



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

Εφαρμογές ΜΙΜΟ συστημάτων σε δορυφορικές επικοινωνίες

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αργύριος, Κ. Κυργιάζος

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2008



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

Εφαρμογές ΜΙΜΟ συστημάτων σε δορυφορικές επικοινωνίες

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αργύριος Κ. Κυργιάζος

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 31^η Μαρτίου 2008.

.....
Φ. Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2008

.....
Αργύριος Κ. Κυργιάζος

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

Copyright © Αργύριος Κυργιάζος, 2008

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Τα δορυφορικά συστήματα πριν μια δεκαετία κυριαρχούσαν στον κόσμο των τηλεπικοινωνιών. Όμως πλέον με τις αυξημένες ανάγκες για υψηλότερους ρυθμούς διάδοσης και καλύτερης ποιότητας υπηρεσιών αδυνατούν να ανταποκριθούν στις τωρινές απαιτήσεις. Η αναγκαιότητα τους είναι δεδομένη αφού πολλές φορές αποτελούν τη μόνη υλοποιήσιμη λύση. Τα συστήματα MIMO (Multiple In Multiple Out) είναι μια καινούργια τεχνική που υπόσχεται πολλά. Κύριο χαρακτηριστικό αυτών των συστημάτων είναι η δυνατότητα επίτευξης μεγαλύτερων ταχυτήτων μετάδοσης δεδομένων και αποδοτικότερης εκμετάλλευσης του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων. Αυτό το χαρακτηριστικό τους τα καθιστά ιδιαίτερος σημαντικά στο σημερινό πεδίο έρευνας γιατί όπως είναι γνωστό οι απαιτήσεις των εφαρμογών αναπτύσσονται με ραγδαίους ρυθμούς. Η περίπτωση υλοποίησης ενός δορυφορικού συστήματος κάνοντας χρήση της τεχνικής MIMO παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον και μελετάται. Παράλληλα με αυτό γίνεται μελέτη στο δορυφορικό διάλυο καθώς και στα φαινόμενα που τον επηρεάζουν. Παρόλα αυτά η εφαρμογή πολλαπλών κεραιών στο δορυφόρο δεν παρουσιάζει πλεονεκτήματα παρά μόνο μειονεκτήματα και συγκεκριμένα αύξηση του φαινομένου συσχέτισης μεταξύ των σημάτων. Έτσι μελετάμε τη συμπεριφορά ενός δορυφορικού-επίγειου SIMO διαλύου. Δημιουργούμε ένα στατιστικό μοντέλο για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του παραπάνω συστήματος και παρατηρούμε τη συμπεριφορά σε συνάρτηση με τις παραμέτρους που το επηρεάζουν.

Λέξεις Κλειδιά: «Σύστημα MIMO, Δορυφορικές επικοινωνίες, χωρητικότητα διαλύου, Σύστημα Δορυφόρου- Επίγειου Κινητού SIMO, Στατιστικό μοντέλο διαλύου »

Abstract

The satellite systems dominated in the world of telecommunications before a decade. However with the increased needs for higher data rates and better quality of services they are unable to correspond in the actual requirements. Their necessity is given after many times over they constitute the one and only solution. The system MIMO (Multiple In Multiple Out) it is a new promising technique for future wireless communications systems. The main characteristic of these systems is the possibility of achievement of bigger data rates and more efficient exploitation of available spectrum of frequencies. This characteristic seated specially considerably in the current field of research because as it is known the requirements of applications grow at a fast rate. The case of utilizing a satellite system making use of technique MIMIC presents big interest. In step with this becomes study in the satellite channel as well as in the phenomena that influence it. Nevertheless the application of multiple antennas in the satellite does not present advantages only disadvantages and concretely increase of phenomenon of cross-correlation between the signals. Thus we study the behavior of satellite-land mobile SIMO channel. We create a statistical model for the calculation of capacity of the above system and we observe the behavior in connection with the parameters that influence it.

Keywords: «MIMO systems, Satellite communications, Channel Capacity, Land Mobile Satellite SIMO system, Statistical channel model »

Ευχαριστίες

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους συνέβαλαν στην διεκπεραίωση αυτής της Διπλωματικής Εργασίας που σηματοδοτεί το πέρας των σπουδών μου στο ΕΜΠ. Θερμές ευχαριστίες οφείλω στον καθηγητή Φίλιππο Κωνσταντίνου για το ενδιαφέρον του για την εύρεση ενός θέματος που θα διέγειρε την ερευνητική μου διάθεση και την πρόθυμη και έμπρακτη βοήθεια του στη συνέχεια. Ευχαριστώ επίσης, τον Δρ. Νεκτάριο Μωραΐτη για την στενή καθοδήγηση του και την πολύτιμη συμβολή του κατά την διάρκεια εκπόνησης αυτής της εργασίας. Τέλος ευχαριστώ από τα βάθη της καρδιάς μου τα μέλη της οικογένειας μου και τα αγαπημένα μου πρόσωπα για την αγάπη τους και την εμπιστοσύνη τους, που με στήριξαν και με ενθάρρυναν καθ' όλη την διάρκεια των σπουδών μου.

Πίνακας περιεχομένων

1	Εισαγωγή.....	17
1.1	Έκθεση του προβλήματος.....	17
1.2	Σκοπός της διπλωματικής εργασίας	18
1.3	Δομή κεφαλαίων διπλωματικής εργασίας	18
2	Δορυφορικά Συστήματα.....	21
2.1	Ιστορική Αναδρομή-Εισαγωγικά	21
2.2	Δορυφορικά συστήματα	23
2.3	Συστήματα Επίγειων Κινητών Δορυφορικών Επικοινωνιών.....	26
2.4	Διάδοση σήματος στις δορυφορικές ζεύξεις.....	27
2.5	Παραπομπές για το κεφάλαιο 2.....	28
3	Συστήματα MIMO	29
3.1	Εισαγωγή	29
3.2	Υπάρχουσες εφαρμογές των συστημάτων MIMO.....	32
3.3	MIMO-satellite.....	33
3.4	Παραπομπές Κεφαλαίου 3.....	37
4	Διάδοση σήματος μεταξύ δορυφόρου και επίγειου κινητού δέκτη.	39
4.1	Εισαγωγικά	39
4.2	Φαινόμενα που επηρεάζουν ένα ραδιοδίαυλο δορυφορικών επικοινωνιών.	41
4.2.1	Εξασθένιση σήματος (Απώλειες Διάδοσης) ή Path Loss.....	42
4.2.2	Σκίαση (Shadowing).....	43
4.2.3	Πολυδιαδρομική Διάδοση (Multipath Effect).....	55
4.2.4	Παρεμβολές.....	56
4.2.5	Απώλειες λόγω ατμοσφαιρικών φαινομένων.....	57
4.3	Είδη διαλείψεων σε ένα ραδιοδίαυλο	59
4.3.1	Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας	59
4.3.2	Διαλείψεις μικρής κλίμακας	59
4.4	Χαρακτηριστικά του φαινομένου Doppler σε κανάλια δορυφορικών επικοινωνιών.....	62
4.4.1	Ολίσθηση Doppler σε LEO δορυφορικές συνδέσεις.....	63

4.4.2	<i>Διασπορά Doppler σε δορυφορικούς διαύλους- Γενική προσέγγιση</i>	64
4.4.3	<i>Το φάσμα Doppler σε LEO δορυφορικά κανάλια</i>	68
4.4.4	<i>Επιβεβαίωση του παραπάνω μοντέλου</i>	71
4.4.5	<i>Παραπομπές για το κεφάλαιο 4</i>	73
5	Στατιστικά μοντέλα δορυφορικών επικοινωνιών-εκτίμησης σήματος	75
5.1	<i>Εισαγωγή</i>	75
5.2	<i>Στατιστικά μοντέλα</i>	77
5.2.1	<i>Εισαγωγή</i>	77
5.2.2	<i>Το μοντέλο Loo</i>	78
5.2.3	<i>Το μοντέλο Corazza-Vatalaro</i>	79
5.2.4	<i>Το μοντέλο Lutz (Total Shadowing Model)</i>	80
5.2.5	<i>Το μοντέλο Suzuki</i>	82
5.2.6	<i>Το μοντέλο Nakagami</i>	82
5.2.7	<i>Το μοντέλο Mehrinia-Hashemi</i>	83
5.3	<i>Φυσικό-Στατιστικά μοντέλα</i>	84
5.3.1	<i>Εισαγωγή</i>	84
5.3.2	<i>Φυσικό-στατιστικό μοντέλο για δορυφορικό δίαυλο</i>	84
5.4	<i>Γωνιακά μοντέλα κατανομής</i>	88
5.4.1	<i>Εισαγωγή</i>	88
5.4.2	<i>Παρουσίαση γωνιακών μοντέλων</i>	88
5.5	<i>Παραπομπές για το κεφάλαιο στο 5</i>	93
6	Παρουσίαση στατιστικού μοντέλου για την εκτίμηση της χωρητικότητας καναλιού σε ένα επίγειο κινητού-δορυφορικού SIMO συστήματος	95
6.1	<i>Θεωρία</i>	95
6.2	<i>Παρουσίαση αλγορίθμου</i>	98
6.2.1	<i>Αλγόριθμος για τη δημιουργία δειγμάτων για τις κατανομές</i>	99
6.2.2	<i>Γενικός αλγόριθμος</i>	99
6.3	<i>Παρουσίαση-σχολιασμός αποτελεσμάτων</i>	103
6.3.1	<i>Παρουσίαση γραφημάτων για διάφορα περιβάλλοντα</i>	103
6.3.2	<i>Παρουσίαση αποτελεσμάτων για τις αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας</i>	114
6.3.3	<i>Παρουσίαση αποτελεσμάτων σε σχέση με τον παράγοντα K</i>	117

6.3.4	<i>Παρουσίαση αποτελεσμάτων για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στοιχειοκεραίας και απόστασης μεταξύ των στοιχείων της</i>	119
6.3.5	<i>Παρουσίαση αποτελεσμάτων σε σχέση με το εύρος του τομέα α και των αριθμό των δειγμάτων μέσα στο τομέα</i>	122
6.3.6	<i>Παρουσίαση αποτελεσμάτων για διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού</i> <i>126</i>	
6.4	Συμπεράσματα	130
6.5	Παραπομπές για το κεφάλαιο 6.....	131
7	Παράρτημα Α	133

Πίνακας Σχημάτων

Σχήμα 2-1: Δορυφορικό σύστημα επικοινωνιών.....	23
Σχήμα 2-2: Δορυφορική ζεύξη μέσω δύο δορυφόρων.....	24
Σχήμα 3-1: Ένα σύστημα MIMO.....	30
Σχήμα 3-2: Συστήματα SISO – SIMO – MISO – MIMO.....	31
Σχήμα 3-3: Συστήματα πολλών χρηστών MIMO Multi User.....	31
Σχήμα 3-4: Σύγκριση SISO – MIMO.....	32
Σχήμα 3-5: Διαμόρφωση ενός διπλού-δορυφορικού 2x2 MIMO διαύλου. Οι δορυφόροι S1 και S2 εκπέμπουν ο καθένας ανεξάρτητες μεταξύ τους ροές δεδομένων (MIMO χωρικής πολυπλεξίας σύστημα).....	34
Σχήμα 3-6: Σχηματική απεικόνιση διάδοσης μεταξύ κινητού – πολλαπλοί δορυφόροι.....	34
Σχήμα 3-7: Σύγκριση συνάρτησης κατανομής χωρητικότητας για σύστημα SISO και σύστημα 2x2 MIMO, σε μεγάλο δρόμο, προάστιο και αστική περιοχή με SNR λήψης 15 dB σε ελεύθερο χώρο.....	36
Σχήμα 3-8: SISO – MIMO 2x2 στην Ku – Band.....	37
Σχήμα 4-1: Η επίδραση της σκίασης από κτίρια και βλάστηση.....	44
Σχήμα 4-2: Το μοντέλο σκίασης λόγω βλάστησης χρησιμοποιώντας την πρώτη ζώνη Fresnel.....	45
Σχήμα 4-3: Το μοντέλο Weissberger για τέσσερις διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων.....	47
Σχήμα 4-4: Το μοντέλο CCIR για τέσσερις διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων.....	48
Σχήμα 4-5: Το μοντέλο Barts και Stutzman για τέσσερις διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων.....	48
Σχήμα 4-6: Αναπαράσταση του μοντέλου Vogel και Goldhirsh.....	49
Σχήμα 4-7: Αναπαράσταση του μοντέλου Roadside Vegetation Attenuation.....	50
Σχήμα 4-8: Μοντέλο περιθωρίου διάλειασης CCIR με διαφορετικές τιμές του παράγοντα K. (a) Σε αστικό, και (b) σε προάστιο και αγροτικό περιβάλλον.....	52
Σχήμα 4-9: Υπολογισμός περιθωρίου διάλειασης από το μοντέλο ERS για διαφορετικά ποσοστά χρόνου. (a) UHF (900 MHz), (b) L-ζώνη (1800 MHz), και (c) S-ζώνη (2400 MHz).....	54
Σχήμα 4-10: Συνάρτηση κλίμακας-συχνότητας για το μοντέλο ERS.....	55
Σχήμα 4-11: Παρεμβολή γειτονικών δορυφόρων.....	57
Σχήμα 4-12: Κατηγοριοποίηση των διαλείψεων.....	62
Σχήμα 4-13: f/f_c για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης για τερματικό σε θέση 39° N και 77° W, κυκλική τροχιά σε ύψος 1000 Km και κλίση 53°. Το $t=0$ αναφέρεται στο υψηλότερο υψόμετρο του δορυφόρου.....	64
Σχήμα 4-14: Φάσμα σε δορυφορικό-κινητό/εσωτερικό δίαυλο.....	67
Σχήμα 4-15: a.) Σε επίγειες περιπτώσεις ολίσθησης Doppler μερικές ακτίνες είναι θετικές ή αρνητικές σε σχέση με άλλες b.) Στην περίπτωση δορυφόρου σε τροχιά και στατικού επίγειου τερματικού, η κίνηση του δορυφόρου καθορίζει την ολίσθηση-που δεν εξαρτάται από την θέση των σκεδαστών.....	68
Σχήμα 4-16: Γεωμετρική αναπαράσταση για περιπτώσεις LEO δορυφόρων.....	69
Σχήμα 4-17: Προσομοίωσης ολίσθησης Doppler όταν οι σκεδαστές είναι ομοιόμορφα τοποθετημένοι κατά μήκος γραμμής σταθεράς y	71

Σχήμα 4-18: Προσομοίωσης ολίσθησης Doppler όταν οι σκεδαστές είναι κατανομημένοι σε τετραγωνικό πεδίο (πλέγμα) 100×100 m; Η ευθεία γραμμή $S = \frac{1}{v^3}$ (log-log κλίμακα).....	72
Σχήμα 4-19: Ολίσθηση Doppler στα δεδομένα μετρήσεων	73
Σχήμα 5-1: Περιβάλλον σκεδαστών γύρω από το κινούμενο τερματικό	85
Σχήμα 5-2: 3D γεωμετρία.....	85
Σχήμα 5-3: Δεδομένα χρονικών σειρών μοντέλου	87
Σχήμα 5-4: Γωνίες άφιξης των σημάτων στο επίπεδο (αζιμουθιακό ή κατακόρυφο) και η $p(\theta)$	89
Σχήμα 5-5: Γωνίες άφιξης των σημάτων στο επίπεδο (αζιμουθιακό ή κατακόρυφο) και η $p(\theta)$	89
Σχήμα 5-6: Γωνίες άφιξης των σημάτων στο επίπεδο (αζιμουθιακό ή κατακόρυφο) και η $p(\theta)$	90
Σχήμα 5-7: Η PDF του μοντέλου Parsons.....	91
Σχήμα 5-8: (α) Von Mises PDF για γωνία άφιξης των σκεδαζόμενων συνιστωσών στο κινούμενο τερματικό ($\theta_p=0$) ($\kappa=0$, $\kappa=0.5$, $\kappa=3$, $\kappa=10$) (β) Von Mises PDF για γωνία άφιξης των σκεδαζόμενων συνιστωσών στο κινούμενο τερματικό ($\theta_p=0$) σε πολικές συντεταγμένες ($\kappa=0$, $\kappa=0.5$, $\kappa=3$, $\kappa=10$) ...	92
Σχήμα 6-1: (α) Γεωμετρία διάδοσης και	96
Σχήμα 6-2: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Suzuki κατανομή.....	104
Σχήμα 6-3: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Corazza&Vatalaro κατανομή.....	104
Σχήμα 6-4: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Loo κατανομή.....	105
Σχήμα 6-5: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).....	105
Σχήμα 6-6: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).....	106
Σχήμα 6-7: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).	106
Σχήμα 6-8: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Suzuki κατανομή.....	107
Σχήμα 6-9: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Corazza&Vatalaro κατανομή.....	107
Σχήμα 6-10: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Loo κατανομή.....	108
Σχήμα 6-11: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).....	108
Σχήμα 6-12: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).....	109
Σχήμα 6-13: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).	109
Σχήμα 6-14: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Suzuki κατανομή.....	110
Σχήμα 6-15: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Corazza&Vatalaro κατανομή.....	110

Σχήμα 6-16: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Loo κατανομή.....	111
Σχήμα 6-17: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).....	111
Σχήμα 6-18: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).....	112
Σχήμα 6-19: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).	112
Σχήμα 6-20: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης και για τα τρία αστικά περιβάλλοντα στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz) χρησιμοποιώντας τη Corazza&Vatalaro κατανομή.....	113
Σχήμα 6-21 : Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για πέντε διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).	115
Σχήμα 6-22: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για πέντε διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).....	115
Σχήμα 6-23: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για πέντε διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).	116
Σχήμα 6-24: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της απόστασης μεταξύ των στοιχείων της κεραίας και για τις τρεις ζώνες συχνοτήτων.	116
Σχήμα 6-25: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του παράγοντα K για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).	118
Σχήμα 6-26: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του παράγοντα K για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).....	118
Σχήμα 6-27: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του παράγοντα K για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).	118
Σχήμα 6-28: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).....	120
Σχήμα 6-29: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).	121
Σχήμα 6-30: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).	121
Σχήμα 6-31: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του τομέα α για σταθερό αριθμό δειγμάτων.	123
Σχήμα 6-32: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει των αριθμό των σκεδαζόμενων κυμάτων για σταθερό τομέα α και τις 3 ζώνες συχνοτήτων.	124
Σχήμα 6-33: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του τομέα α και του αριθμού δειγμάτων μέσα σε αυτόν για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).	124
Σχήμα 6-34: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του τομέα α και του αριθμού δειγμάτων μέσα σε αυτόν για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).	125
Σχήμα 6-35: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του τομέα α και του αριθμού δειγμάτων μέσα σε αυτόν για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).....	125
Σχήμα 6-36: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της ταχύτητας του επίγειου τερματικού για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).	127
Σχήμα 6-37: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της ταχύτητας του επίγειου τερματικού για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).	127
Σχήμα 6-38: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της ταχύτητας του επίγειου τερματικού για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).....	128

Σχήμα 6-39: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για δύο διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού στη ζώνη L (1.8 GHz).....	128
Σχήμα 6-40: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για δύο διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού στη ζώνη S (2.4 GHz).....	129
Σχήμα 6-41: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για δύο διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού στη ζώνη Ku (14 GHz).	129

1

Εισαγωγή

1.1 Έκθεση του προβλήματος

Στη σημερινή εποχή η ραγδαία τεχνολογική ανάπτυξη έχει φέρει τους σχεδιαστές τηλεπικοινωνιακών συστημάτων απέναντι σε καινούργιες προκλήσεις που απαιτούν σημαντικές καινοτομίες στο σχεδιασμό και στην υλοποίηση των συστημάτων αυτών. Είναι γεγονός πως στο παρελθόν υπήρχαν πάντα οι χρήστες τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με αυξημένες ανάγκες και απαιτήσεις, για παράδειγμα στρατιωτικές εφαρμογές ή συστήματα χαρτογράφησης σε κινητά τερματικά που ήταν απαραίτητα σε τοπογραφικές μελέτες. Όμως σήμερα βαδίζουμε προς μια εποχή που ο μέσος χρήστης των σταθερών και ακόμα περισσότερο κινητών τηλεπικοινωνιών απαιτεί από τη συσκευή και από τον πάροχο υπηρεσιών εφαρμογές όπως τηλεόραση και ζωντανή μετάδοση βίντεο με αξιοπιστία. Υπηρεσίες δηλαδή με αυξημένες απαιτήσεις τόσο σε ρυθμό δεδομένων όσο και σε ποιότητα. Επίσης πολλοί ιδιωτικοί και δημόσιοι φορείς έχουν ανάγκη χρήσης νέων τεχνολογιών και εφαρμογών που τους διευκολύνουν, όπως η ευρεία εφαρμογή της τηλεδιάσκεψης με πιο χαρακτηριστικό και ίσως πιο πολλά υποσχόμενο την διεξαγωγή ιατρικής διάγνωσης από απόσταση ή ακόμα την διεξαγωγή μιας χειρουργικής επέμβασης από απόσταση. Απέναντι σε αυτές τις προκλήσεις οι μηχανικοί τηλεπικοινωνιών και οι σχεδιαστές συστημάτων είναι υποχρεωμένοι να αναπτύξουν καινούριες πιο αποδοτικές τεχνικές αλλά ταυτόχρονα εφαρμόσιμες σε ευρεία κλίμακα.

Οι δορυφορικές επικοινωνίες έχουν παίξει σημαντικό ρόλο σε όλη αυτήν την πρόοδο. Όμως με την εμφάνιση των συστημάτων δεύτερης γενιάς και την τεχνολογία οπτικών ινών η σημαντικότητα τους έχει ασθενήσει. Παρόλα αυτά η χρησιμότητα τους είναι ακόμη αναγκαία και μερικές φορές είναι η μόνη υλοποίηση λύση. Και γι' αυτό το λόγο οι μηχανικοί προσπαθούν να αναπτύξουν συστήματα που θα ξεπεράσουν τα εμπόδια που τους θέτουν τα τωρινά συστήματα και να ικανοποιήσουν τις ολοένα και αυξανόμενες ανάγκες υπηρεσιών.

Μια από τις πιο πολλά υποσχόμενες τεχνικές για το μέλλον των ασύρματων τηλεπικοινωνιών είναι η χρήση κεραιών με πολλαπλά στοιχεία τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη του συστήματος. Τα συστήματα που έχουν αυτά τα χαρακτηριστικά ονομάζονται MIMO (Multiple Input Multiple Output) και θα αποτελέσουν το αντικείμενο μελέτης της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Κύριο χαρακτηριστικό αυτών των συστημάτων είναι η δυνατότητα επίτευξης μεγαλύτερης ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων και αποδοτικότερης εκμετάλλευσης του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων. Αυτό το χαρακτηριστικό τους τα καθιστά ιδιαίτερος σημαντικά στο σημερινό πεδίο έρευνας γιατί όπως είναι γνωστό οι απαιτήσεις των εφαρμογών που αναπτύσσονται, των ευρυζωνικών δικτύων και πιο συγκεκριμένα των ασύρματων κινητών ευρυζωνικών τηλεπικοινωνιών ως προς τη χωρητικότητα συνεχώς αυξάνουν και τα συστήματα αυτά μπορούν να τις ικανοποιήσουν σε μεγάλο βαθμό. Το ενδεχόμενο εφαρμογής της τεχνικής αυτής στις δορυφορικές επικοινωνίες παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον και μελετάται κατά πόσο είναι εφικτή η εφαρμογή της παραπάνω τεχνικής στις δορυφορικές επικοινωνίες καθώς και τα οφέλη τα οποία μπορεί να αποφέρει.

1.2 Σκοπός της διπλωματικής εργασίας

Σε αυτή την διπλωματική εργασία θα επικεντρωθούμε στη μελέτη ενός δορυφορικού συστήματος που κάνει χρήση της τεχνικής MIMO, δηλαδή τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης θα είναι εφοδιασμένοι με κεραιές με πολλαπλά στοιχεία. Γίνεται λόγος για τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που υπάρχουν αλλά και τα μελλοντικά οφέλη που μπορεί να αποφέρει. Επίσης, ένα άλλο σημαντικό στοιχείο που μελετάται είναι ένα στατιστικό μοντέλο που αναπτύχθηκε για τον υπολογισμό της χωρητικότητας ενός δορυφορικού-επίγειου κινητού SIMO (ένα στοιχείο στο δορυφόρο και πολλαπλός αριθμός στοιχείων στον επίγειο δέκτη) διαύλου κυρίως για αστικά περιβάλλοντα στις ζώνες συχνοτήτων L (1.8 GHz), S (2.4 GHz) και Ku (14 GHz). Σκοπός αυτής της εργασίας είναι η προσομοίωση του συστήματος που περιγράψαμε παραπάνω, για τον θεωρητικό υπολογισμό της χωρητικότητας του διαύλου (*Channel Capacity*). Στόχος μας είναι να αποδείξουμε θεωρητικά ότι τέτοιου είδους ασύρματα συστήματα μπορούν να παρέχουν πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων, σε σχέση με τις ταχύτητες των συμβατικών δορυφορικών συστημάτων.

1.3 Δομή κεφαλαίων διπλωματικής εργασίας

Η παρούσα διπλωματική εργασία δομείται ως εξής:

Το Κεφάλαιο 1 αποτελεί την εισαγωγή της διπλωματικής, όπου περιγράφεται το αντικείμενο του προβλήματος από το οποίο θα προκύψουν και οι στόχοι της διπλωματικής.

Στο Κεφάλαιο 2, γίνεται μια ιστορική αναδρομή στα δορυφορικά συστήματα και μια γενική περιγραφή της ανάπτυξης που έχουν γνωρίσει τα συστήματα αυτά τα τελευταία χρόνια. Αναφέρονται ιστορικά στοιχεία, γίνεται έρευνα της σημερινής τεχνολογίας, απαριθμούνται διάφορες εφαρμογές που έχουν τέτοιου είδους συστήματα και διατυπώνονται οι προοπτικές αυτών των συστημάτων τα επόμενα χρόνια. Τέλος γίνεται και αναφορά και στα συστήματα επίγειων κινητών-δορυφορικών (Land Mobile Satellite Systems).

Στο Κεφάλαιο 3, περιγράφεται ένα σύστημα MIMO και ο τρόπος λειτουργίας του. Αναφέρονται ιστορικά στοιχεία, γίνεται έρευνα της σημερινής τεχνολογίας, απαριθμούνται διάφορες εφαρμογές που έχουν τέτοιου είδους συστήματα και διατυπώνονται οι προοπτικές αυτών των συστημάτων για τα επόμενα χρόνια. Επίσης γίνεται και αναφορά και στα MIMO-Satellite συστήματα και εξηγείται πως μπορούν να συμβάλουν στη βελτίωση των σημερινών επικοινωνιών.

Στο Κεφάλαιο 4, περιγράφεται η ασύρματη ζεύξη μεταξύ ενός δορυφόρου και ενός κινητού τερματικού. Αναφέρονται όλα τα φαινόμενα που λαμβάνουν μέρος και οι αιτίες εξασθένησης του σήματος κατά την διάδοση του στον δίαυλο. Αναφέρονται τα κυριότερα φυσικά μοντέλα που έχουν αναπτυχθεί για την πρόβλεψη της σκίασης σε έναν ραδιοδίαυλο.

Στο κεφάλαιο 5, περιγράφονται στατιστικά μοντέλα πρόβλεψης σήματος καθώς και μοντέλα γωνιακής κατανομής. Επιπλέον γίνεται και μια αναφορά στα φυσικά μοντέλα πρόβλεψης σήματος και γίνεται ιδιαίτερη επισήμανση στο φυσικό-στατιστικό μοντέλο για ένα MIMO-Satellite σύστημα.

Στο κεφάλαιο 6, περιγράφεται το φυσικό-στατιστικό μοντέλο που αναπτύχθηκε για την πρόβλεψη της χωρητικότητας σε ένα LMS σύστημα χρησιμοποιώντας την τεχνική SIMO. Γίνεται ένας πλήρης σχολιασμός των αποτελεσμάτων που πήραμε από την όλη μελέτη, εξάγονται συμπεράσματα για τις δυνατότητες και τις προοπτικές τέτοιου είδους συστημάτων όπως αυτών που μελετώνται στην συγκεκριμένη διπλωματική εργασία.

Στο Παράρτημα Α παρουσιάζεται πλήρως ο κώδικας που αναπτύχθηκε στο πρόγραμμα MATLAB και χρησιμοποιήσαμε για την εξαγωγή των όλων αποτελεσμάτων και συμπερασμάτων.

2

Δορυφορικά Συστήματα

2.1 Ιστορική Αναδρομή-Εισαγωγικά

Τα δορυφορικά συστήματα αποτελούν ένα σημαντικό μέρος των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών. Οι δορυφόροι παρέχουν τη δυνατότητα κάλυψης μεγάλων γεωγραφικών περιοχών ενώ υπάρχουν από τα μέσα της δεκαετίας του '60. Το 1945 ο Arthur Clarke δημοσίευσε τις ιδέες του για τη χρησιμοποίηση γεωστατικών δορυφόρων στις παγκόσμιες τηλεπικοινωνίες. Από το 1950 έγινε αντιληπτό ότι ένας δορυφόρος πάνω από τη γη θα προσέφερε πολλά πλεονεκτήματα στις επίγειες επικοινωνίες μεταξύ των επίγειων σταθμών που δεν έχουν οπτική επαφή, αν το σήμα του επίγειου πομπού εκπεμπόταν προς το δορυφόρο και στη συνέχεια αυτός το εξέπεμπε προς τον τελικό του προορισμό. Με την ευκαιρία του Διεθνούς Γεωφυσικού Έτους του 1957 εκτοξεύτηκε ο πρώτος τεχνητός δορυφόρος της ιστορίας, ο Σοβιετικός Σπούτνικ 1. Λίγο αργότερα ακολούθησε και ο αμερικανικός Εξπλόρερ 1.

Μετά από μια σειρά πειραματικών δορυφόρων στις αρχές του '60, η πρώτη εμπορική υπηρεσία μέσω δορυφόρου άρχισε με τη παράδοση του INTELSAT 1 (πρώην Bird), που τέθηκε σε γεωστατιστική τροχιά τον Απρίλιο του 1965. Το πρώτο σύστημα χαρακτηριζόταν από μικρό χρόνο ζωής (1.5 έτος), με χαμηλή χωρητικότητα (480 τηλεφωνικά κανάλια) και με υψηλό κόστος λειτουργίας (32500\$/ ετήσιο κόστος/χρόνο).

Στις δεκαετίες του 1960 και 1970, η χρήση τεχνητών δορυφόρων γνώρισε μεγάλη ανάπτυξη, λόγω της μεγάλης χρησιμότητάς τους σε επικοινωνιακούς, επιστημονικούς αλλά και στρατιωτικούς σκοπούς. Σήμερα υπάρχουν σε τροχιά περίπου

2.000 τεχνητοί δορυφόροι, από τους οποίους όμως χρησιμοποιούνται μόνο γύρω στους 500 (οι υπόλοιποι είναι παλιότερης τεχνολογίας). Τεχνητοί δορυφόροι έχουν τεθεί κατά καιρούς σε τροχιά γύρω και από τους περισσότερους πλανήτες του ηλιακού συστήματος αλλά και τη Σελήνη.

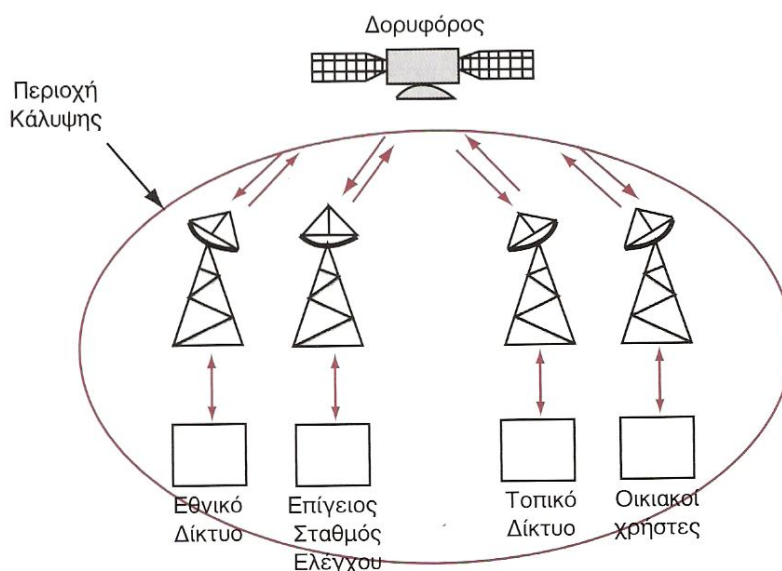
Οι τηλεπικοινωνιακοί δορυφόροι, που διεκπεραιώνουν τηλεφωνικές συνδιαλέξεις, αναμεταδίδουν τηλεοπτικά προγράμματα, στέλνουν δεδομένα κ.λ.π. Σε παγκόσμιο επίπεδο κυριαρχούν δύο οργανισμοί, στη δικαιοδοσία των οποίων περιλαμβάνονται η κατασκευή, η λειτουργία και η δημιουργία δικτύου δορυφόρων: ο Intelsat (Διεθνής Οργανισμός Τηλεπικοινωνιακών Δορυφόρων) και ο Inmarsat (Διεθνής Οργανισμός Δορυφόρων Θαλάσσιας Τηλεπικοινωνίας). Σε αυτούς συμμετέχει και η Ελλάδα, που ωστόσο εξυπηρετεί ένα μικρό ποσοστό των τηλεπικοινωνιών της μέσω δορυφόρων. Σε ευρωπαϊκό επίπεδο λειτουργεί από το 1983 ο Eutelsat (Ευρωπαϊκός Οργανισμός Τηλεπικοινωνιακών Δορυφόρων). Τα κράτη-μέλη των τριών αυτών οργανισμών συναντούσαν, έως τα τέλη της δεκαετίας του 1980, περιορισμούς ως προς τη χρήση των δορυφόρων -μετά από μίσθωση- όσο και των επίγειων σταθμών μετάδοσης. Οι τεχνολογικές εξελίξεις, όμως, που προσφέρουν εναλλακτικά των δορυφόρων τηλεπικοινωνιακά μέσα, φθηνότερα και υψηλότερης ποιότητας (π.χ. οπτικές ίνες), καθώς και ο διεθνής ανταγωνισμός οδηγούν από τις αρχές της δεκαετίας του 1990 τις δορυφορικές τηλεπικοινωνίες σε μια φάση σταδιακής απελευθέρωσης (άρση περιορισμών κ.λπ.).

Οι τηλεπικοινωνιακοί δορυφόροι της δεκαετίας αυτής είναι εξοπλισμένοι με βελτιωμένα ηλεκτρονικά κυκλώματα και έχουν μεγαλύτερη διάρκεια λειτουργίας και δυνατότητα διεκπεραίωσης όλων των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Οι δορυφόροι Intelsat μεταδίδουν ραδιοφωνικά και τηλεοπτικά προγράμματα και διεκπεραιώνουν μεγάλο ποσοστό της διεθνούς τηλεφωνίας (συνδιαλέξεις, τέλεξ, τέλεφαξ, μετάδοση δεδομένων κ.λ.π.). Το 1994 λειτουργούσαν συνολικά 19 δορυφόροι Intelsat, με τους οποίους βρίσκονται σε επαφή 2.700 επίγειοι σταθμοί. Οι δορυφόροι Inmarsat εξυπηρετούν κινητούς σταθμούς (πλοία, αεροπλάνα) παρέχοντας, επίσης, υπηρεσίες τηλεφωνίας. Οι τηλεπικοινωνιακοί δορυφόροι τοποθετούνται γενικά σε γεωστατική τροχιά, δηλαδή σε απόσταση 36.000 χλμ. από τη Γη, στο επίπεδο του ισημερινού.

Πλέον ο τηλεπικοινωνιακός δορυφόρος δεν είναι απλώς ένας επαναληπτής, αλλά αποτελεί μέρος ενός υψηλού χωρητικότητας τηλεπικοινωνιακού διαύλου με δυνατότητες πολλαπλής εκπομπής και προσπέλασης.

2.2 Δορυφορικά συστήματα

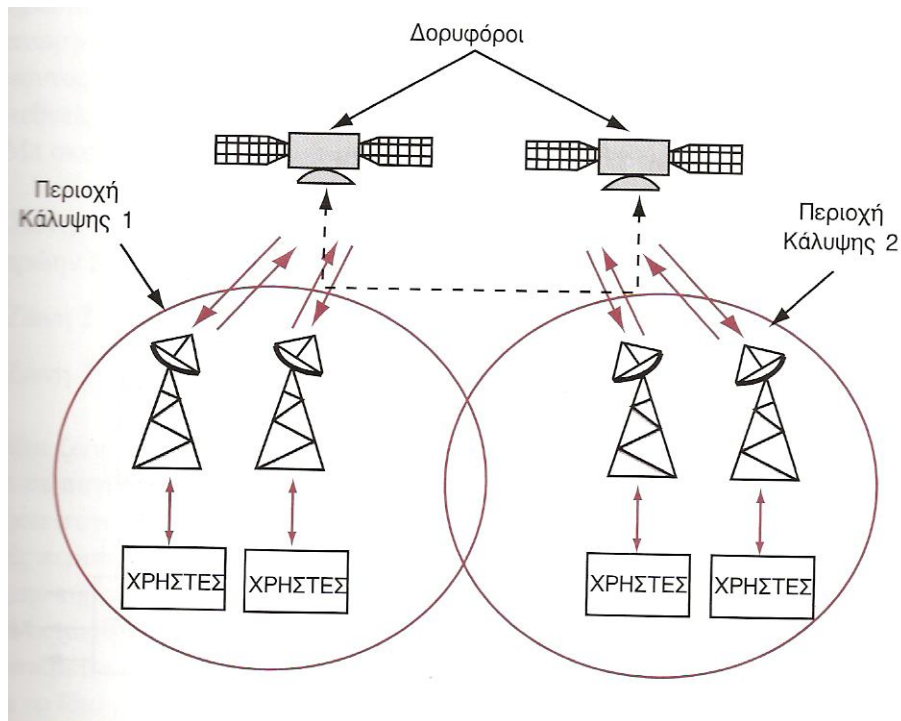
Το βασικό δορυφορικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα αποτελείται από το δορυφορικό τμήμα και το επίγειο τμήμα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-1. Τα χαρακτηριστικά κάθε τμήματος εξαρτώνται από το κατά πόσο το σύστημα πρόκειται να χρησιμοποιηθεί σε στατικές εφαρμογές, εφαρμογές δορυφορικών κινητών τηλεπικοινωνιών ή για εφαρμογές απευθείας κάλυψης.



Σχήμα 2-1: Δορυφορικό σύστημα επικοινωνιών.

Το δορυφορικό τμήμα του συστήματος περιλαμβάνει το δορυφορικό αναμεταδότη και τον επίγειο σταθμό ελέγχου στον οποίο πραγματοποιούνται οι διαδικασίες τηλεμετρίας και ο έλεγχος του δορυφόρου.

Η ζεύξη μεταξύ των επίγειων σταθμών η χρηστών γίνεται μέσω του δορυφορικού αναμεταδότη. Το σήμα που εκπέμπεται από κάθε επίγειο σταθμό μεταδίδεται μέσω της ατμόσφαιρας και υφίσταται ποικίλες αποσβέσεις μέχρι να φτάσει στην είσοδο του δορυφορικού αναμεταδότη. Στα αναλογικά συστήματα ο δορυφορικός αναμεταδότης απλά ενισχύει το σήμα που φθάνει στην είσοδο του και κατόπιν επανεκπέμπει το συνδυασμό των δύο σημάτων σε διαφορετική συχνότητα δημιουργώντας έτσι το σήμα κάτω ζεύξης. Στα ψηφιακά συστήματα, ο δορυφορικός αναμεταδότης επεξεργάζεται σήμα της άνω ζεύξης, το οποίο διαμορφώνει και επανεκπέμπει προς τον επίγειο σταθμό λήψης.



Σχήμα 2-2: Δορυφορική ζεύξη μέσω δύο δορυφόρων

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

Λόγω των πολλαπλών υπηρεσιών που εξυπηρετούνται σε δορυφορικά συστήματα και λόγω του πλήθους των υπηρεσιών αυτών, το φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων που χρησιμοποιείται σε αυτά τα συστήματα πρέπει να κατανέμεται σωστά. Η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU) εκχωρεί συχνότητες για κάθε τηλεπικοινωνιακή υπηρεσία σε παγκόσμια και τοπική βάση. Από την άλλη πλευρά σε κάθε χώρα λειτουργεί συγκεκριμένη υπηρεσία που εκχωρεί συχνότητες για εθνική χρήση λαμβάνοντας υπόψη ότι οι ραδιοεκπομπές δεν επηρεάζουν άλλες υπάρχουσες εθνικές ή διεθνείς ραδιοτηλεπικοινωνίες. Με σκοπό την εκχώρηση συχνοτήτων, η ITU διακρίνει τη γη σε τρεις ζώνες :

Ζώνη 1 : Ευρώπη, Αφρική, Μέση Ανατολή και Ασιατικές περιοχές της πρώην Σοβιετικής Ένωσης

Ζώνη 2 : Αμερική

Ζώνη 3 : Υπόλοιπο Ασίας και Αυστραλίας

Μια ζώνη μπορεί να εκχωρηθεί σε μια ή περισσότερες υπηρεσίες είτε σε παγκόσμιο είτε σε τοπικό επίπεδο. Κάθε εκχώρηση συχνότητας μπορεί να ανήκει στην κατηγορία πρώτης προτεραιότητας ή δεύτερης προτεραιότητας. Η εκχώρηση μιας συχνότητας μπορεί να γίνεται αποκλειστικά για μια υπηρεσία ή να κατανέμεται μεταξύ υπηρεσιών.

Οι δορυφόροι κατηγοριοποιούνται με βάση τον τύπο της τροχιάς τους. Συγκεκριμένα υπάρχουν τέσσερις τύποι τροχιών που αξίζει να αναφερθούν:

- Γεωστατική τροχιά (GEO),
- Υψηλή ελλειπτική τροχιά (HEO),
- Low Earth orbit (LEO),
- Medium Earth orbit (MEO), συχνά αναφέρεται και ως intermediate circular orbit

Μέχρι πρότινος, οι γεωστατικοί δορυφόροι ήταν οι μόνοι που χρησιμοποιούνταν για την κάλυψη υπηρεσιών όπως δορυφορική τηλεόραση και υπηρεσίες Παγκοσμίου Εντοπισμού Θέσης - GPS. Με τα χρόνια έγινε δυνατή η μείωση του μεγέθους του τερματικού του χρήστη σε βαθμό που να συγκρίνεται με μια βαλίτσα, ένα μικρό φορητό υπολογιστή ή μια συσκευή χειρός. Συγκεκριμένα, είναι δυνατό να λαμβάνουμε μέσω δορυφόρου μία τηλεφωνική κλήση σε πραγματικό χρόνο όπου και αν βρίσκεσαι πάνω στη γη χρησιμοποιώντας μια συσκευή χειριού με μέγεθος συγκρινόμενο με αυτό ενός κινητού τηλεφώνου.

Αρχικά, οι πιο πρόσφατες εξελίξεις έγιναν πιθανές μέσω της έναρξης των δορυφορικών προσωπικών υπηρεσιών επικοινωνίας (Satellite Personal Communication Systems - S-PCS), οι οποίες χρησιμοποιούν μη-γεωστατικούς δορυφόρους. Αυτή η κατηγορία δορυφόρου μπορεί να τοποθετηθεί σε LEO τροχιά, μεταξύ 750 και σε 2000 χιλιομέτρων επάνω από τη γη ή MEO μεταξύ 10.000 και σε 20.000 χιλιομέτρων επάνω από τη γη. Το GLOBALSTAR είναι ένα σύστημα που εκμεταλλεύεται τη LEO τροχιά, ενώ το NEO ICO είναι ένα σύστημα MEO. Οι πρόσφατες πρόοδοι στη γεωστατική δορυφορική τεχνολογία ωφέλιμων φορτίων, ειδικότερα η χρήση της κάλυψης πολλαπλών σημείων, έχουν επιτρέψει σε αυτήν την κατηγορία να παρέχει τις φορητές συσκευές επικοινωνίας.

Σήμερα, τα δορυφορικά συστήματα αντιμετωπίζουν τον ανταγωνισμό των επίγειων δικτύων (οπτικών ινών, δικτύων ασύρματης πρόσβασης) τα οποία προσφέρουν μεγάλο εύρος ζώνης (ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας που φθάνει κάποια Gbits/sec),

μικρότερες καθυστερήσεις και χαμηλότερο κόστος λειτουργίας. Παρ' όλα αυτά, οι δορυφόροι παρουσιάζουν κάποια σημαντικά πλεονεκτήματα: γρηγορότερη και φθηνότερη εγκατάσταση ενός ολοκληρωμένου δικτύου με την απουσία της επίγειας μονάδας, η ευελιξία στο δίκτυο και δυνατότητα για εγκατάσταση συνδέσεων σημείου σε πολλαπλά σημεία. Ο δορυφόρος είναι η βέλτιστη λύση όταν δεν υπάρχει επίγεια υποδομή, π.χ. σε αναπτυσσόμενες χώρες ή σε περιοχές με δύσκολη πρόσβαση όπως νησιά ή βουνά που πρέπει να καλυφθούν και μια επίγεια λύση θα ήταν πολύ ακριβή.

2.3 Συστήματα Επίγειων Κινητών Δορυφορικών Επικοινωνιών

Τα συστήματα επίγειων κινητών-δορυφορικών επικοινωνιών (Land Mobile Satellite System, LMSS) είναι διαθέσιμα περισσότερο από μια δεκαετία. Ο τομέας εφαρμογής τους έχει περιοριστεί αρκετά εξαιτίας της ανάπτυξης της δεύτερης γενιάς συστημάτων (2G). Παρά τη μέτρια επιτυχία τους, αναμένεται ότι τα συστήματα LMS θα παίξουν σημαντικό ρόλο στο μέλλον. Τα πρότυπα 3G προβλέπουν ένα δορυφορικό τμήμα που θα παρέχει κάλυψη σε “μέγα”-κυψέλες, κυρίως στις περιοχές του κόσμου που εξυπηρετούνται από τα επίγεια συστήματα. Τα συστήματα 4G θα καλύψουν επίσης ένα δορυφορικό τμήμα. Η σημασία αυτών των συστημάτων συνεχώς αυξάνεται καθώς μπορούν να ανταποκριθούν σε μια ποικιλία εφαρμογών όπως συστήματα πλοήγησης, επικοινωνίες φωνής και δεδομένων, μετάδοσης τηλεοπτικών προγραμμάτων κ.α.

Διάφορες ζώνες συχνότητας έχουν διατεθεί για τα συστήματα LMS και περιλαμβάνουν τη ζώνη UHF (900 MHz), τη L (1800 MHz), τη S (2400 MHz), τη Ku (14 GHz) ή τη Ka (πάνω ζεύξη 21-31 GHz, κάτω ζεύξη 18-20 GHz). Στις χαμηλότερες ζώνες συχνότητας, μόνο η σκίαση ή παρεμπόδιση και το φαινόμενο πολλαπλών διαδρομών επιδρούν σημαντικά. Στις υψηλότερες ζώνες, τα τροποσφαιρικά φαινόμενα, όπως η βροχή και η ατμοσφαιρική απορρόφηση παίζουν σημαντικό ρόλο στην εξασθένιση του σήματος. Πολύ καλή γνώση των απαιτήσεων των διαύλων LMS απαιτείται κυρίως στις φάσεις καθορισμού νέων συστημάτων. Πολλές φορές οι εξασθενίσεις είναι τόσο υψηλές όπου το BEP λαμβάνει ιδιαίτερα υψηλές τιμές.

