



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ (Τ.Ε.Ι) ΜΕΣΟΛΟΓΓΙΟΥ
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΝΑΥΠΑΚΤΟΥ
ΤΜΗΜΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΔΙΚΤΥΩΝ

**ΜΕΛΕΤΗ-ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ
ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΜΕ ΦΥΣΙΚΑ
ΕΜΠΟΔΙΑ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΒΑΣΙΛΑΚΗΣ Ε. ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ



**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: ΣΠΥΡΙΔΩΝ ΛΟΥΒΡΟΣ ,
ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ**

Απρίλιος 2010
ΝΑΥΠΑΚΤΟΣ



**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ (Τ.Ε.Ι)
ΜΕΣΟΛΟΓΓΙΟΥ**

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΝΑΥΠΑΚΤΟΥ

**ΤΜΗΜΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΚΑΙ ΔΙΚΤΥΩΝ**

**ΜΕΛΕΤΗ-ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ
ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΜΕ ΦΥΣΙΚΑ
ΕΜΠΟΔΙΑ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΒΑΣΙΛΑΚΗΣ Ε. ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: ΣΠΥΡΙΔΩΝ ΛΟΥΒΡΟΣ ,
ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ**

Απρίλιος 2010
ΝΑΥΠΑΚΤΟΣ

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την ολοκλήρωση της παρούσας πτυχιακής εργασίας ένα σημαντικό κεφάλαιο της ζωής μου στο Τμήμα Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων και Δικτύων έρχεται στο τέλος του.

Στο σημείο αυτό αισθάνομαι την ανάγκη να εκφράσω τις ειλικρινείς και θερμές ευχαριστίες μου σε όσους συνέβαλαν στην ολοκλήρωση αυτής της προσπάθειας :

Θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους καθηγητές μου στο τμήμα ΤΕΣΥΔ αλλά,

Ευχαριστώ θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή κ. Λούβρο για την ανάθεση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, καθώς και για την σωστή καθοδήγηση και το ιδιαίτερο ενδιαφέρον που επέδειξε κατά την εκπόνηση της.

Επιπλέον, θεωρώ υποχρέωση μου να αναγνωρίσω την βοήθεια των ακολούθων πηγών:

www.atdi.com (πρόγραμμα προσομοίωσης σταθερών μικροκυματικών ζεύξεων)

www.akosim.com (akosim radio planning software)

Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω όλους εκείνους που με έμαθαν να «προσπερνώ» και βοήθησαν να γίνουν «ανεκτοί» οι συμβιβασμοί των τελευταίων χρόνων:

Τα Αδέλφια μου και τους Γονείς μου για την αγάπη τους και την υποστήριξη τους καθώς και την υπομονή που έδειξαν κατά την διάρκεια όλων αυτών των ετών, τους Φίλους μου, τους οποίους και ευχαριστώ θερμά για την αμέριστη κατανόηση και ηθική συμπαράσταση που μου παρείχαν. Σε αυτούς, που με την καθημερινή τους συμπαράσταση, την υπομονή τους και την θετική τους σκέψη, ιδιαίτερα τις εποχές των μεγάλων διλημμάτων, συνέβαλαν στην εκπλήρωση του στόχου μου, αφιερώνεται η εργασία αυτή.

Αν δεν μπορείς να πετάξεις, τρέχα! Αν δεν μπορείς να τρέξεις, περπάτα! Αν δεν μπορείς να περπατήσεις, μπουσούλα! Αλλά ό,τι και αν γίνει, ποτέ μα ποτέ μη σταματήσεις να προχωράς μπροστά.

Καβάφης

Ναύπακτος, Απρίλιος 2010
Βασιλάκης Ε. Βασίλειος

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Στην παρούσα εργασία διερευνάται η διαδικασία σχεδίασης επίγειων μικροκυματικών ζεύξεων σε πολύπλοκα φυσικά περιβάλλοντα καθώς οι παράμετροι που λαμβάνονται υπόψη κατά την σχεδίαση μιας μικροκυματικής ζεύξης. Για να σχεδιάσουμε μια μικροκυματική ζεύξη είναι απαραίτητο να συμπεριλάβουμε σαν δεδομένα με λογική ακρίβεια τα επίπεδα των παρεμβολών τα οποία θα υπάρξουν μεταξύ δύο σημείων. Χρησιμοποιώντας διάφορα μοντέλα, μεθόδους και λογισμικά προγράμματα τα οποία έχουν χρησιμοποιηθεί σε παρόμοιες σχεδιάσεις με αρκετή επιτυχία σε ακρίβεια και αξιοπιστία. Επειδή η Ελλάδα είναι μία χώρα με αρκετά ιδιόμορφο γεωγραφικό ανάγλυφο (πολλά νησιά, μεγάλο ποσοστό θερμής θάλασσας, βουνά), οι προδιαγραφές της ITU δίνουν προσεγγιστικά αποτελέσματα.

Σκοπός της συγκεκριμένης εργασίας είναι η μοντελοποίηση μιας μικροκυματικής ζεύξης και η σύγκριση των θεωρητικών αποτελεσμάτων με αυτά που παρατηρούνται καθώς η σύγκριση μεταξύ πολλών σεναρίων που έχουμε δημιουργήσει.

Συγκεκριμένα :

Στο Πρώτο κεφάλαιο γίνεται μία εισαγωγή στις ασύρματες επικοινωνίες και αναλύουμε βασικές έννοιες.

Στο Δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μία σύντομη αναφορά στον τρόπο διάδοσης των ραδιοκυμάτων

Στο Τρίτο κεφάλαιο αναλύουμε το ασύρματο κανάλι. Μια καλή κατανόηση του ασύρματου καναλιού, είναι οι κύριες φυσικές παράμετροι και ο βασικός σχεδιασμός. Ένα καθοριστικό χαρακτηριστικό του κινητού ασυρμάτου καναλιού είναι οι παραλλαγές της ισχύος του καναλιού σε σχέση με τον χρόνο και την συχνότητα.

Στο Τέταρτο κεφάλαιο κάνουμε μια σύντομη αναφορά στις πηγές, τύπους των ανακλάσεων σε μια ασύρματη ζεύξη.

Στο Πέμπτο κεφάλαιο προσομοιώνουμε μια μικροκυματική ζεύξη μεταξύ δυο νησιών και δημιουργούμε πολλαπλά σενάρια σε σχέση με την επίδραση της ενεργής γης στην μικροκυματική ζεύξη καθώς και την προσομοίωση με σκοπό της καθαρότητα 1^{ης} ζώνης Fresnel σε σχέση με τις απώλειες λόγω περίθλασης.

Τέλος στο Έκτο κεφάλαιο μοντελοποιούμε μια μικροκυματική πάνω από δυο νησιά σε πολύπλοκο φυσικό περιβάλλον με πολλαπλά εμπόδια λαμβάνοντας υπόψη διάφορες παραμέτρους με την βοήθεια εξειδικευμένου προγράμματος.

Λέξεις κλειδιά: παρεμβολές, περίθλαση, παγίδευση, γραμμή οπτικής επαφή, τροποσφαιρική σκέδαση, ενεργός γη, 1^{ης} ζώνης Fresnel, μικροκυματική ζεύξη, διάλειαση, ATDI ICS Telecom, Akosim radio planning.

PREFACE

In the present work the process of designing of land microwave link in complicated natural environments and the parameters that should be taken into account at the designing of a microwave link is studied. In order to design a microwave link it is essential to include as data, with reasonable precision, the levels of interference which will occur between two points, using various models, methods and computational programs that have been used in similar projects successfully as far as the precision and reliability is concerned. Because Greece is a country with quite peculiar geographic anaglyph (a lot of islands, high percentage of warm sea, mountains), the specifications of ITU give approximate results.

The purpose of the present project is the modeling of microwave link, the comparison of the theoretical results with the results that have arise from observations and the comparison between a lot of scenarios of modeling that we have create.

Particularly:

The First chapter is an introduction in the wireless communications and an analysis of basic principals.

In the Second chapter the way of distribution of radiowaves is shortly mentioned.

In the Third chapter we analyze the wireless channel. A good comprehension of wireless channel is the main natural parameters and the basic planning. A basic characteristic of the mobile wireless channel is the fluctuation of the power of channel in relation with the time and the frequency.

In the Fourth chapter the sources and the types of reflections in a wireless junction are summarized briefly.

In the Fifth chapter we model a microwave junction/bridge/channel between two islands and we create multiple scenarios concerning the effect of active ground in the microwave junction/bridge/channel. We also simulate the clarity of 1st Fresnel area concerning the losses due to disperse.

Finally in the Sixth chapter we simulate the microwave junction/bridge/channel above two islands in complicated natural environment with multiple obstacles taking into consideration various parameters using specialized computational program.

Key words: interference, dissipation, entrapment, line of vision contact, tropospheric fading, active ground, 1st area Fresnel, microwave lik, aberration, ATDI ICS Telecom, Akosim radio planning.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ	3
ΠΡΟΛΟΓΟΣ.....	4
1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ	10
1.1 ΕΚΠΟΜΠΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ	10
1.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ	10
1.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΟΣ	17
2 ΔΙΑΔΟΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ	27
2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	27
2.2 ΚΥΜΑΤΑ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (GROUND WAVES).....	28
2.3 ΟΥΡΑΝΙΑ ΚΥΜΑΤΑ (SKY WAVES) - Η ΙΟΝΟΣΦΑΙΡΑ	30
2.4 ΚΥΜΑΤΑ ΧΩΡΟΥ.....	38
3 ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ	39
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	39
3.2 ΦΥΣΙΚΟΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ	40
3.2.1 Ελεύθερου χώρου σταθερός πομπός και δέκτης.....	41
3.2.2 Ελεύθερου χώρου, κινούμενη κεραία	43
3.2.3 Ανακλών τοίχος, σταθερή κεραία.....	44
3.2.4 Ανακλών τοίχος, κινούμενη κεραία.....	46
3.2.5 Ανάκλαση από το επίπεδο του εδάφους.....	49
3.2.6 Εξασθένιση ισχύος σε σχέση με την απόσταση και την σκίαση	49
3.2.7 Κινούμενη κεραία, πολλαπλές ανακλάσεις.....	51
3.3 ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΙΣΟΔΟΥ /ΕΞΟΔΟΥ ΓΙΑ ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ.....	51
3.3.1 Το ασύρματο κανάλι σαν γραμμικώς μεταβαλλόμενο με το χρόνο σύστημα	51
3.3.2 Βασικής ζώνης ισοδύναμο μοντέλο	54
3.3.3 Ένα διακριτού χρόνου βασικής ζώνης μοντέλο.....	58
3.4 ΧΡΟΝΙΚΗ ΚΑΙ ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΣΥΝΟΧΗ	61
3.4.1 Διάδοση Doppler και χρονική συνοχή.....	61
3.4.2 Η καθυστέρηση διάδοσης και συνοχή εύρους ζώνης.....	63
3.5 ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΚΑΝΑΛΙΩΝ.....	65
3.5.1 Φιλοσοφία μοντέλου.....	65
3.5.2 Rayleigh και Rician διάλειαση.....	66
3.5.3 Tap gain auto-correlation function	68
3.6 ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ.....	69

4 ΑΝΑΚΛΑΣΕΙΣ ΕΛΑΦΟΥΣ.....	73
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	73
4.2 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ.....	79
4.2.2 Συστήματα διαφορικής λήψης.....	80
5 ΜΕΛΕΤΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ.....	81
5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	81
5.2 ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΡΑΔΙΟΚΥΜΑΤΩΝ.....	83
5.2.1 Διάδοση ελεύθερου χώρου.....	83
5.2.2 Ατμοσφαιρικά φαινόμενα.....	85
5.2.3 Μέθοδοι προσδιορισμού της περιοχής κάλυψης.....	90
5.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΗΝ ΕΝΕΡΓΟΣ ΓΗ.....	93
5.6 ΖΩΝΕΣ FRESNEL ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ.....	102
5.6.1 Ζώνη Fresnel και η σημασία της στις ασύρματες ζεύξεις.....	102
5.7 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΗΝ ΖΩΝΗ FRESNEL.....	107
5.7.1 Κατάλληλη τοποθέτηση των κεραιών για την αποφυγή απωλειών περίθλασης.....	118
6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ ΜΕ ΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΑΚΟΣIM.....	123
6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	123
6.2 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΑΚΟΣIM VER9.0.1.....	125
6.3 ΕΞΑΓΩΓΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ.....	131
6.4 ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ.....	148
6.4.1 Πίνακες λειτουργικών λαθών από τις προσομοιώσεις.....	154
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α.....	155
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β ΛΙΣΤΑ ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΩΝ.....	156
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	161

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

1.1 ΕΚΠΟΜΠΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ

Όταν τροφοδοτείται ένα ηλεκτρικό κύκλωμα με ισχύ, αναπτύσσεται σε αυτό ένα σύστημα ρευμάτων και τάσεων, των οποίων η σχέση εξαρτάται από την τοπολογία του κυκλώματος. Για παράδειγμα η τάση (συγκρινόμενη με το ρεύμα) μπορεί να είναι υψηλή αν η εμπέδηση του κυκλώματος είναι υψηλή ή αν η τάση και το ρεύμα έχουν διαφορά φάσης 90 μοίρες. Κατά παρόμοιο τρόπο αν ισχύς, εκπέμπεται στον ελεύθερο χώρο, μεταδίδεται λαμβάνοντας υπ όψιν τα χαρακτηριστικά του ελεύθερου χώρου. Αν η ισχύς αυτή εκπέμπεται για κάποιο συγκεκριμένο σκοπό τότε λέμε ότι ακτινοβολείται και διαδίδεται στον ελεύθερο χώρο με την μορφή που ονομάζουμε ηλεκτρομαγνητικό κύμα.

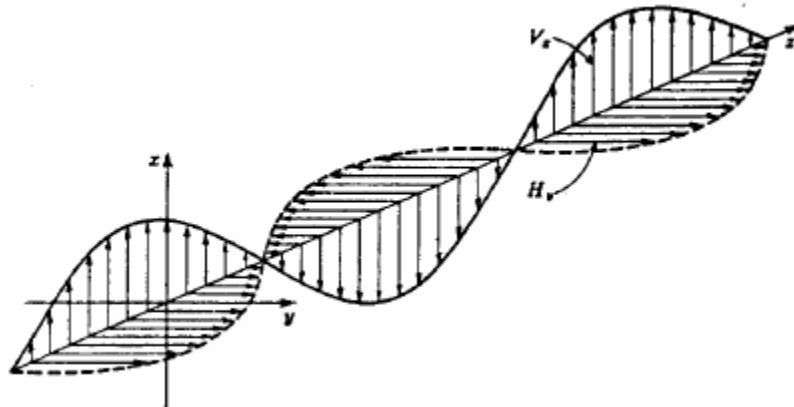
Με τον όρο ελεύθερο χώρο εννοούμε έναν χώρο στον οποίον δεν υπάρχουν μαγνητικά πεδία και πεδία βαρύτητας, χωρίς συμπαγή σώματα και ιονισμένα σωματίδια. Γενικά λέγοντας ελεύθερο χώρο εννοούμε κάτι το ιδανικό, το οποίο δεν υπάρχει στην πραγματικότητα. Ωστόσο η έννοια του ελεύθερου χώρου χρησιμοποιείται γιατί απλουστεύει το φαινόμενο της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, καθώς είναι εύκολο να υπολογιστούν οι συνθήκες διάδοσης. Ακόμη οι συνθήκες διάδοσης μερικές φορές στην πραγματικότητα προσεγγίζουν τις συνθήκες του ελεύθερου χώρου, ειδικά στις υψηλότερες συχνότητες την ζώνης UHF.

Η θεωρία της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας αναπτύχθηκε από τον Άγγλο φυσικό James Clerk Maxwell το 1857 και τελειοποιήθηκε το 1873. Αποτελεί την βασική μαθηματική εξήγηση της συμπεριφοράς των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Επειδή η μαθηματική εξήγηση των εξισώσεων του Maxwell είναι πολύ σημαντική για την καλύτερη κατανόηση του ασύρματου καναλιού, θα είναι ένα αντικείμενο που θα αναπτυχθεί σε αυτήν τη διπλωματική, θα δοθεί έμφαση στην περιγραφή και εξήγηση της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών σημάτων με αναφορές στο μαθηματικό υπόβαθρο όπου απαιτείται.

1.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ

Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα είναι ταλαντώσεις πού μεταδίδονται στον ελεύθερο χώρο με την ταχύτητα του φωτός ($c = 299.792.500 \pm m/sec$ για τις περισσότερες εφαρμογές $c = 3 \cdot 10^8/sec$). Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων έχει πολλές ομοιότητες με την διάδοση των κυμάτων που δημιουργούνται στο νερό όταν μια πέτρα διαταράξει την ισορροπία του, με μια σημαντική διαφορά. Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα είναι εγκάρσια ενώ τα κύματα στο νερό διαμήκη. Το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος είναι κάθετα μεταξύ τους όπως δείχνει και το σχήμα 1.1. Αυτή είναι μια θεώρηση που πρακτικά

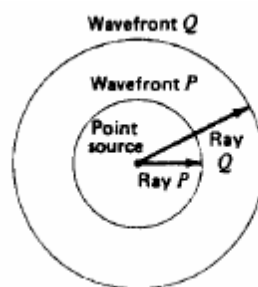
δεν μπορεί να ελεγχθεί αφού τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα είναι μη ορατά. Ωστόσο η θεώρηση αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την πρόβλεψη της συμπεριφοράς των κυμάτων κατά τα φαινόμενα της ανάκλασης της διάθλασης και της περίθλασης.



Σχήμα 1.1: Εγκάρσιο ηλεκτρομαγνητικό κύμα

Κύματα στον ελεύθερο χώρο Ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα που εκπέμπεται από μια σημειακή πηγή διαδίδεται στον ελεύθερο χώρο ομοιόμορφα προς όλες τις κατευθύνσεις. Η διάδοση του κύματος είναι σφαιρική όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.2. Για να απλουστεύσουμε την έννοια της διάδοσης φανταζόμαστε ακτίνες που εκπέπονται από την σημειακή πηγή προς όλες τις κατευθύνσεις.

Σε απόσταση P από την σημειακή πηγή το κύμα έχει μια συγκεκριμένη φάση. Η ακτίνα αφήνει την σημειακή πηγή όταν η τάση και το ρεύμα είναι μέγιστα σε ένα κύκλωμα το οποίο τροφοδοτεί την σημειακή πηγή π.χ. σε ένα μέγιστο του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου.



Σχήμα 1.2 :Σφαιρικό μέτωπο κύματος

Όλα τα σημεία εκείνα τα οποία έχουν την ίδια φάση σχηματίζουν ένα επίπεδο το οποίο ονομάζεται μέτωπο κύματος. Αν το μήκος της ακτίνας Q είναι διπλάσιο του P τότε η νέα σφαίρα που δημιουργείται έχει επιφάνεια 4 φορές μεγαλύτερη της σφαίρας ακτίνας P . Αποδεικνύεται, ότι η συνολική ισχύς της σημειακής πηγής εξαπλώνεται καλύπτοντας τετραπλάσια περιοχή (σφαιρική) για κάθε διπλασιασμό της απόστασης.

Έτσι αν ορίσουμε την πυκνότητα ισχύος σαν ακτινοβολούμενη ισχύς ανά μονάδα επιφάνειας τότε η πυκνότητα ισχύος ελαττώνεται στο $\frac{1}{4}$ της τιμής της όταν η απόσταση από την πηγή διπλασιάζεται.

Αποδεικνύεται ότι η πυκνότητα ισχύος είναι αντίστροφα ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης από την πηγή. Ο νόμος αυτός ονομάζεται νόμος του αντίστροφου τετραγώνου και ισχύει για κάθε μορφή διάδοσης στον ελεύθερο χώρο.

Έτσι έχουμε:

$$P = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (1.1)$$

Όπου P = πυκνότητα ισχύος σε απόσταση r από την ισοτροπική πηγή

P_t = ακτινοβολούμενη ισχύς.

Με τον όρο ισοτροπική πηγή εννοούμε μια πηγή η οποία ακτινοβολεί ομοιόμορφα προς όλες τις κατευθύνσεις στον χώρο. Αν και στην πραγματικότητα δεν υπάρχει ισοτροπική πηγή, η έννοια της ισοτροπικής ακτινοβολίας είναι πολύ χρήσιμη και πολύ συχνά χρησιμοποιούμενη. Αποδεικνύεται ότι ο νόμος του αντιστρόφου τετραγώνου ισχύει ακόμα και όταν η πηγή δεν είναι ισοτροπική. Ωστόσο, για σφαιρικά κύματα η ταχύτητα διάδοσης της ακτινοβολίας πρέπει να είναι σταθερή σε όλα τα σημεία του χώρου (όπως είναι για παράδειγμα στον ελεύθερο χώρο). Ένας χώρος για τον οποίο ισχύει το παραπάνω κατά την διάδοση των σφαιρικών ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων ονομάζεται ισοτροπικός.

Οι εντάσεις του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος είναι επίσης σημαντικές. Οι δύο αυτές ποσότητες αντιπροσωπεύουν την τάση και το ρεύμα σε ένα ηλεκτρικό κύκλωμα, και οι μονάδες τους αντίστοιχα είναι Volt/m και A/m. Για ένα ηλεκτρικό κύκλωμα έχουμε $V=ZI$, ενώ για ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα ισχύει:

$$\varepsilon = fH \quad (1.2)$$

όπου ε = ενεργός τιμή της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου

H = ενεργός τιμή της έντασης του μαγνητικού πεδίου

f = χαρακτηριστική αντίσταση του μέσου (Ω)

Η χαρακτηριστική αντίσταση του μέσου δίνεται από τη σχέση:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (1.3)$$

όπου μ = μαγνητική διαπερατότητα του μέσου

ε = διηλεκτρική σταθερά του μέσου

Για το κενό ισχύουν:

$$\varepsilon = 8,854 \cdot 10^{-12} F/m$$

$$\mu = 1,257 \cdot 10^{-6} H/m$$

Θυμίζουμε ότι η διαπερατότητα είναι ισοδύναμη της επαγωγής και η διηλεκτρική σταθερά είναι το ισοδύναμο της χωρητικότητας στα ηλεκτρικά κυκλώματα. Μπορούμε τώρα από την παραπάνω σχέση να υπολογίσουμε την χαρακτηριστική αντίσταση του κενού.

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} 120\pi = 377\Omega \quad (1.4)$$

Η γνώση της χαρακτηριστικής αντίστασης κάνει δυνατό τον υπολογισμό της έντασης του πεδίου σε απόσταση r από την ισοτροπική πηγή. Έτσι όπως στα ηλεκτρικά κυκλώματα ισχύει $P=V^2/Z$, για ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα ισχύει $P=\varepsilon^2/Z$. Από την τελευταία εξίσωση και τις εξισώσεις (1.2.3)1.1 και (1.2.4)1.2 προκύπτει:

$$\varepsilon = P \times Z = \frac{P_t}{4\pi r^2} \times 120\pi = \frac{30P_t}{r^2}$$
$$\therefore \varepsilon = \frac{\sqrt{30P_t}}{r} \quad (1.5)$$

Από την εξίσωση (1.4) είναι φανερό ότι η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου είναι αντίστροφα ανάλογη της απόστασης από την πηγή και ανάλογη της τετραγωνικής ρίζας της πυκνότητας ισχύος.

Όπως προαναφέρθηκε το ηλεκτρομαγνητικό κύμα είναι σφαιρικό αν το μέσο είναι ισοτροπικό. Σε μεγάλες αποστάσεις από την πηγή κάθε μικρή περιοχή του κύματος μπορεί να ληφθεί σαν επίπεδο κύμα. Αυτό είναι φανερό από την γεωμετρία του κύματος αλλά και από την καθημερινή εμπειρία (ενώ η γη είναι σφαιρική θεωρούμε ένα γήπεδο ποδοσφαίρου επίπεδο). Η προσέγγιση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σαν επίπεδα είναι πολύ χρήσιμη διότι απλοποιεί ορισμένα φαινόμενα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων όπως η διάθλαση και η περίθλαση.

Εκπομπή και λήψη Οι κεραίες εκπέμπουν ηλεκτρομαγνητικά κύματα ή διαφορετικά ένα κύκλωμα όταν διαρρέετε από ρεύμα υψηλής συχνότητας ακτινοβολεί. Τυχαία το φαινόμενο αυτό είχε αποδειχθεί μαθηματικά από τις εξισώσεις του Maxwell από τις οποίες προκύπτει ότι όταν ένα καλώδιο διαρρέετε από ρεύμα γύρο από αυτό δημιουργείται μαγνητικό πεδίο. Επιπρόσθετα αν το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο μεταβάλλεται, μεταβάλλοντας το ρεύμα, δημιουργείται και ένα ηλεκτρικό πεδίο

επίσης. Όπως θα δειχθεί σε επόμενο κεφάλαιο η ισορροπία του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου εξαρτάται από το ρεύμα που διαρρέει τον αγωγό.

Πόλωση (Polarization) Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.1 το ηλεκτρομαγνητικό κύμα είναι εγκάρσιο και το ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο είναι κάθετα μεταξύ τους. Το μαγνητικό πεδίο όπως αναφέρθηκε, περιβάλλει το καλώδιο και είναι κάθετο σε αυτό, το οποίο σημαίνει ότι το ηλεκτρικό πεδίο θα είναι παράλληλο στο καλώδιο. Αυτό ισχύει μετά την εκπομπή του ηλεκτρομαγνητικού κύματος από την κεραία.

Η πόλωση αναφέρεται στον φυσικό προσανατολισμό του εκπεμπόμενου κύματος στον χώρο. Τα κύματα ονομάζονται πολωμένα (γραμμικά πολωμένα) αν έχουν τον ίδιο προσανατολισμό στον χώρο. Είναι χαρακτηριστικό των περισσότερων κεραιών ότι η ακτινοβολία που εκπέμπουν είναι γραμμικά πολωμένη. Για παράδειγμα, μια κάθετη κεραία ακτινοβολεί ηλεκτρομαγνητικά κύματα των οποίων τα διανύσματα των ηλεκτρικών τους πεδίων είναι κάθετα και παραμένουν κάθετα κατά την διάδοσή τους στον ελεύθερο χώρο. Από την άλλη πλευρά το φως ακτινοβολείται από μη συμφασικές πηγές (όπως το φως που ακτινοβολείται από τον ήλιο) και έχει τα διανύσματα των ηλεκτρικών πεδίων των ακτινών τυχαία καταναμημένα. Αυτό το είδος της πόλωσης ονομάζεται τυχαία πόλωση.

Το ηλεκτρομαγνητικό κύμα του σχήματος 1.1 είναι γραμμικά πολωμένο και επίσης κατακόρυφα πολωμένο αφού τα διανύσματα της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου είναι κάθετα μεταξύ τους. Γενικά ισχύει ότι η κατεύθυνση της πόλωσης είναι ίδια με την κατεύθυνση της κεραίας. Έτσι κατακόρυφες κεραιές ακτινοβολούν κατακόρυφα πολωμένα κύματα και οριζόντιες κεραιές ακτινοβολούν οριζόντια πολωμένα κύματα. Γενικά επικρατεί η τάση να αναφέρονται κεραιές σαν κατακόρυφα ή οριζόντια πολωμένες παρόλο που αυτό δεν είναι απόλυτα σωστό.

Είναι επίσης πιθανό κεραιές να εκπέμπουν κυκλικά ή ελλειπτικά πολωμένα ηλεκτρομαγνητικά κύματα, με αποτέλεσμα η κατεύθυνση του κύματος να περιστρέφεται συνεχώς με ελικοειδή τρόπο.

Λήψη Όπως ένα καλώδιο που μεταφέρει υψίσυχνα ρεύματα περιβάλλεται από ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία έτσι και ένα καλώδιο που εισέρχεται μέσα σε ηλεκτρομαγνητικό πεδίο διαρρέει από ηλεκτρικό ρεύμα που επάγει σε αυτό το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο. Με άλλα λόγια αυτό σημαίνει ότι το καλώδιο λαμβάνει μέρος τις ακτινοβολίας του πεδίου και συμπεριφέρεται σαν μια κεραία λήψης. Με βάση το γεγονός ότι η διαδικασία της λήψης είναι αντίθετη της διαδικασίας της εκπομπής, οι κεραιές λήψης και εκπομπής χρησιμοποιούνται με τον ίδιο τρόπο. Εκτός από τον τρόπο που διαχειρίζονται την ισχύ οι κεραιές εκπομπής και λήψης είναι ίδιες. Στην πραγματικότητα ισχύει το θεώρημα της αμοιβαιότητας. Με βάση το θεώρημα αυτό τα χαρακτηριστικά των κεραιών όπως αντίσταση ακτινοβολίας και διάγραμμα ακτινοβολίας παραμένουν ίδια, ανεξάρτητα από την χρήση της κεραίας σαν κεραία εκπομπής ή λήψης.

Εξασθένηση (attenuation) και απορρόφηση (absorption) Ο νόμος του αντιστρόφου τετραγώνου δείχνει ότι η πυκνότητα ισχύος ελαττώνεται σημαντικά με την αύξηση της απόστασης από την πηγή των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Με άλλα λόγια τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα εξασθενούνε καθώς απομακρύνονται από την πηγή και η εξασθένηση είναι ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης που διένυσαν. Η εξασθένηση μετριέται σε dB και συμβαίνει να είναι ίδια αριθμητικά τόσο για την ένταση του πεδίου όσο και για την πυκνότητα ισχύος. Η απόδειξη αυτού ακολουθεί.

Έστω P_1 και ε_1 είναι η πυκνότητα ισχύος και η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου αντίστοιχα, σε απόσταση r_1 από την πηγή των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Αν οι ίδιες παραδοχές ισχύουν και για P_1 , ε_1 και r_1 με $r_2 > r_1$ η εξασθένηση της πυκνότητας ισχύος θα είναι σε dB:

$$\alpha_p = 10 \log \frac{\frac{P_t}{4\pi r_1^2}}{\frac{P_t}{4\pi r_2^2}} = 10 \log \left(\frac{r_2}{r_1} \right)^2 = 20 \log \frac{r_2}{r_1} \quad (1.6)$$

Παρόμοια για την εξασθένηση της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου θα έχουμε:

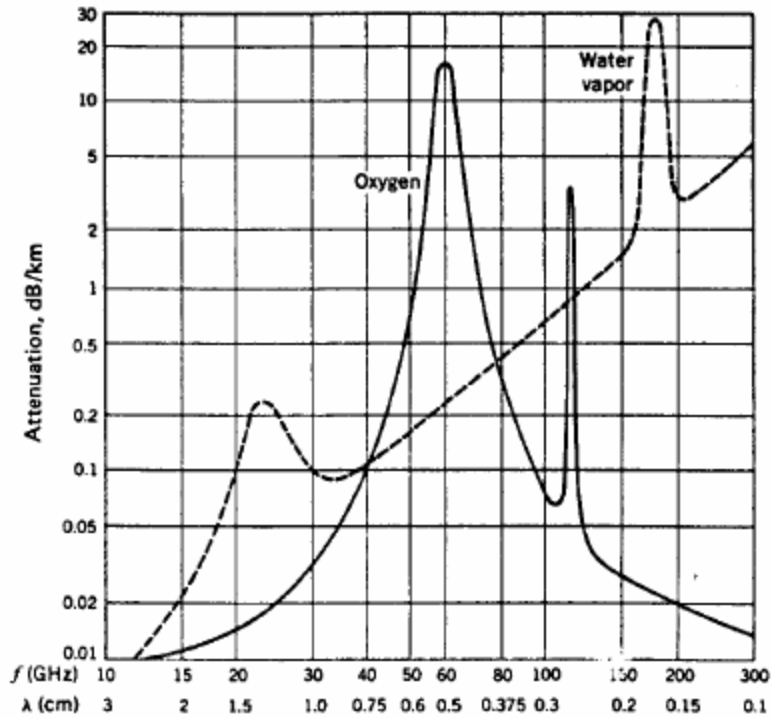
$$\alpha_E = 20 \log \frac{\sqrt{30P_t}/r_1}{\sqrt{30P_t}/r_2} = 20 \log \frac{r_2}{r_1} \quad (1.7)$$

Όπως προκύπτει η εξασθένηση είναι ίδια και στις δύο περιπτώσεις. Έτσι σε απόσταση $2r$ από την πηγή των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων τόσο η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου όσο και η πυκνότητα ισχύος του μαγνητικού πεδίου είναι κατά 6dB μικρότερες από την τιμή τους σε απόσταση r από την πηγή.

Στο κενό η έννοια της απορρόφησης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων δεν υφίσταται μιας και δεν υπάρχει τίποτα που να εμποδίζει την διάδοσή τους. Ωστόσο το σχήμα είναι διαφορετική στην ατμόσφαιρα της γης. Η ατμόσφαιρα απορροφά μέρος της ενέργειας των ραδιοκυμάτων καθώς μέρος της ενέργειας των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων απορροφάται από τα άτομα και μόρια της ατμόσφαιρας. Η ανταλλαγή αυτή της ενέργειας έχει σαν αποτέλεσμα τα άτομα και τα μόρια της ατμόσφαιρας που απορρόφησαν την ενέργεια να ταλαντώνονται και η ατμόσφαιρα στο σημείο εκείνο να θερμαίνεται.

Στην πραγματικότητα, η απορρόφηση των ηλεκτρομαγνητικών από την ατμόσφαιρα για συχνότητες κάτω των 10GHz είναι ασήμαντη. Όπως δείχνει και το σχήμα 1.3 η απορρόφηση από το οξυγόνο και τους υδρατμούς(συστατικών της ατμόσφαιρας) σε αυτή τη συχνότητα γίνεται σημαντική και αυξάνει σταδιακά για μεγαλύτερες συχνότητες. Εξαιτίας των διαφορετικών μοριακών συντονισμών στο σχήμα υπάρχουν πολλές κορυφές και η εξασθένηση εμφανίζει πολλά τοπικά μέγιστα. Όπως δείχνει το σχήμα 1.3 οι συχνότητες των 60 και 120 GHz δεν συνίστανται για διάδοση σε μεγάλες αποστάσεις στην ατμόσφαιρα. Επίσης το ίδιο ισχύει και για τις συχνότητες των 23 και 180 GHz εκτός από περιόδους όπου η ατμόσφαιρα είναι ξηρή.

Από την άλλη πλευρά το παράθυρο στο οποίο η εξασθένηση είναι μικρή είναι για συχνότητες όπως 33 και 110 GHz.



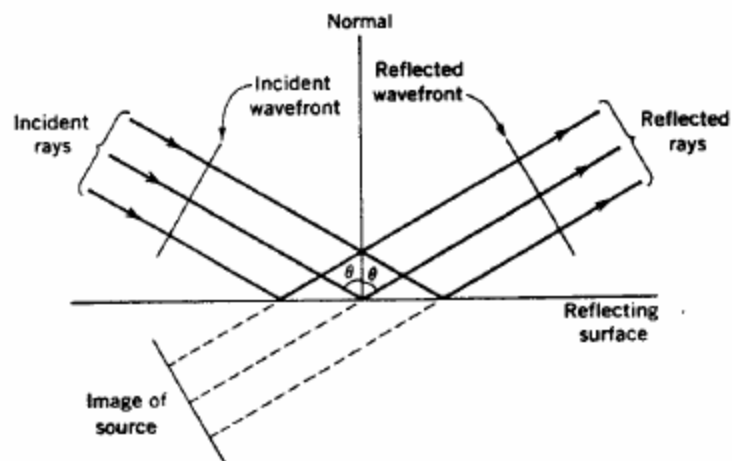
Σχήμα 1.3 : Απορρόφηση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από την ατμόσφαιρα

Η απορρόφηση, όπως δείχνει και το σχήμα 1.3 χωρίζεται σε δύο βασικές συνιστώσες με την απορρόφηση εξαιτίας των υδρατμών να λαμβάνεται για μια συγκεκριμένη τιμή της υγρασίας. Αν η υγρασία αυξηθεί ή αν υπάρχει ομίχλη, βροχή ή χιόνι η απορρόφηση αυξάνεται σημαντικά και ταυτόχρονα υπάρχει το ενδεχόμενο της ανάκλασης(reflection) του ηλεκτρομαγνητικού κύματος από το νερό της βροχής. Για παράδειγμα, ένα radar στα 10 GHz καλύπτει μια περιοχή 75 Km σε ξηρό αέρα, 68 Km για μικρή ψιγάλα, 55 km για σιγανή βροχή, 22Km για μέτρια βροχή και 8 Km για δυνατή βροχή. Επαναλαμβάνεται ότι η εξασθένηση αυτή είναι ασήμαντη για χαμηλές συχνότητες εκτός αν η απόσταση διάδοσης είναι πολύ μεγάλη.

1.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΟΣ

Για διάδοση ραδιοκυμάτων κοντά στην επιφάνεια της γης πρέπει να εξεταστούν ορισμένοι παράγοντες οι οποίοι αμελούνται για διάδοση στο κενό. Για παράδειγμα πρέπει να ληφθεί υπ όψιν η ανάκλαση(reflection) των κυμάτων από το έδαφος, τα βουνά και τα κτίρια. Επιπρόσθετα τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα υφίστανται διάθλαση(refraction)καθώς διαπερνούν διαφορετικά στρώματα της ατμόσφαιρας, τα οποία έχουν διαφορετική πυκνότητα ή διαφορετικό βαθμό ιονισμού. Επίσης, τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα περιθλώνται (diffraction) γύρω από αιχμηρά ογκώδη αντικείμενα. Κύματα που προέρχονται από διαφορετικές πηγές αφού διανύσουν διαφορετικές διαδρομές είναι δυνατόν να ενωθούν. Τέλος κύματα είναι δυνατόν να διαδίδονται σε διαφορετικά μέσα.

Ανάκλαση των κυμάτων Υπάρχει ομοιότητα μεταξύ της ανάκλασης του φωτός σε ένα καθρέφτη και της ανάκλασης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε ένα αγωγίμο μέσο. Και στις δύο περιπτώσεις η γωνία ανάκλασης είναι ίδια με την γωνία πρόσπτωσης όπως εικονίζεται στο σχήμα 1.4 Στο παράδειγμα της ανάκλασης του φωτός η προσπίπτουσα ακτίνα, η ανακλώμενη ακτίνα και η κάθετη στο επίπεδο πρόσπτωσης είναι στο ίδιο επίπεδο.



Σχήμα 1.4 :Μηχανισμός Ανάκλασης κυμάτων

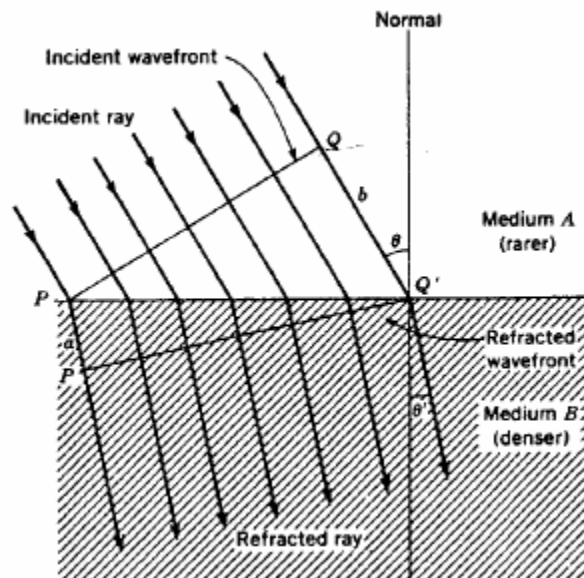
Η απόδειξη της ισότητας των γωνιών ανάκλασης και πρόσπτωσης ακολουθεί τον νόμο που είναι γνωστός ως δεύτερος νόμος της ανάκλασης του φωτός. Και οι δύο αποδείξεις βασίζονται στο γεγονός ότι το προσπίπτον και το ανακλώμενο κύμα έχουν την ίδια ταχύτητα. Υπάρχει και άλλη μια ομοιότητα της ανάκλασης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και της ανάκλασης του φωτός. Οποιοσδήποτε έχει βρεθεί ανάμεσα σε δύο καθρέφτες θα έχει παρατηρήσει ένα μεγάλο αριθμό από

εικόνες είδωλα του εαυτού του, και ακόμη ότι η φωτεινότητα τους ελαττώνεται βαθμιαία. Αυτό οφείλεται στην απορρόφηση του φωτός σε κάθε ανάκλαση.

Το φαινόμενο αυτό παρατηρείται και στα ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Ο συντελεστής ανάκλασης ρ ορίζεται ως ο λόγος της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου του ανακλώμενου κύματος προς την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου του προσπίπτοντος κύματος. Είναι μονάδα, για τέλειους αγωγούς και μικρότερος από τη μονάδα για πρακτικές αγωγίμες επιφάνειες. Η διαφορά αυτή είναι αποτέλεσμα της απορρόφησης της ενέργειας του προσπίπτοντος κύματος από την μη τέλεια αγωγή επιφάνεια.

Στη συνέχεια θα δούμε διάφορα σημεία τα οποία σχετίζονται με την ανάκλαση των κυμάτων. Πρώτον, είναι σημαντικό το γεγονός ότι το διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου είναι κάθετο στην αγωγή επιφάνεια. Σε διαφορετική περίπτωση, θα αναπτυχθούν στην επιφάνεια ρεύματα και δεν θα υπάρχει ανάκλαση με την έννοια που έχει αναφερθεί. Δεύτερον, αν η αγωγή επιφάνεια είναι καμπύλη, η ανάκλαση και στην περίπτωση αυτή ακολουθεί την ανάκλαση του φωτός. Τέλος, αν η αγωγή επιφάνεια είναι άγρια, η ανάκλαση θα είναι η ίδια όπως και στο λείο επίπεδο.

Διάθλαση Όπως και στην περίπτωση του φωτός, η διάθλαση λαμβάνει χώρα όταν το ηλεκτρομαγνητικό κύμα περάσει από ένα μέσο διάδοσης σε ένα άλλο με διαφορετική πυκνότητα. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το κύμα να ακολουθεί μια άλλη κατεύθυνση στο δεύτερο μέσο και ταυτόχρονα η ταχύτητα του μεταβάλλεται. Η πιο απλή περίπτωση διάθλασης εικονίζεται στο σχήμα 1.5 όπου στο επίπεδο υπάρχουν δύο μέσα διάδοσης.



Σχήμα 1.5 : Διάθλαση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων

Στο σχήμα 1.5 ένα κύμα περνά από το μέσο Α στο μέσο Β με το προσπίπτον κύμα να σχηματίζει γωνία με το διαχωριστικό όριο διαφορετική από 90 μοίρες. Στο σχήμα το μέτωπο του κύματος P-Q φαίνεται σε ένα στιγμιότυπο όταν διεισδύει στο μέσο Β και το μέτωπο του κύματος P'-Q' όταν πλέον έχει ολοκληρωθεί η είσοδός του στο δεύτερο μέσο. Η ακτίνα b διάνυσε απόσταση Q-Q', ανάλογη της ταχύτητάς της στο αραιό μέσο διάδοσης. Όμοια η ακτίνα a διάνυσε απόσταση P-P', ανάλογη της ταχύτητάς της στο πυκνό μέσο διάδοσης. Η απόσταση P-P' είναι μικρότερη της απόστασης Q-Q' διότι η ταχύτητα διάδοσης του κύματος είναι μικρότερη στο πυκνό μέσο.

Η σχέση μεταξύ της γωνίας πρόσπτωσης θ και της γωνίας διάθλασης θ' υπολογίζεται χρησιμοποιώντας απλές σχέσεις της τριγωνομετρίας και της γεωμετρίας. Από τα τρίγωνα PQQ' και PP'Q' προκύπτει:

$$QPQ' = \theta \text{ και } P'Q'P' = \theta' \quad (1.8)$$

Έτσι:

$$\frac{\sin\theta'}{\sin\theta} = \frac{PP'/PQ}{QQ'} = \frac{PP'}{QQ'} = \frac{v_B}{v_A} \quad (1.9)$$

όπου v_A = Ταχύτητα κύματος στο μέσο Α

v_B = Ταχύτητα κύματος στο μέσο Β

Από την εξίσωση (1.8) γνωρίζουμε ότι η ταχύτητα διάδοσης κύματος σε ένα διηλεκτρικό μέσο είναι αντίστροφα ανάλογη της τετραγωνικής ρίζας της διηλεκτρικής σταθεράς του μέσου. Έτσι η εξίσωση (1.9) γίνεται:

$$\frac{\sin\theta'}{\sin\theta} = \sqrt{\frac{K}{K'}} = \frac{1}{\mu} \quad (1.10)$$

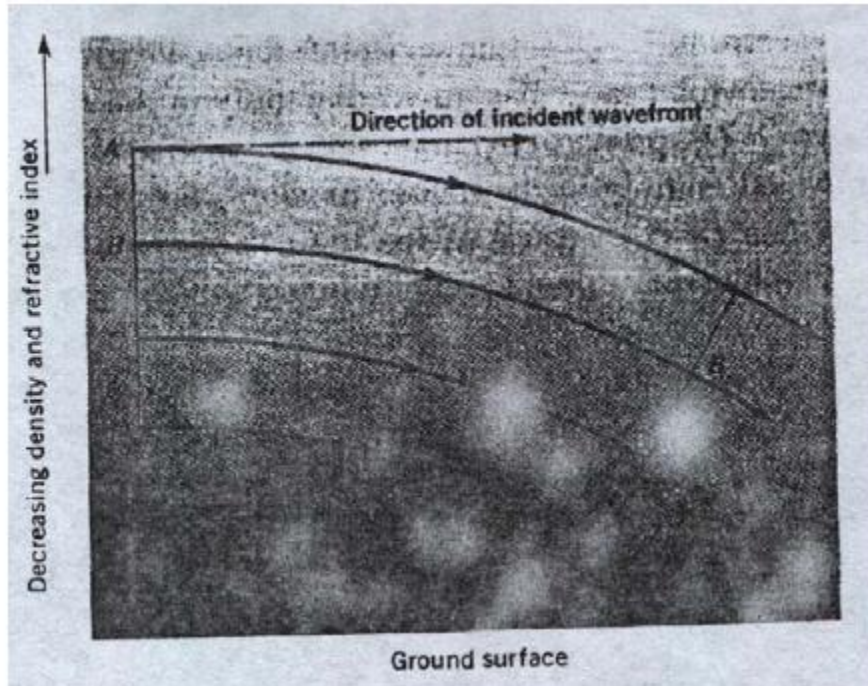
όπου: k = διηλεκτρική σταθερά του μέσου Α

k' = διηλεκτρική σταθερά του μέσου Β

μ = συντελεστής διάθλασης

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι η διηλεκτρική σταθερά είναι 1 για το κενό και σχεδόν 1 για τον αέρα. Η εξίσωση (1.10) είναι γνωστή στην οπτική σαν *νόμος του Snell*.

Όταν το όριο μεταξύ των δύο μέσων είναι καμπύλο, η διάθλαση και σε αυτή την περίπτωση ακολουθεί ότι ακριβώς ισχύει και στην διάθλαση του φωτός. Αν η αλλαγή στην πυκνότητα του μέσου είναι σταδιακή, το φαινόμενο της διάθλασης είναι πιο σύνθετο. Το σχήμα 1.5 δείχνει ότι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα που διαδίδονται από το αραιό προς το πυκνό μέσο διαθλώνονται προσεγγίζοντας την κάθετο. Έτσι κύματα που διαδίδονται κατά την αντίθετη κατεύθυνση αποκλίνουν πολύ από την κατακόρυφο. Ωστόσο αν η πυκνότητα του μέσου μεταβάλλεται γραμμικά, οι ακτίνες θα καμπυλώνουν προς την κατακόρυφο όπως εικονίζεται και στο σχήμα 1.6



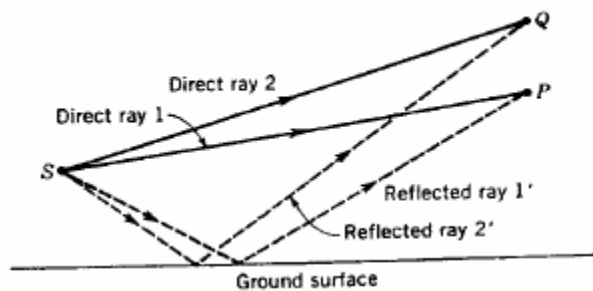
Σχήμα 1.6 : Διάθλαση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε μέσο με γραμμική αύξηση της πυκνότητας του

Το φαινόμενο αυτό συμβαίνει στην ατμόσφαιρα όπου η πυκνότητά της μεταβάλλεται με το ύψος. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να λαμβάνει χώρα μια ασθενής διάθλαση και έτσι τα κύματα αντί να ακολουθούν ευθείες τροχιές καμπυλώνουν σημαντικά. Με αυτό τον τρόπο ο ραδιορίζοντας αυξάνεται, αλλά τα αποτελέσματα είναι παρατηρήσιμα μόνο για ακτίνες που διαδίδονται οριζόντια. Στην πραγματικότητα αυτό που συμβαίνει είναι ότι η κορυφή του μετώπου του κύματος ταξιδεύει σε πιο αραιή περιοχή της ατμόσφαιρας από ότι η κάτω άκρη του και για αυτό το λόγο ταξιδεύει πιο γρήγορα. Ένα παρόμοιο φαινόμενο συναντάται όταν τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα συναντάνε την ιονόσφαιρα.

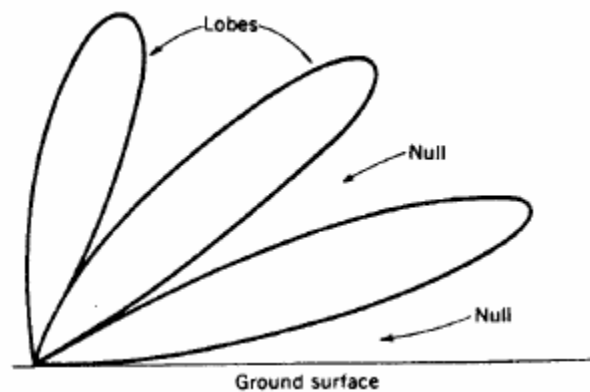
Συμβολή(interference) των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων Συνεχίζοντας τις ιδιότητες των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων θα εξετάσουμε το φαινόμενο της συμβολής τους. Συμβολή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων έχουμε όταν δύο κύματα φθάνουν στο ίδιο σημείο, διανύοντας διαφορετικές διαδρομές από την πηγή εκπομπής μέχρι το σημείο αυτό. Το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται συνεχώς σε διαδόσεις κυμάτων υψηλής συχνότητας στην ατμόσφαιρα και σε διαδόσεις κυμάτων μικροκυματικής συχνότητας. Η δεύτερη περίπτωση θα αναλυθεί στο σημείο αυτό. Έστω ότι έχουμε τοποθετημένη μια μικροκυματική κεραία κοντά στο έδαφος. Τα κύματα τα οποία εκπέμπει φθάνουν στην κεραία λήψης ακολουθώντας όχι μόνο την απευθείας διάδοση αλλά και τις ανακλάσεις από το έδαφος. Αυτό παρουσιάζεται σχηματικά στο σχήμα 1.7

Είναι προφανές ότι το μήκος της απευθείας διαδρομής είναι μικρότερο από το μήκος της διαδρομής του ανακλώμενου κύματος. Για ένα συνδυασμό της συχνότητας και του ύψους της κεραίας από το έδαφος, η διαφορά μεταξύ των διαδρομών l και l' είναι ακριβώς μισό μήκος κύματος. Έτσι αν το έδαφος είναι τέλειος ανακλαστήρας

τότε στο σημείο P θα έχουμε πλήρη εξουδετέρωσή του συνιστάμενου κύματος, ενώ αν το έδαφος έχει μη τέλει ανακλαστικές ιδιότητες τότε στο σημείο λήψης θα έχουμε μερική εξουδετέρωση. Αν πάρουμε ένα άλλο σημείο λήψης Q ώστε η διαφορά στις διαδρομές 2 και 2' να είναι ένα μήκος κύματος τότε, θα έχουμε ενίσχυση των λαμβανόμενων κυμάτων μερική ή ολική ανάλογα με την ανακλαστική ικανότητα του εδάφους. Η εναλλαγή τέτοιων σημείων δημιουργεί ένα διάγραμμα συμβολής, αποτελούμενο από εναλλασσόμενες ενισχύσεις(reinforcements) και εξουδετερώσεις(cancellations) του ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Το διάγραμμα αυτό εικονίζεται στο σχήμα 1.8.



