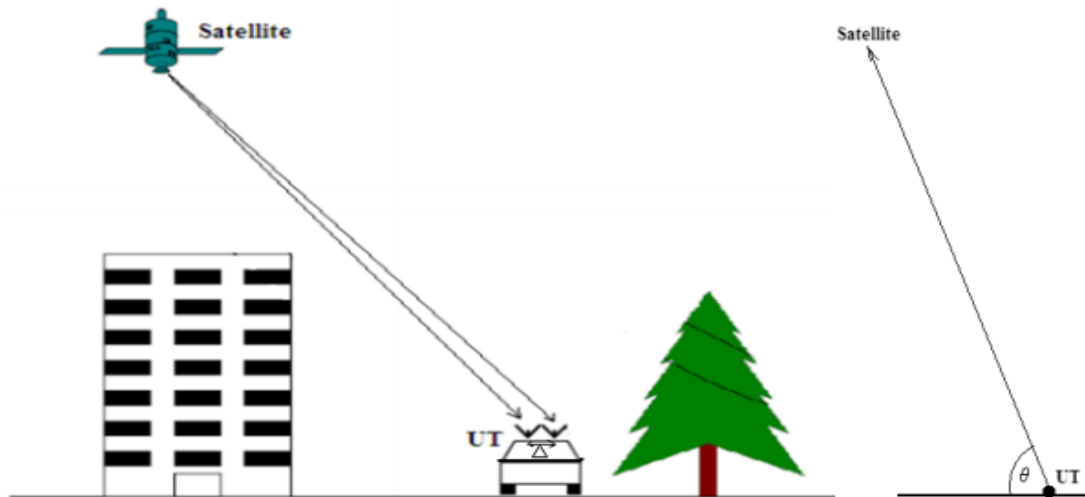
Η χωρητικότητα διακοπής θα αυξάνεται σύμφωνα με την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου ή του πλήθους των κεραιών του συστήματος, με την αύξησή της να προσδίδει αύξηση της αξιοπιστίας του συστήματος. Η απαίτηση για αυξανόμενους ρυθμούς μετάδοσης οδηγεί σε αύξηση της πιθανότητας διακοπής του συστήματος.

4.4.2.1 Μοντέλο SIMO κινητού δορυφορικού διαύλου

Στην παρούσα διπλωματική εργασία που προτείνεται η υλοποίηση κινητού δορυφορικού MIMO συστήματος επικοινωνιών με τον κέρδος διαφορισμού να επιτυγχάνεται μέσω διαφορισμού κεραίας, το σύστημα θα υλοποιείται σύμφωνα με τα πρότυπα κινητών συστημάτων και τις ζώνες συχνοτήτων που παρουσιάστηκαν στην αρχή. Όπως αναφέρθηκε λοιπόν, οι κινητές δορυφορικές επικοινωνίες υλοποιούνται ως επί το πλείστον σε ζώνες συχνοτήτων κάτω των 10GHz με τους κύριους μηχανισμούς εξασθένησης να σχετίζονται με τα φαινόμενα σκίασης και της πολυδιαδρομικής διάδοσης.

Η υλοποίηση του συστήματος πραγματώνεται με τη χρήση ενός δορυφόρου και ενός επίγειου κινούμενου τερματικού εξοπλισμένο με συστοιχία κεραιών πλήθους M_R για την επίτευξη του επιθυμητού διαφορισμού κεραίας, με την διάταξη του διαύλου να χαρακτηρίζεται ως $M_R \times 1$ SIMO LMS διάυλος με διαφορισμό κεραίας.

Η αντίστοιχη διάταξη για 2×1 SIMO διάυλος με διπλό διαφορισμό κεραίας εμφανίζεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 4.8 Απεικόνιση SIMO LMS διαύλου με διαφορισμό κεραίας υπό συνθήκες διαλείψεων λόγω σκίασης και πολυδιαδρομικής διάδοσης

Το μοντέλο αυτό ουσιαστικά αποτελεί ειδική περίπτωση του γενικού μοντέλου $M_R \times M_T$ MIMO δορυφορικού διαύλου[19] όμως μιας και η θεώρηση του συστήματος γίνεται υπό την οπτική της τεχνικής διαφορισμού στην κεραία του επίγειου δέκτη, θεωρείται προτιμητέο να παρουσιασθεί το απλούστερο δυνατό μοντέλο.

Ο δορυφόρος διαθέτει απλή κεραία ενός στοιχείου απλής κυκλικής πόλωσης(LHCP ή RHCP) ενώ το επίγειο τερματικό διαθέτει συστοιχία κεραίων με 2 κεραιοστοιχεία της ίδιας πόλωσης με τη δορυφορική κεραία. Οι γωνίες ανύψωσης των υποτιθέμενα παράλληλων υπο-διαύλων θεωρούνται ίσες και συμβολίζονται με θ . Το πρότυπο κινητών δορυφορικών επικοινωνιών DVB-SH υλοποιείται στην S (2,4 GHz) ζώνη συχνοτήτων , με κυκλική αριστερόστροφη πόλωση(LHCP) σε γεωστατική τροχιά(GEO)[19][31]. Το μοντέλο υποθέτει 3 διαφορετικά ενδεχόμενα για την απευθείας συνιστώσα(LOS) της ζεύξης σύμφωνα με το περιβάλλον κίνησης του επίγειου δέκτη, δηλαδή καθαρή, μερικώς ή πλήρως εμποδιζόμενη ζεύξη λόγω φαινομένων σκίασης και πολυδιαδρομικής διάδοσης. Ο δίαυλος θα εμφανίζει επίπεδες διαλείψεις ως προς τη συχνότητα μιας και η χρονική διασπορά των πολυδιαδρομικών συνιστωσών δεν θεωρείται σημαντική[19][].

4.4.2.2 Περιβάλλουσα SISO υπο-διαύλων

Ο δίαυλος θα χωρίζεται σε 2 SISO κινητούς υπο-διαύλους με τον δίαυλο να περιγράφεται από τον 2×1 πίνακα διαύλου $\mathbf{h} = [h_i]$, $i=1,2$ του οποίου τα στοιχεία δίνονται από την κατανομή L_{oo} . Οι στατιστικές παράμετροι της κατανομής α, ψ, MP δίνονται από τις σχέσεις (3.27),(3.28),(3.29) και εξαρτώνται από τη συχνότητα διάδοσης, το περιβάλλον του δέκτη και τη γωνία ανύψωσης[19].

4.4.3 Χωρική συσχέτιση στις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας

Η πολύ μεγάλη απόσταση μεταξύ δορυφορική κεραίας και των στοιχείων της κεραίας του δέκτη τα οποία βρίσκονται σε πολύ μικρή σχετικά απόσταση θα οδηγή στην εμφάνιση μεγάλης χωρικής συσχέτισης (spatial correlation) που περιγράφεται από τον 2×2 πίνακα μεταβλητότητας $\bar{\mathbf{C}}$ για τις συνιστώσες διαλείψεων μεγάλης κλίμακας [16],[35],[36]

$$\bar{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 1 & \bar{\rho}_N \\ \bar{\rho}_N & 1 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

- $\bar{\rho}_N = \frac{\ln[1 + \bar{\rho}_{LN}(e^{\psi^2} - 1)]}{\psi^2}$ συντελεστής χωρικής συσχέτισης κανονικά κατανομημένων διαλείψεων μεγάλης κλίμακας[]
- $\bar{\rho}_{LN}$ συντελεστής συσχέτισης λόγω σκίασης[]

4.4.4 Χωρική συσχέτιση στις διαλείψεις μικρής κλίμακας

Η γωνιακή διασπορά των συνιστωσών πολυδιαδρομικής διάδοσης που σχετίζεται με το περιβάλλον διάδοσης καθώς και η απόσταση διαχωρισμού των κεραιοστοιχείων στον επίγειο δέκτη εισάγουν την χωρική συσχέτιση στις συνιστώσες διαλείψεων μικρής κλίμακας.

Ο πίνακας μεταβλητότητας $\tilde{\mathbf{R}}_{rx}$ για τις συνιστώσες διαλείψεων μικρής κλίμακας θα δίνεται από [15],[18]

$$\tilde{\mathbf{R}}_{rx} = E[\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}^H] = MP \cdot \begin{bmatrix} 1 & \tilde{\rho}_{rx} \\ \tilde{\rho}_{rx} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

- $\tilde{\rho}_{rx}$ συντελεστής χωρικής συσχέτισης που εξαρτάται από τη γωνιακή διασπορά των πολυδιαδρομικών συνιστωσών (σε περιβάλλοντα αραιά κατανομημένων σκεδαστών η γωνιακή διασπορά θα αυξάνεται) και της απόστασης διαχωρισμού των στοιχείων της κεραίας (που εμφανίζει αύξηση σε περιβάλλοντα πυκνής κατανομής σκεδαστών)

4.4.5 Χρονική συσχέτιση και χρονικές διακυμάνσεις μεταξύ διαφορετικών καταστάσεων του διαύλου

Καθώς το επίγειο τερματικό κινείται με κάποια ταχύτητα εισάγεται χρονική συσχέτιση των διαφορετικών συνιστωσών και συγκεκριμένα χρονικές διακυμάνσεις μεταξύ διαφορετικών καταστάσεων του διαύλου. Ο συντελεστής χωρικής συσχέτισης $\bar{\rho}_{LN}$ που σχετίζεται με τις συνιστώσες διαλείψεων μεγάλης κλίμακας, λαμβάνει σχετικά χαμηλές τιμές με συνέπεια την διαφορετική εναλλαγή στις καταστάσεις διαύλου καλής και κακής κατάστασης των διαφόρων υπο-διαύλων SISO. Μέσω του μοντέλου πρώτης τάξης αλυσίδας Markov του μοντέλου [19],[37] που παρουσιάστηκε λαμβάνονται οι πίνακες πιθανοτήτων κατάστασης \mathbf{W} και μετάβασης μεταξύ των καταστάσεων \mathbf{P} .

4.5 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου

- [1]. Paulraj A.J. and C.B. Papadias, "Space-time processing for wireless communications", IEEE Signal Processing Magazine, vol. 14, no. 5, Nov. 1997
- [2]. Paulraj A.J., R. Nabar and D. Gore, Introduction to Space –Time Wireless Communications, Cambridge Univ. Press, May 2003
- [3]. Biglieri E., R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, V. Poor, MIMO Wireless Communications, Cambridge University Press, 2007
- [4]. Tse. D., and P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge Univ. Press, 2005
- [5]. Gesbert, M. Shafi, D.-S. Shiu, P.J. Smith, and A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.21, no.3, pp. 281-302, April 2003
- [6]. Liolis K.P., A.D. Panagopoulos, and P.G. Gottis, "Multi-Satellite MIMO Communications at Ku-Band and Above: Investigations on Spatial Multiplexing for Capacity Improvement and Selection Diversity for Interference Mitigation", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Special Issue on Satellite Communications, vol. 2007
- [7]. Liolis K.P., I. Andrikopoulos, and P.G. Gottis, "On Statistical Modeling and Performance Evaluation of SIMO Land Mobile Satellite Channels", in Proc. 4th Advanced Satellite Mobile Systems Conference (ASMS 2008), August 2008
- [8]. Moraitis, P. Horvath, P. Constantinou, I. Frigyis, "On the capacity evaluation of a Land Mobile Satellite system using multiple element antennas at the receiver", in Proc. 3rd Europ. Conf. Antennas Propag., EuCAP 2009, Berlin, Germany, Mar. 2009
- [9]. Panagopoulos A.D., P.-D.M. Arapoglou, and P.G. Cottis, "Satellite Communications at Ku, Ka, and V Bands: Propagation Impairments and Mitigation Techniques ", IEEE Communications Surveys and Tutorials, vol.6, no.3, 3rd Quarter 2004
- [10]. Panagopoulos A.D., P.-D.M. Arapoglou, J.D. Kanellopoulos, P.G. Cottis, "Long term rain attenuation probability and site diversity gain prediction formulas", IEEE Trans. Antennas Propag., vol.53, no.7, pp.2307-2313, 2005
- [11]. Goldhirsh, B.H. Musiani, A.W. Dissanayake, K.-T. Lin, "Three site space-diversity experiment at 20GHz using ACTS in the Eastern United States", Proc. IEEE, vol.85, no.6, pp. 970-980, 1997
- [12]. Κανελλόπουλος Ι.Δ., Σχεδίαση Μικροκυματικών Ζεύξεων, Εκδόσεις ΕΠΙΣΕΥ, 1999
- [13]. Panagopoulos A.D., J.D. Kanellopoulos, "Prediction of Triple-Orbital Diversity Performance in Earth-Space Communications", International Journal of Satellite Communications, vol.20, pp.187-200, 2002
- [14]. Matricciani E., M. Mauri, "ITALSAT-OLYMPUS 20-GHz orbital diversity experiment at Spino d' Adda", IEEE Trans. Antennas Propag., vol.43, no.1, pp. 105-107, 1995
- [15]. King P.R., and S. Stavrou , "Land Mobile-Satellite MIMO Capacity Predictions", Electronics Letters, vol.41, no.13, pp.749-751, Jun 2005
- [16] Heuberger, "Fade correlation and diversity effects in satellite broadcasting to mobile users in S-band", International Journal of Satellite Communications and Networking 26 (5) pp. 359-379, DOI: 10.1002/sat.906, 2008