Δύο κύρια ζητήματα πρέπει να αντιμετωπιστούν: ο καθορισμός των σημάτων εκπομπής και η αξιολόγηση της κάλυψης. Ο καθορισμός σημάτων περιλαμβάνει εκείνες τις πτυχές οι οποίες είναι σχετικές με την επιλογή της διαμόρφωσης, της κωδικοποίησης, της παρεμβολής κ.λπ. που χρησιμοποιούνται στα συστήματα LMS. Σε

αυτό το θέμα, η εξασθένηση λόγω πολλαπλών διαδρομών είναι η κύρια αιτία που πρέπει να καταπολεμηθεί. Οι μελέτες κάλυψης αντιμετωπίζουν εκείνα τα ζητήματα σχετικά με ποσοστό των υπηρεσιών όπου το σήμα φθάνει στο δέκτη με ένα ικανοποιητικό επίπεδο. Η επίτευξη ενός καλού επιπέδου κάλυψης εξαρτάται όχι μόνο από τη γωνία ανύψωσης αλλά από τον τύπο περιβάλλοντος: αστικός, προαστιακός, αγροτικός. Οι μελέτες κάλυψης παρέχουν τις πληροφορίες που απαιτούνται για την επιλογή του δορυφορικού τύπου τροχιάς, ο αριθμός δορυφόρων στον αστερισμό του συστήματος, και εάν θα υπάρξει μια ανάγκη για τους επίγειους επαναλήπτες.

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό γνώρισμα στα συστήματα LMS είναι ότι, όχι μόνο οι γεωστατικές (GEO) δορυφορικές τροχιές μπορούν να υιοθετηθούν, άλλοι τύποι τροχιάς, για τους οποίους η σχετική θέση του δορυφόρου όσον αφορά το τερματικό ποικίλλει, όπως οι χαμηλές τροχιές, LEO, ή οι ιδιαίτερα ελλειπτικές τροχιές, HEO, χρησιμοποιούνται στα υπάρχοντα συστήματα την ίδια στιγμή που οι τροχιές GEO συνεχίζουν να χρησιμοποιούνται.

2.4 Διάδοση σήματος στις δορυφορικές ζεύξεις.

Για ένα σήμα που εκπέμπεται από ένα δορυφόρο και έχει σαν παραλήπτη κάποιο επίγειο σταθμό (κινητό, ακίνητο), η πιο κοινή υπόθεση για το σήμα στο διάλυο είναι ότι το εκπεμπόμενο σήμα παραλαμβάνεται στο άλλο τέλος του διαύλου ως συνδυασμός τριών κύριων σημάτων:

- το άμεσο σήμα (direct signal)
- ένα ανακλώμενο σήμα (specular reflected) και
- σκεδαζόμενο σήμα λόγω πολλαπλών διαδρομών (diffuse component).

Το άμεσο σήμα μπορεί να επηρεαστεί με τη σκίαση των χαρακτηριστικών γνωρισμάτων όπως τα δέντρα, τα κτίρια κ.λπ. (να σκιάσει) ή μπορεί να φθάσει ακέραιο μη επηρεασμένο από εμπόδια: όπως στην περίπτωση οπτικής επαφής (Line-of-Sight-LoS). Επιπλέον, το άμεσο σήμα επηρεάζεται από τα ιονοσφαιρικά φαινόμενα. Η σκίαση συμβαίνει όταν μεταξύ δορυφόρου και επίγειου δέκτη παρεμβαίνει εμπόδιο, το οποίο μπορεί να είναι κτίριο, βλάστηση κ.α. Το αποτέλεσμα στη εξασθένηση του ληφθέντος σήματος αυτού του φαινομένου είναι σοβαρή και επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την ποιότητα υπηρεσιών (Quality of Service-QoS).

2.5 Παραπομπές για το κεφάλαιο 2.

- [1] <http://en.wikipedia.org>
- [2] Π. Κωττής, Χ. Καψάλης, “Κεραίες- Ασύρματες Ζεύξεις “, εκδόσεις Τζιόλα

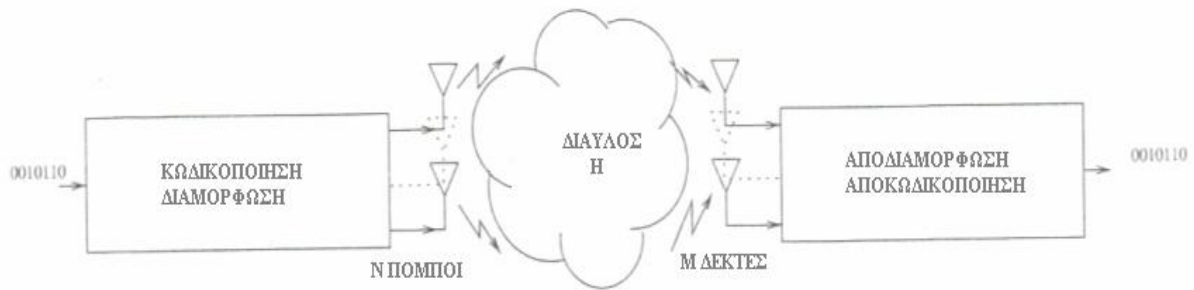
3

Συστήματα MIMO

3.1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια με τις συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις για ρυθμούς μετάδοσης πληροφοριών, χωρητικότητας διαύλου και για καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών (QoS) και τους περιορισμούς που θέτει σε αυτά το φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων οδηγούν στην επιτακτική ανάγκη της εύρεσης καινοτόμων τεχνικών επίλυσης αυτών των ζητημάτων. Διάφορες λύσεις έχουν προταθεί, άλλες υλοποιήθηκαν και άλλες απορρίφθηκαν. Μία ιδέα που κερδίζει όλο και περισσότερο έδαφος είναι η ιδέα των συστημάτων MIMO (Multiple In Multiple Out). Η τεχνολογία MIMO είναι μία μέθοδος χρησιμοποίησης πολλαπλών κεραιών και στον πομπό και στον δέκτη στις ασύρματες επικοινωνίες.

Ένα παράδειγμα ενός συστήματος MIMO φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3-1). Εδώ βλέπουμε ένα MIMO σύστημα όπου και ο πομπός και ο δέκτης είναι εξοπλισμένοι από πολλαπλές κεραιές (N κεραιές ο πομπός και ο M ο δέκτης). Ανάμεσα τους παρουσιάζεται ο διάυλος H όπου αναπαριστά το περιβάλλον ανάμεσα στις κεραιές με τους διάφορους σκεδαστές που μπορεί να υπάρχουν. Στη πλευρά τόσο του πομπού όσο και του δέκτη οι διαδικασίες της διαμόρφωσης – κωδικοποίησης και της αποδιαμόρφωσης - αποκωδικοποίησης μπορεί να γίνονται είτε από κοινού είτε ξεχωριστά [2].



Σχήμα 3-1: Ένα σύστημα MIMO

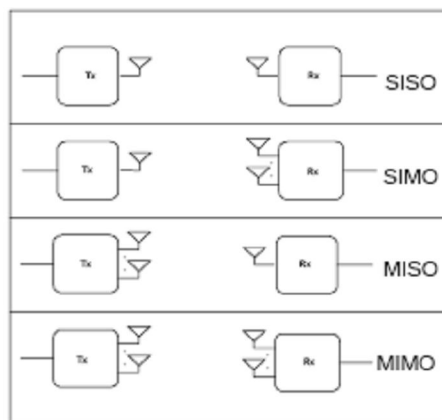
Πολλές δεκαετίες πριν ο πρωτοπόρος για την εποχή του Marconi, είχε διατυπώσει πως για τη βελτίωση μιας ασύρματης ζεύξης μπορούν να χρησιμοποιηθούν κεραίες με πολλαπλούς δέκτες. Ενώ λοιπόν η ιδέα προϋπήρχε η υλοποίηση της εμφάνιζε δυσκολίες αφού την εποχή εκείνη δεν υπήρχαν τεχνικές επεξεργασίας του σήματος. Η έρευνα για τις κεραίες πολλαπλών στοιχείων ήταν έντονη κατά τη διάρκεια του δευτέρου παγκοσμίου πολέμου και μετά από αυτόν για τη χρήση τους στα συστήματα radar. Στη δεκαετία του 1970 με την κατασκευή των πρώτων ψηφιακών επεξεργαστών σήματος άρχισε έντονα το ενδιαφέρον για συστήματα στοιχειοκεραιών. Η δεκαετία του 1990 ανέδειξε αυτήν την πολλά υποσχόμενη τεχνολογία που θα οδηγούσε στην αύξηση της χωρητικότητας των έως τώρα ασύρματων ζεύξεων. Η πρόταση των Roy και Ottersten το 1996 για χρήση σταθμών βάσης κεραιών για υποστήριξη πολλαπλών χρηστών στον ίδιο δίαυλο, η πρόταση των Paulraj και Kailath το 1994 για τεχνική που θα αυξάνει την χωρητικότητα μιας ασύρματης ζεύξης χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραίες τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη και όλα αυτά σε συνδυασμό με την πρωταρχική έρευνα των Telatar, Foschini, Gans, Tarokh στα Bell Labs (1995-1998) ξεκίνησαν μία νέα «επανάσταση» στην θεωρία της πληροφορίας και της επικοινωνίας. Από τα παραπάνω βλέπουμε ότι τα τελευταία χρόνια αλλά ακόμα πιο έντονα στις μέρες μας υπάρχει μία έντονη κινητικότητα στον ερευνητικό χώρο για ενδελεχή μελέτη των συστημάτων MIMO. Αυτό είναι φυσική απόρροια των δυνατοτήτων που ένα τέτοιο σύστημα μπορεί να προσφέρει.

Υπάρχουν διάφοροι συνδυασμοί πολλαπλών κεραιών που μπορούν να υλοποιηθούν σε μία ασύρματη ζεύξη. Αυτοί είναι οι παρακάτω:

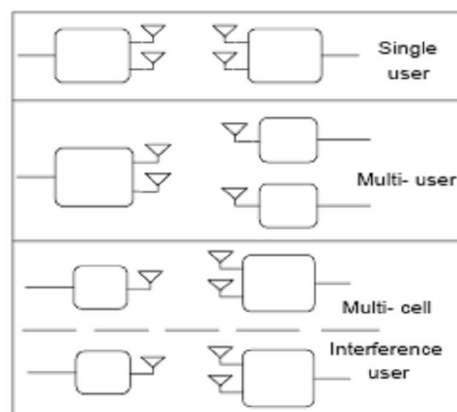
- SISO (Single Input Single Output): είναι ο κλασικός τρόπος ασύρματης μετάδοσης με μία κεραία στον πομπό και μία στο δέκτη.
- SIMO (Single Input Multiple Output): Εδώ υπάρχει μία κεραία στον πομπό και πολλές (M_R) κεραίες στον δέκτη.

- MISO (Multiple Input Single Output): Εδώ υπάρχουν πολλαπλές (M_T) κεραίες στον πομπό και μία κεραία στον δέκτη.
- MIMO (Multiple Input Multiple Output): Εδώ υπάρχουν πολλαπλές κεραίες και στον πομπό (M_T) αλλά και στον δέκτη (M_R).

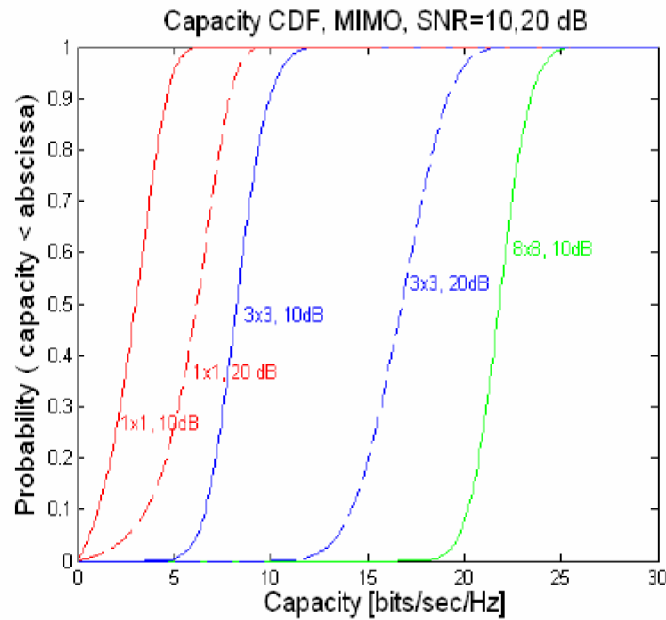
Επίσης υπάρχει και ο συνδυασμός MIMO-MU (MIMO multi-user) που αναφέρεται στην περίπτωση όπου ο σταθμός βάσης (πομπός) έχει πολλαπλές κεραίες και επικοινωνεί με X χρήστες καθένας από τους οποίους έχει πολλαπλές κεραίες. Τέλος σημειώνουμε ότι αναφερόμενοι στα SIMO, MISO και MIMO πολλές φορές χρησιμοποιούμε την συντομογραφία XIXO.



Σχήμα 3-2: Συστήματα SISO – SIMO – MISO – MIMO



Σχήμα 3-3: Συστήματα πολλών χρηστών MIMO Multi User



Σχήμα 3-4: Σύγκριση SISO – MIMO

Ο βασικός μηχανισμός που εκμεταλλεύεται ένα σύστημα MIMO είναι η πολυδιαδρομική μετάδοση. Ο πομπός εκπέμπει πολλά παράλληλα σήματα. Ένα σήμα που εκπέμπεται μέχρι να φτάσει στο δέκτη υπόκεινται σε διάφορα φαινόμενα, όπως σκέδαση, περίθλαση, που αναγκάζουν το σήμα να ανακλάται πολλαπλά στο χώρο με συνέπεια στο δέκτη τα σήματα αυτά να καταφθάνουν διαφοροποιημένα. Έτσι στο δέκτη χρησιμοποιείται ένας αλγόριθμος ή μια επεξεργασία σήματος ώστε να κρατηθεί το πιο πιστό αντίγραφο του εκπεμπόμενου σήματος. Στην ουσία ένα σύστημα MIMO χρησιμοποιεί όλες αυτές τις ηχούς ώστε να αυξήσει ταυτόχρονα το ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας, τη χωρητικότητα διαύλου και την αξιοπιστία της υπηρεσίας.

3.2 Υπάρχουσες εφαρμογές των συστημάτων MIMO

Προς το παρόν οι εμπορικές εφαρμογές των συστημάτων MIMO είναι περιορισμένες. Επίσης δεν είναι διαθέσιμα αποτελέσματα σε μεγάλης κλίμακας συστήματα για τις επιδόσεις του συστήματος με χρήση της τεχνολογίας MIMO. Παρόλα αυτά υπάρχει μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον και οι προσδοκίες για την μελλοντική χρήση του είναι αρκετά μεγάλες. Υπάρχουν διάφορα πρότυπα στα οποία οι τεχνικές MIMO έχουν αρχίσει να κάνουν την εμφάνισή τους. Αυτά είναι τα παρακάτω:

- WiMAX (802.16d – 2004) → Space Time Coding

- WiMAX (802.163 – 2005) → Space Time Coding
- 3GPP (UMTS) → a)Space Time Transmit Diversity b)Πρόσφατα προτάθηκε η χρήση MIMO στο 3GPP (Rel7)

Επόμενη γενιά ασύρματων δικτύων. Wi-fi 802.11n. Σε αυτή τη γενιά το MIMO θα αποτελέσει σημαντικό κομμάτι και θα προσφέρει δίκτυα με ταχύτητες μεγαλύτερες των 300 Mbps [3].

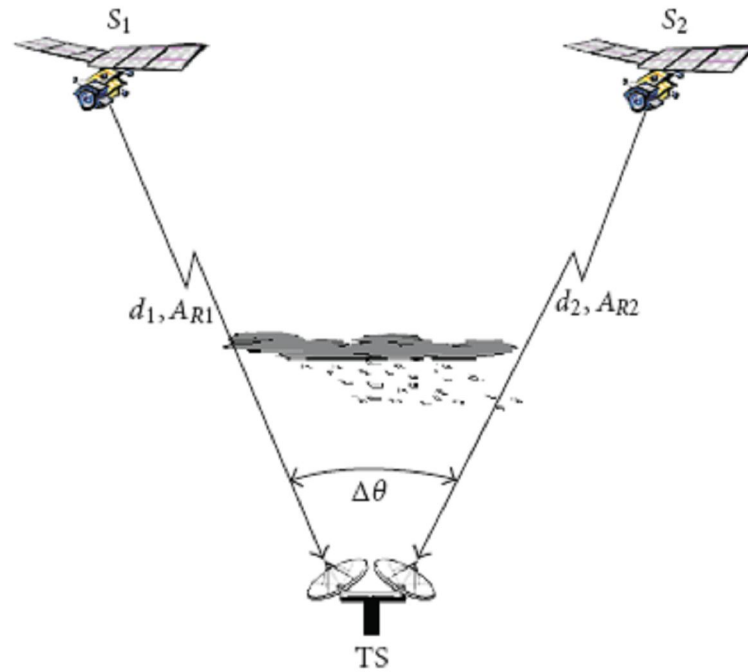
Επίσης πολλές εταιρίες (Nokia, Ericsson κ.α) αλλά και ακαδημαϊκοί φορείς (Technical University Wien- Institute of Communications and RF engineering) έχουν ήδη υλοποιήσει διάφορες προσομοιώσεις ασυρμάτων δικτύων όπου χρησιμοποιούνται τεχνικές MIMO και τα αποτελέσματα είναι ιδιαίτερα ικανοποιητικά [3].

Εύκολα μπορεί να βγει το συμπέρασμα ότι η τεχνολογία MIMO είναι μια ανερχόμενη τεχνολογία που πρόκειται να αλλάξει τα δεδομένα στις ασύρματες επικοινωνίες τα επόμενα χρόνια. Έχει τις καλύτερες προοπτικές και είναι ένα αντικείμενο που χρήζει αυξημένης ερευνητικής μελέτης προκειμένου οι υπηρεσίες που μπορεί να προσφέρει να γίνουν όσο το δυνατόν γρηγορότερα υλοποιήσιμες και ευρέως εκμεταλλεύσιμες.

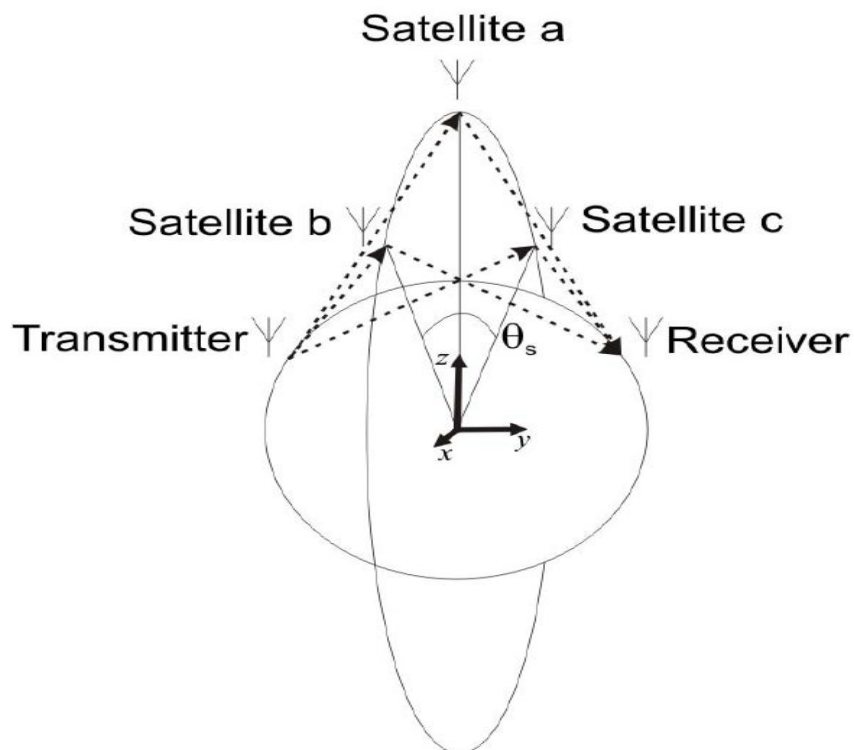
3.3 MIMO-satellite.

Μια σημαντική βελτίωση στα συστήματα LMSS θα μπορούσε να επιφέρει η χρησιμοποίηση της τεχνολογίας MIMO (Multiple In Multiple Out) σε αυτά. Σαν αποτέλεσμα αυτού του εγχειρήματος θα ήταν αυξημένοι ρυθμοί μετάδοσης, μεγαλύτερη χωρητικότητα διαύλου και καλύτερης υπηρεσίας πληροφοριών.

Τα μελλοντικά συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών μπορούν να επωφεληθούν από μία καλά εγκατεστημένη επίγεια σύνδεση που να επικοινωνεί με δορυφόρο. Το κλειδί της όλης υπόθεσης είναι η συνεργασία μεταξύ της κινητής μονάδας και του δορυφόρου ώστε να διατηρείται η ποιότητα υπηρεσιών (QoS) εξασφαλίζοντας έτσι ένα επαρκή λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR) και να μεγιστοποιείται η φασματική αποδοτικότητα.



Σχήμα 3-5: Διαμόρφωση ενός διπλού-δορυφορικού 2x2 MIMO διαύλου. Οι δορυφόροι S1 και S2 εκπέμπουν ο καθένας ανεξάρτητες μεταξύ τους ροές δεδομένων (MIMO χωρικής πολυπλεξίας σύστημα)



Σχήμα 3-6: Σχηματική απεικόνιση διάδοσης μεταξύ κινητού – πολλαπλοί δορυφόροι

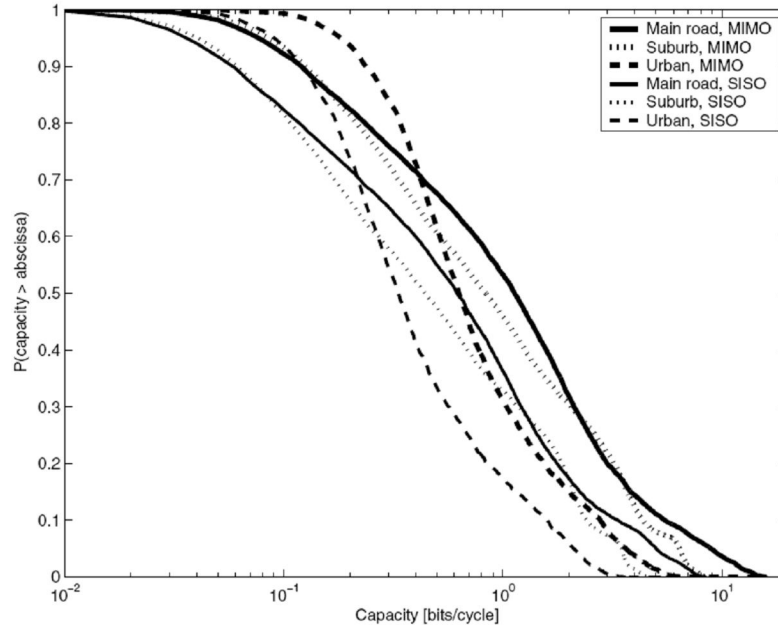
Τοποθετώντας πολλές κεραίες μαζί σε ένα μόνο δορυφόρο δεν προσφέρει κάποια βελτίωση στη χωρητικότητα, διότι το άνοιγμα των γωνιών των συνιστωσών που φτάνουν

στο δορυφόρο από κάθε εμπόδιο γύρω από το κινητό θα μειώνεται, δημιουργώντας έτσι συσχετισμένους διαύλους στο δορυφόρο. Όμως χρησιμοποιώντας δύο ή παραπάνω δορυφόρους, Σχήμα 3-5 και Σχήμα 3-6, σε διαφορετικές τροχιές (σε ένα MIMO σύστημα) θα αυξήσει την αποσυσχέτιση μεταξύ κάθε διαύλου.

Στην περίπτωση που έχουμε μία επίγεια κινητή μονάδα και έναν δορυφόρο, η σύνδεση μεταξύ τους θα εξασφαλίζει καλή ποιότητα υπηρεσιών σε ένα περιβάλλον με σπίτια, συνδυάζοντας υψηλή ισχύ μετάδοσης και μικρές σημειακές καλύψεις. Όμως στη περίπτωση με πολλαπλούς δορυφόρους, μία καλή ποιότητα υπηρεσιών (QoS) μπορεί να επιτευχθεί ευκολότερα με τη χρησιμοποίηση δορυφόρων χαμηλής τροχιάς (LEO). Με αυτόν τον τρόπο οι απώλειες λόγω διάδοσης μειώνονται, εξασφαλίζεται μία καθαρή οπτική επαφή μεταξύ των δύο κεραιών (LOS) σε τουλάχιστον έναν δορυφόρο χρησιμοποιώντας “μακρο”-χωρική διαφορική λήψη. Όταν πολλοί δορυφόροι επικοινωνούν με μία διαφορική κεραία, μπορεί να εφαρμοστεί η χωροχρονική κωδικοποίηση ώστε να μεγιστοποιηθεί η διαφορικότητα ή η χωρητικότητα, ή και τα δύο μαζί. Σε αυτήν την περίπτωση, για να εξασφαλιστεί ένα πλήρες σύστημα MIMO, πολλαπλές κεραιές ή απλή κεραία με κανάλια διαχωρισμένα από τη συχνότητα ή την πόλωση πρέπει να εφαρμοστούν στο επίγειο σταθμό. Αν τα σήματα που φθάνουν στον κάθε δορυφόρο προέρχονται από απλή πηγή, τότε έχουμε την περίπτωση μόνο SIMO για την κάτω ζεύξη του κινητού ή την MISO περίπτωση για την άνω ζεύξη του κινητού.

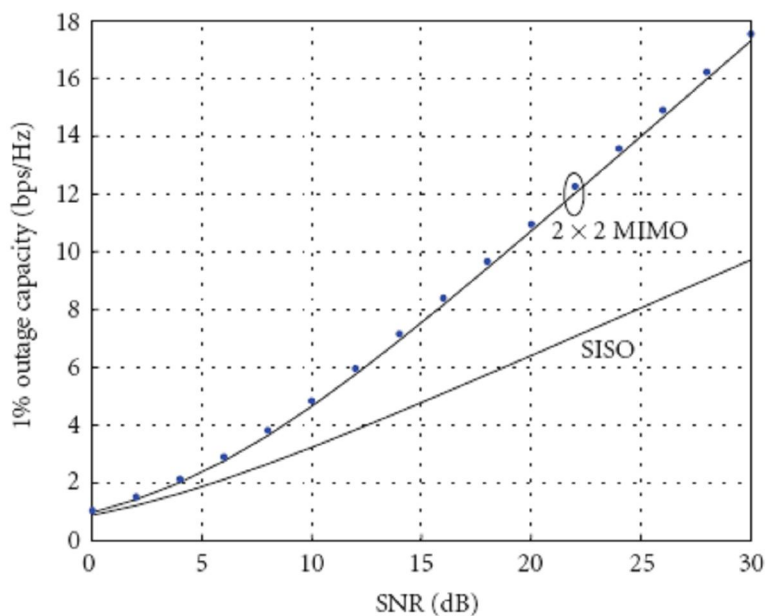
Η απόδοση μιας σύνδεσης δορυφόρου-κινητού εξαρτάται σημαντικά από τη διάδοση μεταξύ του δορυφόρου και των κινητών χρηστών. Κοντά στη ζώνη συχνότητας L οι πιο σημαντικοί παράγοντες είναι η πολυδιαδρομική μετάδοση και οι απώλειες λόγω βλάστησης. Οι σχεδιαστές συστημάτων θα πρέπει να διαθέτουν αξιόπιστα στοιχεία σχετικά με τις αποσβέσεις ώστε να επιλέξουν το κατάλληλο όριο απόσβεσης ή να επιλέξουν κάποια κωδικοποίηση [5].

Όπως αναφέρεται στο [7], παρατηρείται μια σημαντική βελτίωση στη χωρητικότητα χρησιμοποιώντας ένα διπλού δορυφόρου MIMO σύστημα σε σχέση με ένα σύστημα SISO όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-7. Ενδιαφέρον παρουσιάζει και το γεγονός ότι σε χαμηλές γωνίες ανύψωσης, το 1% των καναλιών έφτανε σε 40 dB απώλειες ελεύθερου χώρου. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η συνάρτηση κατανομής (Cumulative Distribution Function-CDF) ενός SISO συστήματος και ενός συστήματος 2x2 MIMO σε διάφορες περιοχές.



Σχήμα 3-7: Σύγκριση συνάρτησης κατανομής χωρητικότητας για σύστημα SISO και σύστημα 2x2 MIMO, σε μεγάλο δρόμο, προάστιο και αστική περιοχή με SNR λήψης 15 dB σε ελεύθερο χώρο

Τα τελευταία χρόνια έχουν ξεκινήσει να γίνονται μετρήσεις ή να δημιουργούνται κάποια μοντέλα με στόχο να αξιολογηθεί αυτό το εγχείρημα. Στο Σχήμα 3-8 παρουσιάζεται μια σύγκριση μεταξύ SISO και ενός συστήματος MIMO 2x2 και τα δύο λειτουργώντας στη Ku – Band (14 GHz). Όπως παρατηρείται για τον ίδιο σηματοθορυβικό λόγο, με το σύστημα MIMO πετυχαίνουμε έως και διπλάσια τιμή στη χωρητικότητα του διαύλου.



Σχήμα 3-8: SISO – MIMO 2x2 στην Ku – Band

3.4 Παραπομπές Κεφαλαίου 3.

- [1] A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore, “ Introduction to Space-Time Wireless Communications”, Cambridge University Press 2003.
- [2] M. Shafi, D. Gesbert, D. Shiu, P.J. Smith, “MIMO systems and Applications”, IEEE Coummnication Society
- [3] V. Bale, “Does MIMO end the capacity bottleneck?”, IEE Workshop on Key Technologies for Future Wireless Systems at the IEC 21st Century Communications World Forum, March 2006
- [4] Peter R. King and Stavros Stavrou, ”Capacity Improvement for a Land Mobile Single Satellite MIMO System”
- [5] Peter R. King ,Barry G. Evans Stavros Stavrou, ” Physical-statistical model for the land mobile-satellite channel applied to satellite/HAP-MIMO”.
- [6] <http://en.wikipedia.org>
- [7] Peter R. King, and Stavros Stavrou, ”Characteristics of the land mobile satellite MIMO channel”
- [8] <http://www.volweb.cz/horvitz/os-info/news-feb06-006.html>
- [9] Π. Κωττής, Χ. Καυγάλης, “Κεραίες- Ασύρματες Ζεύξεις “, εκδόσεις Τζιόλα

4

Διάδοση σήματος μεταξύ δορυφόρου και επίγειου κινητού δέκτη.

4.1 Εισαγωγικά

Ένα σήμα μπορεί να γραφεί σε μαθηματική μορφή ως εξής :

$$\Re(t) = A(t) * e^{j\omega t + \varphi}$$

όπου $R(t)$: το σήμα

$A(t)$: το πλάτος του σήματος

$j\omega t + \varphi$: η φάση του σήματος.

Κάθε σήμα μια χρονική στιγμή έχει ένα συγκεκριμένο πλάτος και μια συγκεκριμένη φάση. Γενικά όταν μιλάμε για ένα σήμα που φτάνει στο δέκτη αυτό είναι αποτέλεσμα υπέρθεσης πολλών σημάτων [4][5]. Αυτό άλλες φορές λειτουργεί θετικά άλλες αρνητικά. Η πιο κοινή υπόθεση σε ένα κανάλι για ένα μεταδιδόμενο σήμα που λαμβάνεται στο δέκτη είναι ότι αποτελεί συνδυασμό των τριών παρακάτω :

- Του απευθείας σήματος
- Του ανακλώμενου σήματος
- Και του σήματος που προέρχεται από σκέδαση από γειτονικά αντικείμενα.

Έτσι μπορούμε να πούμε ότι μια δεδομένη χρονική στιγμή η τιμή του σήματος $\mathfrak{R}(t)$ είναι :

$$\mathfrak{R}(t) = a(t)[b(t) + s(t) + d(t)]$$

όπου $a(t)$ =συντελεστής απόσβεσης που εξαρτάται από το περιβάλλον
 $b(t)$ =το απευθείας σήμα
 $s(t)$ = το ανακλώμενο σήμα
 $d(t)$ =το σήμα που προέρχεται από σκέδαση σε γειτονικά αντικείμενα.

Κατά τη μετάδοση ή τη λήψη ενός σήματος σε ένα περιβάλλον λαμβάνουν μέρος διάφορα φαινόμενα όπως πολυδιαδρομή σήματος, περίθλαση, διάθλαση. Οι μηχανισμοί αυτοί που επηρεάζουν σημαντικότερα τη διάδοση του σήματος στις κινητές δορυφορικές επικοινωνίες είναι [1] :

- Η *ανάκλαση* (reflection) συμβαίνει όταν ένα εκπεμπόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μια λεία επιφάνεια με πολύ μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος του RF σήματος (λ).
- Η *περίθλαση* (diffraction) υφίσταται όταν ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη υπάρχει φυσικό ή τεχνητό εμπόδιο με μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το λ , το οποίο προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από το εμπόδιο. Η περίθλαση είναι ένα φαινόμενο που ερμηνεύει τη μεταφορά RF ενέργειας από τον πομπό στον δέκτη χωρίς απευθείας συνιστώσα μεταξύ τους. Συχνά αποκαλείται και σκίαση (shadowing), γιατί το σήμα φτάνει στο δέκτη ακόμα κι όταν “σκιάζεται” από ένα αδιαπέραστο εμπόδιο.
- Τέλος, η *σκέδαση* (scattering) συμβαίνει όταν ένα σήμα προσπίπτει είτε σε μια μεγάλη τραχεία επιφάνεια, ή σε επιφάνεια της οποίας οι διαστάσεις είναι της τάξης του λ ή μικρότερες, με αποτέλεσμα η ανακλώμενη ενέργεια να διασκορπίζεται σε όλες τις κατευθύνσεις. Σε περιβάλλον εσωτερικών χώρων συνηθισμένοι σκεδαστές είναι τα έπιπλα και τα διάφορα μικροαντικείμενα που υπάρχουν.

Αποτέλεσμα των παραπάνω μηχανισμών είναι ότι το εκπεμπόμενο σήμα μπορεί να φθάσει στον δέκτη από διαφορετικούς δρόμους. Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες καταφθάνουν με χαρακτηριστικά (πλάτος, φάση και χρόνο άφιξης) ολισθημένα ως προς εκείνα της απευθείας συνιστώσας. Έτσι, ένας δέκτης σε μια θέση θα λαμβάνει σήμα με ισχύ διαφορετική κατά αρκετές δεκάδες dB απ' ότι σε μια διπλανή θέση όπου η σχέση των φάσεων μεταξύ των κυμάτων θα έχει αλλάξει. Η μεταβολή του πλάτους ή της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος για μικρές μετατοπίσεις του δέκτη, είναι γνωστή ως φαινόμενο διαλείψεων (fading). Αρχικά, θεωρούμε την απλή περίπτωση ενός στατικού δέκτη και ενός στενής ζώνης εκπεμπόμενου σήματος, όπως ένα αδιαμόρφωτο φέρον (CW). Η κατάσταση αυτή ονομάζεται στατική πολυδιαδρομική διάδοση. Το φαινόμενο των διαφορετικών χρονικών καθυστερήσεων θα έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία σχετικών ολισθήσεων φάσης μεταξύ των συνιστάμενων κυμάτων, η υπέρθεση των οποίων, μπορεί να οδηγήσει σε αθροιστική ή σε αφαιρετική συμβολή. Δεν πρέπει να ξεχνάμε ότι το σήμα επηρεάζεται σημαντικά και από τα διάφορα καιρικά φαινόμενα όπως βροχές, καταιγίδες κ.α., τα οποία θα αναλυθούν παρακάτω. Τέλος είναι πιθανό το λαμβανόμενο σήμα να δοκιμάζεται από παρεμβολές που προκαλούν χρήστες που δουλεύουν στην ίδια συχνότητα. Βέβαια στις δορυφορικές επικοινωνίες το φαινόμενο αυτό δε συναντάται τόσο συχνά όσο στις επίγειες.

4.2 Φαινόμενα που επηρεάζουν ένα ραδιοδίαυλο δορυφορικών

επικοινωνιών.

Με βάση τα παραπάνω μπορούμε να διακρίνουμε τέσσερα βασικά και ανεξάρτητα φαινόμενα που επηρεάζουν ένα ραδιοδίαυλο στις κινητές – δορυφορικές επικοινωνίες :

- Την εξασθένιση του σήματος (path loss)
- Τη σκίαση (shadowing)
- Την πολυδιαδρομική διάδοση (multipath)
- Τις παρεμβολές (interference)
- Και τις απώλειες λόγω ατμοσφαιρικών φαινομένων.

Κάθε ένα από αυτά τα φαινόμενα έχει διαφορετική φυσική προέλευση και πρέπει να μελετηθεί κατά τη σχεδίαση αλλά και κατά τη αξιολόγηση του συστήματος.

Η εξασθένιση (ή οι απώλειες διάδοσης), καθορίζει την εξάρτηση της μείωσης της μέσης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος από την απόσταση πομπού – δέκτη. Η σκίαση χαρακτηρίζει την εξασθένιση του σήματος λόγω παρεμπόδισης από βλάστηση ή από κτίρια, καθώς και άλλα αντικείμενα. Η πολυδιαδρομική διάδοση έχει σαν αποτέλεσμα τις διαλείψεις του σήματος λόγω αθροιστικής και αφαιρετικής συμβολής των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Η πολυδιαδρομική διάδοση είναι και το βασικό χαρακτηριστικό της διάδοσης στο ραδιοδίαυλο των συστημάτων κινητών επικοινωνιών, είτε δορυφορικών είτε επίγειων, και προκαλεί τυχαίες μεταβολές στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος, αλλά και διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference) ή διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading). Τέλος οι παρεμβολές από άλλους χρήστες του ίδιου συστήματος ή άλλου συστήματος που λειτουργεί στην ίδια ζώνη συχνοτήτων, αποτελούν εξίσου σημαντικά προβλήματα.

4.2.1 Εξασθένιση σήματος (Απώλειες Διάδοσης) ή Path Loss

Με τον όρο απώλειες διάδοσης [1] ορίζουμε τον λόγο της εκπεμπόμενης ισχύος προς τη λαμβανόμενη ισχύ, για ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης και είναι συνήθως μια συνάρτηση της απόστασης. Η υπόθεση του ελεύθερου χώρου είναι το απλούστερο μοντέλο για τις απώλειες διάδοσης, όπου μεταξύ πομπού και δέκτη υπάρχει μόνο η απευθείας συνιστώσα απουσία φυσικών ή τεχνικών αντικειμένων, που προκαλούν ανακλάσεις ή εξασθενούν το διαδιδόμενο σήμα. Σε αυτήν την περίπτωση η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι ανάλογη της εκπεμπόμενης ισχύος, του κέρδους των κεραιών και αντιστρόφως του τετραγώνου της απόστασης μεταξύ πομπού – δέκτη. Γενικά όμως οι μέσες απώλειες διάδοσης $L(d)$, συναρτήσει της απόστασης d μεταξύ του πομπού και του δέκτη είναι ανάλογες της n -οστής δύναμης της απόστασης σε σχέση με μια απόσταση αναφοράς d_0 .

$$\bar{L} \propto \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (1)$$

Οι απώλειες διάδοσης $L(d)$ εκφράζονται συνήθως σε dB και δίνονται από την σχέση:

$$\bar{L} = L_{FS} + 10 \cdot n \cdot \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2)$$

Η απόσταση αναφοράς d_0 αντιστοιχεί σε κάποιο σημείο που βρίσκεται στο μακρινό πεδίο της κεραίας. Οι απώλειες διάδοσης που δίνονται από την σχέση (2), είναι μέσες απώλειες

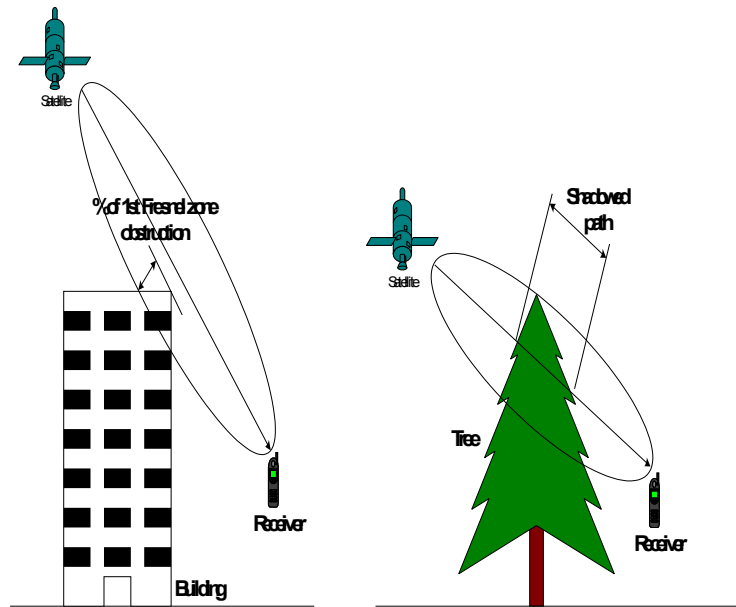
διάδοσης για μια δεδομένη απόσταση d . Η τιμή του εκθέτη n εξαρτάται από την συχνότητα, τα ύψη των κεραιών και το περιβάλλον διάδοσης. Σε ελεύθερο χώρο ισχύει $n = 2$, ενώ με την παρουσία ισχυρών φαινομένων κυματοδήγησης η τιμή του n μπορεί να λάβει τιμές μικρότερες από 2. Στην περίπτωση δορυφορικών επικοινωνιών έχουμε ότι θεωρούμε διάδοση σε ελεύθερο χώρο (free space), άρα $n = 2$. Οι απώλειες διάδοσης $L_{FS}(d_0)$ στο σημείο αναφοράς d_0 από τον πομπό, προκύπτουν συνήθως από μετρήσεις ή υπολογίζονται από τις απώλειες ελευθέρου χώρου:

$$L_{FS} = \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right)^2 \quad (3)$$

όπου λ το μήκος κύματος. Η παραπάνω σχέση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την μοντελοποίηση των μέσων απωλειών διάδοσης σε εσωτερικούς χώρους τόσο για θέσεις οπτικής επαφής όσο και για θέσεις μη οπτικής επαφής.

4.2.2 Σκίαση (Shadowing)

Η σκίαση είναι η εξασθένιση της απευθείας συνιστώσας εξαιτίας των δέντρων στους δρόμους, των κτιρίων, λόφων και βουνών. Το φαινόμενο της σκίασης εξαρτάται από το μήκος της διαδρομής του σήματος μέσα από το εμπόδιο, τον τύπο του εμποδίου, της συχνότητας του σήματος και της γωνίας ανύψωσης του δορυφόρου. Η σκίαση προκαλεί μεγαλύτερη εξασθένιση σε μικρές γωνίες ανύψωσης, όπου το εμπόδιο προβάλλει μεγαλύτερη σκιά. Στο Σχήμα 4-1 παρουσιάζεται το φαινόμενο της σκίασης εξαιτίας των δέντρων και των κτιρίων.



Σχήμα 4-1: Η επίδραση της σκίασης από κτίρια και βλάστηση

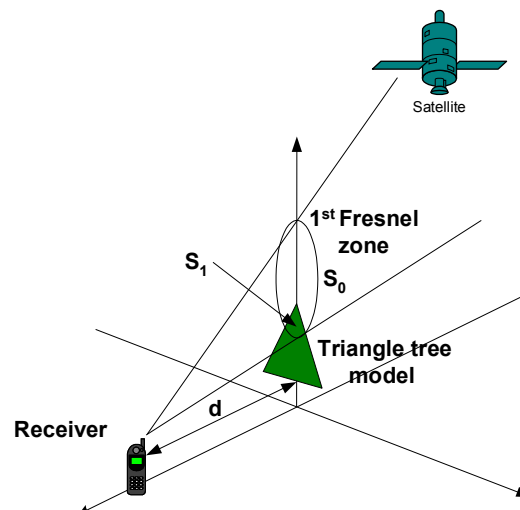
Η έκταση της εξασθένησης λόγω της βλάστησης εξαρτάται από το πόσο κοντά είναι τα δέντρα μεταξύ τους, την πυκνότητα των κλαδιών και των φύλλων και το μήκος της διαδρομής που περνά μέσα από αυτά. Για συχνότητες χαμηλότερες του 1 GHz, τα δέντρα δεν επηρεάζουν το σήμα. Όμως για υψηλότερες συχνότητες, παρατηρείται ότι τα δέντρα μπορούν να θεωρηθούν ως ιδανικοί αιχμηροί περιθλαστές ώστε να υπολογιστεί το ποσοστό της εξασθένησης του σήματος. Ο απλούστερος τρόπος για να υπολογιστεί η εξασθένηση λόγω των δέντρων είναι να εκτιμηθεί το μήκος της διαδρομής που περνά μέσα από αυτά και να πολλαπλασιαστεί με έναν κατάλληλο παράγοντα εκφρασμένο σε dB/m. Η τιμή του παράγοντα αυτού θα εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας και σε μικρότερο βαθμό από την πόλωση, με την κάθετη πόλωση να δημιουργεί μεγαλύτερη εξασθένηση. Σε μικρότερο βαθμό, η εξασθένηση αυξάνεται με την παρουσία φύλλων στα δέντρα. Τα κτίρια στην άκρη του δρόμου μπορούν να θεωρηθούν ως περιθλαστές με αιχμηρές άκρες. Επίσης μπορεί να θεωρηθεί ότι εξασθενούν σημαντικά το διαδιδόμενο σήμα όταν παρεμποδίζεται τουλάχιστον το 60% της 1^{ης} ζώνης Fresnel γύρω από την απευθείας ακτίνας από το δορυφόρο προς το κινητό [8].

Η σκίαση σε αυτήν την περίπτωση να επιδρά λιγότερο στις υψηλότερες συχνότητες λόγω του γεγονότος ότι είναι πιο στενές οι ζώνες Fresnel. Η εξασθένηση του απευθείας σήματος – LOS που προκαλείται από τη σκίαση των κτιρίων μπορεί να υπολογιστεί από τη μορφή των εμποδίων σαν μια αιχμή περιθλασης με αμελητέο πάχος ή σαν ένα αντικείμενο μεγάλο και λείο. Αν είναι γνωστά το ύψος του κτιρίου, η γωνία ανύψωσης του δορυφόρου,

το ύψος της κεραίας λήψης, η απόσταση κτιρίου και κεραίας και η συχνότητα λειτουργίας τότε μπορούμε να υπολογίσουμε την απώλεια λόγω περίθλασης κοντά σε ένα κτίριο και να εκτιμήσουμε αν στη συγκεκριμένη περιοχή είναι δυνατόν να εγκαταστήσουμε ένα σύστημα δορυφορικών επικοινωνιών.

4.2.2.1 Θεωρητικό μοντέλο για τις εξασθενίσεις λόγω δέντρων

Αν το σχήμα του δέντρου είναι πολύπλοκο τότε είναι δύσκολο να υπολογιστεί η εξασθένιση λόγω των δέντρων [9]. Ένα μοντέλο που έχει προταθεί λαμβάνει υπόψη τη 1^η ζώνη του Fresnel και το τρίγωνο της βλάστησης που παρεμβαίνει σε αυτήν πως φαίνεται στο Σχήμα 4-2.