Σχήμα 1.7 :Συμβολή απευθείας και ανακλώμενου υπό του εδάφους κυμάτων



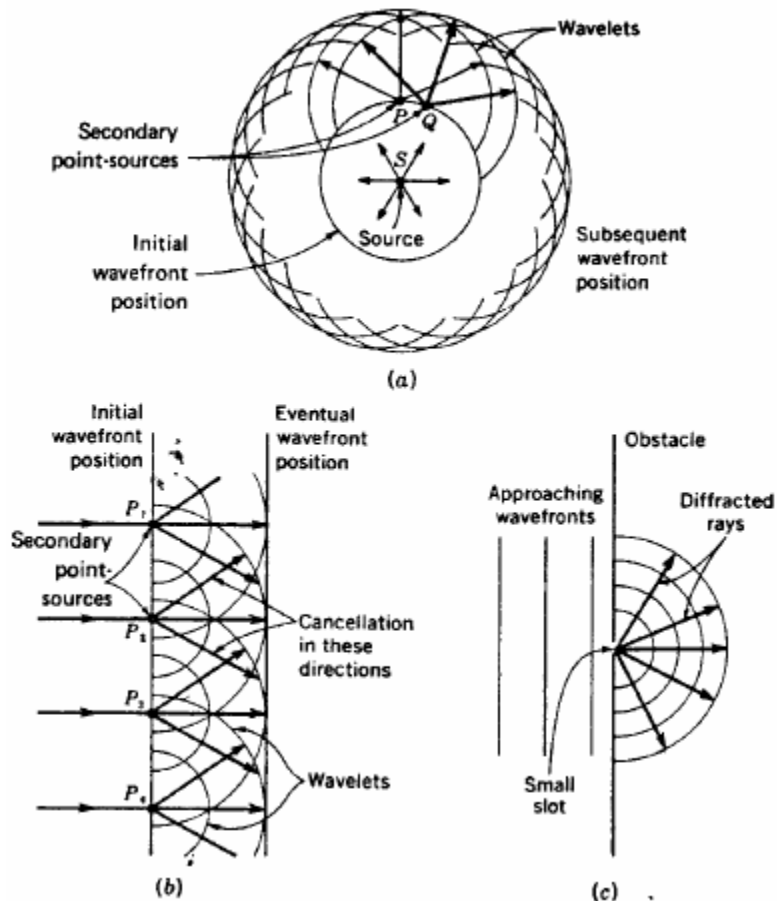
Σχήμα 1.8 :Συμβολή κυμάτων. Διάγραμμα ακτινοβολίας

Η καμπύλη στο σχήμα 1.8 ενώνει σημεία τα οποία έχουν την ίδια ένταση του ηλεκτρικού πεδίου. Το διάγραμμα αυτό αναφέρεται σε μια κεραία σε απόσταση από το έδαφος ενός μήκους κύματος, με τις ανακλάσεις από το έδαφος να δημιουργούν συμβολή. Διαγράμματα σαν το παραπάνω μπορούν να σχεδιαστούν για διάφορες τιμές της έντασης του πεδίου. Στο σχήμα 1.8 οι καμπύλες που μοιάζουν με πέταλα

λουλουδιού ονομάζονται λοβοί. Οι λοβοί αντιστοιχούν σε σημεία ενίσχυσης όπως το Q στο σχήμα 1.7 και τα μηδενικά (nulls) αντιστοιχούν σε σημεία εξουδετέρωσης P.

Για συχνότητες στην περιοχή VHF η συμβολή των κυμάτων είναι ασήμαντη, επειδή στις συχνότητες αυτές τα μήκη κύματος είναι πολύ μεγάλα. Στις UHF και άνω συχνότητες, η συμβολή των κυμάτων είναι αρκετά σημαντική και πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψιν. Το φαινόμενο αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό στα radar και σε άλλα μικροκυματικά συστήματα. Για παράδειγμα αν ο στόχος βρίσκεται σε μια κατεύθυνση ενός null, τότε όσο και να αυξηθεί η ισχύς του radar δεν μπορεί να ανιχνευτεί ο στόχος. Επίσης σημαντικό στοιχείο για τα full range radars είναι η γωνία που σχηματίζει ο πρώτος λοβός με το έδαφος. Στο παράδειγμα αυτό η κεραία εκπομπής είναι οριζόντια και η περιοχή ανίχνευσης από το radar περιορίζεται όχι από την ισχύ εκπομπής και την ευαισθησία του δέκτη αλλά από το γεγονός ότι στην συγκεκριμένη κατεύθυνση υπάρχει null σημείο. Λύση στο πρόβλημα αυτό μπορεί να δοθεί ανυψώνοντας την κεραία και στρέφοντάς την προς τα κάτω.

Περίθλαση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων Η περίθλαση είναι μια άλλη ιδιότητα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και προέρχεται από την ύπαρξη σχισμών σε ένα αγωγίμο επίπεδο ή την ύπαρξη αιχμηρών εμποδίων. Το φαινόμενο αυτό ανακαλύφτηκε τον δέκατο έβδομο αιώνα και απετέλεσε την βάση για την ανάπτυξη της θεωρίας του Huygens. Σύμφωνα με το θεώρημα του Huygens κάθε σημείο του μετώπου ενός σφαιρικού κύματος μπορεί να θεωρηθεί σαν μια πηγή κυμάτων, η οποία ακτινοβολεί προς την εξωτερική πλευρά όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.9 Το συνολικό πεδίο σε σημεία μακριά από την πηγή είναι ίσο με το διάνυσμα του αθροίσματος των δευτερευόντων αυτών κυματιδίων. Για κανονική διάδοση, το θεώρημα του Huygens δεν λαμβάνεται υπ' όψιν αλλά σε περιπτώσεις που ο υπολογισμός της περίθλασης κυμάτων είναι ζητούμενος πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψιν. Η θεωρία του Huygens μπορεί να αποδειχτεί επίσης και με βάση τις εξισώσεις του Maxwell.



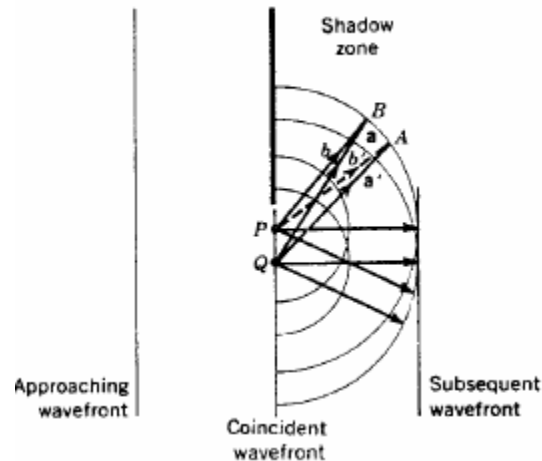
Σχήμα 1.9: Περίθλαση (α) Σφαιρικό κύμα (β) Επίπεδο κύμα (γ) Δια μέσου μιας μικρής οπής

Ας θεωρήσουμε ένα επίπεδο κύμα, σχήμα 1.9b. Το ερώτημα που γεννάται είναι, γιατί το μέτωπο του κύματος κατά την διάδοσή του συνεχίζει να είναι επίπεδο και δεν απλώνεται προς όλες τις κατευθύνσεις; Η απάντηση είναι ότι αν θεωρήσουμε ένα άπειρο επίπεδο κύμα τότε μαθηματικά αποδεικνύεται ότι σε όλες τις κατευθύνσεις εκτός από την πραγματική του κύματος τα δευτερεύοντα κυματίδια εξουδετερώνονται. Έτσι το μέτωπο του κύματος συνεχίζει να είναι επίπεδο.

Από τη άλλη πλευρά αν θεωρήσουμε ένα πεπερασμένο κύμα, η εξουδετέρωση των δευτερευόντων κυματιδίων δεν είναι πλήρης και λαμβάνουν χώρα φαινόμενα απόκλισης (diverge) ή σκέδασης (scattering). Πιο αναλυτικά, θεωρούμε ένα μικρό κύμα ώστε να μπορεί να διέλθει από μια μικρή οπή ενός αγωγίμου επιπέδου όπως του σχήματος 1.9c. Το κύμα στην περίπτωση αυτή παραμένει επίπεδο μέχρι να διέλθει την οπή οπότε απλώνεται προς όλες τις κατευθύνσεις. Στην περίπτωση αυτή η οπή δρα σαν μια σημειακή πηγή κυμάτων και ακτινοβολεί προς όλες τις κατευθύνσεις. Η ακτινοβολία είναι μέγιστη μπροστά από την οπή και στην συνέχεια εξασθενεί σταδιακά.

Το σχήμα 1.10 δείχνει τι συμβαίνει σε ένα επίπεδο κύμα όταν συναντά μια ακμή ενός εμποδίου. Παρατηρούμε ότι το φαινόμενο της περίθλασης λαμβάνει χώρα και στην περίπτωση αυτή για τους ίδιους λόγους όπως και προηγουμένως. Ας θεωρήσουμε δύο σημεία P και Q όπως δείχνει το σχήμα 1.10, τα οποία όπως και προηγουμένως θεωρούνται πηγές κυματιδίων. Παρατηρούμε ότι υπάρχει ακτινοβολία και σε κατευθύνσεις εκτός της κύριας κατεύθυνσης διάδοσης. Αν η ακμή του εμποδίου δε υπήρχε τότε ακτινοβολία εκτός της κύριας διεύθυνσης διάδοσης του

κύματος δεν θα είχαμε εξαιτίας της δημιουργίας και άλλων σημειακών πηγών και της αμοιβαίας εξουδετέρωσης μεταξύ τους.



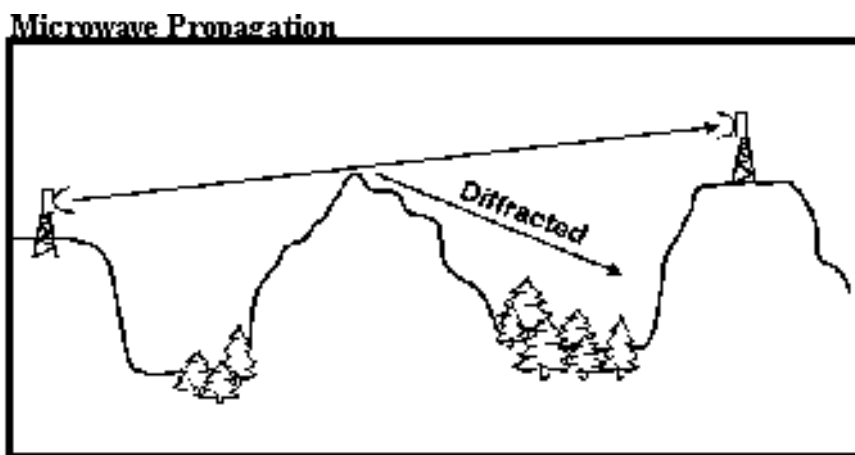
Σχήμα 1.10 :Περίθλαση κυμάτων από μια ακμή ενός εμποδίου

Η ακτινοβολία σε μεγάλες αποστάσεις από την ακμή ελαττώνεται αλλά όχι σε τέτοιο βαθμό όπως στην περίπτωση της οπής διότι λαμβάνει χώρα το φαινόμενο της συμβολής. Για ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος, οι ακτίνες a και a' που προέρχονται από τα P , Q αντίστοιχα, έχουν διαφορά διαδρομής μισό μήκος κύματος και για αυτόν το λόγο εξουδετερώνονται. Με παρόμοιο τρόπο, οι ακτίνες b και b' έχουν διαφορά διαδρομής ένα μήκος κύματος και στην περίπτωση αυτή έχουμε το φαινόμενο της ενίσχυσης προς την κατεύθυνση αυτή.

Ο τύπος αυτός της περίθλασης λαμβάνεται υπ όψιν σε δύο πρακτικές περιπτώσεις. Πρώτον, ορισμένες φορές σήματα είναι δυνατόν να λαμβάνονται πίσω από ψηλά κτίρια ή πίσω από βουνά και άλλα παρόμοια εμπόδια σαν αποτέλεσμα της περίθλασης. Δεύτερον, στην σχεδίαση των μικροκυματικών κεραιών.

Η ένταση του πεδίου ή ισοδύναμα το μέγεθος των απωλειών κοντά και πίσω από τα εμπόδια εξαρτάται από

- Από το ραδιοηλεκτρικό μέγεθος των εμποδίων: όσο πιο μικρό είναι το μήκος κύματος συγκριτικά με τις φυσικές διαστάσεις του εμποδίου, τόσο πιο μεγάλες είναι οι απώλειες περίθλασης. Επομένως οι ζεύξεις σε υψηλές συχνότητες έχουν μεγαλύτερες απώλειες και οφείλει κανείς να τις συνυπολογίσει προσπαθώντας να τις μειώσει. Το γεγονός αυτό εξηγεί τη συγκριτικά μεγαλύτερη επιτυχία των VHF ζεύξεων και γενικότερα των χαμηλών συχνοτήτων σε δυσμενή περιβάλλοντα (περιοχές με ορεινούς όγκους κλπ).
- Από τη θέση του εμποδίου σχετικά με το ευθεία οπτικής επαφής, ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη. Όσο πιο έντονα παρεμβάλλεται το εμπόδιο στην ευθεία οπτικής επαφής τόσο πιο μεγάλες είναι οι απώλειες και ο δέκτης μετακινείται σε περιοχές πιο έντονης ραδιοσκίασης.



Σχήμα . 1.11 Περίθλαση από εμπόδια που βρίσκονται κοντά στην ευθεία οπτικής επαφής πομπού-δέκτη χωρίς να παρεμβάλλονται σε αυτή.

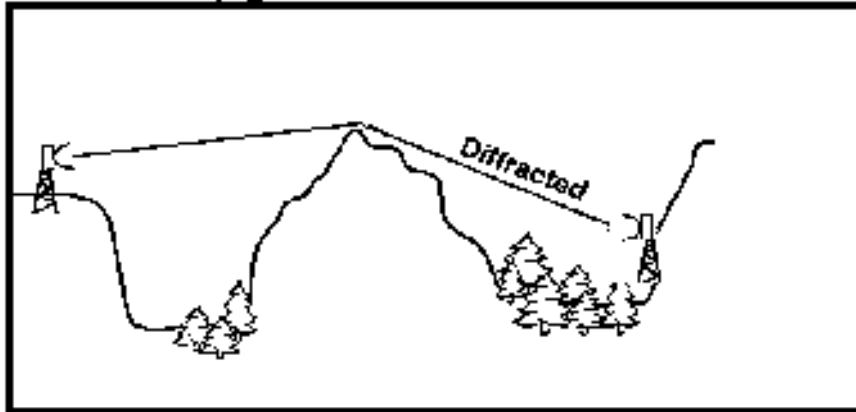
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.11, όταν ένα εμπόδιο βρίσκεται κοντά στην ευθεία οπτικής επαφής και πολύ περισσότερο όταν παρεμβάλλεται, επιβαρύνει τη ζεύξη με απώλειες περιθλάσεως και ενδεχόμενα παρεμβολές προς άλλους δέκτες. Το φαινόμενο αυτό είναι σημαντικό μειονέκτημα στις υψηλές συχνότητες, ενώ αντίθετα στις χαμηλές συχνότητες μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κάλυψη δεκτών ακόμη και εάν δεν υπάρχει οπτική επαφή (Σχήμα 1.12).

Τα φαινόμενα περίθλασης οφείλονται στην πρόσπτωση του κύματος στις κορυφές εμποδίων. Ο υπολογισμός των απωλειών λόγω περίθλασης διευκολύνεται από την κατηγοριοποίηση των εμποδίων ανάλογα με την γεωμετρία τους. Συνηθισμένα μοντέλα μελέτης του φαινομένου της περίθλασης είναι:

- Η λεία σφαιρική γή που μπορεί να θεωρηθεί ως ένας μεγάλος σφαιρικός σκεδαστής.
- Τραχειές επιφάνειες που περιλαμβάνουν ένα σύνολο από φυσικά ή τεχνητά εμπόδια όπως λόφοι, βλάστηση και κτήρια.
- Μεμονωμένα Εμπόδια που προσομοιώνονται με απλοποιημένα μοντέλα όπως αιχμηρά διαφράγματα, εμπόδια ορθογωνικής διατομής ή καμπύλης διατομής καθώς και σφηνοειδή εμπόδια.

Για τις προαναφερόμενες περιπτώσεις υπάρχουν μια σειρά εμπειρικών τύπων και διαγραμμάτων με τη βοήθεια των οποίων μπορούν να υπολογιστούν κατά προσέγγιση οι απώλειες λόγω περίθλασης. Οι πιο σημαντικές περιπτώσεις περιέχονται στη διεθνή σύσταση **ITU-R P. 526**.

Microwave Propagation



Σχήμα 1.12 Ζεύξη χωρίς οπτική επαφή λόγω Περίθλασης σε χαμηλές συχνότητες.

Περίθλαση από δέντρα και δάση

Τα δέντρα και γενικότερα η πυκνή βλάστηση μπορεί να αποδειχθεί μια σημαντική πηγή απωλειών διάδοσης. Τα μεμονωμένα δέντρα, συνήθως, δεν αποτελούν σοβαρό πρόβλημα σε αντίθεση με τα πυκνά δάση. Η εξασθένηση αυξάνεται ανάλογα με την απόσταση που διανύει το κύμα μέσα στο δάσος και τη συχνότητα. Σύμφωνα με δεδομένα του **CCIR**, η εξασθένηση είναι της τάξης των 0.05 dB/m στα 200 MHz, 0.1 dB/m στα 500 MHz, 0.2 dB/m στα 1 GHz, 0.3 dB/m στα 2 GHz και 0.4 dB/m στα 3 GHz. Στις χαμηλότερες συχνότητες, η εξασθένηση είναι μικρότερη για την οριζόντια πόλωση συγκριτικά με την κατακόρυφη. Η διαφοροποίηση ανάμεσα στα δύο είδη πόλωσης πρακτικά παύει να υφίσταται για συχνότητες πάνω από το 1 GHz.

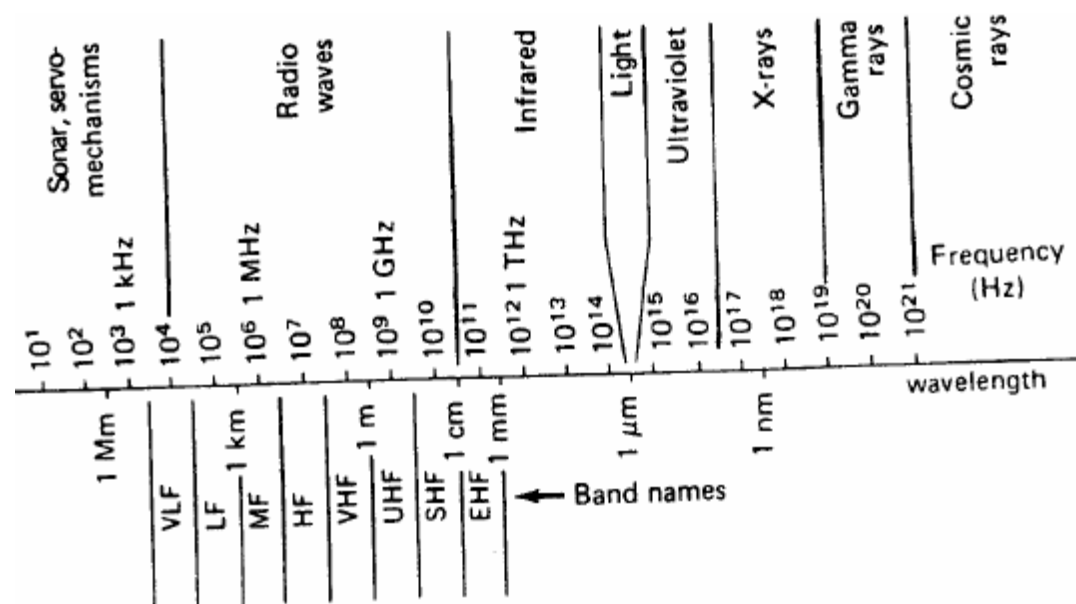
2 ΔΙΑΔΟΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στην ατμόσφαιρα δεν εξαρτάται μόνο από τις ιδιότητες αυτές καθ' αυτές των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων αλλά και από τα χαρακτηριστικά της ατμόσφαιρας. Επειδή η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων εξαρτάται σημαντικά από την συχνότητα στο σχήμα 2.1 φαίνεται το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα συχνοτήτων με τον άξονα της συχνότητας να είναι σε λογαριθμική κλίμακα.

Τα κύματα διαδίδονται σε ευθείες τροχιές εκτός αν η ατμόσφαιρα με τα χαρακτηριστικά της αλλάξουν την πορεία τους. Εκτός ελαχίστων περιπτώσεων κύματα σε συχνότητες άνω της περιοχής HF διαδίδονται σε ευθείες τροχιές. Τα κύματα αυτά ονομάζονται μερικές φορές τροποσφαιρικά κύματα επειδή διαδίδονται στην τροπόσφαιρα, το στρώμα της ατμόσφαιρας πιο κοντά στο έδαφος. Για συχνότητες κάτω από την ζώνη HF τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται γύρω από την γη, ορισμένες φορές κάνοντας πλήρη περιστροφή. Έτσι μπορούμε να πούμε ότι δημιουργείται ένα είδος κυματοδηγού μεταξύ του χαμηλότερου επιπέδου της ιονόσφαιρας και της επιφάνειας της γης. Τα κύματα αυτά ονομάζονται κύματα επιφανείας και χρησιμοποιούνται για διαδόσεις χωρίς οπτική επαφή.

Ηλεκτρομαγνητικά κύματα στις συχνότητες της ζώνης HF ανακλώνται από την ιονόσφαιρα και ονομάζονται ουράνια ή ιονοσφαιρικά κύματα. Τέτοιου είδους κύματα εκπέμπονται προς τον ουρανό ανακλώνται από την ιονόσφαιρα και επιστρέφουν στο έδαφος πολύ πέρα από τον ορίζοντα. Για να φθάσουν τα κύματα αυτά σε δέκτες που βρίσκονται στο άλλο ημισφαίριο της γης πρέπει να ανακλαστούν μεταξύ της γης και τη ιονόσφαιρας αρκετές φορές.

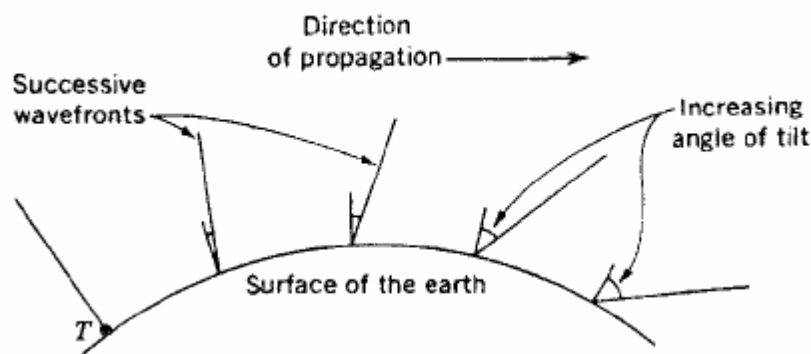


Σχήμα 2.1 : Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα

2.2 ΚΥΜΑΤΑ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (Ground Waves)

Τα επίγεια κύματα κινούνται κατά μήκος της επιφάνειας της γης και πρέπει να πολωθούν κατακόρυφα προς αποφυγή short circuiting της ηλεκτρικής συνιστώσας. Κατά την διάδοση ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος κοντά στην επιφάνεια της γης επάγεται ρεύμα στο έδαφος και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα μέρος της ενέργειάς του να απορροφάται από αυτό.

Υπάρχει κι άλλος τρόπος εξασθένησης του σήματος. Το κύμα λόγω διάθλασης σταδιακά αποκτά κλίση (tilt), όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2 Όσο το κύμα μεταδίδεται επάνω από τη γη αποκτά όλο και μεγαλύτερη κλίση έτσι ώστε να προκαλείται μεγαλύτερο short circuiting της ηλεκτρικής συνιστώσας. Τελικά και σε απόσταση ορισμένων μηκών κύματος μακριά από την κεραία το κύμα «οριζοντιώνεται & πεθαίνει» (lies down and dies). Αυτό αποκτά ιδιαίτερη σημασία αφού δείχνει ότι η μέγιστη εμβέλεια ενός τέτοιου πομπού εξαρτάται τόσο από τη συχνότητα όσο και από την ισχύ μετάδοσης. Έτσι στην VLF μάλιστα η ανεπαρκής εμβέλεια μετάδοσης μπορεί να αντιμετωπιστεί με αύξηση της ισχύος μετάδοσης. Από την άλλη αυτή η μέθοδος δεν δουλεύει κοντά στην κορυφή της MF κλίμακας αφού η μετάδοση εδώ εξαρτάται άμεσα από την κλίση.



Σχήμα 2.2 : Διάδοση μέσω κυμάτων εδάφους

Ένταση ηλεκτρικού πεδίου σε απόσταση Κατά την εκπομπή ενός κύματος επιφανείας από μια κεραία εκπομπής αυξάνεται η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε μια απόσταση από την πηγή, η οποία υπολογίζεται με χρήση των εξισώσεων του Maxwell. Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε Volts/m λαμβάνοντας υπ' όψιν το κέρδος της κεραίας εκπομπής δίνεται από τη σχέση:

$$E = \frac{120\pi h_t I}{\lambda d} \quad (2.1)$$

Αν τώρα μία κεραία λήψης τοποθετηθεί στο σημείο αυτό το σήμα που θα λάβει θα είναι σε Volts:

$$V = \frac{120\pi h_t h_r I}{\lambda d} \quad (2.2)$$

όπου:

120π =χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση του ελεύθερου χώρου
 h_t =ενεργό μήκος κεραίας μετάδοσης

h_r = ενεργό μήκος κεραίας λήψης

I = ρεύμα που διαρρέει την κεραία εκπομπής

d =απόσταση από την κεραία εκπομπής

λ =μήκος κύματος

Εάν η απόσταση μεταξύ των δύο κεραιών είναι αρκετά μεγάλη η μείωση της ισχύος του πεδίου, που οφείλεται στο έδαφος και την ατμοσφαιρική απορρόφηση, συνεπάγεται μείωση της τιμής των Volts που λαμβάνονται, λιγότερα από αυτά που υπολογίζονται από τη σχέση 2.2 Ο υπολογισμός της μείωσης της ισχύος του κύματος όταν αυτό φθάνει στην κεραία λήψης είναι εφικτός. Η φυσιολογική διαδικασία περιλαμβάνει τον υπολογισμό της ισχύος του σήματος με τη βοήθεια εμπειρικών γραφημάτων και πινάκων.

Διάδοση στη ζώνη VLF Όταν η διάδοση γίνεται επάνω από καλό αγωγό όπως το θαλασσινό νερό, ειδικά σε συχνότητες κάτω από 100kHz, η απορρόφηση λόγω ανάκλασης στην επιφάνεια του νερού είναι μικρή το ίδιο και η εξασθένηση από την ατμόσφαιρα. Η γωνία κλίσης είναι ο κύριος και καθοριστικός παράγοντας σε διαδόσεις μεγάλων αποστάσεων τέτοιων σημάτων. Ο βαθμός κλίσης εξαρτάται από την απόσταση από την κεραία σε μήκη κύματος και συνεπώς έχουμε πρόιμη εξαφάνιση του κύματος επιφάνειας στην HF μετάδοση. Αντίστροφα και λόγω των μεγάλων μηκών κύματος των VLF σημάτων, τα κύματα σε αυτό το εύρος μπορούν να ταξιδεύουν σε μεγάλες αποστάσεις πριν εξαφανιστούν (γύρω από την Γη αν εκπέμφθηκαν με επαρκή ισχύ).

Σε αποστάσεις άνω των 1000 km το κύμα εδάφους (ground or surface wave) είναι εξαιρετικά σταθερό δείχνοντας ασήμαντη ημερήσια, εποχιακή ή ετήσια μεταβολή. Η διάδοση σε τόσο μεγάλες αποστάσεις στην VLF μάλιστα γίνονται συνήθως εκμεταλλευόμενοι το φαινόμενο του τροποσφαιρικού κυματοδηγού ο οποίος

και θα αναπτυχθεί παρακάτω. Επίσης, στις συχνότητες αυτές λαμβάνουν χώρα φαινόμενα (μεγάλης ή μικρής διάρκειας) μεταβολής της ισχύος του κύματος με τα πρώτα να περιλαμβάνουν και τον 11-ετή ηλιακό κύκλο. Η ισχύς των σημάτων χαμηλής συχνότητας μεταβάλλεται βαθμιαία τόσο που δεν παρατηρείται απότομη εξασθένιση. Η μετάδοση σε αυτά τα μήκη κύματος επιτυγχάνει αξιόπιστη επικοινωνία σε μεγάλες αποστάσεις.

Η διάδοση στην μπάντα VLF χρησιμοποιείται κυρίως στις «θαλάσσιες επικοινωνίες» αλλά και σε διαδόσεις χρόνου και συχνότητας. Τα πλοία χρησιμοποιούν τις συχνότητες που τους έχουν παραχωρηθεί (10 έως 110 kHz) για ραδιοναυσιπλοΐα και θαλάσσια ασύρματη επικοινωνία. Οι μεταδόσεις χρόνου και συχνότητας γίνονται σε συχνότητες όπως 16 kHz και τα 17.8 kHz. Παρέχουν έτσι μία παγκόσμια ωριαία μετάδοση σταθερών ραδιοσυχνοτήτων, σταθερές χρονικές αποστάσεις, ανακοινώσεις χρόνου, σταθερό μουσικό τόνο, σταθερές ακουστικές συχνότητες και πληροφορίες ραδιομετάδοσης. Αυτές οι υπηρεσίες παρέχονται επίσης και στα HF, τυχαία, από σταθμούς όπως ο WWV (Ft.Collins,Colorado) και ο WWVH(Hawaii) που λειτουργούν στα 2.5 MHz και τις πέντε πρώτες αρμονικές των 5 MHz. Αφού οι VLF κεραίες είναι σίγουρα αναποτελεσματικές, χρησιμοποιούνται υψηλές ισχύς εκπομπής και πολύ μεγάλα μήκη κεραιών. Έτσι συναντάμε τις περισσότερες φορές ισχύς εκπομπής μεγαλύτερες από 1 MW στην VLF μπάντα. Για παράδειγμα οι αμερικάνικοι ναυτιλιακοί σταθμοί έχουν συστοιχία κεραιών που αποτελείται από 13 πολύ ψηλά στοιχεία, το ψηλότερο από τα οποία έχει ύψος 387 m, με χαμηλότερη συχνότητα μετάδοσης στα 15 kHz.

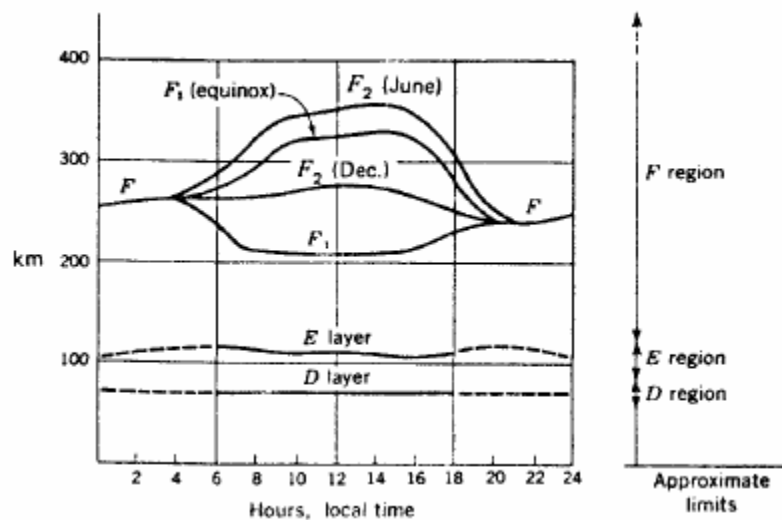
2.3 ΟΥΡΑΝΙΑ ΚΥΜΑΤΑ (Sky waves) - Η ΙΟΝΟΣΦΑΙΡΑ

Πριν ακόμα το 1925, υπήρχε η υποψία ότι ο ιονισμός των ανωτέρων στρωμάτων της γήινης ατμόσφαιρας παίζει ένα ρόλο στη διάδοση των ραδιοκυμάτων, ειδικά στις υψηλές συχνότητες. Η πειραματική δουλειά του Appleton έδειξε πως η ατμόσφαιρα λαμβάνει επαρκή ενέργεια από τον ήλιο ώστε τα μόριά της να χωρίζονται σε θετικά και αρνητικά ιόντα, τα οποία και παραμένουν ιονισμένα για μεγάλα χρονικά διαστήματα. Έδειξε επίσης πως διάφορα επίπεδα ιονισμού σε διαφορετικά ύψη της ατμόσφαιρας (υπό ορισμένες συνθήκες) αντανακλούν πίσω στη γη τα κύματα με υψηλές συχνότητες που διαφορετικά θα χάνονταν στο διάστημα. Αυτά τα επίπεδα έχουν συγκεκριμένη επίδραση στη μετάδοση των ραδιοκυμάτων και χρήζουν λεπτομερειακής μελέτης.

Η Ιονόσφαιρα και η επίδρασή της Η ιονόσφαιρα είναι το ανώτερο στρώμα της ατμόσφαιρας. Απορροφά μεγάλες ποσότητες ηλιακής ακτινοβολίας κι έτσι θερμαίνεται και ιονίζεται. Υπάρχει πληθώρα φυσικών ιδιοτήτων της ιονόσφαιρας, όπως θερμοκρασία, πυκνότητα και σύνθεση. Εξαιτίας αυτών αλλά και των διαφορετικών τύπων ακτινοβολίας που απορροφά, η ιονόσφαιρα τείνει να διαστρωματώνεται δημιουργώντας έτσι περιοχές με διαφορετικά επίπεδα ιονισμού..

Οι πιο σημαντικοί παράγοντες ιονισμού είναι η υπεριώδης ηλιακή ακτινοβολία α , β και γ , όπως επίσης η κοσμική ακτινοβολία και οι μετεωρίτες. Όλα αυτά έχουν σαν αποτέλεσμα, όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.3 στην ιονόσφαιρα να σχηματίζονται τέσσερα βασικά επίπεδα D, E, F_1 , F_2 με αύξουσα σειρά. Τα δύο τελευταία συνδυάζονται τη νύχτα για να σχηματίσουν ένα μόνο επίπεδο.

Το στρώμα D είναι το χαμηλότερο στρώμα της ιονόσφαιρας. Υπάρχει σε ένα μέσο ύψος 70 χλμ, με μέσο πάχος 10 χλμ. Ο βαθμός ιονισμού του εξαρτάται από τη θέση του ήλιου ως προς τον ορίζοντα και για αυτό τον λόγο εξαφανίζεται κατά τη διάρκεια της νύχτας. Είναι το λιγότερο σημαντικό επίπεδο για την HF διάδοση. Αντανakλά κύματα στις συχνότητες VLF και LF και απορροφά κάποια στις MF και HF συχνότητες.



Σχήμα 2.3 : Τα στρώματα της ιονόσφαιρας της γης

Το στρώμα E ακολουθεί το D και βρίσκεται στα 100 χλμ περίπου, με πάχος 25 χλμ. Όπως και το στρώμα D εξαφανίζεται τη νύχτα. Ο λόγος είναι ο επανασχηματισμός των ιόντων σε μόρια, λόγω της απουσίας του ήλιου, όταν ακτινοβολία δε λαμβάνεται πλέον. Τα κύρια χαρακτηριστικά του επιπέδου E είναι η μικρή βοήθεια στην MF (surface-wave) διάδοση και η αντανάκλαση των HF κυμάτων κατά τη διάρκεια της ημέρας.

Το στρώμα Es είναι ένα λεπτό στρώμα πολύ υψηλού βαθμού ιονισμού και μερικές φορές εμφανίζεται μαζί με το στρώμα E. Καλείται αλλιώς και σποραδικό στρώμα E (sporadic layer E). Όταν εμφανίζεται διαρκεί μεγάλο χρονικό διάστημα και παραμένει ακόμα και κατά τη διάρκεια της νύχτας. Δεν επιφέρει σημαντικά αποτελέσματα στις διαδόσεις μεγάλων αποστάσεων αλλά μερικές φορές επιτρέπει ανέλπιστα καλή λήψη. Οι αιτίες που το δημιουργούν δεν έχουν αποσαφηνισθεί πλήρως.

Το στρώμα F_1 , όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3, βρίσκεται σε ύψος 180 km την ημέρα, ενώ την νύχτα ενώνεται με το στρώμα F_2 . Το πάχος του την ημέρα είναι περίπου 20 km. Αν και μερικά HF κύματα ανακλώνται από αυτό, τα περισσότερα το

διαπερνούν για να ανακλαστούν στο F_2 στρώμα. Η κύρια ιδιότητα του είναι λοιπόν ότι εξασθενεί σε πολύ μεγάλο βαθμό τα HF κύματα μέχρι που χάνονται.

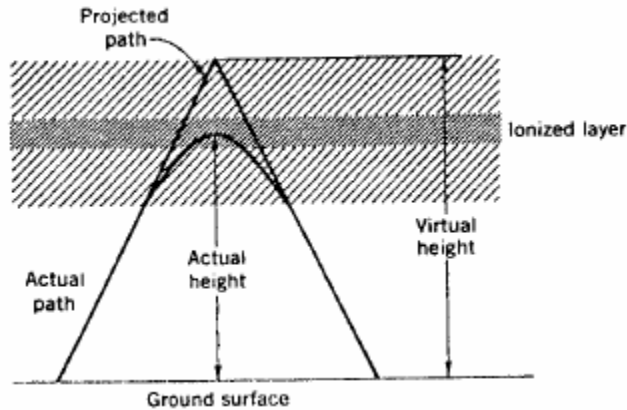
Το στρώμα F_2 είναι το πιο σημαντικό ανακλαστικό μέσο για τα ραδιοκύματα υψηλών συχνοτήτων. Το πάχος του, κατά προσέγγιση, μπορεί να ανέλθει στα 2000 km και το εύρος ύψους του από τα 250 ως τα 400 km την ημέρα. Τη νύχτα πέφτει σε ένα ύψος 300 km, όπου ενώνεται με το F_1 στρώμα. Το ύψος του αλλά και βαθμός ιονισμού του ποικίλουν εξαιρετικά, όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.3. Εξαρτώνται από τη ώρα της ημέρας, τη μέση θερμοκρασία περιβάλλοντος και τον ηλιακό κύκλο. Στο σημείο αυτό αξίζει να σημειωθεί ότι το στρώμα F διατηρείται και την νύχτα σε αντίθεση με τα άλλα στρώματα της ιονόσφαιρας. Υπάρχουν διάφοροι λόγοι για τους οποίους συμβαίνει αυτό. Ο πρώτος λόγος, είναι το γεγονός ότι είναι το πιο υψηλό στρώμα της ιονόσφαιρας και του μεγαλύτερου βαθμού ιονισμένο κατά συνέπεια υπάρχει η πιθανότητα ο ιονισμός να παραμείνει το βράδυ, σε κάποιο βαθμό τουλάχιστον. Ο δεύτερος κύριος λόγος είναι ότι αν και ο βαθμός ιονισμού είναι υψηλός, δεν συμβαίνει το ίδιο και με την πυκνότητα του αέρα και έτσι τα περισσότερα μόρια σε αυτό είναι ιονισμένα. Επιπλέον αυτή η χαμηλή πυκνότητα δίνει στα μόρια ένα μεγάλο μέσο ελεύθερο μονοπάτι (mean free path) (η στατιστική μέση απόσταση κατά την οποία ένα μόριο ταξιδεύει πριν συγκρουστεί με ένα άλλο μόριο). Αυτή η χαμηλή συχνότητα συγκρούσεων των μορίων σημαίνει πως σε αυτό το επίπεδο ο ιονισμός δεν εξαφανίζεται όταν ο ήλιος ανατέλλει. Τελικά πρέπει να σημειωθεί πως ο λόγος για την καλύτερη HF λήψη κατά τη διάρκεια της νύχτας είναι ο συνδυασμός των F_1 και F_2 στρωμάτων σε ένα στρώμα F καθώς επίσης και η εικονική εξαφάνιση των άλλων δύο επιπέδων, που προκαλούσε σημαντική απορρόφηση κατά τη διάρκεια της ημέρας.

Μηχανισμός Ανάκλασης Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα επιστρέφουν στη Γη αφού ανακλαστούν σε ένα από τα στρώματα της ιονόσφαιρας. Για την ακρίβεια ο μηχανισμός που επιδρά είναι η διάθλαση, περίπτωση παρόμοια με αυτή του σχήματος 1.6 Όσο ο βαθμός ιονισμού αυξάνει, για ένα κύμα που πλησιάζει το δεδομένο στρώμα της ιονόσφαιρας υπό μία γωνία τόσο μειώνεται ο δείκτης διάθλασης του στρώματος. Το προσπίπτων κύμα λοιπόν κυρτώνει όλο και περισσότερο από το κανονικό, όπως φαίνεται στο σχήμα .1.6

Αν η συχνότητα μεταβολής του δείκτη διάθλασης ανά μονάδα ύψους (μετρούμενη σε μήκη κύματος) είναι επαρκής, η διαθλώμενη ακτίνα τελικά θα γίνει παράλληλη με το στρώμα. Θα κυρτώσει τότε προς τα κάτω, για να ανακλαστεί τελικά από το ιονισμένο στρώμα υπό γωνία ίση με τη γωνία προσπτώσεώς της. Βέβαια στο σημείο αυτό πρέπει να αναφερθεί ότι λαμβάνει χώρα και κάποια απορρόφηση από το δεδομένο στρώμα της ιονόσφαιρας. Ορολογία και ορισμοί Η ορολογία που έχει αναπτυχθεί γύρω από την ιονόσφαιρα και τη sky-wave διάδοση περιλαμβάνει διάφορες εκφράσεις και ονομασίες, των οποίων το νόημα δεν είναι εμφανές πάντα.

Το εικονικό ύψος (virtual height) ενός ιονοσφαιρικού επιπέδου γίνεται καλύτερα κατανοητό από το σχήμα 2.4 Το σχήμα δείχνει πως όσο το κύμα διαθλάται, κυρτώνει σταδιακά παρά απότομα. Ωστόσο κάτω από το επίπεδο ιονισμού οι διαθλώμενες ακτίνες ακολουθούν μονοπάτια που είναι τα ίδια με αυτά που θα

υπήρχαν αν η διάθλαση είχε προκληθεί από επιφάνεια που θα βρισκόταν σε μεγαλύτερο ύψος το οποίο και καλείται εικονικό ύψος του συγκεκριμένου στρώματος. Αν το εικονικό ύψος είναι γνωστό είναι εύκολο να υπολογιστεί η γωνία προσπτώσεως που απαιτείται ώστε το κύμα να επιστρέψει στο έδαφος και σε ένα συγκεκριμένο σημείο.



Σχήμα 2.4 :Πραγματικό και εικονικό ύψος για ένα στρώμα ιονόσφαιρας

Η κρίσιμη συχνότητα (critical frequency) f_c , για δεδομένο στρώμα, είναι η υψηλότερη συχνότητα ενός κύματος το οποίο θα επιστρέψει στη γη αφού ανακλαστεί από την ιονόσφαιρα. Είναι σημαντικό να γνωρίζουμε ότι υπάρχει μέγιστο και απαραίτητο να γνωρίζουμε την τιμή του υπό συγκεκριμένες συνθήκες, δεδομένου ότι αυτή η τιμή μεταβάλλεται ανάλογα με τις επικρατούσες συνθήκες. Ένα κύμα κυρτώνει προς τα κάτω όταν η συχνότητα αλλαγής του βαθμού ιονισμού της ιονόσφαιρας είναι τέτοια ώστε να το αναγκάσει να ανακλαστεί σε αυτήν. Επίσης προκύπτει πως όσο πιο κάθετη είναι η προσπίπτουσα σε ένα στρώμα της ιονόσφαιρας ακτίνα τόσο πιο πολύ πρέπει να κυρτώσει για να επιστρέψει πίσω στη Γη. Το αποτέλεσμα αυτών των δύο ιδιοτήτων είναι διπλό. Αρχικά όσο πιο υψηλή είναι η συχνότητα τόσο πιο μικρό είναι το μήκος κύματος και λιγότερο πιθανή είναι η αλλαγή στον βαθμό ιονισμού της ιονόσφαιρας ώστε να είναι δυνατή η διάθλαση του κύματος και στην συνέχεια η ανάκλασή του και η επιστροφή του στη γη. διάθλαση. Δεύτερον, όσο πιο κάθετη είναι μια δεδομένη προσπίπτουσα ακτίνα τόσο λιγότερο πιθανό είναι να επιστρέψει στο έδαφος. Αυτό συνεπάγεται πως μία μέγιστη συχνότητα πρέπει να υπάρχει επάνω από την οποία οι ακτίνες διαπερνούν την ιονόσφαιρα. Όταν η γωνία πρόσπτωσης είναι κάθετη η συχνότητα αυτή ονομάζεται κρίσιμη συχνότητα. Οι τιμές της κυμαίνονται μεταξύ 5 και 12 MHz για το F_2 στρώμα.

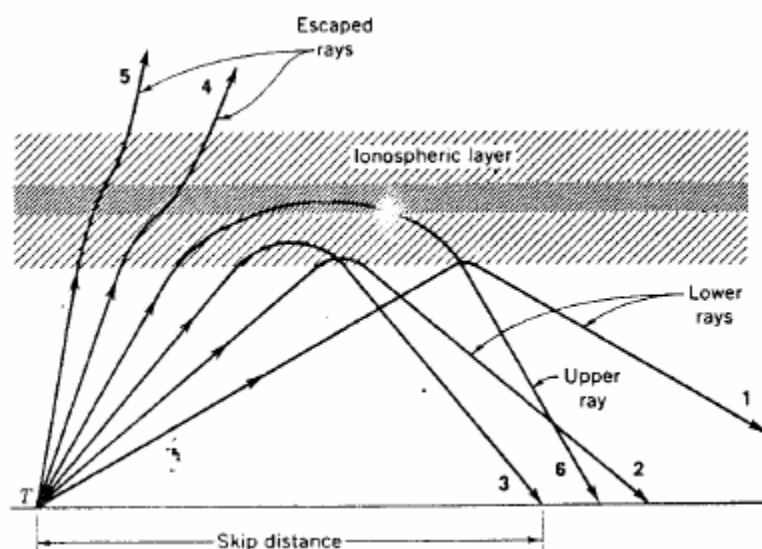
Όταν η γωνία πρόσπτωσης είναι διαφορετική από 90 μοίρες η παραπάνω συχνότητα ονομάζεται μέγιστη χρησιμοποιούμενη συχνότητα (Maximum usable frequency) MUF. Έτσι για γωνία πρόσπτωσης θ :

$$MUF = \frac{\text{critical - frequency}}{\cos \theta}$$

$$= f_c \sec \theta \quad (2.3)$$

Η παραπάνω σχέση αποτελεί τον ονομαζόμενο secant law και είναι πολύ χρήσιμη για αρχικούς προσεγγιστικούς υπολογισμούς για συγκεκριμένο MUF. Η παραπάνω σχέση ισχύει μόνο για επίπεδη γη και επίπεδη ανακλώμενη επιφάνεια. Παρόλα αυτά η γωνία πρόσπτωσης δεν είναι πρωτεύουσας σημασίας αφού καθορίζεται από την απόσταση μεταξύ των σημείων που θα συνδεθούν για μια sky-wave μετάδοση. Η MUF καθορίζεται από αυτά τα δύο σημεία παρά από τη γωνία πρόσπτωσης στην ιονόσφαιρα. Ορίζεται ως η υψηλότερη συχνότητα που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για sky-wave επικοινωνία μεταξύ δύο δεδομένων σημείων στη γη. Υπάρχουν διαφορετικές τιμές MUF για κάθε ζευγάρι σημείων στη γη. Συνήθεις τιμές για το MUF είναι από 8 έως 35 MHz, αλλά μετά από ασυνήθιστη ηλιακή δραστηριότητα μπορεί να αυξηθούν μέχρι τα 50 MHz. Η υψηλότερη συχνότητα για μια δεδομένη ζεύξη στην πράξη είναι πάντα μικρότερη από την MUF, αλλά όχι πολύ μικρότερη για λόγους που θα αναφερθούν στη συνέχεια.