- [17]. Akturan, "An overview of the Sirius satellite radio system", *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol.26, no.5, pp.349-358, 2008
- [18]. King P.R., "Modelling and Measurement of the Land Mobile Satellite MIMO Radio Propagation Channel", Ph.D. Thesis, University of Surrey, UK, Jun. 2007
- [19]. Κ.Π. Λιώλης "Δίαυλοι Δορυφορικών Δικτύων Επόμενης Γενιάς με Πολλαπλές Εισόδους-Πολλαπλές Εξόδους(MIMO)", διδακτορική διατριβή, Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών, ΕΜΠ, 2011
- [20]. Περεζ-Neira A.I., C. Ibars, J. Serra, A. del Coso, J. Gomez-Vilardebo, M. Caus, and K.P. Liolis, "MIMO Channel Modeling and Transmission Techniques for Multi-Satellite and Hybrid Satellite-Terrestrial Mobile Networks", *Elsevier's Physical Communication*, vol.4, Issue 2, pp.127-139, Jun 2011
- [21]. Arapoglou P.-D.M., M. Zamkotsian, P.G. Cottis, "Dual polarization MIMO in LMS broadcasting systems: Possible benefits and challenges", *Int.J. Satellite Communications Networking*, vol.29, no.4, pp.349-366, 2011
- [22]. Liolis K.P., J. Gomez-Vilardebo, E. Casini, and A. Perez-Neira, "On the Statistical Modeling of MIMO Land Mobile Satellite Channels: A Consolidated Approach", in *Proc. 27th AIAA International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC2009)*, Edinburgh, UK, Jun. 2009
- [23]. ESA ARTES project "Novel Intra-Systems Interference Mitigation Techniques and Technologies for Next Generations Broadband Satellite Systems", <http://telecom.esa.int>
- [24]. Perez-Neira A.I., C. Ibars, J.Serra, A. Del Coso, J. Gomez-Vilardebo, M. Caus, "MIMO Applicability to Satellite Networks", in *Proc. 10th Int. Work. Signal. Process. Space Commun., SPCS 2008*, Rhodes, Greece, Oct.2008
- [25]. Rappaport T.S., *Wireless Communications-Principles & Practice*, Prentice Hall, 1999
- [26]. Shannon, C.E., "A mathematical theory of communication", *Bell System Technical Journal*, 27, 379-423, 623-656, 1948
- [27]. Meyer C.D., *Matrix Analysis and Applied Linear Algebra*, SIAM, 2000
- [28]. Telatar E., "Capacity of Multiantenna Gaussian Channels", *European Transactions on Communications*, vol.10, no.6, pp.585-595, Nov.-Dec. 1999
- [29]. Biglieri E., J.Proakis, and S. Shamai, "Fading Channels: Information Theoretic and Communications Aspects", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.44(6), pp.2619-2692, Oct. 1998
- [30]. Ozarow H., S. Shamai (Shitz), A.D. Wyner, "Information Theoretic Considerations for Cellular Mobile Radio", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol.43, pp.359-378, May 1994
- [31]. ETSI EN 302 583 V1.1.1 (2010-02), *Digital Video Broadcasting (DVB); "Framing structure, channel coding and modulation for Satellite services to Handheld devices(SH) below 3 GHz"*
- [32]. Perez-Fonatn, M.-A. Vazquez Castro, C. Enjamio Cabado, J. Pita Garcia, E. Kubista, "Statistical Modeling of the LMS Channel", *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol.50, no.6, pp 1549-1567, Nov.2001
- [33]. King P.R., and S. Stavrou , "Capacity improvement for a land mobile single satellite MIMO system", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.5, pp. 98-100, 2006

- [34]. Robet P.P., B.G. Evans, A. Ekman, "Land mobile satellite communications channel model for simultaneous transmission from a land mobile terminal via two separate satellites", *Int. J. Satell. Commun.*, vol.10, pp. 139-154, 1992
- [35]. Vazquez-Castro M.A., F.Perez Fontan, S.R. Saunders, "Shadowing correlation assessment and modeling for satellite diversity in urban environments", *Int.J. Satell. Commun.*, vol.20, pp.151-166, 2002
- [36]. Prieto-Cerdeira, F. Perez Fontan, P. Burzigotti, A. Bolea Alamanac, I. Sanchez Lago, "Versatile Two-State Land Mobile Satellite Channel Model with First Application to DVB-SH Analysis", *Int. J. Satell. Commun. Network.*, vol.28, no.5-6, pp. 291-315, September-December 2010

Κεφάλαιο 5^ο

Θεωρία παρασιτικών στοιχειοκεραιών ESPAR MIMO με μια αλυσίδα RF

5.1 Εισαγωγική θεωρία

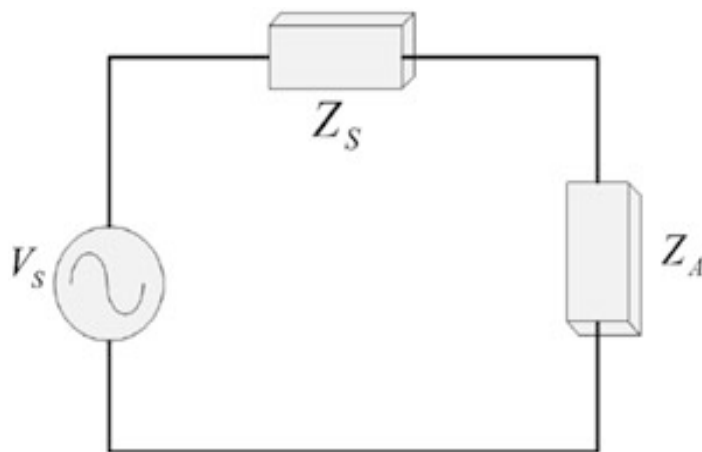
Οι κεραιές αποτελούν συσκευές οι οποίες μεταφέρουν ηλεκτρικά σήματα μέσω ηλεκτρικών αγωγών, διαδίδοντας ηλεκτρομαγνητικά κύματα στον αέρα. Ως εκ τούτου είναι δυνατό να θεωρηθούν στοιχεία ηλεκτρικού κυκλώματος και επομένως να χαρακτηρίζονται από μετρικά μεγέθη όπως η σύνθετη αντίσταση και η αντίσταση ακτινοβολίας.

Η σύνθετη αντίσταση είναι ένας μιγαδικός αριθμός που περιγράφει την συσχέτιση μεταξύ ηλεκτρικής τάσης και ρεύματος στην έξοδο της κεραιάς.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (5.1)$$

όπου V_{in} και I_{in} οι μιγαδικοί αριθμοί που αναπαριστούν το πλάτος και τη φάση της τάσης και του ρεύματος, αντίστοιχα.

Η χρησιμότητα της σύνθετης αντίστασης ως μετρικό μέγεθος έγκειται στο γεγονός πως η κεραιά μπορεί εισαχθεί και να θεωρηθεί στοιχείο του ηλεκτρικού κυκλώματος. Τότε, χρησιμοποιώντας το ισοδύναμο κύκλωμα μπορούμε να καθορίσουμε την επιθυμητή τιμή σύνθετης αντίστασης για την οποία η μεταφερόμενη ενέργεια από την πηγή στην κεραιά, μεγιστοποιείται.



Σχήμα 5.1 Ισοδύναμο κύκλωμα κεραιάς και μονής πηγής

Σύμφωνα με τη θεωρία κεραιών[1] όταν εφαρμοστεί συζυγής αντιστοιχία, δηλαδή

$$Z_A = Z_S^* \quad (5.2)$$

η πηγή θα μεταφέρει το μέγιστο ποσό ενέργειας στην κεραία. Για οποιαδήποτε άλλη τιμή σύνθετης αντίστασης, κάποια ποσότητα ισχύος δεν θα απορροφηθεί από την κεραία αλλά θα ανακλάται στην πηγή.

Το φαινόμενο αυτό καλείται[1] *αναντιστοιχία σύνθετης αντίστασης (impedance mismatch)* και γι' αυτό στην σχεδίαση κεραιών επιχειρείται η ακόλουθη μετρική ώστε να εξεταστεί εάν η κεραία έχει ορθά υπολογιστεί στο ηλεκτρικό κύκλωμα:

$$R_L (dB) = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (5.3)$$

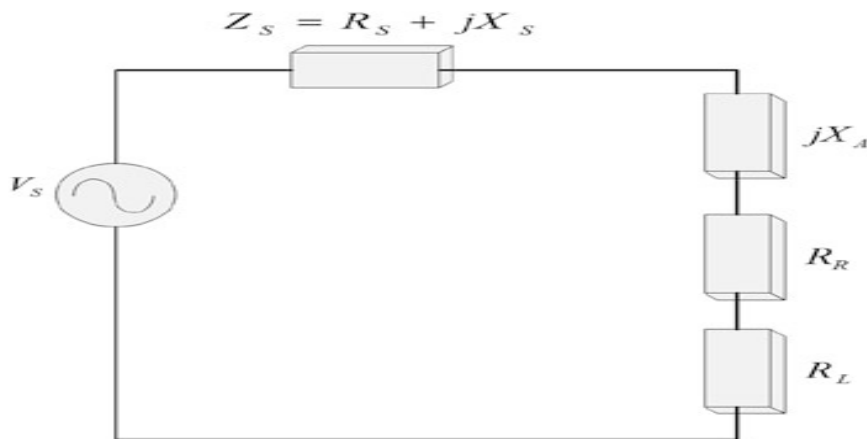
$$\bullet \quad \Gamma = \frac{Z_L - Z_S}{Z_L + Z_S} \quad (5.4)$$

R_L καλείται η απώλεια επιστροφής και ισούται με το λογαριθμικό ισοδύναμο του συντελεστή ανάκλασης της κεραίας.

Η τιμή της σύνθετης αντίστασης της κεραίας σχετίζεται άμεσα με την γεωμετρία της και το περιβάλλον λειτουργίας της και γι' αυτό αποτελεί στοιχείο της συσκευής και του περιβάλλοντος και όχι του ηλεκτρικού σήματος-πληροφορίας. Δηλαδή η κακή σχεδίαση της κεραίας δεν διορθώνεται μέσω γραμμικών μετασχηματισμών του σήματος. Επιπλέον, η τιμή σύνθετης αντίστασης στην είσοδο και συνεπώς η *ικανότητα (matching efficiency)* εξαρτάται από το περιβάλλον λειτουργίας και θα πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη.

Επιπροσθέτως, η τιμή εξαρτάται από τη συχνότητα κάνοντας την κεραία να παράγει διαφορετική τιμή απωλειών επιστροφής ενέργειας για διαφορετικές τιμές συχνοτήτων του σήματος. Τιμές που χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό του εύρους ζώνης της κεραίας και επιλέγονται έτσι ώστε το φάσμα συχνοτήτων για το οποίο η απώλεια λόγω επιστροφής να είναι λιγότερη των 10dB. Αν και συνήθως η απώλεια ενέργειας λόγω επιστροφής και συνεπώς ο συντελεστής ανάκλασης Γ υπολογίζεται για τιμή σύνθετης αντίστασης της πηγής ίση με 50Ω, θα πρέπει κατά τη σχεδίαση της κεραίας να επιλέγεται ώστε να επιτυγχάνεται η μεγιστοποίηση της μεταφερόμενης ενέργειας[1].

Ως γνωστόν, η προσφερόμενη ενέργεια στο εκπέμπον στοιχείο δεν θα μεταφραστεί σε η/μ κύμα που διαδίδεται στον αέρα αλλά ποσό αυτής θα απορροφηθεί από το υλικό της κεραίας και θα μεταφραστεί σε θερμότητα. Όπως φαίνεται και στο ισοδύναμο κύκλωμα απώλειες αυτές μοντελοποιούνται ως απώλειες αντίστασης.



Σχήμα 5.2 Ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας και πηγής σήματος, με ύπαρξη αντίστασης ακτινοβολίας και απωλειών αντίστασης

Αφετέρου το ποσό της ενέργειας που τελικά εκπέμπεται στον αέρα μοντελοποιείται ως αντίσταση ακτινοβολίας (*radiation resistance*), με το άθροισμα των δυο να αποτελούν το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης της κεραίας.

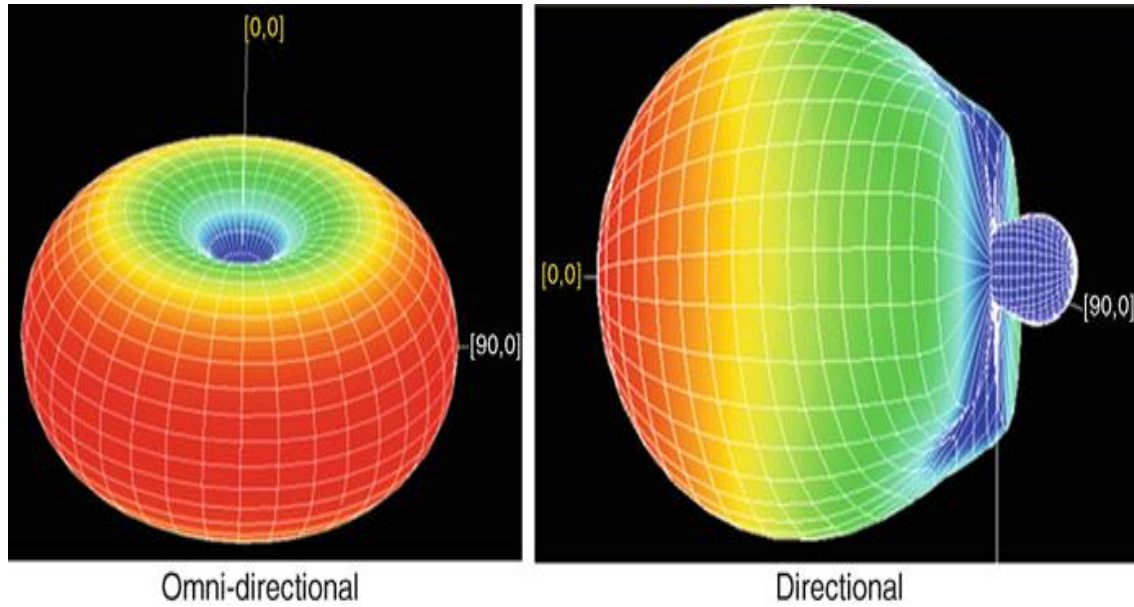
Στόχος στην σχεδίαση της κεραίας θα πρέπει να είναι η ελαχιστοποίηση των ωμικών απωλειών και η μεγιστοποίηση της εκπεμπόμενης ενέργειας. Μιας και αντιπροσωπεύουν ισχύς σήματος που είτε εκπέμπεται είτε χάνεται, καθορίζουν ένα ακόμα σημαντικό μετρικό στοιχείο της κεραίας, την απόδοση της κεραίας (*antenna efficiency*[1]):

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_{loss}} \quad (5.4)$$

μέγεθος που περιγράφει το ποσοστό της ενέργειας που εντέλει ακτινοβολείται.

5.1.1 Κεραία και ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία

Στόχος της κεραίας είναι η εκπομπή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στον τρισδιάστατο χώρο που την περιβάλλει και τα μετρικά μεγέθη που την περιγράφουν σχετίζονται με την μορφή των η/μ κυμάτων καθώς και την χωρική κατανομή της εκπεμπόμενης ενέργειας. Ο προσανατολισμός του παραγόμενου ηλεκτρικού πεδίου καθορίζει και την πολικότητα της κεραίας, κάτι το σημαντικό στη σχεδίαση του συστήματος. Ένα δεύτερο μέγεθος που σχετίζεται με την εκπεμπόμενη η/μ ακτινοβολία και αφορά την χωρική κατανομή της ενέργειας διαχωρίζει τις κεραίες σε ιστροπικές, ομοιοκατευθυντικές και κατευθυντικές.