Σχήμα 4-2: Το μοντέλο σκίασης λόγω βλάστησης χρησιμοποιώντας την πρώτη ζώνη Fresnel

Η περιοχή της 1^{ης} έλλειψης Fresnel μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$S_0 = \frac{\lambda \pi (d \cos \theta + \lambda / 4)}{\cos^3 \theta} \quad (1)$$

όπου λ είναι το μήκος κύματος, d είναι η απόσταση μεταξύ του δέντρου και της κεραίας του κινητού, και θ είναι η γωνία ανύψωσης. Έτσι, η περιοχή S_1 , που είναι το μέρος της βλάστησης που εισέρχεται στην 1^η έλλειψη Fresnel, χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της εξασθένισης A λόγω των δέντρων και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$A = -20 \log_{10} \left(\frac{S_0 - S_1}{S_0} \right) \quad (2)$$

Στο [9] αναφέρεται ότι η μέση μείωση της εξασθένησης του σήματος με την αύξηση της απόστασης d μεταξύ του δέντρου και της κεραίας για εύρος διάλειτουργίας μικρότερο από 10 dB, αν και με τη μείωση της απόστασης d , η υπολογιζόμενη εξασθένηση αυξάνεται όταν η μετρούμενη εξασθένηση αυξάνεται με διακυμάνσεις. Για διαλείψεις μεγαλύτερες από 10 dB, παρατηρούνται μεγάλες διακυμάνσεις στις διαλείψεις όταν αυξάνεται η απόσταση. Η μεταβολή αυτή της διάλειτουργίας προκαλείται από την περίθλαση και την παρεμβολή των ραδιοκυμάτων όταν διέρχονται ανάμεσα από τα φύλλα και τα κενά ανάμεσα από τα κλαδιά των δέντρων.

4.2.2.2 Εξασθένηση λόγω βλάστησης- Παρουσίαση εμπειρικών μοντέλων.

4.2.2.2.1 Modified Exponential Decay (MED) μοντέλο

Το συγκεκριμένο μοντέλο παρουσιάστηκε για πρώτη φορά από τον Weissberger [10] και αναφέρεται σε εξασθενίσεις που εισάγουν τα δέντρα όταν η διαδρομή μέσα από αυτά είναι το πολύ 400 m. Το MED μοντέλο έχει απλουστευθεί από τη CCIR [11], και έχει τροποποιηθεί από τους Smith, Stutzman και Barts [12], [13] στην προσπάθεια τους να το μοντελοποιήσουν για κινητές – δορυφορικές μεταδόσεις. Προβλέπει τις απώλειες διάδοσης λόγω της βλάστησης, βασιζόμενο στις φυσικές παραμέτρους της διαδρομής και στη συχνότητα της. Η εξίσωση του μοντέλου είναι:

$$L_n = a_n \cdot D_n \quad (3)$$

όπου:

L_n : η εξασθένηση σε dB,

D_n : το μήκος της διαδρομής μέσα από το φύλλωμα σε m,

a_n : ένας συγκεκριμένος παράγοντας εξασθένησης λόγω της βλάστησης εκφρασμένος σε dB/m.

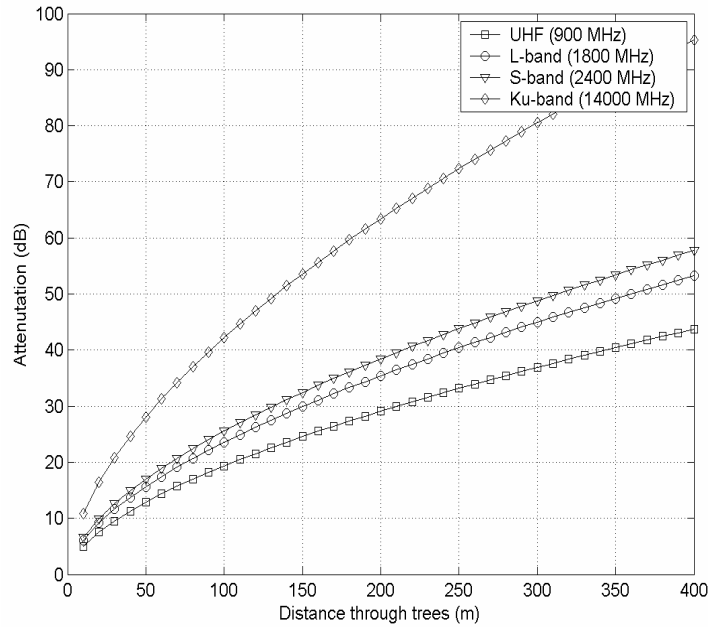
Πρέπει να σημειωθεί ότι στην παραπάνω εξίσωση ο παράγοντας a_n εξαρτάται από το D_n .

Η σχέση που τους συνδέει είναι:

$$a_n = 0.187 \cdot f^{0.284} \cdot D_n^{-0.412}, \text{ for } 200 \text{ MHz} \leq f \leq 95 \text{ GHz} \quad (4)$$

όπου f είναι η συχνότητα σε MHz. Στο Σχήμα 4-3 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του μοντέλου χρησιμοποιώντας την εξίσωση (3) σε τέσσερις διαφορετικές συχνότητες (UHF, L, S και Ku) για μήκος διαδρομής μέχρι 400 m. Ενδεικτικά μπορούμε να δούμε ότι για 100 m διαδρομής μέσα από βλάστηση η εξασθένηση ισούται με 19 dB στη UHF ζώνη, 23 και 25

dB στις L και S ζώνες αντίστοιχα, ενώ αυξάνει σημαντικά μέχρι τα 42 dB όταν δουλεύουμε στη Ku-ζώνη.



Σχήμα 4-3: Το μοντέλο Weissberger για τέσσερις διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων

Σύμφωνα με τη CCIR [11] η ειδική εξασθένιση δίνεται από τον εξής τύπο:

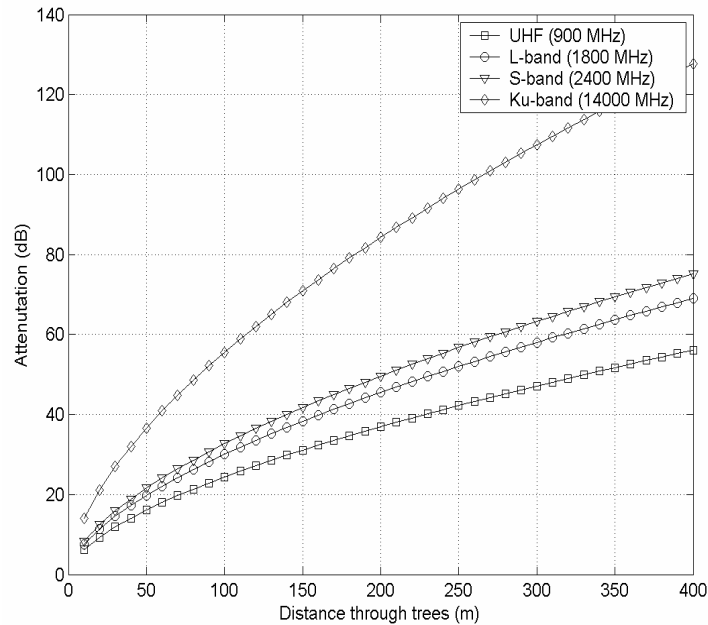
$$a_n = 0.2 \cdot f^{0.3} \cdot D_n^{-0.4}, \text{ for } 200 \text{ MHz} \leq f \leq 95 \text{ GHz} \quad (5)$$

όπου πάλι f είναι η συχνότητα σε MHz και D_n η διαδρομή μέσω της βλάστησης σε μέτρα.

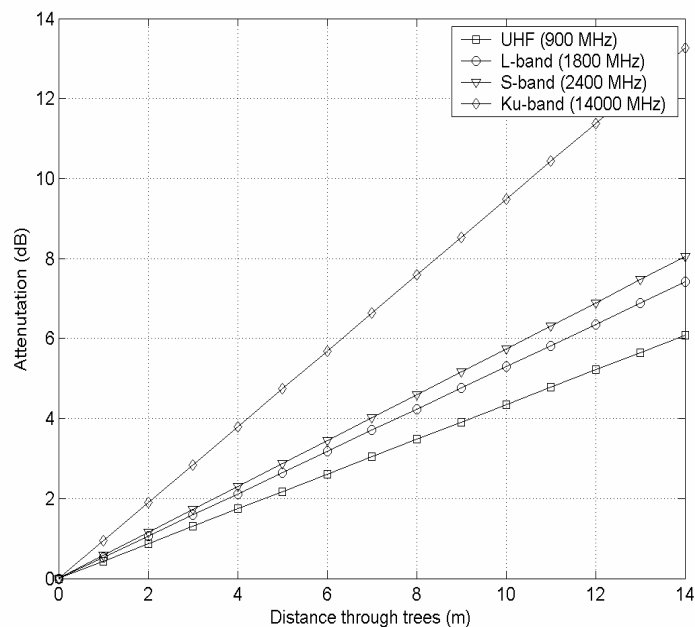
Στο Σχήμα 4-4 παρουσιάζεται το CCIR μοντέλο σύμφωνα με την (5), στις UHF, L, S και Ku ζώνες συχνοτήτων αντίστοιχα για μήκος διαδρομής μέχρι 400 m. Επιπλέον το μοντέλο των Barts και Stutzman [12], [13], παρέχει τις παρακάτω εξισώσεις για την ειδική εξασθένιση:

$$\begin{aligned} a_n &= 0.063 \cdot f^{0.284}, \text{ for } 0 \text{ m} \leq D_n \leq 14 \text{ m} \\ a_n &= 0.187 \cdot f^{0.284} \cdot D_n^{-0.412}, \text{ for } 14 \text{ m} \leq D_n \leq 400 \text{ m} \end{aligned} \quad (6)$$

όπου f και D_n όπως πριν. Στο Σχήμα 4-5 παρουσιάζεται η εξασθένιση σαν συνάρτηση του μήκους της διαδρομής (μέχρι 14 m) βασισμένος στο μοντέλο Barts and Stutzman που δίνεται από τη σχέση (6).



Σχήμα 4-4: Το μοντέλο CCIR για τέσσερις διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων



Σχήμα 4-5: Το μοντέλο Barts και Stutzman για τέσσερις διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων

Από τις σχέσεις (4) και (6) συμπεραίνεται ότι για μήκη μεγαλύτερα των 14 μέτρων η εξίσωση (6) είναι η ίδια με την (4) δηλαδή το μοντέλο των Barts and Stutzman.

4.2.2.2.2 Vogel and Goldhirsh μοντέλο

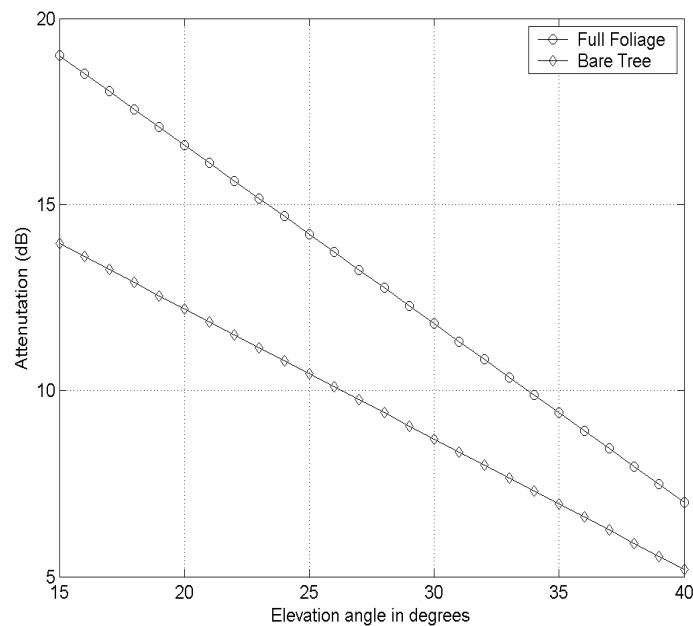
Το συγκεκριμένο μοντέλο είναι εμπειρικό και βασίζεται σε μετρήσεις που έγιναν τον Οκτώβριο του 1985 σε ένα δάσος με βελανιδιές (πυκνό φύλλωμα) και το Μάρτιο του 1986 σε δάσος με αραιό φύλλωμα στη συχνότητα των 870 MHz έχοντας όμως στατικό δέκτη

[14]-[16]. Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της εξασθένησης συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης και είναι έγκυρο για γωνίες μεταξύ 15° και 40° . Έτσι έχουμε:

$$L_1(\theta) = -0.48 \cdot \theta + 26.2, \text{ πλήρες φύλλωμα} \quad (7)$$

$$L_2(\theta) = -0.35 \cdot \theta + 19.2, \text{ αραιό φύλλωμα} \quad (8)$$

όπου L είναι η εξασθένηση σε dB και θ είναι η γωνία ανύψωσης σε μοίρες. Στο Σχήμα 4-6 απεικονίζονται οι μετρήσεις με βάση το μοντέλο Vogel and Goldhirsh για τις περιπτώσεις που έχουμε πυκνό φύλλωμα και αραιό φύλλωμα. Παρατηρούμε ότι η εξασθένηση κυμαίνεται από 5 μέχρι 14 dB στην περίπτωση που έχουμε αραιό φύλλωμα, ενώ στην περίπτωση του πυκνού φυλλώματος από 7 μέχρι 19 dB, και στις δυο περιπτώσεις συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης.



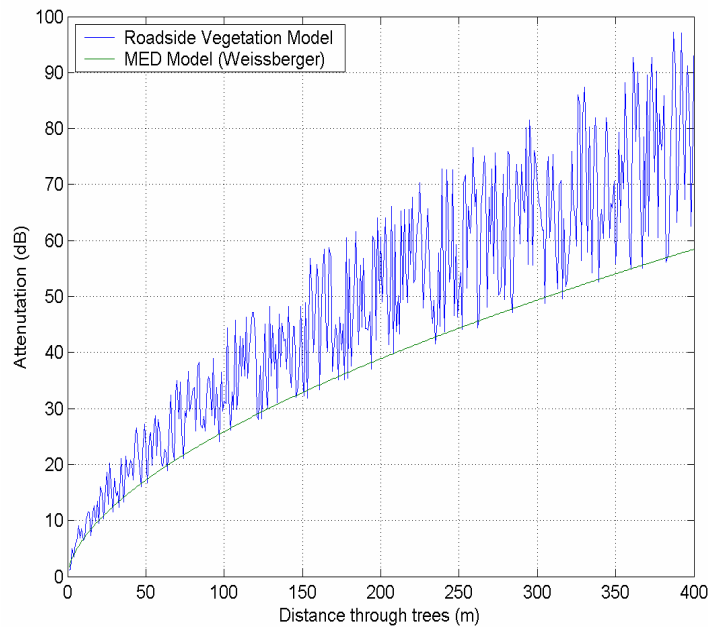
Σχήμα 4-6: Αναπαράσταση του μοντέλου Vogel και Goldhirsh

4.2.2.2.3 Roadside Vegetation Attenuation μοντέλο

Το συγκεκριμένο μοντέλο έχει προταθεί στο [17], από μετρήσεις που έγιναν σε αγροτικό – προαστιακό περιβάλλον στη συχνότητα των 2.5 GHz, για μεσαίες και χαμηλές γωνίες. Το μοντέλο αυτό συνδυάζει τη τιμή που προβλέπει το μοντέλο MED μαζί με ένα όριο εξασθένησης και εκφράζεται ως εξής:

$$F = 0.3 \cdot A + 0.7 \cdot \text{rand}(2A, A - 2) \quad (11)$$

όπου F είναι η τελική εξασθένιση, A είναι η εκτιμώμενη τιμή από το μοντέλο του MED που δίνεται από την εξίσωση (3), και $\text{rand}(\varepsilon, \sigma)$ είναι μία γεννήτρια τυχαίων αριθμών από την κατανομή Gauss, με μέση τιμή ε και απόκλιση σ . Οι τιμές $2A$ και $A-2$ χρησιμοποιούνται αντίστοιχα στη θέση των ε και σ , που ανταποκρίνονται στο περιθώριο που θέλουμε να προσομοιώσουμε με βάση τα πραγματικά χαρακτηριστικά των δέντρων. Βρέθηκε ότι τα λάθη των προβλέψεων είναι λιγότερα του 5% για τιμές εξασθένισης 0 – 10 dB και για μεγαλύτερα από 25 dB. Για το εύρος 10 – 25 dB το ποσοστό είναι κοντά στο 10%.



Σχήμα 4-7: Αναπαράσταση του μοντέλου Roadside Vegetation Attenuation

Στο Σχήμα 4-7 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του μοντέλου στην S-ζώνη (2500 MHz) για διαδρομή μέσω βλάστησης μέχρι 400 μέτρα.

4.2.2.2.4 CCIR μοντέλο

Αυτό το μοντέλο [18] βασίζεται σε μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στις συχνότητες των 860 MHz και 1550 MHz, σε αστικό, ημιαστικό, προαστικό και αγροτικό περιβάλλον για γωνίες ανύψωσης 19° και 43° , από τον Hess [19], χρησιμοποιώντας το δορυφόρο ATS-6 της NASA. Υπολογίζει το απαραίτητο περιθώριο ώστε να εξασφαλιστεί ότι η ισχύς του δορυφόρου θα είναι επάνω από μια επιλεγμένη τιμή, για 90% του χρόνου. Το απαραίτητο περιθώριο συνδέσεων για μια αστική περιοχή υπολογίζεται από την σχέση:

$$M = 17.8 + 1.93 \cdot f - 0.052 \cdot \theta + K \cdot (7.6 + 0.053 \cdot f + 0.040 \cdot \theta) \quad (12)$$

ενώ για προαστιακές και αγροτικές περιοχές είναι:

$$M = 12.5 + 0.17 \cdot f - 0.17 \cdot \theta + K \cdot (6.4 - 1.19 \cdot f - 0.05 \cdot \theta) \quad (13)$$

όπου M είναι το περιθώριο (dB), f είναι η συχνότητα (MHz), θ η γωνία ανύψωσης (degrees) και K είναι ο παράγοντας που σχετίζει το ποσοστό των περιοχών για τις οποίες μια συγκεκριμένη ισχύ του μεταφορές θα. Ο παράγοντας K λαμβάνει τις παρακάτω τιμές:

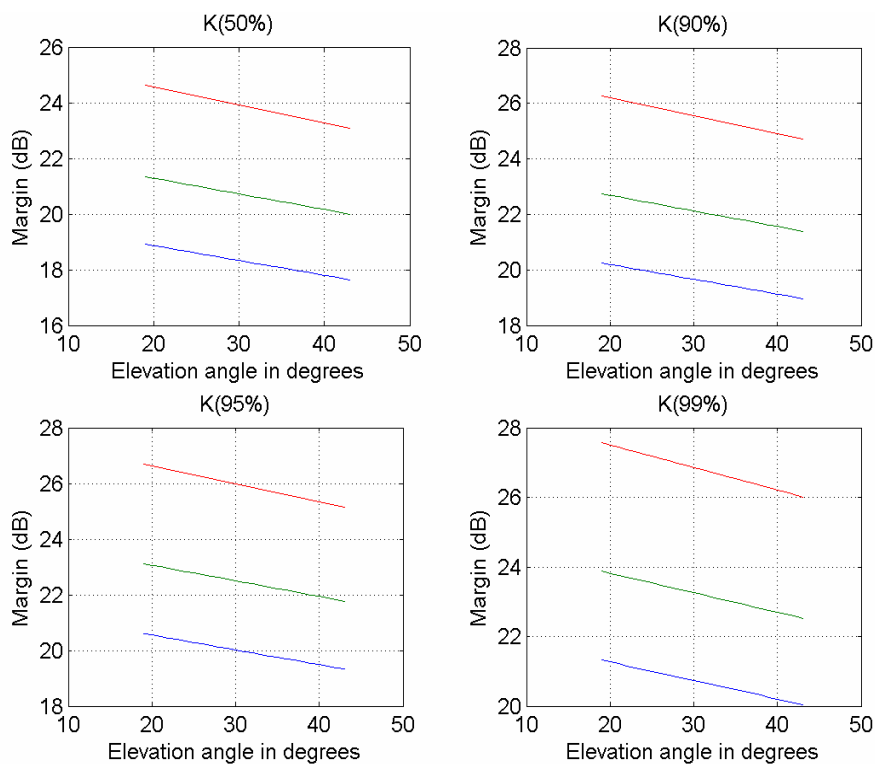
$$K(50\%) = 0$$

$$K(90\%) = 1.3$$

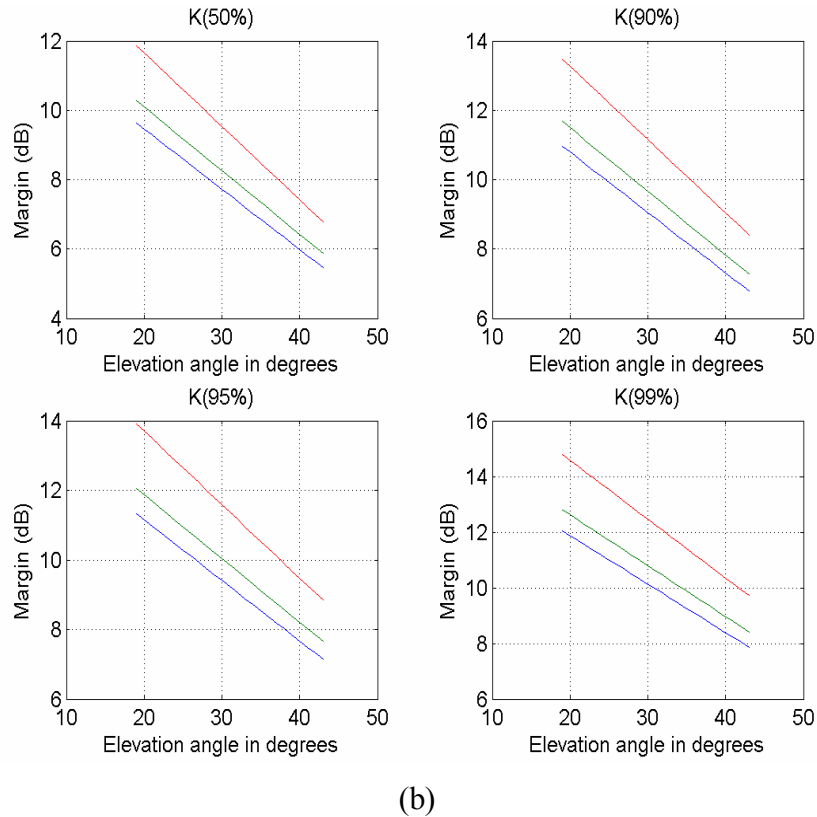
$$K(95\%) = 1.65$$

$$K(99\%) = 2.35$$

Στο Σχήμα 4-8, παρουσιάζει το απαραίτητο περιθώριο συνδέσεων (σε dB) συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για τις προαναφερθείσες τιμές, στις αστικές και προαστιακές περιοχές. Η γωνία ανύψωσης ποικίλλει μεταξύ 19° και 43° . Επιπλέον, οι χρωματισμένες καμπύλες του περιθωρίου συνδέσεων δείχνουν τις διαφορετικές ζώνες συχνότητας, δηλαδή, το UHF (900 MHz μπλε), L-band (1800 MHz, πράσινο) και την S-band (2400 MHz κόκκινο). Οι τιμές περιθωρίου στις άλλες ζώνες συχνότητας υπολογίστηκαν χρησιμοποιώντας το μοντέλο μετάβασης συχνότητας των Vogel και Goldhirsh που θα περιγραφεί σε μια ακόλουθη παράγραφο.



(a)



Σχήμα 4-8: Μοντέλο περιθωρίου διάλειψης CCIR με διαφορετικές τιμές του παράγοντα K. (a) Σε αστικό, και (b) σε προάστιο και αγροτικό περιβάλλον

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι (12) και (13) ισχύουν για το 90% του χρόνου, αλλά τα υπολογισμένα όρια μπορούν θεωρηθούν για διαφορετικές τιμές του ποσοστού του χρόνου. Με άλλα λόγια είναι πιθανόν να υπολογιστεί το όριο της σύνδεσης για ποσοστά από 50% μέχρι 90%, παρέχοντας έτσι ένα παράγοντα ο οποίος τροποποιεί το όριο κατά 0.1 dB/%. Έτσι παρατηρείται ότι το όριο της σύνδεσης για 50% του χρόνου είναι 4 dB μικρότερο από το αναγκαίο για το αντίστοιχο για 90% του χρόνου. Από τη (12) επίσης παρατηρείται ότι για τα όρια μεταξύ 18 dB (50% των περιοχών) και 39 dB (99% των περιοχών) απαιτούνται σε αστικό περιβάλλον ώστε να διασφαλιστεί ότι η απαιτούμενη μεταφερόμενη ισχύς θα είναι πάνω από μία προκαθορισμένη τιμή για το απευθείας σήμα, για 90% του χρόνου στα 900 MHz. Για γωνίες ανύψωσης 20° με 40° αυτές οι τιμές είναι σχεδόν ανεξάρτητες (1 dB απόκλιση). Επιπλέον για 90% του χρόνου τα απαραίτητα όρια για 40° γωνίας ανύψωσης θα είναι 19, 21 και 25 dB στη UHF, L και S συχνότητες αντίστοιχα.

4.2.2.2.5 Empirical Roadside Shadowing (ERS) μοντέλο

Η αναλυτική έκφραση για αυτό το μοντέλο προτάθηκε από τους Vogel and Goldhirsh [20], [21], και προκύπτει από τα αποτελέσματα μετρήσεων που έγιναν σε αστικό και αγροτικό περιβάλλον στα 870 MHz και 1500 MHz, σε διαφορετικές χρονικές περιόδους. Επίσης οι μετρήσεις έγιναν σε γωνία ανύψωσης 21° , χρησιμοποιώντας το γεωστατικό δορυφόρο INMARSAT MARCES-B2, και στις 30° , 45° , και 60° χρησιμοποιώντας ελικόπτερο. Για τα 1500 MHz έχουμε:

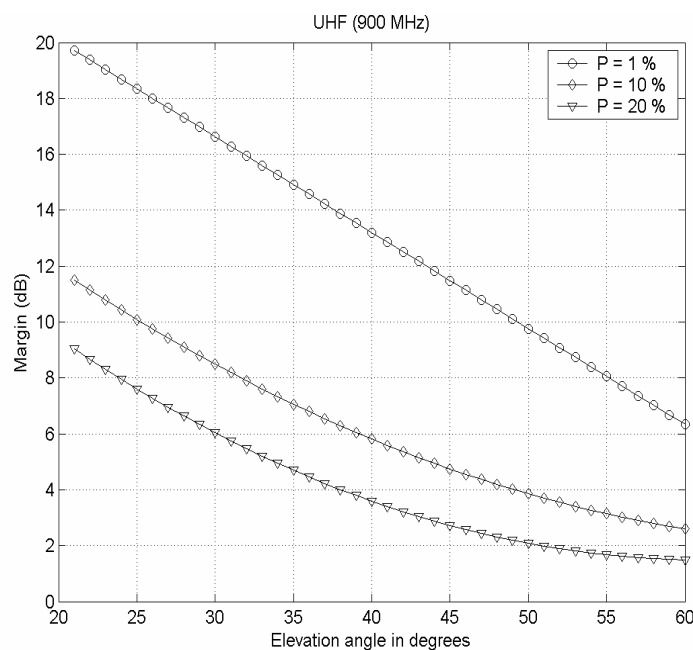
$$M = -A \cdot \ln(P) + B \quad (14)$$

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

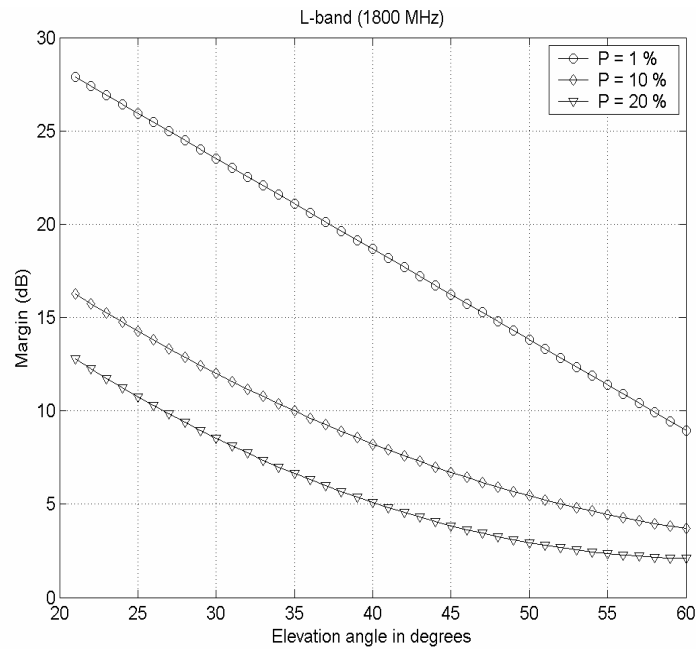
$$A = 3.44 + 0.0975 \cdot \theta - 0.002 \cdot \theta^2 \quad (15)$$

$$B = -0.443 \cdot \theta + 34.76$$

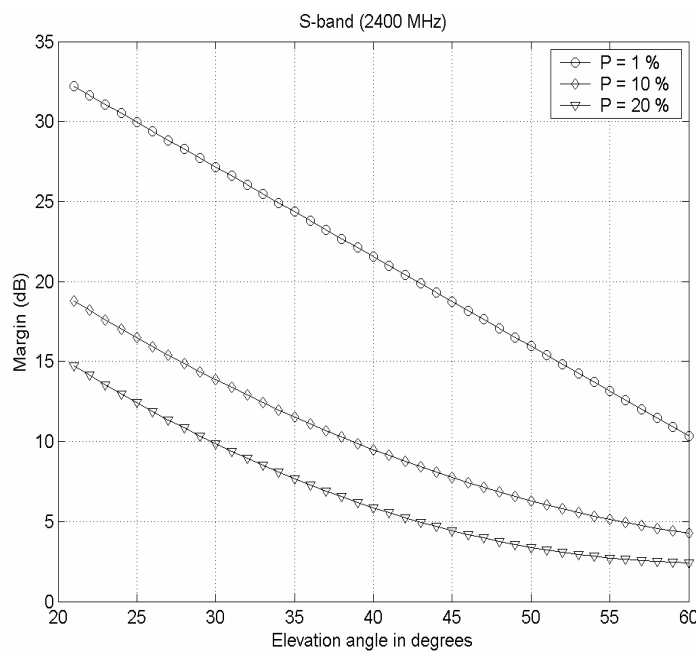
όπου θ είναι η γωνία ανύψωσης (μοίρες). Το μοντέλο αυτό είναι έγκυρο για P μεταξύ 1% και 20%. Μπορούμε να έχουμε επέκταση του μοντέλου αυτού και στη UHF (870 MHz) και [21], S (2660 MHz).



(a)



(b)



(c)

Σχήμα 4-9: Υπολογισμός περιθωρίου διάλειψης από το μοντέλο ERS για διαφορετικά ποσοστά χρόνου.

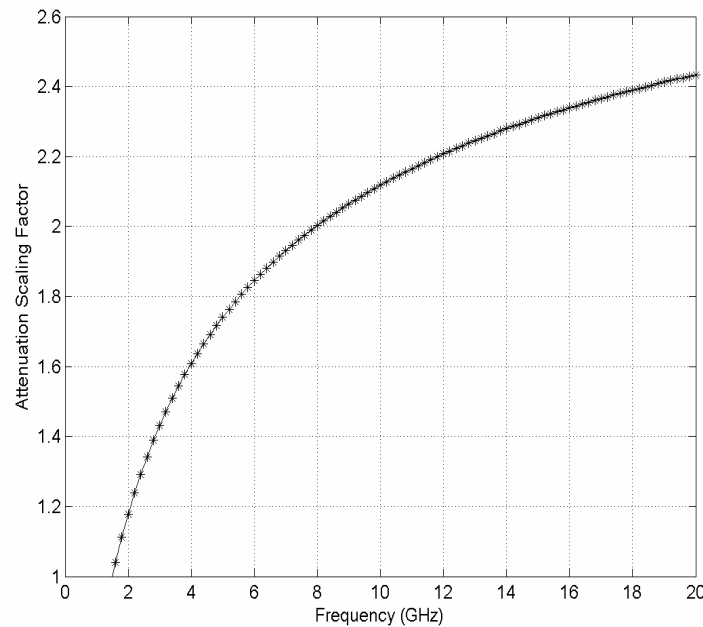
(a) UHF (900 MHz), (b) L-ζώνη (1800 MHz), και (c) S-ζώνη (2400 MHz)

Στο Σχήμα 4-9 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του υπολογισμού του περιθωρίου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης από 20° μέχρι 60° , για τρεις διαφορετικές τιμές του ποσοστού του χρόνου (1%, 10%, and 20%). Τα αποτελέσματα αφορούν τρεις διαφορετικές συχνότητες. Είναι φανερό ότι το απαραίτητο περιθώριο μειώνεται καθώς αυξάνεται η γωνία ανύψωσης.

Σύμφωνα με την ITU [22], το μοντέλο ERS μπορεί να επεκταθεί και στα 20 GHz χρησιμοποιώντας την παρακάτω σχέση για την εξίσωση των συχνοτήτων:

$$L(f_2) = L(f_1) \exp \left[1.5 \left(\frac{1}{\sqrt{f_1}} - \frac{1}{\sqrt{f_2}} \right) \right] \quad (16)$$

όπου $L(f_1)$ and $L(f_2)$ είναι οι εξασθενίσεις (σε decibels) στις συχνότητες $f_1 = 1.5$ GHz και f_2 ανάμεσα από 0.8 GHz και 20 GHz. Στο Σχήμα 4-10 απεικονίζεται η παραπάνω σχέση.



Σχήμα 4-10: Συνάρτηση κλίμακας-συχνότητας για το μοντέλο ERS.

Το ERS μοντέλο μπορεί να επεκταθεί επίσης σε μεγαλύτερα ποσοστά χρόνου για την L-ζώνη. Η έκφραση του εκτεταμένου μοντέλου είναι:

$$L(P, \theta) = \frac{L(20\%, \theta)}{\ln 4} \cdot \ln \left(\frac{80}{P} \right) \quad (17)$$

όπου θ είναι η γωνία ανύψωσης (μοίρες), P είναι η πιθανότητα διακοπής της ζεύξης μεταξύ 20% και 80%, και L το απαραίτητο όριο της (dB), για συγκεκριμένη πιθανότητα να είναι το σύστημα εκτός λειτουργίας.

4.2.3 Πολυδιαδρομική Διάδοση (Multipath Effect)

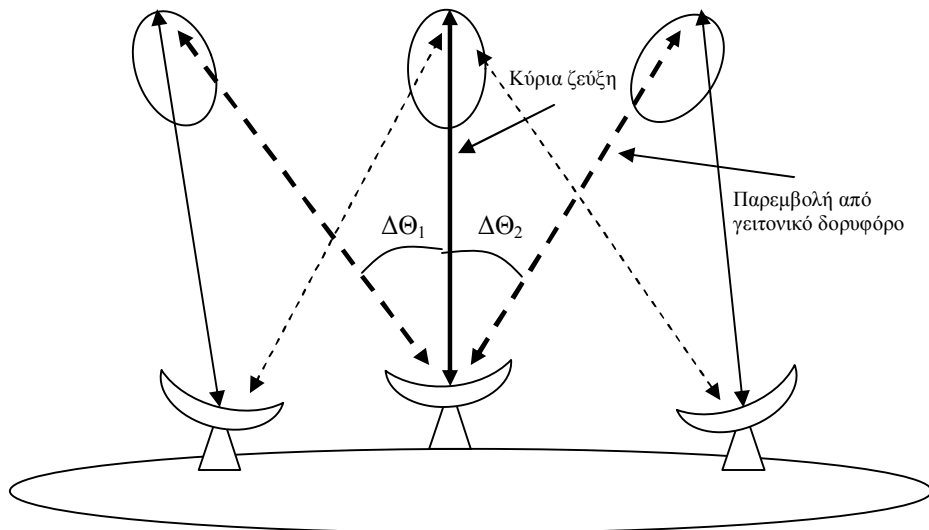
Σε ένα περιβάλλον που μεταδίδονται ραδιοκύματα, τα αντικείμενα γύρω από την κινητή μονάδα, όπως τα κτίρια, τα δέντρα, τα αυτοκίνητα δρουν ως ανακλαστές του

σήματος. Αν ένα διαμορφωμένο σήμα μεταδοθεί, τότε πολλαπλά ανακλώμενα σήματα αντίγραφα του εκπεμπόμενου θα φτάσουν στην κεραία λήψης από διαφορετικές κατευθύνσεις με διαφορετικές καθυστερήσεις. Αυτά τα ανακλώμενα κύματα ονομάζονται *πολυδιαδρομικά κύματα*. Εξαιτίας των διαφορετικών γωνιών άφιξης και χρόνων, τα πολυδιαδρομικά κύματα στην πλευρά του δέκτη έχουν διαφορετικές φάσεις. Το άθροισμα αυτών των κυμάτων δημιουργεί ένα χωρικά μεταβαλλόμενο λαμβανόμενο σήμα. Καθώς η κινητή μονάδα λήψης κινείται μέσα σε ένα πολυδιαδρομικό πεδίο, λαμβάνει σήμα το οποίο μπορεί να διαφέρει αρκετά σε πλάτος και φάση. Όταν το κινητό είναι στατικό, οι μεταβολές του πλάτους στο λαμβανόμενο σήμα οφείλονται στη σπουδαιότητα των αντικειμένων που υπάρχουν στο περιβάλλον του διαύλου. Η διακύμανση αυτή στο πλάτος του ληφθέντος σήματος ονομάζεται *διάλειψη*. Προκαλείται από τα χρονικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά του διαύλου.

4.2.4 Παρεμβολές

Το φαινόμενο των παρεμβολών είναι από τις πιο συνηθισμένες παρενοχλήσεις σε δορυφορικά σήματα. Όσο αναφορά τα δορυφορικά συστήματα, οι παρεμβολές μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες: στις παρεμβολές από άλλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα που καταλαμβάνουν κοινό μέρος του ραδιοφάσματος και τις παρεμβολές λόγω αποπόλωσης του των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων κατά τη μετάδοση. Οι παρενοχλήσεις αυτού του τύπου επηρεάζονται κυρίως από τις διαλείψεις λόγω βροχής.

Η εκτόξευση και τοποθέτηση σε γεωστατική τροχιά ολοένα και περισσότερων δορυφόρων ώστε να καλυφθούν οι αυξανόμενες τηλεπικοινωνιακές ανάγκες οδηγεί αναπόφευκτα σε συνωστισμό των γεωστατικών δορυφόρων και μείωση της μεταξύ τους γωνιακής απόστασης, με αποτέλεσμα τη δημιουργία παρεμβολών μεταξύ γειτονικών δορυφόρων. Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 4-11) παρουσιάζεται μία διάταξη δορυφορικών συστημάτων στο οποίο οι δορυφόροι γειτονιάζουν μεταξύ τους.



Σχήμα 4-11: Παρεμβολή γειτονικών δορυφόρων.

Επίσης η εκτεταμένη ανάγκη για αύξηση της χωρητικότητας των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων χωρίς πρόσθετο φασματικό κόστος έχει οδηγήσει στην εκτεταμένη χρήση της τεχνικής της αναχρησιμοποίησης συχνότητας. Για να είναι όμως αξιόπιστη η μετάδοση της πληροφορίας, πρέπει να υπάρχει επαρκής απομόνωση μεταξύ των ορθογωνίων πολωμένων καναλιών. Περιοριστικός παράγοντας για τη διατήρηση της απομόνωσης είναι η αποπόλωση λόγω μετάδοσης. Για συστήματα που λειτουργούν στη ζώνη συχνοτήτων C (6/4 GHz), η αποπόλωση οφείλεται στη διασταύρωση πόλωσης μεταξύ των κεραιών του δορυφόρου και του επίγειου σταθμού. Για συστήματα που λειτουργούν σε συχνότητες άνω των 10 GHz, η αποπόλωση οφείλεται κυρίως στη βροχή και την ύπαρξη παγοκρυστάλλων. Συνέπεια της αποπόλωσης είναι η διασταύρωση πόλωσης μεταξύ των ορθογωνίως πολωμένων σημάτων και, συνεπώς, η μεταξύ τους παρεμβολή [5].

4.2.5 Απώλειες λόγω ατμοσφαιρικών φαινομένων

Κατά της μετάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων μέσω της ατμόσφαιρας, τα ραδιοκύματα εκτός της απόσβεσης λόγω διάδοσης υφίστανται και άλλες επιδράσεις όπως ατμοσφαιρική απορρόφηση, διάθλαση και αποπόλωση. Το μέγεθος της επίδρασης αυτών των φαινομένων στις δορυφορικές μεταδόσεις εξαρτάται από το μήκος της διαδρομής του κύματος μέσω της ατμόσφαιρας και αποτελεί καθοριστικό παράγοντα όταν η δορυφορική ζεύξη πραγματοποιείται υπό μικρή γωνία ανύψωσης [5]. Η απορρόφηση προκαλείται κυρίως από τα χαμηλότερα στρώματα της ατμόσφαιρας (τροπόσφαιρα), ενώ το φαινόμενο της αποπόλωσης προκαλείται όταν το ηλεκτρομαγνητικό κύμα διέρχεται μέσα από την ιονόσφαιρα ή όταν έχουμε βροχοπτώσεις.

Οι δορυφορικές μεταδόσεις δεν επηρεάζονται από ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις (βροχή, χιονοπτώσεις κ.λ.π) σε συχνότητες χαμηλότερες των 10 GHz. Το φαινόμενο της απορρόφησης από την ατμόσφαιρα προκαλείται κυρίως λόγω του οξυγόνου και των υδρατμών. Το οξυγόνο παρουσιάζει μια στενή φασματική περιοχή απορρόφησης στα 118.74 GHz και άλλες παρόμοιες περιοχές απορρόφησης μεταξύ 50 και 70 GHz. Αντίστοιχα, οι υδρατμοί παρουσιάζουν τρεις στενές περιοχές απορρόφησης στα 22.5 GHz, στα 183.3 GHz και στα 323.8 GHz. Η σημαντική αύξηση της απόσβεσης που παρουσιάζεται στις συχνότητες αυτές είναι το κυριότερο μειονέκτημα της χρησιμοποίησης τους στις δορυφορικές επικοινωνίες. Επιπλέον, επειδή η πυκνότητα της ατμόσφαιρας μειώνεται συναρτήσει του υψόμετρου, η απόσβεση του σήματος λόγω της μετάδοσης στην ατμόσφαιρα είναι μικρότερη σε μεγαλύτερα υψόμετρα. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την εξάρτηση της συνολικής ατμοσφαιρικής απόσβεσης από τη γωνία ανύψωσης. Επιγραμματικά τα φαινόμενα που επηρεάζουν τις δορυφορικές μεταδόσεις κατηγοριοποιούνται ως εξής:

- Τροποσφαιρικά φαινόμενα.
 - Απορρόφηση λόγω των αερίων της ατμόσφαιρας.
 - Απόσβεση λόγω βροχής.
 - Απόσβεση από τα σύννεφα και την ομίχλη.
 - Αποπόλωση λόγω βροχής.
 - Αποπόλωση από σύννεφα και βροχή.
 - Αποπόλωση από τον πάγο.
- Ιονοσφαιρικά φαινόμενα
 - Φαινόμενο Faraday (στροφή γραμμικά πολωμένων ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων λόγω αλληλεπίδρασης με το μαγνητικό πεδίο της γης).
 - Ταχείες μεταβολές πλάτους, φάσης πόλωσης και γωνίας άφιξης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων λόγω των μεταβολών του συντελεστή διάθλασης της ιονόσφαιρας.

4.3 Είδη διαλείψεων σε ένα ραδιοδίαυλο

Εξαιτίας των παραπάνω φαινομένων, σε ένα ασύρματο σύστημα κινητών επικοινωνιών, ο ραδιοδίαυλος μπορεί να χαρακτηριστεί ότι υποφέρει από δύο ειδών διαλείψεων, τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large-scale fading) και τις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading) [1]

4.3.1 Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας

Οι μεγάλης κλίμακας διαλείψεις εκφράζουν τη μέση εξασθένηση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της απομάκρυνσης του δέκτη από τον πομπό και εμπεριέχουν τα δύο από τα τέσσερα βασικά χαρακτηριστικά της διάδοσης, τις απώλειες διάδοσης (path loss), δηλαδή την μεταβολή της εξασθένησης σε σχέση με την απόσταση, και την σκίαση, δηλαδή την τυχαία μεταβολή της εξασθένησης για δεδομένη απόσταση λόγω της ύπαρξης κάποιου εμποδίου. Η στατιστική ανάλυση των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας παρέχει έναν τρόπο υπολογισμού των απωλειών διάδοσης συναρτήσει της απόστασης. Αυτό περιγράφεται με τους όρους των μέσων απωλειών διάδοσης (mean path loss) και των μεταβολών του σήματος γύρω από την μέση τιμή [3].

4.3.2 Διαλείψεις μικρής κλίμακας

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας του διαύλου αναφέρονται στην μεγάλη μεταβολή των χαρακτηριστικών του λαμβανόμενου σήματος (πλάτους και φάσης), για μικρές μετατοπίσεις στον χώρο του κινούμενου δέκτη, της τάξης του $\lambda/2$. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται:

- στην χρονική διασπορά του σήματος (time spreading) λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης του μεταδιδόμενου σήματος και
- στον χρονικά μεταβαλλόμενο (time variant) δίαυλο, αφενός λόγω της κίνησης του δέκτη ή του εκπομπού, κι αφετέρου λόγω των κινούμενων σκεδαστών που συμμετέχουν στην διάδοση.

Οι μικρής κλίμακας διαλείψεις χρησιμοποιούνται για να περιγράψουν τις γρήγορες διακυμάνσεις που παρατηρούνται στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος κατά τη διάρκεια ενός μικρού χρονικού διαστήματος ή μιας μικρής διανυόμενης από το κινητό απόστασης. Κατά τη διάρκεια αυτή μπορεί να θεωρηθεί ότι η επίδραση των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας αγνοείται. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας του διαύλου, που οφείλονται αφενός στην πολυδιαδρομική διάδοση κι αφετέρου στην κίνηση του δέκτη και των σκεδαστών και του εκπομπού, προκαλούν συνέπειες όπως:

- πολύ γρήγορες μεταβολές της λαμβανόμενης ισχύος κατά τη διάρκεια μιας μικρής μετατόπισης του δέκτη ή ενός μικρού χρονικού διαστήματος,
- τυχαία διαμόρφωση συχνότητας (frequency modulation) εξαιτίας των διαφορετικών ολισθήσεων Doppler που υφίστανται οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες,
- χρονική διασπορά η οποία προκαλείται από τις διαφορετικές καθυστερήσεις διάδοσης των συνιστωσών.