Η απόσταση υπερπήδησης (skip distance) είναι η μικρότερη απόσταση από τον πομπό, μετρούμενη στην επιφάνεια της γης, στην οποία ένα sky-wave κύμα συγκεκριμένης συχνότητας (μεγαλύτερη από f_c) θα επιστρέψει στη γη. Σχ. 2.5



Σχήμα 2.5 :Επίδραση της ιονόσφαιρας σε κύματα τα οποία εκπέμπονται με διαφορετικές γωνίες

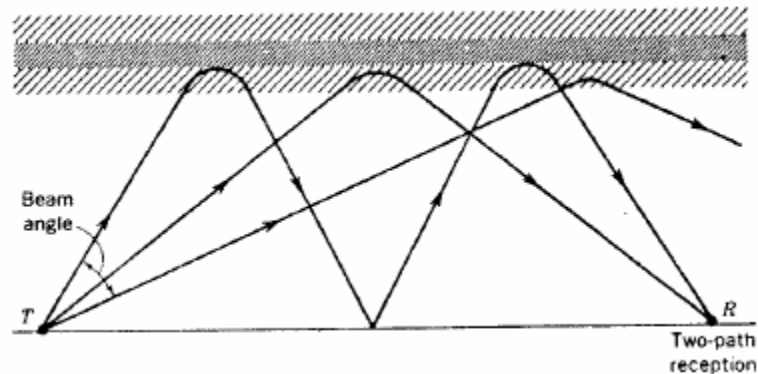
Όταν η γωνία πρόσπτωσης γίνεται πολύ μεγάλη (σχ.2.5 ακτίνα 1) το κύμα επιστρέφει στο έδαφος σε μία μεγάλη απόσταση από τον πομπό. Όσο αυτή η απόσταση μειώνεται φυσιολογικά το κύμα επιστρέφει όλο και πιο κοντά στον πομπό (ακτίνα 2 και 3). Αν η γωνία γίνει πολύ μικρότερη από αυτή της ακτίνας 3 η ακτίνα θα είναι σχεδόν κατακόρυφη με αποτέλεσμα να μην επιστρέψει στη γη (ακτίνες 4 και 5). Και στις δύο περιπτώσεις η κύρτωση δεν επαρκεί για την επιστροφή του κύματος, εκτός κι αν η συχνότητα που χρησιμοποιείται για επικοινωνία είναι μικρότερη από την κρίσιμη συχνότητα (το πιο συχνό φαινόμενο). Σε αυτή την περίπτωση όλα τα κύματα επιστρέφουν στη γη. Τελικά αν η γωνία πρόσπτωσης είναι λίγο μικρότερη

από αυτή της ακτίνας 3, το κύμα μπορεί να επιστρέψει, αλλά η απόσταση θα είναι μεγαλύτερη από αυτή του σημείου επιστροφής της ακτίνας 3 (ακτίνα 6). Η ψηλότερη

αυτή ακτίνα κυρτώνει σταδιακά, διότι η πυκνότητα των ιόντων μεταβάλλεται πολύ αργά σε αυτή τη γωνία. Τέλος επιστρέφει στη γη σε μία αξιοσημείωτη απόσταση από τον πομπό και είναι σημαντικά εξασθενημένη.

Η ακτίνα 3 προσπίπτει στο στρώμα της ιονόσφαιρας με μια γωνία τέτοια, που έχει σαν συνέπεια την επιστροφή της κοντά στον πομπό. Η απόσταση αυτή είναι η απόσταση υπερπήδησης (skip distance). Έτσι λοιπόν προκύπτει το συμπέρασμα ότι κάθε ακτίνα που εκπέμπεται με συχνότητα μεγαλύτερη της συχνότητας της ακτίνας 3 και με γωνία ίση με την γωνία εκπομπής της ακτίνας 3 δεν θα επιστρέφει στην γη. Έτσι λοιπόν για δύο δοσμένα σημεία στη επιφάνεια της γης η απόσταση υπερπήδησης (skip distance) είναι ίση με την πραγματική τους απόσταση όταν η συχνότητα εκπομπής είναι ίση με την MUF.

Σε αποστάσεις από τον πομπό ίσες με την skip distance μόνο η κανονική ή η μικρότερης γωνίας εκπομπής ακτίνες μπορούν να φτάσουν τον προορισμό, ενώ για μεγαλύτερες αποστάσεις μπορεί να ληφθεί επίσης και η μεγαλύτερης γωνίας εκπομπής ακτίνα προκαλώντας βέβαια παρεμβολή. Αυτός είναι ένας λόγος για τον οποίο δεν χρησιμοποιούνται σε ζεύξεις συχνότητες πολύ μικρότερες της MUF. Ένας άλλος λόγος είναι η έλλειψη κατευθυντικότητας των κεραιών υψηλής συχνότητας. Αν η χρησιμοποιούμενη συχνότητα είναι αρκετά χαμηλή, είναι πιθανό να λάβουμε χαμηλότερες ακτίνες από δύο διαφορετικά μονοπάτια μετά από ένα ή δύο αναπηδήσεις, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6, προκαλώντας παρεμβολή.



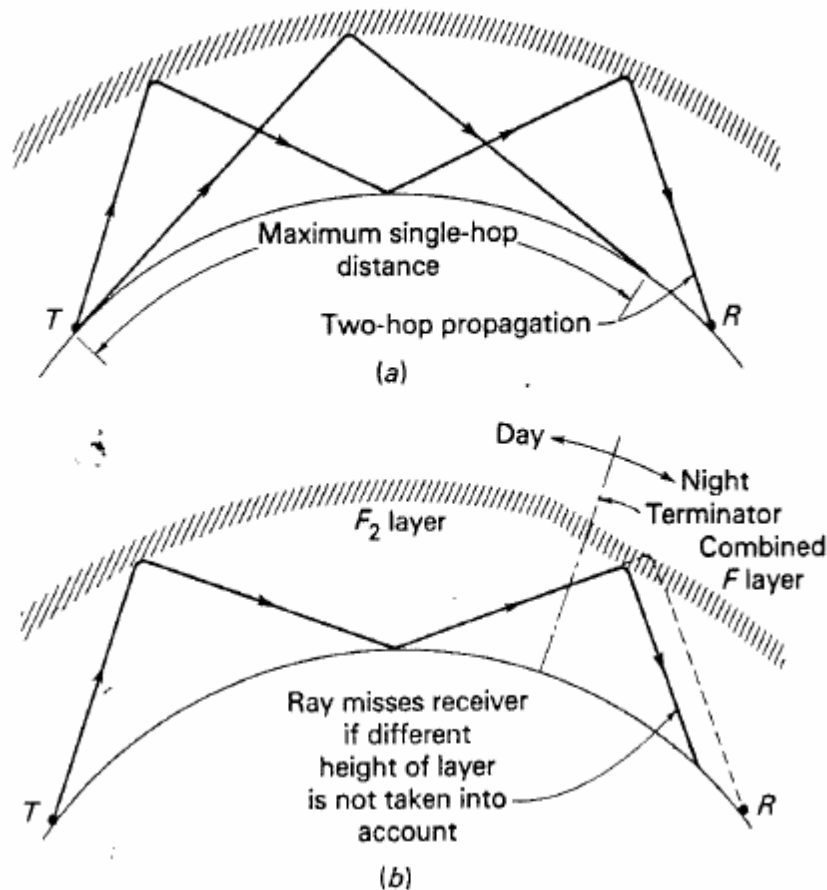
Σχήμα 2.6 : Διάδοση και πολυδιόδευση

Το μονοπάτι μετάδοσης (transmission path) περιορίζεται από την απόσταση υπερπήδησης (skip distance) από τη μια και από την καμπυλότητα της γης από την άλλη. Η μακρύτερη απόσταση κατά την οποία η ακτίνα δεν ανακλάται στη επιφάνεια της γης (single hop distance) λαμβάνεται όταν η ακτίνα μεταδίδεται ασυμπτωτικά της επιφάνεια της γης, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.7. Για το στρώμα F_2 της ιονόσφαιρας αυτό αντιστοιχεί σε μία μέγιστη απόσταση περίπου 4000 χλμ. Δεδομένου ότι η περίμετρος της γης είναι 20000 χλμ, multi hop διαδρομές συχνά απαιτούνται για point to point communication (σχήμα 2.7). Στο σημείο αυτό πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν η διαφορά ώρας σε διάφορες περιοχές της γης μιας και αυτό

επιδρά στην σύνθεση της ιονόσφαιρας. Για παράδειγμα αν ζητούμε point to point communications με τον πομπό στην ανατολή και τον δέκτη στη δύση τότε πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν ότι κατά την διάρκεια της μετάδοσης στην πλευρά του πομπού θα είναι μέρα και στην πλευρά του δέκτη νύχτα ή το αντίστροφο με αποτέλεσμα το F_2 στρώμα της ιονόσφαιρας την νύχτα να μην υφίσταται και να γίνεται F.(Σχήμα 2.7b). Το παραπάνω δεν ισχύει για north-south point to point communication. (Σχήμα 2.7a).

Με τον όρο *Διάλειψη* (fading) εννοούμε τη διακύμανση στην ισχύ ενός σήματος στο δέκτη. Η *Διάλειψη* (fading) μπορεί να είναι γρήγορη (fast fading) ή αργή (slow fading), γενική ή επιλεκτική-συχνοτήτων (frequency selective fading), παρακάτω θα αναλύσουμε περισσότερο τους τύπους διάλειψης. Σε κάθε περίπτωση οφείλεται στην παρεμβολή μεταξύ δύο κυμάτων που φεύγουν από την ίδια πηγή αλλά φτάνουν στον προορισμό τους από διαφορετικά μονοπάτια. Επειδή το σήμα που λαμβάνεται κάθε χρονική στιγμή είναι το διανυσματικό άθροισμα όλων των κυμάτων που λαμβάνονται, εξουδετερώσεις και ενισχύσεις θα λάβουν χώρα μεταξύ των κυμάτων (κάθε χρονική στιγμή) των οποίων η διαφορά των διαδρομών από τον πομπό στον δέκτη θα είναι μεγαλύτερη από μισό μήκος κύματος. Αυτό σημαίνει ότι η *Διάλειψη* (fading) είναι πιο πιθανή με μικρότερα μήκη κύματος δηλαδή σε υψηλότερες συχνότητες.

Η *Διάλειψη* (fading) μπορεί να παρουσιαστεί λόγω παρεμβολής μεταξύ των χαμηλότερων και υψηλότερων ακτινών ενός ουράνιου κύματος (sky wave), μεταξύ κυμάτων που φθάνουν από διαφορετικά μονοπάτια και μετά από διαφορετικό αριθμό αναπήδησεων ή ακόμα μεταξύ ενός επίγειου και ενός εναέριου κύματος ειδικά στο χαμηλότερο άκρο της HF μπάντας. Μπορεί επίσης να παρουσιαστεί αν ένα απλό sky wave κύμα λαμβάνεται λόγω των διακυμάνσεων του ύψους ή της πυκνότητας του επιπέδου που αντανακλά το κύμα. Ένας από τους πιο πετυχημένους τρόπους αντιμετώπισης της *Διάλειψη* (fading) είναι τεχνική space or frequency diversity.



Σχήμα 2.7 : Διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε μεγάλες αποστάσεις.
(a) Απο βορά προς νότο (b) Απο ανατολή προς δύση

Επειδή η Διάλειψη είναι συχνотικά επιλεκτική (frequency selective fading) διαφορετικά στιγμιότυπα του ίδιου κύματος εξασθενούν με διαφορετικό τρόπο. Αυτό είναι πιο πιθανό να συμβεί στις υψηλότερες συχνότητες. Τα AM κύματα υποφέρουν περισσότερο από το φαινόμενο της συχνотικά επιλεκτικής Διάλειψης. Αντίθετα τα SSB σήματα έχουν καλύτερη συμπεριφορά. Σε κάθε περίπτωση το φαινόμενο της συχνотικά επιλεκτικής Διάλειψης αντιμετωπίζεται με τεχνικές diversity.

Ιονοσφαιρικές Αποκλίσεις Η Ιονόσφαιρα εξαρτάται πολύ από τον ήλιο και για αυτό οι συνθήκες της και η σύνθεσή της ποικίλουν συνεχώς. Υπάρχουν δύο είδη αποκλίσεων. Οι κανονικές έχουν ήδη περιγραφεί ως ημερήσιες και εποχιακές αλλαγές ύψους και πάχους. Οι ασυνήθιστες αποκλίσεις οφείλονται κύρια στο γεγονός ότι ο ήλιος είναι ένα μεταβλητό αστέρι.

Ο ήλιος έχει ένα 11-ετή κύκλο όπου η ακτινοβολία του παρουσιάζει σημαντικές μεταβολές. Το γεγονός αυτό δεν είναι ευρέως γνωστό διότι οι αποκλίσεις στη ένταση του φωτός είναι μικρές. Το εύρος της ηλιακής διαταραχής μετράται με μία μέθοδο η οποία ονομάζεται μέτρηση της ηλιακής κηλίδας (sunspot counting) και αναπτύχθηκε από τον Wolf τον δέκατο όγδοο αιώνα. Σύμφωνα με αυτή, κάθε 11(±1) χρόνια εμφανίζεται ένας κύκλος της ηλιακής δραστηριότητας και ίσως κάθε 90 χρόνια ένας

υπέρ-κύκλος. Οι υψηλότερες μετρούμενες δραστηριότητες καταγράφηκαν το 1778, 1871 και το 1957 (υψηλότερη).

Οι κύριες διαταραχές που προκαλούνται στην ιονόσφαιρα είναι τα SIDs (sudden ionospheric disturbances) και οι ιονοσφαιρικές καταιγίδες. Τα SIDs προκαλούνται από ηλιακές εκρήξεις, που είναι γιγαντιαίες εκπομπές υδρογόνου από τον ήλιο. Αυτές οι εκρήξεις είναι ξαφνικές και απρόβλεπτες, αλλά πιο πιθανές κατά τη διάρκεια έντονης ηλιακής δραστηριότητας. Η ακτινοβολία-x που συνοδεύει της ηλιακές εκρήξεις αυξάνει δραματικά την πυκνότητα ιονισμού στο στρώμα D. Στην περίπτωση αυτή το στρώμα D απορροφά σήματα που κανονικά θα το διαπερνούσαν και θα ανακλώνταν από το επίπεδο F. Έτσι οι επικοινωνίες μακράς απόστασης εξαφανίζονται εντελώς για περιόδους άνω της μίας ώρας κάθε φορά. Από μελέτες με επίγειους ραδιοηλιογράφους και δορυφόρους προέκυψε μεγάλο ποσό πληροφορίας σχετικά με τις ηλιακές εκρήξεις έτσι που οι βραχυπρόθεσμες προβλέψεις έγιναν πιθανές. Δύο άλλα στοιχεία πρέπει να σημειωθούν σχετικά με τα SIDs. Πρώτον ότι μόνο η ηλιοφώτιστη πλευρά της γης επηρεάζεται και δεύτερον ότι η VLF διάδοση βελτιώνεται.

Οι ιονοσφαιρικές καταιγίδες προκαλούνται από εκπομπές σωματιδίων από τον ήλιο, γενικότερα ακτίνες α και β. Δεδομένου ότι οι εκπομπές αυτές κάνουν περίπου 36 ώρες για να φτάσουν στη γη, κάποια προειδοποίηση είναι πιθανή ιδιαίτερα μετά από μεγάλες ηλιακές κηλίδες και εκρήξεις. Η ισχύς των σημάτων τότε μειώνεται σημαντικά. Ωστόσο η χρήση χαμηλών συχνοτήτων συχνά βοηθά, αφού οι υψηλότερες επηρεάζονται περισσότερο.

Τέλος, το σποραδικό στρώμα E συχνά παρουσιάζεται ως ασυνήθιστη ιονοσφαιρική διαταραχή. Όταν εμφανίζεται προκαλεί το διπλό φαινόμενο της εμπόδισης μακράς-απόστασης HF επικοινωνιών και της διευκόλυνσης VHF επάνω από τον ορίζοντα επικοινωνιών. Τα πραγματικά και φαινομενικά ύψη για επικοινωνίες σε αυτό το στρώμα εμφανίζονται να είναι ίδια. Εδραιώνεται έτσι η αντίληψη ότι το στρώμα αυτό είναι λεπτό και πυκνό, έτσι ώστε να παρατηρείται πραγματική ανάκλαση των κυμάτων.

2.4 ΚΥΜΑΤΑ ΧΩΡΟΥ

Ο μηχανισμός διάδοσης τους είναι απλός μιάς και μεταδίδονται γενικά σε ευθείες γραμμές. Ωστόσο αφού εξαρτώνται από συνθήκες line-of-sight περιορίζονται στη μετάδοσή τους από την καμπυλότητα της γης, εκτός από πολύ ασυνήθιστες περιπτώσεις. Μεταδίδονται σαν ηλεκτρομαγνητικά κύματα στον ελεύθερο χώρο όπως περιγράφεται σε παραπάνω παράγραφο. Αυτή η συμπεριφορά τους επιβάλλεται διότι τα μήκη κύματός τους είναι πολύ μικρά για ανάκλαση στην ιονόσφαιρα και διότι τα κύματα εδάφους εξαφανίζονται πολύ κοντά στον πομπό.

3 ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Μια καλή κατανόηση του ασύρματου καναλιού, είναι οι κύριες φυσικές παράμετροι και ο βασικός σχεδιασμός. Θέτουν τις βάσεις της υπόλοιπης εργασίας. Αυτός είναι ο σκοπός του κεφαλαίου.

Ένα καθοριστικό χαρακτηριστικό του κινητού ασυρμάτου καναλιού είναι οι παραλλαγές της ισχύος του καναλιού σε σχέση με τον χρόνο και την συχνότητα. Οι παραλλαγές μπορούν συνοπτικά να διακριθούν σε δύο τύπους (Σχήμα 3.1).

- Μεγάλης κλίμακας διάλειαση. Λόγω του path loss του σήματος σε σχέση με την απόσταση και την επικάλυψή του σήματος από μεγάλα αντικείμενα όπως κτήρια και λόφοι. Αυτό συμβαίνει καθώς το κινητό κινείται διαμέσου τις απόστασης της λειτουργίας του μεγέθους της κυψέλης και είναι συνήθως ανεξάρτητο.
- Μικρής κλίμακας διάλειαση. Λόγω της καταστροφικής παρέμβασης από την δημιουργία σημάτων πολλαπλών διαδρομών μεταξύ κεραίας εκπομπής και λήψης. Αυτό συμβαίνει καθώς το λαμβανόμενο σήμα είναι ένα άθροισμα πολλών επίπεδων κυμάτων. Καθένα από αυτά τα επίπεδα κύματα θα έχει μία διαφορετική τιμή πλάτους λόγω των ανακλάσεων από το σκεδαστώ και μία διαφορετική φάση και καθυστέρηση φορέα εξαιτίας της απόστασης που το κύμα έχει διανύσει.

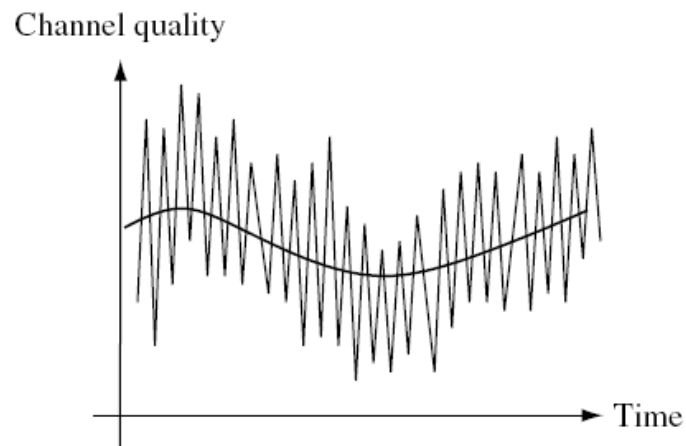
Θα εξετάσουμε και τα δύο είδη διάλειασης σε αυτό το κεφάλαιο αλλά με μεγαλύτερη έμφαση στο τελευταίο. Η μεγάλης κλίμακας διάλειαση είναι ποιο σχετικοί σε θέματα σχεδιασμού κυτταρικής κάλυψης. Μικρής κλίμακας πολλαπλών διαδρομών διάλειαση είναι ποιο σχετική στο σχεδιασμό αξιόπιστων και αποτελεσματικών συστημάτων επικοινωνίας.

Ξεκινάμε με τον φυσικό σχεδιασμό του ασύρματου καναλιού μέσα από ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Μετά εμείς βγάζουμε ένα μοντέλο γραμμικού συστήματος εισόδου-εξόδου αναλογικά με τον χρόνο και καθορίζουμε μερικές σημαντικές φυσικές παραμέτρους. Στο τέλος εισάγουμε μερικά στατιστικά μοντέλα της παραλλαγής του καναλιού σε αναλογία χρόνου και συχνότητας.

3.2 ΦΥΣΙΚΟΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΚΑΝΑΛΙΩΝ

Τα ασύρματα κανάλια λειτουργούν με ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία από τον πομπό στον δέκτη όπως είπαμε παραπάνω. Κατά κανόνα κάποιος πρέπει να επιλύσει τις εξισώσεις ηλεκτρομαγνητικού πεδίου σε συνδυασμό με το μεταδιδόμενο σήμα

3.2 Φυσικός σχεδιασμός ασυρμάτων καναλιών



Σχήμα 3.1: Η ποιότητα του καναλιού μεταβάλλεται ως προς το χρόνο. Σε αργή κλίμακα μεταβάλλεται λόγω *large scale fading effects*. Σε γρήγορη κλίμακα μεταβάλλοντα λόγω *multipath effects*

για να βρει το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο που προσκρούει στην κεραία του δέκτη. Αυτό πρέπει γίνεται λαμβάνοντας υπόψη τις παρεμποδίσεις που προκαλούνται με το έδαφος, τα κτήρια, τα οχήματα, κ.λπ. κοντά σε αυτό το ηλεκτρομαγνητικό κύμα.

Η κινητή τηλεφωνία στις ΗΠΑ περιορίζονται από την FCC και από παρόμοιες αρχές σε άλλες χώρες, σε μια από τις τρεις ζώνες συχνοτήτων, μια γύρω στα 0.90GHz, μια γύρω στα 1.9GHz και μια γύρω στα 5.8GHz. Το μήκος κύματος της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας λ σε μια δοσμένη συχνότητα f δίνεται από $\lambda = c/f$ όπου $c = 3 \cdot 10^8 m/s$ που είναι η ταχύτητα φωτός. Το μήκος κύματος αυτών των κινητών είναι της υποδιαίρεση του μέτρου, έτσι για να υπολογίσουμε το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο σε ένα δεκτή οι θέσεις του δέκτη και οι παρεμποδίσεις θα έπρεπε να μαθευτούν σε υποδιαίρεση του μέτρου. Οι εξισώσεις του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου για αυτό είναι περίπλοκες στην επίλυση τους ειδικά για τους εν πτήση χρήστες κινητών. Κατά συνέπεια, πρέπει να ρωτήσουμε τι πρέπει πραγματικά να ξέρουμε για αυτά τα κανάλια, και ποιες προσεγγίσεις να είναι λογικές. Μια από τις σημαντικές ερωτήσεις είναι που να διαλέξουμε να τοποθετήσουμε τα base-stations και τι εύρος ενέργειας είναι απαραίτητο για το downlink και uplink στα κανάλια. Ένα άλλο θέμα είναι το τι τύπος modulation (διαμόρφωσης) και

εντοπισμού είναι κατάλληλος, έτσι λοιπόν θα φτιάξουμε στοχαστικά μοντέλα καναλιών υποθέτοντας ότι η συμπεριφορά καναλιών εμφανίζεται με διαφορετική πιθανότητα και αλλάζει με το χρόνο.

3.2.1 Ελεύθερου χώρου σταθερός πομπός και δέκτης

Θεωρούμε μια σταθερή κεραία που ακτινοβολεί στο ελεύθερο χώρο. Το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο σε κάθε δεδομένη θέση είναι και τα δύο κάθετα μεταξύ τους και προς την κατεύθυνση της διάδοσης από την κεραία, έτσι είναι αρκετό να ξέρουμε μόνο ένα από αυτά. Σε αναλογία με ένα εκπεμπόμενο συνημίτονο $\cos 2\pi ft$, μπορούμε να εκφράσουμε το ηλεκτρικό πεδίο που αφορά τη χρονική στιγμή t ως:

$$E(f, t, (r, \theta, \psi)) = \frac{a_s(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f(t - r/c)}{r} \quad (3.1)$$

Εδώ (r, θ, ψ) αναπαριστά το σημείο \mathbf{u} στο διάστημα όπου το ηλεκτρικό πεδίο μετράται, όπου r είναι η απόσταση από τον πομπό έως το \mathbf{u} όπου (θ, ψ) είναι οι οριζόντιες και κάθετες γωνίες από την κεραία στο \mathbf{u} ανάλογα. Η σταθερή c είναι η ταχύτητα φωτός και $a_s(\theta, \psi, f)$ είναι η ακτινοβολία του πομπού σε συχνότητα f στην διεύθυνση (θ, ψ) : περιέχει ακόμα έναν παράγοντα συντελεστή για να μετρήσουμε τις απώλειες στην κεραία. Σημειώστε

Ότι η φάση του πεδίου μεταβάλλεται με fr/c , που ανταποκρίνεται στην καθυστέρηση που προκαλείται από την διάδοση της ακτινοβολίας στην ταχύτητα Φώτος.

Δεν ενδιαφερόμαστε εδώ πραγματικά να βρούμε το σχέδιο ακτινοβολίας για οποιαδήποτε δεδομένη κεραία, αλλά μόνο για την αναγνώριση ότι οι κεραίες έχουν τα σχέδια ακτινοβολίας και ότι ελεύθερου χώρου ο απομακρυσμένος συμπεριφέρεται όπως ανωτέρω.

Είναι σημαντικό να παρατηρήσουμε ότι όσο η απόσταση r μεγαλώνει το ηλεκτρικό πεδίο μειώνεται κατά r^{-1} και για αυτό η ενέργεια ανά τετραγωνικό μέτρο στο ελεύθερο χώρο μειώνεται κατά r^{-2} . Αυτό είναι αναμενόμενο, δεδομένου ότι αν εξετάσουμε την αύξηση των ομόκεντρων σφαιρών ακτίνας r γύρω από την κεραία, η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς μέσω της σφαίρας παραμένει σταθερή, αλλά αυξάνει την επιφάνεια ως r^2 . Έτσι, η δύναμη ανά μονάδα επιφανείας πρέπει να μειωθεί ως

r^{-2} . Θα δούμε σύντομα ότι αυτή η μείωση r^{-2} , με μείωση της ισχύος απόστασης συχνά δεν ισχύει όταν υπάρχουν εμπόδια για την ελεύθερη διάδοση χώρου.

Στην συνέχεια υποθέτουμε ένα σταθερό δέκτη στη θέση $\mathbf{u} = (r, \theta, \psi)$. Το κύμα στο δέκτη (απουσία θορύβου) θα είναι μεταδιδόμενο συνημίτονο :

$$E(f, t, \mathbf{u}) = \frac{a(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f(t - r/c)}{r} \quad (3.2)$$

Οπού $a(\theta, \psi, f)$ είναι το γινόμενο του πρότυπου κεραίας του πομπού και δέκτη στη δεδομένη διεύθυνση. Η προσέγγιση μας στο (2.2) είναι λίγο παράξενη αφού έχουμε ξεκινήσει από το ελεύθερο πεδίο στο \mathbf{u} απουσία κεραίας. Τοποθετώντας ένα δέκτη εκεί το ηλεκτρικό πεδίο στην περιοχή του αλλάζει αλλά αυτό λαμβάνεται υπόψη από το πρότυπο κεραίας του δέκτη.

Τώρα θεωρούμε για δεδομένο \mathbf{u} ότι ορίζουμε:

$$H(f) := \frac{a(\theta, \psi, f)e^{-j2\pi fr/c}}{r}. \quad (3.3)$$

Έχουμε τότε $E_r(f, t, \mathbf{u}) = \Re[H(f)e^{j2\pi ft}]$. Δεν το έχουμε αναφέρει ακόμα όμως (3.1) και (2.2) είναι και οι δύο γραμμικές. Αυτό σημαίνει ότι το πεδίο στο δέκτη στο \mathbf{u} σε απόκριση του στατιστικού αθροίσματος του κύματος στο πομπό είναι απλά το στατιστικό άθροισμα των μεμονωμένων κυμάτων. Έτσι $H(f)$ είναι συνάρτηση για ένα γραμμικό ανεξάρτητο του χρόνου καναλιού και ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier της είναι η αρχική απόκριση.

3.2.2 Ελεύθερου χώρου, κινούμενη κεραία

Έπειτα θεωρήστε την σταθερή κεραία και το μοντέλο ελεύθερου χώρου που αναφέρθηκε παραπάνω με ένα δέκτη που κινείται με ταχύτητα v στην διεύθυνση της αυξανόμενης απόστασης από τον πομπό . Αυτό σημαίνει ότι θεωρούμε πως ο δέκτης είναι σε μια θέση που κινείται με $\mathbf{u}(t) = (r(t), \theta, \psi)$ με $r(t)=r_0+ vt$.

Χρησιμοποιώντας την (3.1) για να περιγράψουμε το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο του ελεύθερου χώρου στο κινούμενο σημείο $\mathbf{u}(t)$ (την στιγμή που δεν υπάρχουν δέκτες), έχουμε

$$E_r(f, t, (r_0 + vt, \theta, \psi)) = \frac{a_s(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f[(t - r_0/c - vt/c)]}{r_0 + vt} \quad (3.4)$$

Σημειώση ότι μπορούμε να ξαναγράψουμε $f(t - r_0/c - vt/c)$ ως $f(1 - v/c)t - f r_0/c$. Έτσι το ημίτονο στην συχνότητα f έχει μετατραπεί σε ημίτονο συχνότητας $f(1 - v/c)$; υπάρχει όμως ένας μετασχηματισμός Doppler λόγω της κίνησης του σημείου παρατήρησης. Συνεπώς κάθε διαδοχική κορυφή του μεταδιδόμενου ημιτόνου πρέπει να ταξιδεύει λίγο περισσότερο πριν παρατηρηθεί από το κινούμενο σημείο. Αν η κεραία τοποθετηθεί στο $u(t)$ και η αλλαγή του πεδίου λόγω της παρουσίας της κεραίας, θα παρασταθεί πάλι με την σχέση του δέκτη η κυματομορφή που λαμβάνεται σε αναλογία με την σχέση 2.2 είναι :

$$E_r(f, t, (r_0 + vt, \theta, \psi)) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f[(1 - v/c)t - r_0/c]}{r_0 + vt} \quad (3.5)$$

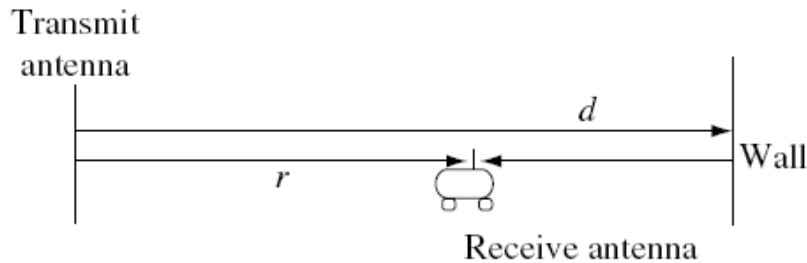
Αυτό το κανάλι δεν μπορεί να αναπαρασταθεί σαν ένα LTI Channel (γραμμικά χρονικά αμετάβλητα). Εάν αγνοήσουμε την μεταβολή της εξασθένησης στον χρόνο στον παρανομαστή της 3.5, μπορούμε να αναπαραστήσουμε το κανάλι σε όρους για μια συνάρτηση συστήματος αντικαθιστώντας την συχνότητα f μέσω του Doppler² σε $-fv/c$. Είναι σημαντικό να παρατηρήσουμε ότι η ποσότητα του μετασχηματισμού εξαρτάται από την συχνότητα f . Η παραπάνω ανάλυση δεν εξαρτάται από το εάν ο δέκτης και ο πομπός (η και οι δυο) είναι αυτή που κινούνται. Όσο το $r(t)$ παριστάνει την απόσταση μεταξύ των δυο κεραίων και η σχετική αρχή τους είναι σταθερή 3.4 και 3.5 ισχύουν.

3.2.3 Ανακλών τοίχος, σταθερή κεραία

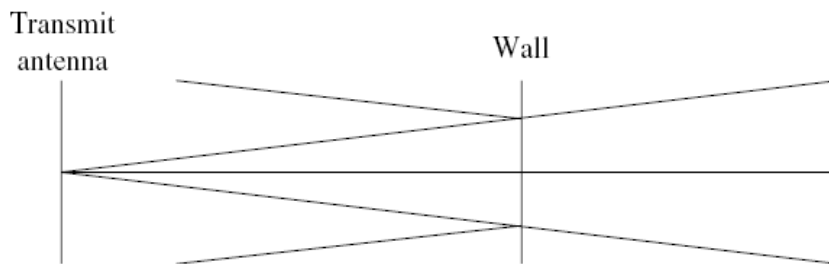
Θεωρήστε το σχήμα 3.2 στο οποίο υπάρχει μια σταθερή κεραία που μεταδίδει με $\cos 2\pi ft$, ένας σταθερός δέκτης, και ένας ενιαίος μεγάλος σταθερός τοίχος τέλεια απεικόνισης. Θεωρούμε ότι με την απουσία του δέκτη το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο στο σημείο που ο δέκτης θα τοποθετηθεί είναι το σύνολο ελεύθερου χώρου που προέρχεται από τον πομπό συν το ανακλώμενο κύμα από τον τοίχο όπως πριν με την παρουσία του δέκτη η διαταραχή στο πεδίο λόγω της κεραίας αναπαριστάτε με το μοντέλο της κεραίας antenna pattern. Μια πρόσθετη υπόθεση εδώ είναι ότι η παρουσία του δέκτη δεν επηρεάζει το επίπεδο κύμα που προσκρούει στον τοίχο. Κοινός είναι να προσεγγίσουμε με την λύση της εξισώσεως Maxwell's με μέθοδο που καλείται raytracing. Η υπόθεση εδώ είναι ότι το τελικό κύμα μπορεί να προσεγγιστεί με το άθροισμα του κύματος του ελευθέρου χώρου από τον πομπό συν ανακλώμενα κύματα από το κάθε εμπόδιο.

Στην παρούσα κατάσταση εάν θεωρήσουμε ότι ο τοίχος είναι πάρα πολύ μεγάλος το ανακλώμενο κύμα σε ένα δεδομένο σημείο είναι το ίδιο όπως το κύμα του ελεύθερου χώρου που θα υπάρχει στην πίσω πλευρά του τοίχου εάν ο τοίχος δεν υπάρχει

(βλ σχήμα 3.3). Αυτό σημαίνει ότι το ανακλώμενο κύμα από τον τοίχο έχει την ένταση ενός κύματος ελεύθερου χώρου σε απόσταση ίση



Σχήμα3.2: Αναπαράσταση μιας ευθείας διαδρομής και μιας ανακλώμενης



Σχήμα3.3: Συσχέτιση του ανακλώμενου κύματος στο κύμα, χωρίς τοίχο.

με την απόσταση του τοίχου και πίσω στον δέκτη δηλ. $2d - r$. Χρησιμοποιώντας 3.2 για το ευθύ και ανακλώμενο κύμα και θεωρώντας ότι ίδια κεραία δέχεται a από κάθε κύμα έχουμε :

$$E_r(f, t) = \frac{a \cos 2\pi f(t - r/c)}{r} - \frac{a \cos 2\pi f(t - (2d - r)/c)}{2d - r} \quad (3.6)$$

Το σήμα στον δέκτη είναι η υπέρθεση δύο κυμάτων συχνότητας f . Η διαφορά φάσης των δύο κυμάτων είναι ,

$$\begin{aligned}\Delta\theta &= \left(\frac{2\pi f(2d-r)}{r} + \pi\right) - \left(\frac{2\pi fr}{c}\right) \\ &= \frac{4\pi f}{c}(d-r) + \pi.\end{aligned}\quad (3.7)$$

Όταν η διαφορά φάσης είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του 2π τα δύο κύματα προστίθενται ταυτόχρονα και το κύμα στο δέκτη είναι ισχυρό. Όταν η διαφορά είναι ακέραιο μόνο πολλαπλάσιο του π τα δύο κύματα αφαιρούνται και το τελικό κύμα είναι ασθενές.

Σαν συνάρτηση του r αυτό μεταφράζεται σε spatial pattern (χωρικό μοντέλο) προστιθέμενων και αφαιρούμενων παρεμβολών των κυμάτων . Η απόσταση από μια κορυφή σε μια κοιλάδα καλείται *coherence distance* (απόσταση συνοχής)

$$\Delta\chi_c := \frac{\lambda}{4}, \quad (3.8)$$

Όπου $\lambda := c/f$ είναι το μήκος κύματος του μεταδιδόμενου ημιτόνου. Σε απόσταση πολύ μικρότερες από $\Delta\chi_c$, το κύμα στο δέκτη στον συγκεκριμένο τρόπο δεν αλλάζει αισθητά.

Το μοντέλο αυτό εξαρτάται επίσης και από τη συχνότητα f : για σταθερό r , αν το f αλλάζει κατά

$$\frac{1}{2} \left(\frac{2d-r}{c} - \frac{r}{c} \right)^{-1}, \quad (3.9)$$

Κινούμαστε από κορυφή σε κοιλάδα. Η ποσότητα:

$$T_d := \frac{2d-r}{c} - \frac{r}{c} \quad (3.10)$$

Καλείται delay spread (υστέρηση εξάπλωσης) του καναλιού :είναι η διαφορά μεταξύ της μεταδιδόμενης υστέρησης των δύο σημάτων. Το μοντέλο αυτό δεν αλλάζει αισθητά αν η συχνότητα αλλάζει κατά μια ποσότητα πολύ μικρότερη από $1/T_d$. Αυτή η παράμετρος καλείται *coherence bandwidth* (εύρος ζώνης συνοχής).

3.2.4 Ανακλών τοίχος, κινούμενη κεραία

Υποθέτουμε ότι ο δέκτης κινείται με ταχύτητα v (σχήμα 3.4). Καθώς κινείται μέσα από το μοντέλο των προστιθέμενων και αφαιρούμενων διαδόσεων που δημιουργείται από τα δυο κύματα η ισχύς του σήματος στο δέκτη αυξομειώνεται. Αυτό το φαινόμενο λέγεται multipath fading. Ο χρόνος που χρειάζεται να διανύσει

από μια κορυφή σε μια κοιλάδα είναι ένα $c/(4fv)$: αυτή είναι η κλίμακα που συμβαίνει η εξασθένηση και καλείται coherence time (χρόνος συνοχής) του καναλιού.

Ένας ισοδύναμος τρόπος να το δούμε είναι σε όρους μετασχηματισμού Doppler του ευθέως κ' του ανακλώμενου κύματος. Υποθέτουμε το δέκτη σε μια απόσταση r_0 στο χρόνο 0. Θεωρώντας $r = r_0 + vt$ στην 2.6 έχουμε

$$E_r(f, t) = \frac{a \cos 2\pi f [(1 - v/c)t - r_0/c]}{r_0 + vt}$$

$$- \frac{a \cos 2\pi f [(1 + v/c)t + (r_0 - 2d)/c]}{2d - r_0 - vt} \quad (3.11)$$

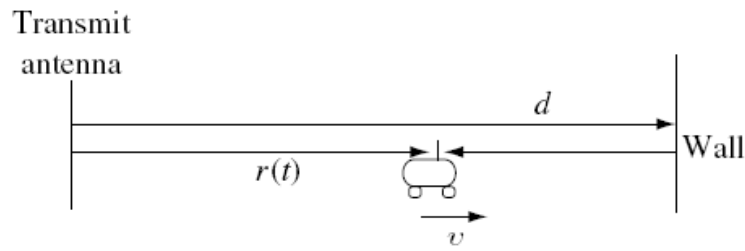
Ο πρώτος όρος, το ευθύ κύμα, είναι συνημίτονο συχνότητας $f(1 - v/c)$, που υπόκεινται σε μετασχηματισμό Doppler όπως $D_1 := -fv/c$. Το δεύτερο είναι συνημίτονο συχνότητας $f(1 + v/c)$, με μετασχηματισμό Doppler $D_2 := +fv/c$. Με παράμετρο

$$D_S := D_2 - D_1 \quad (3.12)$$

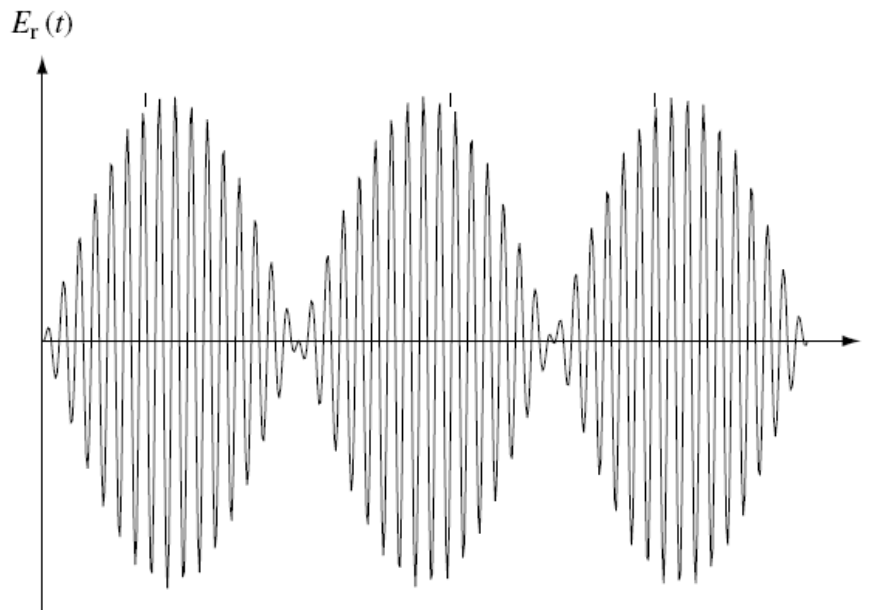
Καλείται Doppler spread (εύρος). Για παράδειγμα αν το κινητό κινείται με 60 km/h και $f=900$ MHz, το εύρος Doppler είναι 100 Hz μπορεί να παρασταθεί εύκολα όταν το κινητό είναι πολύ πιο κοντά στον τοίχο πάρα όταν στον πομπό. Σε αυτή την περίπτωση η attenuations είναι σχεδόν οι ίδιες και για τις δύο διαδρομές και μπορούμε να προσεγγίσουμε τον παρανομαστή του δευτέρου όρου με $r = r_0 + vt$. Έτσι συνδυάζοντας τα δύο συνημίτονα παίρνουμε :

$$E_r(f, t) \approx \frac{2a \sin 2\pi f [vt/c + (r_0 - d)/c] \sin 2\pi f [t - d/c]}{r_0 + vt}. \quad (3.13)$$

Αυτό είναι το γινόμενο δυο συνημιτόνων, ενός στη συχνότητα f , συνήθως σε τυπική μορφή GHz και του άλλου στη $fv/c = D_S/2$, συνήθως δεν ξεπερνάει τα 50Hz. Κατά συνέπεια, η απάντηση στην απόκριση ενός συνημιτονου συχνότητας f είναι ένα συνημίτονο f με περιβάλλουσα που μεταβάλλεται στο χρόνο με κορυφές ανα 5ms(σχημα 3.5). Η περιβάλλουσα είναι στο μέγιστο της όταν το κινητό είναι σε κορυφή



Σχήμα 3.4 Απεικόνιση μιας άμεσης πορείας και μιας αντικατοπτρισμένης πορείας.



Σχήμα 3.5 Η κυματομορφή ταλαντώνεται σε συχνότητα f με περιβάλλουσα που μεταβάλλεται σε συχνότητα $D_s/2$

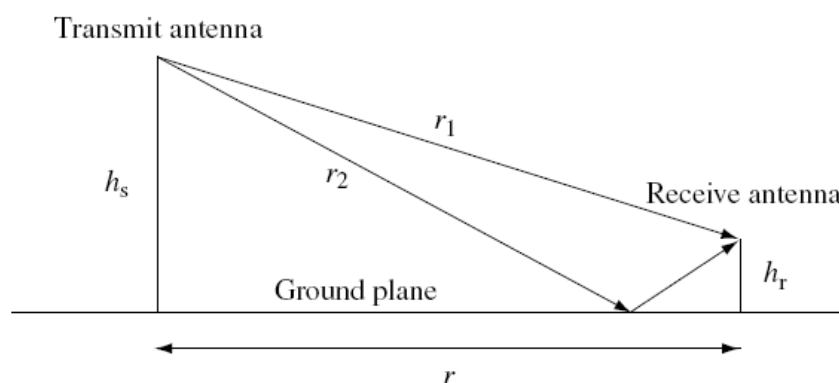
και το στενότερο της όταν το κινητό είναι σε κοιλάδα. Έτσι το εύρος Doppler καθορίζει την κλίμακα, των αναστροφών στο μοντέλο της διαταραχής και είναι αντιστρόφως ανάλογη προς το χρόνο συνοχής του καναλιού. Βλέπουμε τώρα γιατί αγνοήσει μερικώς τους όρους του παρονομαστή στη (3.11) και (3.13). Όταν η διαφορά στο μήκος κύματος μεταξύ δυο διαδρομών αλλάζει κατά ένα τέταρτο του μήκους κύματος η διαφορά φάσης μεταξύ των αποκρίσεων των δυο διαδρομών αλλάζει κατά $\pi/2$, και προκαλεί σημαντική αλλαγή στο συνολικό εύρος στο δέκτη. Όσο το μήκος κύματος είναι πολύ μικρό σε σχέση με το μήκος της διαδρομής, ο χρόνος κατά τη διάρκεια του οποίου αυτή η επίδραση φάσης προκαλεί μια σημαντική αλλαγή είναι πολύ μικρότερα από το χρόνο κατά τη διάρκεια του οποίου οι όροι παρονομαστών προκαλούν μια σημαντική αλλαγή. Η επίδραση των αλλαγών φάσης είναι της τάξης των χιλιοστών του δευτερολέπτου, παρόλα αυτά

εκτιμώντας ότι η επίδραση των μεταβολών στον παρονομαστή είναι της τάξης των δευτερολέπτων ή λεπτών. Σε όρους διαμόρφωσης και ανίχνευσης οι κλίμακες χρόνου που ενδιαφέρουν είναι της τάξης των χιλιοστών του δευτερολέπτου και λιγότερο, και οι παρονομαστές είναι σταθεροί γι' αυτές της περιόδους.

Ο αναγνώστης μπορεί να σημειώσει ότι συνεχώς κάνουμε προσεγγίσεις στην προσπάθεια μας να καταλάβουμε την ασύρματη επικοινωνία σε σχέση με την ενσύρματη. Αυτό εν μέρει οφείλεται στο ότι τα ενσύρματα κανάλια είναι ανεξάρτητα του χρόνου για μια μεγάλη κλίμακα χρόνου και κατάλληλα μοντέλα εξαρτώνται από τον χρόνο. Για τα ασύρματα συστήματα το πιο σημαντικό θέμα είναι οι προσεγγίσεις που κάνουμε.

3.2.5 Ανάκλαση από το επίπεδο του εδάφους

θεωρήστε ένα πομπό κ ένα δέκτη, και τους δύο πάνω από μια επίπεδη επιφάνεια όπως τους δρόμους (σχ. 3.6). Όταν η οριζόντια απόσταση r μεταξύ των κεραιών είναι πολύ μεγάλη σε σχέση με τις κάθετες μετατοπίσεις τους από το επίπεδο του εδάφους,



Σχήμα 3.6 Απεικόνιση μιας απευθείας διαδρομής και ενός ανακλώμενου σήματος σε επίπεδο έδαφος.

ένα εκπληκτικό πράγμα συμβαίνει. Συγκεκριμένα η διαφορά μεταξύ του μήκους της ευθείας διαδρομής και της ανακλώμενης τείνει στο μηδέν ως r^{-1} καθώς με την αύξηση του r . Όταν το r είναι πολύ μεγάλο η διαφορά αυτή μειώνεται πολύ σε σχέση με το μήκος κύματος c/f .

Όταν το σώμα του ηλεκτρικού πεδίου αναστρέφεται στην ανακλώμενη διαδρομή αυτά τα δυο κύματα αλληλοεξουδετερώνονται το ένα το άλλο. Το ηλεκτρικό κύμα στο δέκτη μειώνεται κατά r^{-2} και η ισχύς του δέκτη μειώνεται κατά r^{-4} . Αυτή η κατάσταση είναι πολύ σημαντική σε αγροτικές περιοχές που οι βάσεις συνήθως τοποθετούνται στο δρόμο.

3.2.6 Εξασθένιση ισχύος σε σχέση με την απόσταση και την σκίαση

Το προηγούμενο παράδειγμα με ανάκλαση στο έδαφος λέει ότι η ισχύς στο δέκτη μπορεί να μειωθεί με την απόσταση ταχύτερα από r^{-2} με την παρουσία εμποδίων από ότι στον ελεύθερο χώρο. Πρακτικά υπάρχουν πολλά εμπόδια ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη, επιπλέον τα εμπόδια μπορεί να απορροφούν κάποια δύναμη διασκορπίζοντας το υπόλοιπο. Έτσι καθώς αναμένει να μειώνεται γρηγορότερη από r^{-2} . Παρ'όλα αυτά εμπειρικά στοιχεία από πειράματα έδειξαν ότι κοντά στον πομπό η μείωση ανά r^{-2} , ενώ σε μεγάλες αποστάσεις η ισχύς μπορεί να μειώνεται ακόμα και εκθετικά με την απόσταση. Η μέθοδος ray tracing μπορεί να χρησιμοποιηθεί και είναι αριθμητικά ακριβής στον καθορισμό του ηλεκτρικού πεδίου του δέκτη αλλά απαιτεί ακριβές φυσικό μοντέλο περιλαμβάνοντας και περιοχή με εμπόδια. Εδώ αναζητούμε την τάξη της μείωσης με την απόσταση και μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μια εναλλακτική προσέγγιση. Έτσι αναζητούμε ένα μοντέλο σε φυσικό περιβάλλον με λιγότερες παραμέτρους αλλά αρκετά χαρακτηριστικά. Ένα απλό πιθανολογικό μοντέλο με δυο παραμέτρους φυσικές, την πυκνότητα των εμποδίων και την ποσότητα που απορροφά κάθε εμπόδιο. Με κάθε εμπόδιο να απορροφά την ίδια ποσότητα ενέργειας, το μοντέλο μας επιτρέπει να δείξουμε ότι η ενέργεια μειώνεται εκθετικά με την απόσταση σε κλίμακα που είναι ανάλογη με την πυκνότητα των εμποδίων.

Με ένα όριο της μεταδιδόμενης ενέργειας η μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ σταθμού και του κινητού στην οποία μπορεί να γίνει επικοινωνία καλείται coverage (κάλυμμα) του κυττάρου. Για αξιόπιστη επικοινωνία πρέπει να υπάρξει ένα ελάχιστο ποσοστό ενέργειας στο δέκτη και έτσι να υπάρξει το coverage cell (κάλυμμα του κυττάρου). Απ' την άλλη πλευρά η εξασθένιση του σήματος με την απόσταση είναι βοηθητική για να μειώσει τις παρεμβολές με τα κοντινά cells. Όσο τα κινητά κυτταρικά συστήματα γίνονται γνωστά τον σημαντικότερο παράγοντα καθορισμού των κυττάρων είναι το μέγεθος του αριθμού των κινητών τηλεφώνων στο κελί. Το δύσκολο είναι να επιτευχθεί περιορισμό της πυκνότητας παρά του μεγέθους. Το μέγεθος των cells μειώνεται σταθερά και κάνεις μπορεί να πει για pico cell. Με περιορισμό της πυκνότητας η διασύνδεση μπορεί να είναι πολύ υψηλή. Για να αμβλυνθούν οι παρεμβολές μεταξύ των κυττάρων, γειτονικά κύτταρα χρησιμοποιούν διαφορετικά μέρη του φάσματος συχνοτήτων, και η συχνότητα είναι επαναχρησιμοποιούνται σε κελιά που είναι αρκετά μακριά. Η γρήγορη εξασθένιση του σήματος ανάλογα με την απόσταση συχνοτήτων επιτρέπει να ξαναχρησιμοποιείται από κινητά που είναι αρκετά μακριά. Η πυκνότητα των εμποδίων μεταξύ του πομπού και του δέκτη εξαρτάται παρά πολύ από το φυσικό περιβάλλον. Για παράδειγμα ανοιχτές πεδιάδες έχουν λίγα εμπόδια ένας κλειστός πολλά. Η τυχαίτητα του περιβάλλοντος περιλαμβάνεται μοντελοποιώντας την πυκνότητα των εμποδίων και την απορροφητική της ικανότητα σαν τυχαίους αριθμούς. Το φαινόμενο αυτό καλείται shadow fading (σκίαση). Η επιρροή της εξασθένισης σκίασης διαφέρει από διαδρομή. Η διάρκεια της κρατάει για κάποια sec ή min, δηλαδή πολύ αργότερο από την κλίμακα που συγκρίνουμε τις πολλαπλής διαδρομής.