Σχήμα 5.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας ομοιοκατευθυντικής, κατευθυντικής κεραίας.

Η κατευθυντικότητα της κεραίας σε μια συγκεκριμένη διεύθυνση (θ, ϕ) είναι ο λόγος εντάσεως ακτινοβολίας στη συγκεκριμένη διεύθυνση προς την ένταση της ακτινοβολίας προς όλες τις διευθύνσεις[2]:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{W_{rad}} \quad (5.6)$$

Όπως ήδη αναφέρθηκε, δεν επιτυγχάνεται η πλήρης μετάδοση της ενέργειας σε η/μ κύματα και για να υπολογιστεί η χωρική κατανομή της εκπεμπόμενης ενέργειας λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες της κεραίας, χρησιμοποιείται το κέρδος ισχύος της κεραίας[2]:

$$G(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (5.7)$$

Κύριο χαρακτηριστικό του κέρδους της κεραίας είναι η άμεση αναλογία του με το μέγεθος της κεραίας. Για να επιτευχθεί σημαντικό κέρδος στην κεραία απαιτείται σημαντικό μέγεθος γι' αυτήν όπως παρουσιάζεται από την:

$$G_{\max} = \eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (5.8)$$

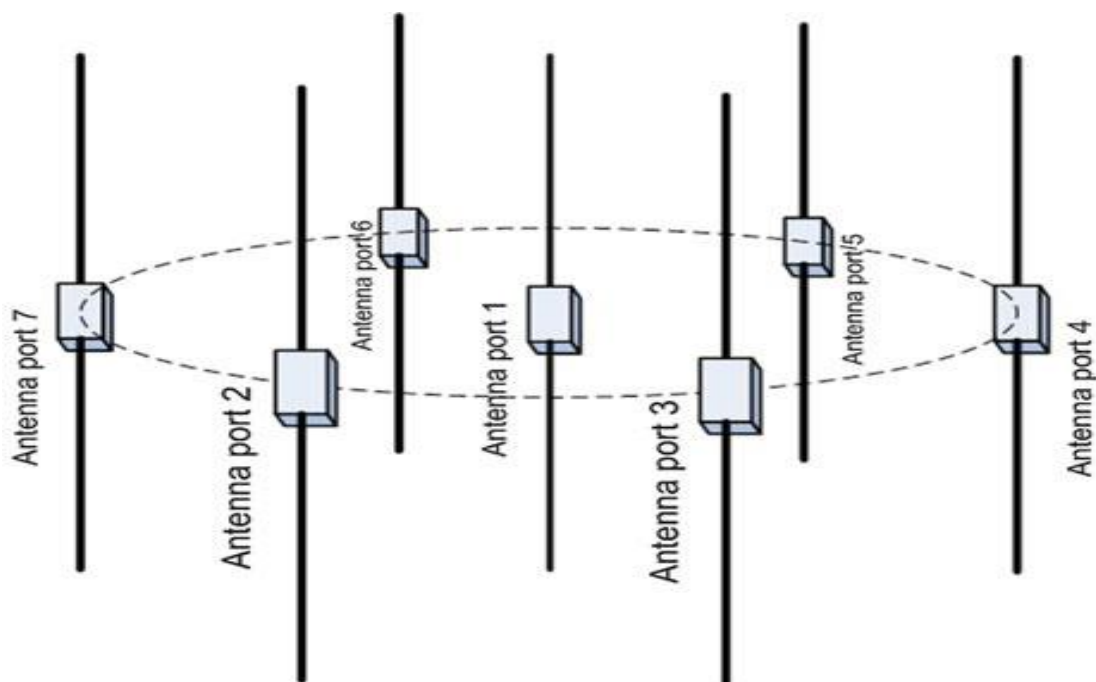
- $G_{\max} = G(\theta, \phi) \Big|_{\max}$

Και λ το μήκος κύματος του εκπεμπόμενου σήματος και A παράμετρος που σχετίζεται με τον χώρο λειτουργίας της κεραίας.

Τέλος ένα επιπλέον μέγεθος που χαρακτηρίζει τη μορφή του εκπεμπόμενου σήματος είναι η *υστέρηση φάσης* του εκπεμπόμενου πεδίου για συγκεκριμένο σημείο αναφοράς. Μέγεθος που χρησιμεύει στην ανάλυση του χώρου διάδοσης του σήματος για σημείο αναφοράς την τροφοδοσία της κεραίας. Συνεργατικά με τα μεγέθη ισχύος μπορούν να περιγράψουν πλήρως τις κυματομορφές των σημάτων σε όλες τις διευθύνσεις του χώρου. Το διάγραμμα φάσης κατοπτρίζει τις σχετικές υστερήσεις φάσεως σε όλες τις διευθύνσεις. Προφανώς υπάρχει ένα πλήθος μεγεθών που περιγράφουν την κεραία ως εκπομπή η/μ ακτινοβολίας όμως στην οπτική που ακολουθείται οι προαναφερόμενες επαρκούν.

5.2 Στοιχειοκεραίες(Antenna Arrays) και Αμοιβαία Σύζευξη(Mutual Coupling)

Η επιλογή στοιχειοκεραιών αποτελούμενες από δίπολα τοποθετημένα σε κοντινές αποστάσεις επιτρέπει αφενός τον δυναμικό έλεγχο των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας, αλλάζοντας την φάση και το πλάτος του τροφοδοτούμενου σήματος στις διαφορετικές θύρες της κεραίας, αφετέρου προσθέτει επιπλέον περιορισμούς στη σχεδιάσή της. Η τροφοδότηση ενός από τα στοιχεία της κεραίας, επιφέρει την ηλεκτρομαγνητική επαγωγή και άλλων στοιχείων με αποτέλεσμα α) την επιστροφή ενέργειας στον πομπό και β) αυτή να διασκορπίζεται στην υποδομή της κεραίας διαρρέοντας και τα υπόλοιπα στοιχεία της κεραίας. Επακόλουθο αυτών η μείωση του λόγου της ισχύς ακτινοβολίας προς την ολική ισχύ τροφοδοσίας, επηρεάζοντας αρνητικά το antenna matching και την αποδοτικότητα της κεραίας. Το φαινόμενο αυτό καλείται *αμοιβαία σύζευξη(mutual coupling)*[1].



Σχήμα 5.4 Απεικόνιση κυκλικής στοιχειοκεραίας

Στην περίπτωση στοιχειοκεραίας 2 στοιχείων υπό την οπτική των εισόδων του κυκλώματος ως είσοδοι μικροκυματικού δικτύου, δύναται να μοντελοποιηθεί η σύζευξη ως πίνακας σύνθετης αντίστασης[1]:

$$v_i = Zi_i \quad (5.9)$$

- i_i τα ρεύματα τροφοδοσίας στις θύρες εισόδου
- v_i οι συνολικές τάσεις τόσο λόγω τροφοδοσίας όσο και λόγω σύζευξης.

Οι μη διαγώνιοι όροι Z_{ij} αντιπροσωπεύουν την σύζευξη, δείχνοντας την τάση που αναπτύσσεται στην θύρα i όταν η θύρα j τροφοδοτείται με ρεύμα ίσο με $i_j = 1A$. Η self impedance της θύρας i , Z_{ii} , δεν είναι ίδια με την σύνθετη αντίσταση εισόδου για το ίδιο στοιχείο όταν χρησιμοποιείται μόνο του. Για στοιχειοκεραία πλήθους N element,

$$\mathbf{v}_A = \mathbf{Z}_A \mathbf{i}_A \quad (5.10)$$

- \vec{v}_A το διάνυσμα των τάσεων που αναπτύσσεται στις θύρες των στοιχείων
- \vec{i}_A το διάνυσμα των ρευμάτων στις θύρες εισόδου της κεραίας.

Όπως και στην περίπτωση της σύνθετης αντίστασης, ο πίνακας σύνθετης αντίστασης περιγράφει την δομή της στοιχειοκεραίας και δεν εξαρτάται από τα σήματα που την τροφοδοτούν. Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός πως στις περισσότερες στοιχειοκεραίες $Z_{ij} = Z_{ji}$, ο πίνακας σύνθετης αντίστασης είναι συμμετρικός.

Στην περίπτωση του σχήματος η μορφή του πίνακα θα είναι[1]:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{00} & Z_{01} & Z_{01} & Z_{01} & Z_{01} & Z_{01} & Z_{01} \\ Z_{01} & Z_{00} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{13} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{01} & Z_{21} & Z_{00} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{13} & Z_{26} \\ Z_{01} & Z_{31} & Z_{32} & Z_{00} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{13} \\ Z_{01} & Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{00} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{01} & Z_{13} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{00} & Z_{12} \\ Z_{01} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{63} & Z_{64} & Z_{65} & Z_{00} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Όπως ήδη γράφηκε η ισχυρή σύζευξη, ανάλογη της εγγύτητας των διπόλων, μειώνει την αποδοτικότητα της κεραίας κυρίως λόγω του γεγονότος ότι η συζευγμένη ενέργεια αναδράζεται στο κύκλωμα ως ανακλώμενο κύμα. Ως εκ τούτου η σχεδίαση κεραιών απαιτεί απόσταση κεραιοστοιχείων $\frac{\lambda}{2}$ ή υψηλότερη, οδηγώντας στην αποφυγή τέτοιων κεραιών σε κινητά τερματικά.

5.2.1 Παρασιτικές Στοιχειοκεραίες

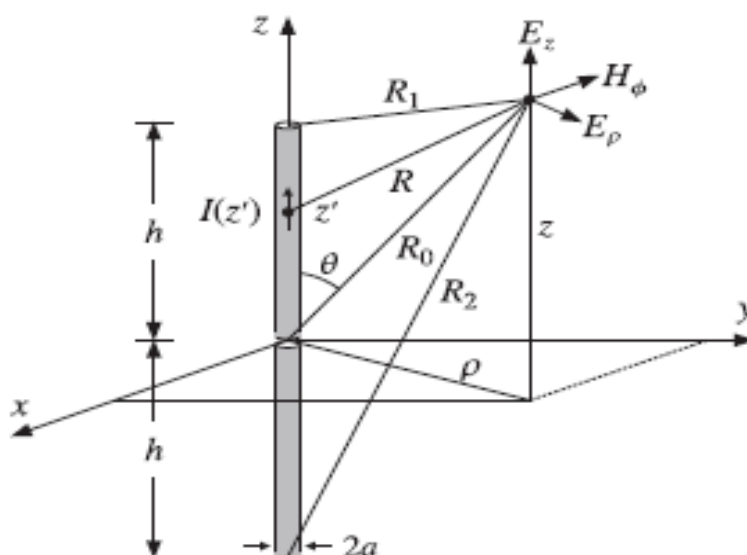
Ο υπολογισμός των φαινομένων αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ κοντινά τοποθετημένων γραμμικών κεραιών, απαιτεί τη γνώση των παραγόμενων η/μ πεδίων της κεραίας σε κοντινές αποστάσεις.

Τα απαραίτητα στοιχεία μπορούν να εξαχθούν από την εξίσωση υπολογισμού του διανυσματικού δυναμικού [3]:

$$A_z(z, \rho) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-h}^h I(z') \frac{e^{-jkR}}{R} dz' , \quad R = \sqrt{\rho^2 + (z - z')^2} \quad (5.12)$$

- h το μισό τού μήκους της κεραίας

και η γεωμετρία φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 5.5 Ηλεκτρομαγνητικά πεδία γραμμικής διπολικής κεραίας

Τότε οι μη μηδενικές τιμές των πεδίων E_z, E_ρ, H_ϕ δύνανται να δοθούν από

$j\omega m \varepsilon E_z = \partial_z^2 A_z + k^2 A_z$	$j\omega m \varepsilon E_z = \partial_z^2 A_z + k^2 A_z$
$j\omega \mu \varepsilon E_\rho = \partial_\rho \partial_z A_z$	$\partial_\rho (\rho H_\phi) = j\omega \rho E_z$
$\mu H_\phi = -\partial_\rho A_z$	$j\omega \varepsilon E_\rho = -\partial_z H_\phi$

Πίνακας 5.1 Εξισώσεις ηλεκτρομαγνητικού πεδίου

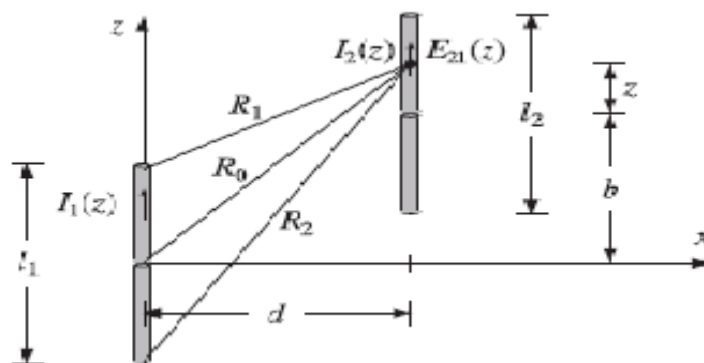
Και η βιβλιογραφία[3] μας δίνει τη σχέση των πεδίων με το διάνυσμα ακτινοβολίας:

$$E_z(z, \rho) = -\frac{j\eta I_m}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos kh \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \quad (5.13)$$

$$H_\phi(z, \rho) = \frac{jI_m}{4\pi\rho} \left[e^{-jkR_1} + e^{-jkR_2} - 2 \cos kh e^{-jkR_0} \right] \quad (5.14)$$

$$E_\rho(z, \rho) = \frac{j\eta I_m}{4\pi\rho} \left[\frac{z-h}{R_1} e^{-jkR_1} + \frac{z+h}{R_2} e^{-jkR_2} - 2 \cos kh \frac{z}{R_0} e^{-jkR_0} \right] \quad (5.15)$$

Η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ κεραιών δεν δύναται να αγνοηθεί όταν τα στοιχεία βρίσκονται κοντά τοποθετημένα. Ένα μετρικό μέγεθος του φαινομένου αυτού είναι η *αμοιβαία σύνθετη αντίσταση*. Έστω δυο παράλληλα γραμμικά δίπολα όπως στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.6 Απεικόνιση παράλληλων γραμμικών διπολικών στοιχείων

Εάν η κεραία 1 διαρρέεται από ρεύμα ενώ η κεραία 2 είναι ανοιχτοκυκλωμένη, το κοντινά παραγόμενο πεδίο της κεραίας 1 θα προκαλέσει μια τάση ανοιχτού κυκλώματος στην κεραία 2. Η αμοιβαία σύνθετη αντίσταση της κεραίας 2 λόγω της κεραίας 1 θα δίνεται από[3]:

$$Z_{21} = \frac{V_{21,OC}}{I_1} \quad (5.16)$$

- I_1 το ρεύμα εισόδου στην κεραία-1 και $Z_{12} = Z_{21}$.