Οι φυσικοί παράγοντες οι οποίοι επηρεάζουν τις διαλείψεις μικρής κλίμακας στον δίαυλο είναι :

- *Η πολυδιαδρομική διάδοση.* Η παρουσία ανακλαστήρων και σκεδαστών στον δίαυλο δημιουργεί ένα διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον το οποίο διασπείρει την ενέργεια του σήματος σε πλάτος, φάση και χρόνο. Έτσι, πολλαπλές εκδόσεις του εκπεμπόμενου σήματος φθάνουν στο δέκτη, μετατοπισμένες η μια σε σχέση με την άλλη στον χώρο και τον χρόνο. Οι φάσεις και τα πλάτη των διαφόρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών προκαλούν διακυμάνσεις στην ισχύ του σήματος εισάγοντας έτσι διαλείψεις μικρής κλίμακας, παραμόρφωση σήματος ή και τα δύο.
- *Η ταχύτητα του κινούμενου δέκτη και η ταχύτητα του δορυφόρου (σε περίπτωση μη γεωστατικού δορυφόρου).* Η σχετική κίνηση μεταξύ του σταθμού βάσης και του δέκτη έχει σαν αποτέλεσμα την τυχαία διαμόρφωση συχνότητας λόγω της διαφορετικής ολίσθησης Doppler σε κάθε μια από τις εκδόσεις του σήματος. Η ολίσθηση Doppler μπορεί να είναι θετική ή αρνητική ανάλογα με το αν ο δέκτης πλησιάζει η απομακρύνεται από το σταθμό βάσης.
- *Η ταχύτητα των σκεδαστών στο περιβάλλον διάδοσης.* Όταν τα αντικείμενα που υπάρχουν στον δίαυλο κινούνται, εισάγουν χρονικά μεταβαλλόμενη ολίσθηση Doppler στις διαφορετικές εκδόσεις του σήματος. Αν τα αντικείμενα κινούνται γρηγορότερα από

τον δέκτη, επικρατεί το φαινόμενο των διαλείψεων μικρής κλίμακας. Διαφορετικά η κίνησή τους μπορεί να αγνοηθεί και πρέπει να λαμβάνουμε υπόψη μόνο την ταχύτητα του δέκτη.

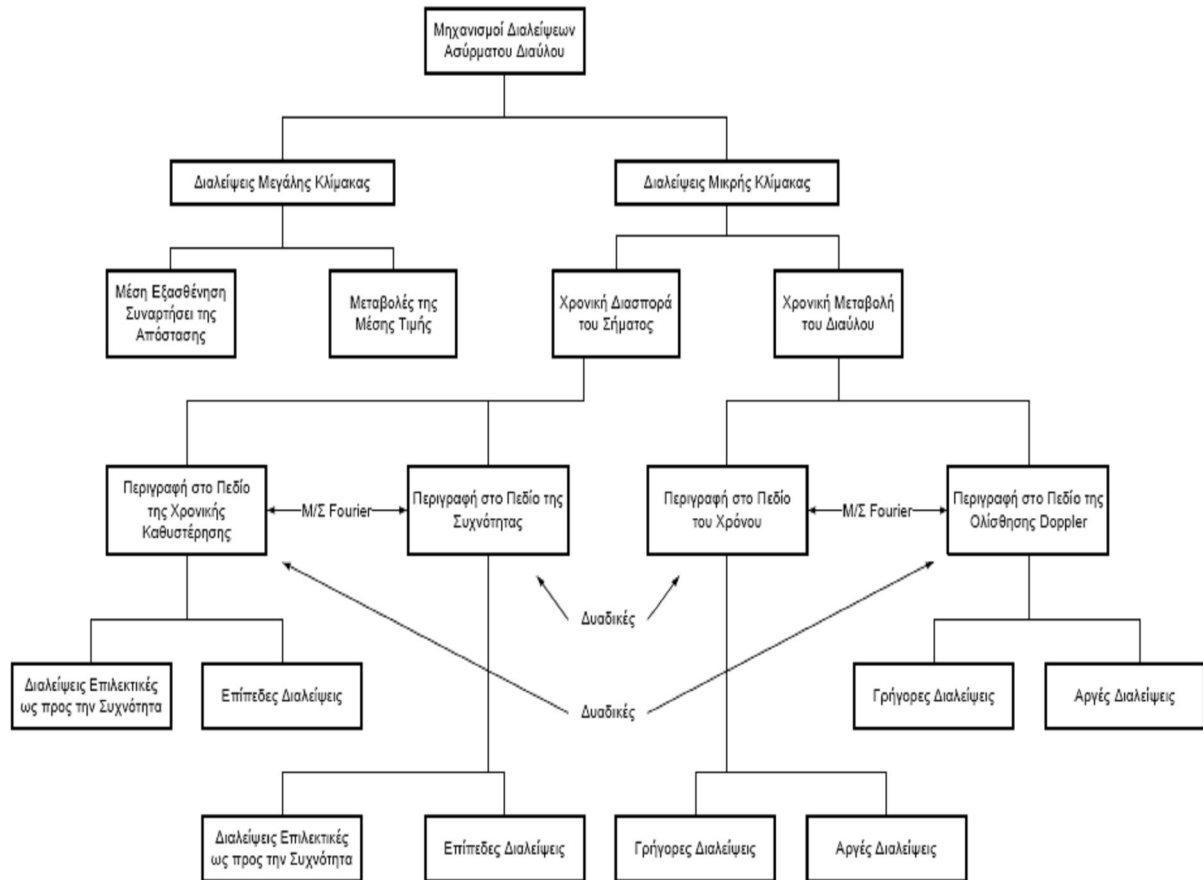
- *Το εύρος ζώνης του σήματος.* Αν το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου (coherence bandwidth) πολυδιαδρομικής διάδοσης, το λαμβανόμενο σήμα θα υποστεί αλλοιώσεις, αλλά η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος δεν θα εξασθενήσει πολύ σε μια μικρή περιοχή. Το εύρος ζώνης συνοχής είναι ένα μέτρο της μέγιστης διαφοράς συχνότητας για την οποία τα σήματα είναι απόλυτα συσχετισμένα ως προς το πλάτος. Αν το μεταδιδόμενο σήμα είναι στενής ζώνης συγκρινόμενο με τον δίαυλο, το πλάτος του θα μεταβάλλεται γρήγορα, αλλά το σήμα δεν θα παραμορφώνεται με το χρόνο. Έτσι, οι στατιστικές μέθοδοι επεξεργασίας της ισχύος ενός σήματος που παρουσιάζει διαλείψεις μικρής κλίμακας και η πιθανότητα να χάνεται το σήμα λόγω μικρών μετατοπίσεων του κινητού δέκτη, εξαρτάται άμεσα αφενός από το πλάτος και την καθυστέρηση διάδοσης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών του διαύλου, κι αφετέρου από το εύρος ζώνης του διαδιδόμενου σήματος.

Οι μικρής κλίμακας διαλείψεις οι οποίες οφείλονται στην χρονική διασπορά του σήματος χωρίζονται σε δυο υποκατηγορίες:

- διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading) και
- επίπεδες διαλείψεις (frequency non-selective or flat fading)

Ενώ οι δύο υποκατηγορίες διαλείψεων μικρής κλίμακας οι οποίες οφείλονται στην χρονική μεταβολή του διαύλου είναι:

- γρήγορες διαλείψεις (fast fading) και
- αργές διαλείψεις (slow fading)



Σχήμα 4-12: : Κατηγοριοποίηση των διαλείψεων

Η κατηγοριοποίηση όλων των διαλείψεων ενός ασύρματου διαύλου, ανάλογα και με τον μηχανισμό στον οποίο οφείλονται, παρουσιάζεται στο Σχήμα 4-12, [3]. Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι κάθε μηχανισμός διαλείψεων μικρής κλίμακας που χαρακτηρίζεται στο πεδίο του χρόνου μπορεί εξίσου να χαρακτηριστεί και στο πεδίο της συχνότητας.

4.4 Χαρακτηριστικά του φαινομένου Doppler σε κανάλια δορυφορικών επικοινωνιών

Η χρονική μεταβολή και η ολίσθηση Doppler είναι δύο εκδοχές του ίδιου φαινομένου. Απλά η χρονική μεταβολή αναφέρεται στο πεδίο του χρόνου, ενώ το άλλο στο πεδίο της συχνότητας. Στην ουσία αποτελούν ένα ζευγάρι του μετασχηματισμού Fourier. Η ανάλυση και των δύο φαινομένων είναι πολύ σημαντική για το σχεδιασμό ενός τηλεπικοινωνιακού διαύλου. Για τις επικοινωνίες στις οποίες γίνεται χρήση δορυφόρου τα πράγματα γίνονται

λίγο πιο περίπλοκα, αναλόγως της χρήσης του δορυφόρου (γεωστατικού ή μη-γεωστατικού).

Μια μεγάλη ολίσθηση Doppler μπορεί να προκαλέσει σημαντικό θόρυβο στη ζώνη της συχνότητας που μας ενδιαφέρει, ενώ μπορεί να είναι αμελητέος όταν η διασπορά είναι μικρή. Από την άλλη, σε στενές ζώνες το φαινόμενο Doppler σημαίνει αργή χρονική μεταβολή με αποτέλεσμα σε μεγάλους χρόνους διακοπής σε περίπτωση μεγάλων διαλείψεων. Το φαινόμενο αυτό, το οποίο χρησιμεύει στη σχεδίαση τεχνικών κωδικοποίησης και ψηφιακής διεμπλοκής, ερευνάται ευκολότερα στο πεδίο του χρόνου [24].

Στις κινητές επίγειες επικοινωνίες η διασπορά της συχνότητας συνήθως περιορίζεται από τη συχνότητα που τα όρια είναι ίσα με $\pm \max$, το μέγιστο της ολίσθησης Doppler. Όμως αυτό δε συμβαίνει στις δορυφορικές επικοινωνίες.

Τα χαρακτηριστικά του φαινομένου Doppler είναι περισσότερο σημαντικά σε LEO, MEO, HEO, δηλαδή σε μη-γεωστατικά συστήματα. Παρόλα αυτά τα αποτελέσματα είναι έγκυρα και στις περισσότερες περιπτώσεις των GEO, καθώς η ταχύτητα των δορυφόρων σε αυτά τα συστήματα ως προς τον επίγειο δέκτη είναι μηδενική.

4.4.1 Ολίσθηση Doppler σε LEO δορυφορικές συνδέσεις

Για τον υπολογισμό της ολίσθησης Doppler μπορεί να εφαρμοστεί μία δεδομένη σχέση π.χ.

$$f_D = \frac{V}{c} f_c$$

όπου V η ταχύτητα του δορυφόρου σε σχέση με τον επίγειο σταθμό

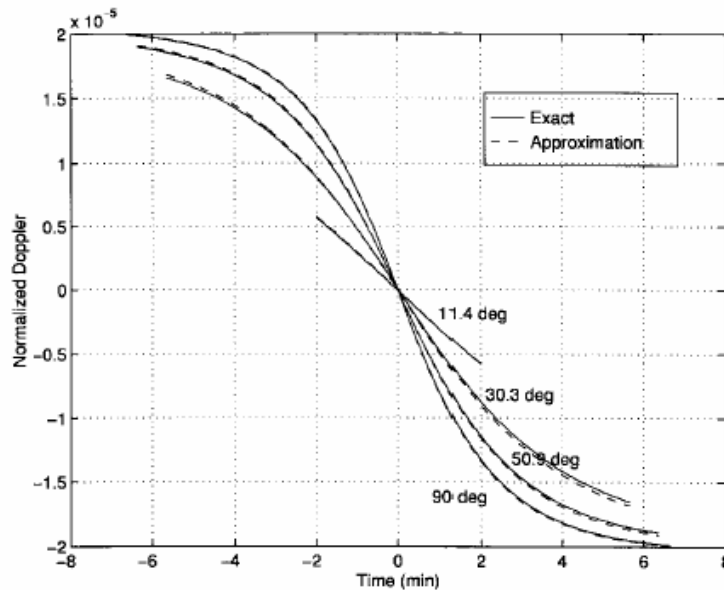
c η ταχύτητα του φωτός και

f_c η συχνότητα του φέροντος.

Για αυτήν τη σχέση γίνεται η παραδοχή ότι οι τροχιές των δορυφόρων είναι κυκλικές, για τους LEO και MEO δορυφόρους [25]. Για τον ακριβή υπολογισμό της ολίσθησης Doppler χρησιμοποιείται η σφαιρική τριγωνομετρία και άλλα αναγκαία εργαλεία. Έτσι έχουμε την παρακάτω σχέση (για την περίοδο που είναι ορατός ο δορυφόρος):

$$\frac{v(t)}{f_c} = \frac{1}{c} \frac{r_E r \sin[\psi(t) - \psi(t_0)] \cos\left[\arccos\left(\frac{r_E}{r} \cos\theta_{\max}\right) - \theta_{\max}\right] \Omega_{EC}(t)}{\sqrt{r_E^2 + r^2 - 2r_E r \cos[\psi(t) - \psi(t_0)] \cos\left[\arccos\left(\frac{r_E}{r} \cos\theta_{\max}\right) - \theta_{\max}\right]}} \quad (1)$$

όπου r_E η ακτίνα της γης, r η ακτίνα της τροχιάς του δορυφόρου, θ_{\max} η μέγιστη γωνία ανύψωσης που βλέπει ο επίγειος δέκτης, $\psi(t) - \psi(t_0)$ η γωνιακή απόσταση κατά μήκος του μεγίστου κύκλου της Γης μεταξύ των ιχνών της θέσης του δορυφόρου και της μέγιστης γωνίας ανύψωσης, και Ω_{EC} η γωνιακή ταχύτητα του δορυφόρου σε σχέση με το επίπεδο του κέντρου της Γης. Με βάση την παραπάνω σχέση έχουμε το παρακάτω σχήμα (Σχήμα 4-13) και στο [25]:



Σχήμα 4-13: f/f_c για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης για τερματικό σε θέση 39° N και 77° W, κυκλική τροχιά σε ύψος 1000 Km και κλίση 53° . Το $t=0$ αναφέρεται στο υψηλότερο υψόμετρο του δορυφόρου.

4.4.2 Διασπορά Doppler σε δορυφορικούς διαύλους- Γενική προσέγγιση

Ενώ η ολισθήση Doppler οφείλεται στη σχετική κίνηση των τερματικών, η διάδοση λόγω πολλαπλών διαδρομών οδηγεί σε διασπορά Doppler : οι διάφορες ακτίνες υποβάλλονται στις διαφορετικές ολισθήσεις Doppler δεδομένου ότι μπορούν «να δουν» διαφορετικές ταχύτητες των τερματικών. Ο λόγος αυτής της διαφοράς είναι το διαφορετικό περιβάλλον. Τα τερματικά είναι πολύ μακριά μεταξύ τους και ένα από τα, ο δορυφόρος, είναι επίσης πολύ μακριά από σκεδαστές. Η λειτουργία ενός δορυφορικού - επίγειου συστήματος εξαρτάται από τη συχνότητα μεταφοράς, από τη θέση του δορυφόρου, και από τη θέση του

επίγειου σταθμού. Επομένως η εξίσωση της χρονικής μεταβολής του πολυδιαδρομικού μέσου μπορεί να γραφτεί όπως

$$T = T(f, t, x, y, \varphi, \theta, r) \quad (2)$$

όπου f και t είναι η συχνότητα και ο χρόνος αντίστοιχα,

x, y είναι οι συντεταγμένες του επίγειου σταθμού,

j και q περιγράφουν τη γωνιακή θέση του δορυφόρου,

r είναι η ακτινική απόσταση των δύο τερματικών όσον αναφορά την κάτω ζεύξη.

Για την περιγραφή της γωνιακής θέσης του δορυφόρου θεωρούμε ότι η τροχιά του δορυφόρου είναι επίπεδη καμπύλη, το j θα χρησιμοποιείται ως γωνιακή συντεταγμένη στο επίπεδο αυτό και η q μπορεί να αμεληθεί. Σχετικά φαινόμενα εξαιτίας της κίνησης του δορυφόρου και του επίγειου σταθμού αγνοούνται σε αυτό που ακολουθεί.

Πρέπει να σημειωθεί ότι ο δορυφόρος είναι πολύ μακριά από τον επίγειο δέκτη έτσι ώστε να μπορέσουμε να θεωρήσουμε ότι το κύμα που φτάνει στον δέκτη είναι επίπεδο κύμα. Με τις παραδοχές που κάναμε μπορούμε να γράψουμε τη συνάρτηση μεταφοράς ως εξής:

$$T = T_0(f, t, x, y, \varphi) e^{-j\beta r} \quad (3)$$

με το b να είναι η σταθερά φάσης.

Θεωρώντας στατικές με την ευρύ έννοια όλες τις παραμέτρους, η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της συνάρτησης μεταφοράς T είναι:

$$R_T = R_0(\Delta f, \Delta t, \Delta x, \Delta y, \Delta \varphi) e^{-j\beta \Delta r} \quad (4)$$

με, π.χ. Δf τη διαφορά συχνότητας και παρόμοια έννοια με τις άλλες συντεταγμένες.

Η έκφραση του R_0 μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω υποθέτοντας ότι για μικρά χρονικά διαστήματα οι ταχύτητες είναι σταθερές. Έτσι μπορούμε να γράψουμε:

$$\Delta x = V_{gx} \cdot \Delta t; \Delta y = V_{gy} \cdot \Delta t; \Delta \varphi = \Omega_s \cdot \Delta t; \Delta r = V_{sr} \cdot \Delta t \quad (5)$$

όπου $V_{g,x}$ και $V_{g,y}$ είναι οι x και y συνιστώσες της ταχύτητας του επίγειου σταθμού, Ω_s είναι η γωνιακή ταχύτητα του δορυφόρου όπως φαίνεται από τον επίγειο σταθμό και $V_{s,r}$ είναι η ακτινική ταχύτητα. Μαζί με αυτές, η σχέση (4) γίνεται:

$$R_T = R_0(\Delta f, \Delta t; V_{gx}, V_{gy}, \Omega_s) e^{-j\beta V_{sr} \Delta t} \quad (6)$$

Μια πολυμεταβλητή συνάρτηση αυτοσυσχέτισης έχει μέγιστο στην αρχή και το σταθερό επίπεδο μπορεί να προσεγγισθεί από μια έλλειψη ως γεωμετρία.

Doppler σε κανάλια δορυφορικών επικοινωνιών

Λαμβάνοντας υπόψη την παραπάνω υπόθεση και την εκθετική εξάρτηση του χρόνου, η συνάρτηση συσχέτισης της χρονικής μεταβολής της συνάρτησης μεταφοράς μπορεί να γραφεί

$$R_T(\Delta f, \Delta t) = R_0 \left(\Delta f, \sqrt{\left(\frac{V_g}{\Lambda_c}\right)^2 + \left(\frac{\Omega_s}{\alpha_c}\right)^2 + \left(\frac{1}{T_{ch}}\right)^2} \Delta t \right) e^{-jB V_{s,r} \Delta t} \quad (7)$$

Εδώ V_g είναι το πλάτος της ταχύτητας του επίγειου σταθμού και Λ_c είναι η απόσταση συνοχής; α_c είναι η γωνία συνοχής της γωνιακής κίνησης του δορυφόρου. T_{ch} είναι ο χρόνος συνοχής των μεταβολών στο περιβάλλον γύρω από το επίγειο τερματικό.

Από το [24] είναι γνωστό ότι ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier στη συχνότητα Δf και στο χρόνο Δt μας δίνει την πυκνότητα ισχύος της καθυστέρησης του διαύλου και της συχνότητας Doppler. Έτσι πραγματοποιώντας τους μετασχηματισμούς έχουμε:

$$P_S(\tau, \nu) = \frac{1}{\sigma_\nu} P_0 \left(\tau, \frac{\nu - \nu_0}{\sigma_\nu} \right) \quad (8)$$

όπου ν_0 είναι η ολίσθηση Doppler και σ_ν είναι η διασπορά Doppler. Έτσι έχουμε για την ολίσθηση Doppler:

$$\nu_0 = \frac{V_{sr}}{\lambda} \quad (9)$$

και το τετράγωνό της διασποράς Doppler μπορεί να γραφεί ως άθροισμα τριών όρων

$$\sigma_\nu^2 = \left(\frac{V_g}{\Lambda_c}\right)^2 + \left(\frac{\Omega_s}{\alpha_c}\right)^2 + \left(\frac{1}{T_{ch}}\right)^2 \quad (10)$$

ή

$$\sigma_\nu^2 = \sigma_{\nu,g}^2 + \sigma_{\nu,s}^2 + \sigma_{\nu,ch}^2 \quad (11)$$

το οποίο είναι το τελικό αποτέλεσμα ακολουθούμενο τις γενικές θεωρήσεις μας

Ο 1ος όρος

$$\sigma_{\nu,g} = \frac{V_g}{\Lambda_c} \quad (12)$$

είναι εξαιτίας της κίνησης του επίγειου σταθμού [31*]. Το μήκος συνοχής Λ_c είναι συνήθως της τάξης του μήκους κύματος.

Ο 2ος όρος

$$\sigma_{v,S} = \frac{\Omega_s}{\alpha_c} \quad (13)$$

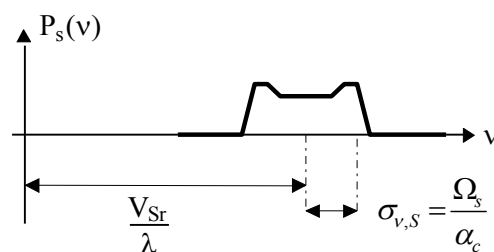
είναι η διασπορά Doppler δημιουργημένη από την κίνηση του δορυφόρου και Ω_s είναι η γωνιακή ταχύτητα του δορυφόρου όπως τη βλέπει ο επίγειος σταθμός. Αυτός ο όρος προκαλεί διασπορά Doppler που είναι ανάλογο της γωνιακής ταχύτητας του δορυφόρου. Η γωνία συνοχής α_c καθορίζεται από τη δομή των σκεδαστών.

Ο 3ος όρος

$$\sigma_{v,ch} = \frac{1}{T_{ch}} \quad (14)$$

είναι η διασπορά Doppler του ίδιου του διαύλου. Θα ήταν η διασπορά Doppler του ληφθέντος σήματος αν ούτε ο δορυφόρος ούτε ο επίγειος σταθμός κινούνταν, ενώ T_{ch} είναι ο χρόνος συνοχής. Στην περίπτωση των LEO δορυφόρων η εξάρτηση από το χρόνο οφείλεται κυρίως στην σχετική κίνηση των τερματικών σε σχέση με το δορυφόρο ενώ η κίνηση των αντικειμένων γύρω από τον επίγειο σταθμό είναι μικρότερης σημασίας. Για τους GEO δορυφόρους η κίνηση μπορεί να είναι ένας πολύ σημαντικός παράγοντας, για παράδειγμα αν το επίγειο τερματικό δεν κινείται ή η ταχύτητα του είναι πολύ μικρή, τότε μπορούμε να το παρομοιάσουμε με ένα εσωτερικού χώρου τερματικό.

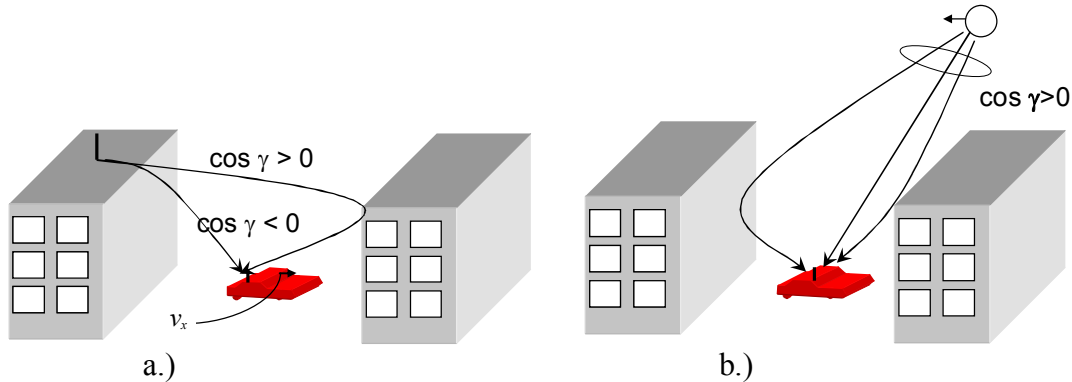
Οι εξισώσεις (8) και (10) περιγράφουν την κύρια διαφορά μεταξύ του επίγειου κινητού και των (κυρίως σε LEO) συνδέσεων δορυφόρων κινητών. Στην περίπτωση επίγεια ζεύξης η μέση τιμή της ολίσθησης Doppler είναι μηδέν και τα όρια του φάσματος Doppler είναι ίσα με τη μέγιστη και ελάχιστη τιμή της ολίσθησης. Στην περίπτωση των δορυφόρων μπορούμε να έχουμε πολύ μεγάλη τιμή της ολίσθησης (βλέπε Σχήμα 4-13: της τάξης των 20 kHz αν έχουμε συχνότητα φέροντος κοντά στα 2 GHz) και μικρή διασπορά γύρω από το μέσο. Μια ποσοτικοποιημένη μορφή του φάσματος φαίνεται στο Σχήμα 4-14, υποθέτοντας ότι ούτε το επίγειο τερματικό ούτε το γύρω του περιβάλλον κινούνται.



Σχήμα 4-14: Φάσμα σε δορυφορικό-κινητό/εσωτερικό δίαυλο.

Doppler σε κανάλια δορυφορικών επικοινωνιών

Στο Σχήμα 4-15 φαίνεται η ποιοτική διαφορά μεταξύ αστικού επίγειου κινητού και LEO δορυφορικού καναλιού (γ : γωνία μεταξύ της ταχύτητας του κινητού και της γωνίας της ακτίνας άφιξης). Αυτό εξηγεί τη μηδενική μέση στην πρώτη περίπτωση και τη μη-μηδενική στη δεύτερη.

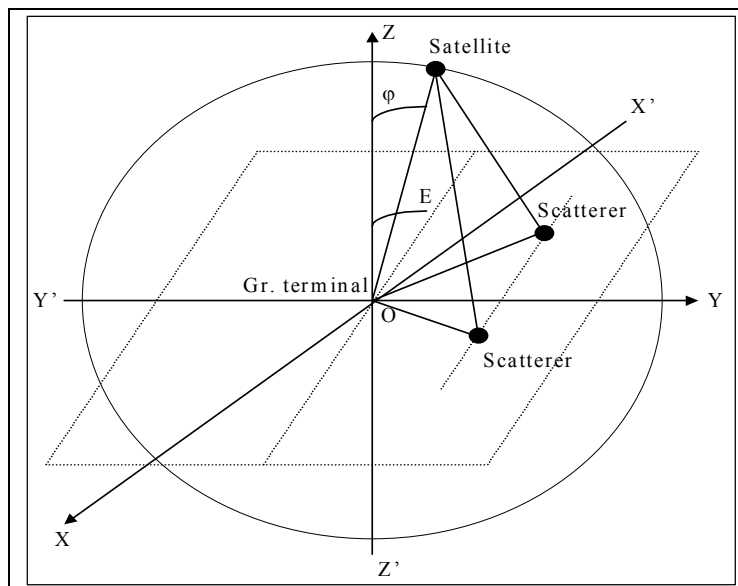


Σχήμα 4-15: a.) Σε επίγειες περιπτώσεις ολίσθησης Doppler μερικές ακτίνες είναι θετικές ή αρνητικές σε σχέση με άλλες b.) Στην περίπτωση δορυφόρου σε τροχιά και στατικού επίγειου τερματικού, η κίνηση του δορυφόρου καθορίζει την ολίσθηση-που δεν εξαρτάται από την θέση των σκεδαστών.

4.4.3 Το φάσμα Doppler σε LEO δορυφορικά κανάλια

4.4.3.1 Ποιοτική συμπεριφορά και γεωμετρία

Ενώ ο 1ος και 3ος όρος της εξίσωσης (10) δε διαφέρουν πολύ για τις περιπτώσεις επίγειων συνδέσεων, ο 2ος όρος χρήζει περαιτέρω ανάλυση. Για αυτό πάλι θεωρούμε ότι μόνο ο δορυφόρος κινείται και ότι ο επίγειος σταθμός είναι ακίνητος και το γύρω περιβάλλον είναι στατικό. Οι εξισώσεις (7) και (8) δείχνουν ότι το φάσμα του Doppler δεν εξαρτάται από την ακτινική ταχύτητα του δορυφόρου, έτσι τη V_{sr} μπορούμε να τη θεωρήσουμε ίση με μηδέν – μια κυκλική τροχιά με κέντρο το τερματικό μπορεί υποθετηθεί. Η κατάσταση αυτή φαίνεται στο Σχήμα 4-16. Το κινητό είναι σταθερό. Η επιφάνεια γύρω από το δέκτη είναι επίπεδη και περιέχει τους άξονες $Y'OY$ και σχηματίζει μια γωνία E με τον άξονα $Z'OZ$. Η τροχιά του δορυφόρου είναι στο επίπεδο YOZ . Οι σκεδαστές τοποθετούνται στο επίπεδο εφαπτόμενο στη ΓΗ. Οι συντεταγμένες ιδιαίτερης σημασίας είναι: Επίγειο τερματικό: $(0,0,0)$; δορυφόρος: $(0, R \cdot \sin\varphi, R \cdot \cos\varphi)$; σκεδαστής: $(x,y,x\cos E)$, με R η ακτίνα της τροχιάς και $\varphi = \Omega_s \cdot t$.



Σχήμα 4-16: Γεωμετρική αναπαράσταση για περιπτώσεις LEO δορυφόρων.

1. Ειδική περίπτωση: $E=\pi/2$

Σε αυτήν την περίπτωση η ΓΗ είναι στο επίπεδο XOY και η τροχιά του δορυφόρου παραμένει στο ζενίθ σημείο από το τερματικό. Τότε η απόσταση μεταξύ των σκεδαστών και του δορυφόρου μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\begin{aligned} d^2 &= x^2 + (R \cdot \sin \varphi - y)^2 + (R \cdot \cos \varphi)^2 \\ &= R^2 + x^2 + y^2 - 2 \cdot R \cdot y \cdot \sin \varphi \approx R^2 \left(1 - \frac{2 \cdot y}{R} \cdot \sin \varphi \right) \end{aligned} \quad (15)$$

$$d = R \cdot \left(1 - \frac{y}{R} \cdot \sin \varphi \right) \quad (16)$$

Η σχετική ταχύτητα των σκεδαστών με το δορυφόρο V_{sc} μπορεί να προκύψει από την απόσταση:

$$V_{sc} = \frac{d}{dt} R \cdot \left(1 - \frac{y}{R} \cdot \sin \varphi \right) = y \cdot \cos \varphi \cdot \Omega_s \quad (17)$$

και η ολίσθηση Doppler μιας μόνο ακτίνας, που προκαλείται από την κίνηση του δορυφόρου ισούται με:

$$v = f_c \cdot \frac{V_{sc}}{c} = f_c \cdot \frac{y \cdot \cos \varphi \cdot \Omega_s}{c} \quad (18)$$

όπου f_c είναι η συχνότητα του φέροντος, Ω_s είναι η γωνιακή ταχύτητα του δορυφόρου, y είναι η Y συνιστώσα του σκεδαστή και c είναι η ταχύτητα του φωτός.

Doppler σε κανάλια δορυφορικών επικοινωνιών

Ακτίνες που σκεδάζονται από σημεία που έχουν ίσες Υ συνιστώσες προκαλούν την ίδια ολίσθηση Doppler, και επομένως είναι ανεξάρτητες της γωνίας άφιξης. Αυτό είναι σε αντίθεση με τις περιπτώσεις επίγειων κινητών τερματικών στις οποίες η ολίσθηση Doppler μιας ακτίνας είναι ανάλογη του συνημίτονου της γωνίας.

2. Γενική περίπτωση

Για γωνίες ανύψωσης $E < \pi/2$ μπορούμε να κάνουμε τους ίδιους υπολογισμούς:

$$\begin{aligned} d^2 &= x^2 + (R \cdot \sin \varphi - y)^2 + (x \cdot \cos E - R \cdot \cos \varphi)^2 \\ &= R^2 + x^2 + y^2 - 2 \cdot R \cdot y \cdot \sin \varphi + x^2 \cdot \cos^2 E - 2 \cdot R \cdot x \cdot \cos E \cdot \cos \varphi \\ &\approx R^2 \left(1 - \frac{2 \cdot y}{R} \cdot \sin \varphi - \frac{2 \cdot x}{R} \cdot \cos E \cdot \cos \varphi\right) \end{aligned} \quad (19)$$

$$d = R \cdot \left(1 - \frac{y}{R} \cdot \sin \varphi - \frac{x}{R} \cdot \cos E \cdot \cos \varphi\right) \quad (20)$$

Εδώ έχουμε ότι η σχετική ταχύτητα του σκεδαστή με το δορυφόρο είναι:

$$V_{sc} = \frac{d}{dt} R \cdot \left(1 - \frac{y}{R} \cdot \sin \varphi - \frac{x}{R} \cdot \cos E \cdot \cos \varphi\right) = -y \cdot \Omega_s \cdot \cos \varphi + x \cdot \Omega_s \cdot \cos E \cdot \sin \varphi \quad (21)$$

4.4.3.2 Το φάσμα Doppler

Η εξασθένιση της ισχύος του σήματος μεταξύ των σκεδαστών και του κινητού είναι η ίδια όπως στις επίγειες συνδέσεις. Οι σκεδαστές ακτινοβολούν την ενέργεια προς όλες τις κατευθύνσεις. Καθώς υποτίθεται ένας WSUS (Wide Sense Uncorrelated Scattering) διάυλος, οι σκεδαστές είναι ασυσχέτιστοι μεταξύ τους, έτσι η λαμβανόμενη ισχύς είναι το άθροισμα των σκεδαζόμενων κυμάτων. Επίσης υποτίθεται ότι δεν έχουμε απευθείας σήμα (Non-Light Of Sight).

Αν $j=0$ και $E=\pi/2$ τότε $v = f_c \cdot \frac{y \cdot \cos \varphi \cdot \Omega_s}{c}$. Παρ' όλα αυτά οι σκεδαστές δημιουργούν

ολίσθηση Doppler η με Υ συνιστώσα ίση με $y = \frac{c}{\Omega_s \cdot f_c} \cdot v$. Η απόσταση μεταξύ του

επίγειου τερματικού και του σκεδαστή είναι:

$$d_M^2 = x^2 + y^2 = x^2 + \left(\frac{c}{\Omega_s \cdot f_c} \cdot v\right)^2 \quad (22)$$

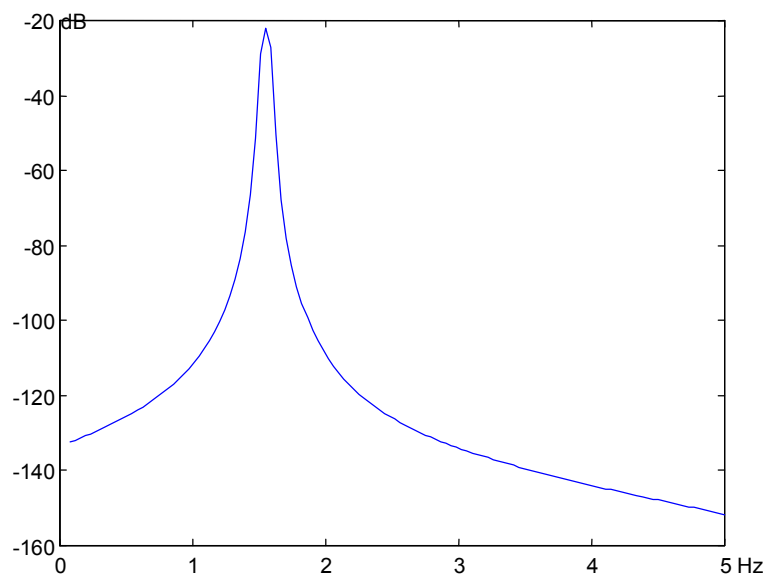
Είναι μια λογική υπόθεση να θεωρήσουμε την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος αντιστρόφως ανάλογη της 4^{ης} δύναμης της απόστασης. Το φάσμα Doppler θα είναι:

$$S(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\left(x^2 + \left(\frac{c}{\Omega_s \cdot f_c} \cdot \nu\right)^2\right)^2} dx = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{\left(\frac{c}{\Omega_s \cdot f_c}\right)^3 \cdot (\nu)^3} \quad (23)$$

Στη γενική περίπτωση οι υπολογισμοί στην πραγματικότητα είναι λίγο πιο πολύπλοκοι αλλά το αποτέλεσμα είναι το ίδιο. Το λαμβανόμενο φάσμα Doppler είναι ανάλογο του $\frac{1}{\nu^3}$.

4.4.4 Επιβεβαίωση του παραπάνω μοντέλου

Το παραπάνω μοντέλο έχει επιβεβαιωθεί στο [26] μέσω προσομοίωσης και εκτίμηση των μετρήσεων. Η πρώτη προσομοίωση ήταν για την επικύρωση της εξίσωσης (18): οι σημειακοί σκεδαστές ήταν τοποθετημένοι κατά μήκος μιας γραμμής παράλληλη στον άξονα X. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο Σχήμα 4-17 και είναι πειστικό η καμπύλη παρουσιάζει μέγιστο στο $\delta(\nu - \nu_0)$.



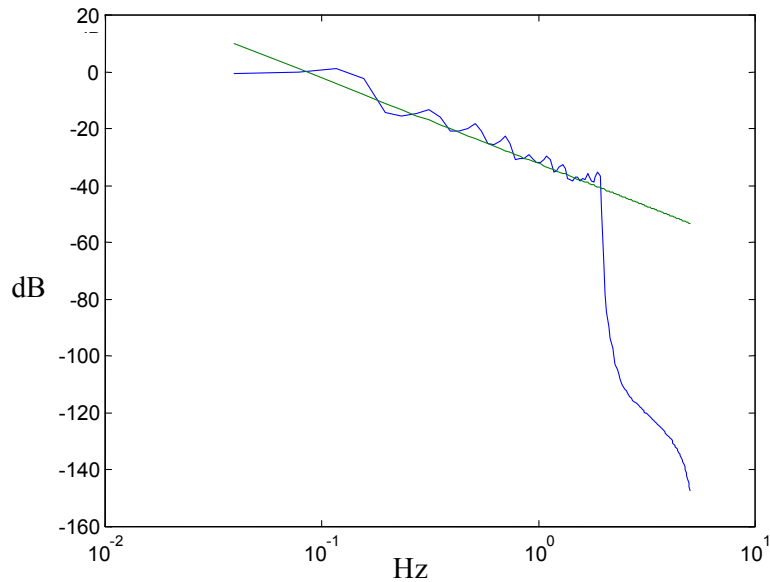
Σχήμα 4-17: Προσομοίωσης ολίσθησης Doppler όταν οι σκεδαστές είναι ομοιόμορφα τοποθετημένοι κατά μήκος γραμμής σταθεράς y

Στη δεύτερη προσομοίωση, οι σκεδαστές θεωρήθηκαν τοποθετημένοι ομοιόμορφα γύρω από ένα τετραγωνικό πεδίο μεγέθους 100×100 m. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης ήταν

Doppler σε κανάλια δορυφορικών επικοινωνιών

το φάσμα Doppler να περιορίζεται από τη τιμή 2 Hz και να μειώνεται αναλόγως με το $1/\nu^3$.

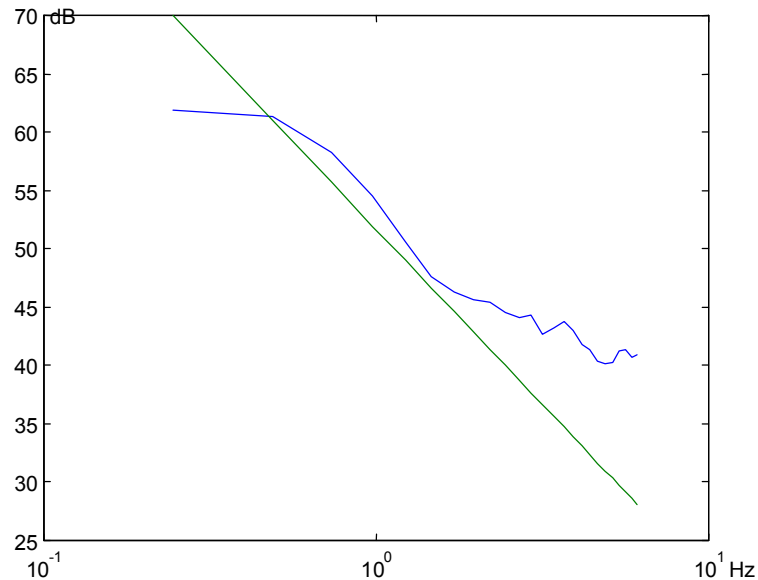
Στο Σχήμα 4-18 φαίνεται το φάσμα της ισχύος Doppler μαζί με την ευθεία $1/\nu^3$.



Σχήμα 4-18: Προσομοίωσης ολίσθησης Doppler όταν οι σκεδαστές είναι κατανομημένοι σε τετραγωνικό

πεδίο (πλέγμα) 100×100 m; Η ευθεία γραμμή $S = \frac{1}{\nu^3}$ (log-log κλίμακα)

Η ολίσθηση Doppler υπολογίστηκε επίσης από μετρήσεις όπως περιγράφεται στο [27]. Σε αυτές ο δορυφόρος προσομοιώνεται με ελικόπτερο ενώ οι μετρήσεις έγιναν σε εσωτερικό χώρο. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι η πυκνότητα ισχύος Doppler είναι ανάλογη προς $1/\nu^3$ όπως φαίνονται στο Σχήμα 4-19.



Σχήμα 4-19: Ολίσηση Doppler στα δεδομένα μετρήσεων

4.4.5 Παραπομπές για το κεφάλαιο 4.

- [1] Νεκτάριος Μωραΐτης, «Χαρακτηρισμός Διαύλου Εσωτερικών Χώρων στην Χίλιοστομετρική Ζώνη Συχνοτήτων για την Ανάπτυξη Ασύρματων Συστημάτων Ευρείας Ζώνης»
- [2] Αντώνης Γκότσης, «Mobile.Radio.Channel.Simulation»
- [3] Bernald Sklar, «Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization»
- [4] Φίλιππος Κωνσταντίνου και Αθανάσιος Κανάτας, «Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών».
- [5] Π. Κωττής, Χ. Καψάλης, “Κεραίες- Ασύρματες Ζεύξεις “, εκδόσεις Τζιόλα
- [6] Satnex
- [7] J. B. Keller, “*Geometrical theory of diffraction*,” J. Opt. Soc. Amer., vol. 52, pp. 116-130, 1962
- [8] S. R. Saunders, *Antennas and propagation for wireless communication systems*, Wiley, 1999.
- [9] M. Yoshikawa, and M. Kagonara, “Propagation characteristics in land mobile satellite systems,” in Proc. VTC’87, pp. 550-556, May 1989.
- [10] M. A. Weissberger, “An initial critical summary of models for prediction the attenuation of radio waves by foliage,” ECAC-TR-81-101, Electromagnetic Compatibility Centre, Annapolis, Md, USA, Aug. 1981.
- [11] CCIR, Rep. 236-6, “Influence of terrain irregularities and vegetation on tropospheric propagation,” vol. XIII-3, 1986.
- [12] W. T. Smith, and W. L. Stutzman, “Statistical modeling for land mobile satellite communications,” Virginia Tech. Rep. EE Satcom 86-3, performed for JPL sponsored by NASA, Aug. 1986.
- [13] R. M. Barts, and W. L. Stutzman, “Modeling and simulation of mobile satellite propagation,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, no. 4, Apr. 1992.

Doppler σε κανάλια δορυφορικών επικοινωνιών

- [14] J. Goldhirsh, and W. J. Vogel, "Tree attenuation at 869 MHz derived from remotely piloted aircraft measurements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, no. 12, Dec. 1986.
- [15] J. Goldhirsh, and W. J. Vogel, "Mobile satellite system fade statistics for shadowing and multipath from roadside trees at UHF and L-band," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no. 4, Apr. 1989.
- [16] J. Goldhirsh, and W. J. Vogel, "Roadside tree attenuation measurements at UHF for land-mobile satellite systems," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, no. 5, May 1987.
- [17] T. Sofos, and P. Constantinou, "Propagation model for vegetation effects in terrestrial and satellite mobile systems," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 7, Jul. 2004.
- [18] CCIR, Rep. 925-1, "Factors affecting the choice of antennas for mobile stations of the land mobile-satellite service," vol. V, 1986.
- [19] G. C. Hess, "Land-mobile satellite excess path loss measurements," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 29, no. 2, May 1980.
- [20] J. Goldhirsh, and W. J. Vogel, "Propagation effects for land mobile satellite systems: overview of experimental and modeling results," NASA Ref. Public. 1274, Feb. 1992.
- [21] W. J. Vogel, and J. Goldhirsh, "Mobile satellite system propagation measurements at L-band using MARECS-B2," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, no. 2, Feb. 1990.
- [22] International Telecommunication Union, ITU-R Recommendation P.681-3: Propagation data required for the design of the earth-space land mobile telecommunication systems, Geneva 1997.
- [23] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [24] Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, Penttech Press, London, 1992.
- [25] Ali, I., N. Al-Dharir, 'Doppler characterization of LEO satellites', *IEEE. Trans. on Comm*, Vol. 46, No. 3, pp. 309-313, March 1998.
- [26] I. Frigyes, B. G. Molnár, R. Vallet, Z. Herczku, Z. Bodnár: Doppler spread characteristics of satellite-personal communication channels, *Int. J. on Satellite Comm*, Vol. 19, pp. 251-262, 2001.
- [27] Bodnár, Z., I. Frigyes, B. Molnár, Z. Herczku: A detailed experimental study of the LEO satellite to indoor channel, *IJWIN Vol. 6, No. 2*, pp. 79-91, Sept.-Oct. 1999.

5

Στατιστικά μοντέλα

δορυφορικών επικοινωνιών-

εκτίμησης σήματος

5.1 Εισαγωγή

Στις δορυφορικές κινητές επικοινωνίες είναι συνηθισμένη η χρήση διαφόρων μοντέλων για την αξιολόγηση του καναλιού ή για την πρόβλεψη του σήματος, της χωρητικότητας του διαύλου κ.α. Η μοντελοποίηση σε ένα δίαυλο LMS μπορεί να κατηγοριοποιηθεί στις παρακάτω βασικές μορφές:

- εμπειρικό,
- στατιστικό και
- ντετερμινιστικό.

Επιπλέον μπορεί να υπάρξει και ένας συνδυασμός των παραπάνω. Τα εμπειρικά μοντέλα συνήθως χρησιμοποιούνται σε μορφή με μια ή περισσότερες εκφράσεις που σχετίζονται με τη γωνία ανύψωσης και άλλες παραμέτρους όπως η εξασθένιση για ένα δεδομένο ποσοστό τοποθεσιών. Τα μοντέλα αυτά προέρχονται από ανάλυση αποτελεσμάτων από μετρήσεις, τοποθετώντας αυτά σε μαθηματικές εκφράσεις για την εύρεση παραμέτρων οι οποίοι ταιριάζουν καλύτερα με τα αποτελέσματα. Αυτά τα μοντέλα δεν έχουν φυσικό υπόβαθρο και είναι χρήσιμα σε περιπτώσεις όπου καμιά άλλη προσέγγιση δε μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Τα στατιστικά μοντέλα περιγράφουν τη συμπεριφορά της διάδοσης του καναλιού σε στατιστικές κατανομές. Έτσι κάθε κατανομή εμπεριέχει κάποια φυσική

σημασία. Για παράδειγμα η κατανομή Rayleigh [2] αντανακλά μία κατάσταση όπου ένας μεγάλος αριθμός από πολυδιαδρομικές συνιστώσες φτάνουν στο δέκτη αλλά καμία από αυτές δεν είναι επικρατέστερη έναντι της άλλης. Η κατανομή Rice [2] ισχύει όταν ένα είναι επικρατέστερο έναντι των άλλων. Παρόλα αυτά οι παράμετροι για τα στατιστικά μοντέλα προέρχονται από μετρήσεις βρίσκοντας τη θεωρητική συνάρτηση κατανομής (CDF) που ταιριάζει καλύτερα σε αυτές τις μετρήσεις.