3.2.7 Κινούμενη κεραία, πολλαπλές ανακλάσεις

Εξετάζοντας τις πολλαπλές ανακλάσεις, που χρησιμοποιούν την τεχνική raytracing (ανίχνευσης ακτινών), κατ' αρχήν είναι απλώς θέμα μοντελοποίησης της λαμβανόμενης κυματομορφής ως το άθροισμα των αποκρίσεων που ελήφθησαν από τις διάφορες διαδρομές και όχι μόνο από δύο διαδρομές. Για πολύ μεγάλες αποστάσεις η συνολική ενέργεια που ανακλάται από τον τοίχο είναι ανάλογη του d^{-2} και τις επιφάνειας της διατομής του τοίχου. Η ενέργεια που φτάνει στον δέκτη είναι ανάλογη του $(d - r(t))^{-2}$. Έτσι η ενέργεια εξασθένησης από τον πομπό στο δέκτη είναι ανάλογη $(d(d - r(t)))^{-2}$ από ότι $(2d - r(t))^{-2}$. Αυτό δείχνει ότι το raytracing πρέπει να χρησιμοποιείται προσεκτικά.

Ένας άλλος τύπος ανάκλασης γνωστός ως scattering (σκέδαση) μπορεί να γίνει στην ατμόσφαιρα ή από ανακλάσεις σε τραχεία αντικείμενα. Εδώ υπάρχει ένας πολύ μεγάλος αριθμός μεμονωμένων διαδρομών και η κυματομορφή στο δέκτη να προσομοιώνεται καλύτερα σαν ολοκλήρωμα των διαδρομών με πεπερασμένες μικρές διαφορές στο μήκος τους παρά ως άθροισμα. Γνωρίζοντας πώς να βρούμε το εύρος στο ανακλώμενο πεδίο από κάθε ανακλαστήρα, βοηθάει για να αποφασίσουμε την θέση κάλυψης του σταθμού βάσης. Είναι σημαντικό για να αποφασίσουμε που θέλουμε τον σταθμό βάσης. Στρέφουμε την προσοχή μας λοιπόν να κατανοήσουμε τη φύση της συνολικής λαμβανόμενης κυματομορφής σαν αναπαράσταση του κάθε ανακλωμένου σήματος. Αυτό οδηγεί στην μοντελοποίηση της εισόδου / εξόδου η συμπεριφορά του καναλιού και όχι η λεπτομερής ανάλυση σε κάθε διαδρομή.

3.3 ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΙΣΟΔΟΥ /ΕΞΟΔΟΥ ΓΙΑ ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ

Παράγουμε ένα εισόδου-εξόδου πρότυπο σε αυτό το τμήμα. Αρχικά δείχνουμε ότι τα πολλαπλών διαδρομών αποτελέσματα μπορούν να διαμορφωθούν ως γραμμικά χρονικά μεταβαλλόμενα σύστημα. Αποκτούμε έπειτα μια απεικόνιση της βασικής ζώνης αυτού του μοντέλου. Το συνεχές-χρονικό κανάλι δειγματοληπτείται για την απόκτηση ενός διακριτού χρονικά μοντέλου. Τέλος ενσωματώνουμε τον πρόσθετο θόρυβο.

3.3.1 Το ασύρματο κανάλι σαν γραμμικώς μεταβαλλόμενο με το χρόνο σύστημα

Στην προηγούμενη παράγραφο εστίασαμε στην απόκριση εισόδου ενός ημιτονοειδούς $\Phi(t) = \cos 2\pi ft$. Το σήμα στο δέκτη μπορεί να γραφτεί ως $\sum_i a_i(f, t)\Phi(t - \tau_i(f, t))$, όπου $a_i(f, t)$ και $\tau_i(f, t)$ είναι αντίστοιχα η συνολική εξασθένηση και υστέρηση διάδοσης στο χρόνο t από τον πομπο στο δέκτη με διαδρομή i . Η συνολική εξασθένηση είναι απλώς το γινόμενο παραγόντων λόγο του

μοντέλου κεραίας του δέκτη και του πομπού η φύση των ανακλάσεων καθώς και ενός συντελεστή της απόστασης από τον πομπό στον δέκτη. $a_i(f, t)$ και $\tau_i(f, t)$ δεν εξαρτώνται από τη συχνότητα f , τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την αρχή της επαλληλίας να γενικεύσουμε την παραπάνω εισόδο / εξόδο σχέση με μια αυθαίρετη είσοδο $x(t)$ με μη μηδενικό εύρος ζώνης:

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)). \quad (3.14)$$

Πρακτικά η εξασθένηση και η propagation καθυστέρηση μεταβάλλονται αργά σε σχέση με την συχνότητα. Αυτές οι μεταβλητές ακολουθούν μήκος διαδρομής μεταβλητό με το χρόνο και κεραίες που η συχνότητα τους εξαρτάται. Παρ' όλο που ενδιαφερόμαστε κυρίως για πομπούς που εκπέμπουν κοντά στην συχνότητα διάδοσης και για αυτή την κλίμακα μπορούμε να παραβλέπουμε την εξάρτηση από την συχνότητα. Πρέπει όμως να σημειωθεί ότι παρόλο που οι μεμονωμένες διαταραχές-καθυστερήσεις θεωρούνται ανεξάρτητες από την συχνότητα. Το συνολικό κανάλι μπορεί έχει απόκριση συχνότητας λόγω του γεγονότος ότι διαφορετικές διαδρομές έχουν διαφορετικές καθυστερήσεις.

Για παράδειγμα για ένα τέλειο ανακλώμενο τοίχο στο σχ.3.4 έχουμε

$$a_1(t) = \frac{|a|}{r_0 + vt}, \quad a_2(t) = \frac{|a|}{2d - r_0 - vt}, \quad (3.15)$$

$$T_1(t) = \frac{r_0 + vt}{c} - \frac{\angle \Phi_1}{2\pi f}, \quad T_2(t) = \frac{2d - r_0 - vt}{c} - \frac{\angle \Phi_2}{2\pi f}, \quad (3.16)$$

όπου η πρώτη σχέση είναι για την ευθεία διαδρομή και η δεύτερη για την ανακλώμενη. Ο όρος $\angle \Phi_j$ παίρνει υπόψη του τις πιθανές αλλαγές φάσης στο πομπό, ανακλών, και δέκτης. Για παράδειγμα εδώ υπάρχει ανάστροφη φάση στον ανακλών τοίχο και έχουμε $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = \pi$.

Όσο το κανάλι (3.14) είναι γραμμικό, μπορεί να περιγραφεί από την συνάρτηση $h(\tau, t)$ σε χρόνο t σε ένα παλμό που μεταδίδεται σε χρόνο $t - \tau$. Σε όρους για $h(r, t)$ η σχέση εισόδο / εξόδο δίνεται από

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)x(t - \tau)d\tau. \quad (3.17)$$

Συγκρίνοντας (3.17) και (3.14) βλέπουμε ότι ο παλμός αποκρίνεται στην διάλειαση πολλαπλών καναλιών, είναι

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (3.18)$$

Αυτή η σχέση είναι καλή. Λέει η επιρροή των χρηστών κινητών, αυθαιρέτων κινητών ανακλάσεων και απορροφήσεων και όλοι την πολυπλοκότητα στην επίλυση των εξισώσεων Maxwell τελικά μειώνονται σε μια σχέση εισόδου / εξόδου μεταξύ πομπού και δέκτη που απλά η απόκριση αναπαρίσταται σαν ένα γραμμικό φίλτρο καναλιού που εξαρτάται από το χρόνο.

Η επιρροή του μετασχηματισμού Doppler δεν είναι άμεσα εμφανής. Από (3.16) για ένα μόνο ανακλών τοίχο, παράδειγμα $\tau_i(t) = v_i/c$ όπου v_i είναι ταχύτητα κίνησης στην οποία το μήκος της διαδρομής αυξάνονται. Έτσι ο μετασχηματισμός Doppler είναι $-f \tau_i(t)$. Στην ειδική περίπτωση που ο πομπός, ο δέκτης και το περιβάλλον είναι σταθερά εξασθένισης $a_i(t)$ και διάδοση καθυστερήσεων $\tau_i(t)$ που δεν εξαρτώνται από τη χρονική στιγμή t , και έχουμε τα συνήθη γραμμικά χρονικά αμετάβλητο κανάλι με μια παραλλαγή

$$h(\tau) = \sum_i a_i \delta(\tau - \tau_i). \quad (3.19)$$

Για την χρονικά μεταβαλλόμενη απόκριση $h(\tau, t)$ μπορούμε να ορίσουμε μια χρονικά μεταβαλλόμενη συχνότητα απόκρισης:

$$H(f; t) := \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_i a_i(t) e^{-j2\pi f \tau_i(t)} \quad (3.20)$$

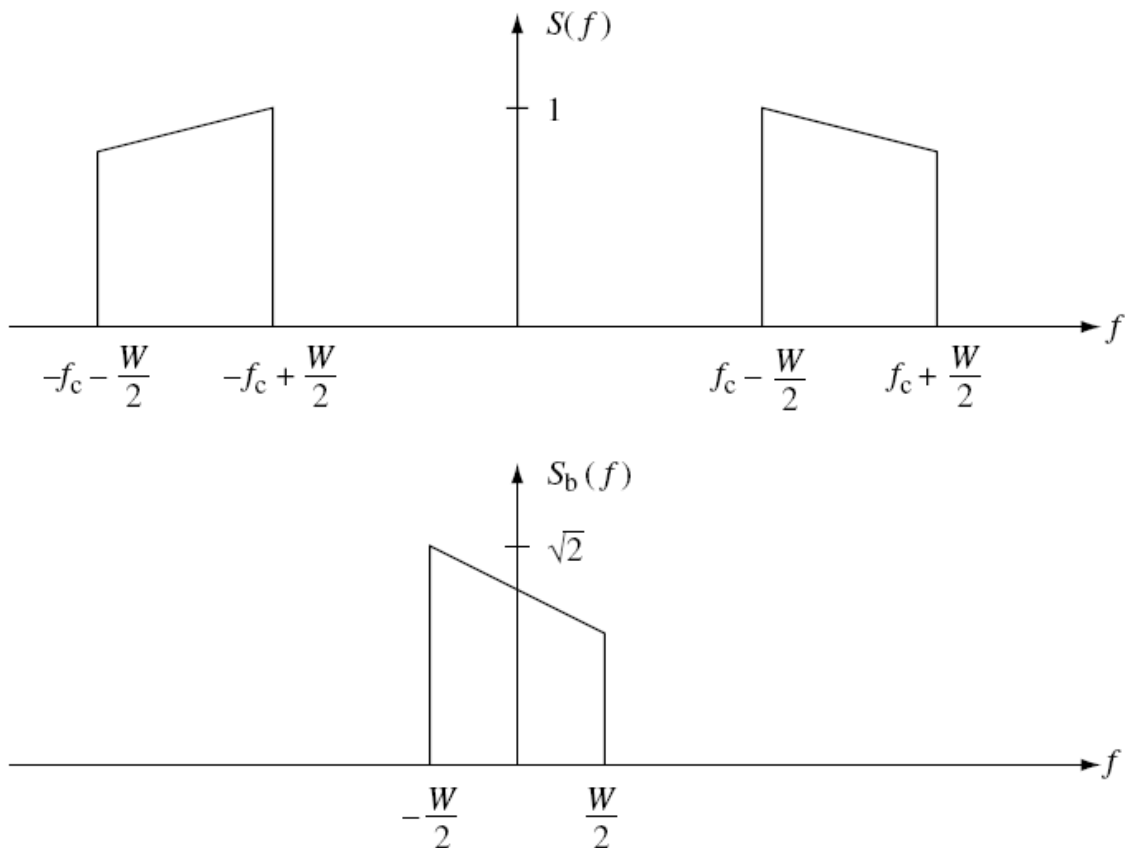
Στην ειδική περίπτωση που το κανάλι είναι ανεξάρτητο του χρόνου αυτό μειώνεται συνήθως σε απόκριση συχνότητας. Είναι ένας τρόπος να παρουσιάσουμε την $H(f; t)$ είναι να σκεφτούμε το σύστημα σαν μια αργά μεταβαλλόμενη συνάρτηση του χρόνου με συχνότητα απόκρισης $H(f; t)$ σε κάθε χρονική στιγμή t . Αντίστοιχα, $h(\tau, t)$ μπορεί να υποθεθεί όπως η απόκριση ενός συστήματος στο σταθερό χρόνο t . Αυτό είναι ένας χρήσιμος να σκεφτούμε για τα πολλαπλών διαδρομών κανάλια διαλείψεις σαν την κλίμακα του χρόνου που τι κανάλι μεταβάλλεται τυπικά πολύ περισσότερο από ότι εξαπλώνεται η καθυστέρηση. Στον ανακλών τοίχο παράδειγμα σημείου 3.1.4 ο χρόνος για να αλλάξει το κανάλι σημαντικά είναι της τάξης των milliseconds ενώ η καθυστέρηση διαδίδεται σε τάξη των microseconds. Η διάλειαση καναλιών που έχουν αυτό το χαρακτηριστικό πολλές φορές καλούνται under spread κανάλια.

3.3.2 Βασικής ζώνης ισοδύναμο μοντέλο

Σε τυπικές ασύρματες εφαρμογές επικοινωνίας έχουμε σε μια βασικής ζώνης $[f_c - w/2, f_c + w/2]$ εύρος ζώνης w κοντά στην κεντρική συχνότητα f_c , το φάσμα έχοντας οριστεί από τις αρχές. Παρόλα αυτά οι περισσότερες διαδικασίες όπως κωδικοποίηση / αποκωδικοποίηση, διαμόρφωση / αποδιαμόρφωση, συγχρονισμό κλπ γίνονται συνήθως στη βασικής ζώνης. Στον πομπό το τελευταίο στάδιο είναι να “up-convert” σήμα στην συχνότητα μετάδοσης και να το μετάδοση μέσω της κεραίας. Παρόμοιο το πρώτο βήμα στο δέκτη είναι το “down-convert” για RF σήμα βασικής ζώνης πριν δεχτεί επεξεργασία. Επομένως σε ένα επικοινωνιακό σύστημα θα ήταν καλύτερο να έχουμε ένα σύστημα βασικής ζώνης.

Θεωρώντας ένα πραγματικό σήμα $s(t)$ με μετασχηματισμό fourier $S(f)$ και χαμηλής συχνότητας $[f_c - w/2, f_c + w/2]$ με $w < 2f_c$. Ορίζουμε ως ισοδύναμο μοντέλο $s_b(t)$ ως το σήμα μετασχηματισμού fourier:

$$S_b(f) = \begin{cases} \sqrt{2}S(f + f_c) & f + f_c > 0 \\ 0 & f + f_c \leq 0 \end{cases} \quad (3.21)$$



Σχήμα 3.7 Αναπαράσταση της σχέσης μεταξύ passband φάσματος $S(f)$ ανά του

Έστω το $s(t)$ είναι πραγματικός, ο μετασχηματισμό fourier ικανοποιεί $S(f) = S^*(-f)$, που σημαίνει $s_b(t)$ περιέχει ακριβώς τις ίδιες πληροφορίες όπως $s(t)$. Ο συντελεστής $\sqrt{2}$ είναι περίπου αυθαίρετος αλλά εκλέχθηκε για να κανονικοποιήσει τις ενέργειες των $s_b(t)$ και $s(t)$ ώστε να είναι ίδιες. Σημειώστε ότι $s_b(t)$ είναι band-limited σε $[-w/2, w/2]$. Βλέπεις σχήμα 3.7

Για να ξαναφτιάξουμε το $s(t)$ από $s_b(t)$ παρατηρούμε ότι :

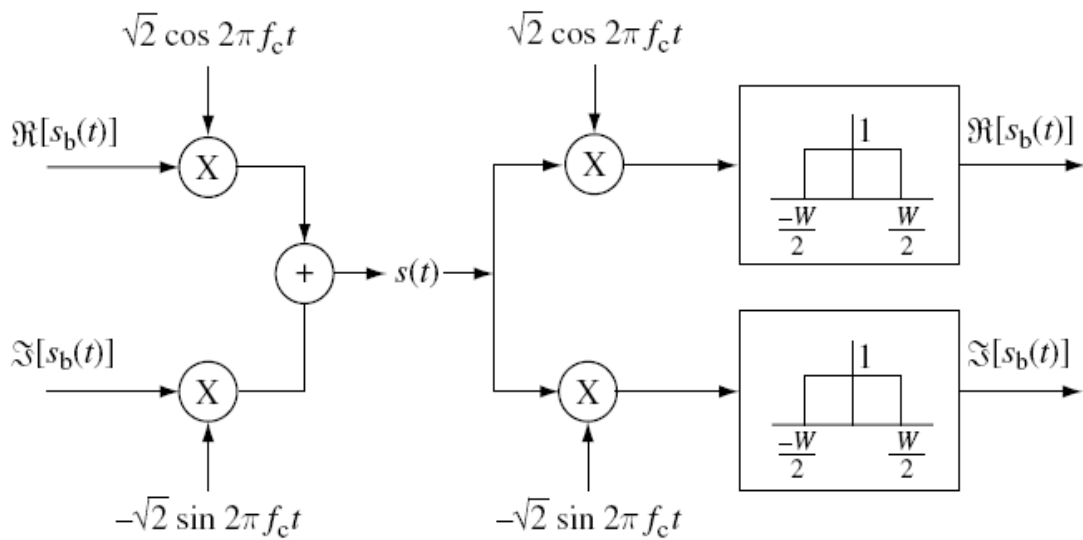
$$\sqrt{2}S(f) = S_b(f - f_c) + S_b^*(-f - f_c), \quad (3.22)$$

Παίρνοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό fourier έχουμε :

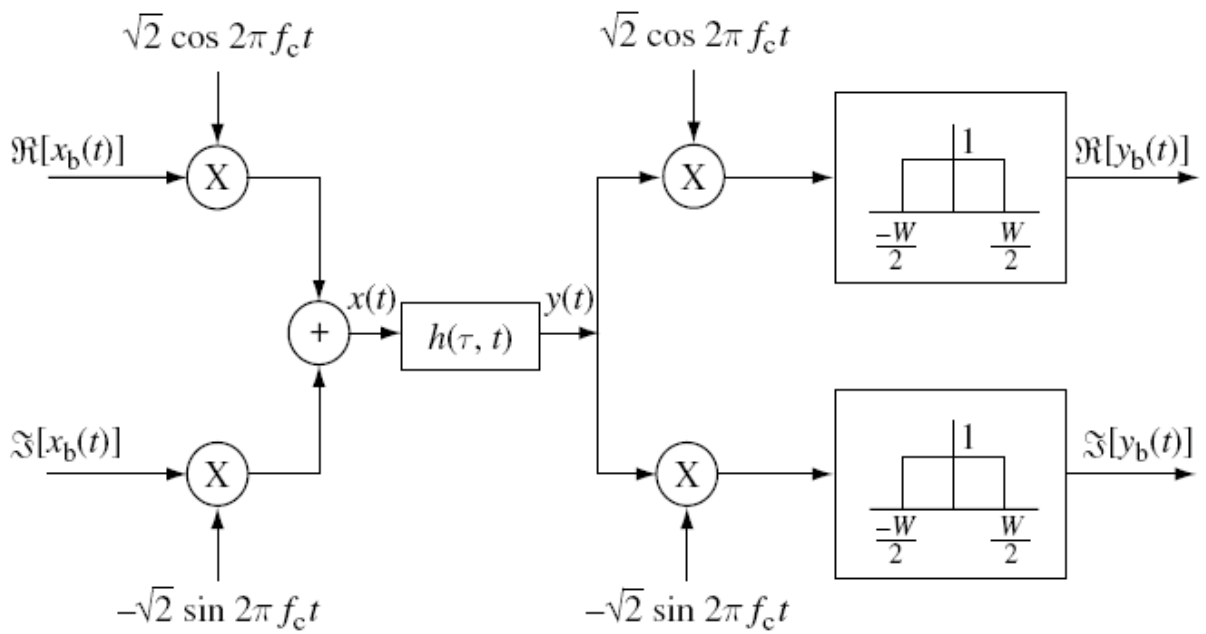
$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [s_b(t)e^{j2\pi f_c t} + s_b^*(t)e^{-j2\pi f_c t}] = \sqrt{2}\Re[s_b(t)e^{j2\pi f_c t}]. \quad (3.23)$$

Σε όρους πραγματικού σήματος η σχέση μεταξύ $s(t)$ και $s_b(t)$ φαίνεται στο σχήμα 3.8. Το passband σήμα $s(t)$ αποκτάται από την διαμόρφωση $\Re[s_b(t)]$ κατά $\sqrt{2} \cos 2\pi f_c t$ και $\Im[s_b(t)]$ κατά $-\sqrt{2} \cos 2\pi f_c t$ και προσθέτοντας για να πάρουμε $\sqrt{2}\Re[s_b(t)e^{j2\pi f_c t}]$ (up-conversion). Βασικής ζώνης σήμα $\Re[s_b(t)]$ αποκαθίσταται μέσω διαμόρφωσης $s(t)$ κατά $\sqrt{2} \cos 2\pi f_c t$ που ακλουθείτε από ένα ιδεατό χαμηλοπερατό φίλτρο βασικής ζώνης $[-w/2, w/2]$

Ας πάμε πίσω στο πολλαπλών διαδρομών κανάλι διαλείψεων (3.14) με παλμό που δίνεται από (3.18). Έστω $x_b(t)$ και $y_b(t)$ ότι είναι τα ισοδύναμα βασικής ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος $x(t)$ και του δεχόμενου σήματος $y(t)$. Στο σχήμα 3.9 δείχνει το διάγραμμα του συστήματος από $x_b(t)$ σε $y_b(t)$. Αυτό είναι εφαρμογή ενός passband συστήματος γνωστού ως quadrature amplitude modulation (διαμόρφωση πλάτους και φάσης)(QAM). Το σήμα $\Re[x_b(t)]$ καλείται μερικές φορές



Σχήμα 3.8 Αναπαράσταση του μετασχηματισμού από $s_b(t)$ σε $s(t)$ που ακολουθείται από μετατροπή $s(t)$ πίσω σε $s_b(t)$



Σχήμα 3.9 Διάγραμμα συστήματος από baseband μεταδιδόμενο σήμα $x_b(t)$ σε baseband σήμα στο δέκτη $y_b(t)$

Εντός φάσης συνιστώσα I και $\Re[x_b(t)]$ τετραγωνίζουσα συνιστώσα Q(στραμμένη κατά $\pi/2$). Τώρα υπολογίζουμε το ισοδύναμο κανάλι βασικής ζώνης . Αντικαθιστώντας

$$x(t) = \sqrt{2}\Re[x_b(t)e^{j2\pi f_c t}] \text{ και } y(t) = \sqrt{2}\Re[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] \text{ στην 3.14 έχουμε}$$

$$\begin{aligned} \Re[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] &= \sum_i a_i(t) \Re[x_b(t - \tau_i(t))e^{j2\pi f_c(t - \tau_i(t))}] = \\ &= \Re \left[\left\{ \sum_i a_i(t) x_b(t - \tau_i(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \right\} e^{-j2\pi f_c t} \right] \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\Im[y_b(t)e^{j2\pi f_c t}] = \Im \left[\left\{ \sum_i a_i(t) x_b(t - \tau_i(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \right\} e^{-j2\pi f_c t} \right] \quad (3.25)$$

Ως εκ τούτου, το ισοδύναμο κανάλι βασικής ζώνης είναι

$$y_b(t) = \sum_i a_i^b(t) x_b(t - \tau_i(t)) \quad (3.26)$$

Όπου

$$a_i^b(t) := a_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \quad (3.27)$$

Η σχέση εισόδου / εξόδου στην (2.26) είναι επίσης ένα γραμμικό σύστημα και η βασικής ζώνης ισοδύναμη με την απόκριση είναι

$$h_b(\tau, t) = \sum_i a_i^b(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (3.28)$$

Αυτή η αναπαράσταση είναι εύκολο να αναπαρασταθεί στο πεδίο του χρόνου όπου η επιρροή της συχνότητας μπορεί εύκολα να διακριθεί. Η βασικής ζώνης εισόδου είναι το άθροισμα σε κάθε διαδρομή και η καθυστέρηση ανντιγράφει την βασική συχνότητα εισόδου. Το εύρος του i th τέτοιου όρου είναι το εύρος της απόκρισης σε ένα δεδομένο μονοπάτι; αυτό αλλάζει αργά με σημαντικές αλλαγές που συμβαίνουν σε τάξη των δευτερολέπτων η παραπάνω. Αυτή η αλλαγή φάσης κατά $\pi/2$ όταν η καθυστέρηση στη διαδρομή κατά $1/(4f_c)$ όταν το μήκος της διαδρομής αλλάζει κατά ένα τέταρτο μήκος κύματος. Αν το μήκος αλλάζει με ταχύτητα u ο απαιτούμενος χρόνος για τέτοια αλλαγή φάσης είναι $c/(4f_c v)$. Καλούντος το

μετασχηματισμό Doppler D σε συχνότητα f είναι fv/c και σημειώνοντας ότι $f \approx f_c$ για narrowband επικοινωνία ο χρόνος που απαιτείται για $\pi/2$ η φάση αλλαγής είναι $1/(4D)$. Για το ανακλών σήμα στον τοίχο για παράδειγμα, είναι 5ms (θεωρώντας $f_c = 900\text{MHz}$ and $v = 60\text{km/h}$). Σημειώστε ότι ο μετασχηματισμός Fourier $H_b(f; t)$ of $h_b(\tau, t)$ για σταθερό t είναι απλώς $H(f + f_c; t)$ η συχνότητα απόκρισης του αρχικού συστήματος μετασχηματισμού μετά από την συχνότητα διάδοσης.

3.3.3 Ένα διακριτού χρόνου βασικής ζώνης μοντέλο

Το επόμενο βήμα στο να δημιουργήσουμε ένα χρήσιμο μοντέλο είναι να μετατρέψουμε ένα κανάλι συνεχούς χρόνου σε διακριτό χρόνο κανάλι. Με βάση το θεώρημα της δειγματοληψίας θεωρούμε ότι η κυματομορφή εισόδου περιορίζεται στο W . Τότε το ισοδύναμο βασικής ζώνης περιορίζεται σε $W/2$ και εμφανίζεται ως:

$$x_b(t) = \sum_n x[n] \text{sinc}(Wt - n) \quad (3.29)$$

Όπου $x[n]$ δίνεται από $x_b(n/W)$ και $\text{sinc}(t)$ ορίζεται ως :

$$\text{sinc}(t) := \frac{\sin(\pi t)}{\pi t} \quad (3.30)$$

Αυτή η αναπαράσταση ακολουθείται από το θεώρημα της δειγματοληψίας που λέει ότι η κυματομορφή χαμηλής ζώνης $W/2$ μπορεί να διευθετηθεί σε όρους ορθογονικούς βάσει $\{\text{sinc}(Wt - n)\}_n$, με συντελεστές που δόθηκαν από τα δείγματα (που λαμβάνονται ομοιόμορφα σε ακέραια πολλαπλάσια του $1/W$). Χρησιμοποιώντας (3.26) η έξοδος της βασικής συχχνότητας δίνεται από

$$y_b(t) = \sum_n x[n] \sum_i a_i^b(t) \text{sinc}[(Wt - W\tau_i](t) - n). \quad (3.31)$$

Η δειγματολοπιμένη έξοδος είναι πολλαπλάσια του $1/W$, $y[m] := y_b(m/W)$, δίνονται από

$$y(m) = \sum_n x[n] \sum_i a_i^b(t) \text{sinc}[m - n - \tau_i(m/W)W]. \quad (3.32)$$

Η δειγματολοπιμένη έξοδος $y[m]$ μπορεί ισοδύναμα να θεωρηθεί σαν προβολή της κυματομορφής $y_b(t)$ στην κυματομορφή $W\text{sinc}(Wt - m)$. Θέτοντας $l := m - n$. Έχουμε

$$y[m] = \sum_l x[m-l] \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W] \quad (3.33)$$

Και ορίζοντας

$$h_l[m] := \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W] \quad (3.34)$$

(3.33) μπορεί να γραφτεί ως

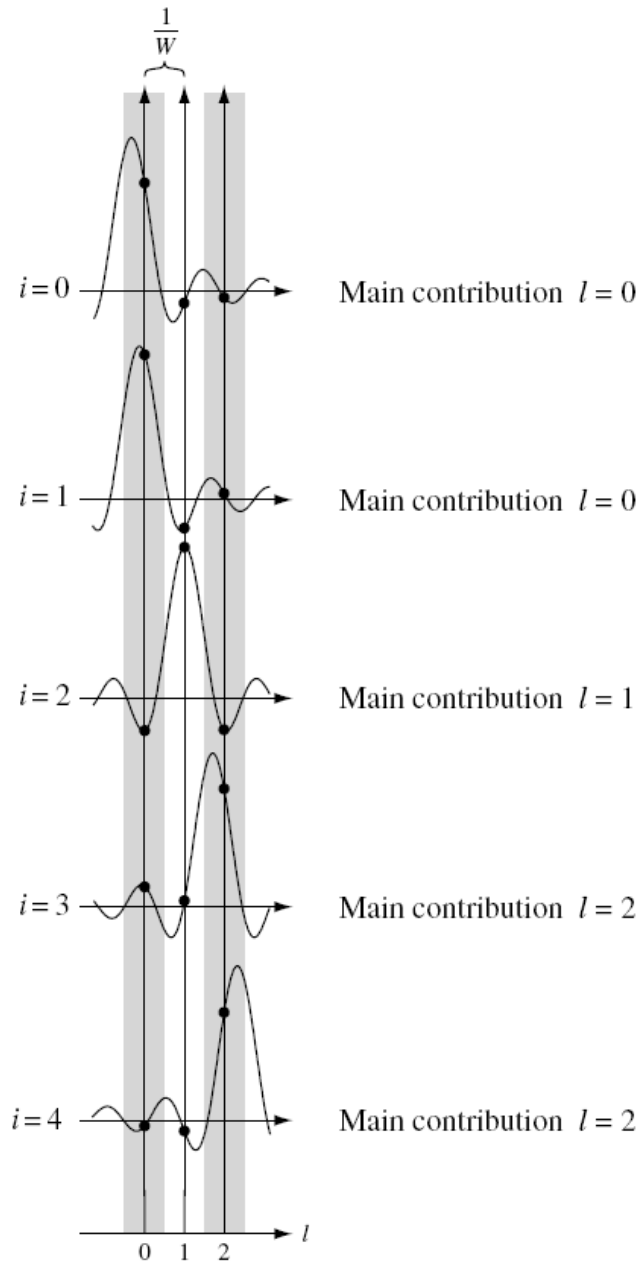
$$y[m] = \sum_l h_l[m] x[m-l] \quad (3.35)$$

Θεωρούμε $h_l[m]$ σαν το l th καναλιού φίλτρο tap στο χρόνο m . Η τιμή του είναι συνάρτησης του οφέλους $a_i^b(t)$ των μονοπατιών των οποίων η καθυστέρηση $\tau_i(t)$ είναι κοντά l/w (σχήμα 3.10). Στην εξαιρετική περίπτωση όπου τα ωφέλει $a_i^b(t)$ και οι καθυστερήσεις $\tau_i(t)$ των μονοπατιών είναι ανεξάρτητες του χρόνου, (3.34) απλοποιείται

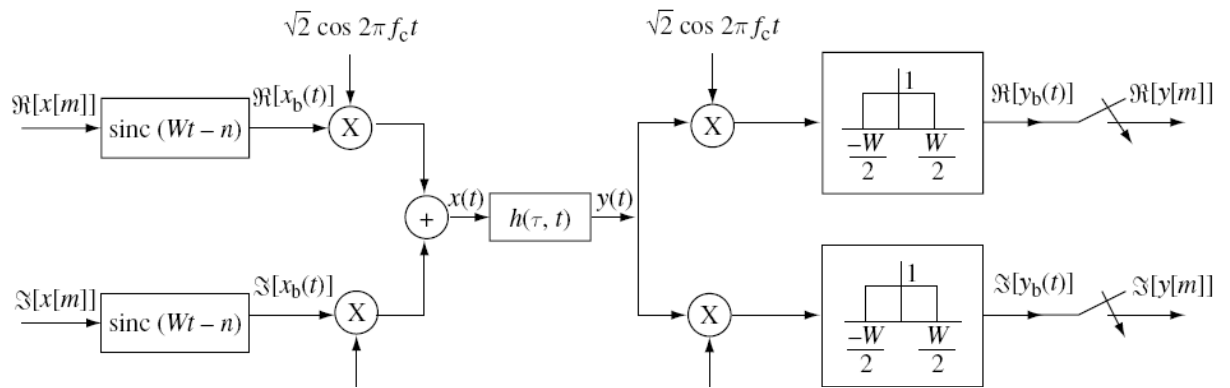
$$h_l = \sum_i a_i^b \text{sinc}[l - \tau_i W] \quad (3.36)$$

και το κανάλι είναι γραμμικός ανεξάρτητος του χρόνου. Το l th tap μπορεί να παρουσιασθεί σαν δείγμα (l/W) της απόκρισης των χαμηλοπερατών φίλτρων $h_b(\tau)$ διακλάδωσης με $\text{sinc}(W\tau)$.

Μπορούμε να παρουσιάσουμε την διαδικασία δειγματοληψίας σαν διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση σε ένα σύστημα επικοινωνίας. Στον χρόνο n μορφοποιούμε το $x[m]$ κατά sinc παλμό πριν up-conversion. Στο δέκτη το εισερχόμενο σήμα δειγματοληπτείται σε m/w φορές στην έξοδο του χαμηλοπερατού φίλτρου.



Το σχήμα 3.11 δείχνει το πλήρες σύστημα πρακτικά. Πρακτικά, οι μεταδιδόμενοι παλμοί όπως το raised cosine pulse χρησιμοποιούνται συχνά στη θέση του συνημιτονικού παλμού που έχει συνήθως σχετικά λίγη χρονοκαθυστέρηση και μπορεί να είναι πιο ευάλωτη σε λάθη. Αυτό κάνει απαραίτητο το να δειγματοληπτέσουμε στην κλίμακα Nyquist αλλά δεν αλλάζει την φύση του μοντέλου. Λόγω της διασποράς Doppler το εύρος ζώνης της εξόδου $y_b(t)$ είναι ελαφρώς μεγαλύτερο από το $W/2$ της εισόδου $x_b(t)$ και για αυτό η παραγωγή των δειγμάτων $y[m]$ δεν αναπαριστά πλήρως την έξοδο της κυματομορφής. Το πρόβλημα αυτό συνήθως αγνοείται πρακτικά αφού η διασπορά Doppler είναι μικρή σε σχέση με το bandwidth W . Επίσης είναι πολλή βολικό η συχνότητα δειγματοληψίας της εισόδου και εξόδου να είναι ίδιες. Εναλλακτικά θα ήταν πιθανόν να δειγματοληπτούμε την είσοδο σε διπλάσια κλίμακα από την έξοδο. Αυτό θα ανακτήσει όλες τις πληροφορίες που έλαβε από την κυματομορφή.



Σχήμα 3.11: Διάγραμμα συστήματος από τη μετάδοση βασικής ζώνης σύμβολο διαδεδομένο $x[m]$ στη βασικής ζώνης δειγματοληψίας λαμβανόμενου σήματος $y[m]$

Ο αριθμός των taps θα ήταν σχεδόν διπλός λόγω των μειωμένων διαστημάτων δείγματος αλλά θα ήταν σίγουρα κάτι λιγότερο από διπλάσιο αφού η αναπαράσταση δεν καθυστερεί το μονοπάτι τόσο.

3.4ΧΡΟΝΙΚΗ ΚΑΙ ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΣΥΝΟΧΗ

3.4.1 Διάδοση Doppler και χρονική συνοχή

Μια σημαντική παράμετρος καναλιού είναι η κλίμακα χρόνου της μεταβολής του καναλιού. Πόσο γρήγορα κάνει να χτυπήσει $h_l[m]$ μεταβάλλεται σαν συνάρτηση του m θυμηθείτε ότι (3.37)42

$$h_l[m] = \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W]$$

$$= \sum_i a_i^b(m/W) e^{-j2\pi f_c \tau_i(m/W)} \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W]$$

Ας εξετάσουμε αυτή την έκφραση, ως προς τους όρους. Από την παράγραφο 3.2.2 συμπεραίνουμε ότι σημαντικές αλλαγές του a_i συμβάντων σε δευτερόλεπτα η περισσότερο. Σημαντικές αλλαγές στη φάση του i μονοπατιού σε περιόδους του $1/(4D_i)$, όπου $D_i = f_c \tau_i'(t)$ είναι ο μετασχηματισμός Doppler για το μονοπάτι. Όταν διαφορετικά μονοπάτια συναντιούνται στο l th χτύπημα και έχουν διαφορετικούς μετασχηματισμός Doppler το εύρος του $h_l[m]$ αλλάζει σημαντικά. Αυτό συμβαίνει σε κλίμακα χρόνου αντίστροφος ανάλογη της μεγαλύτερης διαφοράς ανάμεσα στους μετασχηματισμούς Doppler, ο Doppler διαδίδει D_s

$$D_s := \frac{\max}{i,j} f_c |\tau_i'(t) - \tau_j'(t)|, \quad (3.38)$$

όπου το μέγιστο λαμβάνεται από όλα τα μονοπάτια που συνεισφέρουν σημαντικά στο tap. Τυπικά διαστήματα για τέτοιες αλλαγές είναι της τάξης των 10ms. Τελικά, αλλαγές στο sinc της (3.42) λόγω μεταβολής του χρόνου κάθε $\tau_i(t)$ είναι ανάλογες με το ευρωζώνης όπου αυτά σε φάση είναι ανάλογη με την βασικής ζώνης που τυπικά είναι πολύ πιο μεγάλη. Βασικά παίρνει πολύ παραπάνω για ένα μονοπάτι να μετακινηθεί από ένα tap σε ένα άλλο γι' αυτή τη φάση. Γι' αυτό οι γρηγορότερες αλλαγές στα filter taps συμβαίνουν λόγω της αλλαγής φάσης και είναι σημαντικές αλλαγές καθυστέρησης άνω του $1/(4D_s)$.

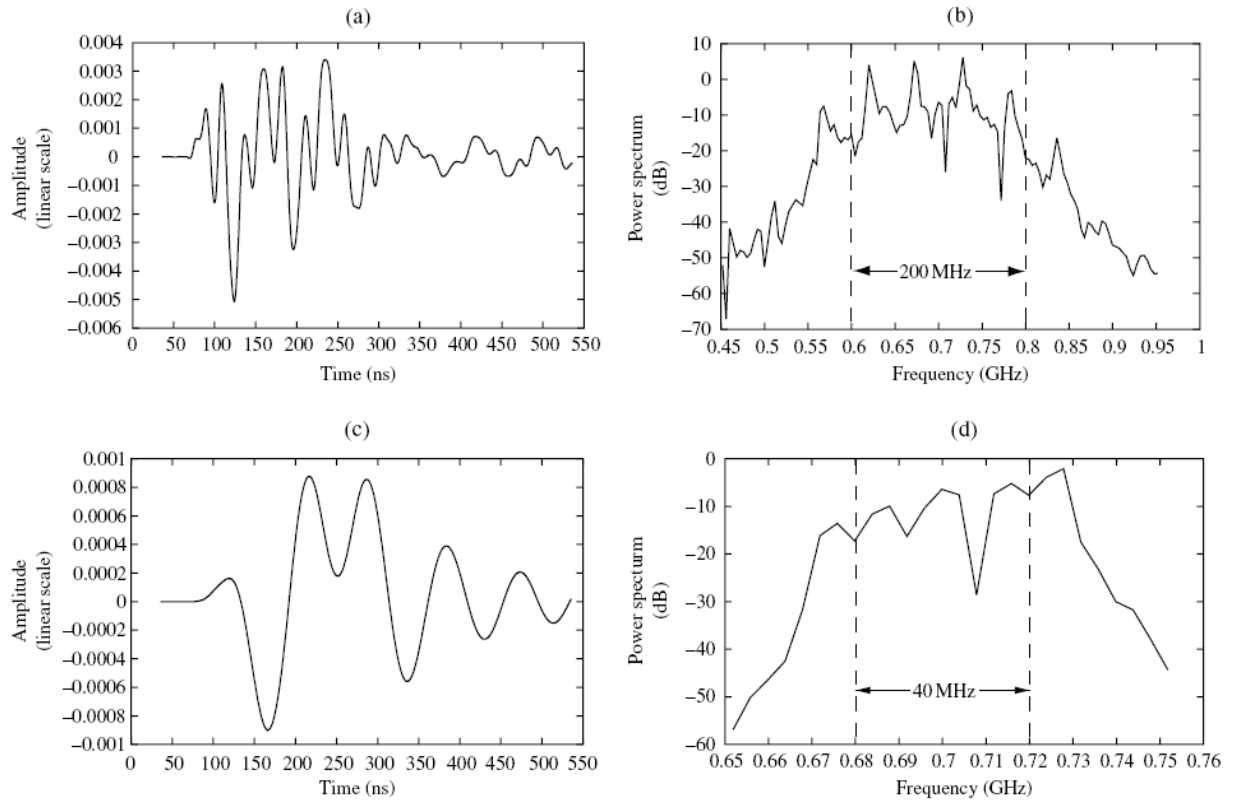
Ο χρόνος συνοχής T_c ενός ασύρματου καναλιού ορίζεται σαν ένα διάστημα όπου $h_l[m]$ αλλάζει σημαντικά σαν συνάρτηση του m . Αυτό που βρήκαμε, λοιπόν, είναι η σημαντική σχέση

$$T_c = \frac{1}{4D_s}. \quad (3.39)$$

Αυτό είναι μια κάπως ανακριβής σχέση, δεδομένου ότι οι μεγαλύτερες μετατοπίσεις Doppler μπορούν να ανήκουν στις πορείες που είναι πάρα πολύ αδύνατες για να κάνουν μια διαφορά. Μπορούμε επίσης να δούμε αλλαγές στην φάση του $\pi/4$ να είναι σημαντικές και να αντικαθιστούμε το 4 με το 8. Πολλοί άνθρωποι αντί για 4 βάζουν 1. Το σημαντικό είναι ότι βασικό για να αποφασίσουμε το χρόνο απόκρισης είναι η διάδοση Doppler και όσο μεγαλύτερη είναι η διάδοση τόσο μικρότερη είναι η συνοχή. Στην ασύρματη επικοινωνία τα κανάλια συχνά κατηγοριοποιούνται σαν fast fading και slow fading αλλά υπάρχει ακόμα μια μικρή άποψη για το τι σημαίνουν οι όροι εδώ μπορούμε να καλέσουμε ένα κανάλι fast fading αν η περίοδος T_c είναι πολύ μικρότερη από την απαίτηση καθυστέρησης της εφαρμογής και slow fading αν T_c είναι μεγαλύτερη.

Η σημαντικότητα χρησιμότητας του ορισμού είναι ότι σε ένα fast fading κανάλι, κάποιος μπορεί να μεταδώσει τα κωδικοποιημένα σύμβολα πάνω σε multiple fades του καναλιού ενώ σε ένα slow fading δεν μπορεί. Αν το κανάλι είναι fast ή slow fading εξαρτάται όχι μόνο από το περιβάλλον αλλά και από την εφαρμογή; φωνή για παράδειγμα τυπικά έχει μια μικρή καθυστέρηση απαίτηση λιγότερο από 100ms ενώ κάποιες άλλες εφαρμογές έχουν laxer απαιτήσεις καθυστέρησης.

3.4.2 Η καθυστέρηση διάδοσης και συνοχή εύρους ζώνης



Αυτό λέει ότι $E_r(f, t)$ αλλάζει σημαντικά όχι μόνο όταν t αλλάζει κατά $1/(4D_s)$ αλλά και όταν f αλλάζει κατά $1/(2T_d)$. Συμπεραίνουμε ότι επεκτείνεται σε έναν αυθαίρετο αριθμό πορειών, έτσι το εύρος ζώνης συνοχής, W_c , δίνεται κοντά.

$$W_c = \frac{1}{2T_d} \quad (3.40)$$

Η σχέση αυτή, όπως και (3.39), προορίζεται ως τάξη μεγέθους σχέση, κυρίως, επισημαίνοντας ότι το εύρος ζώνης είναι αμοιβαία συνοχή στην εξάπλωση πολλαπλών διαδρομών. Όταν το εύρος ζώνης των δεδομένων θεωρείτε μικρότερο από W_c το κανάλι συνήθως αναφέρεται σαν flat fading. Σε αυτή τη περίπτωση η καθυστέρηση διάδοσης T_d πολύ λιγότερο από ότι το σύμβολο $1/W$ και ένα μόνο filter tap είναι αρκετό να αναπαράσταση το κανάλι. Όταν το bandwidth είναι πολύ μεγαλύτερο από W_c το κανάλι λέγεται ότι είναι ένα frequency-selective και πρέπει να αναπαρασταθεί από multiple taps. Σημειώστε ότι flat or frequency selective fading δεν είναι ιδιότητα ενός μόνο καναλιού αλλά της σχέσης μεταξύ του εύρους ζώνης W και την συνοχή εύρους ζώνης T_d (Σχήμα 3.13).

Οι φυσικές παράμετροι η κλίμακα χρόνου της αλλαγής των βασικών παραμέτρων του διακριτού μοντέλου βασικής ζώνης συνοψίζονται στον πίνακα 3.1.οι διάφοροι τύποι καναλιού συνοψίζονται στον πίνακα 3.2.

Table 3.1 summary of the physical parameters of the channel and the time-scale of change of the key parameters in its discrete-time baseband model.

Key channel parameters and time-scales	Symbol	Representative values
Carrier frequency	f_c	1 GHz
Communication bandwidth	W	1 MHz
Distance between transmitter and receiver	d	1 km
Velocity of mobile	v	64 km/h
Doppler shift for a path	$D = f_c v/c$	50 Hz
Doppler spread of paths corresponding to a tap	D_s	100 Hz
Time-scale for change of path amplitude	d/v	1 minute
Time-scale for change of path phase	$1/(4D)$	5 ms
Time-scale for a path to move over a tap	$c/(vW)$	20 s
Coherence time	$T_c = 1/(4D_s)$	2.5 ms
Delay spread	T_d	1 μ s
Coherence bandwidth	$W_c = 1/(2T_d)$	500 kHz

Table 3.2 summary of the types of wireless channels and their defining characteristics.

Types of channel	Defining characteristic
Fast fading	$T_c \ll$ delay requirement
Slow fading	$T_c \gg$ delay requirement
Flat fading	$W \ll W_c$
Frequency-selective fading	$W \gg W_c$
Underspread	$T_d \ll T_c$

3.5 ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΚΑΝΑΛΙΩΝ

3.5.1 Φιλοσοφία μοντέλου

Ορίζουμε διάδοση Doppler και πολλαπλή διάδοση στις προηγούμενες παραγράφους σαν ποσότητα που σχετίζεται με έναν δεδομένο δέκτη σε δεδομένη θέση ταχύτητα και χρόνου. Παρόλα αυτά ενδιαφερόμαστε για έναν χαρακτηρισμό που να ισχύει για κάποιο φάσμα περιορισμών. Αναγνωρίζουμε ότι τα channel fiter

taps $\{h_l[m]\}$ πρέπει να μετρώνται αλλά θέλουμε ένα στατιστικό χαρακτηρισμό του πόσα taps χρειάζονται πόσο γρήγορα αλλάζουν και πόσο ποικίλουν. Ένας τέτοιος χαρακτηρισμός απαιτεί ένα πιθανοτικό μοντέλο των channel tap τιμών, πιθανή συγκεντρωμένη σε στατιστική αριθμηση. Είμαστε εξοικειωμένοι με την περιγραφή του πρόσθετου θορύβου από ένα τέτοιο πιθανοτικό μοντέλο. Επίσης μπορούμε να αξιολογήσουμε την πιθανότητα λαθών κατά την επικοινωνία σε ένα κανάλι χρησιμοποιώντας τέτοιο μοντέλο. Πρέπει να είναι ξεκάθαρο από την περιγραφή των φυσικών μηχανισμών γένεσης Doppler διάδοσης και πολλαπλή διάδοση του πιθανοτικού μοντέλου από τα channel filter taps θα είναι πολύ λιγότερο πιστά από ότι μοντέλα πρόσθετου θορύβου. Από την άλλη χρειαζόμαστε τέτοια μοντέλα ακόμη και αν έχουν μέτρια ακρίβεια. Χωρίς μοντέλα τα συστήματα σχεδιάζονται με την εμπειρία και τον πειραματισμό. Ακόμη και με ιδιαίτερα απλοποιημένα μοντέλα μπορούμε να συγκρίνουμε διαφορετικά συστήματα. Όλες οι αναλυτικές εργασίες γίνονται με απλοποιημένα μοντέλα. Για παράδειγμα λευκός Gaussian θόρυβος(WGN) θεωρείται συχνά στην επικοινωνία παρόλο που ξέρουμε ότι είναι αξιόπιστο μόνο για μικρές συχνότητες. Με WGN περιμένουμε παρόλα αυτά ότι το μοντέλο έχει καλές ιδιότητες. Για τα ασύρματα δίκτυα τα πιθανοτικά μοντέλα είναι σχετικά φτωχά και παρέχουν μονό order-of-magnitude guides στη σχεδίαση του συστήματος. Θα δούμε ότι μπορούμε να ορίσουμε Doppler διάδοση πολλαπλή διάδοση κλπ πολύ καλύτερα με πιθανοτικά μοντέλα αλλά το πρόβλημα είναι ότι αυτά τα κανάλια είναι πολύ διαφορετικά μεταξύ τους και δεν μπορούν να χαρακτηριστούν πιθανοτικά. Ταυτόχρονα υπάρχει μεγάλη βιβλιογραφία βασισμένη σε πιθανολογικά μοντέλα για τα ασύρματα δίκτυα και είναι πολύ βοηθητική. Παρόλα αυτά είναι σημαντικό να καταλάβουμε την robustness των αποτελεσμάτων. Υπάρχει ακόμα μια ερώτηση στο τι να προσομοιώσουμε. Ας θυμηθούμε το προηγούμενο Multipath fading channel

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)) + w(t). \quad (3.41)48$$

Αυτό έχει ακριβείς ορισμό της προδιαγραφής καθυστέρησης και του μεγέθους κάθε διαδρομής. Συμπεραίνουμε το διακριτό χρόνο baseband model σε όρους channel filter taps όπως

$$y[m] = \sum_l h_l[m]x[m - l] + w[m], \quad (3.42)$$

Οπού

$$h_l[m] = \sum_i a_i \left(\frac{m}{W}\right) e^{-j2\pi f_c \tau_i \left(\frac{m}{W}\right)} \text{sinc} \left[l - \tau_i \left(\frac{m}{W}\right) W\right] \quad (3.43)$$

Χρησιμοποιήσαμε το θεώρημα δειγματοληψίας στο οποίο $x[m] = x_b(m/W)$ και $x[m] = y_b(m/W)$. Το κάθε channel tap $h_l[m]$ περιέχει πολλά μονοπάτια με καθυστέρηση ομαλοποιημένη κατά σήμα βασικής ζώνης εύρους ζώνης.