Γενικότερα εάν και οι δυο κεραίες τροφοδοτούνται, τότε η σχέση των τάσεων τροφοδοσίας ως προς τα ρεύματα εισόδου δύναται να γραφεί ως[3]:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (5.17)$$

$$V_2 = Z_{22}I_1 + Z_{21}I_2 \quad (5.18)$$

Οι ποσότητες Z_{11}, Z_{22} είναι η αυτο-εμπέδηση (self impedance) των δυο κεραιών και ισούνται περίπου με την τιμή εισόδου της σύνθετης αντίστασης της κάθε μιας όταν η άλλη είναι απύσασα. Στην περίπτωση που η κεραία-2 είναι ανοιχτοκυκλωμένη, δηλαδή $I_2 = 0$, τότε η εξ.(5.18) επιστρέφει στην εξ.(5.16).

Στην περίπτωση που η κεραία-2 είναι ανοιχτοκυκλωμένη, η z-διεύθυνση του ηλεκτρικού πεδίου που προκαλεί η κεραία-1 και το πεδίο στην κεραία-2 είναι $E_{21}(z)$, τότε η τάση [3]:

$$V_{21,OC} = -\frac{1}{2} \int_{-h_2}^{h_2} E_{21}(z)I_2(z)dz \quad (5.19)$$

- $h = l_2/2$
- $I_2(z)$
- $I_2 = I_2(0)$ το ρεύμα της κεραίας-2 όταν αυτή εκπέμπει.

Τότε η εξ.(5.16)

$$Z_{21} = \frac{V_{21,OC}}{I_1} = -\frac{1}{I_1 I_2} \int_{-h_2}^{h_2} E_{21}(z)I_2(z)dz \quad (5.20)$$

Για ρεύματα ημιτονοειδούς μορφής το ηλεκτρικό πεδίο στην κεραία-2[3]:

$$E_z(z) = -\frac{j\eta I_{m1}}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos kh_1 \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \quad (5.21)$$

- $-h_2 \leq z \leq h_2$,
- R_1, R_2, R_0 όπως φαίνονται στο σχ.
- $R_0 = \sqrt{d^2 + (z+b)^2}$
- $R_1 = \sqrt{d^2 + (z+b-h_1)^2}$
- $R_2 = \sqrt{d^2 + (z+b+h_1)^2}$

Συμπερασματικά από τις εξ.(5.20),(5.21) η αμοιβαία σύζευξη δίνεται από[3]:

$$Z_{21} = \frac{j\eta}{4\pi \sin kh_1 \sin kh_2} \int_{-h_2}^{h_2} F(z) dz \quad (5.22)$$

με

$$F(z) = \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos kh_1 \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \sin(k(h_2 - |z|)) \quad (5.23)$$

Αυτή είναι η τιμή αμοιβαίας σύζευξης που αναπτύσσεται στα αρχικά σημεία εισόδου του κεραιοστοιχείου. Εάν κάποια από τα στοιχεία έχουν μήκη πολλαπλάσια του λ , τότε οι παράγοντες $\sin kh_1, \sin kh_2$ εξαφανίζονται οδηγώντας την τιμή στο άπειρο. Αφ ενός όμως το ρεύμα εισόδου σε μια πραγματική κεραία είναι διάφορο του μηδενός, αφετέρου στις περισσότερες εφαρμογές της εξ.(5.22) το μήκος του στοιχείου διαφέρει ελάχιστα από $\lambda/2$, ικανοποιώντας την ημιτονοειδή προσέγγιση.

Η self-impedance μιας αυτόνομης κεραίας μπορεί να υπολογιστεί από την εξ.(5.22), θέτοντας $d = a$ (ακτίνα της κεραίας), $h_2 = h_1$ και $b = 0$:

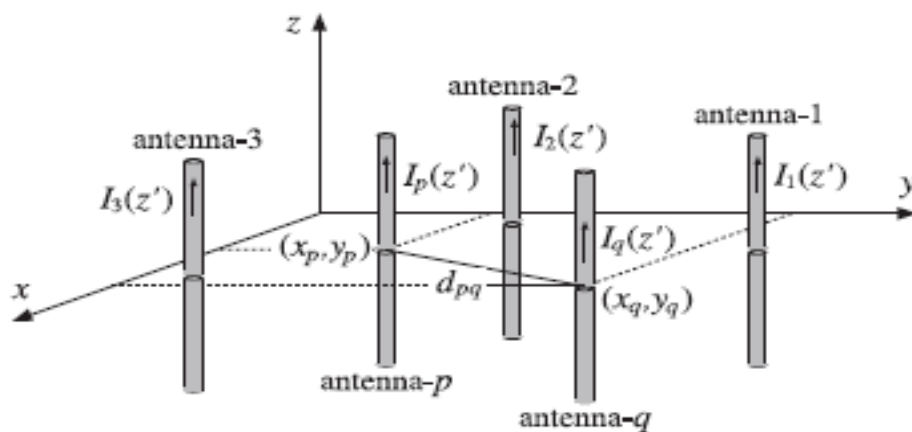
$$Z_{11} = -\frac{1}{I_1^2} \int_{-h_1}^{h_1} E_{11}(z) I_1(z) dz = \frac{j\eta}{4\pi \sin^2 kh_1} \int_{-h_1}^{h_1} F(z) dz \quad (5.23)$$

$$F(z) = \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos kh_1 \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \sin(k(h_1 - |z|)) \quad (5.24)$$

- $R_0 = \sqrt{a^2 + z^2}$
- $R_1 = \sqrt{a^2 + (z - h_1)^2}$
- $R_2 = \sqrt{a^2 + (z + h_1)^2}$

5.2.2 Στοιχειοκεραίες παράλληλων διπόλων

Θεωρώντας[3], k παράλληλα δίπολα σε διάταξη τον ένα δίπλα στο άλλο με συντεταγμένες των κέντρων τους (x_p, y_p) , τάσεις V_p , μήκος στοιχείου l_p , $h_p = \lambda_p/2$, ακτίνα a_p , όπου $p = 1, 2, \dots, k$ όπως εμφανίζονται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 5.7 Δισδιάστατη απεικόνιση στοιχειοκεραίας παράλληλων διπόλων

Θεωρώντας ημιτονοειδή μορφή ρευμάτων, η αμοιβαία σύζευξη Z_{pq} μέσω της

$$Z_{pq} = -\frac{1}{I_p I_q} \int_{-h_p}^{h_p} E_{pq}(z) I_p(z) dz \quad (5.25)$$

για $p, q = 1, 2, \dots, k$

τότε οι εξισώσεις Hallen-Pocklington στην περίπτωση συζευγμένων κεραιών[3]:

$$(\partial_z^2 + k^2)[V_{11}(z) + V_{12}(z)] = 2kV_1\delta(z) \quad (5.26)$$

$$(\partial_z^2 + k^2)[V_{21}(z) + V_{22}(z)] = 2kV_2\delta(z) \quad (5.27)$$

$$(\partial_z^2 + k^2) \sum_{q=1}^k V_{pq}(z) = -2k \sum_{q=1}^k E_{pq}(z) = 2kV_p\delta(z) \quad (5.28)$$

για $p, q = 1, 2, \dots, k$

με την αμοιβαία απόσταση να δίνεται από:

$$d_{pq} = \sqrt{(x_p - x_q)^2 + (y_p - y_q)^2}, \text{ για } p \neq q$$

$$d_{pq} = a_p, \text{ για } p = q$$

Γενικεύοντας την εξίσωση (5.17) για πλήθος k στοιχείων

$$V_p = \sum_{q=1}^k Z_{pq} I_q \quad (5.28)$$

- I_q το ρεύμα εισόδου στο κέντρο της q th κεραιάς.

Ή σε μορφή πίνακα:

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I} \quad (5.29)$$

Τέλος για διάνυσμα ακτινοβολίας:

$$F_z(\theta, \phi) = \sum_{p=1}^k e^{jk_x x_p + jk_y y_p} \int_{-h_p}^{h_p} I_p(z') e^{jk_z z'} dz' \quad (5.30)$$

Η ένταση ακτινοβολίας για $k_x = k \sin \theta \cos \phi$
 $k_y = k \sin \theta \sin \phi$

$$U(\theta, \phi) = \frac{\eta}{8\pi^2} \left| \sum_{p=1}^k I_p \frac{\cos(kh_p \cos \theta) - \cos kh_p}{\sin kh_p \sin \theta} e^{jk \sin \theta (x_p \cos \phi + y_p \sin \phi)} \right|^2 \quad (5.31)$$

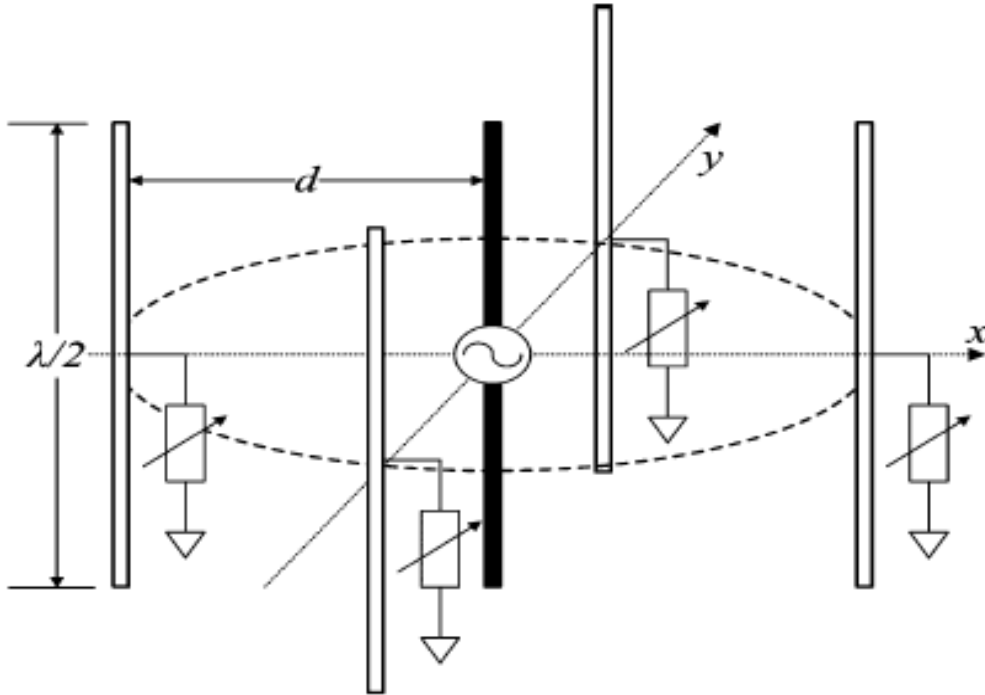
Και το κανονικοποιημένο κέρδος της κεραίας:

$$g(\theta, \phi) = \left| \sum_{p=1}^K I_p \frac{\cos(kh_p \cos \theta) - \cos kh_p}{\sin kh_p \sin \theta} e^{jk \sin \theta (x_p \cos \phi + y_p \sin \phi)} \right|^2 \quad (5.32)$$

5.3 Αρχή λειτουργίας των κεραιών ESPAR

Οι παρασιτικές στοιχειοκεραίες ESPAR[4] αποτελούνται από ένα ενεργό κεραιοστοιχείο που τροφοδοτείται από τη μοναδική πηγή τάσης και ένα πλήθος από περιβάλλοντα κεραιοστοιχεία σε διάταξη γραμμική ή κυκλική, τα οποία καλούνται παρασιτικά. Όπως ήδη παρουσιάστηκε, η τοποθέτηση των παρασιτικών στοιχείων σε κοντινή απόσταση από το ενεργό, επιφέρει την ανάπτυξη επαγωγικού ρεύματος εξαιτίας της ισχυρής αμοιβαίας σύζευξης. Έτσι, το ακτινοβολούμενο πεδίο της κεραιοδιάταξης θα είναι το αποτέλεσμα του αθροίσματος των συνεισφορών του ενεργού στοιχείου λόγω τροφοδότησης αλλά και των παρασιτικών λόγω επαγωγής. Αυτό που παρουσιάστηκε στην[] είναι πως ο έλεγχος της συνεισφοράς του κάθε παρασιτικού στοιχείου επιτρέπει την διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας. Ο έλεγχος αυτός επιτυγχάνεται μέσω κυκλώματος ρυθμιζόμενης αντίδρασης με τη χρήση ειδικών διόδων σε ανάστροφη πόλωση(varactors)[1].

Κύριο πλεονέκτημα λοιπόν των κεραιών ESPAR[4] αποτελεί το μικρό τους μέγεθος που εν αντιθέσει με τις συμβατικές στοιχειοκεραίες απαιτεί μικρή απόσταση μεταξύ των στοιχείων ώστε να επιτυγχάνεται ισχυρή αμοιβαία σύζευξη και η ικανότητα διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω των βαρών στα παρασιτικά στοιχεία. Επιπροσθέτως η τροφοδότηση με μια μόνο αλυσίδα RF οδηγεί σε σημαντική μείωση του κόστους της κεραίας καθώς και αύξηση της οικονομίας ενέργειας του συστήματος.



Σχήμα 5.8 Παράδειγμα κυκλικής στοιχειοκεραίας ESPAR 5 στοιχείων

Το ρεύμα που διαρρέει τα κεραιοστοιχεία της ESPAR δίνεται από[4],[5]:

$$\mathbf{i} = v_s (\mathbf{Z} + \mathbf{X})^{-1} \mathbf{v}_1 \quad (5.33)$$

όπου \mathbf{Z} ο μιγαδικός πίνακας αμοιβαίας σύζευξης, διαστάσεων $(M_{ESP} \times M_{ESP})$ μέγεθος εξαρτώμενο από την γεωμετρία της κεραιάς, $\mathbf{X} = \text{diag}[R_a \ jx_1 \ \dots \ jx_{M_{EDS}-1}]$ ο διαγώνιος πίνακας διαστάσεων $(M_{ESP} \times M_{ESP})$ που περιέχει τα βάρη των παρασιτικών κεραιοστοιχείων, R_a η αντίσταση ακτινοβολίας εισόδου του ενεργού κεραιοστοιχείου, v_s το μιγαδικό σήμα διέγερσης του ενεργού στοιχείου και τέλος $\mathbf{v}_1 = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ διάνυσμα διαστάσεων $(M_{esp} \times 1)$ ως διάνυσμα επιλογής.