Ενώ άλλες προσεγγίσεις μοντέλων προσπαθούν να περιγράψουν γενικές καταστάσεις και σενάρια, τα ντετερμινιστικά μοντέλα προσπαθούν να αναπαράγουν φαινόμενα για το δεδομένο περιβάλλον. Γι' αυτό απαιτείται μια λεπτομερής παρουσίαση του σεναρίου π.χ. χρησιμοποιώντας βάσεις δεδομένων κτιρίων (BDB). Με την εισαγωγή τέτοιων λεπτομερών δεδομένων είναι δυνατή η χρήση ηλεκτρομαγνητικών εργαλείων για αυτή την ανάλυση. Παραδείγματα τέτοιας προσέγγισης είναι αυτά που είναι βασισμένα στις τεχνικές ray-tracing ή ray-launching που συνεργάζονται με τις UTD και GTD (Uniform Theory of Diffraction και Geometrical Theory of Diffraction) μεθόδους.

Είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν οι παραπάνω βασικές προσεγγίσεις με συνδυαστικό τρόπο (υβριδικά μοντέλα). Ένα παράδειγμα αυτού του τύπου ονομάζεται φυσικό-στατιστικό μοντέλο όπου φυσικές/ντετερμινιστικές τεχνικές εφαρμόζονται συνθετικά περιβάλλοντα διάδοσης που ακολουθούν δεδομένες κατανομές. Τέτοιες κατανομές προέρχονται από μετρήσεις. Στα στατιστικά μοντέλα οι κατανομές Rician και Rayleigh χρησιμοποιούνται για να περιγράψουν τα φαινόμενα εξασθένησης λόγω της πολλαπλών διαδρομών, και η Lognormal κατανομή για να περιγράψει τα φαινόμενα σκίασης. Αυτά τα μοντέλα χρησιμοποιούν τη στατιστική θεωρία για να παράγουν μια λογική αναλυτική μορφή για τη κατανομή του σήματος και έπειτα χρησιμοποιούν τις μετρήσεις για να βρουν τις κατάλληλες τιμές των παραμέτρων στη κατανομή.

Από την άλλη, ένα φυσικό-στατιστικό μοντέλο είναι μια υβριδική προσέγγιση, η οποία ενσωματώνει τα πλεονεκτήματα και των εμπειρικών και φυσικών μοντέλων αποφεύγοντας πολλά από τα μειονεκτήματά τους. Τα φυσικό-στατιστικά μοντέλα λαμβάνουν τις κατανομές για την εξασθένηση άμεσα από τις κατανομές των φυσικών παραμέτρων. Η γνώση εισαγωγής αποτελείται από την ηλεκτρομαγνητική θεωρία και την φυσική κατανόηση. Ως εκ τούτου, τα φυσικό-στατιστικά μοντέλα απαιτούν μόνο τα απλά δεδομένα εισόδου όπως π.χ. το μέσο ύψος των κτιρίων, τη διακύμανση του ύψους των κτιρίων κ.λ.π. Η περιγραφή του περιβάλλοντος διάδοσης είναι εξ' ολοκλήρου αντικειμενική, (αποφεύγοντας τα προβλήματα της υποκειμενικής ταξινόμησης, και ικανή για υψηλή

στατιστική ακρίβεια.

5.2 Στατιστικά μοντέλα

5.2.1 Εισαγωγή

Ο δορυφορικός διάυλος είναι δυναμικός και ως εκ τούτου τα κατάλληλα στατιστικά μοντέλα πρέπει να είναι σε θέση να περιγράψουν τη συμπεριφορά του. Σε ένα χαρακτηριστικό σενάριο το σήμα που λαμβάνεται από την κινητή μονάδα περιλαμβάνει τη LoS συνιστώσα και έναν αριθμό σκεδασμένων, ανακλώμενων και περιθλώμενων συνιστωσών. Υποθέτοντας ίσα πλάτη για τις σκεδαζόμενες συνιστώσες έχουμε σαν αποτέλεσμα είναι την κλασική Rayleigh κατανομή με ισχύ σ^2 ενώ λαμβάνοντας και τη LoS συνιστώσα λαμβάνουμε την κατανομή Rice για τη συμπεριφορά του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος. Αφού η κινητή μονάδα αλλάζει θέσεις συνεχώς, η παράμετρος της Rayleigh σ^2 είναι τυχαία με τη Lognormal κατανομή. Από την άλλη, η συνιστώσα LoS είναι επίσης τυχαία εξαιτίας των μεταβολών στη διαδρομή που ακολουθεί που προκαλούνται από τις αλλαγές του μέσου διάδοσης όπως η ατμόσφαιρα, η εξασθένιση λόγω βροχής, διαφανή εμπόδια με το μεταβαλλόμενο πάχος (όπως το φύλλωμα των δέντρων). Αυτός ο τύπος της μεταβολής είναι γνωστός ως αργή διάλειαση. Οι τρεις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας (PDF) σχετικές με τις περιγεγραμμένες γενικές καταστάσεις είναι:

$$\text{Rayleigh} \quad p_{\text{rayleigh}}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] \quad (1)$$

όπου r είναι το πλάτος του ληφθέντος σήματος, σ^2 είναι η μέση τιμή της λαμβανόμενης ισχύος.

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

Όπου r είναι το πλάτος του ληφθέντος σήματος, σ^2 είναι η μέση τιμή της σκεδαζόμενης λαμβανόμενης ισχύος, και $r_s^2/2$ είναι η ισχύς του απευθείας σήματος, ενώ $I_0(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Bessel μηδενικού βαθμού.

$$\text{Lognormal} \quad p_{\text{lognormal}}(r) = \frac{1}{sr\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln r - m)^2}{2s^2}\right] \quad (3)$$

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

5.2.2 Το μοντέλο Loo

Το μοντέλο αυτό αναπτύχθηκε από το Loo [1][2] και εφαρμόζεται σε προαστιακά και αγροτικά περιβάλλοντα όπου η σκίαση του απευθείας σήματος σχετίζεται με τη βλάστηση στις άκρες του δρόμου. Είναι βασισμένο σε δύο βασικές παραδοχές. Η πρώτη είναι ότι το σήμα που λαμβάνεται ακολουθεί τη κατανομή Rayleigh εξαιτίας των σκεδάσεων και η δεύτερη ότι οι μεταβολές του πλάτους, εξαιτίας της εξασθένισης της απευθείας συνιστώσας, ακολουθούν τη Lognormal κατανομή. Η μέση τιμή της σκεδαζόμενης ισχύος (Rayleigh κατανεμημένη) θεωρείται συνεχής, ενώ το απευθείας σήμα υπόκειται σε σκίαση που ακολουθεί τη lognormal κατανομή. Έτσι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας αυτού του στατιστικού μοντέλου δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$p(r) = \frac{r}{s\sigma^2\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{(\ln z - m)^2}{2s^2} - \frac{r^2 + z^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rz}{\sigma^2}\right) dz \quad (4)$$

όπου r είναι το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος, σ^2 είναι η μέση τιμή της λαμβανόμενης ισχύος για την διαδικασία Rayleigh, s είναι η τυπική απόκλιση της διαδικασίας lognormal, m είναι η μέση τιμή της και I_0 είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικού βαθμού.

Στο [3] φαίνεται ότι για τιμές του πλάτους μεγαλύτερες από τη τυπική απόκλιση της διαδικασίας, τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Probability Distribution Function-PDF) της (4) απλοποιείται στη Lognormal κατανομή:

$$p(r) \approx \frac{1}{sr\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln r - m)^2}{2s^2}\right], \text{ for } r \gg \sigma \quad (5)$$

ενώ για τιμές μικρότερες το PDF της (4), γίνεται αυτό της Rayleigh:

$$p(r) \approx \frac{r}{\sigma} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right], \text{ for } r \ll \sigma \quad (6)$$

Για τις άλλες τιμές της του πλάτους η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μπορεί να βρεθεί με ολοκλήρωση της (4).

5.2.3 Το μοντέλο Corazza-Vatalaro

Το συγκεκριμένο μοντέλο [4] χρησιμοποιεί τις Rician και Lognormal κατανομές με τη διαφορά ότι η σκίαση δε συμβαίνει μόνο στο απευθείας σήμα αλλά και στα σκεδαζόμενα. Έτσι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας αυτού του μοντέλου είναι:

$$p(r) = \int_0^{\infty} p_{rice}(r|S)p_{lognormal}(S)dS \quad (7)$$

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

$$p(r) = \int_0^{\infty} \frac{1}{S} p_{rice}\left(\frac{r}{S}\right)p_{lognormal}(S)dS = \int_0^{\infty} \frac{1}{R} p_{lognormal}\left(\frac{r}{R}\right)p_{rice}(R)dR \quad (8)$$

Συγκρίνοντας την (7) και την (8) παίρνουμε:

$$p_{rice}(r|S) = \frac{1}{S} p_{rice}\left(\frac{r}{S}\right) \quad (9)$$

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

$$R = \frac{r}{r_{total}} = \frac{r}{\sqrt{2\sqrt{\sigma^2 + c\sigma^2}}} \quad (10)$$

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

$$p_{rice}(R) = 2R(c+1) \exp[-R^2(c+1) - c] I_0(2R\sqrt{c(c+1)}) \quad (11)$$

Αντικαθιστώντας την (11) στην (9) υπολογίζουμε τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας. Η συνάρτηση για τη κατανομή Lognormal δίνεται από:

$$p_{lognormal}(S) = \frac{20}{\sigma S \ln(10)\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{20 \log(S) - m}{\sigma}\right)^2\right] \quad (12)$$

Για να εξάγουμε την ακριβή συνάρτηση κατανομής (Cumulative Distribution Function-CDF) αντικαθιστούμε τις (11) και (12) στην (8) έχοντας:

$$\begin{aligned} P(r \leq R) &= \int_0^R \int_0^{\infty} p_{rice}(r|S)p_{lognormal}(S)dSdr \\ &= \int_0^{\infty} p_{lognormal}(S) \int_0^R p_{rice}(r|S)dr dS \\ &= 1 - \int_0^{\infty} p_{lognormal}(S) \left[\int_R^{\infty} p_{rice}(r|S)dr \right] dS \\ &= 1 - E_S \left\{ \int_R^{\infty} p_{rice}(r|S)dr \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

Η ολοκλήρωση της Rice PDF μπορεί να εκφραστεί με τη συνάρτηση Marcum Q:

$$\int_R^\infty p_{rice}(r|S)dr = Q\left(\sqrt{2c}, \frac{R}{S}\sqrt{2(c+1)}\right) \quad (14)$$

με τη Marcum q-function να δίνεται από:

$$Q(a, b) = \int_b^\infty x \exp\left[-\frac{x^2 + a^2}{2}\right] I_0(ax) dx \quad (15)$$

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

$$P(r \leq R) = 1 - E_s \left\{ Q\left(\sqrt{2c}, \frac{R}{S}\sqrt{2(c+1)}\right) \right\} \quad (16)$$

5.2.4 Το μοντέλο Lutz (Total Shadowing Model)

Το μοντέλο ολικής σκίασης έχει προταθεί από τον Lutz [5] και όπως το μοντέλο του Loo χρησιμοποιεί τις γνωστές διαδικασίες (Rician, Rayleigh και Lognormal) για λόγους μοντελοποίησης. Η διαφορά αυτού του μοντέλου είναι ο τρόπος με τον οποίο συνδυάζονται οι κατανομές για την αναπαραγωγή των φαινομένων σκίασης και σκέδασης σε ένα διάυλο. Πιο λεπτομερώς, η βασική θεώρηση είναι ότι ο διάυλος μπορεί να βρίσκεται σε διακριτές καταστάσεις. Μία με τη παρουσία σκίασης η οποία ονομάζεται “κακή” κατάσταση, και μία χωρίς σκίαση που ονομάζεται “καλή” κατάσταση. Στην περίπτωση “καλής” κατάστασης (χωρίς σκίαση), το τελικό λαμβανόμενο σήμα θεωρείται ότι ακολουθεί τη Rician κατανομή με σταθερά τον K-παράγοντα. Υπάρχει μια υπόθεση για μια υπέρθεση ανάμεσα στο απευθείας σήμα και στα καθυστερημένα στιγμιότυπα του εκπεμπόμενου σήματος εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Στην περίπτωση της “κακής” κατάστασης, το απευθείας σήμα είναι εξολοκλήρου σκιασμένο και ο δέκτης συλλέγει μόνο τα σκεδαζόμενα κύματα. Το σήμα ακολουθεί τότε τη Rayleigh κατανομή, αλλά η μέση του τιμή είναι κατανομημένη κατά τη Lognormal.

Ένας πολύ σημαντικός παράγοντας στο στατιστικό μοντέλο της ολικής σκίασης είναι το ποσοστό του χρόνου A, ή η απόσταση που ο διάυλος βρίσκεται σε “κακή” κατάσταση, ή όπως συχνά καλείται ο παράγοντας σκίασης. Ο συγκεκριμένος παράγοντας χρησιμοποιείται στη συνδυασμένη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας για να διακρίνει τις δύο καταστάσεις ως εξής:

$$p(S) = (1 - A)p_{rice}(S) + A \int_0^\infty p_{rayleigh}(S|S_0)p_{lognormal}(S_0)dS_0 \quad (17)$$

Η PDF της “κακής” κατάστασης του διαύλου είναι αυτή που αποδεικνύεται στο [6] και είναι αποτέλεσμα της εφαρμογής του θεωρήματος ολικής πιθανότητας. Το μεγάλο

πλεονέκτημα αυτού του μοντέλου ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν βάση για την υλοποίηση ενός προσομοιωτή ενός δορυφορικού διαύλου. Στη συνέχεια ορισμένες χρήσιμες εκφράσεις της σχέσης (17), υπαγορεύονται καθώς και η CDF. Όταν το πλάτος της περιβάλλουσας εκφράζεται σε Volts, τότε η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας στην περίπτωση που δεν έχουμε κατάσταση σκίασης δίνεται από τη συνάρτηση Rice (2). Έτσι, η CDF δίνεται από [7]:

$$P(r \leq R) = 1 - Q\left(\frac{r_s}{\sigma}, \frac{R}{\sigma}\right) \quad (18)$$

όπου $Q(a, b)$ είναι η Marcum q-συνάρτηση που δίνεται από τη (15). Η εξίσωση (18) μπορεί επίσης να γραφεί ως:

$$P(r \leq R) = 1 - \exp\left[-\frac{r^2 + R^2}{2\sigma^2}\right] \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{r_s}{R}\right)^k I_k\left(\frac{r_s R}{\sigma^2}\right) \quad (19)$$

Με το I_k να είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel k-ιοστής τάξης. Ο Rice παράγοντας c εκφράζεται ως ο λόγος ισχύος μεταξύ του απευθείας σήματος, r_s^2 , και της μέσης ισχύος των σκεδαζόμενων κυμάτων $2\sigma^2$. Χρησιμοποιώντας τη στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύ $S = r^2 / 2$, η σχέση (2) θα είναι:

$$p(S) = \frac{1}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{S}{\sigma^2} - \frac{r_s^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{r_s \sqrt{2S}}{\sigma^2}\right) \quad (20)$$

ενώ η CDF θα δίνεται αντίστοιχα από:

$$P(S \leq S_T) = 1 - \exp\left[-\frac{r_s^2 + 2S_T}{2\sigma^2}\right] \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{r_s}{\sqrt{2S_T}}\right)^k I_k\left(\frac{r_s \sqrt{2S_T}}{\sigma^2}\right) \quad (21)$$

Αν κανονικοποιήσουμε την ισχύ της απευθείας συνιστώσας ως προς τη μονάδα ($r_s = \sqrt{2}$), τότε μετά από κάποιους μαθηματικούς χειρισμούς η CDF για τη στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύ θα είναι:

$$P(S \leq S_T) = 1 - \exp[-c(1 + S_T)] \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{S_T}}\right)^k I_k(2c\sqrt{S_T}) \quad (22)$$

Για να βρούμε τη συνδυαστική συνάρτηση (Rayleigh-Lognormal) θα εκφράσουμε τις συναρτήσεις PDF σε μονάδες ισχύος και η συνολική PDF θα δίνεται από:

$$p_{R-\ln}(S) = \frac{10}{s \ln 10 \sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \frac{1}{S_0^2} \exp\left[-\frac{S}{S_0}\right] \exp\left[-\frac{(10 \log S_0 - m)^2}{2s^2}\right] dS_0 \quad (23)$$

όπου $m = E\{10 \log(S_0)\}$, είναι η μέση τιμή και $s = \sqrt{E\{(10 \log S_0)^2\} - m^2}$ είναι η τυπική απόκλιση. Αντίστοιχα, για τη συνδυαστική Rayleigh-Lognormal CDF έχουμε:

$$P_{R-\ln}(S \leq S_T) = \frac{10}{s \ln 10 \sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{S_0} \left[1 - \exp\left(-\frac{S_T}{S_0}\right) \right] \exp\left[-\frac{(10 \log S_0 - m)^2}{2s^2}\right] dS_0 \quad (24)$$

Για τον υπολογισμό των (23) και (24) εφαρμόζονται αριθμητικές ολοκληρώσεις.

5.2.5 Το μοντέλο Suzuki

Στην κατανομή Suzuki [8], μεταβολές κατανεμημένες κατά Rayleigh με παράμετρο S , για μακρύτερες διαδρομές που μπορούν να περιγραφούν, υποθέτονται log-normal μεταβολές στην παράμετρο S :

$$p(S) = \frac{1}{S \sigma_{Np} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln S - m_{Np})^2}{2\sigma_{Np}^2}\right] = \frac{8.686}{S \sigma_{dB} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(20 \log S - m_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right] \quad (25)$$

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

$$p(r) = \int_0^\infty p(r|S)p(S)dS = \frac{8.686r}{\sigma_{dB}} \int_0^\infty \frac{1}{S^3} \exp\left[-\frac{(20 \log S - m_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right] \exp\left[-\frac{r^2}{2S^2}\right] dS \quad (26)$$

όπου $p(S)$ δίνεται από τη (25).

5.2.6 Το μοντέλο Nakagami

Αυτήν η κατανομή (επίσης καλείται και M-κατανομή), είναι μία γενική σχέση για την εξασθένιση, η οποία περιέχει πολλές άλλες κατανομές σαν ειδικές περιπτώσεις. Αντίθετα από τη κατανομή Rayleigh, το μοντέλο αυτό επιτρέπει το μήκος των διανυσμάτων των σκεδαστών να είναι τυχαίο. Η Nakagami PDF για το πλάτος r είναι [9]:

$$p_{nakagami}(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left[-\frac{mr^2}{\Omega}\right] \quad (27)$$

όπου $\Gamma(m)$ είναι η συνάρτηση Gamma, $\Omega = E\{r^2\}$, και $m = \{E\{r^2\}\}^2 / Var\{r^2\}$, με τη σταθερά $m \geq 1/2$. Η Nakagami είναι μία γενική κατανομή για την εξασθένιση η οποία γίνεται ίδια με τη Rayleigh όταν $m = 1$ και σε μονόπλευρη Gaussian κατανομή για $m = 1/2$.

5.2.7 Το μοντέλο Mehrinia-Hashemi

Η Nakagami έχει δειχθεί από [9] ότι η m -κατανομή με τη παράμετρο $1/2 \leq m < 1$ ανάγεται στη Q-κατανομή:

$$M(r, m, \Omega) = Q(r, a, b) \quad (28)$$

$1/2 \leq m < 1$ $0 < b < a$

όπου $M(r, m, \Omega)$ δηλώνει τη Nakagami m -κατανομή και η $Q(r, a, b)$ τη Q-κατανομή που δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$Q(r, a, b) = \frac{2r}{\sqrt{ab}} \exp\left[-\frac{r^2}{2}\left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b}\right)\right] I_0\left[\frac{r^2}{2}\left(\frac{1}{b} - \frac{1}{a}\right)\right] \quad (29)$$

Οι σχέσεις μεταξύ των παραμέτρων των δύο κατανομών για $1/2 \leq m < 1$ είναι:

$$\Omega = \frac{a+b}{2} \quad (30)$$

$$m = \frac{(a+b)^2}{(a+b)^2 + (a-b)^2} \quad (31)$$

όπου $\Omega \geq 0$, έχοντας σαν αποτέλεσμα $a+b \geq 0$. Επιπλέον, στη Nakagami [9] έχει δειχθεί ότι η m -κατανομή με $m \geq 1$ ανάγεται στη N-κατανομή (ή Rice), που δίνεται από:

$$N(r, r_s, \sqrt{\sigma}) = p_{rice}(r) \quad (32)$$

με $p_{rice}(r)$ να δίνεται από τη (2). Οι σχέσεις μεταξύ της Nakagami και της Q-κατανομής είναι:

$$\Omega = \sqrt{\sigma} + r_s^2 \quad (33)$$

$$m = 1 - \frac{r_s^4}{\Omega^2} \quad (34)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τα ανωτέρω, μπορεί να βγει το συμπέρασμα ότι η N και η Q-κατανομή, αντιπροσωπεύουν αντίστοιχα τη «καλή» και τη «κακή» κατάσταση του διαύλου. Είναι κατάλληλες να χρησιμεύσουν ως οι κατανομές συμπληρώματος σε ένα συνδυασμένο δίαυλο. Επιπλέον, δεδομένου ότι αυτές οι διανομές συσχετίζονται και οι δύο με τη κατανομή Nakagami, εκμεταλλεύονται την ανωτερότητα της κατανομής Nakagami για να περιγράψουν το κινητό δορυφορικό δίαυλο. Το προτεινόμενο πρότυπο διαύλου, επομένως, εκφράζεται από τη σχέση [10]:

$$p_{NQ}(r, a, b, r_s, \sqrt{\sigma}, A) = A \cdot N(r, r_s, \sqrt{\sigma}) + (1-A) \cdot Q(r, a, b) \quad (35)$$

όπου $0 \leq A \leq 1$. Σε αυτό το μοντέλο όταν η LoS διαδρομή υπάρχει τότε η λήψη είναι στην «καλή» κατάσταση και το A προσεγγίζει τη μονάδα, ελαττώνοντας τη συνεισφορά της Q-κατανομής. Όταν το φαινόμενο της σκίασης λαμβάνεται υπόψη έχει ως συνέπεια την αποδυνάμωση ή της LoS συνιστώσας και η A παράμετρος προσεγγίζει το μηδέν μειώνοντας τη συνεισφορά N-κατανομής.

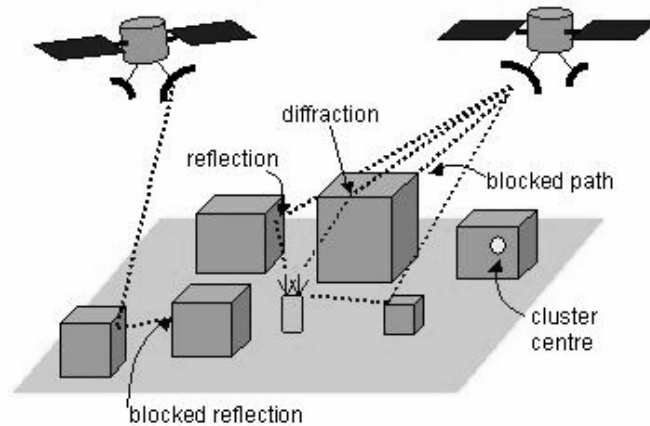
5.3 Φυσικό-Στατιστικά μοντέλα

5.3.1 Εισαγωγή

Τα ντετερμινιστικά φυσικά μοντέλα για τη διάδοση κινητού-δορυφορικού διαύλου παράγουν αποτελέσματα τα οποία προσεγγίζουν πολύ ικανοποιητικά τις μετρήσεις σε περιοχές περιορισμένης κάλυψης. Μία προσέγγιση είναι η δημιουργία φυσικών μοντέλων με σκοπό την εξέταση των μεταβολών του σήματος σε διαφορετικά περιβάλλοντα και έπειτα η γενίκευση του σε πιο ευρείς περιοχές. Μία άλλη προσέγγιση είναι η χρήση φυσικών-στατιστικών μοντέλων στα οποία οι παράμετροι στις κατανομές εξασθένισης προκύπτουν από την ηλεκτρομαγνητική θεωρία. Γενικά στα φυσικά-στατιστικά μοντέλα χρησιμοποιούνται οι γνωστές στατιστικές κατανομές με παραμέτρους όμως που προέρχονται είτε από θεωρητική ανάλυση είτε από μετρήσεις. Ένα παράδειγμα αυτού είναι το παρακάτω μοντέλο για ένα δορυφορικό MIMO σύστημα.

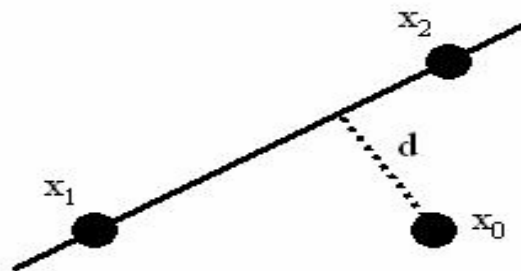
5.3.2 Φυσικό-στατιστικό μοντέλο για δορυφορικό διάυλο

Εδώ παρουσιάζεται ένα μοντέλο MIMO επίγειου δορυφορικού διαύλου (MIMO land mobile satellite channel model), το οποίο είναι μία μείξη μοντέλων διαύλου για διαδρομές ακτίνων που περνούν μέσα από συστοιχία σκεδαστών. Το μοντέλο αυτό μπορεί να προβλέψει υψηλής ανάλυσης χρονικών σειρών δεδομένα και δεδομένα προφίλ καθυστέρησης ισχύος μεταξύ οποιουδήποτε δορυφορικής κεραίας και οποιαδήποτε κινητής κεραίας. Επίσης μπορεί να προβλέψει και τη συσχέτιση μεταξύ των διαύλων. Εδώ η συστοιχία των σκεδαστών αντιπροσωπεύεται από δέντρα και κτίρια. Το κέντρο της συστοιχίας τοποθετείται τυχαία πάνω σε ένα επίπεδο που αντιπροσωπεύει την περιοχή σε μέσο ύψος κτιρίου ή δέντρου όπως φαίνεται στο Σχήμα 5-1.



Σχήμα 5-1: Περιβάλλον σκεδαστών γύρω από το κινούμενο τερματικό

Τα ύψη των κτιρίων ακολουθούν τη Lognormal κατανομή με μέση τιμή και τυπική απόκλιση που εξαρτώνται από την περιοχή. Είκοσι σκεδαστές τοποθετούνται τυχαία γύρω από το κέντρο της συστοιχίας με την κάθε διάσταση να ακολουθεί Laplacian κατανομή [16], [17]. Τυπικές πυκνότητες εκτιμώνται έτσι ώστε να είναι ένα δέντρο ή ένα κτίριο ανά 1000 m^2 , 1000 m^2 και 10000 m^2 σε αστικό, προαστιακό και σε περιβάλλον εθνικής οδού αντίστοιχα. Στο αστικό περιβάλλον, οι συστοιχίες ορίζονται ως κτίρια κατά 90% του χρόνου, ενώ σε εθνικής οδού περιβάλλον ως δέντρα για 90% του χρόνου. Για την απλοποίηση του κώδικα του προγράμματος και για την αύξηση της ταχύτητας εκτέλεσης του, το μήκος και το πλάτος κάθε κτιρίου ή δέντρου θεωρείται ίσο με το ύψος του. Όταν οι τοπικές συστοιχίες, που αντιπροσωπεύουν τα κτίρια, εμποδίζουν τις ανακλώμενες συνεισφορές από άλλες συστοιχίες, τότε οι τελευταίες δε λαμβάνονται υπόψιν.



Σχήμα 5-2: 3D γεωμετρία.

Για παράδειγμα, στο Σχήμα 5-2, το x_1 αντιπροσωπεύει την κινητή κεραία, και το x_0 και x_2 αντιπροσωπεύουν τα κέντρα των συστοιχιών, ενώ d είναι το μισό από το πλάτος του κτιρίου ή του δέντρου. Όταν ένα κτίριο εμποδίζει τη διαδρομή $x_1 - x_2$ ο σκεδαστής x_2 δε λαμβάνεται υπόψιν και υποτίθεται ότι το κτίριο θα εμποδίζει πλήρως το σήμα, και όταν ένα

δέντρο εμποδίζει τη διαδρομή x_1-x_2 ο σκεδαστής x_2 τότε λαμβάνεται υπόψιν αλλά εφαρμόζεται και μια επιπλέον εξασθένιση στο σήμα. Η γεωμετρία στο Σχήμα 5-2 χρησιμοποιείται επίσης και για τη LoS διαδρομή. Σε αυτήν την περίπτωση, το x_1 αντιπροσωπεύει την κεραία του κινητού και το x_2 την κεραία του δορυφόρου. Όταν η διαδρομή x_1-x_2 εμποδίζεται από ένα κτίριο ή μερικώς από ένα δέντρο, τότε απώλεια λόγω της περίθλασης ή εξασθένιση του σήματος λόγω του δέντρου εφαρμόζεται. Για την απώλεια περίθλασης, υιοθετείται η περίπτωση αιχμηρής επιφάνειας της κορυφής του κτιρίου [18]. Για την εξασθένιση λόγω του δέντρου, η μείωση του σήματος υπολογίζεται βρίσκοντας το μήκος της διαδρομής x_1-x_2 και εφαρμόζεται 1.3 dB/m, μία μέση εξασθένιση που έχει προκύψει από μετρήσεις [19]-[20]. Στον τρισδιάστατο χώρο, το $x_0 = (x_0,y_0,z_0)$, $x_1 = (x_1,y_1,z_1)$ και $x_2 = (x_2,y_2,z_2)$. Μετά από κάποιους μαθηματικούς χειρισμούς, η απόσταση d και μπορεί να βρεθεί σύμφωνα με τη σχέση [22]:

$$d = \frac{|(x_2 - x_1) \times (x_1 - x_0)|}{|x_2 - x_1|} \quad (71)$$

Οι ακτίνες κατευθύνονται από την κεραία του δορυφόρου προς την κεραία του κινητού μέσω κάποιων σκεδαστών. Οι συντελεστές ανάκλασης είναι οι ίδιοι για κάθε σκεδαστή μέσα σε κάποια συστοιχία και καθορίζονται τυχαία από μία ομοιόμορφη κατανομή πλάτους μεταξύ του 0 και του 1 με ομοιόμορφη κατανομή φάσης μεταξύ 0 και 2π [23].

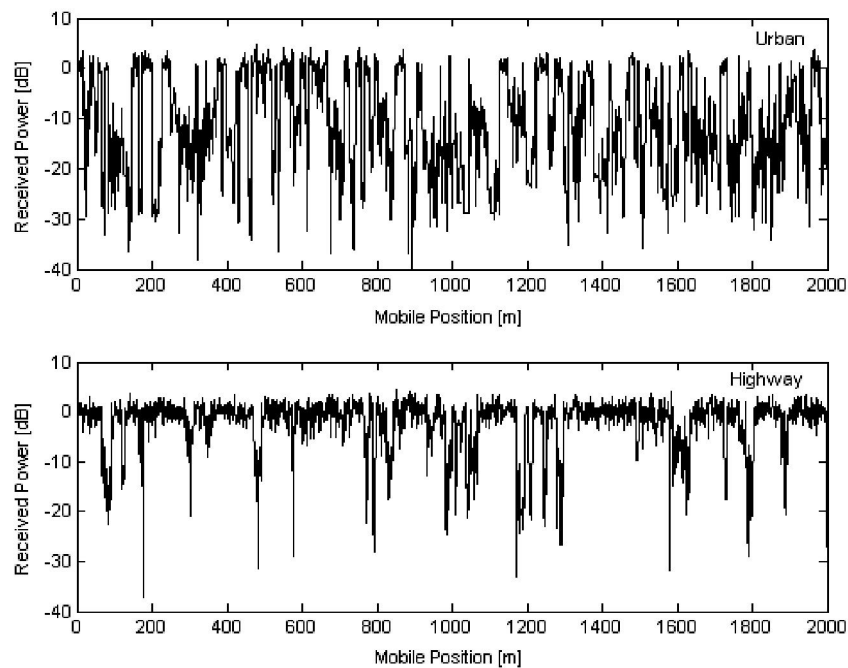
Καθώς το κινητό αλλάζει θέσεις, το μοντέλο αυτό μεταλλάσσεται μεταξύ τριών καταστάσεων: μιας καθαρής LoS διαδρομής, μιας εμποδισμένης LoS και μιας με εξασθένιση λόγω των δέντρων. Η υψηλή ανάλυση των χρονικών σειρών δεδομένων μεταξύ οποιαδήποτε κεραίας δορυφόρου M και οποιαδήποτε κεραίας κινητού τερματικού N , το $\alpha_{M,N}$, μπορεί να οριστεί ως εξής:

$$\alpha_{M,N} = \begin{cases} P_{M,N} + b \cdot \sum_{i=1}^n T_i \cdot \Gamma_i \cdot P_{M,N,i} e^{j \cdot k \cdot d_{M,N,i}} & \text{clear} \\ D_{M,N} \cdot P_{M,N} + b \cdot \sum_{i=1}^n T_i \cdot \Gamma_i \cdot P_{M,N,i} e^{j \cdot k \cdot d_{M,N,i}} & \text{blocked} \\ T_{M,N} \cdot P_{M,N} + b \cdot \sum_{i=1}^n T_i \cdot \Gamma_i \cdot P_{M,N,i} e^{j \cdot k \cdot d_{M,N,i}} & \text{trees} \end{cases} \quad (72)$$

όπου $P_{M,N}$ είναι η απώλεια LoS διαδρομής μεταξύ της δορυφορικής κεραίας M και κινητής κεραίας N , k είναι ο κυματικός αριθμός, n είναι ο συνολικός αριθμός των σκεδαστών που

λαμβάνονται υπόψιν, T_i είναι η εξασθένιση λόγω των δέντρων που εφαρμόζεται στην ανακλώμενη συνεισφορά του σκεδαστή i , Γ_i είναι ο μιγαδικός συντελεστής στο σκεδαστή i , $P_{M,N,i}$ είναι η διαδρομή LoS από το M στο N μέσω του σκεδαστή i , $d_{M,N,i}$ είναι η απόσταση μεταξύ του M και N μέσω του σκεδαστή i , $D_{M,N}$ είναι η απώλεια της περίθλασης του LoS και $T_{M,N}$ είναι η εξασθένιση λόγω των δέντρων του LoS. Ο όρος b είναι επιπλέον παράγοντας που προέρχεται από τις μετρήσεις σε κάθε περιβάλλον.

Τα αποτελέσματα αυτού του μοντέλου είναι υψηλής ανάλυσης στιγμιαία δεδομένα απωλειών διάδοσης σε χρονική σειρά, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5-3 και προφίλ καθυστέρησης ισχύος μεταξύ του δορυφόρου και κάθε κεραίας κινητού τερματικού. Από αυτά, έχουμε ότι οι γρήγορες διαλείψεις μπορούν να βρεθούν σαν συνάρτηση του «βάθους» της σκίασης, της γωνίας άφιξης και της κατανομής άφιξης, και παράγοντες ευρείας ζώνης όπως η RMS διασπορά καθυστέρησης ή coherence bandwidth μπορούν να εκτιμηθούν σε κάθε περιβάλλον.



Σχήμα 5-3: Δεδομένα χρονικών σειρών μοντέλου

5.4 Γωνιακά μοντέλα κατανομής

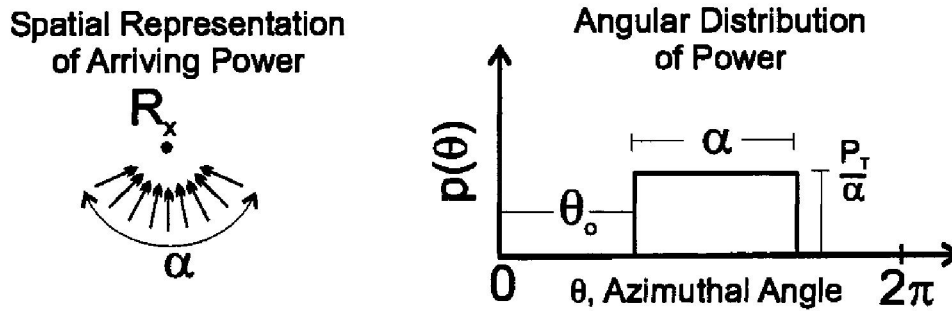
5.4.1 Εισαγωγή

Εκτός από τα μοντέλα (στατιστικά, φυσικά, υβριδικά κ.α) που υπάρχουν για την πρόβλεψη της ισχύος του σήματος, υπάρχουν και τα μοντέλα που σχετίζονται με τη γωνιακή κατανομή της ισχύος που λαμβάνεται σε μια κεραία, κινητή ή σταθερή. Τα μοντέλα αυτά είναι κατά βάση στατιστικά και μας δίνουν πληροφορίες για την κατανομή του σήματος που λαμβάνεται στην κεραία αναλόγως της γωνίας άφιξης του. Λαμβάνουν υπόψη το χώρο γύρω από την κεραία. Αυτό επιτυγχάνεται με τη μεταβολή κάποιων παραμέτρων, οι οποίοι προκύπτουν τις περισσότερες φορές πειραματικά. Δηλαδή μιλάμε για μοντέλα που συμπεριφέρονται όπως τα φυσικό-στατιστικά που είδαμε στο παράγραφο 5.1. Κάποια από αυτά χρησιμοποιούνται και στο αζιμουθιακό επίπεδο και στο κατακόρυφο. Κάποια όμως αναφέρονται κυρίως σε ένα από τα δύο επίπεδα. Σε συνδυασμό με τα προηγούμενα μοντέλα, δίνεται η δυνατότητα πρόβλεψης π.χ. της χωρητικότητας ενός διαύλου με μεγαλύτερη ακρίβεια. Στην συνέχεια θα αναφερθούν τα μοντέλα αυτά και οι PDF κατανομές τους. Αξίζει να σημειωθεί ότι στόχος αυτών των μοντέλων είναι η αποκωδικοποίηση των φαινομένων πολυδιαδρομικής διάδοσης.

5.4.2 Παρουσίαση γωνιακών μοντέλων

5.4.2.1 Sector Channel Model

Στο μοντέλο αυτό [25] θεωρείται ότι η κεραία λαμβάνει σήματα σε μια περιοχή με εύρος γωνιών α . Δηλαδή σε μια περιοχή $\theta_0 \leq \theta \leq \theta_0 + \alpha$. Η συνάρτηση $p(\theta) = \frac{P_T}{\alpha}$ για την περιοχή αυτή και $p(\theta) = 0$ για οποιαδήποτε άλλη περιοχή. Η γωνία θ_0 είναι μία αυθαίρετη γωνία. Η γωνία α δηλώνει το πλάτος του τομέα (σε ακτίνια) της λαμβανόμενης πολυδιαδρομικής ισχύος. Στο Σχήμα 5-4 παρουσιάζεται η γωνιακή κατανομή των συνιστωσών $p(\theta)$.



Σχήμα 5-4: Γωνίες άφιξης των σημάτων στο επίπεδο (αζιμουθιακό ή κατακόρυφο) και η $p(\theta)$

Να σημειωθεί ότι το μοντέλο αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για το αζιμουθιακό και κατακόρυφο επίπεδο.

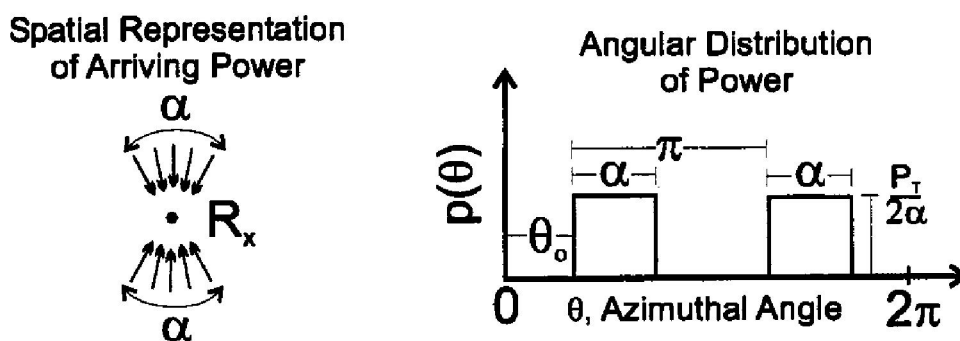
5.4.2.2 Double Sector Channel Model

Αυτό το μοντέλο [25] είναι παρόμοιο με το παραπάνω με τη διαφορά όμως ότι χρησιμοποιεί διπλό τομέα. Με αυτό εννοούμε ότι η κεραία λαμβάνει σε δύο περιοχές μία όπως πριν και μία αντιδιαμετρική της. Έχουμε πάλι ότι α είναι το εύρος γωνιών και η συνάρτηση $p(\theta)$ ισούται με:

$$p(\theta) = \frac{P_T}{2\alpha} \text{ για } \theta_0 \leq \theta \leq \theta_0 + \alpha, \theta_0 \leq \theta + \pi \leq \theta_0 + \alpha + \pi \quad (1)$$

$$p(\theta) = 0 \text{ για οπουδήποτε αλλού.}$$

Στο Σχήμα 5-5 παρουσιάζεται η γωνιακή κατανομή των αφικνούμενων συνιστωσών $p(\theta)$.



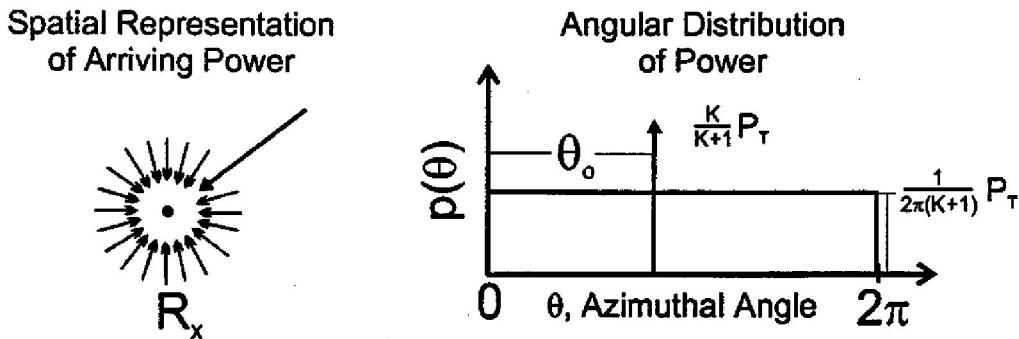
Σχήμα 5-5: Γωνίες άφιξης των σημάτων στο επίπεδο (αζιμουθιακό ή κατακόρυφο) και η $p(\theta)$

5.4.2.3 Rician Channel Model

Αυτό το μοντέλο [25] είναι το αποτέλεσμα της υπέρθεσης ενός επίπεδου κύματος και των διαφόρων σκεδαζόμενων που φθάνουν στην κεραία. Στην ουσία το επίπεδο κύμα είναι το απευθείας κύμα που λαμβάνει η κεραία. Η συνάρτηση $p(\theta)$ είναι:

$$p(\theta) = \frac{P_T}{2\pi(K+1)} (1 + 2\pi K \delta(\theta - \theta_0)) \quad (2)$$

όπου K είναι ο παράγοντας της Rician κατανομής. Θεωρούμε ότι η κεραία λαμβάνει σήματα για κάθε γωνία του επιπέδου που χρησιμοποιείται αυτό το μοντέλο. Στο Σχήμα 5-6 παρουσιάζεται η γωνιακή κατανομή των αφικνούμενων συνιστωσών $p(\theta)$.



Σχήμα 5-6: Γωνίες άφιξης των σημάτων στο επίπεδο (αζιμουθιακό ή κατακόρυφο) και η $p(\theta)$.

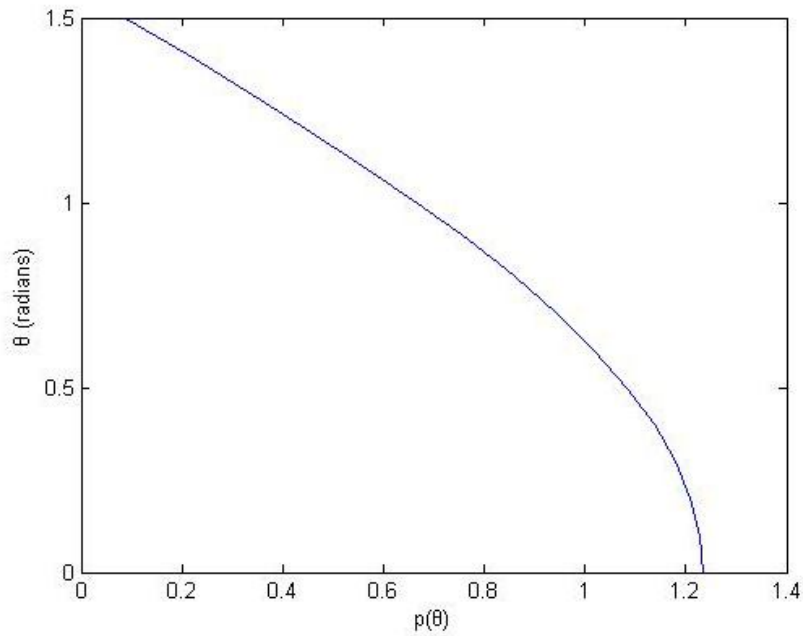
5.4.2.4 Μοντέλο Parsons

Το μοντέλο αυτό [26] δημιουργήθηκε με σκοπό να εξαλείψει τις ασυνέχειες που εμφάνιζε το μοντέλο του Aulin [27]. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας αυτού είναι:

$$p(\theta) = \frac{\pi}{4\theta_m} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_m}\right), \quad |\theta| \leq \theta_m \leq \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

$$p(\theta) = 0 \text{ για οποδήποτε αλλού}$$

όπου θ είναι η μέγιστη γωνία άφιξης και πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση του $\pi/2$ και θ_m η κάθε γωνία άφιξης. Στο Σχήμα 5-7 παρουσιάζεται η γωνιακή κατανομή των αφικνούμενων συνιστωσών $p(\theta)$.



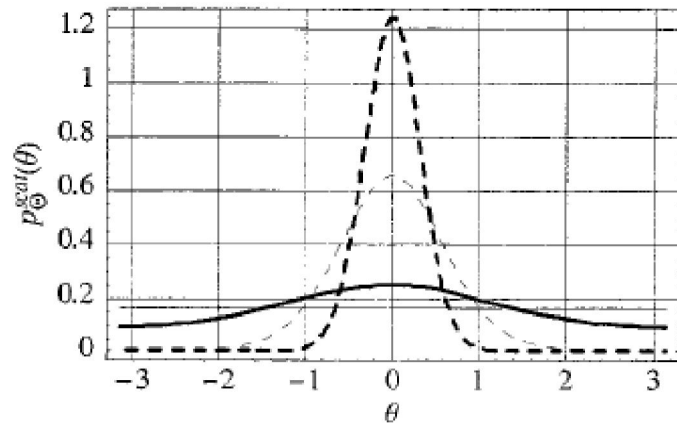
Σχήμα 5-7: Η PDF του μοντέλου Parsons.