Ευτυχώς είναι τα filter taps που πρέπει να προσομοιωθούν για την είσοδο και έξοδο περιγραφές, και επίσης τα filter taps συνήθως περιέχουν ένα σύνολο από επαρκείς μονοπάτι έτσι ώστε το στατιστικό μοντέλο μπορεί να έχει πιθανότητες επιτυχίας.

3.5.2 Rayleigh και Rician διάλυση

Το ευκολότερο πιθανοτικό μοντέλο για channel filter taps βασίζεται στην υπόθεση ότι υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός στατιστικά ανεξάρτητων ανακλάσεων και διασκορπισμένων μονοπατιών με τυχαίο εύρος σε καθυστέρηση παραθύρου που αποκρίνονται σε single tap. Η φάση του i th μονοπατιού είναι $2\pi f_c \tau_i$ Model 2π . Τώρα $f_c \tau_i = d_i/\lambda$ όπου d_i είναι η απόσταση που ταξιδεύει από το i th μονοπάτι και λ είναι το μήκος κύματος. Είναι λογικό να θεωρήσουμε ότι η φάση κάθε μονοπατιού διανέμεται ομοιόμορφα μεταξύ 0 κ 2π και στο οι φάσεις των διάφορων μονοπατιών είναι ανεξάρτητες. Η συνεισφορά κάθε μονοπατιού στο tap gain $h_l[m]$ είναι

$$a_i(m/W)e^{-j2\pi f_c \tau_i(m/W)} \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W] \quad (3.44)$$

και αυτό μπορεί να προσομοιωθεί σαν κυκλικά συμμετρική μεταβλητή. Κάθε tap $h_l[m]$ είναι το άθροισμα ενός μεγάλου αριθμού από τόσες μικρές ανεξάρτητες κυκλικές συμμετρικές τυχαίες μεταβλητές. Ακολουθεί ό $\Re(h_l[m])$ τι είναι το άθροισμα πολλών μικρών τυχαίων μεταβλητών και έτσι με το κεντρικό οριακό θεώρημα μπορεί εύλογα να μοντελοποιηθεί σαν μηδενική μέση Gaussian τυχαία μεταβλητή. Παρόμοια λόγω της καθολικής φάσης $\Re(h_l[m]e^{j\varphi})$ είναι Gaussian για την ίδια μεταβλητή για κάθε σταθερό φ . Αυτό βεβαιώνει ότι $(h_l[m])$ είναι σίγουρα κυκλικά συμμετρική $e\mathcal{N}(0, \sigma_l^2)$. Θεωρητικά εδώ ότι η μεταβλητή της $(h_l[m])$ είναι μια συνάρτηση του tap l αλλά ανεξάρτητη από το χρονικό m . Με αυτό υποτίθεται η Gaussian πιθανοτική πυκνότητα και ξέρουμε ότι το magnitude $|h_l[m]|$ του lh tap είναι μια Rayleigh τυχαία μεταβλητή με πυκνότητες

$$\frac{x}{\sigma_l^2} \exp\left\{\frac{-x^2}{2\sigma_l^2}\right\} \quad x \geq 0 \quad (3.45)$$

κατά το τετραγωνικό magnitude $|h_l[m]|^2$ διανέμεται εκθετικά με

$$\frac{x}{\sigma_l^2} \exp\left\{\frac{-x^2}{\sigma_l^2}\right\} \quad x \geq 0 \quad (3.46)$$

Αυτό το μοντέλο που καλείται Rayleigh fading είναι λογικό για μηχανισμούς διάδοσης όπου υπάρχουν πολλές μικρές ανακλάσεις αλλά θεωρήθηκε αρχικά. Για

απλότητα σε τυπικά δικτυακές καταστάσεις με μικρό αριθμό ανακλάσεων, αλλά υιοθετείται πρώτιστος για την απλότητά του στις χαρακτηριστικές κυψελοειδείς καταστάσεις με έναν σχετικά μικρό αριθμό ανακλαστήρων. Η λέξη Rayleigh είναι σχεδόν καθολικά χρησιμοποιημένη για το μοντέλο αλλά η υπόθεση ότι τα taps gain είναι κυκλικά συμμετρικές γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές.

Υπάρχει συχνά ένα εναλλακτικό μοντέλο στο οποίο το line-of-sight-path είναι μεγάλο και έχει δεδομένο το magnitude και ότι υπάρχει ακόμα ένας ανεξάρτητος αριθμός μονοπατιών. Σε αυτήν την περίπτωση ($h_l[m]$) έστω για μία τιμή l , μπορεί να είναι μοντέλο όπως

$$h_l[m] = \sqrt{\frac{k}{k+1}} \sigma_l e^{j\theta} + \sqrt{\frac{1}{k+1}} e \mathcal{N}(0, \sigma_l^2) \quad (3.47)$$

με των πρώτο όρο να αναπαριστά στο φασματικό μονοπάτι που φτάνει με ομοιόμορφη φάση θ και το δεύτερο όρο να αποκρίνεται στη συγκέντρωση του μεγάλου αριθμού των ανακλώμενων και διαχεόμενων μονοπατιών ανεξάρτητα από θ . Η παράμετρος K είναι ο λόγος ενέργειας στο φάσμα προς την ενέργεια των διαχεόμενων μονοπατιών, όσο μεγαλύτερο είναι το K τόσο πιο ντετερμινιστικό είναι το κανάλι. Το magnitude μιας τέτοιας τυχαίας μεταβλητής λέγεται ότι έχει μια Rician κατανομή. Η πυκνότητα έχει μπερδεμένη μορφή και είναι καλύτερα είναι ένα μοντέλο διάλειψης όπως το μοντέλο Rayleigh.

3.5.3 Tap gain auto-correlation function

Προσομοιώνοντας κάθε ($h_l[m]$) σαν μια πολύπλοκη τυχαία μεταβλητή παρέχει μέρος της στατιστικής περιγραφή που θέλουμε. Το πιο σημαντικό θέμα είναι πως αυτές οι ποσότητες μεταβάλλονται στον χρόνο όπως θα δούμε στο τέλος η κλίμακα της μεταβολής του καναλιού έχει σημαντικό αντίκτυπο σε πολλούς παράγοντες του προβλήματος επικοινωνίας. Μια στατιστική ποσότητα που μοντελοποιεί αυτή τη θέση είναι γνωστή σαν tap gain auto correlation function $R_l[n]$, ορίζεται σαν

$$R_l[n] := \mathbb{E}\{h_l^*[m]h_l[m+n]\}. \quad (3.48)$$

Για κάθε tap l είναι μια auto-correlation συνάρτηση της ακολουθίας τυχαίων μεταβλητών που το μοντέλο ότι το tap εμπλέκονται στον χρόνο. Αφού η ακολουθία

τυχαίων μεταβλητών $h_l[m]$ για κάθε δεδομένο l έχει και mean και covariance function που δεν εξαρτώνται από το m , η ακολουθία είναι στατική. Θεωρούμε επίσης ότι, η τυχαία μεταβλητή $h_l[m]$ είναι ανεξάρτητη για $h_{l'}[m']$ για όλα $l \neq l'$ και όλα m, m' . Αυτό το τελικό συμπέρασμα αφού τα μονοπάτια διαφόρων range καθυστέρησης συνεισφέρουν στο $h_l[m]$ για διαφορετικές τιμές του l . Η

σταθερά $R_l[0]$ είναι ανάλογη της ενέργειας στο δέκτη στο l th tap. Η καθυστερήσεις πολλαπλών διαδρομών T_d μπορεί να οριστεί σαν το γινόμενο $1/W$ φορές το εύρος του l που περιέχει περισσότερη από την συνολική ενέργεια $\sum_{l=0}^{\infty} R_l[0]$.

Αυτό είναι προτιμότερο στον προηγούμενο ορισμό μας στο ότι η στατιστική φύση του T_d είναι ξεκάθαρη και ότι η εξάρτηση κάποιας σταθερότητας είναι ξεκάθαρη. Τώρα μπορούμε να ορίσουμε χρόνο συνοχής T_c σαν μικρότερη τιμή του $n > 0$ για το οποίο το $R_l[n]$ είναι σημαντικά διαφορετικό από το $R_l[0]$. Με δύο από αυτούς ορισμούς, έχουμε ακόμη την ασάφεια για το τι "σημαντικό" μέσα, αλλά τώρα αντιμετωπίζουμε την πραγματικότητα, ότι οι ποσότητες αυτές πρέπει να θεωρηθούν ως στατιστικές και όχι ως στιγμιαίες τιμές.

The tap gain auto-correlation είναι χρήσιμη ως τρόπος έκφρασης των στατιστικών στοιχείων για το πώς tap gain αλλάζει, με δεδομένο ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης W , αλλά παρέχει λίγες πληροφορίες για ζητήματα που σχετίζονται με την επιλογή του εύρους ζώνης για την επικοινωνία. Αν παραστήσουμε τα αυξανόμενα bandwidth μπορούμε να δούμε πολλά πράγματα να συμβαίνουν πρώτων η κλίμακα της καθυστέρησης που είναι χωρισμένη σε διάφορα tap l γίνεται κοντότερη ($1/W$ δευτερόλεπτα) έτσι υπάρχουν λιγότερα μονοπάτια που αποκρίνονται σε κάθε tap και για αυτό η προσέγγιση Rayleigh είναι λίγη. Δεύτερον η sinc συνάρτησή (2.43) γίνεται μικρότερη, και $R_l[0]$ δίνει ένα καλύτερο grained εικόνα της ποσότητας της ισχύος που λαμβάνεται l καθυστέρηση παραθύρου πλάτους $1/W$.

Συνοψίζοντας όπως προσπαθούμε να εφαρμόσουμε το μοντέλο σε μεγαλύτερο W παίρνουμε περισσότερες λεπτομέρειες για την καθυστέρηση και το correlation της καθυστέρησης αλλά οι πληροφορίες γίνονται πιο αμφίβολες.

3.6 ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Η μετάδοση των ραδιοσημάτων μέσω του ασύρματου καναλιού είναι μία πολύπλοκη διαδικασία καθώς επηρεάζεται από διάφορα σύνθετα φαινόμενα, όπως είναι η σκίαση (shadowing) και η πολυδιόδευση (multipath). Η ακριβής μαθηματική περιγραφή της διαδικασίας αυτής με σκοπό την μελέτη της απόδοσης των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, είναι πολύ δύσκολη. Εντούτοις όμως, σημαντικές προσπάθειες έχουν γίνει για τη στατιστική μοντελοποίηση και περιγραφή των παραπάνω φαινομένων, με αποτέλεσμα την ύπαρξη πλήθους σχετικά απλών και ακριβών στατιστικών μοντέλων καναλιών διαλείψεων, που εξαρτώνται από το εκάστοτε περιβάλλον μετάδοσης και του τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

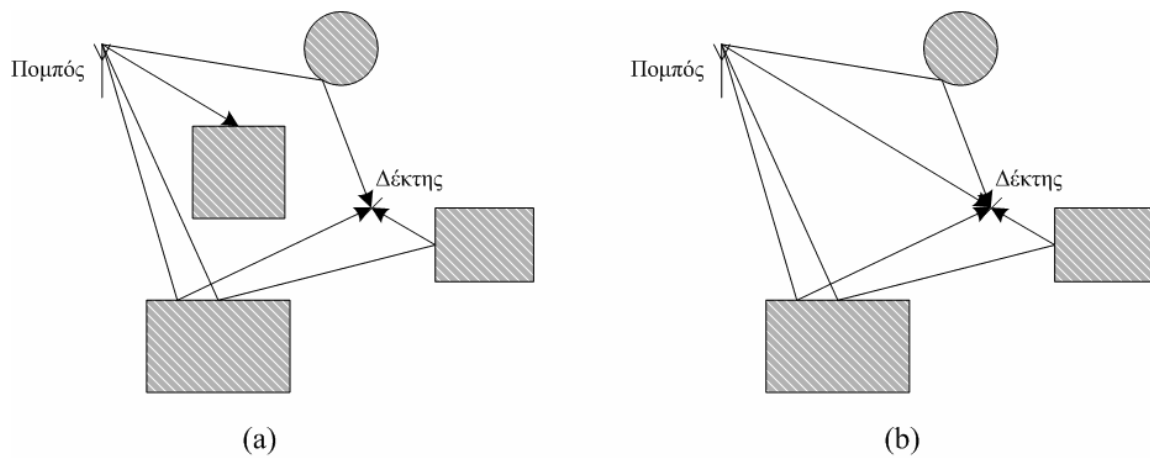
Ο στόχος, είναι η παρουσίαση των βασικών χαρακτηριστικών του καναλιού με διαλείψεις, αλλά και των κυριότερων στατιστικών μοντέλων που το περιγράφουν. Πιο αναλυτικά, γίνεται μία αναφορά στη διαδικασία της εμφάνισης των διαλείψεων που χαρακτηρίζουν το ασύρματο κανάλι. Παράλληλα, ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του καναλιού γίνεται η κατηγοριοποίησή του σε κανάλι επιλεκτικών συχνοτήτων – μη επιλεκτικών συχνοτήτων και σε κανάλι με βραδείες – ταχείες διαλείψεις. Παρακάτω δίνονται τα βασικά χαρακτηριστικά του καναλιού μη επιλεκτικών συχνοτήτων με βραδείες διαλείψεις, το οποίο είναι και το κανάλι που θα μελετηθεί στα πλαίσια της διατριβής. Επίσης παρουσιάζονται αναλυτικά όλα τα στατιστικά μοντέλα που περιγράφουν το κανάλι αυτό.

Χαρακτηριστικά ασύρματου καναλιού

Ο όρος διαλείψεις χρησιμοποιείται για τη περιγραφή των ταχύτατων διακυμάνσεων της έντασης του λαμβανόμενου σήματος, που παρατηρούνται σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα. Οι διαλείψεις οφείλονται στη λήψη δύο ή περισσότερων αντιγράφων του σήματος εκπομπής, τα οποία ονομάζονται σήματα πολυδιόδευσης.

Οι σημαντικότερες επιδράσεις της πολυδιόδευσης είναι:

- Ταχύτατη μεταβολή της ισχύος του σήματος λήψης σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα,
- Τυχαία μετατόπιση της συχνότητας του σήματος, λόγω του φαινομένου Doppler που παρατηρείται στα διάφορα σήματα πολυδιόδευσης,
- Χρονική διασπορά του σήματος λήψης, λόγω των διαφορετικών χρόνων μετάδοσης των σημάτων πολυδιόδευσης.



Σχήμα 3.12 : Πολυδιόδευση των ραδιοσημάτων με ή χωρίς οπτική επαφή πομπού-δέκτη.

Οι διαλείψεις που παρατηρούνται κατά την ασύρματη μετάδοση οφείλονται στο γεγονός ότι το ύψος της κεραίας του κινητού σταθμού βρίσκεται πολύ χαμηλότερα από τα γύρω κτήρια και κατά συνέπεια δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ του κινητού δέκτη και του σταθμού βάσης. Ακόμα και αν υπάρχει οπτική επαφή, φαινόμενα πολυδιόδευσης παρατηρούνται λόγω των ανακλάσεων των σημάτων στο έδαφος και στα παρακείμενα κτήρια (Σχήμα 3.1). Κατά συνέπεια πολλά αντίγραφα του σήματος εκπομπής φτάνουν στο δέκτη από διαφορετικές κατευθύνσεις και με διαφορετικούς χρόνους μετάδοσης. Έτσι λοιπόν, σε κάθε σημείο στο χώρο το σήμα λήψης αποτελείται από έναν μεγάλο αριθμό επίπεδων κυμάτων των οποίων τα πλάτη και οι φάσεις ακολουθούν τυχαίες κατανομές. Τα σήματα αυτά αθροίζονται διανυσματικά στο δέκτη με αποτέλεσμα το τελικό σήμα να εμφανίζεται εξασθενημένο ή και παραμορφωμένο.

Όταν κατά την ασύρματη μετάδοση χρησιμοποιείται σύμφωνη διαμόρφωση, η επίδραση των διαλείψεων στην φάση του σήματος λήψης, έχει σαν αποτέλεσμα την σημαντική μείωση της απόδοσης του συστήματος, εκτός και αν ληφθούν δραστικά μέτρα για την αντιμετώπιση του φαινομένου αυτού στο δέκτη. Κατά τη μελέτη όμως της απόδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που κάνουν χρήση σύμφωνης διαμόρφωσης, υποθέτουμε ότι ο δέκτης γνωρίζει την επίδραση των

διαλείψεων στην φάση του σήματος, με αποτέλεσμα να έχουμε σύμφωνη ιδανική αποδιαμόρφωση. Στη περίπτωση που χρησιμοποιούνται ασύμφωνες διαμορφώσεις, πληροφορίες για την φάση του σήματος λήψης δεν είναι απαραίτητες στο δέκτη και οι μεταβολές της φάσης λόγω των διαλείψεων δεν επηρεάζουν την απόδοση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Για την μελέτη λοιπόν της απόδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που λειτουργούν σε κανάλια με διαλείψεις, τόσο για ιδανικές σύμφωνες διαμορφώσεις αλλά και για ασύμφωνες διαμορφώσεις, είναι απαραίτητη η γνώση μόνο της στατιστικής του πλάτους του σήματος λήψης.

Κανάλια επιλεκτικών συχνοτήτων και κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων

Για την μελέτη και την κατηγοριοποίηση των καναλιών πολυδιάδευσης χρησιμοποιούνται παράμετροι που χαρακτηρίζουν το ασύρματο κανάλι, όπως είναι η διασπορά της καθυστέρησης (delay spread) του καναλιού και το σύμφωνο εύρος ζώνης (coherence bandwidth) του καναλιού.

Η διασπορά της καθυστέρησης είναι το μέγεθος που μας πληροφορεί για τη χρονική διαφορά με την οποία λαμβάνει ο δέκτης τα διάφορα αντίγραφα του ίδιου σήματος εκπομπής, λόγω της πολυδιάδευσης που προκαλεί το ασύρματο κανάλι. Τυπικές τιμές για τη μέση ενεργό τιμή της διασποράς της καθυστέρησης είναι της τάξης μεγέθους msec για κινητές επικοινωνίες σε εξωτερικούς χώρους, ενώ σε εσωτερικούς χώρους η τιμή αυτή είναι της τάξης μεγέθους nsec.

Αντίστοιχα με τη διασπορά της καθυστέρησης του καναλιού που περιγράφει το κανάλι στο πεδίο του χρόνου, το σύμφωνο εύρος ζώνης χρησιμοποιείται για το χαρακτηρισμό του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας. Το σύμφωνο εύρος ζώνης, B_c , είναι το εύρος ζώνης του φάσματος στο οποίο το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί «επίπεδο», δηλ. όλες οι φασματικές συνιστώσες του σήματος να επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο. Εάν η απόσταση των συχνοτήτων δύο σημάτων είναι μεγαλύτερη από B_c τότε τα σήματα αυτά θα επηρεαστούν διαφορετικά κατά την μετάδοση τους.

Το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού είναι αντιστρόφως ανάλογο με τη μέγιστη διασπορά της καθυστέρησης (maximum delay spread) που προκαλεί το κανάλι. Η διασπορά της καθυστέρησης των σημάτων πολυδιάδευσης είναι η αιτία για τον χαρακτηρισμό των ασύρματων καναλιών είτε ως κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων («επίπεδα» κανάλια), είτε ως κανάλια επιλεκτικών συχνοτήτων.

A. Κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων

Εάν η απόκριση του ασύρματου καναλιού έχει σταθερό πλάτος και γραμμική φάση για ένα εύρος ζώνης που είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του σήματος μετάδοσης, τότε το κανάλι ονομάζεται κανάλι μη επιλεκτικών συχνοτήτων. Σε ένα κανάλι μη επιλεκτικών συχνοτήτων, τα φασματικά χαρακτηριστικά του σήματος εκπομπής δεν αλλοιώνονται κατά την διάρκεια της μετάδοσης. Ωστόσο, η ισχύς του σήματος λήψης μεταβάλλεται στο χρόνο λόγω της πολυδιόδευσης. Σε ένα «επίπεδο» κανάλι η διασπορά της καθυστέρησης λόγω της πολυδιόδευσης είναι πολύ μικρότερη από τη διάρκεια του συμβόλου.

Τα κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων ονομάζονται και κανάλια μεταβολής του πλάτους, καθώς και στενοζωνικά (narrowband) κανάλια, διότι το εύρος ζώνης του σήματος εκπομπής είναι πολύ μικρότερο από το εύρος ζώνης του καναλιού μετάδοσης.

B. Κανάλια επιλεκτικών συχνοτήτων

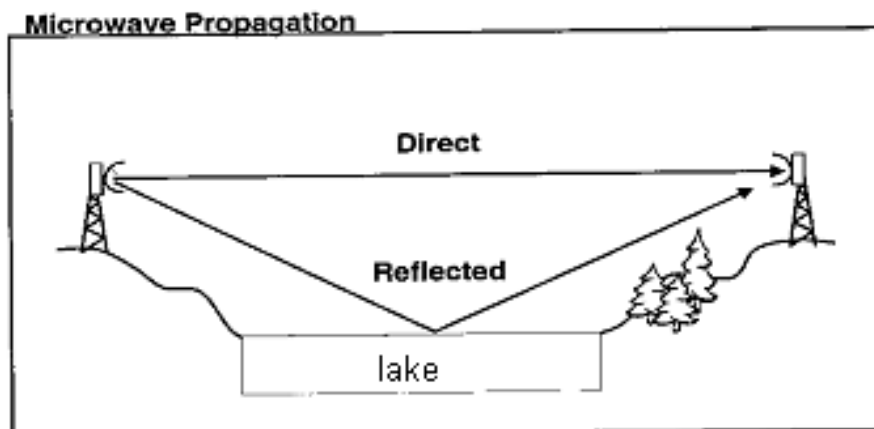
Στην περίπτωση που η απόκριση του καναλιού έχει σταθερό πλάτος και γραμμική φάση για ένα εύρος ζώνης μικρότερο από το εύρος ζώνης του σήματος μετάδοσης, τότε το κανάλι ονομάζεται κανάλι επιλεκτικών συχνοτήτων. Στην περίπτωση αυτή η διασπορά της καθυστέρησης που προκαλεί το κανάλι είναι μεγαλύτερη από την διάρκεια του συμβόλου. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να παρεμβάλλονται στο τελευταίο σύμβολο που έχει λάβει ο δέκτης και σύμβολα που έχει εκπέμψει ο πομπός προηγούμενες χρονικές στιγμές, λόγω της μεγαλύτερης διαδρομής που έχουν ακολουθήσει τα σήματα πολυδιόδευσης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται διασυμβολική παρεμβολή και οφείλεται στην χρονική διασπορά που προκαλεί το κανάλι στο σήμα μετάδοσης. Σε κανάλια επιλεκτικών συχνοτήτων, το φάσμα του σήματος εκπομπής είναι μεγαλύτερο από το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού και για τον λόγο αυτό το κανάλι ονομάζεται και ευρυζωνικό κανάλι.

4 ΑΝΑΚΛΑΣΕΙΣ ΕΔΑΦΟΥΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Γενικά, το κύμα το οποίο ακτινοβολείται από μια κεραία, διαδίδεται στο χώρο μεταφέροντας ενέργεια όχι μόνο στο δέκτη αλλά και σε άλλες κατευθύνσεις. Μάλιστα, το εύρος των σημείων του χώρου, τα οποία λαμβάνουν μη αμελητέα επίπεδα ισχύος, αυξάνει όσο αυξάνει η απόσταση από την κεραία πομπό. Για παράδειγμα, αν θεωρήσουμε μια ισχυρά κατευθυντική κεραία, με εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος 1° , τότε σε απόσταση περίπου 1.4 km, το εύρος της δέσμης αντιστοιχεί σε μια διάμετρο περίπου 700m. Συνεπώς, δεν μπορεί να αποκλειστεί το ενδεχόμενο ανακλάσεων από διάφορα εμπόδια, ακόμη κι αν αυτά βρίσκονται μακριά (εκτός $1^{ης}$ ζώνης Fresnel) από την ευθεία οπτικής επαφής.

Συνεπώς, ο δέκτης είναι δυνατό να λάβει το ίδιο σήμα μέσω διαφορετικών οδύσεων π.χ. κατευθείαν και μέσω ανακλάσεων (Σχήμα 4.1). Εφόσον τα κύματα που φτάνουν στο δέκτη διανύουν διαφορετικές αποστάσεις είναι αναμενόμενο να διαφοροποιούνται σε μέτρο και φάση. Συνεπώς δεν μπορεί να αποκλεισθεί η περίπτωση, όπου τα επιμέρους λαμβανόμενα κύματα να έχουν αντίθετες φάσεις, έτσι ώστε να αναιρούν το ένα το άλλο, εξασθενώντας το συνολικό λαμβανόμενο σήμα.



Σχήμα 4.1. Κατευθείαν και από ανάκλαση Λήψη.

Το φαινόμενο της εξασθένησης λόγω ανακλάσεων, ονομάζεται πολύοδη διάλειαση (multipath fading) και αποτελεί ένα από τα πλέον κλασσικά προβλήματα προς επίλυση, κατά τη σχεδίαση μιας ραδιοζεύξης. Στην παρούσα ενότητα, θα επιχειρηθεί η περιγραφή του μηχανισμού των ανακλάσεων από το έδαφος καθώς και των γενικών αρχών αντιμετώπισής τους.

Γενικά, τα χαρακτηριστικά των ανακλώμενων κυμάτων εξαρτώνται από τη συχνότητα, τη γωνία πρόσπτωσης, την πόλωση του κύματος, καθώς και από τη μορφολογία και τα διηλεκτρικά χαρακτηριστικά της ανακλαστικής επιφάνειας.

Το απλούστερο μοντέλο ανάκλασης από το έδαφος είναι αυτό της επίπεδης και τέλεια αγωγίμης γής. Σε αυτή την περίπτωση, η ενέργεια του κύματος δεν απορροφάται και δεν διαδίδεται στο έδαφος, και επομένως το ανακλώμενο κύμα μπορεί να διατηρήσει

υψηλά επίπεδα ισχύος στο δέκτη. Για το μακρινό πεδίο (far field) το κατευθείαν και το ανακλώμενο κύμα έχουν ίδιο μέτρο και διαφορά φάσης που εξαρτάται από τα ύψη h_1 , h_2 στα οποία τοποθετούνται οι κεραίες του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα. Ο λόγος της συνολικής λαμβανόμενης ισχύος προς την ισχύ του κατευθείαν κύματος P/P_0 δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$P/P_0 = 4 \left| \sin \left(2\pi \frac{h_1 h_2}{\lambda d} \right) \right|^2 \quad (\text{Οριζόντια Πόλωση}) \quad (4.1)$$

$$P/P_0 = 4 \left| \cos \left(2\pi \frac{h_1 h_2}{\lambda d} \right) \right|^2 \quad (\text{Κατακόρυφη Πόλωση}) \quad (4.2)$$

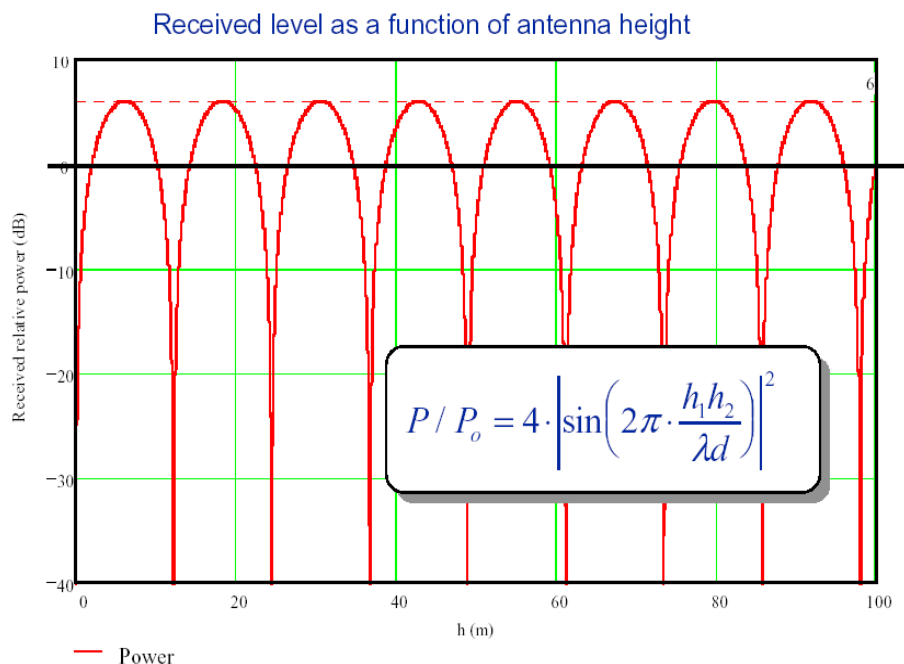
Σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις η λαμβανόμενη ισχύς κυμαίνεται μεταξύ ενός μέγιστου (διπλασιασμός +3 dB) και ενός ελάχιστου (μηδενισμός). Από τις εξισώσεις (4.1)-(4.2) προκύπτει εύκολα ότι δύο γειτονικά μέγιστα ή τα ελάχιστα απέχουν μεταξύ τους απόσταση Δh

$$\Delta h = \frac{\lambda d}{2h_1} \quad (4.3)$$

Το Σχήμα 4.2 περιγράφει τις διακυμάνσεις της ισχύος συναρτήσει του ύψους h_2 της κεραίας δέκτη όταν το κύμα είναι οριζόντια πολωμένο

Reflections from a flat surface

Frequency 7 GHz, $h_1 = 70$ m, $d = 40$ km



Σχήμα 4.2. Διακυμάνσεις της λαμβανόμενης ισχύος συναρτήσει του ύψους της κεραίας δέκτη (επίπεδη και τέλεια αγωγή γή)

Είναι προφανές ότι το μοντέλο της επίπεδης και τέλεια αγωγίμης γης ισχύει κάτω από ιδανικές συνθήκες. Μια πιο ακριβής προσέγγιση οφείλει να λάβει υπόψη της τα συγκεκριμένα διηλεκτρικά χαρακτηριστικά του εδάφους που περιγράφονται από την διηλεκτρική σταθερά $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ και την πεπερασμένη αγωγιμότητα σ .

Σε αυτή την περίπτωση το πεδίο στο δέκτη δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$E = E_o \sqrt{1 + |\rho|^2 - 2|\rho| \cos\left(\frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right)} \quad (4.4)$$

όπου ρ είναι ο συντελεστής ανάκλασης επίπεδης γης με σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα ϵ_r και πεπερασμένη αγωγιμότητα σ ή ισοδύναμα με μιγαδική σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα n

$$n = \epsilon_r - j18 \frac{\sigma}{f} \quad (4.5)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι η σχέση (2.38) οδηγεί στις εκφράσεις (2.35)-(2.36), διότι στην περίπτωση της τέλεια αγωγίμης γης ο συντελεστής ανάκλασης λαμβάνει την τιμή $\rho^v \left(\overset{H}{\curvearrowright} \right) = 1(-1)$.

Στην γενική περίπτωση της επίπεδης γης, η οποία χαρακτηρίζεται από σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα ϵ_r , πεπερασμένη αγωγιμότητα σ και γωνία πρόσπτωσης ψ (μετρούμενη από την επιφάνεια του εδάφους), δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\rho = \frac{\sin \psi - \sqrt{C}}{\sin \psi + \sqrt{C}} \quad (4.6)$$

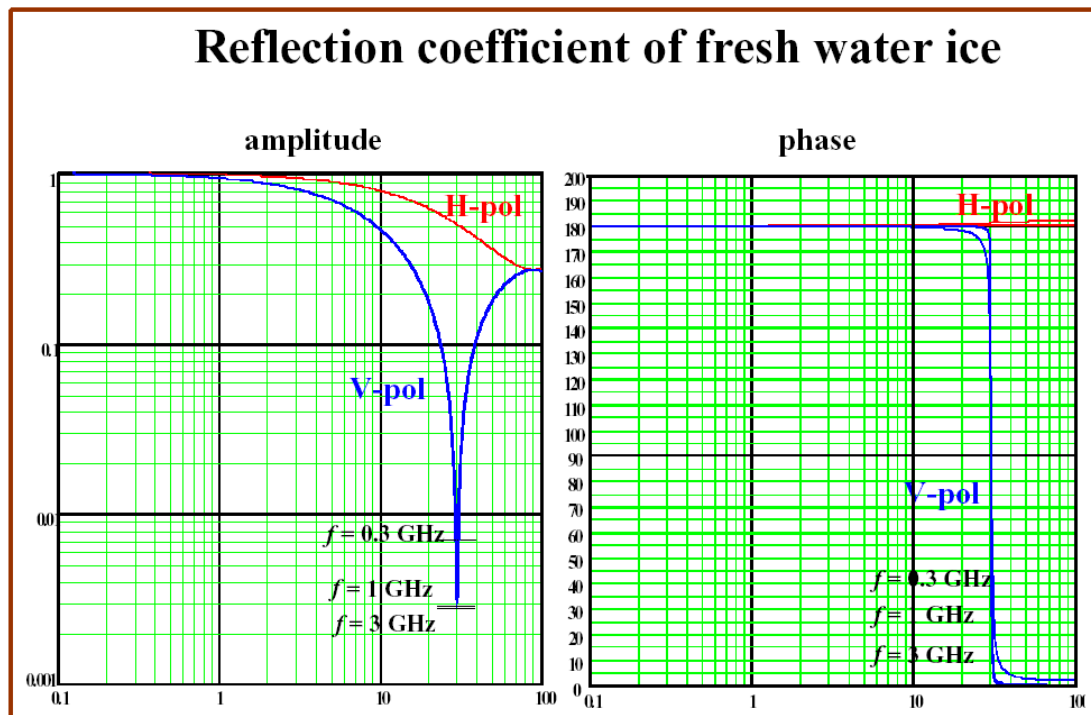
όπου

$$C = \eta - \cos^2 \psi \quad (\text{Οριζόντια Πόλωση}) \quad (4.7)$$

$$C = \frac{\eta - \cos^2 \psi}{\eta^2} \quad (\text{Κατακόρυφη Πόλωση}) \quad (4.8)$$

Το *Σχήμα 4.13* αναπαριστά γραφικά το μέτρο και τη φάση του συντελεστή ανάκλασης από την παγωμένη επιφάνεια του νερού (π.χ. λίμνης). Όπως είναι προφανές, ο συντελεστής ανάκλασης στην περίπτωση της κατακόρυφης πόλωσης είναι σημαντικά μικρότερος, συγκριτικά με τον αντίστοιχο της οριζόντιας πόλωσης. Το γεγονός αυτό ερμηνεύει την επιλογή της κατακόρυφης πόλωσης, όταν υπάρχουν σημαντικά και ανυπέβλητα προβλήματα από ανακλάσεις. Συνηθισμένες περιπτώσεις όπου οι ανακλάσεις είναι δύσκολο να αποφευχθούν, είναι αυτές όπου η μετάδοση γίνεται πάνω από μεγάλες υδάτινες επιφάνειες.

Το συνολικό λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη, αν ληφθούν υπόψη οι ανακλάσεις από επίπεδη γη με πεπερασμένη αγωγιμότητα, διατηρεί τα χαρακτηριστικά που περιγράφονται στο *Σχήμα 4.3*. Συγκεκριμένα η μόνη διαφορά από την περίπτωση της γης με πεπερασμένη αγωγιμότητα (*Σχήμα 4.3*) είναι η αντικατάσταση των σημείων μηδενισμών με σημεία ελάχιστης λήψης και η σχετική μετατόπιση του ύψους στα οποία παρατηρούνται τα μέγιστα/ελάχιστα.



Σχήμα 4.3. Μέτρο συντελεστή ανάκλασης από παγωμένο νερό (πχ λίμνη) για συχνότητες 0,3, 1, 3 GHz και κατακόρυφη/οριζόντια πόλωση.

Οι εκφράσεις για το συντελεστή ανάκλασης όπως έχουν περιγραφεί προηγουμένως προϋποθέτουν την πλέον απλή περίπτωση της επίπεδης μορφολογίας του εδάφους. Σε δύο περιπτώσεις η επίπεδη μορφολογία δεν ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα και οι εκφράσεις για τον συντελεστή ανάκλασης χρήζουν διόρθωσης:

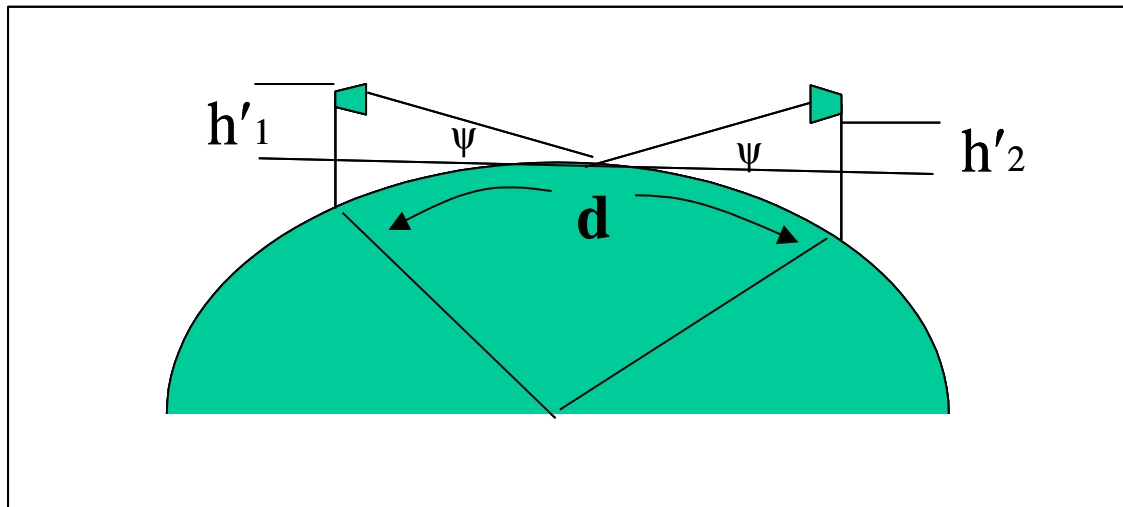
- Όταν πρέπει να ληφθεί υπόψη η φυσική καμπυλότητα της γης. Συγκεκριμένα, για αποστάσεις μεταξύ πομπού και δέκτη $d \leq 80/f^{1/3}$ (f σε MHz, d σε Km), η παραδοχή της επίπεδης γης αποτελεί ικανοποιητική προσέγγιση. Για αποστάσεις μεγαλύτερες αυτού του ορίου, το ανακλώμενο πεδίο επηρεάζεται από την σφαιρικότητα της γης. Σε αυτή την περίπτωση, το πρόβλημα της ανάκλασης από τη γη ισοδυναμεί με το πρόβλημα ανάκλασης από σφαιρική επιφάνεια. Η ανάκλαση από σφαιρική επιφάνεια, συγκριτικά με την επίπεδη, χαρακτηρίζεται από ένα σχετικό άνοιγμα (άπλωμα) της δέσμης του ανακλώμενου κύματος. Υπό αυτή την έννοια το ανακλώμενο κύμα λαμβάνεται στο δέκτη σε χαμηλότερα επίπεδα ισχύος. Συνεπώς, και ο συντελεστής ανάκλασης ρ θα παρουσιάζει μια σχετική μείωση. Η μείωση του συντελεστή ανάκλασης από σφαιρική επιφάνεια, συγκριτικά με το συντελεστή ανάκλασης από επίπεδη επιφάνεια, δίνεται από ένα συντελεστή απόκλισης $D \leq 1$ (divergence factor). Τελικά, ο συντελεστής ανάκλασης ρ_e από τη σφαιρική γη δίνεται από τη σχέση

$$\rho_e = D\rho \quad (4.9)$$

όπου ρ είναι ο συντελεστής ανάκλασης από επίπεδη επιφάνεια που ταυτίζεται με το επίπεδο που εφάπτεται της σφαιρικής γης στο σημείο πρόσπτωσης (Σχήμα 4.10) δηλ. το ρ υπολογίζεται με ύψη h'_1, h'_2 και όχι h_1, h_2 . D είναι ο συντελεστής απόκλισης που δίνεται από την ακόλουθη προσεγγιστική σχέση

$$D \cong \left[1 + \frac{2h'_1 h'_2}{\alpha d \sin^2 \psi \tan \psi} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4.11)$$

με α συμβολίζεται η ακτίνα της γης ενώ με d η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη.



Σχήμα 4.4. Ανάκλαση από σφαιρική γή

- Όταν πρέπει να ληφθεί υπόψη η τραχύτητα (roughness) της επιφάνειας της γης. Γενικά η ανάκλαση από τραχείες επιφάνειες (rough surfaces) προκαλεί διάχυση του ανακλώμενου κύματος (diffuse reflection). Το αποτέλεσμα θεωρείται ευνοϊκό διότι μειώνεται το λαμβανόμενο επίπεδο ισχύος του ανακλώμενου κύματος στο δέκτη. Είναι προφανές ότι, σε αυτή την περίπτωση, ο συντελεστής ανάκλασης από τραχεία επιφάνεια είναι μικρότερος συγκριτικά με τον συντελεστή ανάκλασης από επίπεδη επιφάνεια. Στις περισσότερες περιπτώσεις ο συντελεστής ανάκλασης από τραχείες επιφάνειες λαμβάνει τιμές μεταξύ 0,2 και 0,4. Οι διάφοροι προσεγγιστικοί τύποι υπολογισμού του α συντελεστή ανάκλασης από τραχείες επιφάνειες περιέχουν και στατιστικά μεγέθη που περιγράφουν το προφίλ της επιφάνειας και δεν θα εξετασθούν περαιτέρω.

Το κριτήριο για την κατάταξη μιας επιφάνειας στην κατηγορία της τραχείας επιφάνειας είναι το λεγόμενο κριτήριο Rayleigh

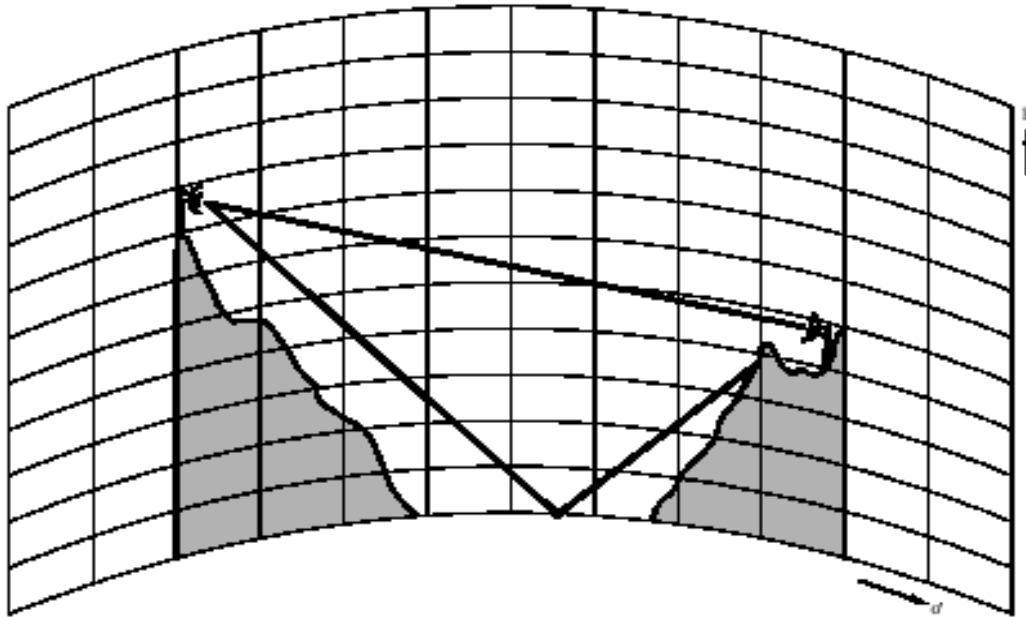
$$\alpha = \frac{4\pi\sigma_h \sin \psi}{\lambda} \quad (4.12)$$

όπου ψ είναι η γωνία πρόσπτωσης ως προς τον ορίζοντα, λ το μήκος κύματος και σ_h η τυπική απόκλιση (standard deviation) των επιφανειακών ανωμαλιών από το μέσο ύψος της γήινης επιφάνειας. Για $\alpha < 0,1$ η επιφάνεια θεωρείται και αντιμετωπίζεται ως επίπεδη επιφάνεια σύμφωνα με τα όσα έχουν ειπωθεί έως τώρα. Για $\alpha > 10$ η επιφάνεια θεωρείται έντονα τραχεία και η διάχυση του ανακλώμενου κύματος τόσο έντονη που πρακτικά το ανακλώμενο κύμα αμελείται.

Συνοψίζοντας τη συζήτηση για το ζήτημα των ανακλάσεων, σημειώνεται ότι μπορούν να προκαλέσουν πολύ έντονες διαλείψεις και πρέπει να λαμβάνονται υπόψη κατά την σχεδίαση της ραδιοζεύξης. Ιδιαίτερα, όταν λαμβάνουν χώρα σε αγωγίμες επιφάνειες όπως π.χ. υδάτινες επιφάνειες οι απώλειες στο δέκτη μπορούν να φθάσουν έως και -40 dB. Κάποιοι πρακτικοί κανόνες για την αντιμετώπιση τέτοιου είδους προβλημάτων είναι οι εξής:

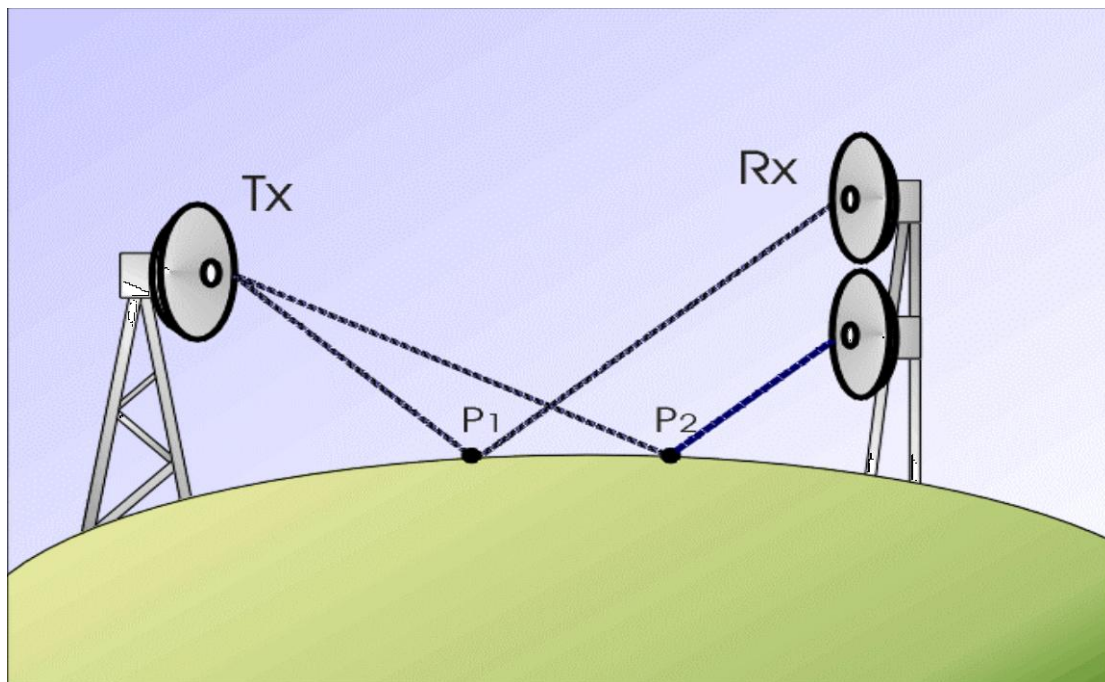
- Η χρήση φυσικών (λόφοι, βουνά) ή τεχνητών (κτήρια) εμποδίων κατα μήκος του ραδιομονοπατιού έτσι ώστε να «μπλοκάρουν» το ανακλώμενο κύμα και να θωρακίζουν τις κεραίες (Σχήμα 4.5).

Example of shielding of antenna from specular reflection



Σχήμα 4.5. Θωράκιση από ανακλάσεις.

- Τροποποίηση του ύψους των κεραιών έτσι ώστε οι ανακλάσεις να λαμβάνουν χώρα σε λιγότερο ανακλαστικές επιφάνειες π.χ. σε εδάφη με μεγάλη τραχύτητα ή βλάστηση. Το σημείο ανάκλασης πλησιάζει προς μία κεραία, εάν το ύψος της μειωθεί, και προφανώς απομακρύνεται, εάν το ύψος της αυξηθεί.
- Ιδιαίτερα για ζεύξεις πάνω από 3 GHz και υδάτινες επιφάνειες συνίσταται η εκπομπή με κατακόρυφη πόλωση. Για γωνίες πρόσπτωσης μεγαλύτερες από περίπου $0,7^\circ$ η ανακλώμενη ισχύς μειώνεται κατά 2-17 dB συγκριτικά με την οριζόντια πόλωση.
- Τοποθέτηση των κεραιών σε τέτοια ύψη ώστε το προσπίπτον και το ανακλώμενο κύμα να μην αναιρούνται δηλ. να έχουν διαφορά φάσης λόγω όδευσης περίπου 180° . Σε αυτή τη διαφορά φάσης προστίθεται μια διαφορά φάσης, περίπου 180° λόγω ανάκλασης, και επομένως το κατευθείαν και το ανακλώμενο συμβάλλουν ενισχυτικά.
- Χρησιμοποίηση τεχνικών διαφορικής λήψης, όπως η διαφορική λήψη χώρου (space diversity). Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούνται δύο κεραίες με τέτοια υψομετρική διαφορά ώστε εάν η μία βρίσκεται περίπου σε σημείο ελαχίστου ή άλλη να βρίσκεται περίπου σε σημείο μέγιστου (Σχήμα 4.6).