Στο παράδειγμα του σχήματος μιας 5-ESPAR ο πίνακας της αμοιβαίας σύζευξης θα δίνεται από:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} z_{00} & z_{01} & z_{02} & z_{03} & z_{04} \\ z_{10} & z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} \\ z_{20} & z_{21} & z_{22} & z_{23} & z_{24} \\ z_{30} & z_{31} & z_{32} & z_{33} & z_{34} \\ z_{40} & z_{41} & z_{42} & z_{43} & z_{44} \end{pmatrix} \quad (5.34)$$

όπου το στοιχείο $Z_{ij} = R_{ij} + jX_{ij}$ εκφράζει την αμοιβαία σύζευξη μεταξύ του i -οστού και j -οστού κεραιοστοιχείου που υπολογίζεται ως εξής[7]:

$$R_{ij} = 30 \left[2C_i \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \right) - C_i \left(\frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{\overline{d_{ij}^2} + D^2} + D) \right) - C_i \left(\frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{\overline{d_{ij}^2} + D^2} - D) \right) \right] \quad (5.35)$$

$$X_{ij} = -30 \left[2S_i \left(\frac{2\pi d_{ij}}{\lambda} \right) - S_i \left(\frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{\overline{d_{ij}^2} + D^2} + D) \right) - S_i \left(\frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{\overline{d_{ij}^2} + D^2} - D) \right) \right] \quad (5.36)$$

- $S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)!(2n+1)}$
- $C_i(x) = -\int_x^{\infty} \frac{\cos t}{t} dt = C_{eu} + \ln(x) - C_{in}(x)$
- $C_{eu} = 0.5772157$ η σταθερά του Euler
- $C_{in}(x) = \int_0^x \frac{1 - \cos t}{t} dt = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1} x^{2n}}{(2n)!(2n)}$

D είναι το μήκος του κάθε κεραιοστοιχείου κανονικοποιημένο ως προς το μήκος κύματος, $\overline{d_{ij}}$ η κανονικοποιημένη απόσταση των στοιχείων i, j

Επιπλέον η έκφραση της αμοιβαίας σύζευξης στην θεωρεί μέγιστες τις τιμές των ρευματικών κατανομών στα κεραιοστοιχεία.

Λόγω της γεωμετρικής συμμετρίας της κεραίας ESPAR αλλά και του θεωρήματος της αμοιβαιότητας[8],[9] :

$$\begin{aligned} Z_{01} &= Z_{02} = Z_{03} = Z_{04} \\ Z_{12} &= Z_{23} = Z_{34} = Z_{41} \\ Z_{13} &= Z_{42} \\ Z_{ij} &= Z_{ji} \end{aligned} \quad (5.37)$$

Η τεχνητή πλέον σύζευξη μέσω των ρυθμιζόμενων βαρών στα παρασιτικά κεραιοστοιχεία εκφράζεται από τον πίνακα $(\mathbf{Z} + \mathbf{X})$ της εξ.(5.33), πίνακας που θα καθορίζει τα επαγόμενα ρεύματα.

Η κεραία παράγει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας βάσει των ρυθμιζόμενων φορτίων των varactors (x_1, x_2, x_3, x_4) στα παρασιτικά στοιχεία.
Τα διανύσματα \mathbf{i}, \mathbf{V} αντιπροσωπεύουν τα τις εντάσεις και τις τάσεις στα αντίστοιχα στοιχεία[8].

$$\mathbf{i} = [i_0 \quad i_1 \quad i_2 \quad i_3 \quad i_4]^T \quad (5.38)$$

$$\mathbf{V} = [v_0 \quad v_1 \quad v_2 \quad v_3 \quad v_4]^T \quad (5.39)$$

Οι αναπτυσσόμενες τάσεις στο ενεργό στοιχείο και m-οστό παρασιτικό θα δίνονται από τις[8]

$$v_0 = v_S - Z_0 i_0 \quad (5.40)$$

$$v_m = -jX_m i_m \quad (5.41)$$

- $m=1, \dots, 4$
- z_0 χαρακτηριστική εμπέδηση 50Ω στην είσοδο της RF
- v_S τάση τροφοδοσίας του εκπεμπόμενου σήματος με το πλάτος και την φάση από το διαρρέόμενο με ρεύμα ενεργό στοιχείο

Οι εξισώσεις (5.40) και (5.41) σε μορφή πινάκων

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_S \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \mathbf{X}\mathbf{i} = v_S \mathbf{v}_1 - \mathbf{X}\mathbf{i} \quad (5.42)$$

- \mathbf{X} ο διαγώνιος πίνακας με τις τιμές των varactors
- $\mathbf{v}_1 = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$

Συνδυάζοντας την εξ.(5.37) με την εξ.(5.42) προκύπτει η εξ.(5.33)

$$\mathbf{i} = v_S (\mathbf{Z} + \mathbf{X})^{-1} \mathbf{v}_1$$

Ενώ $(\mathbf{Z} + \mathbf{X})^{-1} \mathbf{v}_1$ το (5x1) διάνυσμα μπορεί να δοθεί ως \mathbf{W} ισοδύναμο διάνυσμα των βαρών (Equivalent Weight Vector), που ουσιαστικά αποτελεί τον τρόπο με τον οποίο επιτυγχάνεται η διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας.

Το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας ESPAR θα εξαρτάται τόσο από την ολική συνεισφορά των κεραιοστοιχείων, ενεργού και παρασιτικών, όσο και από τη γεωμετρία της, η οποία εκφράζεται μέσω του παράγοντα πολλαπλότητας της κεραίας(array manifold vector) $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ [8]:

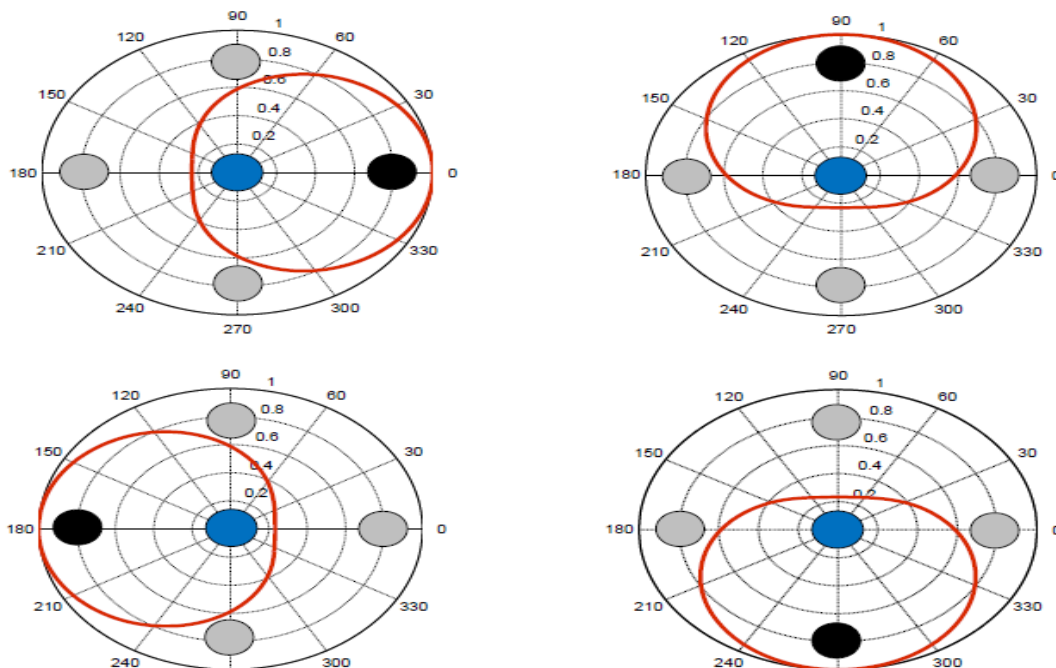
$$P(\theta, \phi) = \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\theta, \phi) \quad (5.43)$$

Σύμφωνα με το θεώρημα της αμοιβαιότητας[8] όταν η κεραία λειτουργεί ως δέκτης το μετρούμενο σήμα στο μοναδικό ενεργό κεραιοστοιχείο λήψης είναι:

$$y(t) = \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\theta, \phi) y(t, \theta, \phi) \quad (5.44)$$

όπου $y(t, \theta, \phi)$ εκφράζει το σήμα πρόσπτωσης υπό κατεύθυνση (θ, ϕ)

Παραδείγματος χάριν[9], στοιχειοκεραία ESPAR με $M_{ESP} = 5$ και ακτίνα (απόσταση μεταξύ ενεργού και οποιουδήποτε παρασιτικού κεραιοστοιχείου) $d = \frac{\lambda}{16}$, θα λειτουργεί ως κεραία με περιστρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας στο αζιμούθιο, δηλαδή για $\theta = \pi/2$. Στο παράδειγμα, ένα από τα παρασιτικά στοιχεία είναι βραχυκυκλωμένο και συνεπώς λειτουργεί ως κατευθυντήρας, ενώ τα υπόλοιπα είναι ανοιχτοκυκλωμένα και λειτουργούν ως ανακλαστήρες. Το διάγραμμα ακτινοβολίας τότε θα είναι προσανατολισμένο στη διεύθυνση του βραχυκυκλωμένου παρασιτικού κεραιοστοιχείου, με το μέγιστο κατευθυντικό κέρδος προς αυτήν την διεύθυνση.



Σχήμα 5.9 Απεικόνιση περιστρεφόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας κεραίας Μπλε: ενεργό κεραιοστοιχείο, Γκρι: ανοιχτοκυκλωμένο, Μαύρο: βραχυκυκλωμένο

5.4 Κεραίες ESPAR στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας

Στην περίπτωση των κεραιών ESPAR τα σήματα εκπέμπονται από ένα μόνο στοιχείο, για κεραία εκπομπής, ή λαμβάνονται από ένα μόνο στοιχείο, για κεραία λήψης, εν αντιθέσει των συμβατικών στοιχειοκεραιών. Τα παρασιτικά κεραιοστοιχεία παρέχουν μόνο δυνατότητες διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας με τη σχέση του διαγράμματος ακτινοβολίας και των βαρών στα παρασιτικά στοιχεία να είναι μη γραμμική. Ως εκ τούτου και λόγω της δυσκολίας υλοποίησης τέτοιων κεραιών, η μελέτη των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας στο πεδίο του χώρου να έχει αποδειχθεί αρκετά δύσκολη.

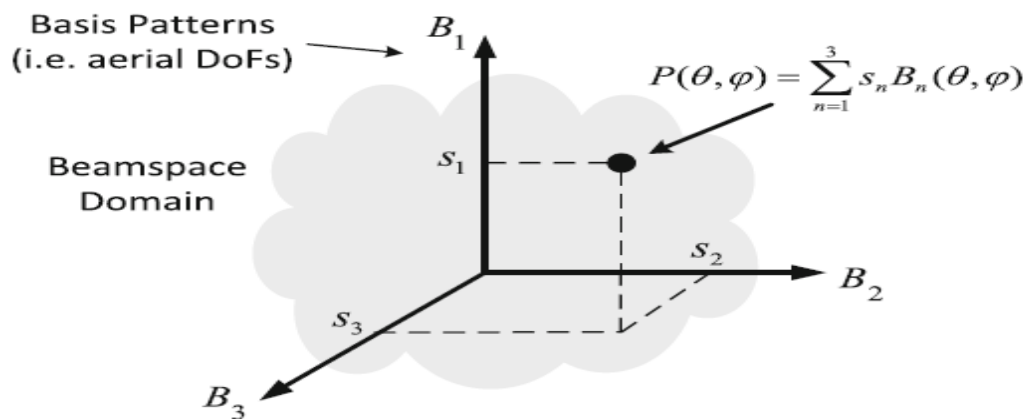
5.4.1 Ακτινοβολούμενοι βαθμοί ελευθερίας παρασιτικών κεραιών

Η σύγχρονη βιβλιογραφία[1],[9],[10] έχει να παρουσιάσει έναν ελκυστικότερο τρόπο μελέτης των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπου το διάγραμμα ακτινοβολίας της ESPAR εκφράζεται ως ο γραμμικός συνδυασμός ορθοκανονικών συναρτήσεων, τα *διαγράμματα βάσης*(*basis patterns*). Κάθε διάγραμμα βάσης αποτελεί και έναν *ακτινοβολούμενο βαθμό ελευθερίας*(*Aerial Degree of freedom, ADoF*)[1].

Η μελέτη στον χώρο αυτόν επιτρέπει την διάσπαση(*decomposition*) του διαγράμματος ακτινοβολίας της ESPAR σε ορθοκανονικά διαγράμματα βάσης, δηλαδή στην αναπαράσταση του διαγράμματος ακτινοβολίας ως γραμμικό συνδυασμό διαγραμμάτων βάσης. Επιπλέον παρέχει τη δυνατότητα εκτίμησης του μέγιστου κατευθυντικού κέρδους της κεραίας ως συνάρτηση της γεωμετρίας της.

Η σχέση του διαγώνιου πίνακα με τις τιμές των varactors \mathbf{X} και του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας ESPAR δεν είναι γραμμική και συνεπώς είναι προτιμητέο να μελετηθεί η ικανότητα ακτινοβολίας της κεραίας εξετάζοντας την γεωμετρία της με έμμεσο τρόπο. Τοιουτοτρόπως επιτυγχάνεται η θεώρηση των μηχανισμών ακτινοβολίας στο πεδίο διαγραμμάτων(*beamspace domain*)[10] μέσω γραμμικών εξισώσεων.

Το *πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας*(*beamspace domain*) της κεραίας ορίζεται σύμφωνα με[1]ως ο χώρος των σημάτων όπου κάθε διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας δύναται να αντιπροσωπευτεί από ένα σημείο σε αυτόν τον χώρο με ένα διάνυσμα θέσης του οποίου οι συντεταγμένες ανταποκρίνονται σε ορθογώνια διαγράμματα βάσης. Τότε, αυξάνοντας τις διαστάσεις του πεδίου(*BS Domain*), δηλαδή το πλήθος των ADoFs ή τα διαγράμματα βάσης, βελτιστοποιούνται οι δυνατότητες διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας.