5.4.2.5 Von Mises Model

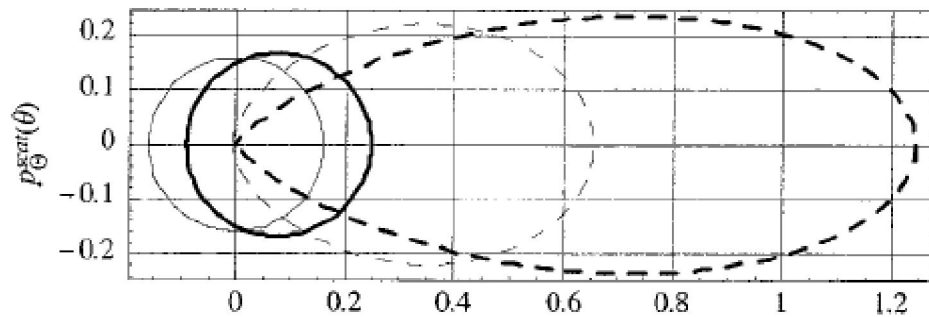
Στο μοντέλο αυτό [28] η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των σκεδαζόμενων κυμάτων είναι:

$$p(\theta) = \frac{\exp(k \cos(\theta - \theta_p))}{2\pi I_0(k)} \text{ για } \theta \in [-\pi, \pi) \quad (4)$$

όπου $I_0(k)$ είναι η συνάρτηση Bessel μηδενικού βαθμού, k είναι ένας παράγοντας του ελέγχει το πλάτος των γωνιών άφιξης με $k \geq 0$ και θ_p είναι η γωνία άφιξης του απευθείας κύματος. Στο Σχήμα 5-8 παρουσιάζεται η γωνιακή κατανομή των αφικνούμενων συνιστωσών $p(\theta)$ και σε καρτεσιανές και πολικές συντεταγμένες.



(α)



(β)

Σχήμα 5-8: (α) Von Mises PDF για γωνία άφιξης των σκεδαζόμενων συνιστωσών στο κινούμενο τερματικό ($\theta_p=0$) (___ $\kappa=0$, ____ $\kappa=0.5$, $\kappa=3$, -.-.- $\kappa=10$)

(β) Von Mises PDF για γωνία άφιξης των σκεδαζόμενων συνιστωσών στο κινούμενο τερματικό ($\theta_p=0$) σε πολικές συντεταγμένες (___ $\kappa=0$, ____ $\kappa=0.5$, $\kappa=3$, -.-.- $\kappa=10$)

Έχουμε για τα όρια του θ ότι:

$$\theta_p - \frac{1}{\sqrt{k}} \leq \theta \leq \theta_p + \frac{1}{\sqrt{k}} \quad (5)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι όταν $\theta_p = 0$ και k πολύ μεγάλο τότε έχουμε αναγωγή στην κανονική κατανομή. Επίσης ότι το μοντέλο αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί για το αζιμουθιακό επίπεδο.

5.5 Παραπομπές για το κεφάλαιο στο 5.

- [1] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 34, no. 3, Aug. 1985.
- [2] C. Loo, "Measurement and models of a land mobile satellite channel and their applications to MSK signals," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 35, no. 3, Aug. 1987.
- [3] P. Beckmann, *Probability in communication engineering*, Harcourt, Brace & World Inc., 1967.
- [4] G. E. Corazza, and F. Vatalaro, "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, Aug. 1994.
- [5] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolainsky, and W. Papke, "The land mobile satellite communication channel-recording statistics, and channel model," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, no. 2, May 1991.
- [6] F. Hansen, and F. I. Meno, "Mobile fading – Rayleigh and Lognormal superimposed," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 26, no. 4, Nov. 1977.
- [7] J. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill Inc., 2nd ed. 1989.
- [8] H. Suzuki "A statistical model for urban radio propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, no. 7, Aug. 1979.
- [9] M. Nakagami, "The m-distribution – A general formula of intensity distribution of rapid fading," *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W. G. Hoffman, Oxford, England, 1960.
- [10] A. Mehrnia, and H. Hashemi, "Mobile satellite propagation channel. Part II – A new model and its performance," in *Proc. VTC '97*, pp. 2780-2784, Sept. 1999.
- [11] B. Ahmed et. al., "Simulation of 20 GHz narrowband mobile propagation data using a N-state Markov channel modeling approach," in *Proc. ICAP'97*, Edinburgh, Apr. 1997.
- [12] E. Lutz, "A Markov model for correlated land mobile satellite channels," *Int. J. Satellite Commun.*, vol. 14, pp. 333-339, 1996.
- [13] B. Vucetic, and J. Du, "Channel model and simulation in satellite mobile communication systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no.8, pp. 1209-1218, Oct. 1992.
- [14] Y. Karasawa, K. Kimura, and K. Minamisono, "Analysis of availability improvement in LMSS by means of satellite diversity based on three-state propagation channel model," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, no. 4, Nov. 1997.
- [15] F. P. Fontan, M. Vazquez-Castro, C. Enjamio, J. Pita García, and E. Kubista, "Statistical modeling of the LMS channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 6, Nov. 2001.
- [16] L. M. Correia, "*Wireless Flexible Personalised Communications - Cost 259: European Co-operation in Mobile Radio Research*", Wiley 2001, pp. 148-200.
- [17] M. Toeltsch, J. Laurila, K. Kalliola, A. F. Molisch, P. Vainikainen, and E. Bonek, "Statistical Characterization of Urban Spatial Radio Channels", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 3, April 2002.
- [18] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice Hall, 1996.
- [19] W. Vogel, "Measurement and modeling of land mobile satellite propagation at UHF and L-band", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 36, no. 5, May 1988.
- [20] W. Vogel, and J. Goldhirsh, "Mobile satellite system propagation measurements at L-band using MARECS-B2", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, no. 2, Feb. 1990.

- [21] I. H. Cavdar, H. Dincer, and K. Erdogdu, "Propagation measurements at L-band for land mobile satellite link design", in *Proc. 7th Mediterranean Electrotechnical Conference*, Apr. 1994.
- [22] E. W. Weisstein. "Point-Line Distance-3-Dimensional.", MathWorld-A Wolfram Web Resource.
- [23] M. Debbah, J. Gil, J. Venes, F. Cardoso, G. Marques, and L. M. Correia, "*IST-FLOWS project report D13: Final report on channel models*", 2003.
- [24] B. Belloul, S. R. Saunders, M. A. N. Parks, and B. G. Evans, "Measurement and modelling of wideband propagation at L- and S-bands applicable to the LMS channel", *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 147, no. 2, Apr.2000.
- [25] "Theory of Multipath Shape Factors for Small-Scale Fading Wireless Channels" Gregory D. Durgin, *Student Member, IEEE*, and Theodore S. Rappaport, *Fellow, IEEE*.
- [26] Parsons D. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press Ltd.: Plymouth, 1992.
- [27] Miller MJ, Vucetic B, Berry L. *Satellite Communications: Mobile and Fixed Services*. Kluwer Academic Publishers:Dordrecht, 1993.
- [28] "A Parametric Model for the Distribution of the Angle of Arrival and the Associated Correlation Function and Power Spectrum at the Mobile Station", Ali Abdi, *Member, IEEE*, Janet A. Barger, *Member, IEEE*, and Mostafa Kaveh, *Fellow, IEEE*

6

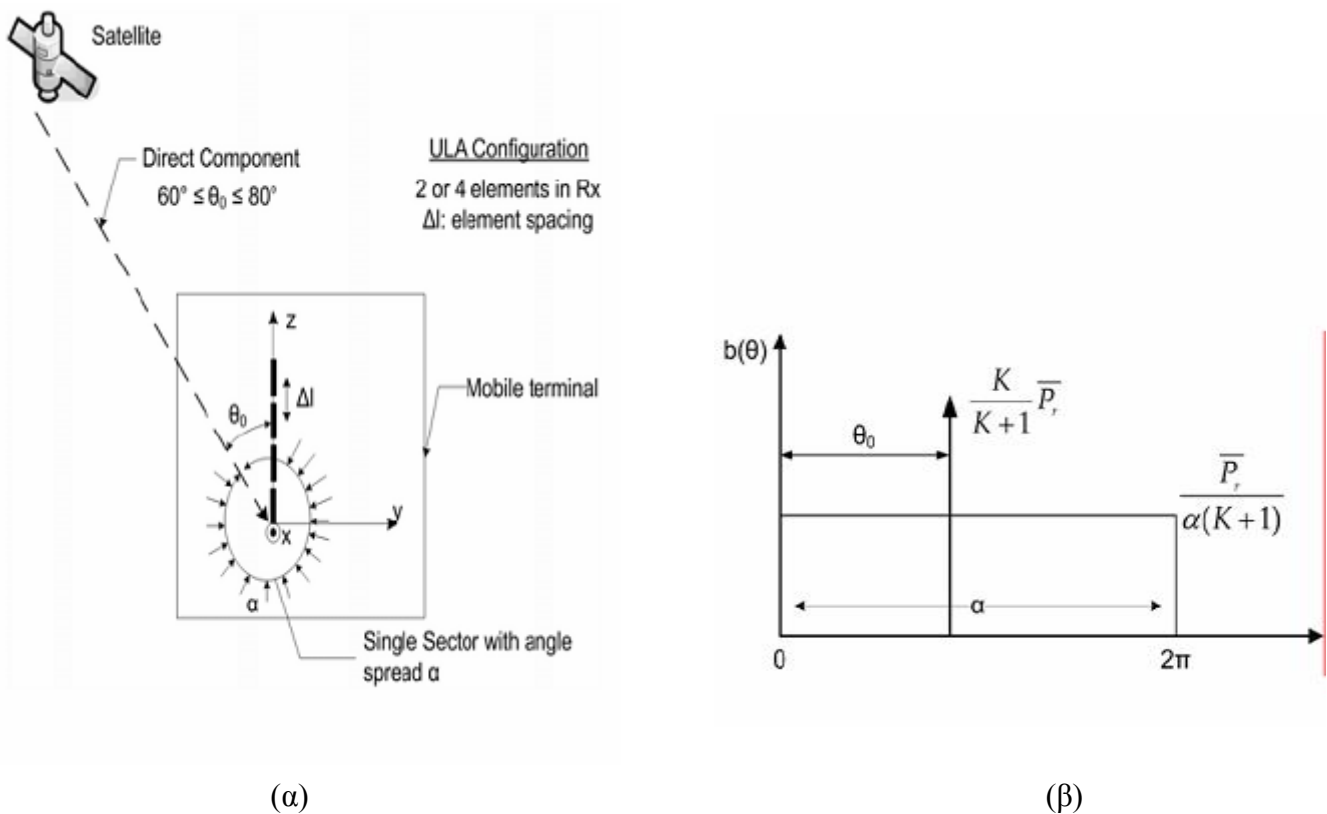
Παρουσίαση στατιστικού μοντέλου για την εκτίμηση της χωρητικότητας καναλιού σε ένα επίγειο κινητό- δορυφορικού SIMO συστήματος.

6.1 Θεωρία

Όπως αναφέρθηκε και στο 3^ο κεφάλαιο τα συστήματα LMS (Land Mobile Satellite) μπορούν να επωφεληθούν από την τεχνολογία MIMO. Επίσης επισημάνθηκε ότι τοποθετώντας κεραία με πολλαπλά στοιχεία στο δορυφόρο δεν αποδίδει κάποιο όφελος, ενώ κάνοντας χρήση ενός δορυφόρου και η κεραία λήψης να αποτελείται από πολλαπλά στοιχεία μπορούν να επιτευχθούν μεγαλύτεροι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων και υπηρεσίες καλύτερης ποιότητας. Δηλαδή μιλάμε για ένα SIMO (single-input-multiple-output) σύστημα. Σκοπός της διπλωματικής ήταν η μελέτη εφαρμογής MIMO τεχνικών σε δορυφορικές επικοινωνίες. Έτσι αναπτύχθηκε ένα στατιστικό μοντέλο που υπολογίζει τη θεωρητική χωρητικότητα σε ένα κανάλι ανάμεσα σε ένα δορυφόρο και ένα κινητό τερματικό που χρησιμοποιεί κεραία της οποίας τα στοιχεία είναι τοποθετημένα γραμμικά

πάνω σε έναν άξονα (π.χ. στο z), ULAs κεραίες (Ομοιόμορφες Γραμμικές Στοιχειοκεραίες - Uniform Linear Array antennas).

Η μελέτη έγινε στις ζώνες συχνοτήτων L (1.8 GHz), S (2.4 GHz) και Ku (14 GHz). Θεωρήθηκε ότι το κινητό κινείται με σταθερή ταχύτητα και η κεραία του αποτελείται από δύο ή τέσσερα στοιχεία. Το περιβάλλον στο οποίο κινείται το κινητό θεωρήθηκε αστικό. Η γωνία ανύψωσης μεταξύ του δορυφόρου και του κινητού τερματικού για το απευθείας σήμα λαμβάνεται μεταξύ 60° και 80° μοιρών. Η γεωμετρία διάδοσης και το μοντέλο μας φαίνεται στο Σχήμα 6-1.



Σχήμα 6-1: (α) Γεωμετρία διάδοσης και
(β) Γωνιακή κατανομή ισχύος

Η γωνία άφιξης για το απευθείας σήμα λαμβάνεται μεταξύ 60 και 80 μοιρών όπως φαίνεται στο Σχήμα 6-1(α). Οι συνιστώσες που προέρχονται από πολυδιαδρομική διάδοση και λαμβάνονται στο κάθετο επίπεδο από τα στοιχεία της κεραίας ακολουθούν την κατανομή που φαίνεται στο Σχήμα 6-1(β). Οι συνιστώσες κατανέμονται ομοιόμορφα μέσα

στον τομέα (sector) με γωνιακή κατανομή a , όπου a κυμαίνεται από 0 μέχρι 2π . Επιπλέον σε αυτό το διάστημα βρίσκεται και η απευθείας συνιστώσα (LoS). Έτσι η γωνιακή κατανομή ισχύος μπορεί να περιγραφεί από την παρακάτω σχέση:

$$b(\theta) = \bar{P}_r \left\{ \frac{1}{K+1} \frac{1}{a} + \frac{K}{K+1} \delta(\theta - \theta_0) \right\} \quad (1)$$

όπου b είναι η γωνιακή κατανομή ισχύος, θ_0 είναι η γωνία του απευθείας σήματος (LoS) μεταξύ του δορυφόρου και του κινητού τερματικού ($60^\circ - 80^\circ$), \bar{P}_r είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς του κάθε στοιχείου και K είναι ο λόγος του απευθείας σήματος προς των πολυδιαδρομικών σημάτων. Η λαμβανόμενη ισχύς λαμβάνεται σύμφωνα με ένα από τα μοντέλα: Suzuki, Corazza-Vatalaro και Loo (βλέπε κεφάλαιο 5). Τα συγκεκριμένα μοντέλα χρησιμοποιούν την Rayleigh, Rician και Lognormal κατανομή και λαμβάνουν υπόψη τον παράγοντα K , τη μέση ισχύ (m) και τη τυπική απόκλιση (σ) σε dB της λαμβανόμενης ισχύος.

Για τον υπολογισμό της χωρητικότητας σε ένα SISO σύστημα με την κεραία να αποτελείται από ένα στοιχείο και στα δύο τερματικά, είναι αναγκαία η απόκριση του διαύλου, $h(t)$, μεταξύ του πομπού και του δέκτη είναι αναγκαία. Στην περίπτωση ενός SIMO συστήματος, με την κεραία του κόμπου να αποτελείται από ένα στοιχείο και την κεραία του δέκτη από M_R στοιχεία, πρέπει να υπολογιστεί το διάνυσμα (vector) του διαύλου. Στην μελέτη μας θεωρήσαμε μία ULA κεραία από την πλευρά του δέκτη με τα στοιχεία της να είναι τοποθετημένα στον z-άξονα διάδοσης με απόσταση ανάμεσα τους Δl και κάθετη πόλωση. Έτσι για τη συγκεκριμένη γεωμετρία κεραίας, ο πίνακας-διάνυσμα απόκριση δίνεται από τη σχέση:

$$a_R(\theta_R) = \left[1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta l \cos\theta_R}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(M_R-1)\Delta l \cos\theta_R} \right]^T \quad (2)$$

όπου λ είναι το μήκος κύματος, θ_R είναι η αζιμουθιακή γωνία του κύματος που προσπίπτει στην στοιχειοκεραία όπως φαίνεται στο Σχήμα 6-1(α). Το διάνυσμα $h \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ μπορεί να ληφθεί και με τη μορφή πινάκων, όπου η περίπτωση της ULA διαμόρφωσης δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$h = [a(\theta_{R,1}), \dots, a(\theta_{R,L})] \cdot b \quad (3)$$

όπου L είναι ο αριθμός των διαδρομών διάδοσης που υπολογίζεται με βάση το κατακόρυφο γωνιακό προφίλ ισχύος (βλ. Σχήμα 6-1(β)) σε κάθε θέση, $a(\theta_{R,l})$ είναι ο πίνακας διάνυσμα για τη l -ιοστή διαδρομή και $b \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ είναι η διανυσματική αναπαράσταση της (1). Έτσι από την (1) αν ξέρουμε την αζιμουθιακή γωνία άφιξης για την κάθε μία διαδρομή από τις L , το πλήθος των στοιχείων της κεραίας και την απόσταση μεταξύ τους, τότε μπορούμε να υπολογίσουμε το διάνυσμα h . Τέλος, αφού υπολογίσουμε το h , μπορούμε εύκολα να εκτιμήσουμε την χωρητικότητα του διαύλου σαν συνάρτηση της μέσης τιμής του σηματοθορυβικού λόγου (SNR), υποθέτοντας έναν δίαυλο άγνωστο στον πομπό, σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^{M_R} |h_i|^2 \right) \quad (4)$$

όπου ρ είναι το μέσο SNR σε κάθε στοιχείο του δέκτη. Το διάνυσμα h είναι κανονικοποιημένο έτσι ώστε $\sum_{i=1}^{M_R} |h_i|^2 = M_R$. Η χωρητικότητα αναφέρεται ως ο ρυθμός δεδομένων ανά μονάδα εύρους ζώνης που μπορεί να στηριχθεί αξιόπιστα πάνω στο δίαυλο.

6.2 Παρουσίαση αλγορίθμου

Σε αυτήν την παράγραφο θα παρουσιαστεί ο αλγόριθμος του παραπάνω μοντέλου. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω χρησιμοποιήθηκαν τρία μοντέλα για τον υπολογισμό του σήματος (voltage), η κατανομή Suzuki, η Corazza-Vatalaro και η Loo. Στη συνέχεια θα γίνει αναφορά και παρουσίαση αποτελεσμάτων για το καθένα διαφορετικά.

Επίσης πρέπει να λάβουμε υπόψη και την ταχύτητα του τερματικού. Έστω το τερματικό κινείται με ταχύτητα V . Λόγω του φαινομένου Doppler η ολίσθηση f_D ισούται με :

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{V \max}{\lambda} \cos \vartheta \quad (5)$$

όπου

λ = μήκος κύματος

θ = γωνία διανύσματος ταχύτητας και ευθείας που ενώνει πομπό με δέκτη.

6.2.1 Αλγόριθμος για τη δημιουργία δειγμάτων για τις κατανομές

Για τον υπολογισμό δειγμάτων πλάτους (τάση-Volts) από τις κατανομές λειτουργούμε ως εξής:

1. Θεωρούμε ελάχιστη τιμή πλάτους σήματος το 0 και μέγιστη το 10. Για αυτό το διάστημα $[0,10]$ (αναφερόμενοι στο πλάτος), υπολογίζουμε τη πυκνότητα πιθανότητας κάθε τιμής που βρίσκεται σε αυτό το διάστημα, χρησιμοποιώντας βήμα 0.01. Έτσι δημιουργούμε ένα πίνακα που περιέχει τις αντίστοιχες τιμές πυκνότητας πιθανότητας για τις τιμές πλάτους του παραπάνω διαστήματος.
2. Στη συνέχεια επιλέγουμε τις τιμές του παραπάνω διαστήματος για τις οποίες η πυκνότητα πιθανότητας είναι μεγαλύτερη από τη τιμή M . Η M διαφέρει αναλόγως την κατανομή που χρησιμοποιούμε και επιλέγεται τέτοια ώστε το ποσοστό των τιμών που θα επιλεγούν από το παραπάνω διάστημα να είναι κοντά στο 70%.
3. Αναλόγως με την τιμή της PDF δημιουργούμε τόσα δείγματα της αντίστοιχης τιμής πλάτους και τα τοποθετούμε τυχαία σε ένα νέο πίνακα.
4. Τελικά δημιουργείται ένας πίνακας που περιέχει τιμές πλάτους της χρησιμοποιούσας κατανομής.

6.2.2 Γενικός αλγόριθμος

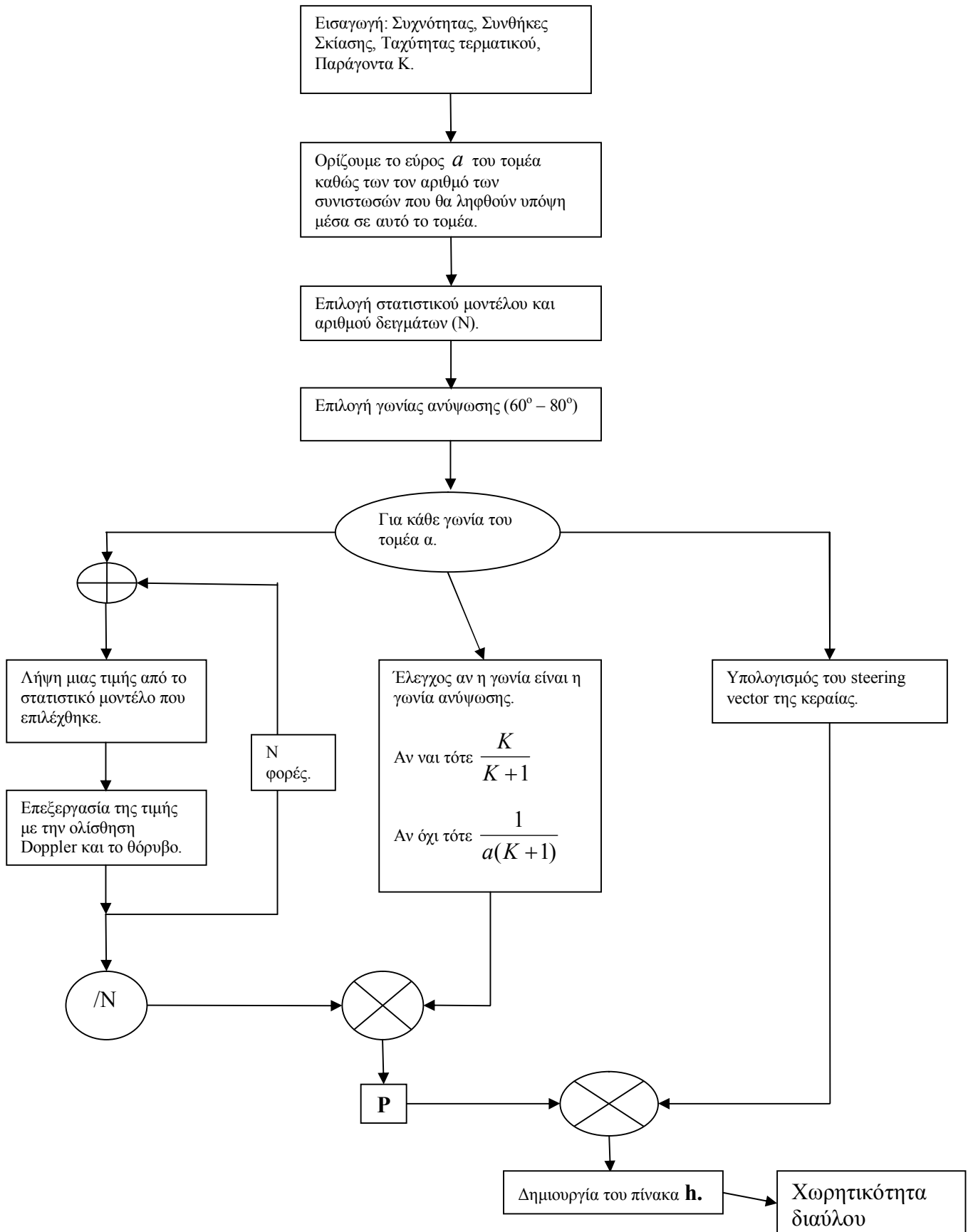
Ο αλγόριθμος του συγκεκριμένου μοντέλου είναι ο εξής:

1. Αρχικά ορίζουμε τη συχνότητα λειτουργίας (GHz), τις συνθήκες σκίασης (μέση τιμή και τυπική απόκλιση σε dB), τον παράγοντα K (dB) και την μέγιστη ταχύτητα του επίγειου τερματικού (Km/h).
2. Στη συνέχεια ορίζουμε το εύρος a του τομέα καθώς των τον αριθμό των συνιστωσών που θα ληφθούν υπόψη μέσα σε αυτό το τομέα.
3. Στη συνέχεια επιλέγουμε ένα από τα στατιστικά μοντέλα (Suzuki, Corazza-Vatalaro, Loo) για τον υπολογισμό της ισχύος του σήματος και τον αριθμό των δειγμάτων.
4. Επιλέγουμε τη γωνία ανύψωσης θ_0 μεταξύ του τερματικού και του δορυφόρου. Αυτή πρέπει να λαμβάνει τιμές μεταξύ 60° και 80° .
5. Για κάθε γωνία που είναι στο πεδίο $[\theta_0 - a/2, \theta_0 + a/2]$ λαμβάνουμε μία τυχαία τιμή για την ισχύ του σήματος σύμφωνα με το μοντέλο του βήματος 3.
6. Ελέγχουμε αν η γωνία που εξετάζουμε τη συγκεκριμένη στιγμή είναι η γωνία του απευθείας σήματος. Αν όχι πολλαπλασιάζεται με τον παράγοντα $\frac{1}{(K+1)a}$, διαφορετικά πολλαπλασιάζεται με τον $\frac{K}{K+1}$.
7. Έτσι δημιουργείται ένας πίνακας(vector) με στοιχεία την ισχύ του σήματος επί έναν από τους παραπάνω παράγοντες, σχέση (1).
8. Υπολογισμός του steering vector της κεραίας για την κάθε γωνία υπό εξέταση, σχέση (2).
9. Στη συνέχεια υπολογίζουμε τον πίνακα απόκρισης h σύμφωνα με τη σχέση (3).
10. Τέλος υπολογισμός της χωρητικότητας του διαύλου βάση της σχέσης (4).

Αυτός είναι ο γενικός αλγόριθμος του μοντέλου μας. Πιο ειδικά τώρα στον υπολογισμό ή στη δημιουργία τυχαίων σημάτων κάνουμε τα εξής βήματα:

1. Υπολογισμός ολίσθησης Doppler (f_D).
2. Λήψη μιας τιμής από την κατανομή που επιλέχθηκε.
3. Επανάληψη της ίδιας διαδικασίας για N φορές (αριθμός δειγμάτων).
4. Επεξεργασία των παραπάνω τιμών λαμβάνοντας υπόψη την ολίσθηση Doppler και το θόρυβο.
5. Υπολογισμός του μέσου όρου.

Για τον υπολογισμό της ολίσθησης Doppler χρησιμοποιούμε τη σχέση $f_D = \frac{V \max}{\lambda}$. Δηλαδή τη μεγαλύτερη τιμή που μπορεί να λάβει. Στην ουσία τη χειρότερη δυνατή περίπτωση.

Διάγραμμα αλγορίθμου

6.3 Παρουσίαση-σχολιασμός αποτελεσμάτων

Σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις.

Στο μοντέλο αυτό το εύρος του τομέα α , ο παράγοντας K , η μέγιστη ταχύτητα V_{max} του τερματικού, οι παράμετροι της κάθε κατανομής, ο αριθμός των στοιχείων της κεραίας και η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της κεραίας (Δl) αποτελούν τις μεταβλητές που εισάγουμε στο παραπάνω μοντέλο.

Να σημειωθεί ότι οι τιμές των παραμέτρων για τις κατανομές (στατιστικά μοντέλα) στα διάφορα περιβάλλοντα έχουν ληφθεί από το [1] και ότι η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας θεωρείται τέτοια ώστε το μήκος της κεραίας σε κάθε περίπτωση (ανάλογα τη ζώνη συχνοτήτων) να είναι κοντά στα 5 cm.

6.3.1 Παρουσίαση γραφημάτων για διάφορα περιβάλλοντα

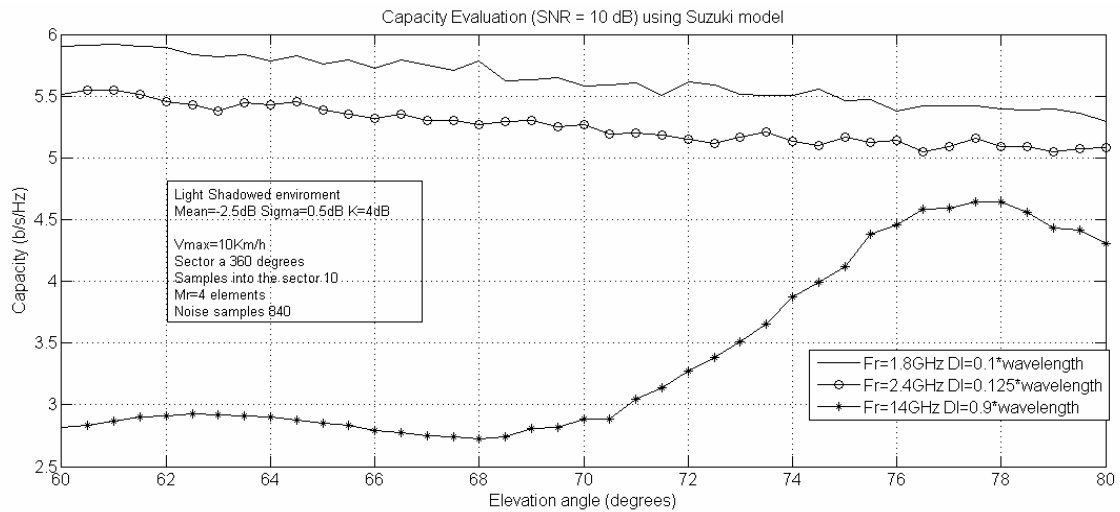
Σε αυτήν την παράγραφο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα για διάφορα περιβάλλοντα και για την κάθε κατανομή ξεχωριστά. Οι παράμετροι που θεωρούνται σταθεροί για την κάθε προσομοίωση, ώστε να δίνεται η δυνατότητα σύγκρισης, είναι οι εξής:

- Τομέας α 360°
- Αριθμών σκεδαζόμενων συνιστωσών 10
- Μέγιστη ταχύτητα τερματικού 10 Km/h
- Παράγοντας K 4 dB
- Αριθμός στοιχείων στοιχειοκεραίας 4

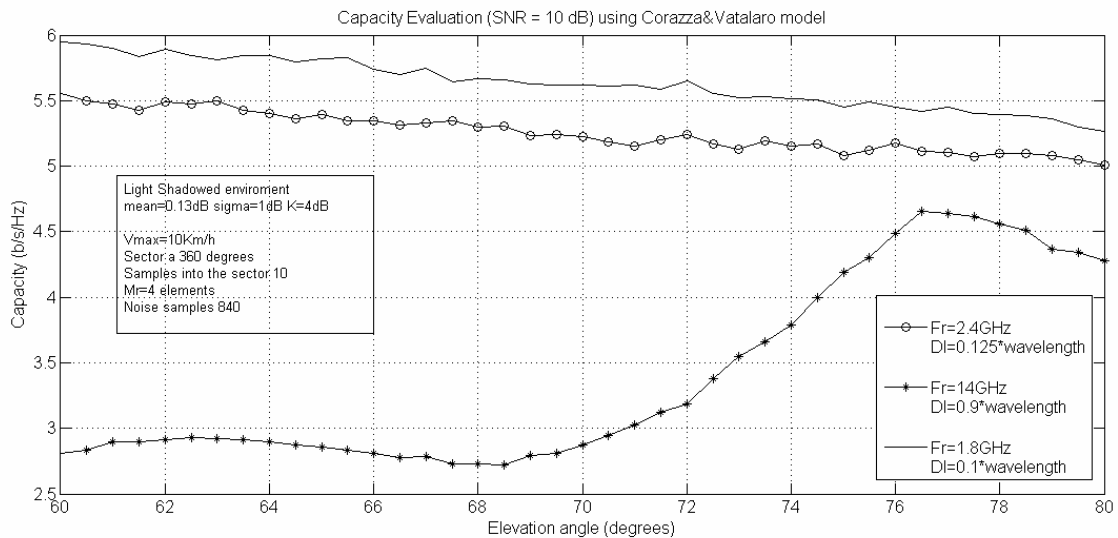
6.3.1.1 Ελαφρά σκιαζόμενο περιβάλλον

Σε αυτό το περιβάλλον η απευθείας συνιστώσα υπερέχει έναντι των σκεδαζόμενων. Γι' αυτό και ο παράγοντας K (εκφραζόμενος σε dB) είναι θετικός.

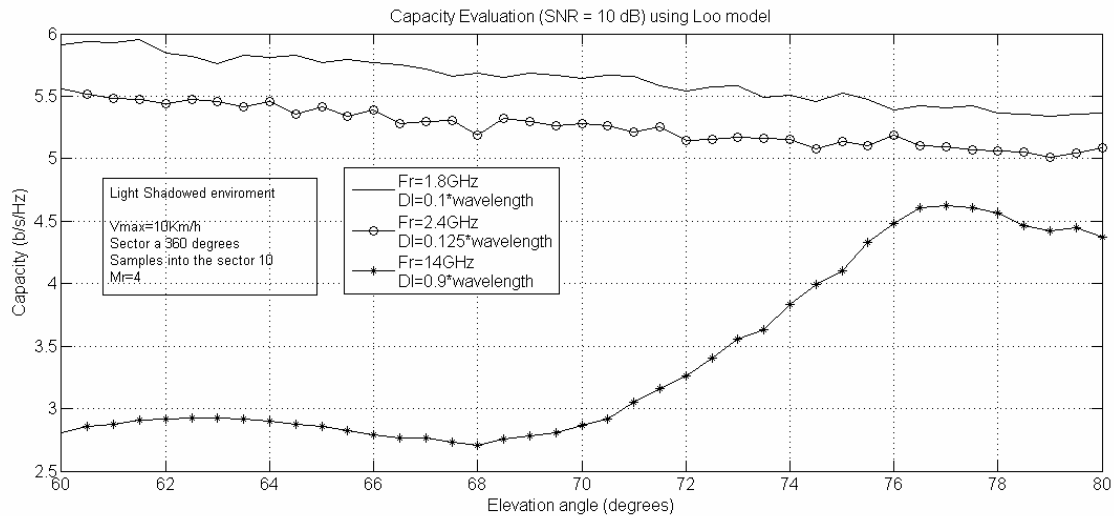
L_{00}	$M_L = -1.33$ dB	$\Sigma_L = 1.0$ dB	$MP_L = -5.33$ dB
C&V	$M_{C\&V} = 0.13$ dB	$\Sigma_{C\&V} = 1.0$ dB	$K_{C\&V} = 4$ dB
Suzuki	$M_S = -2.5$ dB	$\Sigma_S = 0.5$ dB	-----



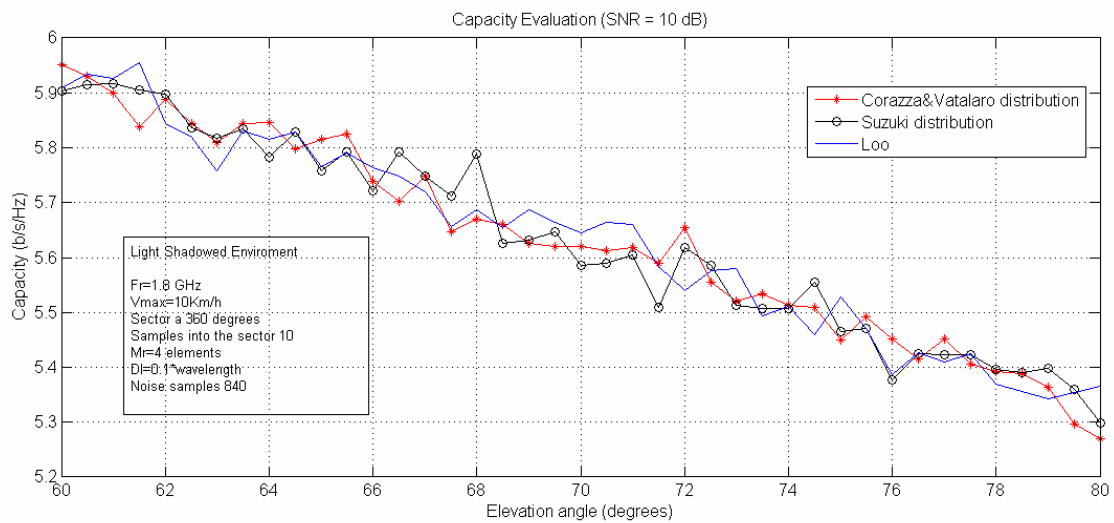
Σχήμα 6-2: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Suzuki κατανομή.



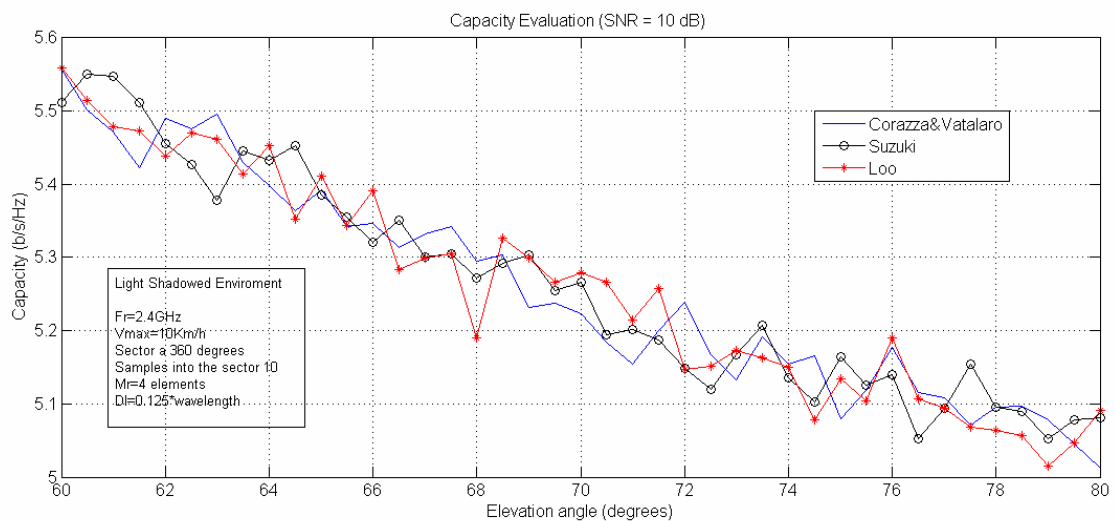
Σχήμα 6-3: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Corazza&Vatalaro κατανομή.



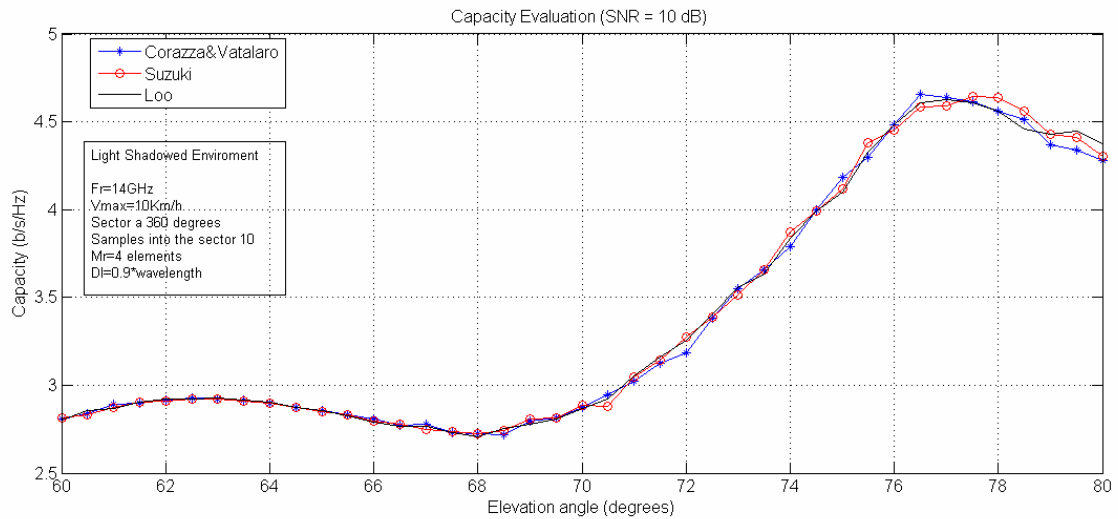
Σχήμα 6-4: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Loo κατανομή.



Σχήμα 6-5: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).



Σχήμα 6-6: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).

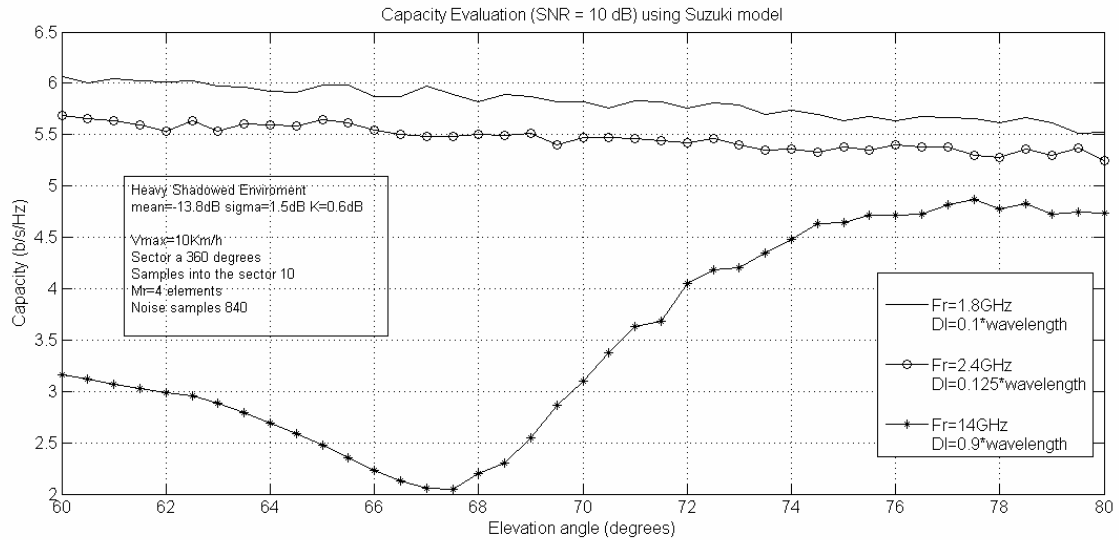


Σχήμα 6-7: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).

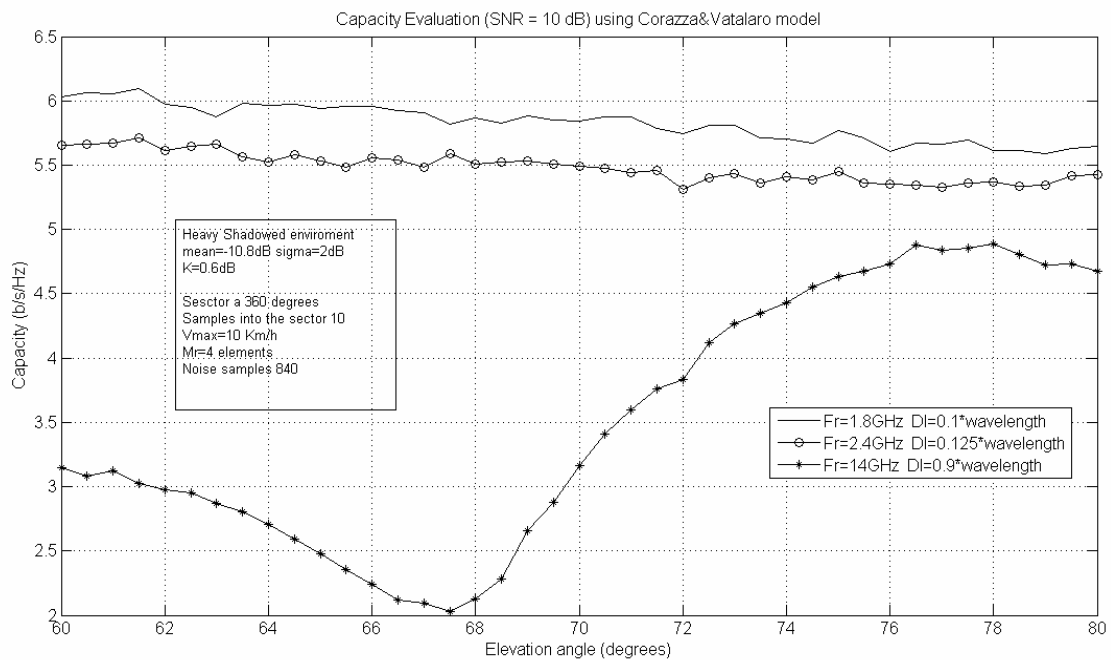
6.3.1.2 Ισχυρά σκιαζόμενο περιβάλλον

Σε αυτού του τύπου περιβάλλοντος, το φαινόμενο της σκίασης είναι πιο ισχυρό και ο παράγοντας K είναι κοντά στα 0 dB.