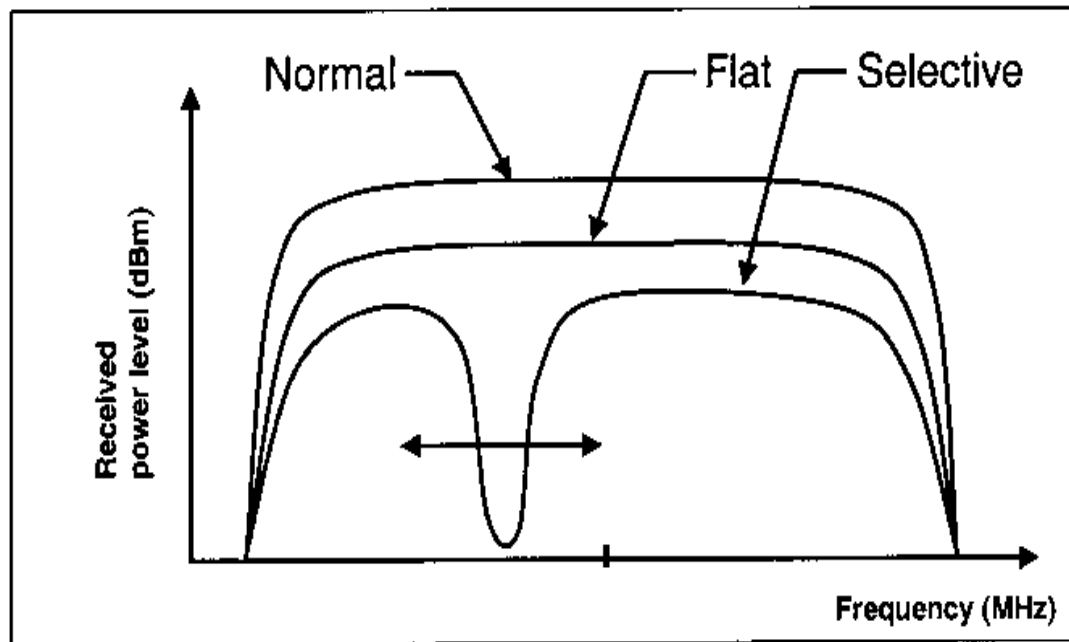


Σχήμα 4.6. Διαφορική λήψη χώρου (space diversity)

4.2 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ.

Οι διαλείψεις δηλ. το φαινόμενο της «βύθισης» του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη, μπορούν να διακριθούν σε δύο κατηγορίες:

- Επίπεδη Διάλειψη (Flat fading), η οποία χαρακτηρίζεται από την μη επιλεκτικότητα έναντι της συχνότητας λειτουργίας της ζεύξης. Με άλλα λόγια λαμβάνει χώρα μες ομοιόμορφο τρόπο σε όλο το εύρος του φάσματος. Σε αυτόν τον τύπο διάλειψης περιλαμβάνονται: οι διαλείψεις λόγω των φαινομένων της ατμοσφαιρικής αποεστίασης/κυματοδήγησης (Σχήμα XXX, defocusing/ducting), διαλείψεις λόγω περίθλασης (Diffraction fading) και διαλείψεις λόγω βροχής.
- Επιλεκτική διάλειψη (Selective fading) η οποία χαρακτηρίζεται από επιλεκτικότητα ως προς τη συχνότητα λειτουργίας. Με άλλα λόγια εμφανίζεται για κάποιες συχνότητες και όχι για όλες. Σε αυτόν τον τύπο περιλαμβάνονται οι διαλείψεις λόγω πολύοδης διάδοσης (multipath fading). Η πολύοδη διάδοση μπορεί να οφείλεται είτε στις ατμοσφαιρικές συνθήκες (atmospheric multipath fading) είτε στις ανακλάσεις από το έδαφος (ground reflection multipath fading).



Σχήμα 4.7. Είδη Διάλειψης

4.2.2 Συστήματα διαφορικής λήψης

Μια γενική μέθοδος περιορισμού των διαλείψεων είναι η καλούμενη διαφορική λήψη. Υπάρχουν 4 εναλλακτικοί τρόποι διαφορικής λήψης

- Η διαφορική λήψη χρόνου (time diversity), όπου η ίδια πληροφορία μεταδίδεται σε δύο ή περισσότερα χρονικά διαστήματα με αυξημένη πιθανότητα να ληφθεί σε κάποια από τις αποστολές. Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι η ίδια πληροφορία μεταδίδεται περισσότερες από μία φορές και κατά συνέπεια ο ρυθμός μετάδοσης των πληροφοριών θα είναι σαφώς μειωμένος. Με άλλα λόγια η μέθοδος μειώνει τη χωρητικότητα του καναλιού.
- Η διαφορική λήψη συχνότητας (frequency diversity), όπου η ίδια πληροφορία μεταδίδεται σε περισσότερες από μία συχνότητες έτσι ώστε να εξασφαλισθεί υψηλή πιθανότητα λήψης σε μία από αυτές. Είναι προφανές ότι το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η σπατάλη στο επίπεδο του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων.
- Η διαφορική λήψη χώρου (space diversity), όπου χρησιμοποιούνται περισσότεροι του ενός δέκτη τοποθετημένοι σε τέτοιες αποστάσεις ώστε όταν ο ένας βρίσκεται σε σημείο διάλειψης ο άλλος να λαμβάνει σήμα.
- Η διαφορική λήψη πόλωσης (polarization diversity), όπου στο δέκτη χρησιμοποιούνται διάταξη κεραιών με κάθετη μεταξύ τους πόλωση. Συνεπώς, ακόμη και αν κατά τη διάδοση παρουσιάζεται στροφή της πόλωσης (πχ στις ιονοσφαιρικές ζεύξεις) εξασφαλίζεται η λήψη τμήματος της ισχύος.

5 ΜΕΛΕΤΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ

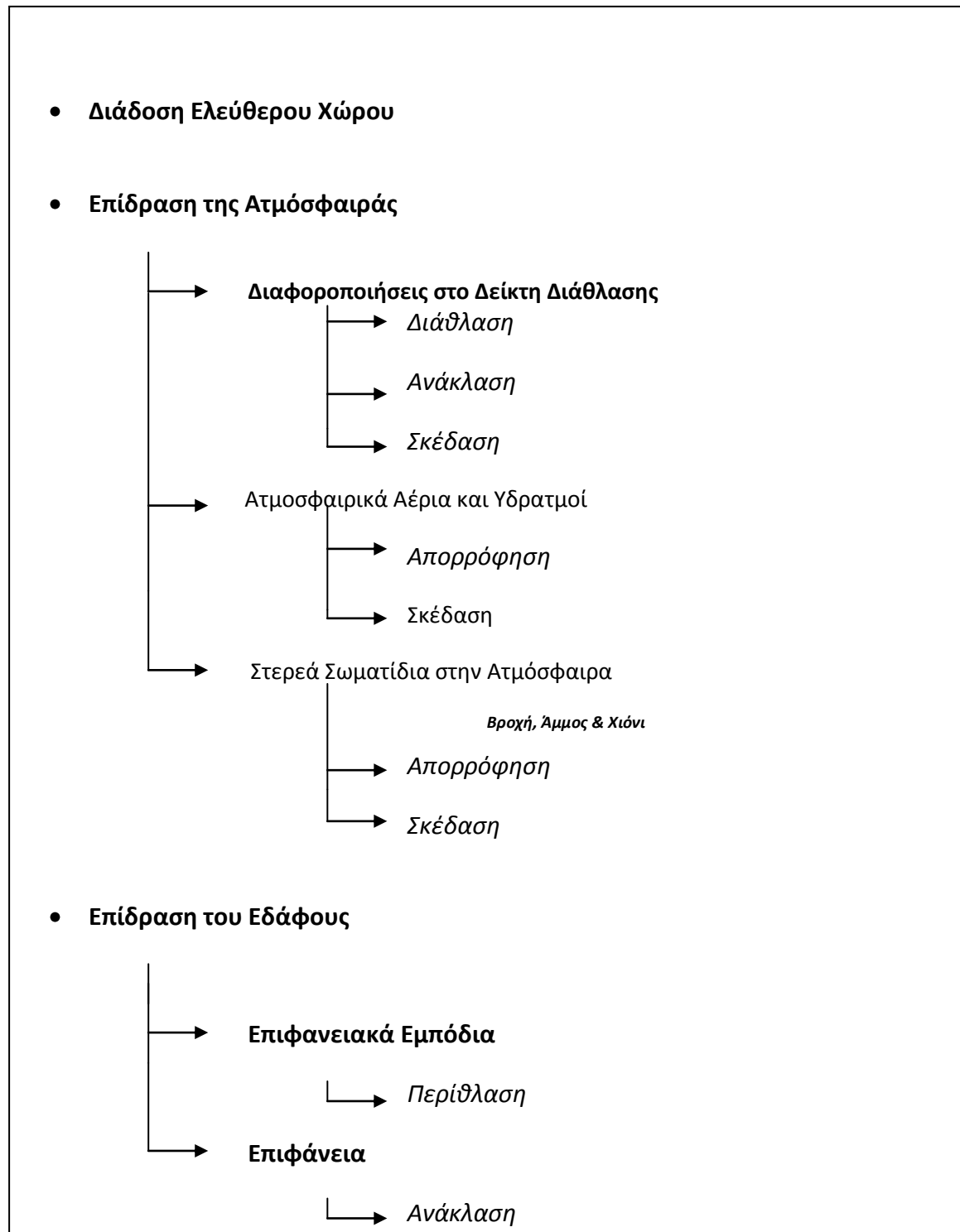
5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το πλέον απλό μοντέλο μελέτης μιας ραδιοζεύξης, είναι αυτό της διάδοσης στον ελεύθερο χώρο δηλ. σε ένα χώρο άπειρης έκτασης, με ομοιογενή χαρακτηριστικά με μηδενικές απώλειες. Η διάδοση και οι απώλειες σύμφωνα με αυτό το μοντέλο ονομάζονται διάδοση ελεύθερου χώρου και απώλειες ελεύθερου χώρου, αντίστοιχα.

Προφανώς, το προηγούμενο μοντέλο δεν είναι επαρκές για τη μελέτη των πραγματικών προβλημάτων, διότι:

- η γήινη ατμόσφαιρα, που είναι ο χώρος μετάδοσης των ραδιοκυμάτων, δεν είναι ομοιογενής. Για παράδειγμα, ανάλογα με τις μετεωρολογικές συνθήκες (θερμοκρασία, πίεση και υγρασία), παρουσιάζονται διαφοροποιήσεις ως προς τη διηλεκτρική επιτρεπτότητα ϵ . Το γεγονός αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να παρουσιάζονται φαινόμενα διάθλασης και σε ειδικές περιπτώσεις ακόμη και ανάκλασης ή σκέδασης των ραδιοκυμάτων. Επιπλέον αυτού του γεγονότος, η ατμόσφαιρα περιέχει αέρια, υδρατμούς καθώς και στερεά σωματίδια που μπορούν να προκαλέσουν φαινόμενα εξασθένησης ή και σκέδασης των ραδιοκυμάτων. Επομένως, οι συνθήκες του ομοιογενή χώρου, χωρίς απώλειες, δεν πληρούνται στην πράξη. Κατ' επέκταση, το μοντέλο του ελεύθερου χώρου χρήζει διορθώσεων, λαμβάνοντας υπόψη τα πραγματικά χαρακτηριστικά της γήινης ατμόσφαιρας και το πώς αυτά επιδρούν στη διάδοση
- ο χώρος διάδοσης κάθε άλλο παρά απεριόριστος είναι, εφόσον η διάδοση πραγματοποιείται πάνω από τη γήινη επιφάνεια, που παρουσιάζει διαφοροποιήσεις ως προς τη μορφολογία της (επίπεδο έδαφος, λόφοι, βουνά, νερό, κτήρια, δέντρα). Η ύπαρξη της γήινης επιφάνειας επιδρά στη διάδοση, διότι εμφανίζονται φαινόμενα ανακλάσεων και περιθλάσεων, που προκαλούν απώλειες και παρεμβολές στο λαμβανόμενο σήμα. Επομένως, το μοντέλο της ελεύθερης διάδοσης χρήζει μιας επιπλέον διόρθωσης, εφόσον ληφθεί υπόψη η επίδραση της γήινης επιφάνειας και των φυσικών ή τεχνικών εμποδίων πάνω της.

Το Σχήμα 5.1, συνοψίζει την περιγραφή που προηγήθηκε, συμπεριλαμβάνοντας το βασικό μηχανισμό διάδοσης (διάδοση σε ελεύθερο χώρο), σε συνδυασμό με την επίδραση της ατμόσφαιρας και του εδάφους καθώς και των φαινομένων που εγείρονται.



Σχήμα 5.1. Βασικοί μηχανισμοί και φαινόμενα στη διάδοση των ραδιοκυμάτων

5.2 ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΡΑΔΙΟΚΥΜΑΤΩΝ

5.2.1. Διάδοση ελεύθερου χώρου

Όπως ήδη έχει επισημανθεί, η μελέτη των ραδιοζεύξεων θα βασισθεί στο απλό μοντέλο της διάδοσης στον ελεύθερο χώρο. Στην πραγματικότητα, το μοντέλο του ελεύθερου χώρου αποτελεί την αφετηρία και στην πορεία θα «διορθώνεται», λαμβάνοντας υπόψη τις επιπλέον συνθήκες διάδοσης.

Η μετάδοση ελεύθερου χώρου, είναι αυτή κατά την οποία μεταξύ πομπού και δέκτη δεν μεσολαβεί τίποτε άλλο, ενώ ο ενδιάμεσος χώρος είναι απεριόριστος, διηλεκτρικά ομογενής και δεν παρουσιάζει απώλειες. Οι απώλειες που παρουσιάζονται σε αυτό το μοντέλο είναι οι λιγότερες δυνατές για οποιαδήποτε ζεύξη, και συνήθως ονομάζονται απώλειες ελεύθερου χώρου (free space loss) ή βασικές απώλειες (basic loss).

Δεδομένου, ότι η μελέτη επικεντρώνεται αποκλειστικά στις απώλειες διάδοσης, ο τύπος της κεραίας είναι αδιάφορος. Με άλλα λόγια, για οποιονδήποτε τύπο κεραίας, οι απώλειες ελεύθερου χώρου είναι ίδιες. Συνεπώς, για λόγους ευκολίας και χωρίς να ακυρώνεται η γενικότητα των αποτελεσμάτων, τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης θεωρούνται ιστροπικοί ακτινοβολητές, που λειτουργούν σε συχνότητα f και απέχουν απόσταση d μεταξύ τους.

Εάν η κεραία πομπός τροφοδοτείται με ισχύ W_t , η ισχύς που λαμβάνει ο δέκτης θα ισούται με το γινόμενο του διανύσματος Poynting (S) στη θέση του δέκτη και της ενεργής επιφάνειάς (A) του

$$W_r = S \times A = \frac{W_t}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (5.1)$$

Ο λόγος της ισχύος του δέκτη και του πομπού δίνει τις απώλειες

$$L = \frac{W_r}{W_t} = \left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^{-2} \quad (5.2)$$

Η έκφραση των απωλειών σε dB δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$L(dB) = -92,45 - 20 \log f(GHz) - 20 \log d(km) \quad (5.3)$$

όπου το μήκος κύματος λ έχει αντικατασταθεί με $\lambda=c/f$ (c η ταχύτητα διάδοσης στο κενό), η συχνότητα f εκφράζεται σε GHz και η απόσταση d σε Km.

Απώλειες Ελεύθερου Χώρου.

Έστω ραδιοζεύξη μήκους 13,4 km. Να υπολογιστούν και να συγκριθούν οι απώλειες ελεύθερου χώρου για τις συχνότητες των 1 GHz, 5 GHz, 15 GHz, 25 GHz.

Σύμφωνα με τη σχέση (5.3) οι απώλειες ελεύθερου χώρου εκφράζονται σε dB, ως εξής:

A. 1 GHz

$$L(dB) = -92,45 - 20 \log f (GHz) - 20 \log d (km) = -92,45 - 20 \log 1 - 20 \log 13,4 = -92,45 - 22,54 = -114,9 \text{ dB}$$

B. 5 GHz

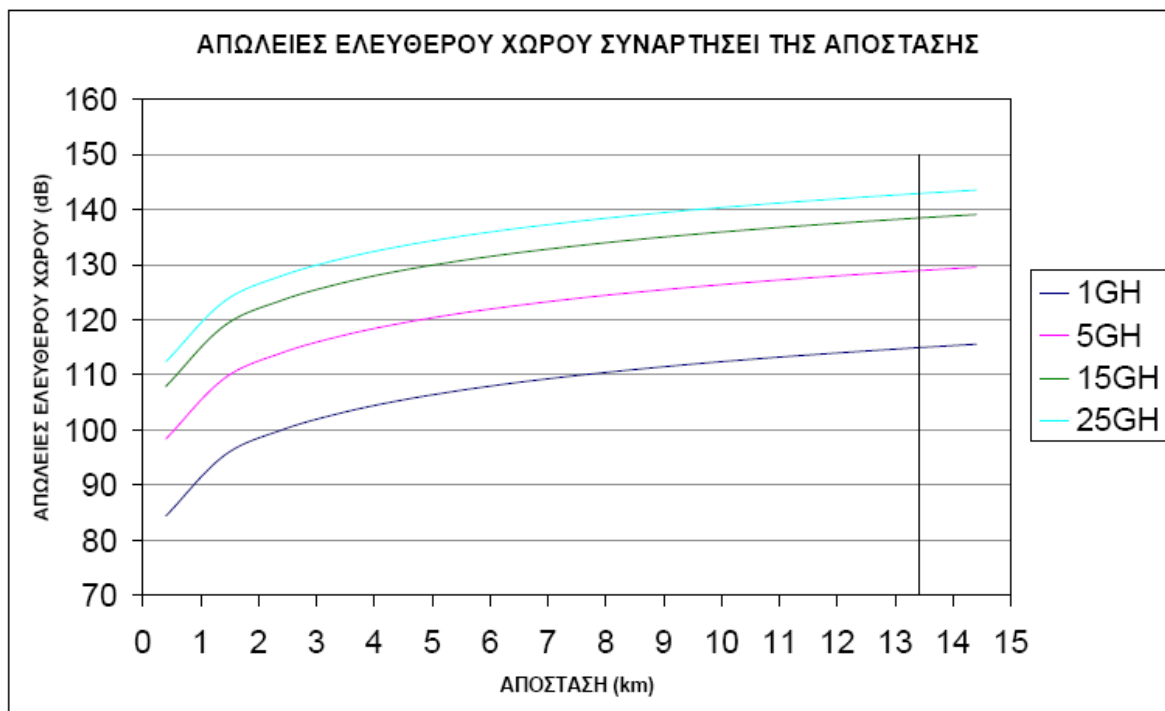
$$L(dB) = -92,45 - 20 \log 5 - 20 \log 13,4 = -92,45 - 13,98 - 22,54 = -129 \text{ dB}$$

Γ. 15 GHz

$$L(dB) = -92,45 - 20 \log 15 - 20 \log 13,4 = -92,45 - 23,52 - 22,54 = -138,5 \text{ dB}$$

Δ. 25 GHz

$$L(dB) = -92,45 - 20 \log 25 - 20 \log 13,4 = -92,45 - 27,96 - 22,54 = -142,6 \text{ dB}$$



Σχήμα 5.2 Απώλειες ελεύθερου χώρου συναρτήσει της απόστασης, για συχνότητες 1,5,15,25 GHz.

5.2.2 Ατμοσφαιρικά φαινόμενα

5.2.2.1 Ομαλή ατμοσφαιρική διάθλαση

Καθώς τα ραδιοκύματα διαδίδονται στην ατμόσφαιρα δεν αντιλαμβάνονται ένα ομοιογενή χώρο, αλλά αντίθετα ένα χώρο στον οποίο παρουσιάζονται σημαντικές διαφοροποιήσεις ως προς τη διηλεκτρική επιτρεπτότητα.

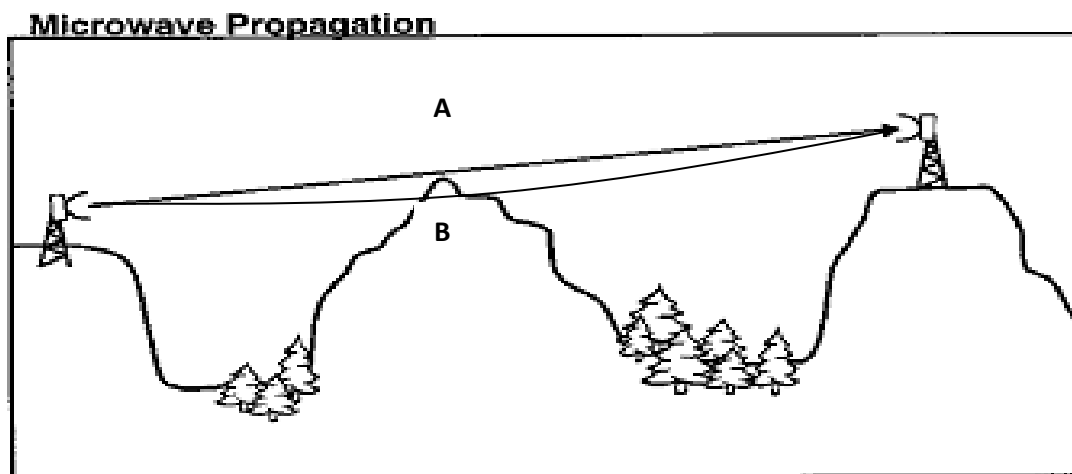
$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (5.4)$$

όπου ϵ_0 είναι η διηλεκτρική επιτρεπτότητα στον κενό χώρο και ϵ_r η σχετική διηλεκτρική σταθερά.

Στην περιγραφή που ακολουθεί, αντί της διηλεκτρικής επιτρεπτότητας ϵ , θα υιοθετηθεί, όπως συνηθίζεται στη διεθνή βιβλιογραφία, η χρήση του δείκτη διάθλασης $n = \sqrt{\epsilon_r}$ και της διαθλαστικότητας $N = (n-1) \times 10^6$. Η μεταβολή του δείκτη διάθλασης n μπορεί να ερμηνευθεί μέσω των γνωστών μετεωρολογικών δεδομένων που χαρακτηρίζουν τη γήινη ατμόσφαιρα. Η ατμοσφαιρική πίεση, η θερμοκρασία και η υγρασία μειώνονται με την αύξηση του υψόμετρου και γενικά μεταβάλλονται στη διάρκεια του χώρου αλλά και ανάλογα με τη γεωγραφική θέση. Η τιμή του δείκτη διάθλασης εκφράζει την επίδραση αυτών των τριών ατμοσφαιρικών παραμέτρων. Όταν ο δείκτης διάθλασης μειώνεται συνεχώς και σταθερά, με την αύξηση του υψόμετρου, η αλληλεπίδραση του κύματος με την ατμόσφαιρα είναι σχετικά ήπια και παρατηρούνται φαινόμενα διάθλασης (και όχι σκέδασης ή ανάκλασης).

Υπό αυτή την έννοια η βαθμιαία μεταβολή του n και το φαινόμενο της διάθλασης του κύματος ονομάζεται Ομαλή Ατμοσφαιρική Διάθλαση. Η παραδοχή της σταθερής γραμμικής μεταβολής του δείκτη διάθλασης αποτελεί ικανοποιητική προσέγγιση για τα χαμηλότερα στρώματα της ατμόσφαιρας (περίπου κάτω από τα 1000 μέτρα). Σε μεγαλύτερα ύψη, η μεταβολή του n παρουσιάζει εξάρτηση εκθετικού τύπου. Στην παρούσα ενότητα, θα εξετασθεί η πρώτη περίπτωση, διότι αυτή αποτελεί καλή προσέγγιση για επίγειες ζεύξεις οπτικής επαφής.

Εφόσον τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται ταχύτερα σε μέσα με χαμηλότερη δείκτη διάθλασης, το τμήμα του μετώπου του κύματος στην «αραιότερη» περιοχή (χαμηλότερο n) έχει την τάση να κινείται με μεγαλύτερη ταχύτητα, από ότι το τμήμα που βρίσκεται στην «πυκνότερη» περιοχή (υψηλότερο n). Το γεγονός αυτό προκαλεί μια κάμψη της πορείας του κύματος από τα αραιότερα προς τα πυκνότερα στρώματα. Στο ίδιο συμπέρασμα μπορεί κανείς να καταλήξει, αν υποθέσει ότι η ατμόσφαιρα αποτελείται από στρώματα με σταθερό δείκτη διάθλασης στην οριζόντια κατεύθυνση και γραμμική μεταβολή κατά την κατακόρυφη κατεύθυνση. Λόγω της βαθμιαίας αυτής μεταβολής του n , το κύμα υφίσταται συνεχείς διαθλάσεις, σύμφωνα με το νόμο του Snell. Συνεπώς, παρουσιάζει την τάση να απομακρύνεται από την περιοχή της αραιότερης ατμόσφαιρας προς την πυκνότερη, ακολουθώντας τελικά μια καμπύλη τροχιά αντί της ευθύγραμμης.



Σχήμα 5.3. Καμπύλωση της τροχιάς λόγω ομαλής ατμοσφαιρικής διάθλασης

Πλέον είναι φανερό ότι η οπτική επαφή κατά μήκος της γεωμετρικής ευθείας μεταξύ πομπού και δέκτη, δεν ταυτίζεται με την πραγματική τροχιά του κύματος. Το γεγονός αυτό πρέπει να ληφθεί υπόψη, διότι λόγω της κάμψης τα αντικείμενα που βρίσκονται κοντά στην ευθεία της οπτικής επαφής μπορούν να πλησιάσουν επηρεάζοντας την ζεύξη δημιουργώντας, είτε φαινόμενα περίθλασης (Σχήμα 5.3 (A)) είτε μπλοκαρίσματος (Σχήμα 5.3 (B)). Είναι προφανές ότι η καμπύλωση μπορεί να λειτουργήσει και ευνοϊκά, απομακρύνοντας τα εμπόδια από την τροχιά διάδοσης του κύματος, διευρύνοντας έτσι το ραδιοηλεκτρικό ορίζοντα της ζεύξης.

Προκειμένου να αποφευχθούν τα φαινόμενα που οδηγούν σε εξασθένηση ή μηδενισμό του σήματος στο δέκτη, είναι αναγκαίος ο προσδιορισμός της καμπύλης τροχιάς του κύματος.

Εάν υποθεθεί, ότι η καμπύλη τροχιά του κύματος αποτελεί τόξο ενός νοητού κύκλου με ακτίνα ρ , τότε αυτή η ακτίνα (ρ) ονομάζεται καμπυλότητα της τροχιάς. Εάν, τέλος, η γήινη ατμόσφαιρα χωριστεί σε επάλληλα ομόκεντρα σφαιρικά στρώματα, που απέχουν απόσταση dh και ο δείκτης διάθλασης τους διαφέρει κατά dn , μπορεί να αποδειχθεί ότι η καμπυλότητα ρ δίνεται προσεγγιστικά από τον ακόλουθο τύπο:

$$\rho \cong -\frac{1}{(dn / dh)} \quad (5.5)$$

Ο δείκτης διάθλασης n δίνεται από τον ακόλουθο τύπο

$$n = 1 + N \times 10^{-6} \quad (5.6)$$

όπου N είναι η διαθλαστικότητα και εκφράζεται συναρτήσει της ατμοσφαιρικής πίεσης P (mb), της απόλυτης θερμοκρασίας T σε $^{\circ}K$ ($=273+^{\circ}C$) και της υγρασίας e (μb)

$$N = \frac{77.6}{T} \left(P + 4810 \frac{e}{T} \right) \quad (5.7)$$

Σύμφωνα με τις σχέσεις (5.6) και (5.7), μπορεί να υπολογισθεί η παράγωγος dn/dh . Συνήθως οι υπολογισμοί γίνονται για την αποκαλούμενη πρότυπη ατμόσφαιρα, όπου dn/dh είναι σταθερή και επομένως ο δείκτης διάθλασης μεταβάλλεται γραμμικά με το ύψος h . Η τιμή της παραγώγου προκύπτει αν

χρησιμοποιήσουμε μια σειρά από μέσες τιμές για τις ατμοσφαιρικές παραμέτρους (P, T και e)

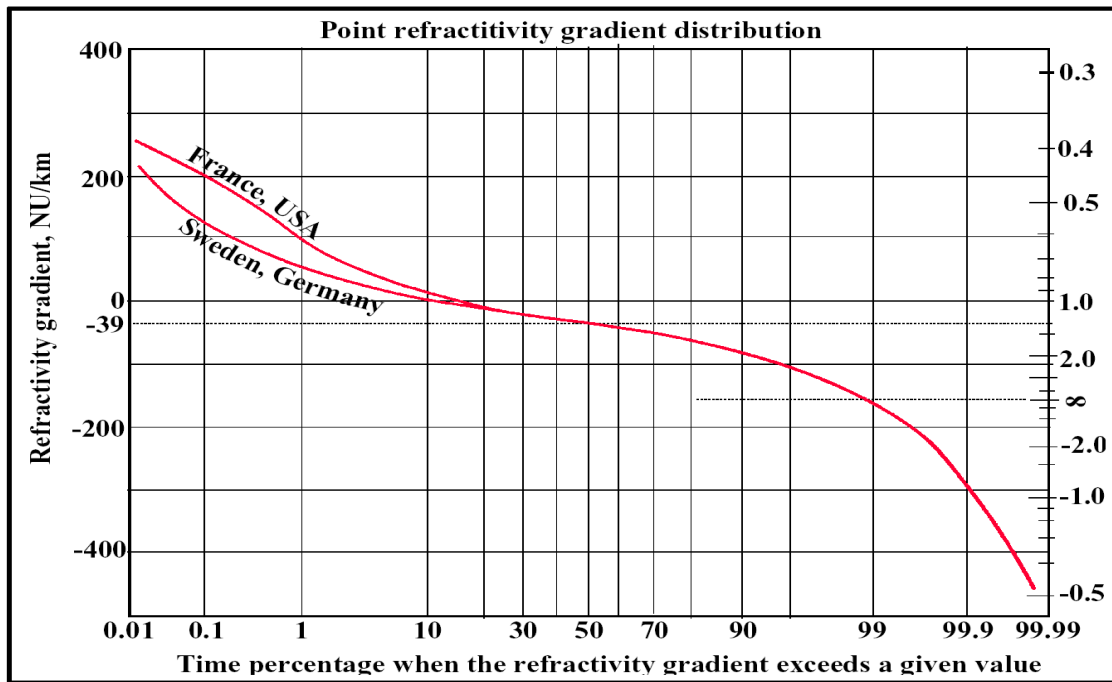
$$\frac{dn}{dh} \cong -4 \times 10^{-8} \text{ m}^{-1} \quad (5.8)$$

Αντικαθιστώντας την σχέση (5.8) στην σχέση (5.5) προκύπτει η καμπυλότητα της τροχιάς ρ

$$\rho = 25 \times 10^6 \text{ m} \cong 4a \quad (5.9)$$

όπου $a=6,37 \times 10^6$ είναι η ακτίνα της γής. Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί ότι η καμπυλότητα ρ αλλάζει τόσο στη διάρκεια του μέρας, του μήνα κλπ όσο και ανάλογα με τη τοποθεσία. Η τιμή που υπολογίστηκε στη σχέση (5.9), είναι μια μέση τιμή, που αντιστοιχεί σε στατιστικές μέσες τιμές για τις ατμοσφαιρικές παραμέτρους. Από αυτή την άποψη η πλήρης μελέτη μιας ραδιοζεύξης προϋποθέτει τη συλλογή στατιστικών στοιχείων για τις τιμές του δείκτη διάθλασης n και της παράγωγου του dn/dh . Τα στοιχεία αυτά δίνονται συνήθως στο όνομα της διαθλαστικότητας N και της παραγωγού του dN/dh μέσω εμπειρικών τύπων και στατιστικών μετρήσεων για τις διάφορες γεωγραφικές ζώνες

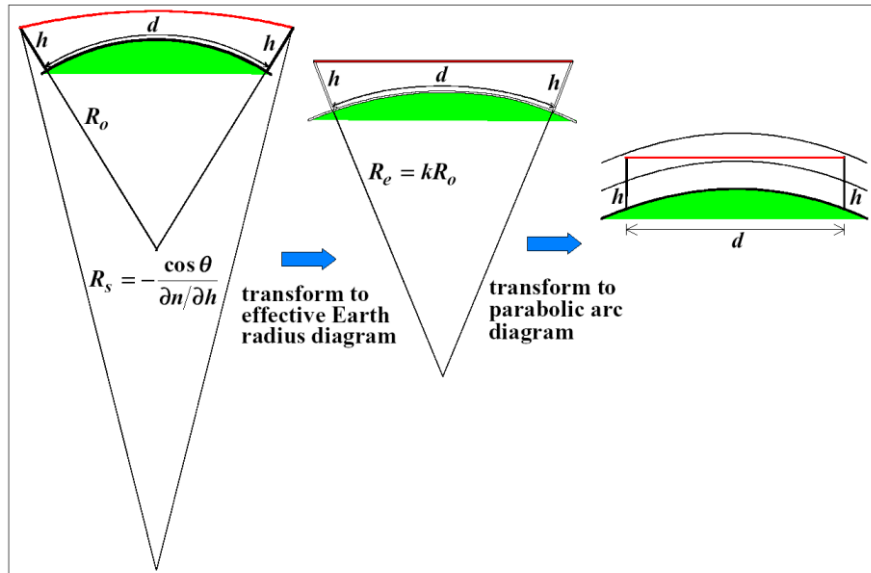
(Σχήμα 5.4).



Σχήμα 5.4 Τιμές της παράγωγος dN/dh συναρτήσει της χρονικής πιθανότητας να παρουσιαστούν.

Είναι προφανές ότι ο σχεδιασμός της καμπύλης τροχιάς του κύματος δεν είναι ιδιαίτερα εύρηστη προσέγγιση, προκειμένου να ελεγχθεί η παρεμβολή εμποδίων κλπ. Στην κατεύθυνση της απλοποίησης των υπολογισμών, συνήθως, χρησιμοποιείται ένας μετασχηματισμός, που επιτρέπει να θεωρηθεί η τροχιά του κύματος ευθύγραμμη. Ο εν λόγω μετασχηματισμός υποκαθιστά την κάμψη της τροχιάς του κύματος, με την ισοδύναμη τροποποίηση την καμπυλότητα της γης (ενεργός γη), έτσι ώστε η τροχιά του κύματος να φαίνεται ευθύγραμμη (Σχήμα 5.5). Το νέο δεδομένο που εισάγει ο μετασχηματισμός είναι ότι αλλάζοντας την καμπυλότητα της γης αλλάζει και το ύψος το ενδιάμεσων εμποδίων. Αν μειώνεται η καμπυλότητα της

ενεργής γης, τότε τα ενδιάμεσα εμπόδια «βυθίζονται» και απομακρύνονται από την ευθύγραμμη τροχιά. Αντίθετα, όταν αυξάνεται η καμπυλότητα της ενεργής γης, τότε τα ενδιάμεσα εμπόδια «ανυψώνονται» και πλησιάζουν την ευθύγραμμη τροχιά. Συνοψίζοντας λοιπόν, αντί να πλησιάζει/απομακρύνεται η καμπύλη τροχιά στα εμπόδια, σύμφωνα με το μετασχηματισμό, πλησιάζει/απομακρύνεται η ενεργή γη και τα εμπόδια πάνω σε αυτή, στην ευθύγραμμη πλέον τροχιά.



Σχήμα 5.5 Μετασχηματισμός Ενεργούς Γής (α) καμπύλη τροχιά πάνω από την πραγματική γή (ακτίνα R_o) μεταξύ πομπού-δέκτη που απέχουν απόσταση d (μήκος κυκλικού τόξου γής) (β) ισοδύναμη ευθύγραμμη τροχιά, πάνω από την ενεργό γή (ακτίνας R_e), όπου πομπός και δέκτης απέχουν απόσταση d (μήκος κυκλικού τόξου ενεργού γής) (γ) ισοδύναμη ευθύγραμμη τροχιά, πάνω από ισοδύναμη γη, όπου ο πομπός και δέκτης απέχουν οριζόντια απόσταση d .

Το ερώτημα που τίθεται σε αυτό το σημείο είναι: ο προσδιορισμός της σχέσης ανάμεσα στην καμπυλότητα $1/\rho = -1/(dn/dh)$ της τροχιάς του κύματος και την καμπυλότητα $1/R_e$ της ενεργής γης. Εφόσον, ο δείκτης διάθλασης έχει σταθερή γραμμική εξάρτηση από το ύψος μπορούμε να θεωρήσουμε μια υποθετική γη με ενεργό ακτίνα $R_e = ka$ για την οποία ισχύει ότι:

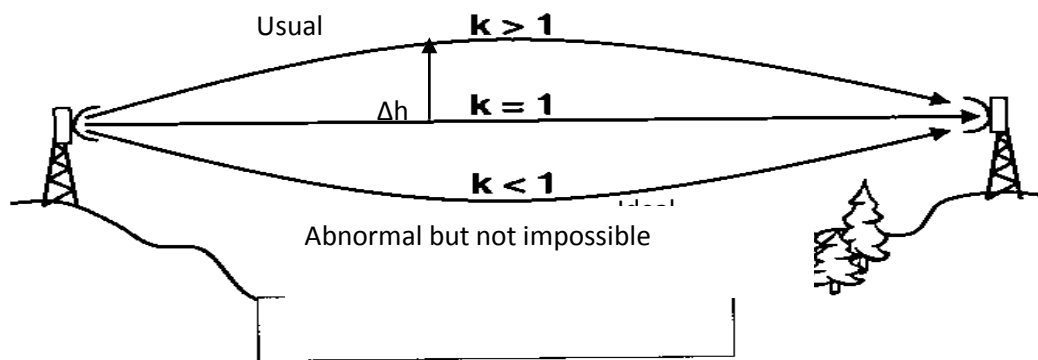
$$\frac{1}{ka} = \frac{1}{a} - \frac{1}{\rho} = \frac{1}{a} + \frac{dn}{dh} = \frac{1}{R_e} \quad (5.10)$$

όπου k είναι ο συντελεστής της ενεργής ακτίνας της γης. Ουσιαστικά η (5.3.1.10) αποτελεί τη συνθήκη, έτσι ώστε ένα κύμα που διαδίδεται σε καμπύλη τροχιά πάνω από τη γη ακτίνας a , να είναι ισοδύναμο με ένα κύμα που διαδίδεται ευθύγραμμα πάνω από μια υποθετική γη ακτίνας ka . Λύνοντας την (2.10) ως προς τον συντελεστή k προκύπτει η ακόλουθη σχέση

$$k = \frac{1}{1 + \alpha \frac{dn}{dh}} = \frac{1}{1 - \frac{\alpha}{\rho}} \quad (5.11)$$

Για συνθήκες πρότυπης ατμόσφαιρας δηλ. $\rho = 4a$, ο συντελεστής k έχει την τιμή $4/3$ και η ακτίνα της ενεργής γης είναι $R_e = ka = (4/3)a$. Για $k=1$, η ενεργή ακτίνα της γης είναι ίση με την πραγματική και επομένως η πραγματική τροχιά του κύματος είναι

ευθύγραμμη. Για $k > 1$, η καμπυλότητα της ενεργής γης είναι μικρότερη της πραγματικής γεγονός που υποδεικνύει ότι η καμπύλωση της πραγματικής τροχιάς έχει καθοδική φορά πλησιάζοντας τον δέκτη. Για $k = \infty$, η γη γίνεται επίπεδη και αυτό αντιστοιχεί σε μια φυσική τροχιά παράλληλη με το (καμπύλο) έδαφος. Τέλος, για $k < 1$, η καμπυλότητα της ενεργής γης είναι μεγαλύτερη της πραγματικής γεγονός που υποδεικνύει, ότι η καμπύλωση της πραγματικής τροχιάς έχει ανοδική φορά πλησιάζοντας προς τον δέκτη (Σχήμα 5.6).



Σχήμα 5.6. Καμπύλωση της τροχιάς του κύματος συναρτήσει του παράγοντα k

Όπως ήδη έχει επισημανθεί, ο μετασχηματισμός της ενεργής γης (ακτίνας $R_e = ka$) βυθίζει ή ανυψώνει τα εμπόδια που βρίσκονται ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη. Συνεπώς, κατά τη σχεδίαση μιας ραδιοζεύξης, είναι κρίσιμο να προσδιορισθεί η υψομετρική μεταβολή συναρτήσει του παράγοντα k . Συγκεκριμένα, η τροχιά του κύματος σε θέση που απέχει οριζόντια απόσταση d_1 και d_2 , από τον πομπό και δέκτη αντίστοιχα, μεταβάλλεται συγκριτικά με την ευθύγραμμη διάδοση ($k=1$) κατά Δh

$$\Delta h = 0,078 d_1 d_2 \left(1 - \frac{1}{k} \right) \quad (5.12)$$

όπου είναι προφανές ότι εάν Δh είναι η κάμψη της τροχιάς τότε $-\Delta h$ είναι η αλλαγή του υψόμετρου των εμποδίων μεταξύ πομπού και δέκτη.

Για $k > 1$, η μεταβολή σύμφωνα με τη σχέση (5.12) είναι $\Delta h > 0$ δηλ. η τροχιά ανυψώνεται. Ισοδύναμα, αυτό σημαίνει ότι τα εμπόδια απομακρύνονται από τη γεωμετρική ευθεία πομπού-δέκτη δηλ. η μεταβολή του υψόμετρου των εμποδίων είναι $-\Delta h$ και συνεπώς αυτά βυθίζονται. Συνοψίζοντας, για $k > 1$, ο ραδιοηλεκτρικός ορίζοντας επεκτείνεται και η οπτική επαφή βελτιώνεται, σε ότι αφορά τα ενδιάμεσα εμπόδια.

Για $k < 1$, η μεταβολή είναι $\Delta h < 0$ δηλ. η τροχιά κάμπτεται προς τα κάτω. Ισοδύναμα αυτό σημαίνει ότι τα εμπόδια πλησιάζουν τη γεωμετρική ευθεία πομπού-δέκτη δηλ. η μεταβολή του υψόμετρου των εμποδίων είναι $-\Delta h > 0$ και συνεπώς αυτά

βυθίζονται. Σε αυτή την περίπτωση, ο ραδιοηλεκτρικός ορίζοντας μειώνεται και η οπτική επαφή επιβαρύνεται σε ότι αφορά τα ενδιάμεσα εμπόδια.

5.2.3 Μέθοδοι προσδιορισμού της περιοχής κάλυψης

Ως περιοχή ραδιοηλεκτρικής κάλυψης ενός κέντρου εκπομπής (coverage area) νοείται η περιοχή όπου η στάθμη του ηλ.πεδίου υπερβαίνει την ελάχιστη επιτρεπτή τιμή (minimum usable field), η οποία και είναι αναγκαία για παραδεκτή λήψη, για δεδομένο ποσοστό θέσεων και χρόνου σε κάθε σημείο της περιοχής.

Στην περίπτωση δικτύων πρέπει να καθοριστεί ο ελάχιστος λόγος προστασίας έναντι των πιθανών παρεμβολών γειτονικών πομπών που λειτουργούν στο ίδιο η γειτονικό κανάλι και πρέπει να εξασφαλίζεται αυτός ο λόγος σε κάθε σημείο της περιοχής όπου πρέπει να παρέχεται η υπηρεσία για δεδομένο ποσοστό θέσεων και χρόνου.

5.2.3.1 Γεωγραφική κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου

Η στάθμη του ηλεκτρικού πεδίου που δημιουργείται από ένα κέντρο εκπομπής σε κάθε σημείο μιας εδαφικής περιοχής εξαρτάται κατά κύριο λόγο από την θέση εκπομπής, από την μέγιστη ακτινοβολούμενη ισχύ, τα διαγράμματα ακτινοβολίας των εγκατεστημένων κεραιών, τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος λήψης, το ύψος της κεραιάς λήψης από το έδαφος, την συχνότητα λειτουργίας και βέβαια από την εδαφική μορφολογία της περιοχής όπου λαμβάνει χώρα η διάδοση των Η/Μ κυμάτων. Η γνώση της γεωγραφικής κατανομής του ηλεκτρικού πεδίου στην περιοχή που περιβάλλει το κέντρο εκπομπής αποτελεί τον κύριο παράγοντα για την εκτίμηση της περιοχής κάλυψης.

Η γεωγραφική κατανομή της στάθμης του ηλ. πεδίου μπορεί να εκτιμηθεί με τους εξής τρόπους :

- α.** Με κατάλληλη διαδικασία μετρήσεων της στάθμης του ηλ. πεδίου.
- β.** Με χρήση υπολογιστικών μεθόδων πρόβλεψης του ηλ. πεδίου.
- γ.** Με συνδυασμό των δύο παραπάνω μεθόδων (προβλέψεις + μετρήσεις).

Η μέθοδος **α.** απαιτεί μετρήσεις σε μεμονωμένες θέσεις (spot measurements) ή σε περίπτωση που διατίθεται κινητός σταθμός μέτρησης συνεχή καταγραφή των μετρήσεων σε διαστήματα δρόμων κυρίως για ανοικτούς χώρους (πχ αγροτικές περιοχές), εντός ης περιοχής που ενδιαφέρει. Στην περίπτωση μη εγκατεστημένου συστήματος απαιτείται η χρήση πειραματικού πομπού και κεραιάς στην εξεταζόμενη θέση εγκατάστασης. Η παραπάνω μέθοδος αποτυπώνει κατά τρόπο απόλυτα ακριβή την κατανομή του ηλ. πεδίου αλλά έχει το μειονέκτημα ότι η αποτύπωση είναι δειγματοληπτική σε περιορισμένο αριθμό θέσεων. Η διαδικασία λήψης μετρήσεων και η επακόλουθη στατιστική τους ανάλυση, ώστε να εξαχθούν συμπεράσματα για την ισχύ του πομπού και το είδος της κεραιάς, είναι αρκετά επίπονη και χρονοβόρα και κατά συνέπεια πολυδάπανη. Επιπλέον αφορά την συγκεκριμένη περιοχή που

εξετάζεται και δεν παρέχει δυνατότητα αξιοποίησης των αποτελεσμάτων σε άλλες περιοχές. Κατά συνέπεια προκύπτει η επιτακτική ανάγκη για χρήση αξιόπιστων μεθόδων πρόβλεψης του ηλ.πεδίου με ελεγχόμενη εκτίμηση του στατιστικού σφάλματος.

Η μέθοδος **β.** με χρήση ειδικού λογισμικού ραδιοκάλυψης και ψηφιακών χαρτών παρέχει την δυνατότητα άμεσης πρόβλεψης του ηλεκτρικού πεδίου σε όλα τα σημεία της εδαφικής περιοχής που ενδιαφέρει, έχει όμως το μειονέκτημα κάθε διαδικασίας πρόβλεψης δηλαδή σχετική απόκλιση μεταξύ μετρήσεων και προβλέψεων που όμως αν κυμαίνεται σε προκαθορισμένα όρια καθιστά την μέθοδο απόλυτα αξιόπιστη.

Η μέθοδος **γ.** μέσω κατάλληλης επεξεργασίας των αποτελεσμάτων των μετρήσεων αποσκοπεί στον βέλτιστο επανακαθορισμό των αλγορίθμων πρόβλεψης για την ελαχιστοποίηση των αποκλίσεων μεταξύ προβλέψεων και μετρήσεων. Η μέθοδος αυτή είναι η πλέον πολυδάπανη και χρονοβόρα, αλλά δίδει τα πιο ασφαλή αποτελέσματα για την γεωγραφική κατανομή της στάθμης του ηλεκτρικού πεδίου.

5.2.3.2 Μέθοδοι εκτίμησης και αποτύπωσης της περιοχής κάλυψης

α) Να καθορίζει όλες τις τοποθεσίες και εν γένει την όλη εδαφική περιοχή όπου παρέχεται η τηλεοπτική υπηρεσία με μια προκαθορισμένη ποιότητα

β) Να λαμβάνει υπόψη την χρονική μεταβλητότητα (time variability) του ηλεκτρικού πεδίου ώστε να εξασφαλίζεται η παρεχόμενη υπηρεσία σε κάθε υπό εξέταση περιοχή για δεδομένο ποσοστό χρόνου.

γ) Να λαμβάνει υπόψη την χωρική μεταβλητότητα (location variability) του ηλεκτρικού πεδίου μέσω στατιστικής εκτίμησης, αυτής της μεταβλητότητας έτσι ώστε σε κάθε διακριτή θέση περιορισμένης έκτασης να είναι δυνατόν να υπολογισθεί το ποσοστά θέσεων και κατ' επέκταση τα ποσοστά του πληθυσμού που παρέχεται η υπηρεσία με προκαθορισμένη ποιότητα.

δ) Να έχει την δυνατότητα ρεαλιστικής εκτίμησης και παρουσίασης για διακριτές περιοχές και κατευθύνσεις από την θέση εκπομπής, της ποσότητας (έκταση ή πληθυσμός) και σε κατ' επιλογή θέσεις όπου παρέχεται η υπηρεσία με δεδομένη ποιότητα.

ε) Να λαμβάνει υπόψη την επίδραση πιθανών παρεμβολών ως προς την χειροτέρευση της ποιότητας της παρεχόμενης υπηρεσίας.

στ) Να μπορεί να προβλέπει την εδαφική περιοχή της παρεχόμενης υπηρεσίας (service area) είτε μέσω λογικού αριθμού δειγματοληπτικών μετρήσεων και / ή καταλλήλων υπολογιστικών μεθόδων του ηλ.πεδίου.

ζ) Να έχει την δυνατότητα οπτικοποίησης των χαρακτηριστικών παραμέτρων (έντασης ηλ.πεδίου, service probability κ.τ.λ.) υπό διάφορες μορφές σε γεωγραφικούς χάρτες της υπό εξέτασης περιοχής).

5.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΗΝ ΕΝΕΡΓΟΣ ΓΗ

ΣΥΝΤΕΤΑΓΜΕΣ ΔΙΑΔΡΟΜΗΣ¹ ΠΟΜΠΟΥ

Γεωγραφικό Πλάτος: 36.948850

Γεωγραφικό Μήκος : 25.459203

ΔΕΚΤΗ

Γεωγραφικό Πλάτος : 36.827944

Γεωγραφικό Μήκος : 25.469556

Έτσι έχουμε την ραδιοζεύξη σε απόσταση 13,4 Km, με τις κεραιές πομπού (naxos) και δέκτη (irakleia) τοποθετημένες σε υψόμετρο 298 και 118 μέτρων (από την επιφάνεια της θάλασσας), αντίστοιχα. Σε απόσταση 12 Km υπάρχει φυσικό εμπόδιο ύψους 123 μέτρων όπως διακρίνουμε στην παρακάτω εικόνα. Να διερευνηθεί η πιθανότητα αλληλεπίδρασης του εμποδίου με το οδεύον κύμα για τις εξής τιμές του παράγοντα k.