Σχήμα 5.10 Απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας

5.4.1.2 Ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt για τη διάσπαση διαγράμματος ακτινοβολίας κεραίας ESPAR

Η ορθοκανονικοποίηση Gram-Schmidt χρησιμοποιείται για τον καθορισμό των διαστάσεων του χώρου που ορίζεται από ένα σύνολο διανυσμάτων και εφαρμόζεται στις ψηφιακές επικοινωνίες με στόχο την διάσπαση ενός συνόλου η/μ κυμάτων πληροφορίας σε μια ορθοκανονική βάση που συνιστά τον χώρο των σημάτων, παριστάνοντας τα η/μ κύματα με σημεία στον χώρο αυτό. Δηλαδή, για δεδομένο πλήθος σημάτων, η Gram-Schmidt παρέχει τον χώρο που αυτά ορίζουν. Όπως παρουσιάσθηκε στις [13],[14] ο χώρος αυτός πλέον εξετάζεται ως χώρος διαγραμμάτων ακτινοβολίας (beamspace) και όχι χώρος σημάτων. Καθώς επίσης πως για διαφορετική αρχική επιλογή όρων στην ορθοκανονικοποίηση θα δίνεται ως αποτέλεσμα διαφορετικό διάγραμμα βάσης όμως όλες οι πιθανές λύσεις αποτελούν στραμμένη εκδοχή του ίδιου.

Το μακρινό πεδίο μιας κεραίας ESPAR με πλήθος M_{ESP} στοιχεία εκφράστηκε μέσω της (5.38)

$$P(\theta, \phi) = \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M_{ESP}-1} i_m a_m(\theta, \phi) \quad (5.45)$$

- $\mathbf{a}(\theta, \phi) = [a_0(\theta, \phi) \dots a_{M_{ESP}-1}(\theta, \phi)]^T$ διάνυσμα πολλαπλότητας της κεραίας (array manifold vector) που παρέχει όλα τα χωρικά χαρακτηριστικά της.

Η συνάρτηση $P(\theta, \phi)$ προσομοιάζει με ένα διάνυσμα θέσης στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας εάν οι όροι $a_m(\theta, \phi)$ με $m = 0, \dots, M_{ESP} - 1$ εκφραστούν ως γραμμικός συνδυασμός ορθοκανονικών συναρτήσεων ή διαγραμμάτων βάσης. Σύμφωνα με την μέθοδο Gram Schmidt[1] για ένα σύνολο M_{ESP} γραμμικά ανεξάρτητων συναρτήσεων $a_m(\theta, \phi)$ με $m = 0, \dots, M_{ESP} - 1$, υπάρχει ένα σύνολο $N \leq M_{ESP}$ ορθοκανονικών συναρτήσεων $\Phi_n(\theta, \phi)$, $n = 0, \dots, N_{ESP} - 1$ που ορίζουν έναν N -οστής διάστασης χώρο, δηλαδή

$$a_m(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N_{ESP}-1} q_{mn} \Phi_n(\theta, \phi), \quad N \leq M_{ESP} - 1 \quad (5.46)$$

Σύμφωνα με αυτή την προσέγγιση, το διάγραμμα ακτινοβολίας στο μακρινό πεδίο για την κεραία ESPAR στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκφράζεται[1] ως:

$$P(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M_{ESP}-1} i_m \sum_{n=0}^{N-1} q_{mn} \Phi_n(\theta, \phi), \quad N \leq M_{ESP} \quad (5.47)$$

- $q_{mn} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi a_m(\theta, \phi) \Phi_n^*(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$

Όπου ο συντελεστής q_{mn} περιγράφει την προβολή της συνάρτησης $a_m(\theta, \phi)$ στην ορθογώνια συνάρτηση $\Phi_n(\theta, \phi)$

Οι συναρτήσεις $a_m(\theta, \phi)$ για επίπεδη παρασιτική κεραία αυθαίρετης γεωμετρίας:

$$a_m(\theta, \phi) = \begin{cases} 1 & m = 0 \\ e^{j b_m \sin \theta \cos(\phi - \phi_m)} & m \neq 0 \end{cases} \quad (5.48)$$

- ϕ_m αναπαριστά την γωνία του m -οστού παρασιτικού στοιχείου στο αζιμουθιακό επίπεδο ως προς έναν άξονα αναφοράς
- $b_m = 2\pi \cdot d_m$ και d_m η κανονικοποιημένη ως προς το μήκος κύματος απόσταση του m -οστού παρασιτικού από το ενεργό κεραίοστοιχείο.

Άρα η εξ.(5.47) μπορεί να γραφεί ως[1]:

$$\begin{aligned}
P(\theta, \phi) &= \sum_{m=0}^{M_{ESP}-1} i_m \sum_{n=0}^{M_{ESP}-1} q_{mn} \Phi_n(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M_{ESP}-1} i_m \sum_{n=0}^{N-1} q_{mn} \Phi_n(\theta, \phi) \Leftrightarrow \\
P(\theta, \phi) &= \sum_{n=0}^{M_{ESP}-1} \mathbf{i}^T \mathbf{q}_n \Phi_n(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{M_{ESP}-1} w_n \Phi_n(\theta, \phi)
\end{aligned} \tag{5.49}$$

- $\mathbf{q}_n = [q_{0n}, \dots, q_{(M_{ESP}-1)n}]^T$ διάνυσμα διαστάσεων $(M_{ESP}-1)$ με τις προβολές όλων των συναρτήσεων $a_m(\theta, \phi)$ με $m=0, \dots, M_{ESP}-1$ στην ορθοκανονική συνάρτηση $\Phi_n(\theta, \phi)$.

Στην εξ.(5.47) το n -οστό διάγραμμα βάσης εξαρτά τη συνεισφορά του στο παραγόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας από τον συντελεστή βαρύτητας w_n :

$$w_n = \mathbf{i}^T \mathbf{q}_n \tag{5.50}$$

Η μέθοδος Gram-Schmidt ξεκινά επιλέγοντας οποιαδήποτε ορθοκανονική συνάρτηση $a_m(\theta, \phi)$. Έτσι, αν $\Phi_0(\theta, \phi) = a_0(\theta, \phi) / k_0$ το πρώτο διάγραμμα βάσης, οι υπόλοιπες θα δίνονται από:

$$\Phi_n(\theta, \phi) = \frac{1}{k_n} \left(a_n(\theta, \phi) - \sum_{s=0}^{n-1} q_{ns} \Phi_s(\theta, \phi) \right), \quad \forall n = 1, \dots, M_{ESP}-1 \tag{5.51}$$

$$\bullet \quad k_n = \left(\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left| a_n(\theta, \phi) - \sum_{s=0}^{n-1} q_{ns} \Phi_s(\theta, \phi) \right|^2 \sin \theta d\theta d\phi \right)^{1/2} \tag{5.52}$$

k_n οι συντελεστές κανονικοποίησης[1] που εξασφαλίζουν μοναδιαία ισχύ των συναρτήσεων βάσης:

Τα διαγράμματα βάσης $\Phi_n(\theta, \phi)$ είναι οι ορθογώνιες συνιστώσες του παραγόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας και ουσιαστικά συνιστούν ακτινοβολούμενους βαθμούς ελευθερίας(ADoFs) του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας, το πλήθος των οποίων ισούται θεωρητικά[1] με το πλήθος των στοιχείων της ESPAR.

5.5 Ασύρματα συστήματα επικοινωνιών MIMO

5.5.1 Συστήματα MIMO με μια αλυσίδα RF

Η σχεδίαση ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων αποτελεί μια επίπονη διαδικασία λόγω της ανάγκης επίλυσης θεμάτων που εισάγει τόσο το περιορισμένο εύρος ζώνης μετάδοσης όσο και η πολυπλοκότητα του χώρου διάδοσης του σήματος. Η τεχνολογία συστημάτων πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων (multiple input- multiple output) προσφέρει δυνατότητες για αξιόπιστη επικοινωνία με υψηλό ρυθμό μετάδοσης χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραιές τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Αρχή λειτουργίας τέτοιων συστημάτων είναι το γεγονός ότι τα σήματα που δειγματοληπτούνται στο πεδίο του χώρου, συνδυάζονται ώστε να δημιουργούν πολλαπλές ροές δεδομένων ή αυξάνουν την αξιοπιστία της επικοινωνίας.

Εξαιτίας της χρήσης πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη επιτυγχάνεται ένας επιπλέον βαθμός ελευθερίας[9], αυτός του χώρου. Τοιουτοτρόπως γίνεται εφικτή η ανάπτυξη χωρο-χρονικών τεχνικών επεξεργασίας σήματος (space-time signal processing techniques) που προσφέρουν: κέρδος συστοιχίας (array gain), κέρδος χωρικού διαφορισμού (spatial diversity gain), κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing gain) καταπολέμηση παρεμβολών (interference mitigation).

Παρόλο ότι στη θεωρία επεξεργασίας σήματος, είναι σύνηθες να θεωρείται πως όλα τα κεραιοστοιχεία ακτινοβολούν ιστροπικά, η ακριβής μορφή των σημάτων που στέλνονται ή λαμβάνονται από διαφορετικές διευθύνσεις στο χώρο επηρεάζεται από τα διαγράμματα ακτινοβολίας πομπού και δέκτη.

Στα συστήματα MIMO εφαρμόζονται διάφορες μέθοδοι ώστε να επιτευχθεί η αναγκαία συνθήκη[7] που επιτυγχάνει την ανεξαρτησία στην οπτική διαφορετικών καναλιών από διαφορετικά κεραιοστοιχεία. Η πιο συχνά εφαρμοζόμενη μέθοδος είναι η τοποθέτηση των στοιχείων σε απόσταση τέτοια ώστε να επιτυγχάνεται η ανεξαρτησία των καναλιών και η αποφυγή φαινομένων αμοιβαίας σύζευξης[3]. Η απόσταση μισού μήκους φέροντος κύματος ($\lambda/2$) μεταξύ των στοιχείων οδηγεί σε ασυσχέτιστα στοιχεία του πίνακα του διαύλου αλλά και είναι ικανή απόσταση ώστε να ελαχιστοποιούνται οι ανακλάσεις ενέργειας λόγω των επαγωγικών ρευμάτων της αμοιβαίας σύζευξης.

Παρά τα σημαντικά οφέλη τέτοιων συστημάτων MIMO η πρακτική εφαρμογή σε σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών περιορίζεται διαρκώς λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας υλοποίησης και κυρίως εξαιτίας των αναγκών γεωμετρικών διαστάσεων που απαιτείται. Και ενώ η σύγχρονη τάση για διαρκώς μικρότερες διαστάσεις στα συστήματα επικοινωνιών εντατικοποιείται, η αναλογικότητα της χωρητικότητας του συστήματος με την απόσταση των κεραιοστοιχείων, περιορίζει τη χρήση τέτοιων συστημάτων.

Όπως ήδη έχει παρουσιασθεί[1],[9] , είναι εφικτή η υλοποίηση μιας αρχιτεκτονικής MIMO συστημάτων η οποία αντί συμβατικών στοιχειοκεραίων, χρησιμοποιεί παρασιτικές στοιχειοκεραίες με μόνο μια αλυσίδα RF σε κάθε άκρο της ζεύξης για την εκπομπή και λήψη πολλαπλών συμβόλων ταυτόχρονα.

Η αρχιτεκτονική MIMO συστημάτων με χρήση παρασιτικών κεραιών ESPAR (BS-MIMO) πλεονεκτεί καθώς χαρακτηρίζεται από:

- Απλότητα υλοποίησης της κεραίας καθώς απαιτείται μόνο μία αλυσίδα RF , αυτή για το ενεργό στοιχείο της ESPAR. Τα ρυθμιζόμενα μιγαδικά βάρη των παρασιτικών στοιχείων υλοποιούνται με απλά κυκλώματα ελέγχου
- Μείωση των διαστάσεων του συστήματος καθώς η αναγκαία ισχυρή αμοιβαία σύζευξη στην υλοποίηση της ESPAR απαιτεί κοντινές αποστάσεις μεταξύ των κεραιοστοιχείων
- Χαμηλές ενεργειακές απαιτήσεις καθώς η αντικατάσταση των αλυσίδων RF με παρασιτικά στοιχεία που διαθέτουν ενεργειακά οικονομικά κυκλώματα ελέγχου επιτυγχάνει υψηλή εξοικονόμηση ενέργειας
- Μικρές απαιτήσεις διάθεσης πόρων του συστήματος καθώς δεν απαιτεί την εκ των προτέρων γνώση του διαύλου μεταφοράς

Η θεμελιώδης διαφορά των BS-MIMO συστημάτων από τα συμβατικά MIMO συστήματα τηλεπικοινωνιών έγκειται στο γεγονός πως τα σύμβολα οδηγούνται απευθείας στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας και επακόλουθο αυτού, η αλγεβρική δομή της σχέσης εισόδου-εξόδου να έχει διαφορετικό περιεχόμενο και φυσική ερμηνεία.

Σύμφωνα με [9], σε μια ασύρματη ζεύξη όπου οι κεραίες και στις δυο άκρες παράγουν διαγράμματα ακτινοβολίας ως συναρτήσεις της κατεύθυνσης

$$\Omega_{T,R}, \Phi_{T,i}(\Omega_T), i=1,\dots,M_T \text{ και } \Phi_{R,l}(\Omega_R), l=1,\dots,M_R,$$

αυτά σχεδιάζονται έτσι ώστε να σχηματίζουν ορθοκανονική βάση σε εκπομπό και δέκτη.

Οι πίνακες $\Phi_{T,R}$ διαστάσεων $(Q \times M_{T,R})$ περιέχουν τα δείγματα των $M_{T,R}$ προκαθορισμένων διαγραμμάτων στις διευθύνσεις των σκεδαστών στο κανάλι

$$\mathbf{B}_T = [\mathbf{b}_{T,1} \quad \mathbf{b}_{T,2} \quad \dots \quad \mathbf{b}_{T,M_T}] \quad (5.53)$$

$$\mathbf{B}_R = [\mathbf{b}_{R,1} \quad \mathbf{b}_{R,2} \quad \dots \quad \mathbf{b}_{R,M_R}] \quad (5.54)$$

Ο πίνακας διαύλου στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας θα δίνεται από[9]

$$\mathbf{H}_{bs} = \mathbf{B}_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{B}_T \quad (5.55)$$

που λαμβάνει υπόψη τη γεωμετρία του περιβάλλοντος σκέδασης και των διαγραμμάτων βάσης σε πομπό και δέκτη. Θεωρώντας πως κάθε διαδρομή i ανάμεσα σε πομπό και δέκτη έχει μοναδική διεύθυνση άφιξης (DoD) $\Omega_{T,i}$ και μοναδική διεύθυνση (DoA) $\Omega_{R,i}$ και κέρδος διαύλου g_i , για M_T ακτινοβολούμενους βαθμούς ελευθερίας ή ισοδύναμα διαγράμματα βάσης στον πομπό, ο πίνακας Φ_T ($Q \times M_T$) περιέχει M_T διανύσματα στήλη με δείγματα των διαγραμμάτων βάσης στις $DoDs$.