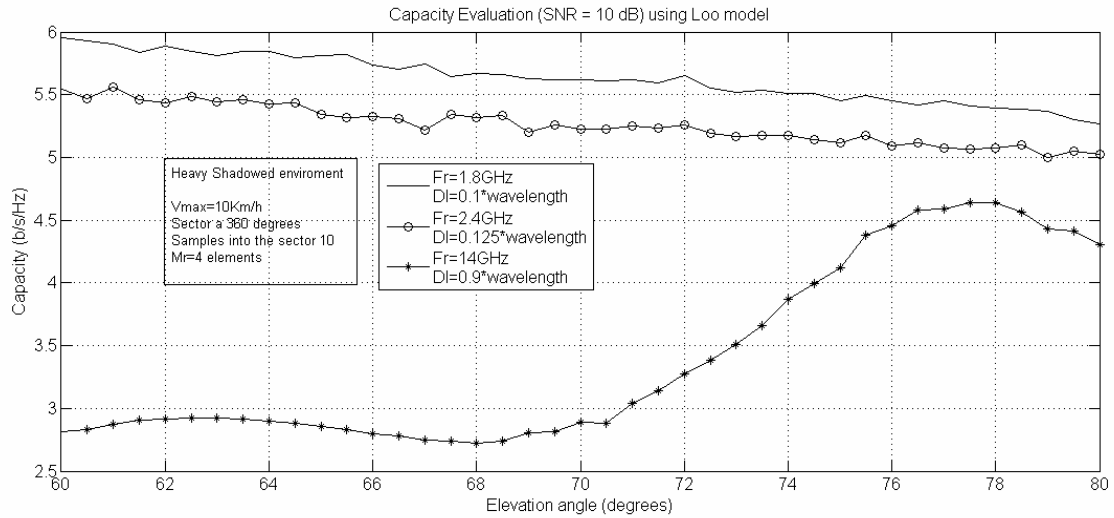
Loo	$M_L = -13.52$ dB	$\Sigma_L = 3.5$ dB	$MP_L = -14.12$ dB
C&V	$M_{C\&V} = -10.8$ dB	$\Sigma_{C\&V} = 2.5$ dB	$K_{C\&V} = 0.6$ dB
Suzuki	$M_S = -13.8$ dB	$\Sigma_S = 1.5$ dB	-----



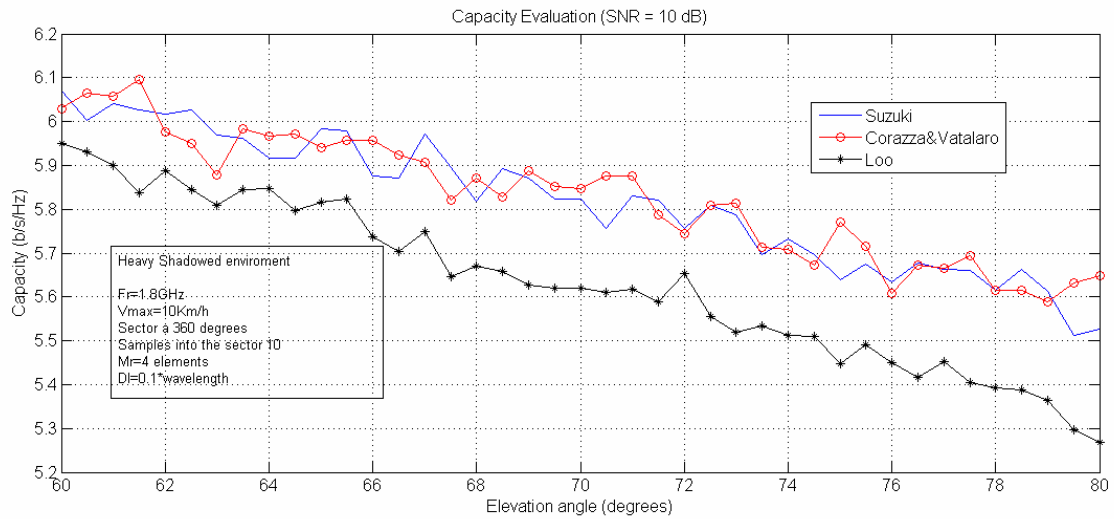
Σχήμα 6-8: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Suzuki κατανομή.



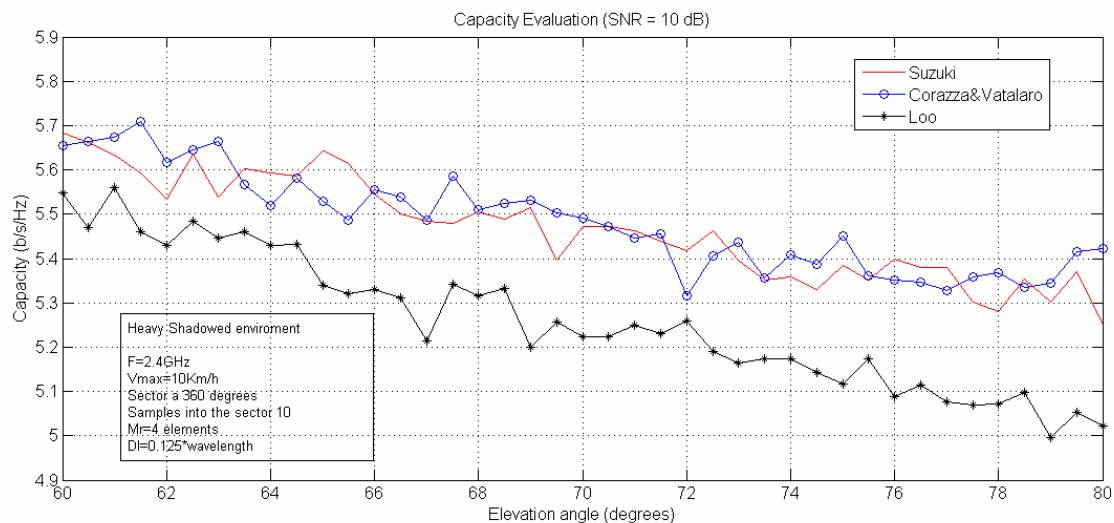
Σχήμα 6-9: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Corazza&Vatalaro κατανομή.



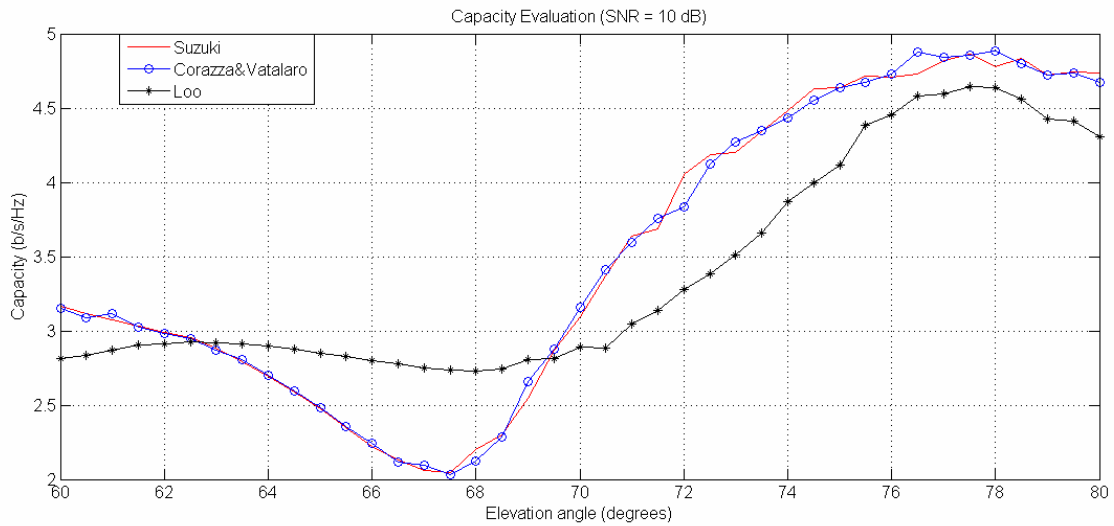
Σχήμα 6-10: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Loo κατανομή.



Σχήμα 6-11: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).



Σχήμα 6-12: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).

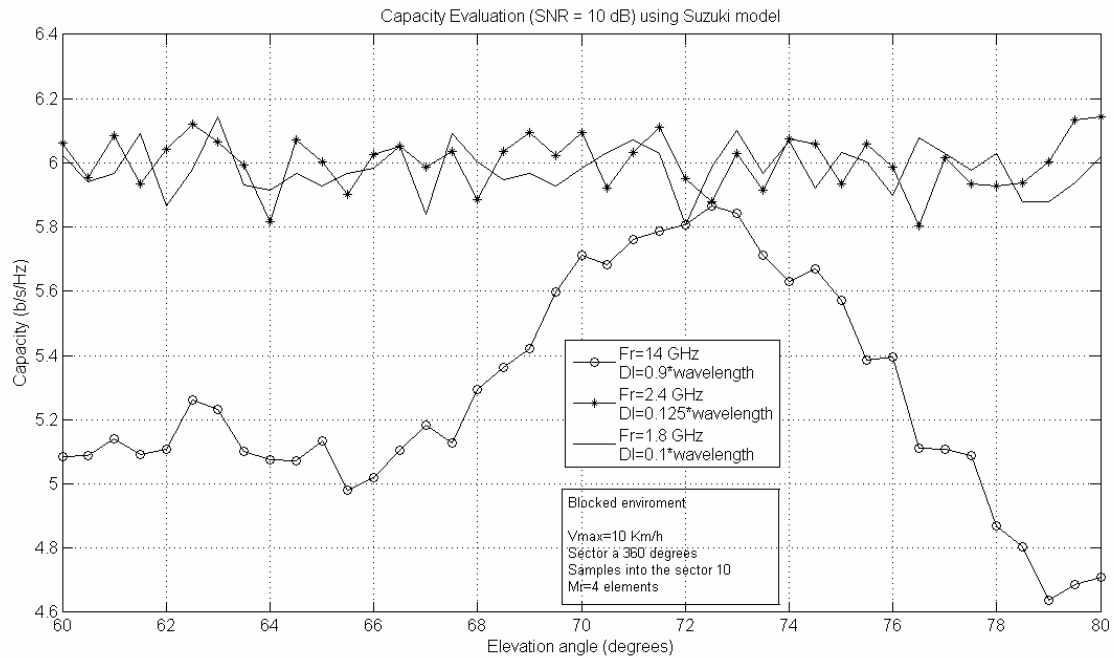


Σχήμα 6-13: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).

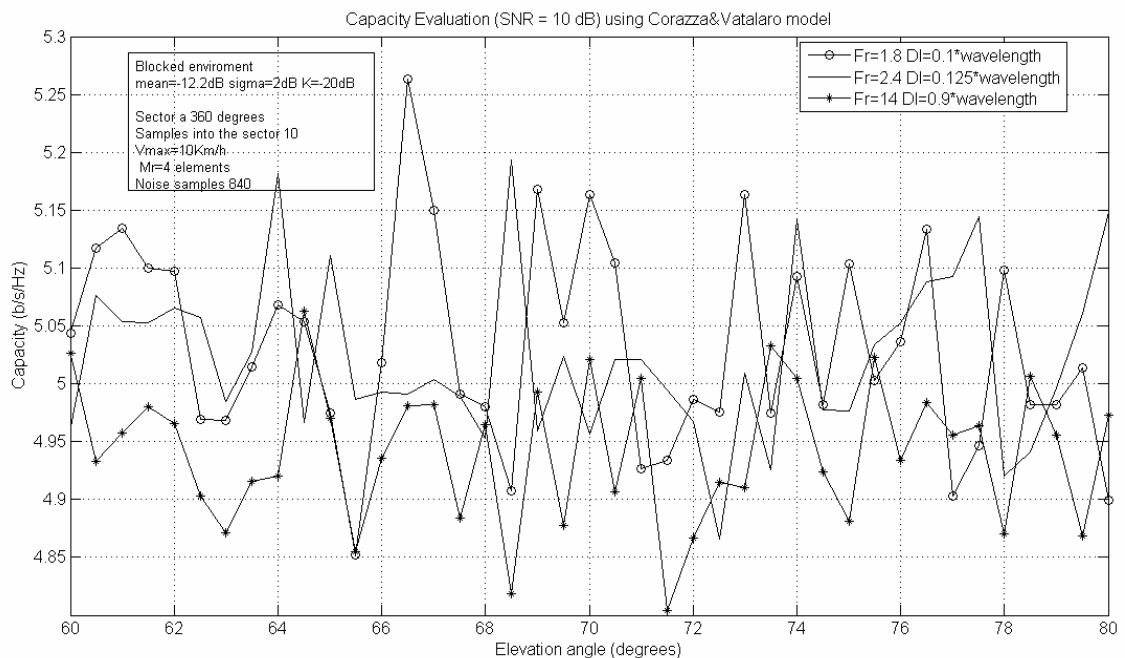
6.3.1.3 Περιβάλλον μη οπτικής επαφής (NLoS)

Σε τέτοια περιβάλλοντα η απευθείας συνιστώσα δέχεται υψηλή σκίαση ή συνθήκες μπλοκαρίσματος.

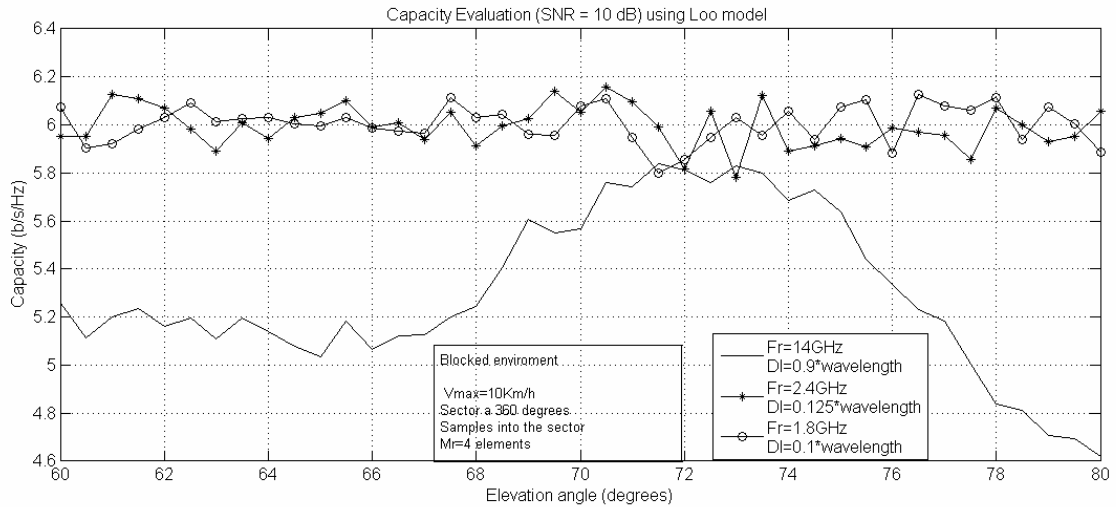
Loo	$M_L = -32.24$ dB	$\Sigma_L = 5.0$ dB	$MP_L = -12.24$ dB
C&V	$M_{C\&V} = -12.2$ dB	$\Sigma_{C\&V} = 2.0$ dB	$K_{C\&V} = -20.0$ dB
Suzuki	$M_S = -15.2$ dB	$\Sigma_S = 2.0$ dB	-----



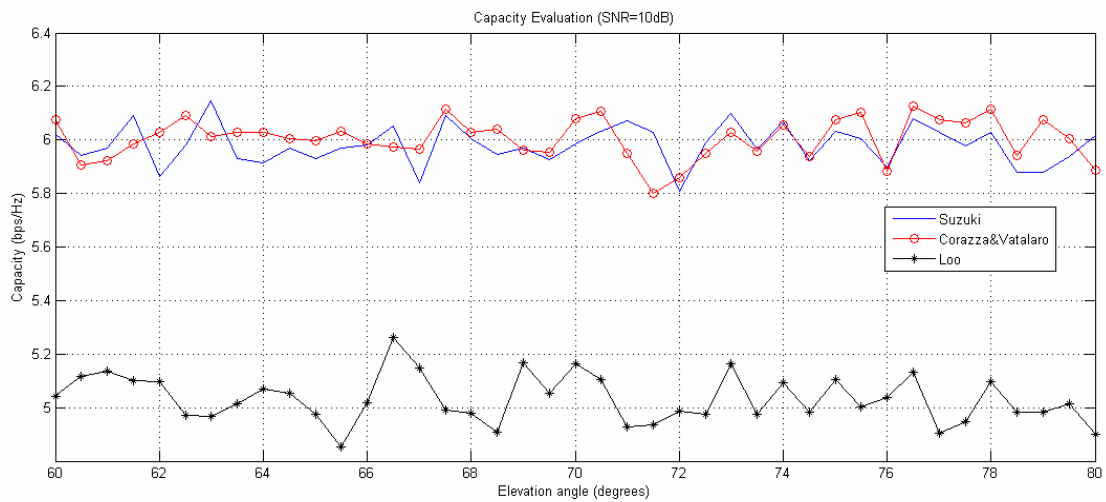
Σχήμα 6-14: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανόψωσης για την Suzuki κατανομή.



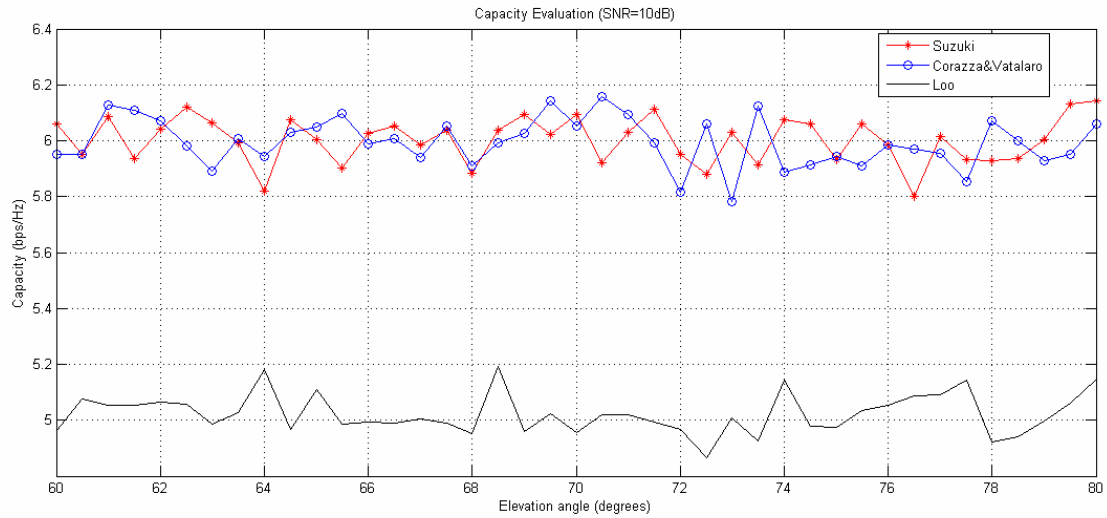
Σχήμα 6-15: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανόψωσης για την Corazza&Vatalaro κατανομή.



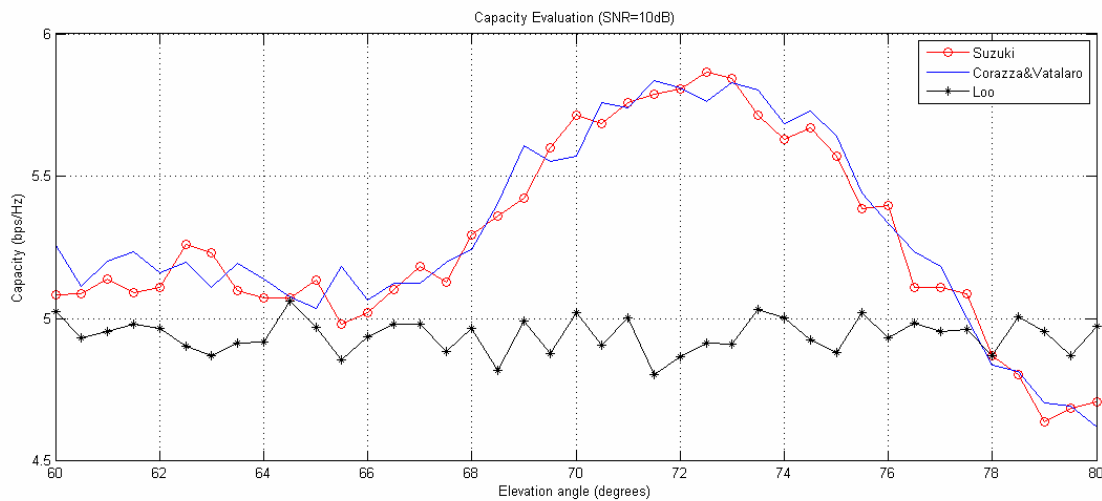
Σχήμα 6-16: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης για την Loo κατανομή.



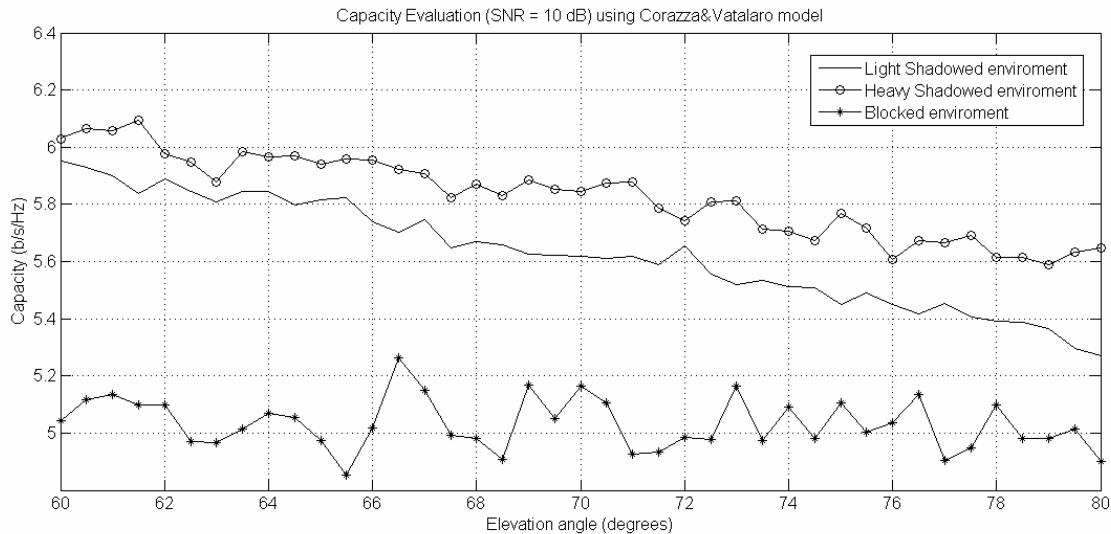
Σχήμα 6-17: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).



Σχήμα 6-18: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).



Σχήμα 6-19: Χωρητικότητα διαύλου συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης και για τις τρεις κατανομές στη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).



Σχήμα 6-20: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης και για τα τρία αστικά περιβάλλοντα στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz) χρησιμοποιώντας τη Corazza&Vatalaro κατανομή.

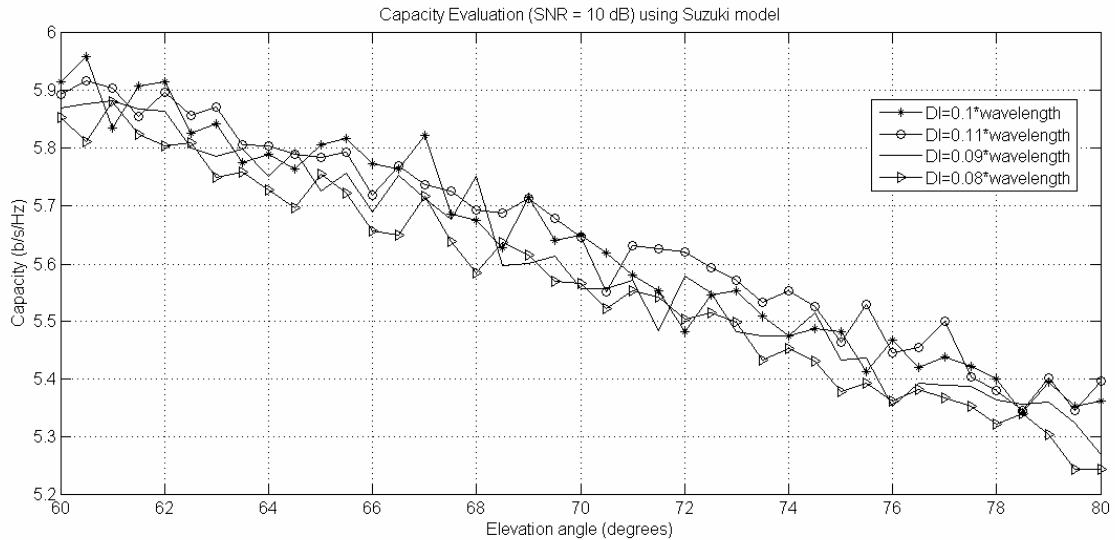
Από τα παραπάνω διαγράμματα συμπεραίνουμε ότι ο διάυλος παρουσιάζει μεγαλύτερη χωρητικότητα όταν λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz). Χρησιμοποιώντας μαθηματική έκφραση θα ίσχυε ότι $C_{Ka} < C_S < C_L$ κυρίως για το ελαφρά και πολύ σκιαζόμενο περιβάλλον. Σε περιβάλλον μη οπτικής επαφής παρατηρούμε ότι οι τιμές χωρητικότητας και για τις τρεις ζώνες συχνοτήτων κυμαίνονται γύρω από τις ίδιες τιμές. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το λαμβανόμενο σήμα επηρεάζεται από το θόρυβο του περιβάλλοντος. Από το Σχήμα 6-20 παρατηρούμε ότι η χωρητικότητα για τα δύο πρώτα περιβάλλοντα είναι μεγαλύτερη από ότι σε ένα περιβάλλον μη οπτικής επαφής αλλά και ότι στο περιβάλλον της δεύτερης περίπτωσης η χωρητικότητα είναι μεγαλύτερη από ότι αυτής της πρώτης περίπτωσης. Να σημειωθεί όμως ότι στην περίπτωση περιβάλλοντος με πολύ σκίαση η συσχέτιση και η συμβολή του θορύβου στο σήμα που λαμβάνει ο δέκτης είναι μεγαλύτερη σε σχέση με ένα περιβάλλον με ελαφρά σκίαση. Εξάλλου από το ίδιο σχήμα βλέπουμε ότι η διαφορά τους είναι κοντά στο 0.2 μονάδες χωρητικότητας. Αυτό ισχύει και για τρεις υπό μελέτη ζώνες συχνοτήτων. Μία ακόμη σημαντική παρατήρηση είναι ότι για δύο τα μοντέλα (Corazza&Vatalato – Suzuki) που χρησιμοποιήθηκαν για τις προσομοιώσεις είχαμε ταύτιση των τιμών χωρητικότητας για όλες τις περιπτώσεις, ενώ για το μοντέλο του Loo παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα που προκύπτουν από τον υπολογισμό της χωρητικότητας συμπίπτουν με αυτά των άλλων δύο μοντέλων μόνο στην περίπτωση που θεωρούμε περιβάλλον με ελαφρά σκίαση. Στις άλλες δύο περιπτώσεις περιβαλλόντων παρατηρούμε μία διαφοροποίηση όταν κάνουμε χρήση της κατανομής Loo

από όταν χρησιμοποιούμε τις κατανομές Suzuki και Corazza&Vatalaro. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το μοντέλο ισχύος του Loo αναφέρεται σε αγροτικά ή ημι-αστικά περιβάλλοντα. Μία ακόμη σημαντική παρατήρηση είναι ότι καθώς η γωνία ανύψωσης αυξάνεται η χωρητικότητα μειώνεται για τις ζώνες L και S, ενώ στην Ku συμβαίνει το αντίθετο. Αυτό έχει να κάνει με το κατευθυντήριο διάνυσμα (steering vector) της στοιχειοκεραίας του δέκτη. Να σημειωθεί ότι σε κάθε περιβάλλον έχουμε θεωρήσει τις ίδιες ακριβώς συνθήκες σκίασης για τις γωνίες ανύψωσης. Στην πραγματικότητα όσο αυξάνεται η γωνία ανύψωσης το φαινόμενο της σκίασης ελαττώνεται.

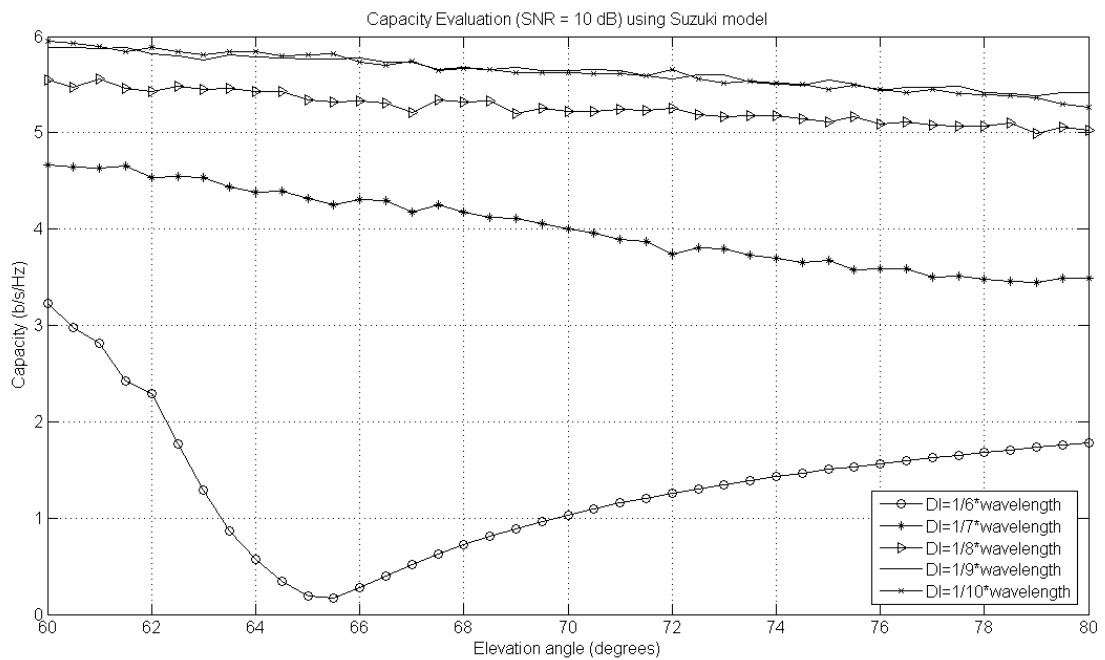
6.3.2 Παρουσίαση αποτελεσμάτων για τις αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας

Σε αυτήν την παράγραφο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα σχετικά τις αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Οι παράμετροι που θεωρούνται σταθεροί για την κάθε προσομοίωση, ώστε να δίνεται η δυνατότητα σύγκρισης, είναι οι εξής:

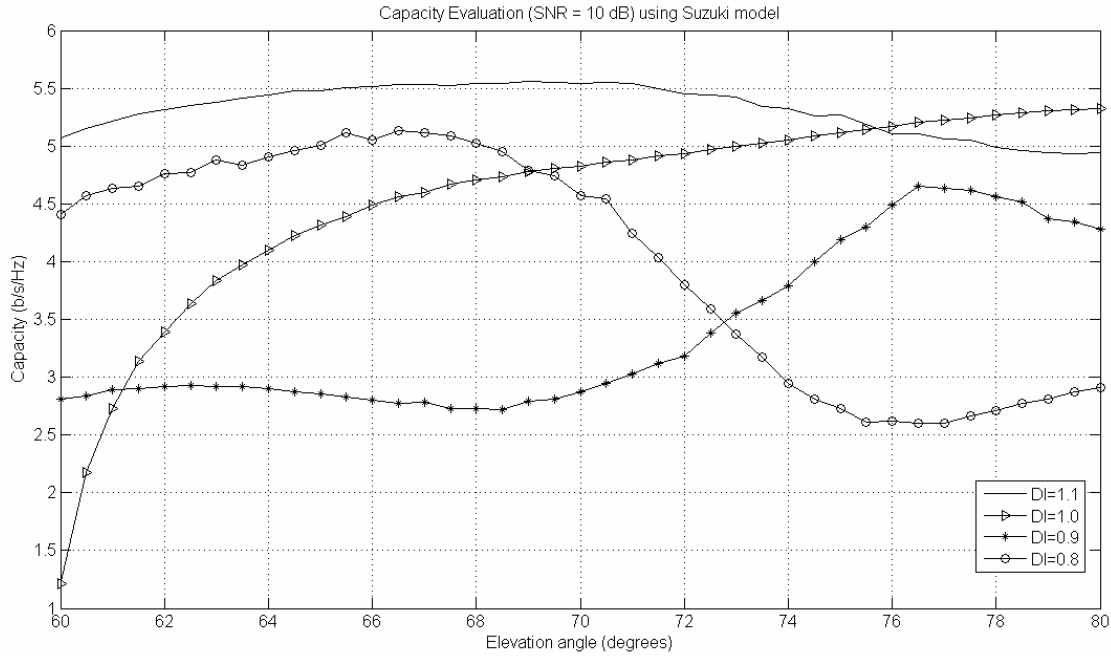
- Ελαφρά σκιαζόμενο περιβάλλον
- Τομέας α 360°
- Αριθμών σκεδαζόμενων συνιστωσών 10
- Μέγιστη ταχύτητα τερματικού 10 Km/h
- Παράγοντας K 4 dB
- Αριθμός στοιχείων στοιχειοκεραίας 4
- Κατανομή Suzuki



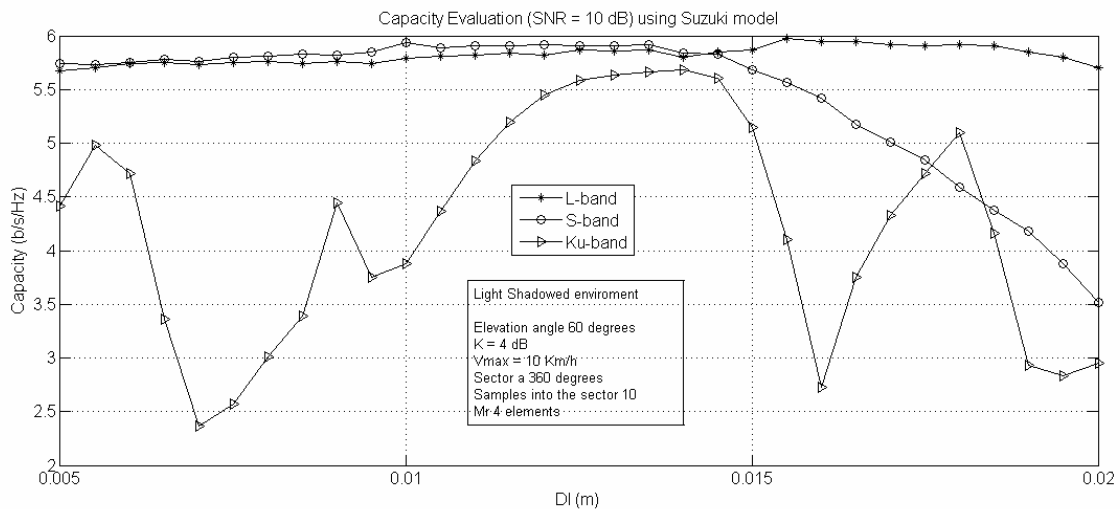
Σχήμα 6-21 : Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για πέντε διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).



Σχήμα 6-22: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για πέντε διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).



Σχήμα 6-23: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για πέντε διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).



Σχήμα 6-24: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της απόστασης μεταξύ των στοιχείων της κεραίας και για τις τρεις ζώνες συχνοτήτων.

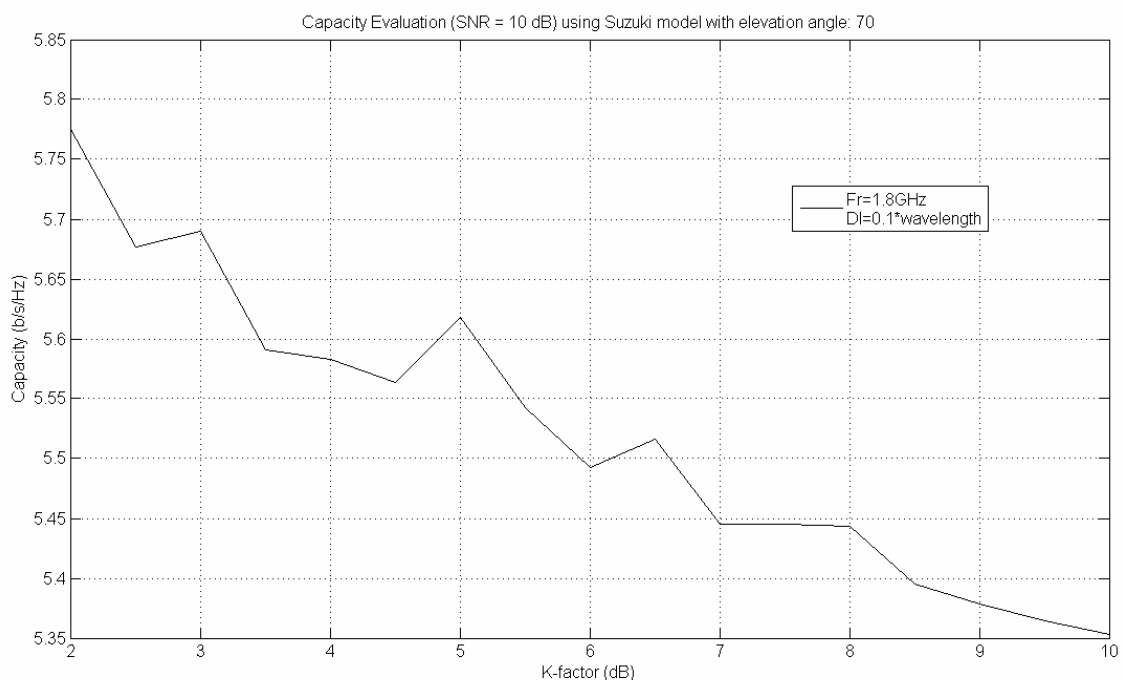
Από τα ανωτέρω διαγράμματα παρατηρείται ότι όταν η συχνότητα λειτουργίας είναι στην ζώνη L (1.8 GHz) δεν υπάρχει σημαντική αλλαγή. Αντίθετα για τις άλλες δύο ζώνες συχνοτήτων (S & Ku) υπάρχει μεγάλη διαφοροποίηση. Για τη ζώνη S (2.4 GHz) παρατηρείται ότι όσο αυξάνεται η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας από την τιμή 0.005 μέχρι την τιμή 0.013 m παρατηρείται και μια μικρή αύξηση στη χωρητικότητα του διαύλου. Από την τιμή 0.015 και μετά παρατηρείται σημαντική μείωση

στην τιμή της χωρητικότητας. Για τη ζώνη Ku (14 GHz) δεν μπορούμε να πούμε ότι υπάρχει κάποια «γραμμική σχέση» μεταξύ χωρητικότητας και απόστασης DI. Η συμπεριφορά της χωρητικότητας του διαύλου σε σχέση με τη γωνία ανύψωσης αλλάζει με κάθε αλλαγή της απόστασης DI. Για παράδειγμα στο Σχήμα 6-23 βλέπουμε πως όταν η $DI=0.1 \cdot \text{μήκος κύματος}$ η χωρητικότητα του διαύλου αυξάνεται καθώς αυξάνεται η γωνία ανύψωσης, ενώ όταν $DI=0.8 \cdot \text{μήκος κύματος}$ έχουμε μείωση της χωρητικότητας.

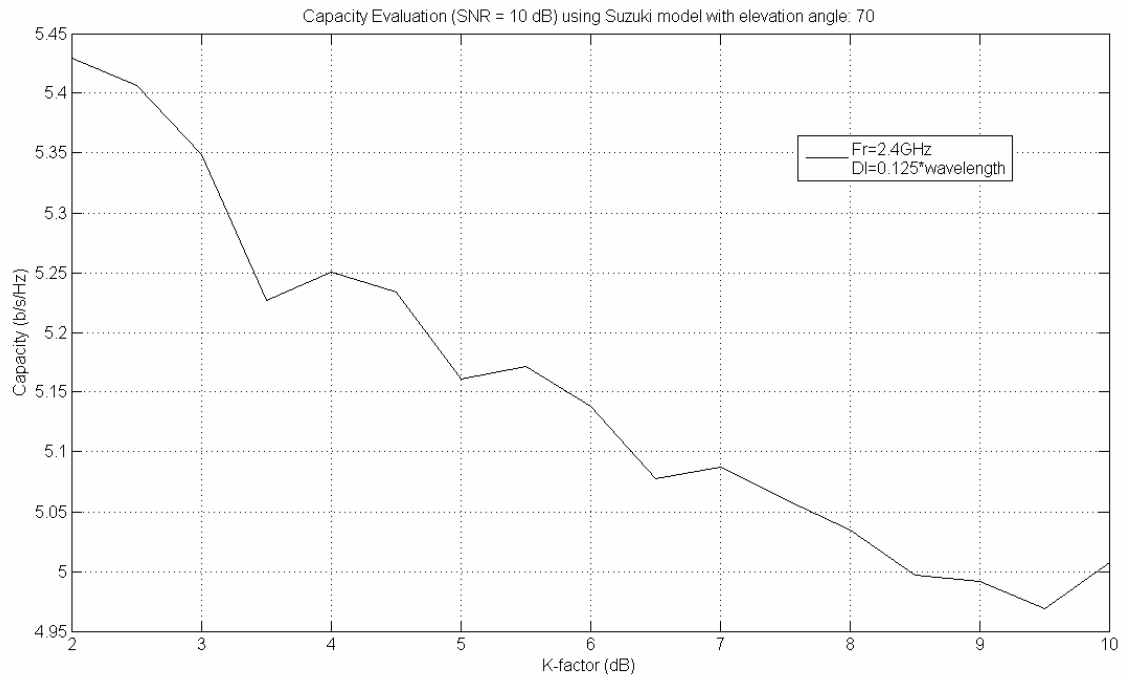
6.3.3 Παρουσίαση αποτελεσμάτων σε σχέση με τον παράγοντα K

Σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα σε σχέση με τον παράγοντα K. Οι παράμετροι που θεωρούνται σταθεροί για την κάθε προσομοίωση, ώστε να δίνεται η δυνατότητα σύγκρισης, είναι οι εξής:

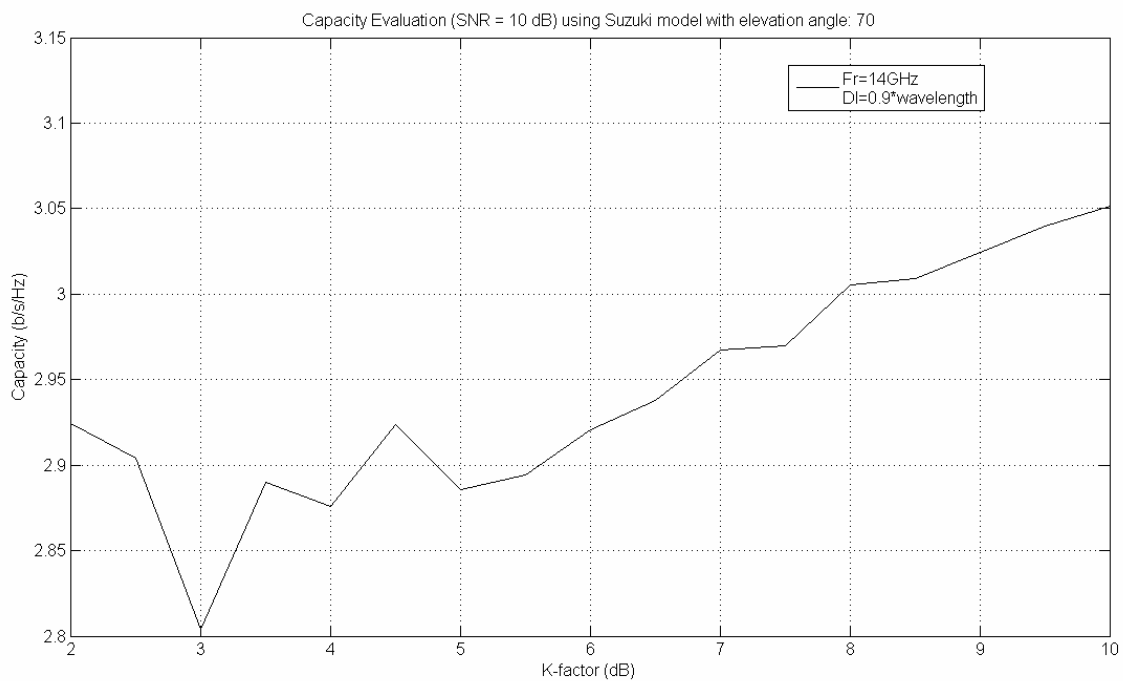
- Ελαφρά σκιαζόμενο περιβάλλον (mean = -2.5 dB sigma = 0.5 dB)
- Τομέας α 360°
- Αριθμών σκεδαζόμενων συνιστωσών 10
- Γωνία ανύψωσης 70°
- Μέγιστη ταχύτητα τερματικού 10 Km/h
- Αριθμός στοιχείων στοιχειοκεραίας 4
- Κατανομή Suzuki



Σχήμα 6-25: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του παράγοντα K για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).



Σχήμα 6-26: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του παράγοντα K για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).



Σχήμα 6-27: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του παράγοντα K για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).

Για την συμπεριφορά του διαύλου όσο αναφορά τον παράγοντα K παρατηρούμε για τις ζώνες συχνοτήτων L (1.8 GHz) και S (2.4 GHz) ότι όσο αυξάνεται ο παράγοντας K έχουμε μείωση της χωρητικότητας. Για τη ζώνη Ku (14 GHz) παρατηρούμε το αντίθετο. Δηλαδή στη ζώνη Ku η επίδραση της απευθείας συνιστώσας είναι πιο σημαντική από τις σκεδαζόμενες συνιστώσες. Με την αύξηση του παράγοντα K μειώνεται η ισχύ των σκεδαζόμενων συνιστωσών σε σχέση με την απευθεία συνιστώσα. Οι σκεδαζόμενες συνιστώσες και η απευθείας αποτελούν τα στοιχεία του πίνακα b . Όπως έχει αναφερθεί στο παρών κεφάλαιο ο πίνακας h προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό του πίνακα a_R και του b . Άρα όταν μειώνεται η τιμή των στοιχείων του πίνακα b αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η συνεισφορά των σκεδαζόμενων κυμάτων στη χωρητικότητα να λειτουργεί αφαιρετικά. Στις ζώνες συχνοτήτων L και S ο πίνακας h επηρεάζεται περισσότερο από τις σκεδαζόμενες συνιστώσες από ότι από την απευθείας, ενώ στη ζώνη Ku συμβαίνει το αντίθετο. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το μήκος κύματος της ζώνης Ku είναι πολύ μικρότερο σε σχέση με άλλα δύο. Από την Σχέση (2) προκύπτει ότι τα στοιχεία του πίνακα a_R στη ζώνη Ku είναι μικρότερα σε σχέση τα στοιχεία των αντίστοιχων πινάκων των άλλων δύο ζωνών. Έτσι στον πίνακα h το στοιχείο που θα επηρεάσει περισσότερο τον υπολογισμό της χωρητικότητας θα είναι αυτό που θα προέρχεται από τον πολλαπλασιασμό της απευθείας συνιστώσας του πίνακα b . Αντίθετα για τις άλλες δύο ζώνες τα στοιχεία του πίνακα h δεν διαφέρουν σημαντικά μεταξύ τους, άρα το αποτέλεσμα του υπολογισμού της χωρητικότητας επηρεάζεται περισσότερο από τα στοιχεία που προέκυψαν από τον πολλαπλασιασμό με τις σκεδαζόμενες συνιστώσες. Πρέπει να τονιστεί ότι έχει θεωρηθεί μία συγκεκριμένη απόσταση Dl για την κάθε ζώνη συχνοτήτων και ένας συγκεκριμένος τομέας α και μία γωνία ανύψωσης σταθερή και για τρεις ζώνες.