¹ Με Εγκάρσια Μερκατορική Προβολή βλ. Παράρτημα Α

Α. $k=4/3$ που θεωρείται μια μέση φυσιολογική τιμή.

Σύμφωνα με την προσέγγιση της ενεργής γης, για $k=4/3$, το ύψος του εμποδίου θα είναι μετατοπισμένο κατά.

$$\Delta h = -0,078 d_1 d_2 \left(1 - \frac{1}{k}\right) = -0,078 d_1 d_2 \left(1 - \frac{3}{4}\right) = -\frac{0,078 \times 12 \times 1,4}{4} = -0,3276 \text{ μέτρα}$$

επομένως, από ραδιοηλεκτρική άποψη, το ύψος του εμποδίου είναι 122,67 μέτρα από την επιφάνεια της θάλασσας δηλ. από την καμπύλη επιφάνεια της γης όπως φαίνεται π.χ. στο Σχήμα 5.7.

Η ευθεία γραμμή που ενώνει τον πομπό και τον δέκτη έχει κλίση που ορίζεται από την εφαπτομένη της γωνίας θ

$$\epsilon\phi\theta = \frac{(\text{ύψος δέκτη}) - (\text{ύψος πομπού})}{(\text{μήκος ζεύξης})} = \frac{-180}{13,4 \times 10^3} = -13,43 \times 10^{-3}$$

Επομένως σε απόσταση $d=12$ km η ευθεία που ενώνει πομπό και δέκτη θα βρίσκεται σε υψόμετρο

$$h = h(\text{πομπού}) + \epsilon\phi\theta \times 12 \times 10^3 = 298 - 13,43 \times 10^{-3} \times 12 \times 10^3 = 136,84 \text{ μέτρα.}$$

συγκριτικά με την επίπεδη γη. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.7. το ύψος h , όπως υπολογίστηκε παραπάνω, αναφέρεται στο (νοητό) οριζόντιο επίπεδο και όχι στην επιφάνεια της θάλασσας. Υπό αυτή την έννοια η σύγκριση του h της τροχιάς του κύματος και του ύψους του εμποδίου ($123+\Delta h$) δεν είναι δυνατή γιατί τα δύο ύψη έχουν διαφορετικό σημείο αναφοράς. Προκειμένου να γίνει η σύγκριση πρέπει στο ύψος του εμποδίου (122,67 μέτρα) πρέπει να προστεθεί το ύψος λόγω της καμπυλότητας της γης ή ισοδύναμα να αφαιρεθεί η ίδια ποσότητα από το ύψος του πομπού. Η απόσταση της επιφάνειας της γης (θάλασσας) από την επίπεδη γη είναι

$$\Delta h' = 0,078 d_1 d_2$$

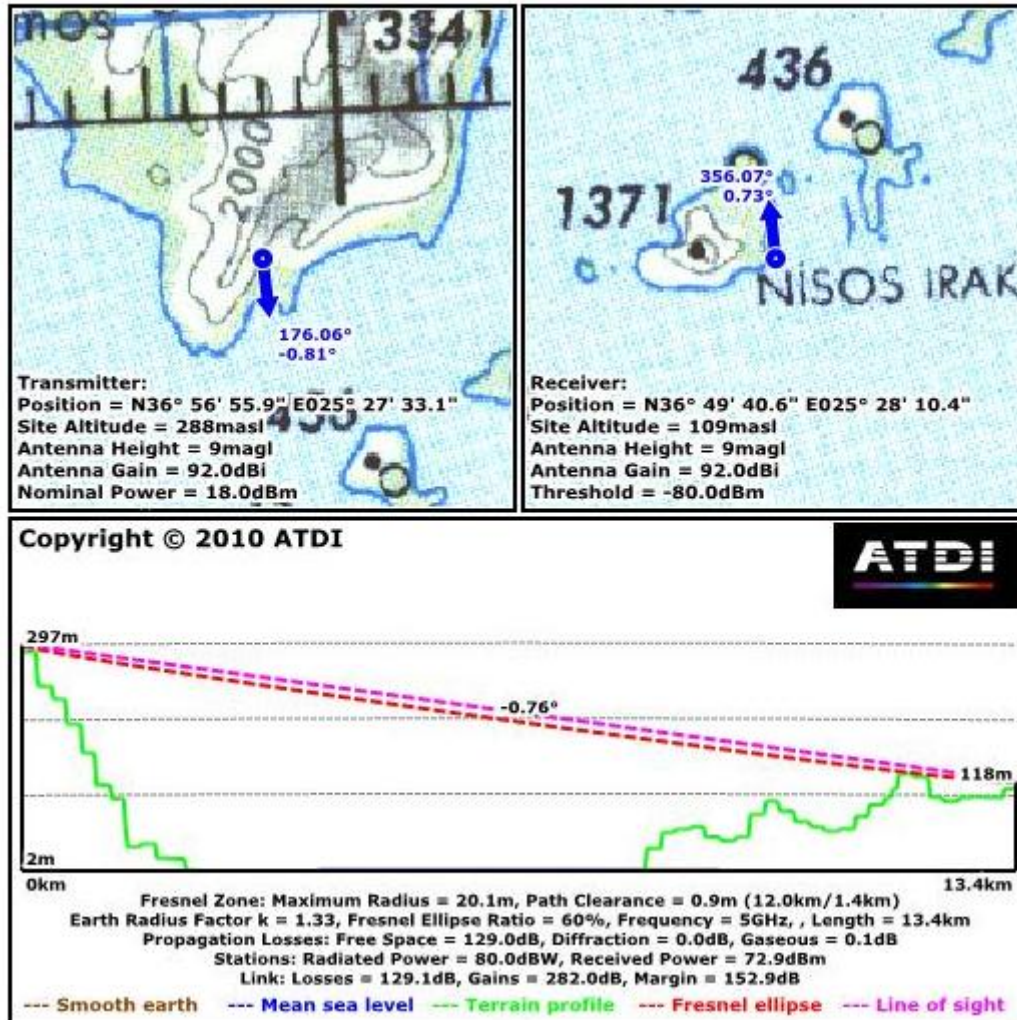
Προσθέτοντας την παραπάνω ποσότητα, στο ύψος του εμποδίου, προκύπτει το ύψος ως προς την επίπεδη γή:

$$h(\text{επίπεδη γή}) = h(\text{θάλασσας}) + \Delta h' - \Delta h = h(\text{θάλασσας}) + \frac{0,078 d_1 d_2}{k} = 123 + 0,99 = 123,99 \mu$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να γενικευθεί έτσι ώστε η μεταβολή του ύψους οποιουδήποτε εμποδίου ως προς την επίπεδη γη να δίνεται από την ακόλουθη έκφραση:

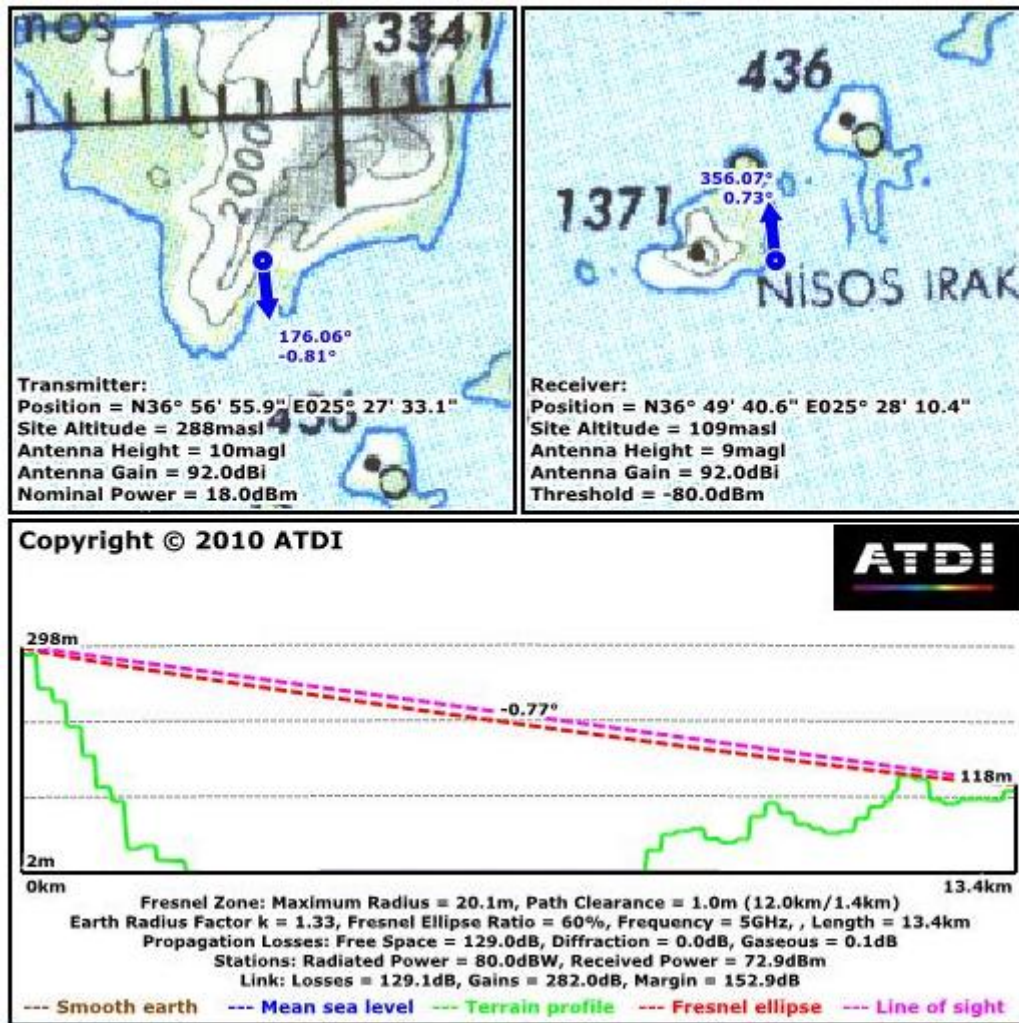
$$\Delta h'' = \frac{0,078 d_1 d_2}{k} \quad (5.12)$$

Το παρακάτω σχήμα αναπαριστά γραφικά τους υπολογισμούς που προηγήθηκαν, σύμφωνα με την προσέγγιση της ενεργής γης. Σύμφωνα με αυτή την προσέγγιση, η όδευση του κύματος θεωρείται ευθύγραμμη ενώ τα ύψη των εμποδίων μεταβάλλονται συγκριτικά με την περίπτωση της επίπεδης γης ($k=\infty$) κατά $\Delta h''$ ή ισοδύναμα κατά Δh συγκριτικά με το επίπεδο της θάλασσας.



Σχήμα 5.7. Ισοδύναμο Ραδιομονοπάτι για ενεργή γή με $k=4/3$.

Το Σχήμα 5.8 αναπαριστά γραφικά μια εναλλακτική αλλά ισοδύναμη προσέγγιση. Σύμφωνα με αυτή την προσέγγιση, σχεδιάζεται η καμπύλωση στην όδευση του κύματος, ενώ ως προς το ύψος των εμποδίων λαμβάνεται υπόψη μόνο η φυσική καμπυλότητα της γης ($\Delta h' = 0,078d_1d_2$). Αξίζει να σημειωθεί ότι, για $k=4/3 > 1$, η τροχιά του ραδιοκύματος καμπυλώνει προς τα πάνω.



Σχήμα 5.8. Φυσική τροχιά ραδιοκύματος για $k=4/3$.

Η αλληλεπίδραση που παρουσιάζει το κύμα με διάφορα φυσικά εμπόδια, δεν περιορίζεται μόνο στην ακραία περίπτωση, όπου το εμπόδιο παρεμβάλλεται στην τροχιά. Ακόμη και όταν το φυσικό εμπόδιο δεν παρεμβάλλεται στην γραμμή οπτικής επαφής αλλά βρίσκεται πολύ κοντά σε αυτή, παρουσιάζονται φαινόμενα αλληλεπίδρασης και απώλειες. Τα φαινόμενα της αλληλεπίδρασης περιλαμβάνονται στον φαινόμενο της περίθλασης και το εύρος των απωλειών εξαρτάται από τη συχνότητα της ραδιοζεύξης.

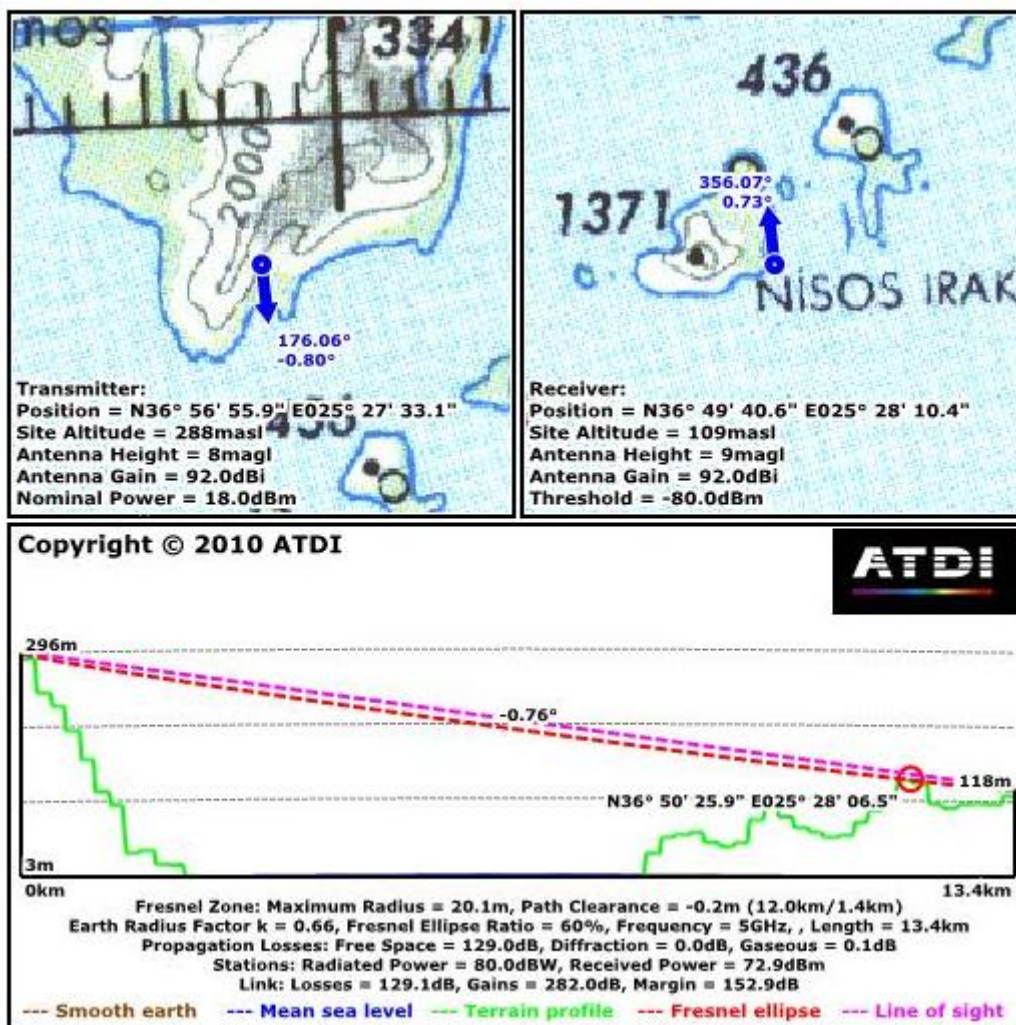
Τα σχήματα του παραδείγματος έχουν σχεδιαστεί για τη συχνότητα λειτουργίας των 5 GHz, και η ελλειψοειδής ζώνη (ζώνη Fresnel) που σχεδιάζεται ορίζει την περιοχή της αλληλεπίδρασης. Στην περίπτωση του $k=4/3$ φυσικό εμπόδιο βρίσκεται στο όριο της ζώνης Fresnel και επομένως η αλληλεπίδραση είναι αμελητέα.

B. $k=2/3$ που θεωρείται μια τυπική δυσμενής τιμή.

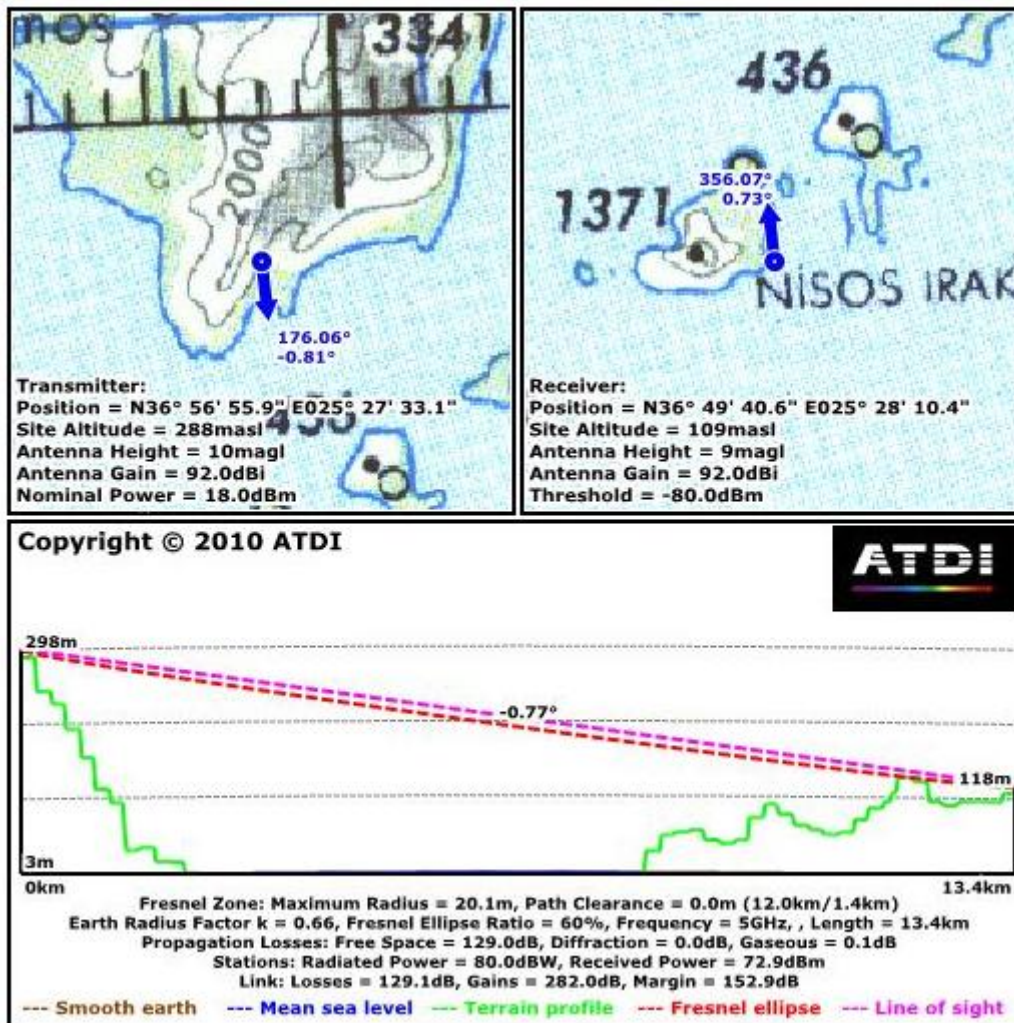
Όταν ο παράγοντας k λαμβάνει την τιμή $2/3$, η μεταβολή του ύψους του εμποδίου, συγκριτικά με την επίπεδη γη, δίνεται από τη σχέση (5.12).

$$\Delta h = \frac{0,078d_1d_2}{k} = \frac{0,078 \times 12 \times 1,4}{2/3} = 1,99 \text{ μέτρα}$$

Συνεπώς η ραδιοηλεκτρική μεταβολή του ύψους του εμποδίου είναι διπλάσια συγκριτικά με την περίπτωση, όπου το k λαμβάνει την τιμή $4/3$. Το συνολικό ύψος του εμποδίου με σημείο αναφοράς την επίπεδη γη είναι 124,99 μέτρα. Τα Σχήματα 5.9-5.10 είναι τα αντίστοιχα των Σχημάτων 5.7-5.8, σχεδιασμένα για $k=2/3$. Αξίζει να σημειωθεί, ότι για $k=2/3 < 1$, η τροχιά του ραδιοκύματος καμπυλώνει ελαφρά προς τα κάτω (Σχήμα 5.9).



Σχήμα 5.9. Ισοδύναμο Ραδιομονοπάτι για ενεργή γή με $k=2/3$.



Σχήμα 5.10. Φυσική τροχιά ραδιοκύματος για $k=2/3$.

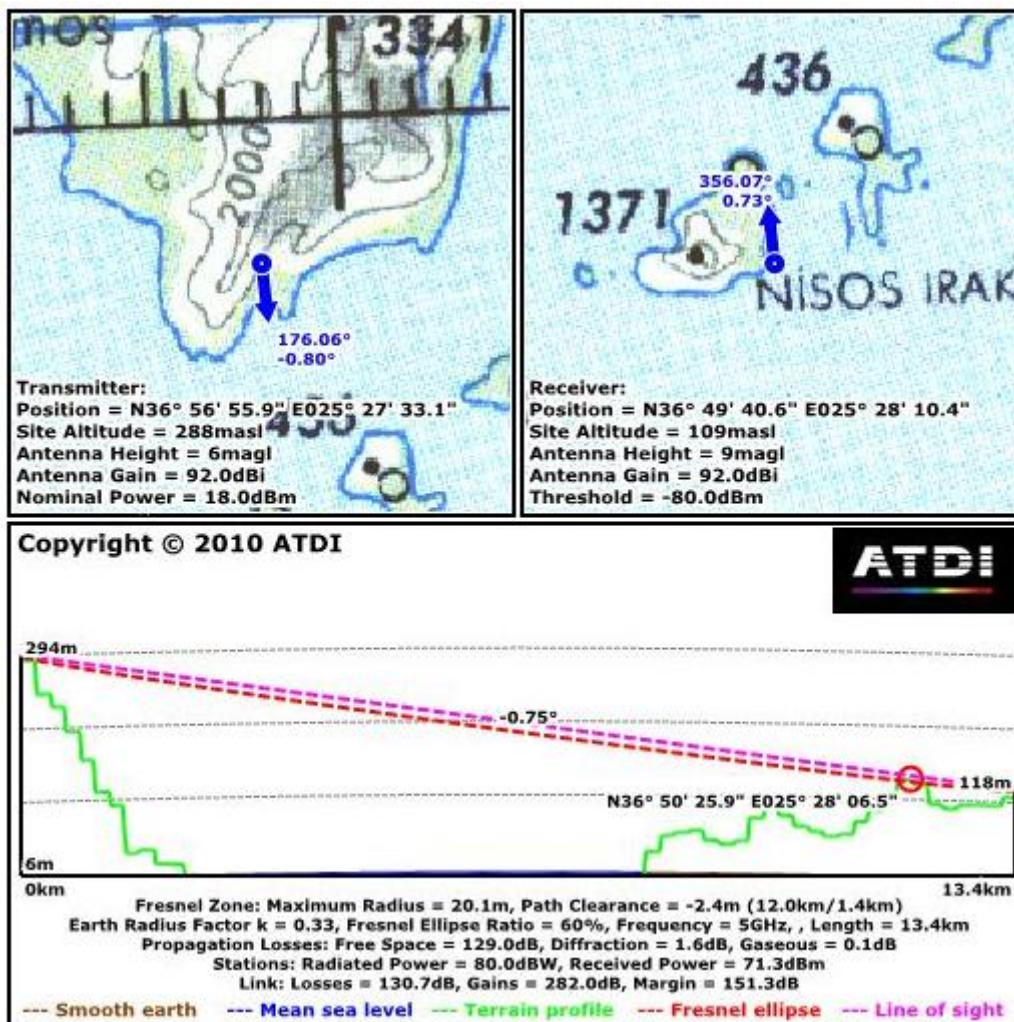
Σύμφωνα με τα Σχήματα 5.9-5.10, η κορυφή του εμποδίου βρίσκεται πολύ κοντά στην τροχιά του κύματος και εντός της ζώνης αλληλεπίδρασης. Συνεπώς, εάν δεν τροποποιηθούν τα δεδομένα της ζεύξης (πχ. να αλλάξουν τα ύψη του πομπού και του δέκτη) η ζεύξη θα παρουσιάζει απώλειες λόγω περίθλασης. Οι εν λόγω απώλειες πρέπει να συνυπολογιστούν, έτσι ώστε να εξασφαλισθεί ένα επαρκές επίπεδο λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη.

Γ. $k=1/3$ που θεωρείται μια εξαιρετικά δυσμενής τιμή

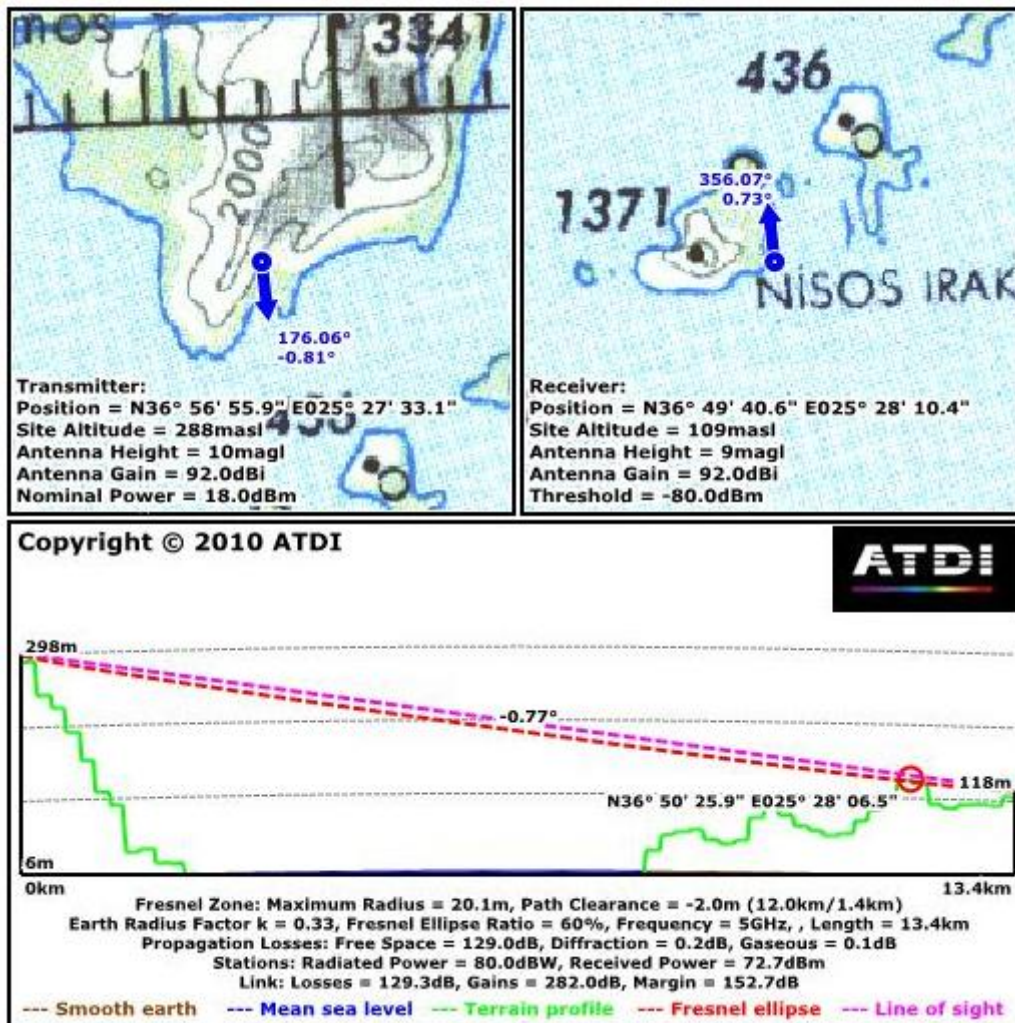
Στην περίπτωση κατά την οποία ο παράγοντας k λαμβάνει την τιμή 0,33, η μεταβολή του ύψους του εμποδίου είναι σημαντική και δυσμενής. Πρέπει όμως να σημειωθεί ότι η τιμή $k=0,33$, είναι εξαιρετικά σπάνια και δεν χρησιμοποιείται στην πράξη. Το Σχήμα 5.3 δίνει πρακτικά μηδενική πιθανότητα της εμφάνισης αυτής της τιμής. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα εξετάζεται για καθαρά εκπαιδευτικούς σκοπούς.

$$\Delta h = \frac{0,078d_1d_2}{k} = \frac{0,078 \times 12 \times 1,4}{1/3} = 3,97 \text{ m}$$

Η ραδιοηλεκτρική μεταβολή του ύψους του εμποδίου είναι τριπλάσια, συγκριτικά με την ατμόσφαιρα $k=4/3$, και το συνολικό του ύψος 126,97 μέτρα. Στην περίπτωση αυτή το φυσικό εμπόδιο παρεμβάλλεται στην γραμμή οπτικής επαφής. Τα Σχήματα 5.11-5.12 είναι τα αντίστοιχα των Σχημάτων 5.7-5.8. Αξίζει να παρατηρηθεί, ότι για $k=1/3 < 1$ η τροχιά του ραδιοκύματος καμπυλώνει έντονα προς τα κάτω.



Σχήμα 5.11. Ισοδύναμο Ραδιομονοπάτι για ενεργή γή με $k=1/3$.



Σχήμα 5.12. Φυσική τροχιά ραδιοκύματος για $k=1/3$.

Στην περίπτωση του $k=1/3$ παρουσιάζεται η ακραία περίπτωση της απώλειας της οπτικής επαφής που ισοδυναμεί με ένα απαγορευτικό ύψος απωλειών για υψίσυχνα κύματα.

Mapping

The Greece dataset contains a terrain elevation database with a cell size of 200m and covers a rectangular area approximately bounded by latitudes from 34.5°N to 42°N and longitudes from 19°E to 27.6°E.

Transmitter

Latitude, longitude (°)
Antenna height (m)
Antenna Gain (dBi)
Feeder loss (dB)
Nominal Power (dBm)

Receiver

Latitude, longitude (°)
Antenna height (m)
Antenna Gain (dBi)
Feeder loss (dB)
Threshold (dBm)

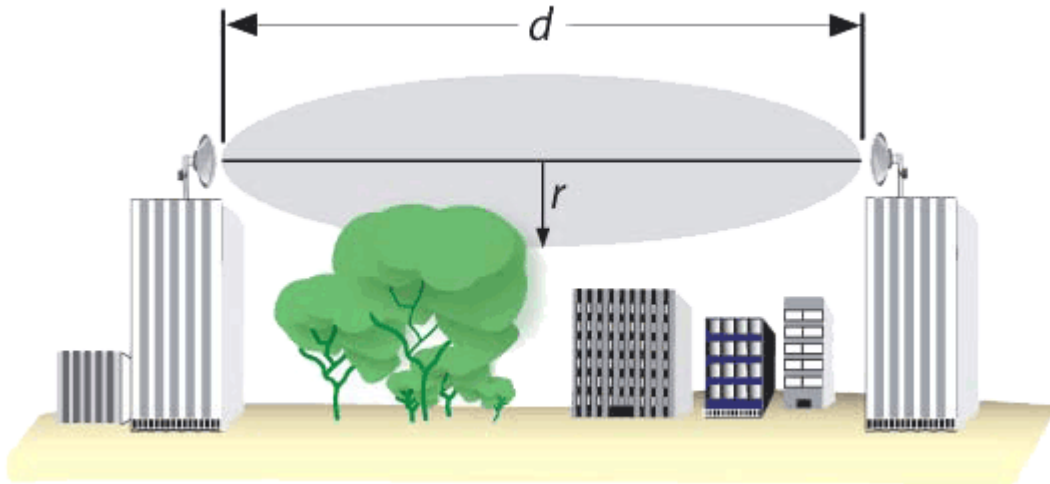
General

Frequency (MHz)
Earth Radius Factor
Fresnel Zone Fraction
Minimum Clearance Height (m)

5.6 ΖΩΝΕΣ FRESNEL ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

5.6.1 Ζώνη Fresnel και η σημασία της στις ασύρματες ζεύξεις

Η ζώνη Fresnel είναι μια ελλειπτική περιοχή που περιβάλλει τη νοητή ευθεία της οπτικής επαφής του πομπού με το δέκτη. Η διάμετρος αυτής της περιοχής εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ των δύο κεραιών.



Είναι σημαντικός ο υπολογισμός της μέγιστης ακτίνας αυτής της περιοχής γιατί ακόμα και αν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ των δύο σημείων, ένα εμπόδιο (λόφος, δέντρα, κτίριο) που βρίσκεται μέσα στην ζώνη Fresnel επηρεάζει το σήμα και δημιουργεί απώλειες.

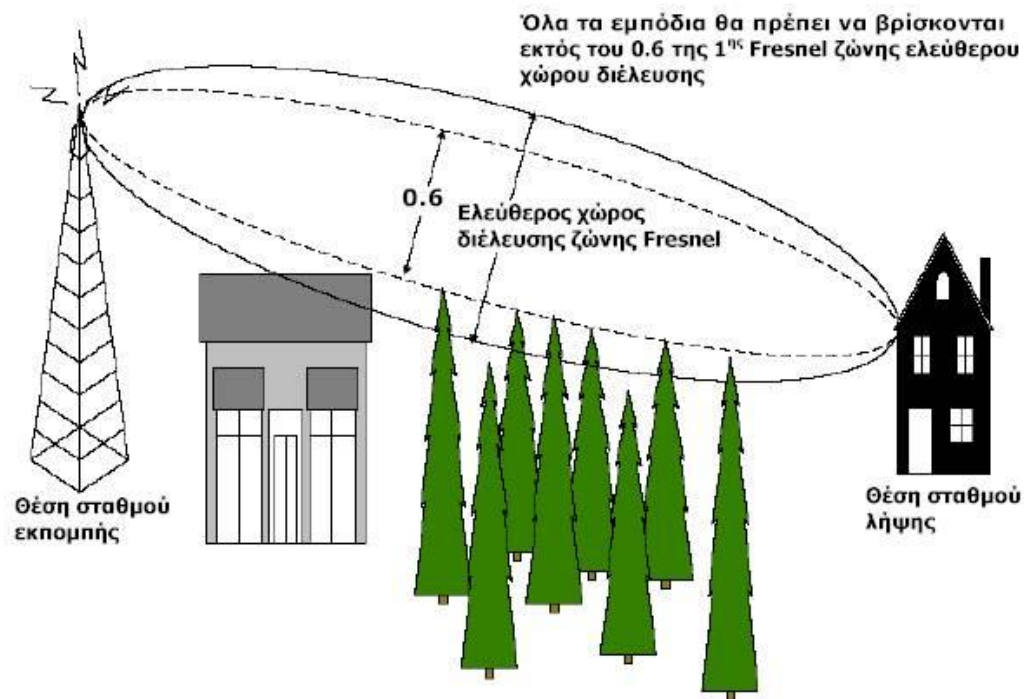
Οι απώλειες αυτές θεωρούνται αμελητέες όταν εξασφαλίζεται ότι **τουλάχιστον το 80% της ζώνης Fresnel** είναι χωρίς εμπόδια.

Ο τύπος που μας δίνει την μέγιστη ακτίνα της ζώνης αυτής (στο κέντρο της έλλειψης δηλαδή) είναι ο παρακάτω:

$$r = 0,164 \times \sqrt{\frac{d}{f}}$$

Όπου d είναι η απόσταση μεταξύ των κεραιών σε μέτρα, f η συχνότητα σε GHz και r η μέγιστη ακτίνα της ζώνης Fresnel σε μέτρα.

Όταν ζητείται η ασύρματη ζεύξη μεταξύ δύο σημείων είναι βασικό να γνωρίζουμε αν τα σημεία αυτό βρίσκονται σε συνθήκες οπτικής επαφής (LOS) ή όχι (NLOS). Σε μια ζεύξη σημείων που βρίσκονται σε οπτική επαφή, το ηλεκτρομαγνητικό κύμα κατευθύνεται απευθείας από την κεραία του πομπού στην κεραία του δέκτη χωρίς να υποστεί κάποια ανάκλαση από γειτονικά εμπόδια. Απαραίτητη προϋπόθεση για να συμβαίνει το παραπάνω είναι να είναι ελεύθερη από εμπόδια μια περιοχή του ασύρματου καναλιού μεταξύ των δύο σημείων προς επικοινωνία που ονομάζεται ελλειψοειδές του Fresnel (Fresnel Zone).



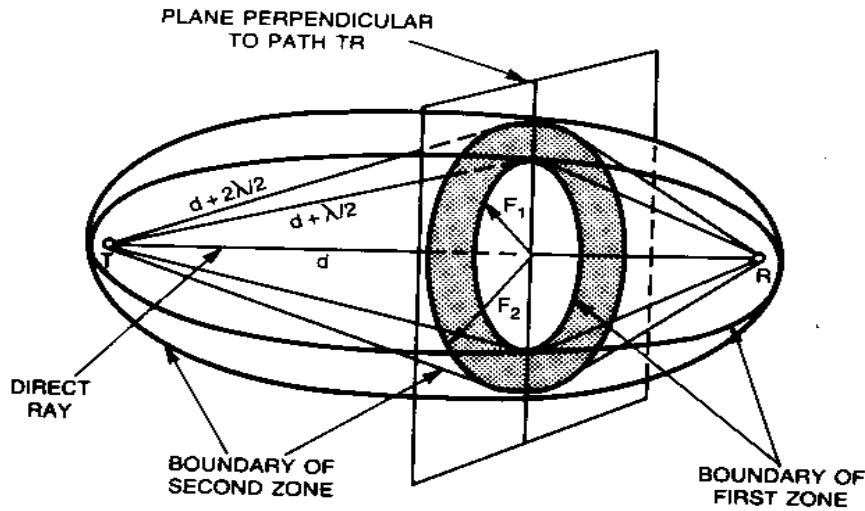
Όταν ένα εμπόδιο βρίσκεται μέσα στη πρώτη ζώνη του fresnel τότε το κανάλι χαρακτηρίζεται σαν OLOS (Optical Line of Site). Το πρότυπο IEEE 802.16 μπορεί να παρέχει επικοινωνία και σε σημεία τα οποία βρίσκονται σε συνθήκες OLOS κάτι που ο προκάτοχος του (IEEE 802.11) δύσκολα μπορούσε να πετύχει.

Το φαινόμενο της περίθλασης, όπως έχει ήδη επισημανθεί, λαμβάνει χώρα, όταν διάφορα φυσικά ή τεχνητά εμπόδια παρεμβάλλονται ή βρίσκονται κοντά στην οδό διάδοσης του κύματος. Εύλογα λοιπόν τίθεται το ερώτημα: σε ποια απόσταση από την οδό διάδοσης το φαινόμενο της περίθλασης θεωρείται αμελητέο; Ο ορισμός της απόστασης ασφαλείας, σε ότι αφορά τις απώλειες περίθλασης, βασίζεται στην έννοια ενός γεωμετρικού τόπου, που ονομάζεται **ζώνη Fresnel**.

Συγκεκριμένα, ο ενδιάμεσος χώρος κυματικής διάδοσης ανάμεσα στον πομπό (T) και τον δέκτη (R), μπορεί να υποδιαιρεθεί από μια οικογένεια ομόκεντρων ελλειψοειδών, που ονομάζονται ελλειψοειδή Fresnel (Σχήμα 5.13). Κάθε ελλειψοειδές Fresnel έχει εστιακά σημεία T και R, ενώ κάθε σημείο M στην επιφάνεια του ικανοποιεί τη σχέση:

$$TM + MR = TR + n \frac{\lambda}{2} \quad (5.13)$$

Η κάθε διαφορετική τιμή του n (=1,2,3...) ορίζει ένα μοναδικό ελλειψοειδές π.χ. για n=1 το 1^ο ελλειψοειδές Fresnel, για n=2 το 2^ο ελλειψοειδές Fresnel κοκ.



Σχήμα 5.13. Ελλειψοειδές Fresnel.

Η τομή των ελλειψοειδών με ένα επίπεδο κάθετο στην οδό διάδοσης (μέτωπο του κύματος) ορίζει μια σειρά ομόκεντρων κύκλων ακτίνας R_n ($n=1, 2, 3, \dots$) που ονομάζονται **ζώνες Fresnel**.

Σύμφωνα με τη σχέση (5.13) και το συμβολισμό του Σχήματος 5.14, στην περιφέρεια της n -οστής ζώνης Fresnel ικανοποιείται η σχέση

$$d_3 + d_4 = (d_1 + d_2) + n \frac{\lambda}{2} \quad (5.14)$$

ενώ η ακτίνα της δίνεται από τον ακόλουθο γενικό τύπο

$$R_{F_n} = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = \sqrt{n} R_{F_1} \quad (5.15)$$

Για $n=1$, προκύπτει η ακτίνα της 1^η ζώνης Fresnel

$$R_{F_1} = 17.3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f(d_1 + d_2)}} \quad (5.16)$$

όπου

R_{F_n} = Η ακτίνα της n -οστής ζώνης Fresnel

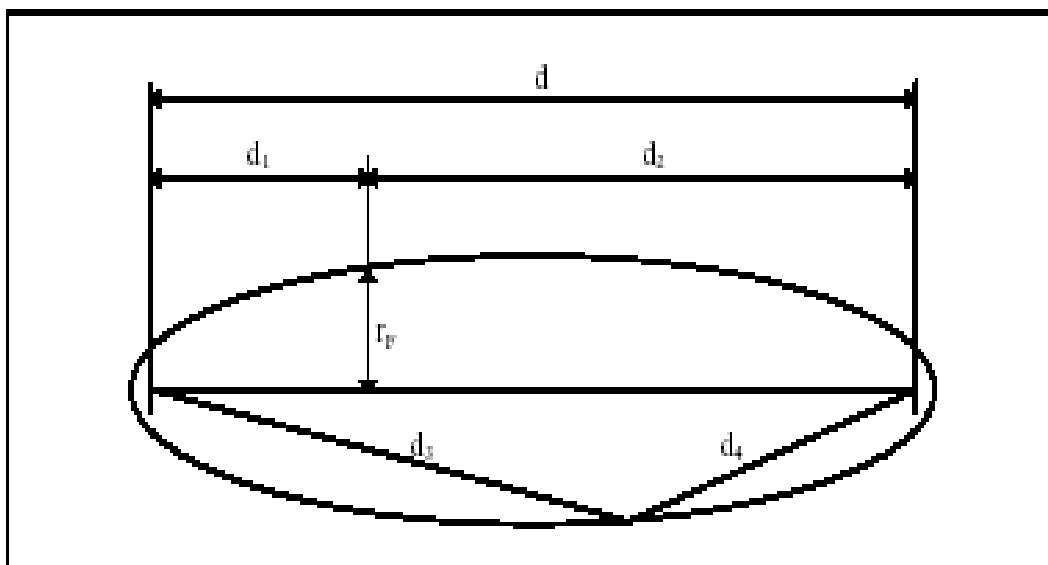
R_{F_1} = Η ακτίνα της 1ης ζώνης Fresnel

d_1 = Η απόσταση από το αριστερό εστιακό σημείο (κεραία-πομπός) έως το σημείο υπολογισμού (km)

d_2 = Η απόσταση από το δεξιό εστιακό σημείο (κεραία-δέκτης) έως το σημείο υπολογισμού (km)

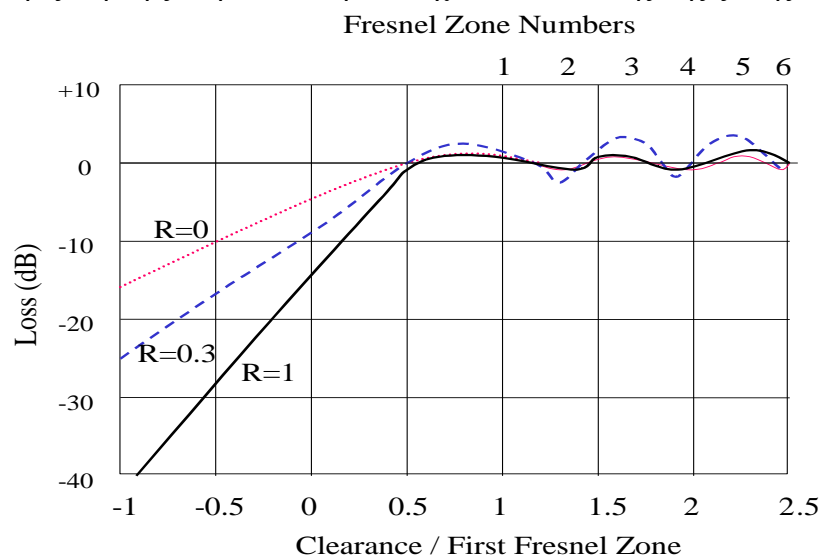
$d = d_1 + d_2$ = Η εστιακή απόσταση ή ισοδύναμα η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη (km)

f = Η συχνότητα μετάδοσης (GHz).



Σχήμα 5.14. Ακτίνα 1^{ης} Ζώνης Fresnel για ένα συγκεκριμένο σημείο της οδού διάδοσης

Αν υποθεθεί ότι στην περιοχή των ζωνών Fresnel υπάρχουν δευτερογενείς πηγές ακτινοβολίας (από περίθλαση) που επάγονται από τον πομπό T, τότε τα κύματα που θα φθάνουν στο δέκτη R θα έχουν διαφορά φάσης $n\lambda/2$ συγκριτικά με το κατευθείαν κύμα. Η διαφορά φάσης μεταξύ των κυμάτων μπορεί να προκαλέσει, στην καλύτερη περίπτωση, μια ενδυνάμωση του κατευθείαν κύματος, αλλά οπωσδήποτε υπάρχει και το ενδεχόμενο μιας σημαντικής εξασθένησης. Γενικά η ενδυνάμωση του κύματος, όταν οι επιμέρους συνιστώσες του βρίσκονται σε φάση, αποτελεί ένα bonus που συνήθως δεν υπολογίζεται ως αναμενόμενο. Αντίθετα, η πιθανότητα εξασθένησης συνυπολογίζεται, έτσι ώστε να υπάρχει πρόβλεψη ακόμη και για τη δυσμενέστερη εκδοχή. Ο πρακτικός κανόνας που χρησιμοποιείται στη σχεδίαση των ραδιοζεύξεων, προκειμένου να αποφευχθούν οι απώλειες περίθλασης, είναι η απουσία εμποδίων στο χώρο που ορίζει η 1η ζώνη Fresnel ή τουλάχιστον το 0.6 της 1ης ζώνης



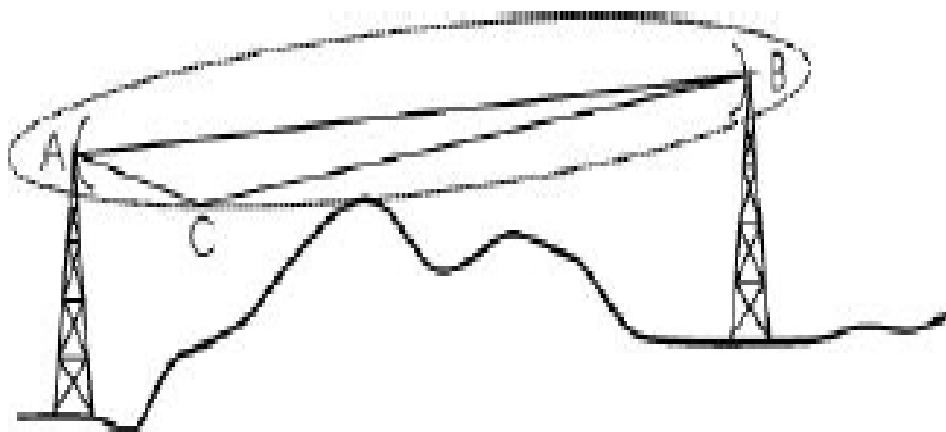
Σχήμα 5.15. Απώλειες λόγω περίθλασης ανάλογα με την ύπαρξη εμποδίων γύρω από την ευθεία οπτικής επαφής.

Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνεται και από το Σχήμα 5.16, όπου σχεδιάζονται γραφικά οι απώλειες για εμπόδια διαφορετικής καμπυλότητας, και για διαφορετικές αποστάσεις από την οδό διάδοσης. Το R είναι παράγοντας καμπυλότητας δηλ. το $R=0$ αντιστοιχεί σε ένα αιχμηρό εμπόδιο, ενώ το $R=1$ σε ένα τέλειο σφαιρικό εμπόδιο. Η απόσταση του εμποδίου από την ευθεία πομπού-δέκτη εκφράζεται συναρτήσει της ακτίνας της 1^{ης} ζώνης Fresnel. π.χ. η αρνητική τιμή -0.5 σημαίνει ότι η κορυφή του εμποδίου βρίσκεται σε ύψος $0.5 R_{F1}$ πάνω από την ευθεία πομπού-δέκτη. Ανάλογα, η θετική τιμή 0.5 σημαίνει ότι το εμπόδιο βρίσκεται σε απόσταση $0.5 R_{F1}$ κάτω από την ευθεία πομπού-δέκτη. Το κλάσμα της απόστασης του εμποδίου από την ευθεία οπτικής επαφής προς τη ακτίνα της 1^{ης} ζώνης Fresnel, αναφέρεται ως η «καθαρότητα» (**clearance**) της 1^{ης} ζώνης Fresnel

Η εξέταση του διαγράμματος αλλά και των σχέσεων κατατείνει στα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Οι απώλειες αυξάνουν όσο αυξάνει η καμπυλότητα του εμποδίου.
- Οι απώλειες αυξάνουν μονότονα καθώς η απόσταση του εμποδίου από την ευθεία οπτικής επαφής γίνεται μικρότερη από $0.6 R_{F1}$. Είναι προφανές ότι οι απώλειες μεγιστοποιούνται όταν το εμπόδιο παρεμβάλλεται στην ευθεία οπτικής επαφής (αρνητικές τιμές στον οριζόντιο άξονα).
- Όσο μειώνεται η συχνότητα, τόσο μεγαλώνει η ακτίνα της 1^{ης} ζώνης Fresnel, και επομένως τόσο πιο μακριά πρέπει να βρίσκονται τα διάφορα εμπόδια από την ευθεία οπτικής επαφής.

Λαμβάνοντας υπόψη την προηγηθείσα συζήτηση είναι προφανές ότι κατά τη σχεδίαση μιας ραδιοζεύξης, και εφόσον υπάρχουν εμπόδια ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη, θα πρέπει να ρυθμιστούν τα ύψη των κεραιών και αντίστοιχα η ευθεία πομπού-δέκτη, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται καθαρότητα της 1^{ης} ζώνης Fresnel τουλάχιστον 0,6.



Σχήμα 5.17. Σχεδίαση Ραδιοζεύξης έτσι ώστε τα εμπόδια να βρίσκονται εκτός της 1^{ης} ζώνης Fresnel.