Αντίστοιχα για τον δέκτη, και τότε η εξίσωση εισόδου-εξόδου του συστήματος[9]:

$$\mathbf{y}_{bs} = \Phi_R^H \mathbf{H}_g \mathbf{B}_T \mathbf{s}_{bs} + \mathbf{n}_{bs} \quad (5.56)$$

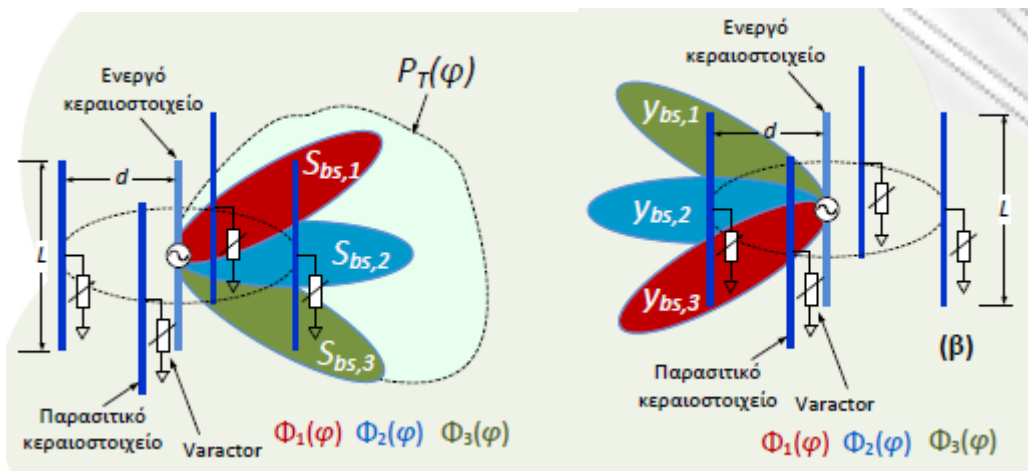
Όπως παρουσιάζεται στην[10], για ενιαία δειγματοληψία N -σημείων στον αζιμουθιακό κύκλο, δηλαδή $N = 2\pi/\Delta\phi$, ο πίνακας ($N \times N$) του διαύλου στις εικονικές διευθύνσεις, \mathbf{H}_v , περιέχει τα κέρδη του διαύλου στα σημεία δειγματοληψίας. Οι πίνακες $\widehat{\mathbf{B}}_{T,R}$ είναι οι ($N \times M_{T,R}$) πίνακες που περιέχουν δείγματα των $M_{T,R}$ προκαθορισμένων διαγραμμάτων στα σημεία δειγματοληψίας:

$$[\widehat{\mathbf{B}}_T]_{n,i} = B_{T,i}(n, \Delta\phi), \quad i = 1, \dots, M_T \quad (5.57)$$

$$[\widehat{\mathbf{B}}_R]_{n,l} = B_{R,l}(n, \Delta\phi), \quad l = 1, \dots, M \quad (5.58)$$

Συμπερασματικά, η εξίσωση του συστήματος:

$$\mathbf{y} = \widehat{\mathbf{B}}_R^H \mathbf{H}_v \widehat{\mathbf{B}}_T \mathbf{s}_{BS} + \mathbf{n}_{bs} \quad (5.59)$$



Σχήμα 5.11 Απεικόνιση της αρχιτεκτονικής MIMO με μια αλυσίδα RF στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Πομπός με ένα ενεργό στοιχείο, δέκτης με ένα ενεργό στοιχείο

5.6 Βιβλιογραφία Κεφαλαίου

- [1]. Parasitic Antenna Arrays for Wireless MIMO Systems. Antonis Kalis. Athanasios G.Kanatas. Constantinos B. Papadias
- [2]. Ασύρματες Επικοινωνίες, Α.Κανάτας, Φ.Κωνσταντίνου, Γ.Πάντος
- [3]. Electromagnetic Waves and Antennas. Sophocles J.Orfanidis
- [4]. Gyoda and T.Ohira. "Design of electronically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas" in Proc.IEEE Antenna Propag.Society Int. Symp. Jul. 2000, vol. 2, pp 922-925.
- [5]. T.Ohira and K.Gyoda , "Electronically steerable passive array radiator for low cost analog adaptive beamforming," in IEEE Int.Conf. Phased Array Syst. Tech., Dana Point, May 2000, pp. 101-104
- [6]. T.Ohira, " blind adaptive beamforming electronically steerable parasitic array radiator antenna based on maximum moment criterion, " in Proc .IEEE Antenna Prop. Society Int. Symp., Jun. 16-21, 2002, vol. 2, pp. 652-655
- [7]. Antenna Theory 3rd edition, Analysis and Design, Constantine A.Balanis
- [8]. Chen Sun, A.Hirata, T.Ohira and N.C Karmakar, "Fast Beamforming of Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antennas: Theory and Experiment," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.52, no.7, p.p 1819-1832, Jul.2004
- [9]. Βλάχης Ι. Μπαρούσης "Τεχνικές Μετάδοσης με χρήση Παρασιτικών Κεραιών σε Ασύρματα Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων" , Διδακτορική Διατριβή, τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων, Πανεπιστήμιο Πειραιώς, 2011
- [10]. P.N.Vasileiou, K.Maliatsos, E.D.Thomatos and A.G.Kanatas, "Reconfigurable Orthonormal Basis Patterns Using ESPAR Antennas" IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, p.p. 448-451 2013
- [11]. V.Barousis, A.G.Kanatas, A.Kalis and C.Papadias, "A Stochastic Beamforming Algorithm for ESPAR Antennas", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, p.p.745-748, 2008
- [12]. V.I.Barousis, A.G.Kanatas, A.Kalis and J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable parasitic antennas for compact mobile terminals in multiuser wireless systems", EURASIP Journal on Wireless Communication and Networking, 2012
- [13]. V.Barousis, A.Kanatas, "Aerial Degrees of Freedom of Parasitic Arrays for Single RF frond-end MIMO Receivers", Prog.Electromagn. Res. B 35, p.p. 287-306, 2011
- [14]. V.I.Barousis, A.G.Kanatas, A.Kalis, "Beam-space Domain Analysis of Single RF front-end MIMO Systems", IEEE Trans. Veh. Technol. 60(3), p.p. 1195-1199, 2011

Κεφάλαιο 6^ο

Εφαρμογή Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας ESPAR σε MIMO Κινητό Δορυφορικό Δίαυλο

6.1 Εισαγωγή

Η χρήση στοιχειοκεραιών πολλαπλών στοιχείων έχει εφαρμοσθεί με επιτυχία στην προσπάθεια μετατροπής της πολυδιαδρομικής διάδοσης σε πλεονέκτημα των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων μέσω της χρήσης των διαφορετικών χαρακτηριστικών των διαφορετικών οδών ώστε να επιτυγχάνεται αύξηση της ευρωστίας του συστήματος μέσω τεχνικών διαφορισμού ή της χωρητικότητας της ασύρματης ζεύξης μέσω τεχνικών χωρικής πολυπλεξίας και μετάδοσης ροών πολλαπλών συμβόλων.

Τέτοιες διατάξεις επιτυγχάνουν σημαντικές βελτιώσεις σε πλήθος εφαρμογών δορυφορικών ζεύξεων με τη χρήση τους όπως σε σταθερούς επίγειους σταθμούς ή σε φορητές διατάξεις πλοίων, αεροπλάνων ή άλλων κινούμενων δομών με δυνατότητα παρουσίας πλατφόρμας για το σχετικά σημαντικό μέγεθος της κεραιοδιάταξης.

Ωστόσο, η εφαρμογή αυτών σε πλήρως κινητές δορυφορικές συσκευές μειωμένου μεγέθους περιορίζεται από το διαθέσιμο χώρο για την διάταξή τους αλλά και από την απαίτηση για ισοδύναμο πλήθος αλυσίδων τροφοδοσίας RF για κάθε κεραιοστοιχείο που αυξάνει σημαντικά τόσο το ενεργειακό κόστος της κεραίας αλλά και την πολυπλοκότητα λειτουργίας της.

Στην παρούσα ενότητα επιχειρείται η επίτευξη δορυφορικής ζεύξης επίγειου κινητού τερματικού μικρών διαστάσεων(handheld) μέσω της διατάξεως κεραιών που παρουσιάσθηκε ενδελεχώς στο κεφάλαιο 5. Αυτή, αποτελούμενη από ένα μόνο ενεργό στοιχείο και ένα πλήθος παρασιτικών τοποθετημένων σε εγγύτητα, προσπερνά την αναγκαία συνθήκη για χωρικές διατάξεις σε αποστάσεις $\frac{\lambda}{2}$ προς αποφυγή συσχετισμένων σημάτων και επιτυγχάνει πρωτίστως την ικανή μείωση του μεγέθους της κεραίας. Δευτερευόντως, αποφεύγεται η υψηλή πολυπλοκότητα λειτουργίας και πραγματοποιείται σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας λόγω της παρουσίας ενός μόνο ακτινοβολούμενου στοιχείου.

Η δυναμική διαχείριση του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας πραγματοποιείται απευθείας στη βασική ζώνη μέσω του δυναμικού ελέγχου των παθητικών φορτίων αντίδρασης συνδεδεμένα στα παρασιτικά και τοιουτοτρόπως διαμορφώνεται το διάγραμμα ακτινοβολίας από την επαγόμενη αμοιβαία σύζευξη.

Όπως παρουσιάστηκε στις παραγράφους 5.4.1.2 και 5.5.1, η ταυτόχρονη αποστολή πολλαπλών ροών πληροφορίας μέσω της διάσπασης των στιγμιαίων αναδιαρθρωμένων διαγραμμάτων σε ορθοκανονική βάση διανυσμάτων έχει ως αποτέλεσμα ένα διάγραμμα ακτινοβολίας που αποτελεί γραμμικό συνδυασμό των σημάτων βασικής ζώνης και των διαγραμμάτων βάσης. Αυτό ουσιαστικά αποτελεί την δημιουργία MIMO διαύλου στο πεδίο διαγραμμάτων ακτινοβολίας (BS-MIMO).

6.2 System Setup

Η εφαρμογή πραγματώνεται με κυκλική κεραία ESPAR 5 στοιχείων που παρουσιάστηκε στην ενότητα (5.3), για LEO τροχιά της ενότητας (1.6)

Η κεραία αποτελείται από 5 στοιχεία με απόσταση στοιχείων $d_{ij} = \lambda/16$ και μήκος διπόλου $\lambda/2$. Η εμπέδηση Z_0 του ενεργού στοιχείου ορίζεται στα 50Ω

6.3 Συνάρτηση Κέρδους Κεραίας - Διαμόρφωση Διαγράμματος

Όπως αναλύθηκε στην ενότητα 5.3 η δυναμική διαχείριση του εκπεμπόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας εξαρτάται από την τροφοδότηση των varactors των παρασιτικών στοιχείων. Η συνάρτηση κέρδους $P(\theta, \phi, \text{varactor values, array geometry})$ θα έχει ως μεταβλητές την γωνία αζιμουθίου, την γωνία ανύψωσης, τις τιμές φορτίων των varactors και την γεωμετρία της κεραίας.

$$G(\theta, \phi, \text{varactor_values, array_geometry}) = G(\theta, \phi, \mathbf{X}, \mathbf{Z})$$

Η επίτευξη μέγιστου κατευθυντικού κέρδους για συγκεκριμένο φάσμα γωνιών αζιμουθίου και ανύψωσης θα εξαρτάται από τις κατάλληλες τιμές των στοιχείων της κύριας διαγωνίου του πίνακα $\mathbf{X} = \text{diag}([Z_0 \quad jx_1 \quad jx_2 \quad jx_3 \quad jx_4])$

Ο υπολογισμός του διαγράμματος ακτινοβολίας γίνεται με χρήση του λογισμικού εργαλείου MATLAB βάσει της ακόλουθης συλλογιστικής:

- Υπολογισμός του πίνακα \mathbf{Z} του συστήματος για δεδομένες τιμές γεωμετρικών χαρακτηριστικών της κεραίας
- Ορισμός των γωνιών αζιμουθίου και ανύψωσης βάσει της επιθυμητής LEO τροχιάς
- Ορισμός συνάρτησης κέρδους της κεραίας με παραμέτρους το διάνυσμα των βαρών $\mathbf{w} = \mathbf{v}_s (\mathbf{Z} + \mathbf{X})^{-1} \mathbf{v}_1$ και τον παράγοντα πολλαπλότητας της κεραίας AF (array manifold vector)

$$AF = \begin{bmatrix} 1 & e^{jb_m \sin \theta \cos \phi} & e^{jb_m \sin \theta \cos(\phi - \frac{\pi}{2})} & e^{jb_m \sin \theta \cos(\phi - \pi)} & e^{jb_m \sin \theta \cos(\phi - \frac{3\pi}{2})} \end{bmatrix}^T$$

- Επιλογή μέσω διαδικασίας βελτιστοποίησης της “νικήτριας” πεντάδας τιμών του πίνακα \mathbf{X} για μεγιστοποίηση της συνάρτησης κέρδους για κάθε ζεύγος τιμών των γωνιών αζιμουθίου και ανύψωσης

- Χρήση των νικητών τιμών φορτίων ανά ζεύγος γωνιών και υπολογισμός της συνάρτησης κέρδους για πλήθος ζευγών τιμών σύμφωνα με μια LEO τροχιά, λαμβάνοντας ως σημείο εκκίνησης της διαδικασίας βελτιστοποίησης των φορτίων στα παρασιτικά στοιχεία το αμέσως προηγούμενο “νικητήριο” πλήθος x_i

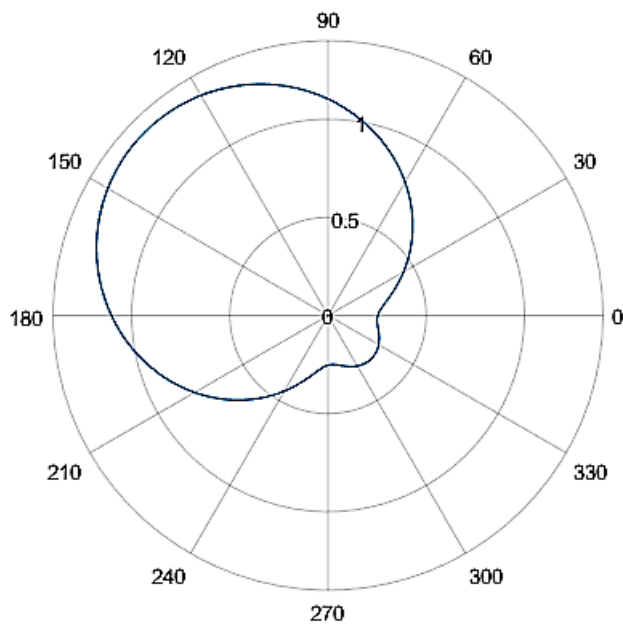
6.4 Αποτελέσματα

Ενδεικτικά παρατίθεται πίνακας με τις τιμές των φορτίων που προκύπτουν από τη διαδικασία βελτιστοποίησης (Optimization Tool) για τυχαίες κατευθύνσεις που θα μπορούσαν να αποτελούν ζεύγη τιμών μια δορυφορικής τροχιάς.