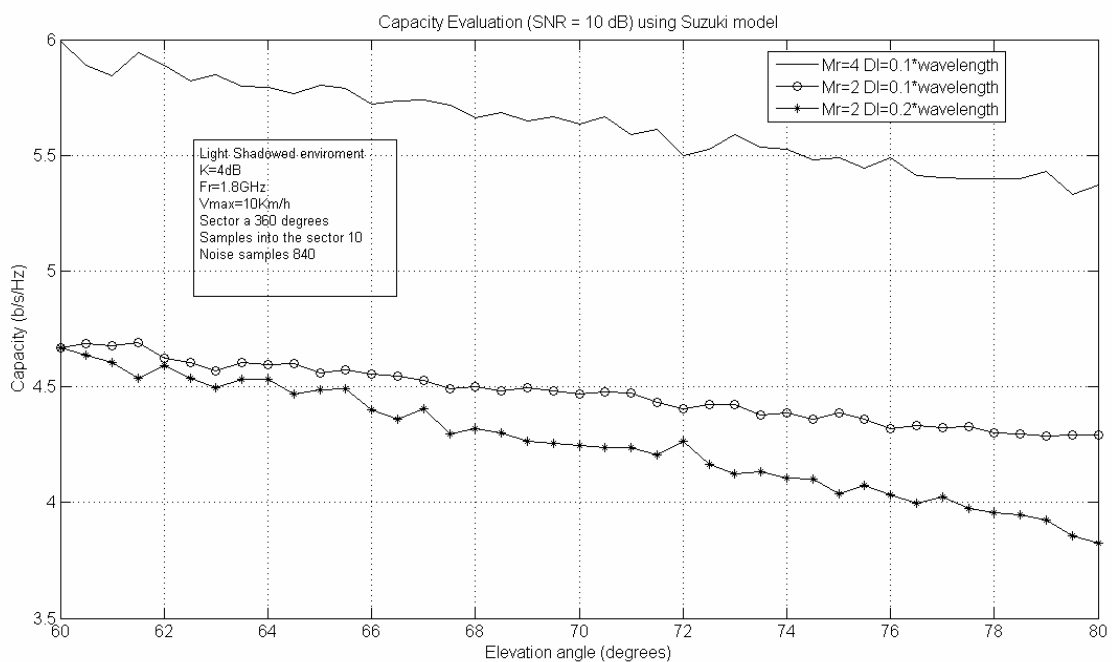
6.3.4 Παρουσίαση αποτελεσμάτων για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στοιχειοκεραίας και απόστασης μεταξύ των στοιχείων της

Σε αυτήν την παράγραφο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα σε σχέση με τον αριθμό στοιχείων της κεραίας και απόστασης μεταξύ των στοιχείων της. Οι παράμετροι που θεωρούνται σταθεροί για την κάθε προσομοίωση, ώστε να δίνεται η δυνατότητα σύγκρισης, είναι οι εξής:

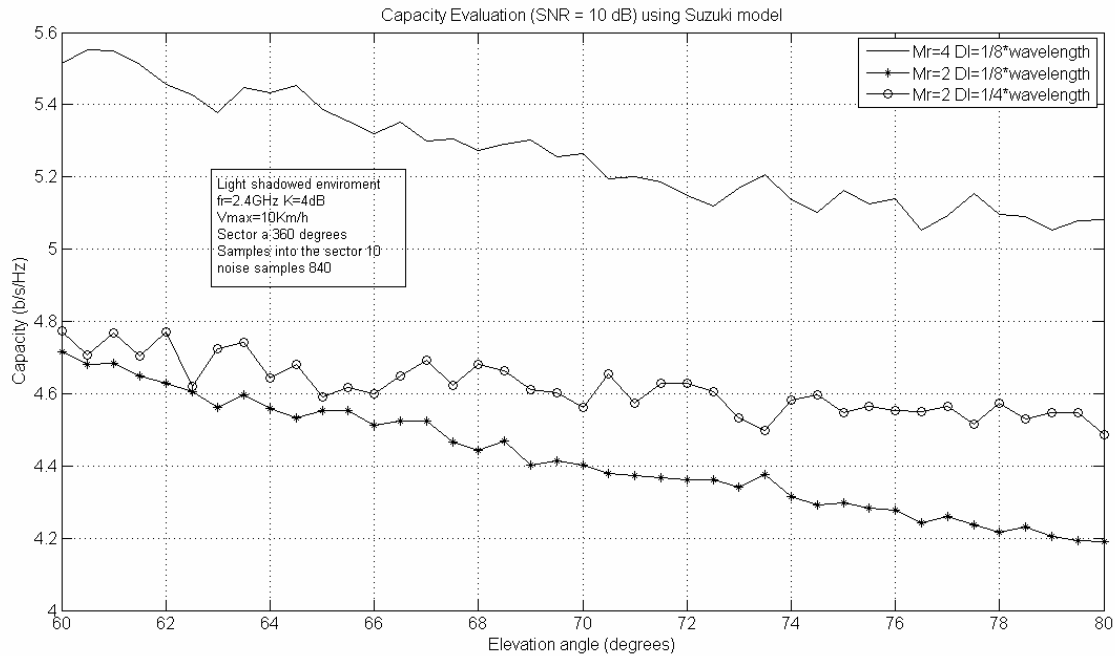
- Ελαφρά σκιαζόμενο περιβάλλον
- Τομέας α 360°

- Αριθμών σκεδαζόμενων συνιστωσών 10
- Μέγιστη ταχύτητα τερματικού 10 Km/h
- Παράγοντας K 4 dB
- Κατανομή Suzuki

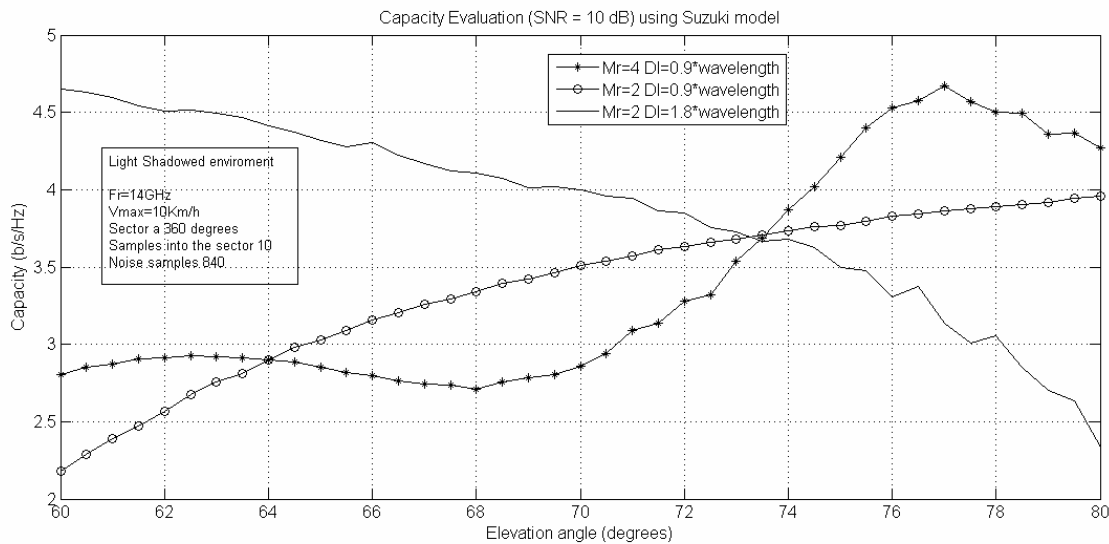
Όπως έχει σημειωθεί και παραπάνω η επιλογή των αποστάσεων μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας έχουν επιλεγεί έτσι ώστε το μήκος της κεραίας του δέκτη να ισούται περίπου με 5 cm. Συγκεκριμένα σε αυτήν παράγραφο γίνεται σύγκριση για όταν η κεραία του δέκτη χρησιμοποιεί 2 ή 4 στοιχεία.



Σχήμα 6-28: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).



Σχήμα 6-29: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).



Σχήμα 6-30: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στοιχειοκεραίας για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).

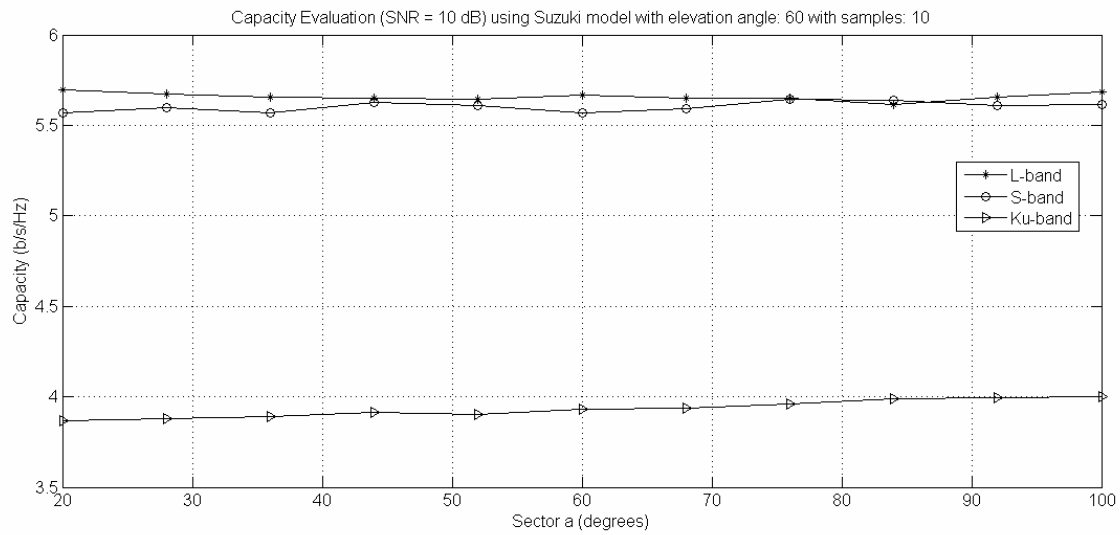
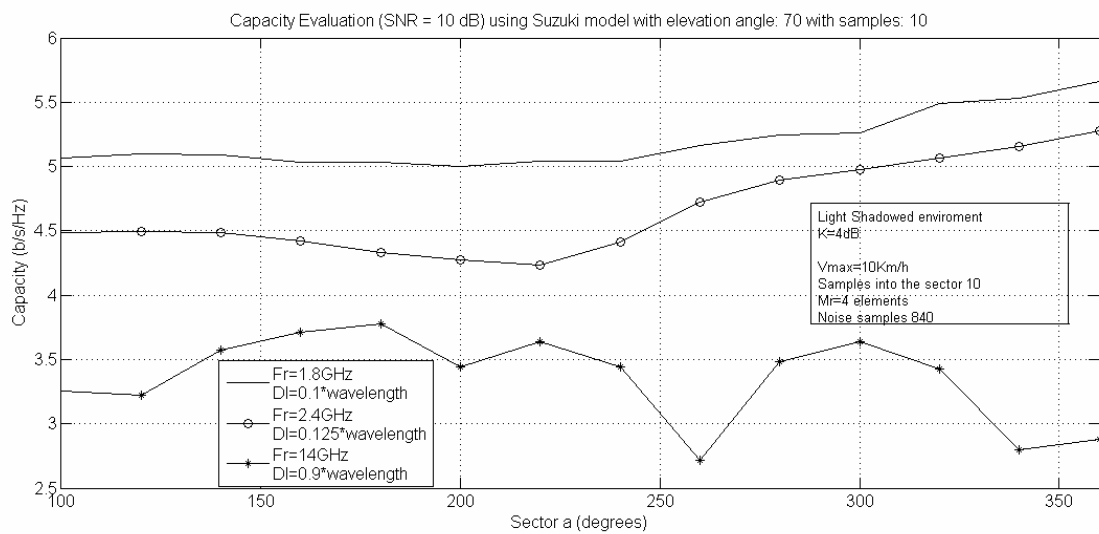
Όσον αφορά την επίδραση του αριθμού των στοιχείων της κεραίας του δέκτη παρατηρούμε ότι για τις ζώνες συχνοτήτων L και S η χωρητικότητα του διαύλου λαμβάνει υψηλότερες τιμές όταν χρησιμοποιούνται 4 στοιχεία στο δέκτη. Επίσης παρατηρείται ότι όταν χρησιμοποιούνται 2 στοιχεία έχουμε καλύτερα αποτελέσματα όταν η απόσταση μεταξύ των στοιχείων είναι μεγαλύτερη. Όμως η διαφορά είναι πολύ μικρή σε σχέση τη τιμή. Εξάλλου

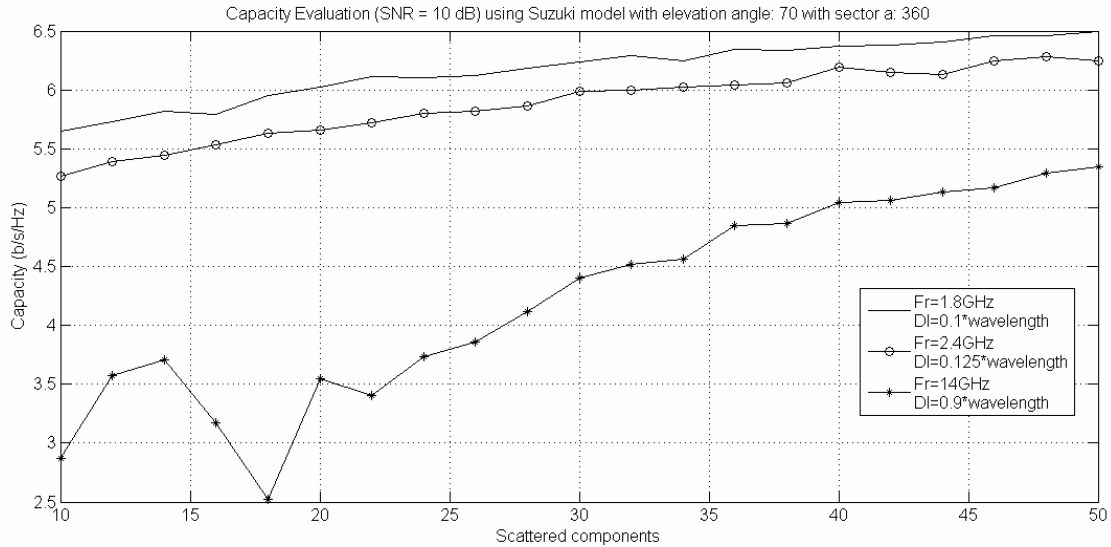
στην προαναφερθείσα παράγραφο η σύγκριση που έγινε αφορούσε τιμές συγκρίσιμες μεταξύ τους. Σε αυτήν την περίπτωση όμως η απόσταση $Dl=0.2 \cdot \text{μήκος κύματος}$ είναι διπλάσια της $Dl=0.1 \cdot \text{μήκος κύματος}$. Για τη ζώνη K_u παρατηρούμε ότι δεν υπάρχει κάποια «γραμμική» σχέση όσον αφορά τον αριθμό και την απόσταση Dl που χρησιμοποιείται. Να επισημανθεί ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας επηρεάζεται τόσο από τον αριθμό στοιχείων της κεραίας όσο και από την απόσταση Dl και το μήκος κύματος. Δηλαδή τα μέγιστα των δευτερευόντων λοβών αλλάζουν. Εξάλλου η προσομοίωση έγινε για σταθερό τομέα a και συγκεκριμένο αριθμό σκεδαζόμενων κυμάτων ομοιόμορφα κατανομημένων μέσα στον τομέα. Αλλάζοντας και αυτές τις παραμέτρους τα αποτελέσματα μπορούν να αλλάξουν. Για αυτές τις παραμέτρους γίνεται λόγος στην επόμενη παράγραφο.

6.3.5 Παρουσίαση αποτελεσμάτων σε σχέση με το εύρος του τομέα a και των αριθμό των δειγμάτων μέσα στο τομέα

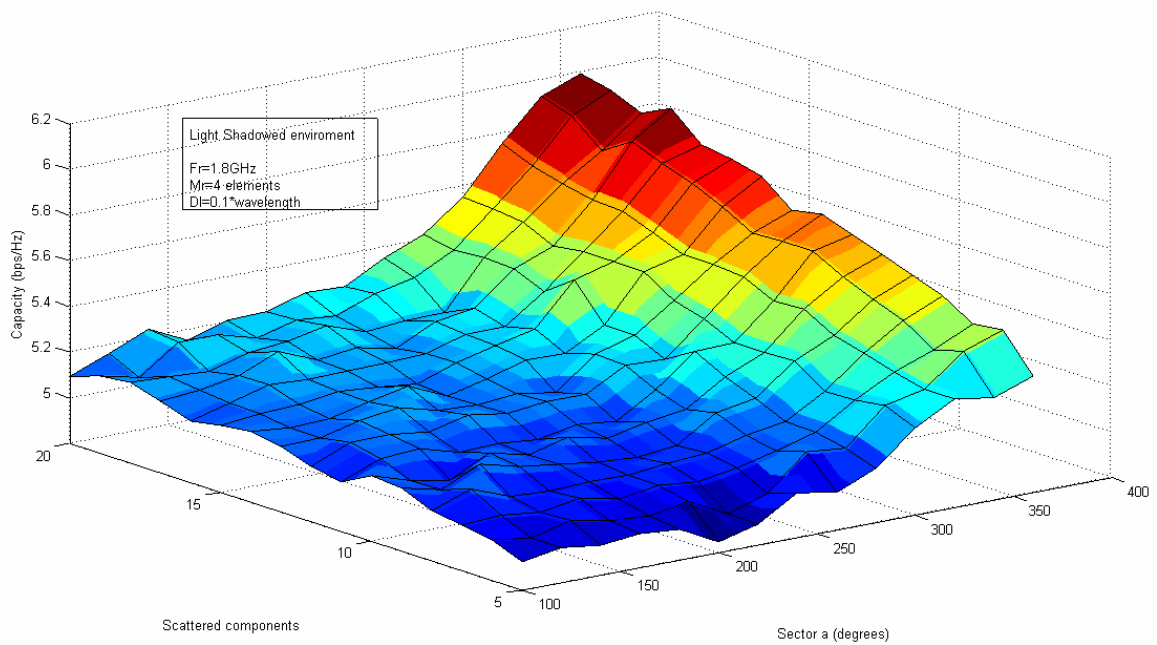
Σε αυτήν την παράγραφο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα σε σχέση με το εύρος του τομέα a και τον αριθμό των δειγμάτων μέσα στο τομέα. Οι παράμετροι που θεωρούνται σταθεροί για την κάθε προσομοίωση, ώστε να δίνεται η δυνατότητα σύγκρισης, είναι οι εξής:

- Μέγιστη ταχύτητα τερματικού 10 Km/h
- Παράγοντας K 4 dB
- Αριθμός στοιχείων στοιχειοκεραίας 4
- Κατανομή Suzuki

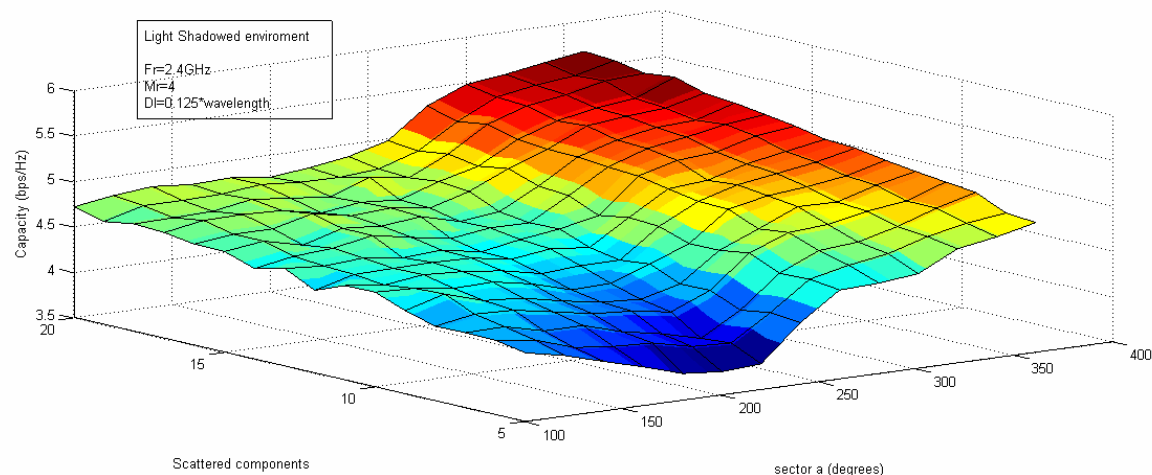
(α) Για $20 \leq a \leq 100$ (β) Για $100 \leq a \leq 360$ Σχήμα 6-31: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του τομέα a για σταθερό αριθμό δειγμάτων.



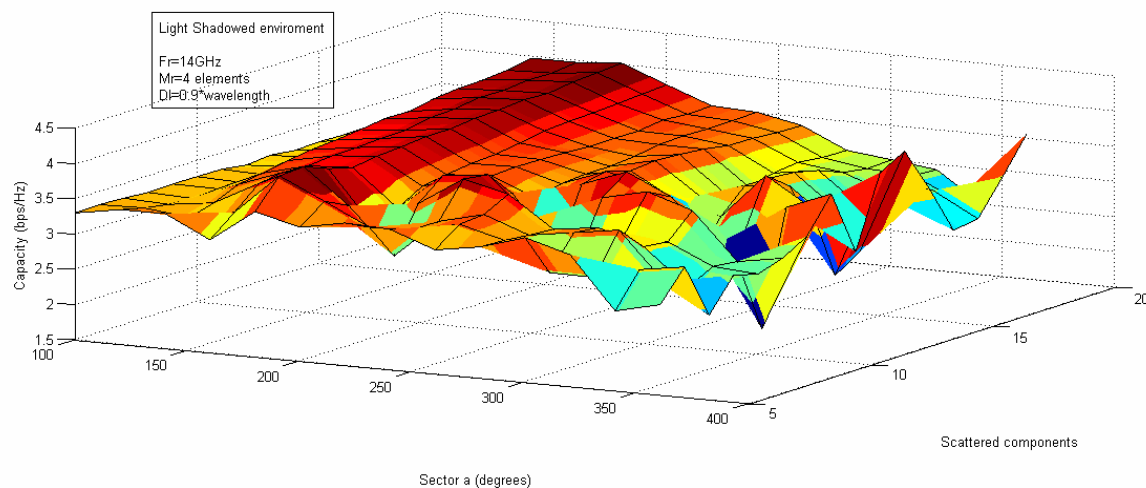
Σχήμα 6-32: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει τον αριθμό των σκεδαζόμενων κυμάτων για σταθερό τομέα α και τις 3 ζώνες συχνοτήτων.



Σχήμα 6-33: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του τομέα α και του αριθμού δειγμάτων μέσα σε αυτόν για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).



Σχήμα 6-34: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του τομέα a και του αριθμού δειγμάτων μέσα σε αυτόν για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).



Σχήμα 6-35: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει του τομέα a και του αριθμού δειγμάτων μέσα σε αυτόν για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).

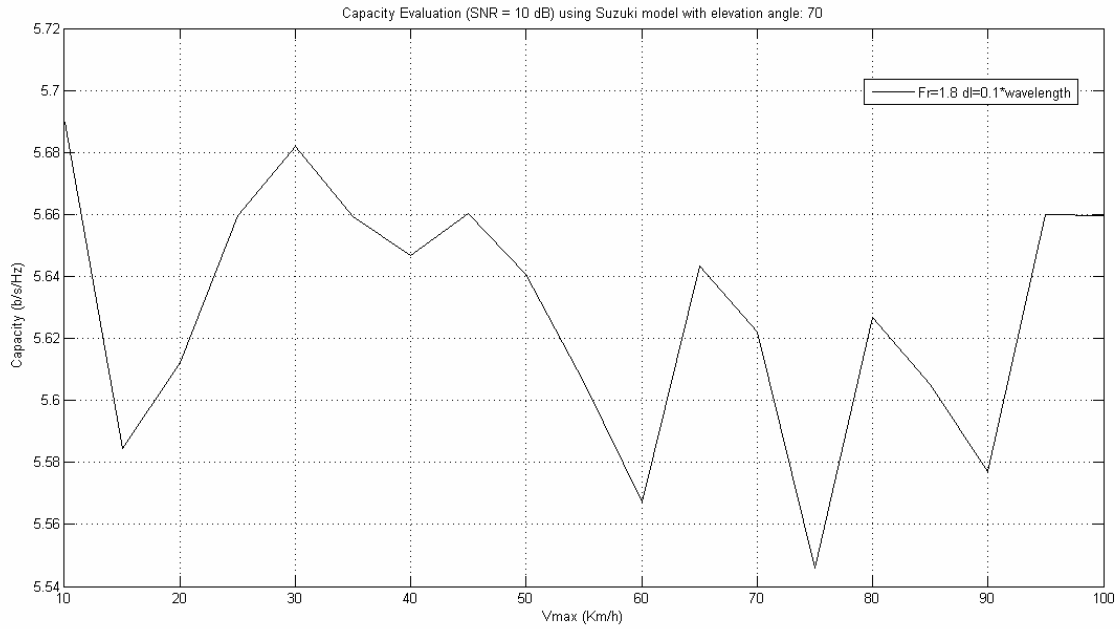
Τόσο για τον τομέα a όσο και για τον αριθμό των σκεδαζόμενων κυμάτων ισχύει ότι όσο αυξάνονται τόσο αυξάνεται και η τιμή της χωρητικότητας του διαύλου. Στο [2] σχετικά με το γωνιακό μοντέλο κατανομής που χρησιμοποιήσαμε αναφέρεται ότι όσο αυξάνεται το μέγεθος του τομέα τόσο αυξάνεται και ο βαθμός εξασθένισης των κυμάτων. Άρα η συνεισφορά του απευθείας κύματος επηρεάζει περισσότερο τη χωρητικότητα του διαύλου. Παρατηρούμε από τα ανωτέρω διαγράμματα ότι η χωρητικότητα του διαύλου αυξάνεται με την αύξηση του τομέα a εκτός όταν η συχνότητα λειτουργίας είναι στη ζώνη Ku (14 GHz). Πολύ σημαντικό ρόλο παίζει και ο αριθμός των σκεδαζόμενων κυμάτων που λαμβάνονται υπόψη μέσα στον τομέα. Είναι λογικό το αποτέλεσμα που παρατηρείται στο Σχήμα 6-32. Όσα περισσότερα κύματα φτάνουν στο δέκτη τόσο καλύτερο αποτέλεσμα επιτυγχάνεται.

Όμως μεταξύ των κυμάτων που φτάνουν στο δέκτη υπάρχει συσχέτιση, δηλαδή δεν είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους. Εμείς έχουμε αμελήσει αυτή τη συσχέτιση των κυμάτων μεταξύ τους και έχουμε θεωρήσει ότι τα κύματα είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους. Ένα ακόμη σημαντικό στοιχείο είναι ότι με βάση το γωνιακό μοντέλο που έχουμε χρησιμοποιήσει, θεωρούμε ότι τα σκεδαζόμενα κύματα κατανέμονται ομοιόμορφα μέσα στον τομέα. Έτσι αλλάζοντας το μέγεθος του τομέα αλλά και τον αριθμό των δειγμάτων αλλάζουν και οι γωνίες άφιξης των κυμάτων. Δηλαδή αλλάζουν οι θέσεις στο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας. Αυτό μπορεί να έχει σαν αποτέλεσμα το φαινόμενο που παρατηρείται στη ζώνη συχνοτήτων Ku (Σχήμα 6-35).

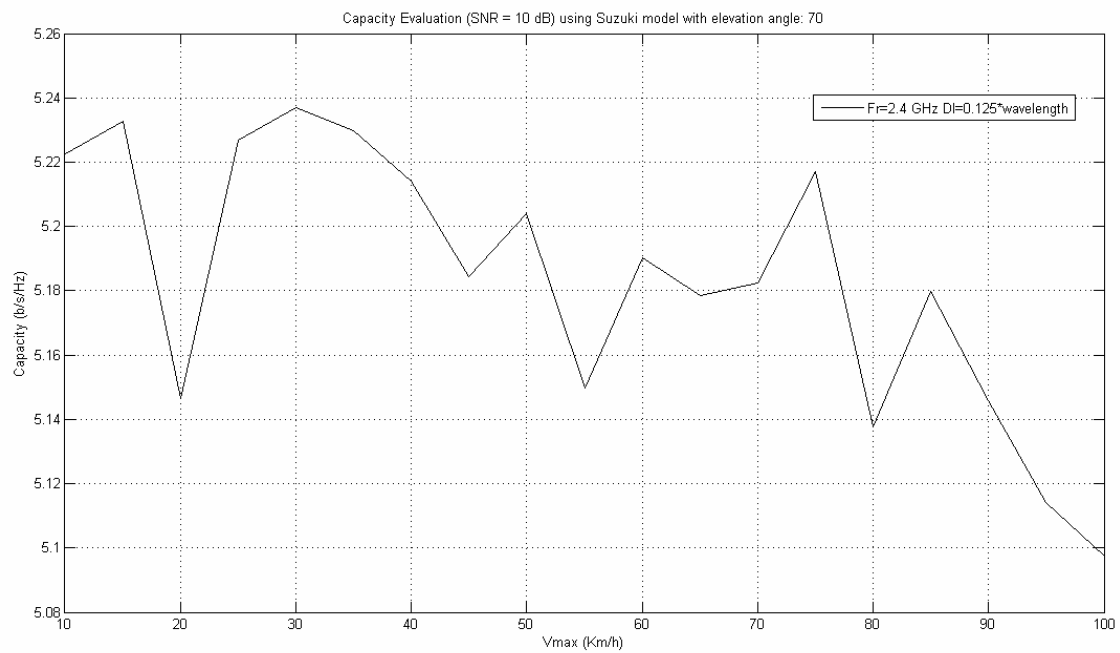
6.3.6 Παρουσίαση αποτελεσμάτων για διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού

Σε αυτήν την παράγραφο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα για διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού. Οι παράμετροι που θεωρούνται σταθεροί για την κάθε προσομοίωση, ώστε να δίνεται η δυνατότητα σύγκρισης, είναι οι εξής:

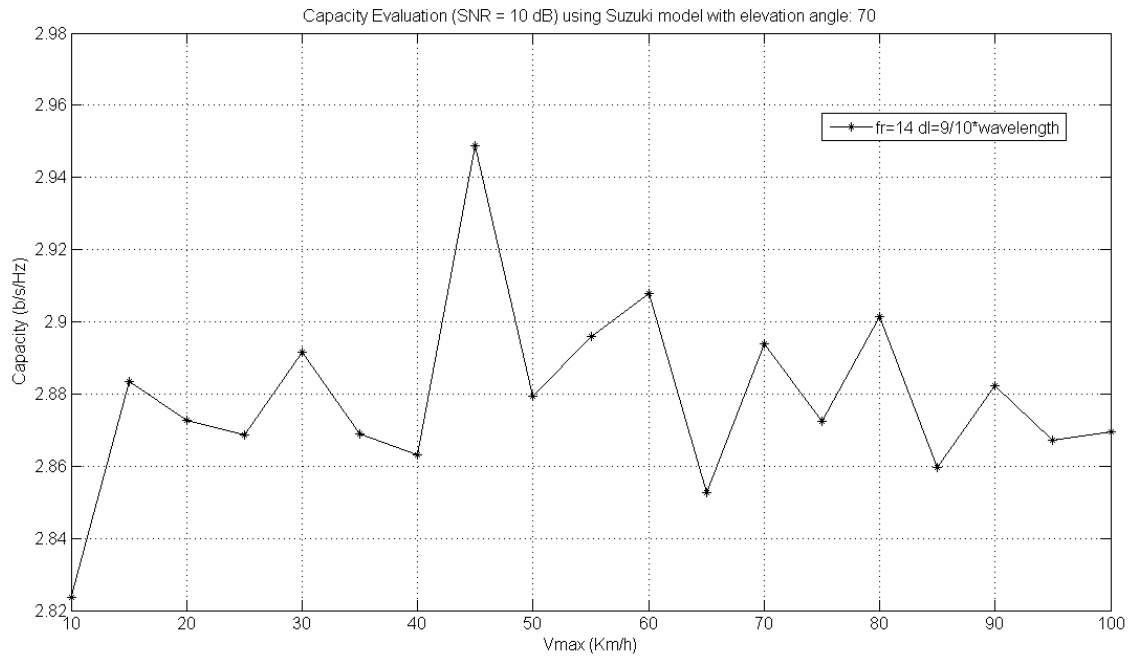
- Ελαφρά σκιαζόμενο περιβάλλον
- Τομέας α 360°
- Αριθμών σκεδαζόμενων συνιστωσών 10
- Παράγοντας K 4 dB
- Αριθμός στοιχείων στοιχειοκεραίας 4
- Κατανομή Suzuki



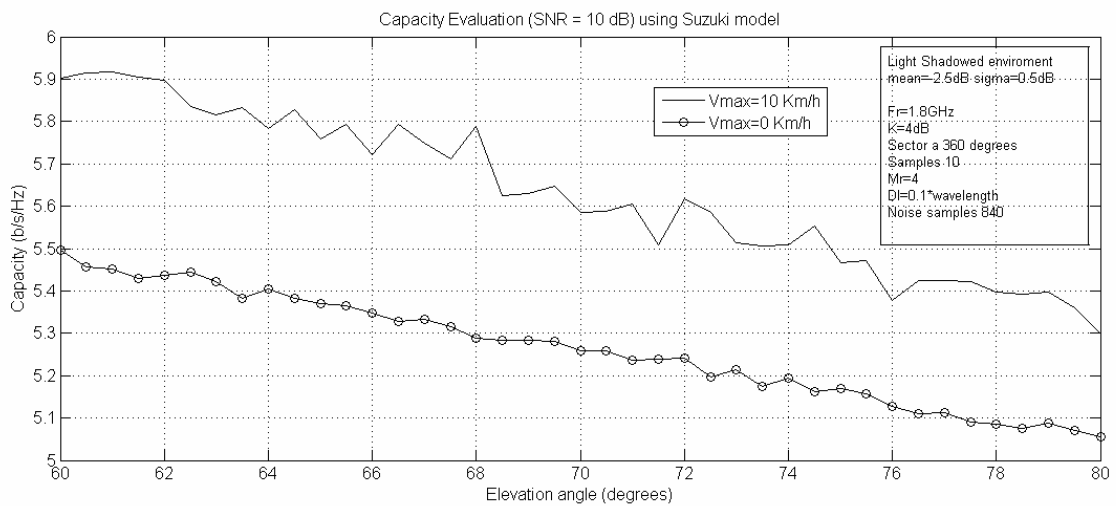
Σχήμα 6-36: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της ταχύτητας του επίγειου τερματικού για τη ζώνη συχνοτήτων L (1.8 GHz).



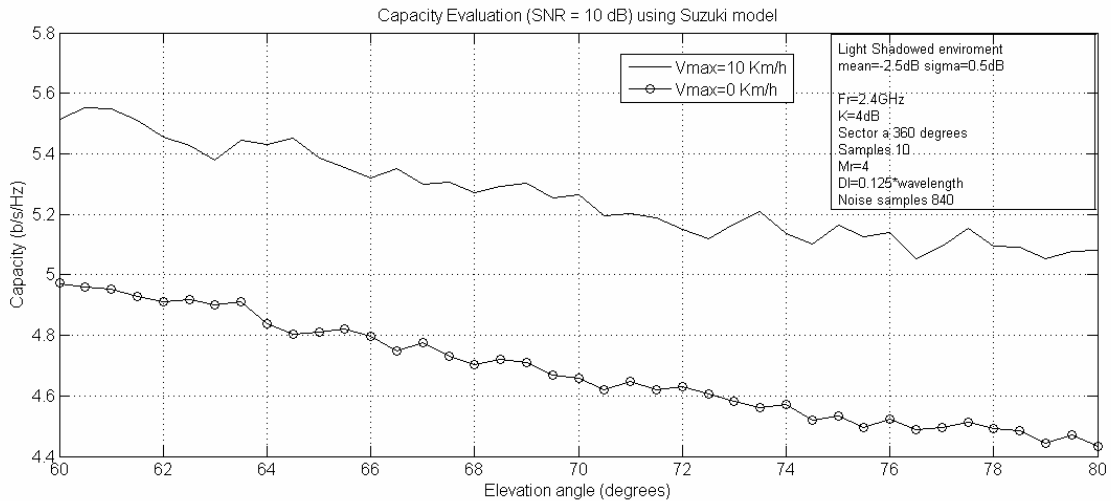
Σχήμα 6-37: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της ταχύτητας του επίγειου τερματικού για τη ζώνη συχνοτήτων S (2.4 GHz).



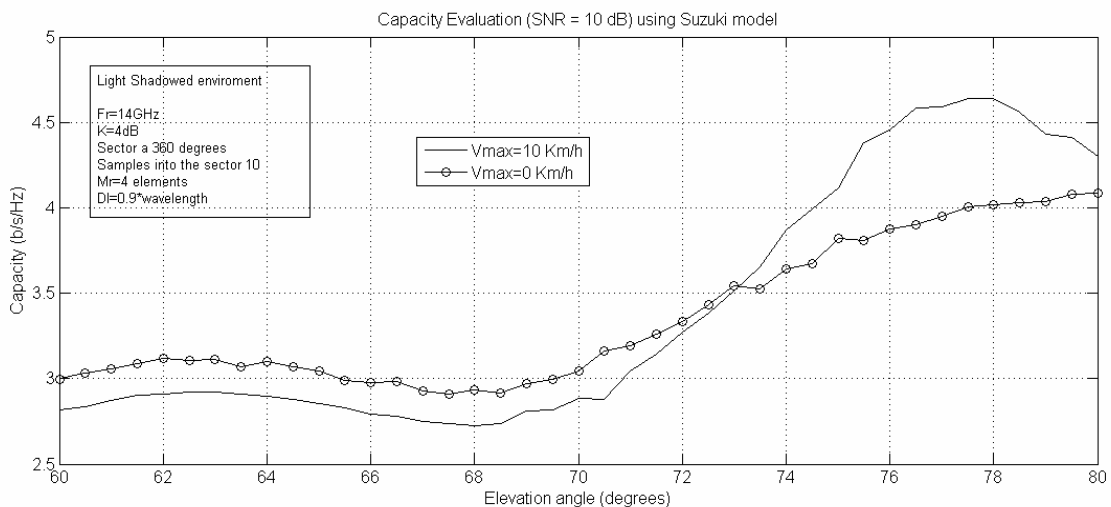
Σχήμα 6-38: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της ταχύτητας του επίγειου τερματικού για τη ζώνη συχνοτήτων Ku (14 GHz).



Σχήμα 6-39: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για δύο διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού στη ζώνη L (1.8 GHz).



Σχήμα 6-40: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για δύο διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού στη ζώνη S (2.4 GHz).



Σχήμα 6-41: Χωρητικότητα διαύλου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης για δύο διαφορετικές ταχύτητες του επίγειου τερματικού στη ζώνη Ku (14 GHz).

Από τα ανωτέρω διαγράμματα παρατηρείται ότι η ταχύτητα δε παίζει σημαντικό ρόλο όσο αφορά τον υπολογισμό της χωρητικότητας. Όμως με την αύξηση της ταχύτητας του κινητού τερματικού αυξάνεται η συσχέτιση των σημάτων μεταξύ τους και το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής, όπως αναφέρεται στο Κεφάλαιο 4. Στα τρία τελευταία διαγράμματα της παραγράφου αυτής παρατηρούμε ότι στις ζώνες συχνοτήτων L και S τα αποτελέσματα για $V_{max}=10$ Km/h είναι υψηλότερα από αυτά για $V_{max}=0$ Km/h. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι καθώς το τερματικό κινείται τα σήματα που φθάνουν στην κεραία είναι συσχετισμένα μεταξύ τους. Για τη ζώνη Ku όμως δεν μπορούμε να αποφανθούμε το ίδιο. Παρατηρούμε ότι μέχρι για γωνία ανύψωσης 73° η χωρητικότητα του

διαύλου για $V_{\max}=10$ Km/h είναι μικρότερη από όταν το τερματικό είναι ακίνητο, ενώ μετά από αυτή τη γωνία ισχύει το αντίθετο.

6.4 Συμπεράσματα

Από την παρατήρηση και μελέτη των διαγραμμάτων της παραγράφου 6.3 βγάζουμε τα παρακάτω συμπεράσματα:

- Οι ζώνες συχνοτήτων L (1.8 GHz) και S (2.4 GHz) συμπεριφέρονται με παρόμοιο τρόπο όσον αφορά τον υπολογισμό της χωρητικότητας του διαύλου, ενώ η ζώνη Ku (14 GHz) συμπεριφέρεται ανεξάρτητα.
- Στις ζώνες L και S παρατηρούμε ότι καθώς η γωνία ανύψωσης αυξάνεται η χωρητικότητα του διαύλου μειώνεται, ενώ στη ζώνη Ku συμβαίνει το αντίθετο. Όμως πρέπει να σημειωθεί ότι έχουμε θεωρήσει τις ίδιες συνθήκες για όλες τις γωνίες ανύψωσης.
- Καθώς αυξάνεται το μέγεθος του τομέα a , για τις ζώνες L και S έχουμε αύξηση της χωρητικότητας του διαύλου, ενώ στη ζώνη Ku παρατηρούμε μία ελαφρά μείωση.
- Καθώς η συχνότητα αυξάνεται, από τη ζώνη L στη S και μετά στη Ku, η χωρητικότητα του διαύλου μειώνεται. Παρόλα αυτά η χρησιμοποίηση υψηλότερων συχνοτήτων προσφέρει αλλά πλεονεκτήματα.
- Η ταχύτητα με την οποία κινείται το επίγειο τερματικό δεν επηρεάζει τον υπολογισμό της χωρητικότητας του διαύλου παρά μόνο τη συσχέτιση των σημάτων μεταξύ τους.
- Ανεξάρτητα του μοντέλου κατανομής ισχύος, ανάμεσα σε Suzuki και Corazza&Vatalaro, που χρησιμοποιείται, τα αποτελέσματα από τον υπολογισμό της χωρητικότητας είναι παραπλήσια μεταξύ τους.
- Επαληθεύεται ότι το μοντέλο κατανομής ισχύος του Loo αναφέρεται σε περιβάλλοντα με ελαφρά σκίαση.
- Με αύξηση του παράγοντα K έχουμε μείωση της χωρητικότητας για τις ζώνες L και S και αύξηση για τη ζώνη Ku.
- Η συνεισφορά της απευθείας συνιστώσας στη ζώνη Ku είναι πιο σημαντική από ότι στις άλλες δύο ζώνες.

6.5 Παραπομπές για το κεφάλαιο 6.

- [1] Satnex
- [2] “Theory of Multipath Shape Factors for Small-Scale Fading Wireless Channels” Gregory D. Durgin, *Student Member, IEEE*, and Theodore S. Rappaport, *Fellow, IEEE*

7

Παράρτημα Α

Α1

Κώδικας υπολογισμού χωρητικότητας

```
function [capacity] =
capacity_simo_ula(fr,Vmax,KdB,a,samples_a,Mr,Dl,samples,th_0,N)

% Vmax - μέγιστη ταχύτητα επίγειου τερματικού
% fr - συχνότητα λειτουργίας GHz
% KdB - παράγοντας K σε dB
% a - μέγεθος του τομέα α
% samples_a - αριθμός σκεδαζόμενων κυμάτων
% Mr - αριθμός στοιχείων στοιχειοκεραίας δέκτη
% Dl - παράγοντας που πολλαπλασιάζεται με το μήκος κύματος και μας δίνει
% την απόσταση μεταξύ των στοιχείων της κεραίας.
% samples - αριθμός δειγμάτων
% th_0 - γωνία μεταξύ άξονα z και προσπίπτοντος κύματος
% N - αριθμός δειγμάτων θορύβου

c = 3*10^8 ; % speed of light(m/sec)
freq = fr*10^9 ; % center frequency (Hz)
l = c/freq; % wavelength (m)
fd = ((Vmax*1000/3600)/l); % Doppler shift
impw = jakes_filter(fd); % call to jakes filter

K = (10.^(KdB/10));
SNR = (10.^(10/10)); % 10 dB = 10

plos = sqrt(K/(K + 1));
pnlos = sqrt(1/(a*(K + 1)));

fn = 'C:\Users\argryis\Documents\HMMY-ΕΜΠ\decree\codes diplomatiki\-\
δεδομένα κατανομής-';

p = load(fn);

[max_sam_p,erere] = size(p);
pr_h = 0;
```

```

samplesh = samples;

% Filter Gaussian Noise and look at the envelope fading
z = 1/(sqrt(2*(K+1)))*(sqrt(2*K)+randn(1,N)+i*randn(1,N)); % generate
complex noise

if (fd==0)
    zz=z;
else
    zz = filter(impw,1,z); % filter complex noise
end
zz1 = zz/(max(abs(zz))); % Rayleigh complex samples normalized to
1

M = 160; % Αγνόησε τα πρώτα 160 στοιχεία

zz1_trunc = zz1(M+1:end);
zz1_fin =
(sqrt(length(abs(zz1_trunc)))/sqrt(sum(abs(zz1_trunc).^2))).*zz1_trunc;

compl_env = zz1_fin;

elevation = th_0; % Γωνία ανύψωσης

width = a/samples_a;

angles = elevation - (a/2):width:elevation + (a/2) - 1;

for w = 1:length(compl_env)
    u = 1;
    q = 1;
% Για τις σκεδαζόμενες συνιστώσες
for f = 1:length(angles)
    if (angles(f)~= elevation)
        while (samplesh ~=0)
            r2 = round(rand*max_sam_p);
            while (r2 == 0)
                r2 = round(rand*max_sam_p);
            end
            pr_h(u) = p(r2)
            u = u + 1;
            samplesh = samplesh - 1;
        end
        samplesh = samples;

        pr_h2 = mean(pr_h);

        pr_f = compl_env(w) *
pr_h2*(cosd(angles(f))+i*sind(angles(f)));
        P(q) = pnlos * (pr_f);
        A(:,q) = S_V_RX (Mr,l,angles(f),Dl);
        q = q + 1;
        u = 1;
        clear pr_h pr_h2 pr_f;
    end
end

% Για την απευθείας συνειστώσα

```

```

while (samplesh ~=0)
    r2 = round(rand*max_sam_p);
    while (r2 == 0)
        r2 = round(rand*max_sam_p);
    end
    pr_h(u) = p(r2);
    u = u + 1;
    samplesh = samplesh - 1;
end
samplesh = samples;

pr_h2 = mean(pr_h);
pr_f = compl_env(w) * pr_h2*(cosd(elevation)+i*sind(elevation));

P(q) = plos * (pr_f % Αυτό είναι για το direct component
A(:,q) = S_V_RX (Mr,l,elevation,Dl);

Steering_Vector_RX = (A);
S = P;
HT = Steering_Vector_RX * S';

nf = norm(HT)/sqrt(Mr);
HH = HT/nf; % Κανονικοποίηση πίνακα HT
% norm(HH)^2
capacityh(w) = abs(log2(1 + SNR * sum(HH.^2))); % Υπολογισμός της
χωρητικότητας του διαύλου

clear P S HT HH g pr_h pr_h2 pr_f;
end
capacity = mean(capacityh);

clear capacityh;

```

A2

Κώδικας υπολογισμού του steering vector της στοιχειοκεραίας

```

function [steering_vector] = S_V_RX (Mr,wavelength,th,dx)

for qq = 1:Mr

    steering_vector(qq) = exp((-i*2*pi/wavelength)*((qq-
1)*dx*wavelength*(cosd(th))));

end

```

A3

Κώδικας για τον jakes filter

```
% File Jakes_filter.m
function [impw]=jakes_filter(fd)

% FIR implementation of the Jakes filter (128 points)
n = 512;
nn = 2*n;          % nn is FFT block size
fs = 0:4000/512:4000; % sampling frequency 500 Hz
H = zeros(1,n);   % initialize H(f)

for k=1:(n/8+1)    % psd for k=1:65
    jpsd(k)=1/((1-((fs(k))/fd)^2)^0.5);
    if jpsd(k)>1000
        jpsd(k)=1000;
    end

    H(k)=jpsd(k)^0.5; % first 65 points of H
end

% negative frequencies
for k=1:n
    H(n+k)=H(n+1-k);
end

[inv,time] = linear_fft(H,nn,fd/64); % inverse FFT
imp = real(inv(450:577));           % middle 128 points
impw = imp.*hanning(128)';         % hanning window
energy = sum(impw.^2);              % compute energy
impw = impw / (energy^0.5);         % normalize
%plot(impw)
```