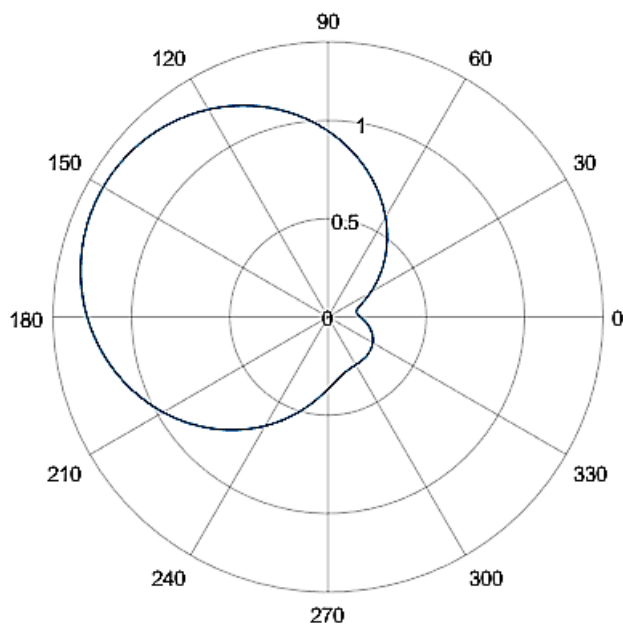
$\theta = -\pi/2$ $\phi = -\pi/4$	$\theta = -\pi/2 + \pi/12$ $\phi = -\pi/6$	$\theta = -\pi/2 + \pi/6$ $\phi = -\pi/9$	$\theta = -\pi/2 + 3$ $\phi = -\pi/12$
50	50	50	50
10.2356	23.6639	9.9047	32.0840
-83.6930	-299.9988	-300.0000	-300.0000
-83.6935	-59.1252	-63.4039	-72.8425
10.2359	8.9489	32.7139	106.7661

Πίνακας 6.1 Βέλτιστες τιμές των φορτίων για στροφή του διαγράμματος στην επιθυμητή κατεύθυνση (θ, ϕ)

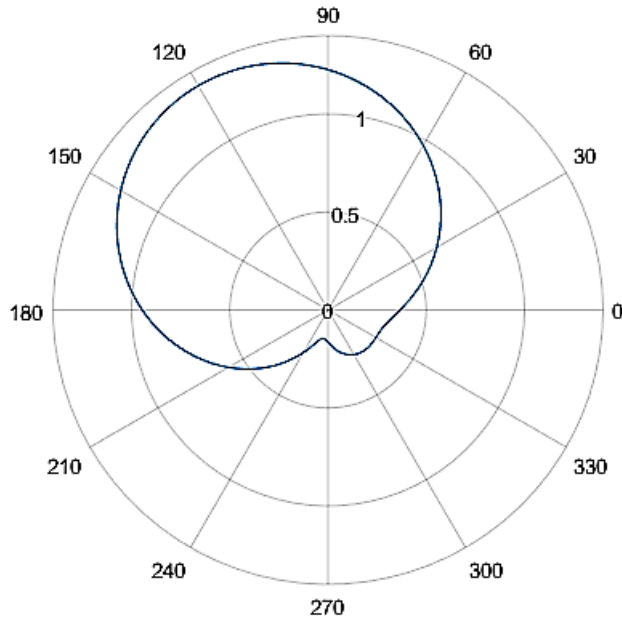
Επιλέγοντας ένα αυθαίρετο πλήθος ζευγών γωνιών που αντικατοπτρίζει τις συντεταγμένες της σχετικής θέσης δορυφόρου-κινητού τερματικού (θ, ϕ) εφαρμόζεται ο αλγόριθμος εξεύρεσης των κατάλληλων τιμών των φορτίων και προβάλλεται το στραμμένο διάγραμμα ακτινοβολίας στην επιθυμητή κατεύθυνση.



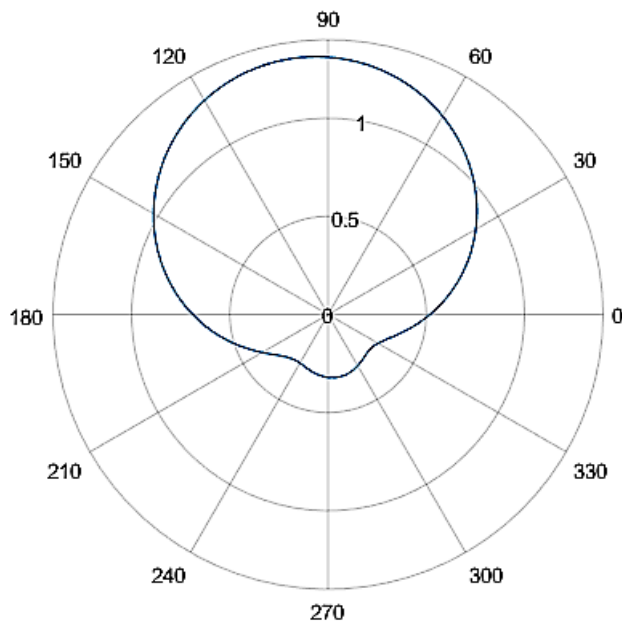
Σχήμα 6.1 Διάγραμμα ακτινοβολίας στην κατεύθυνση $\theta = \frac{\pi}{3}, \phi = \frac{\pi}{6}$



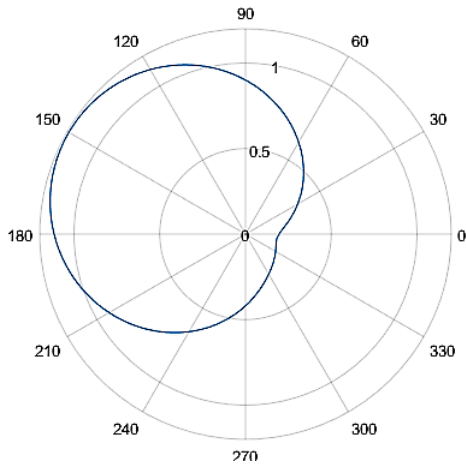
Σχήμα 6.2 Διάγραμμα ακτινοβολίας στην κατεύθυνση $\theta = \frac{\pi}{3}, \phi = \frac{\pi}{4}$



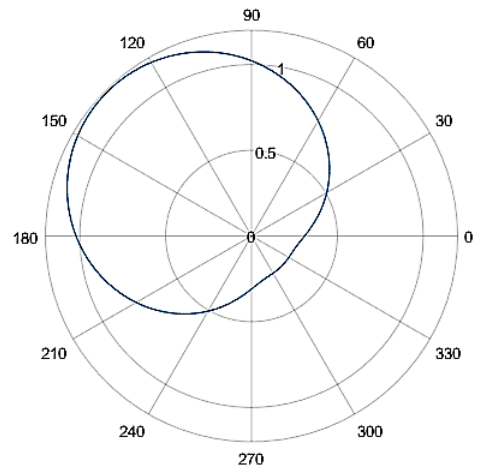
Σχήμα 6.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας στην κατεύθυνση $\theta = \frac{\pi}{3}, \phi = \frac{\pi}{3}$



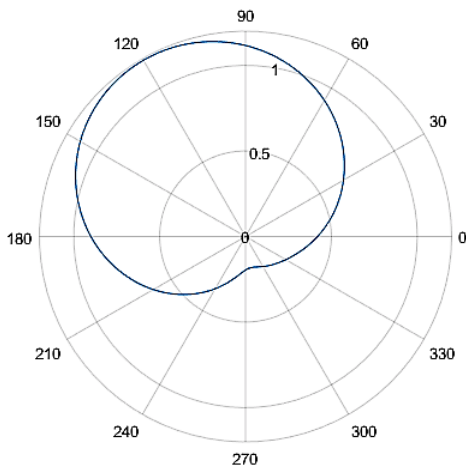
Σχήμα 6.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας στην κατεύθυνση $\theta = \frac{\pi}{3}, \phi = \frac{\pi}{2}$



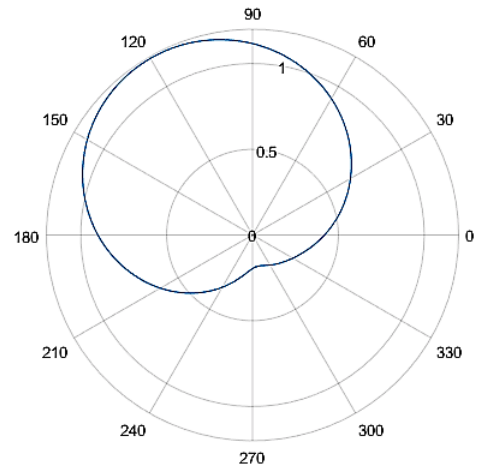
$$\theta = \pi/4, \phi = \pi/6$$



$$\theta = \pi/4, \phi = \pi/4$$

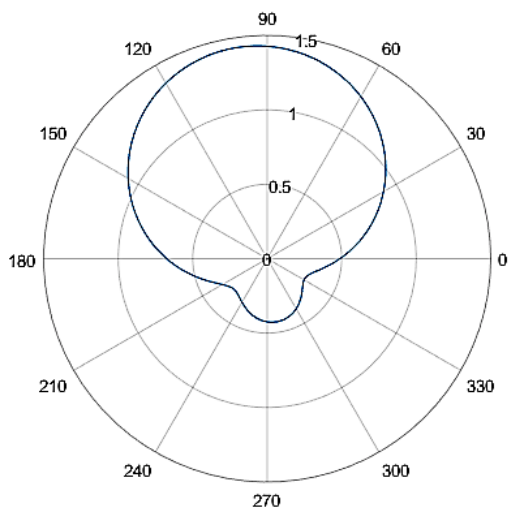


$$\theta = \pi/4, \phi = \pi/3$$

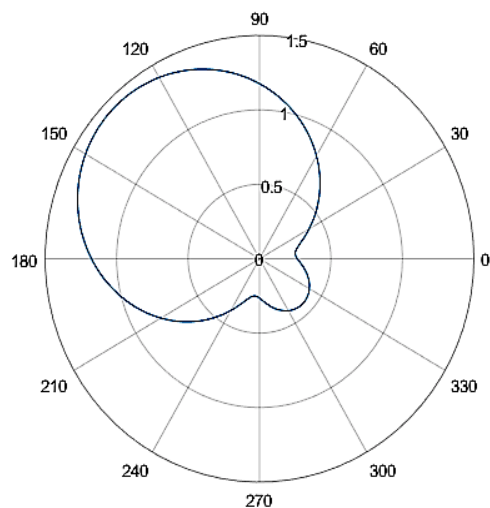


$$\theta = \pi/4, \phi = 5\pi/2$$

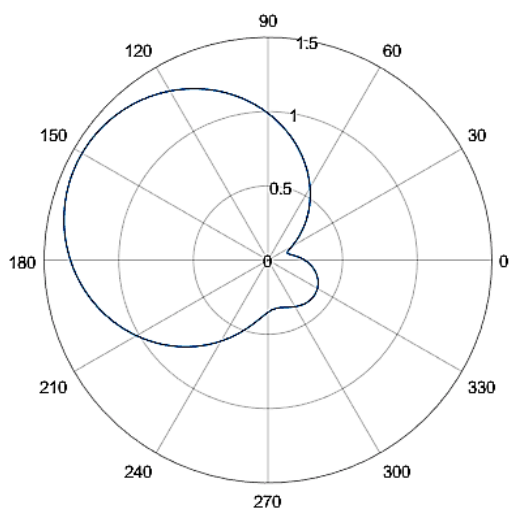
Σχήμα 6.4 Διάγραμμα ακτινοβολίας στην κατεύθυνση $\theta = \pi/4$ και $\phi = \pi/6, \phi = \pi/4, \phi = \pi/3, \phi = 5\pi/2$



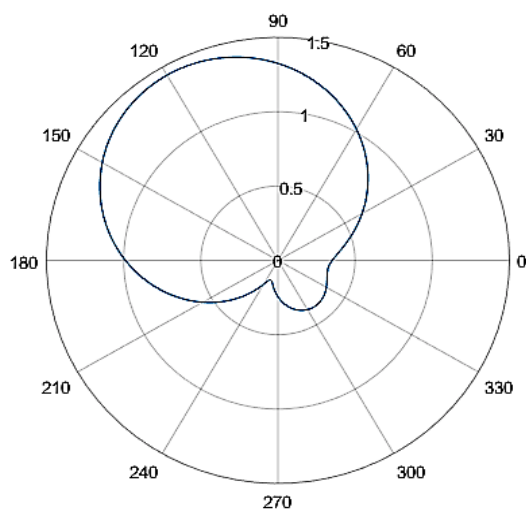
$$\theta = 5\pi/2, \phi = 3\pi/2$$



$$\theta = 5\pi/2, \phi = \pi/4$$



$$\theta = 5\pi/2, \phi = \pi/6$$



$$\theta = 5\pi/2, \phi = \pi/3$$

Σχήμα 6.4 Διάγραμμα ακτινοβολίας στην κατεύθυνση

$$\theta = 5\pi/2 \text{ και } \phi = 3\pi/2, \phi = \pi/4, \phi = \pi/4, \phi = \pi/3$$