5.7 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΗΝ ΖΩΝΗ FRESNEL

Έστω η ζεύξη του παραπάνω παραδείγματος με τα ίδια δεδομένα βλε.Κεφ.5.3. Δεδομένου ότι υπάρχει ένα φυσικό εμπόδιο σε απόσταση 12 Km, πρέπει να μελετηθεί η πιθανότητα να παρουσιαστούν φαινόμενα περίθλασης, και κατά συνέπεια απώλειες στην λαμβανόμενη ισχύ. Προκειμένου να διερευνηθεί η πιθανότητα αυτή, θα υπολογιστούν οι ζώνες Fresnel έτσι ώστε να διαπιστωθεί ένα το φυσικό εμπόδιο περιλαμβάνεται σε αυτές. Συγκεκριμένα θα εξεταστούν οι περιπτώσεις του συντελεστή $k=4/3$, $2/3$ και $1/3$ για συχνότητες λειτουργίας 1GHz, 5GHz , 15GHz, 25GHz.

Α. Συχνότητα Λειτουργίας 1 GHz

Σύμφωνα με τη σχέση (2.34), η 1^η ζώνη Fresnel σε απόσταση 12 km περιλαμβάνει τα σημεία που απέχουν απόσταση R_{F_1} από τη ευθεία που ενώνει πομπό και δέκτη

$$R_{F_1} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f(d_1 + d_2)}} = 17,3 \sqrt{\frac{12 \times 1,4}{1 \times 13,4}} = 19,37 \text{ μέτρα}$$

Η 1^η ζώνη Fresnel, για τη συχνότητα του 1 GHz , κατά μήκος της γραμμής ζεύξης πομπού-δέκτη σχεδιάζεται στα Σχήματα 5.19-5.20.

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα του παραπάνου παραδείγματος, δηλ τον τύπο σύμφωνα με τον οποίο βρήκαμε την ευθεία που ενώνει πομπό και δέκτη, σε απόσταση 12 km, βρίσκεται σε ύψος 136,84 μέτρων (με σημείο αναφοράς την επίπεδη γη). Επομένως, τα αντικείμενα που βρίσκονται εντός της 1^{ης} ζώνης (δηλ. σε ύψη μεταξύ μεγαλύτερα του 136,84-19,37=117,47) και ιδιαίτερα σε ύψη εντός του 0,6 της 1^{ης} ζώνης (δηλ. 123 μέτρα), επιβαρύνουν τη ζεύξη με απώλειες λόγω περίθλασης.

Το ραδιοηλεκτρικό ύψος του φυσικού εμποδίου, που βρίσκεται περίπου στα 12 km, έχει ήδη υπολογιστεί παραπάνω για τιμές του παράγοντα $k = 4/3$, $2/3$, $1/3$.

$h(\text{εμποδίου}, k=4/3) = 123,99$ μέτρα

$h(\text{εμποδίου}, k=2/3) = 124,99$ μέτρα

$h(\text{εμποδίου}, k=1/3) = 126,97$ μέτρα

Όπως είναι προφανές, από τη σύγκριση των παραπάνω τιμών, το εμπόδιο βρίσκεται εντός της 1^{ης} ζώνης Fresnel και για τις τρεις τιμές του k . Οι απώλειες αυξάνουν μονότονα καθώς η απόσταση του εμποδίου από την ευθεία οπτικής επαφής γίνεται μικρότερη από $0.6 R_{F_1}$. Είναι προφανές ότι οι απώλειες μεγιστοποιούνται όταν το εμπόδιο παρεμβάλλεται στην ευθεία οπτικής επαφής (αρνητικές τιμές στον οριζόντιο άξονα).

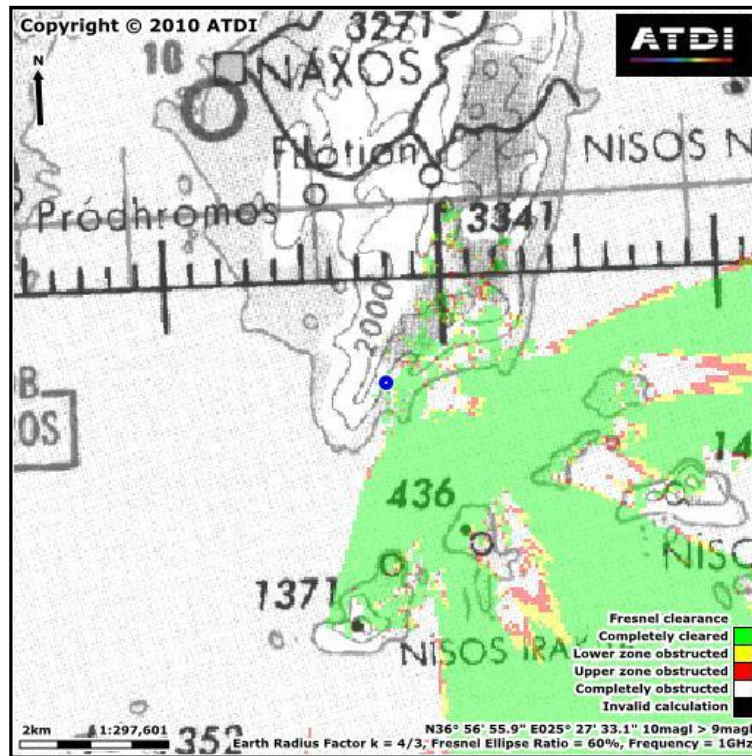
Για $k=4/3$ στο $-0,33$ ($= [117,47-123,99]/19,37$) της 1^{ης} ζώνης.

Για $k=2/3$ στο $-0,38$ ($= [117,47-124,99]/19,37$) της 1^{ης} ζώνης.

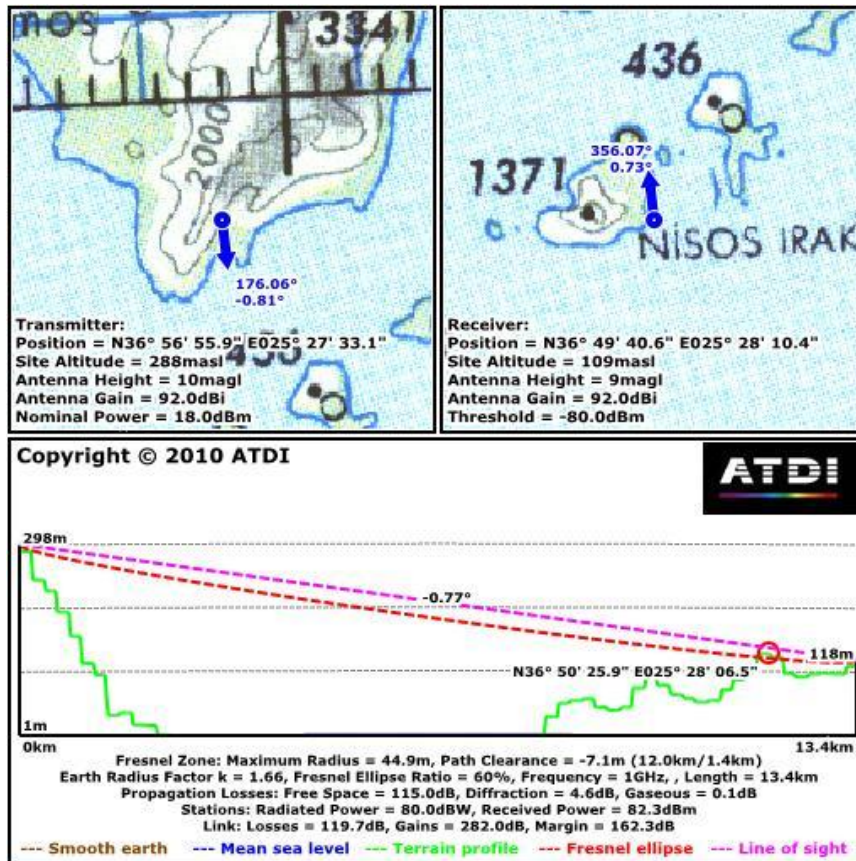
Για $k=1/3$ στο $-0,50$ ($= [117,47-126,97]/19,37$) της 1^{ης} ζώνης.

Το αρνητικό πρόσημο, για $K=4/3, 2/3, 1/3$ αντιστοιχεί σε απώλεια της οπτικής επαφής δηλ. το εμπόδιο υπερβαίνει την ευθεία της οπτικής επαφής.

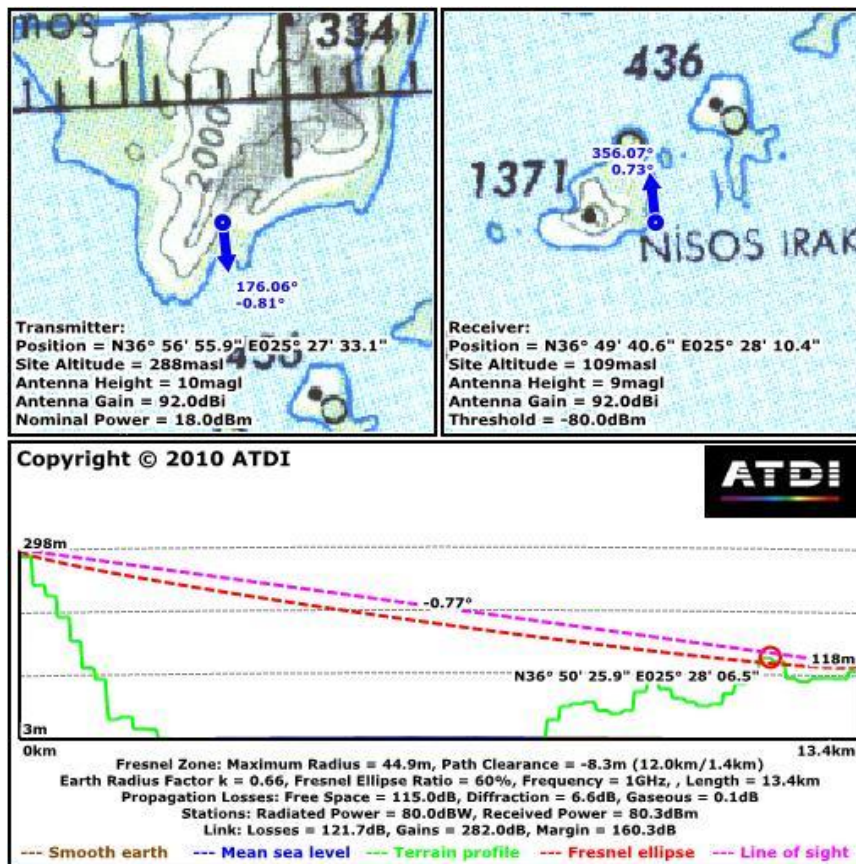
Είναι προφανές ότι και για τις τρεις τιμές του k δεν τηρείται η γενική αρχή της μη ύπαρξης εμποδίων τουλάχιστον στο 0,6 της ζώνης Fresnel. Συνεπώς, η ζεύξη θα παρουσιάζει απώλειες λόγω περίθλασης. Είναι προφανές ότι οι απώλειες αυξάνουν όσο μειώνεται η τιμή του k ή ισοδύναμα αυξάνει ο βαθμός διείσδυσης του αντικειμένου στην περιοχή της 1^{ης} ζώνης Fresnel. Παρακάτω θα δούμε τις γραφικές παραστάσεις για όλα τα K στην συχνότητα του 1 GHz.



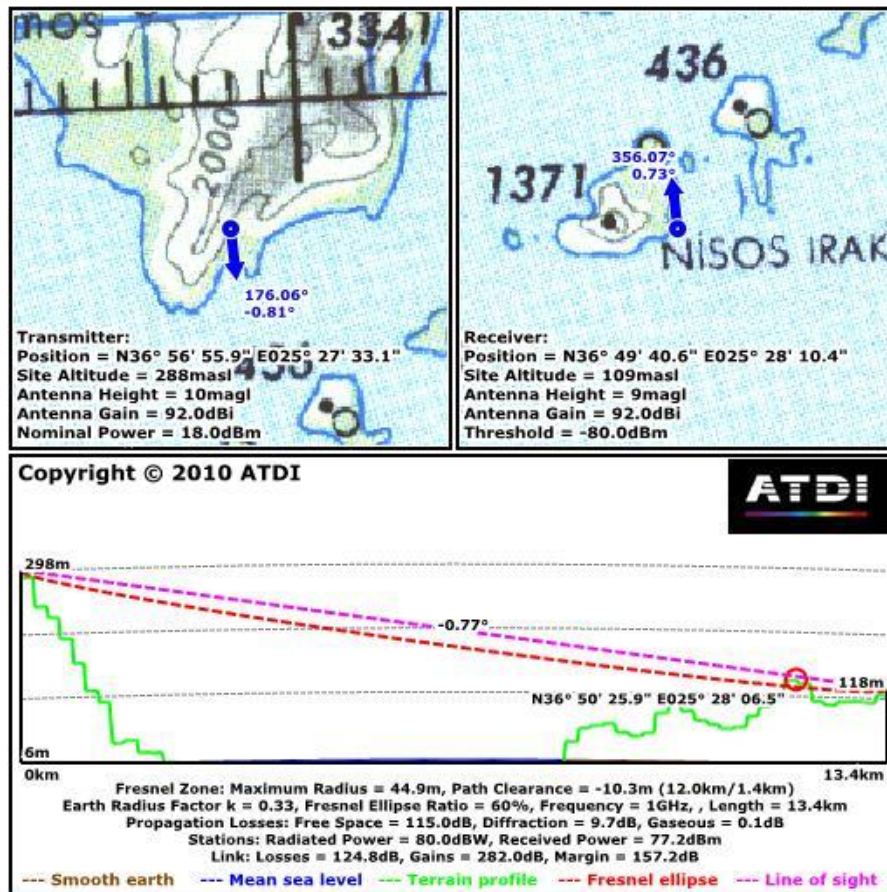
Σχήμα 5.18 Διάγραμμα ακτινοβολίας απωλειών 1^{ης} ζώνης Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=1\text{GHz}$ και $k=4/3$



Σχήμα 5.19. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=1\text{GHz}$ και $k=4/3$



Σχήμα 5.20. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=1\text{GHz}$ και $k=2/3$.



Σχήμα 5.21. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=1\text{GHz}$ και $k=1/3$.

Β. Συχνότητα Λειτουργίας 5 GHz

Η αύξηση της συχνότητας λειτουργίας, όπως ήδη έχει επισημανθεί, θα επιφέρει μείωση της περιοχής που περικλείεται από τη 1^η ζώνη Fresnel. Συγκεκριμένα στα 5 GHz και σε απόσταση 25 Km η ακτίνα της 1^{ης} ζώνης Fresnel είναι

$$R_{F_1} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f(d_1 + d_2)}} = 17,3 \sqrt{\frac{12 \times 1,4}{5 \times 13,4}} = 8,66 \text{ μέτρα}$$

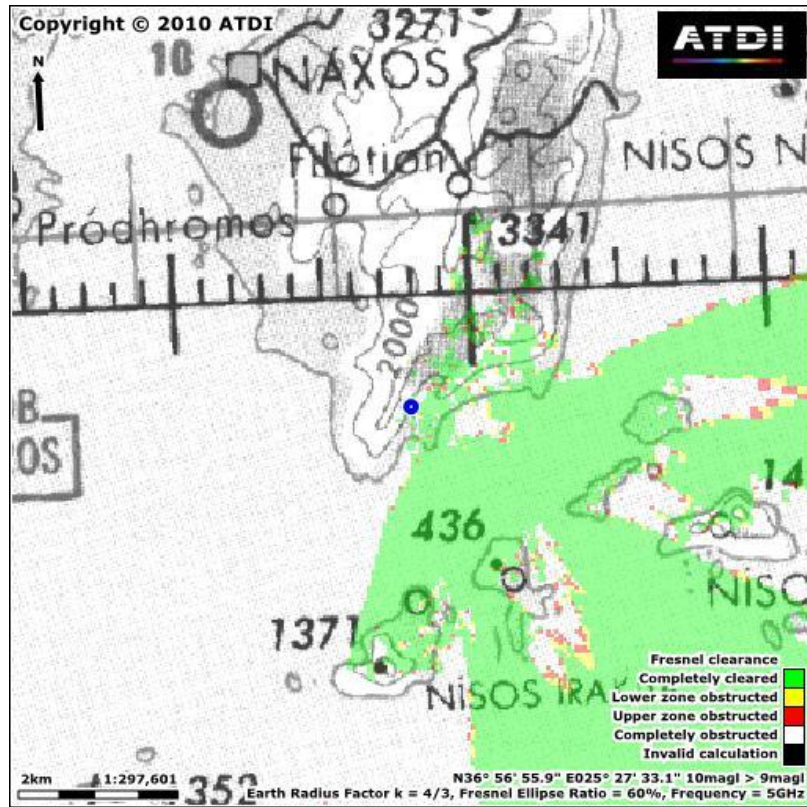
Συνεπώς, στα 5 GHz το εύρος της 1^{ης} ζώνης σχεδόν υποδιπλασιάστηκε συγκριτικά με το αντίστοιχο εύρος, σε συχνότητα λειτουργίας 1 GHz. Η θέση του φυσικού εμποδίου σε σχέση με τη ζώνη Fresnel είναι η ακόλουθη:

Για $k=4/3$ στο 0,50 ($=[128,18-123,99]/8,66$) της 1^{ης} ζώνης.

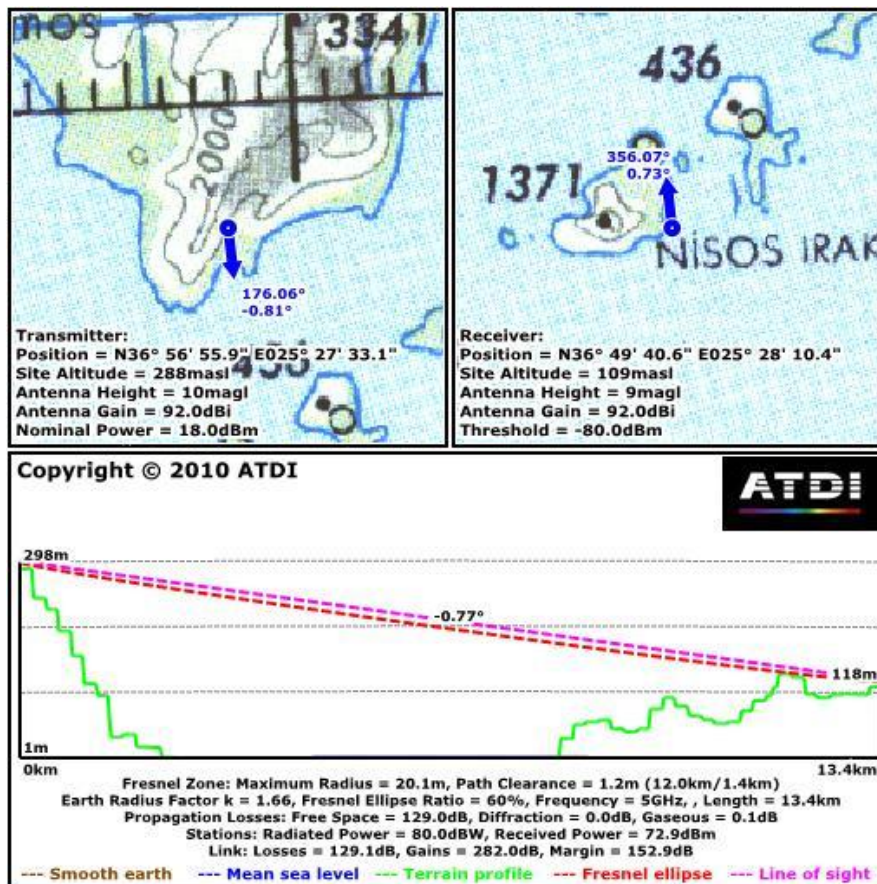
Για $k=2/3$ στο 0,37 ($=[128,18-124,99]/8,66$) της 1^{ης} ζώνης.

Για $k=1/3$ στο 0,14 ($=[128,18-126,97]/8,66$) της 1^{ης} ζώνης.

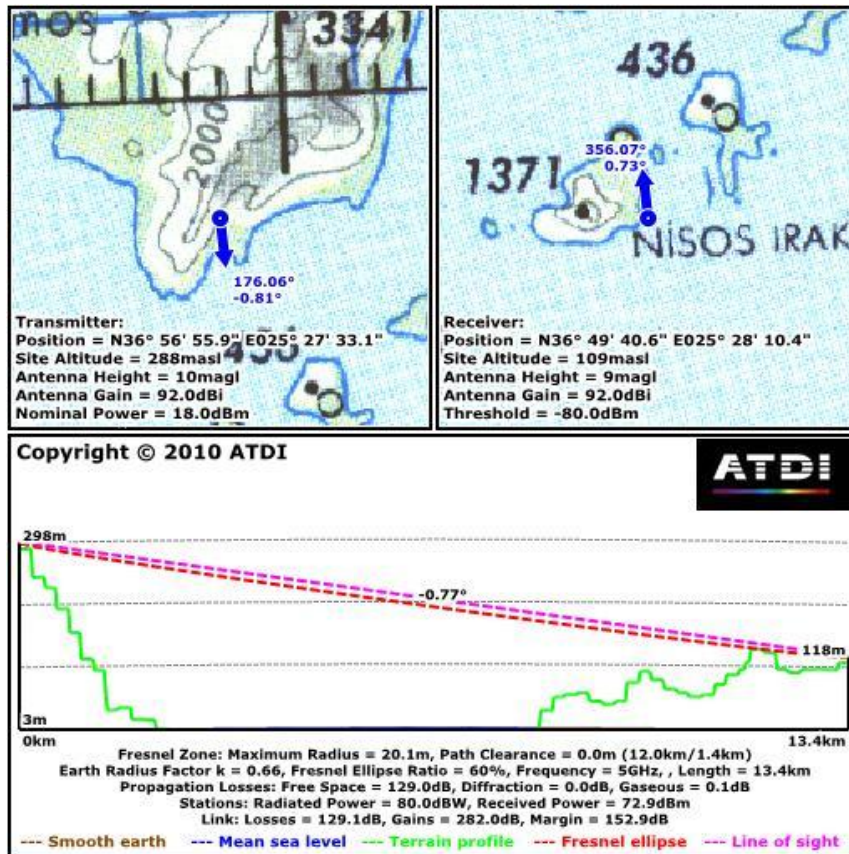
Όπως είναι φανερό η σχεδίαση της ζεύξης σε υψηλότερες συχνότητες είναι λιγότερο απαιτητική, σε ότι αφορά στην καθαρότητα της 1^{ης} ζώνης Fresnel. Για παράδειγμα, για $k=4/3$ και συχνότητα λειτουργίας 5 GHz, η απόσταση του εμποδίου είναι ικανοποιητική, κάτι που δεν ισχύει στη συχνότητα του 1 GHz καθώς και στις υπόλοιπες τιμές δεν έχουμε απώλειες οπτικής επαφής δηλ αρνητικά πρόσημα εκτός από το $K=1/3$ και αυτό γιατί είναι οριακά σύμφωνα με τις περιθλάσεις, σε αυτήν την περίπτωση έχουμε 0,2dB. Να σημειώσουμε ότι το εμπόδιο μπορεί να είναι εντός ζώνης αλλά η κατάσταση του μπορεί να είναι οριακή



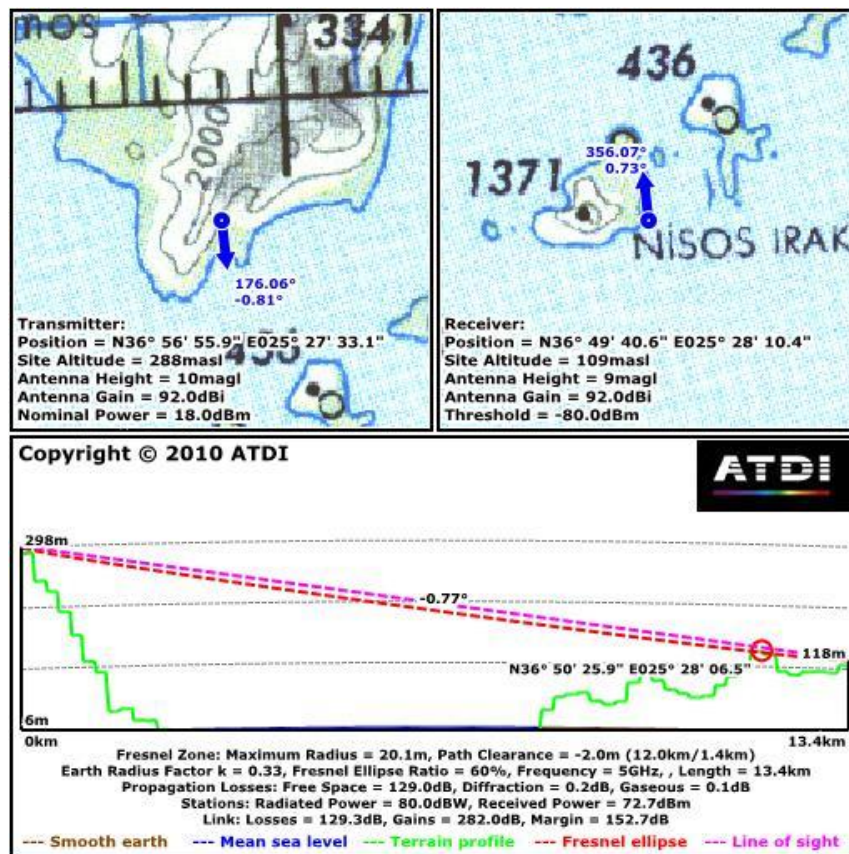
Σχήμα 5.22 Διάγραμμα ακτινοβολίας απωλειών 1^η ζώνης Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=5\text{GHz}$ και $k=4/3$



Σχήμα 5.23. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=5\text{GHz}$ και $k=4/3$.



Σχήμα 5.24. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=5\text{GHz}$ και $k=2/3$



Σχήμα 5.25. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=5\text{GHz}$ και $k=1/3$.

Γ. Συχνότητα Λειτουργίας 15 GHz

Η αύξηση της συχνότητας λειτουργίας, στα 15 GHz, αναμένεται να συρρικνώσει περαιτέρω την περιοχή που περικλείεται από τη 1^η ζώνη Fresnel. Συγκεκριμένα στα 15 GHz και σε απόσταση 25 Km η ακτίνα της 1^{ης} ζώνης Fresnel δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$R_{F_1} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f(d_1 + d_2)}} = 17,3 \sqrt{\frac{12 \times 1,4}{15 \times 13,4}} = 5,00 \text{ μέτρα}$$

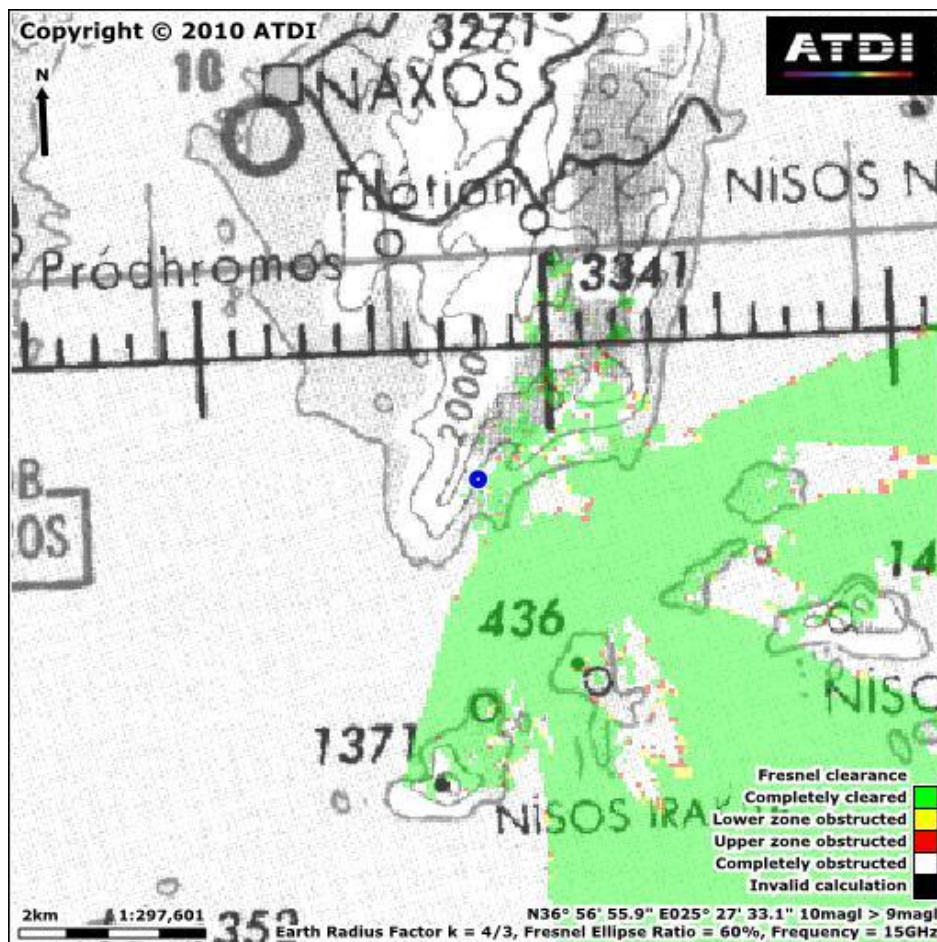
Συνεπώς στα 15 GHz το εύρος της 1^{ης} ζώνης σχεδόν υποδιπλασιάζεται συγκριτικά με το αντίστοιχο εύρος σε συχνότητα λειτουργίας 5 GHz. Η θέση του φυσικού εμποδίου σε σχέση με τη ζώνη Fresnel είναι η ακόλουθη:

Για $k=4/3$ στο 1,57 ($=[131,84-123,99]/5$) της 1^{ης} ζώνης.

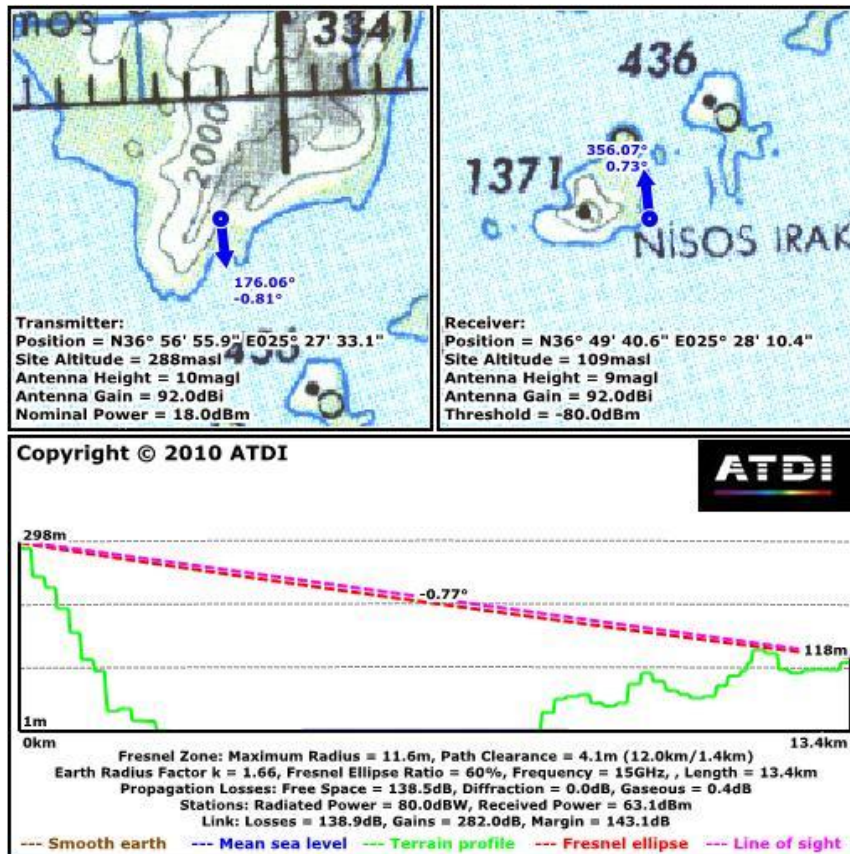
Για $k=2/3$ στο 1,37 ($=[131,84-124,99]/5$) της 1^{ης} ζώνης.

Για $k=1/3$ στο 0,97 ($=[131,84-126,97]/5$) της 1^{ης} ζώνης.

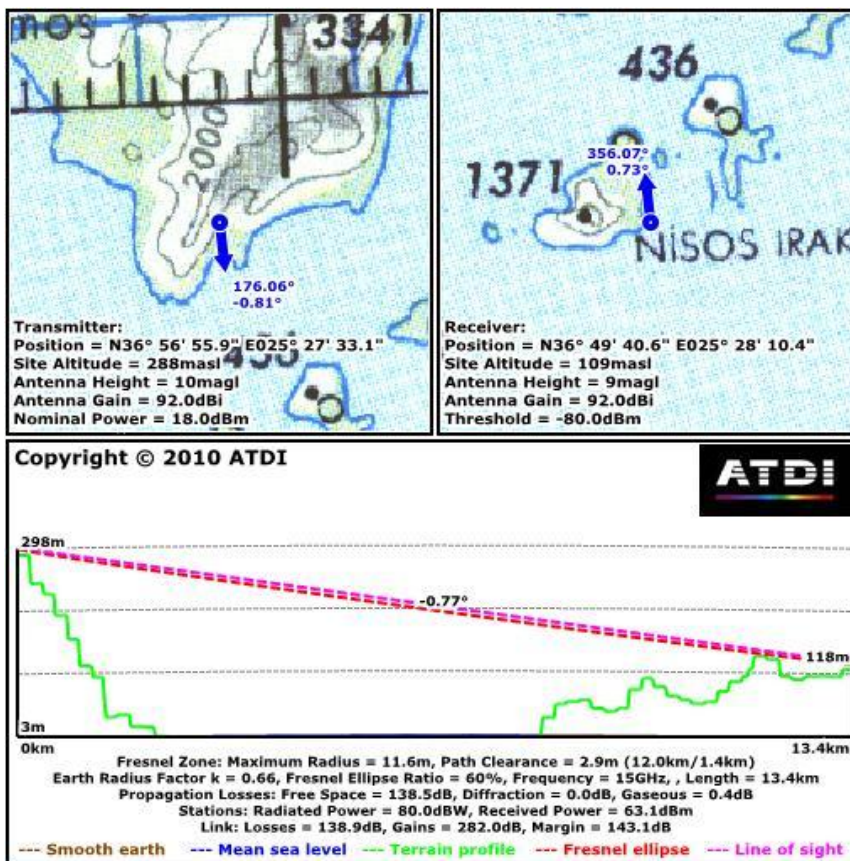
Σε όλες τις περιπτώσεις για k το εμπόδιο βρίσκεται εκτός 1^{ης} ζώνης γιατί οι τιμές είναι πάνω από το όριο του 0,6.



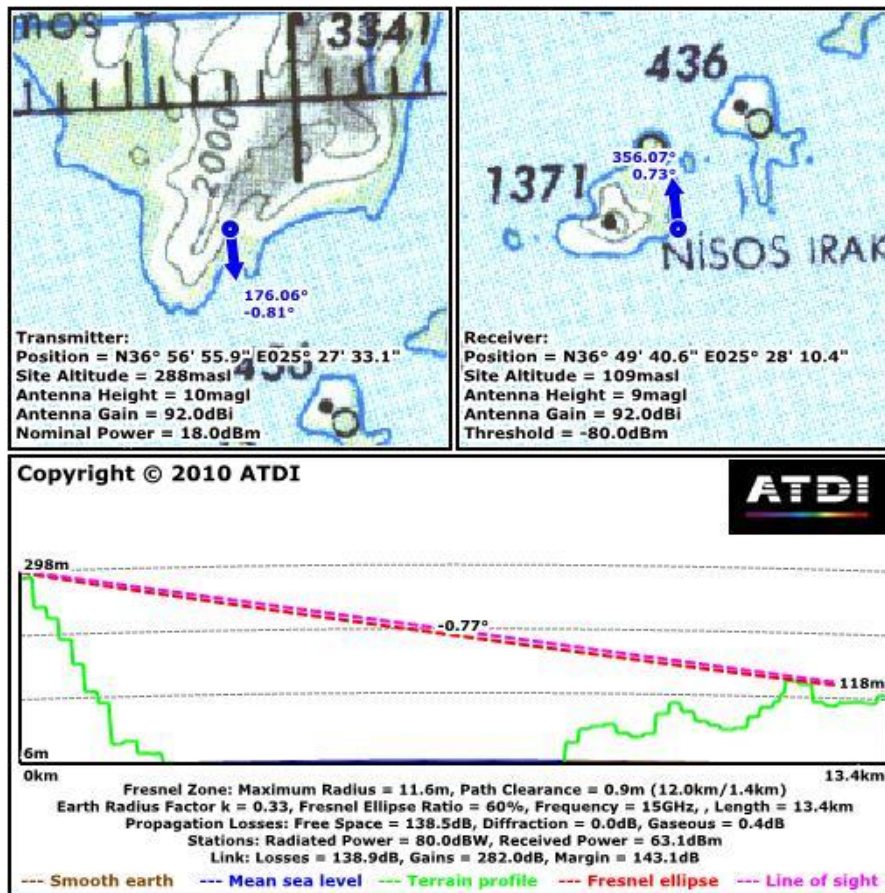
Σχήμα 5.26 Διάγραμμα ακτινοβολίας απωλειών 1^η ζώνης Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=15\text{GHz}$ και $k=4/3$



Σχήμα 5.27. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=15\text{GHz}$ και $k=4/3$.



Σχήμα 5.28. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=5\text{GHz}$ και $k=2/3$.



Σχήμα 5.29. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=5\text{GHz}$ και $k=1/3$.

Δ. Συχνότητα Λειτουργίας 25 GHz

Η αύξηση της συχνότητας λειτουργίας, στα 25 GHz, αναμένεται να συρρικνώσει περαιτέρω την περιοχή που περικλείεται από τη 1^η ζώνη Fresnel. Συγκεκριμένα στα 25 GHz και σε απόσταση 25 Km η ακτίνα της 1^{ης} ζώνης Fresnel δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$R_{F_1} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f(d_1 + d_2)}} = 17,3 \sqrt{\frac{12 \times 1,4}{25 \times 13,4}} = 3,87 \text{ μέτρα}$$

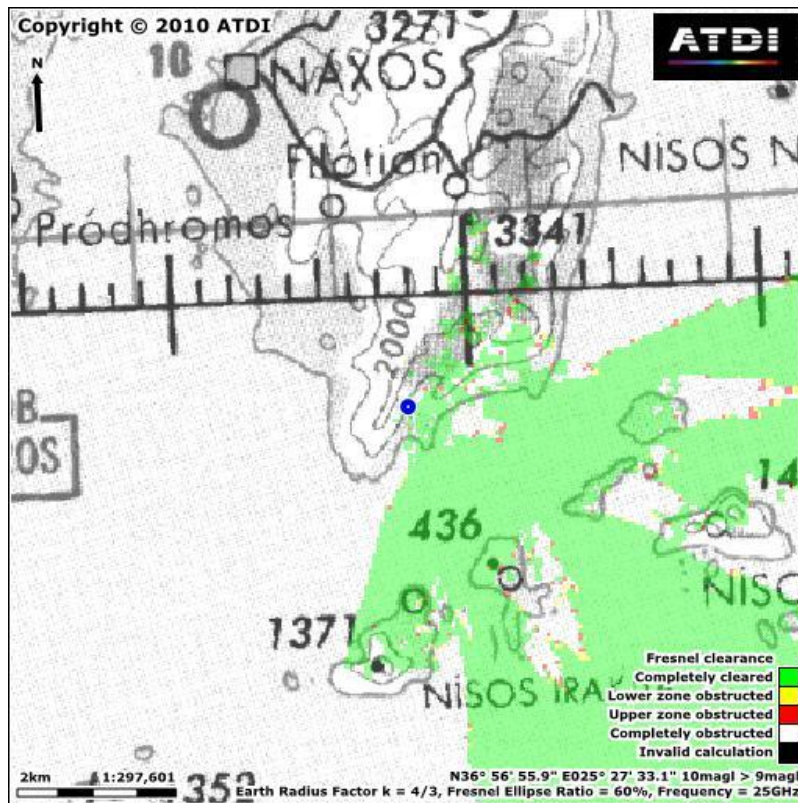
Συνεπώς στα 25 GHz το εύρος της 1^{ης} ζώνης σχεδόν υποδιπλασιάζεται συγκριτικά με το αντίστοιχο εύρος σε συχνότητα λειτουργίας 15 GHz. Η θέση του φυσικού εμποδίου σε σχέση με τη ζώνη Fresnel είναι η ακόλουθη:

Για $k=4/3$ στο 2,32 ($=[132,97-123,99]/3,87$) της 1^{ης} ζώνης.

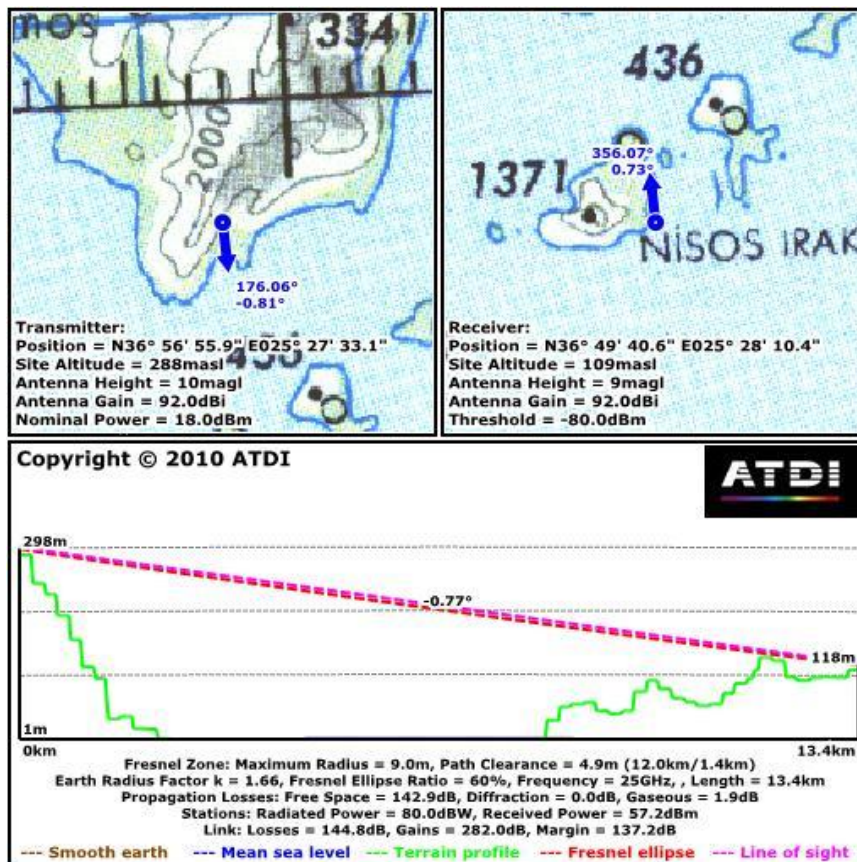
Για $k=2/3$ στο 2,06 ($=[132,97-124,99]/3,87$) της 1^{ης} ζώνης.

Για $k=1/3$ στο 1,55 ($=[132,97-126,97]/3,87$) της 1^{ης} ζώνης.

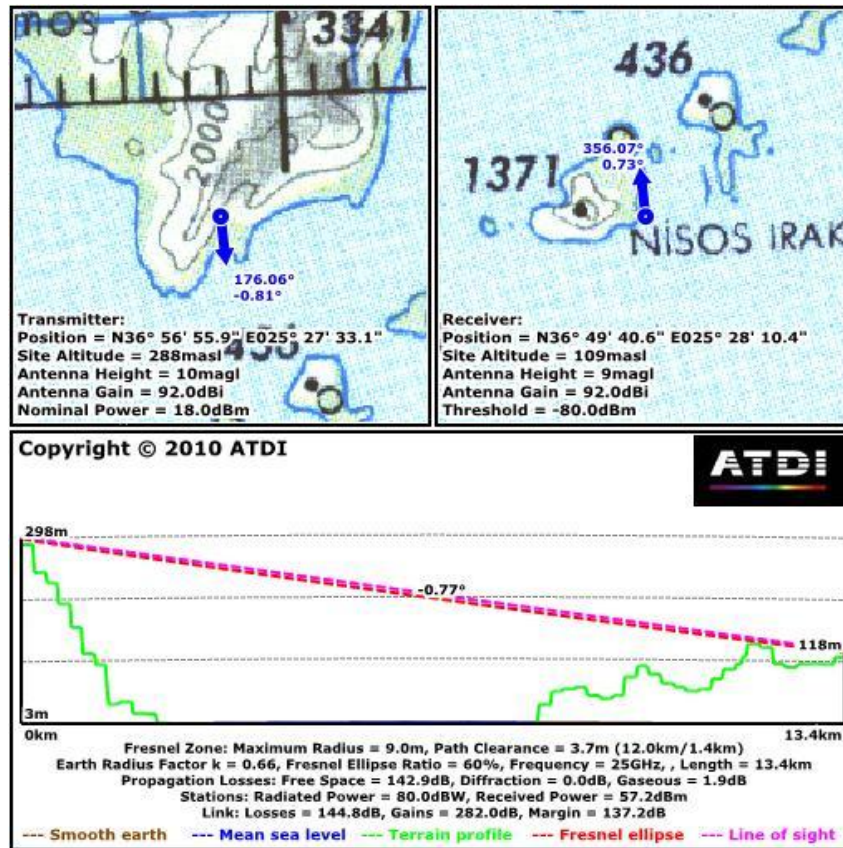
Άμα κοιτάξουμε ποίο πρεσεκτικά τις γραφικές παραστάσεις θα δούμε πώς όσο αυξάνουμε την συχνότητα, τόσο μικραίνει η ακτίνα της 1^{ης} ζώνης Fresnel, και επομένως τόσο πιο μακριά βρίσκονται τα διάφορα εμπόδια από την ευθεία οπτικής επαφής.



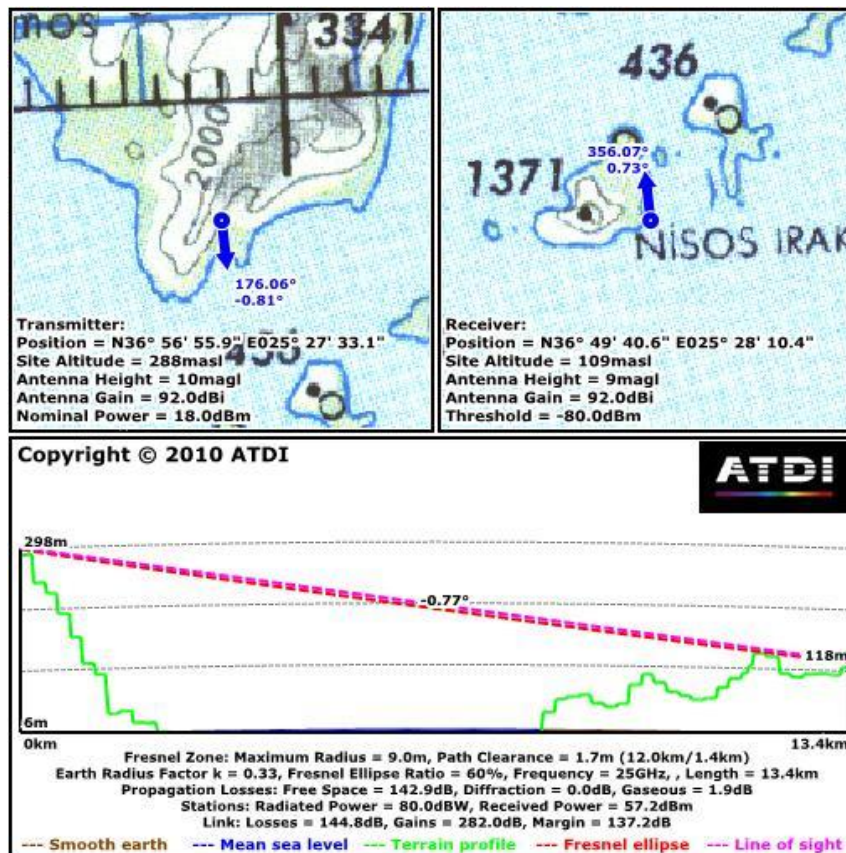
Σχήμα 5.30 Διάγραμμα ακτινοβολίας απωλειών 1^η ζώνης Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=25\text{GHz}$ και $k=4/3$



Σχήμα 5.31. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=25\text{GHz}$ και $k=4/3$.



Σχήμα 5.32. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=25\text{GHz}$ και $k=2/3$



Σχήμα 5.33. 1^η ζώνη Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=25\text{GHz}$ και $k=1/3$.

5.7.1 Κατάλληλη τοποθέτηση των κεραιών για την αποφυγή απωλειών περίθλασης.

Έστω η ζεύξη του προηγούμενου παραδείγματος. Ένας σχετικά απλός τρόπος να αποφευχθούν οι απώλειες περίθλασης, είναι η κατάλληλη αλλαγή του ύψους τοποθέτησης της κεραιάς πομπού ή/και του δέκτη. Με την αλλαγή της θέσης του πομπού ή/και του δέκτη, τροποποιείται η διαδρομή του κύματος και δίνεται η δυνατότητα να μετακινηθεί αντίστοιχα και η 1^η ζώνη Fresnel. Εάν η μετατόπιση γίνει με τέτοιο τρόπο ώστε το φυσικό εμπόδιο να βρεθεί εκτός του 0,6 της ζώνης Fresnel, ελαχιστοποιούνται οι απώλειες περίθλασης.

Στο παρόν παράδειγμα, θα εξετασθεί ενδεικτικά η περίπτωση της ζεύξης με $k=4/3$ και συχνότητα λειτουργίας 5 GHz

Το εμπόδιο για $k=4/3$ έχει ύψος 123,99 μέτρα (με σημείο αναφοράς την επίπεδη γη). Το ελάχιστο επιθυμητό ύψος της τροχιάς του κύματος, έτσι ώστε το εμπόδιο να μην διεισδύει στην περιοχή 0,6 της ζώνης Fresnel θα είναι

$$\frac{h(\text{κύματος}) - h(\text{εμποδίου})}{R_{F_1}} = 0,6 \Rightarrow h(\text{κύματος}) = 0,6 \times R_{F_1} + h(\text{εμποδίου}) =$$

$$= 0,6 \times R_{F_1} + 123,99$$

Για την συχνότητα λειτουργίας 5GHz, θα ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$h(\text{κύματος}) = 0,6 \times R_{F_1} + 123,99 = 0,6 \times 8,66 + 123,99 = 129,18 \text{ μέτρα}$$

Σύμφωνα με το Παράδειγμα 2.2.2.1 η τροχιά του κύματος σε απόσταση $d=12$ Km δίνεται από τη σχέση

$$h(\text{κύματος}) = h(\text{πομπού}) + \epsilon\phi\theta \times d = h(\text{πομπού}) + \frac{h(\text{δέκτη}) - h(\text{πομπού})}{D} \times d$$

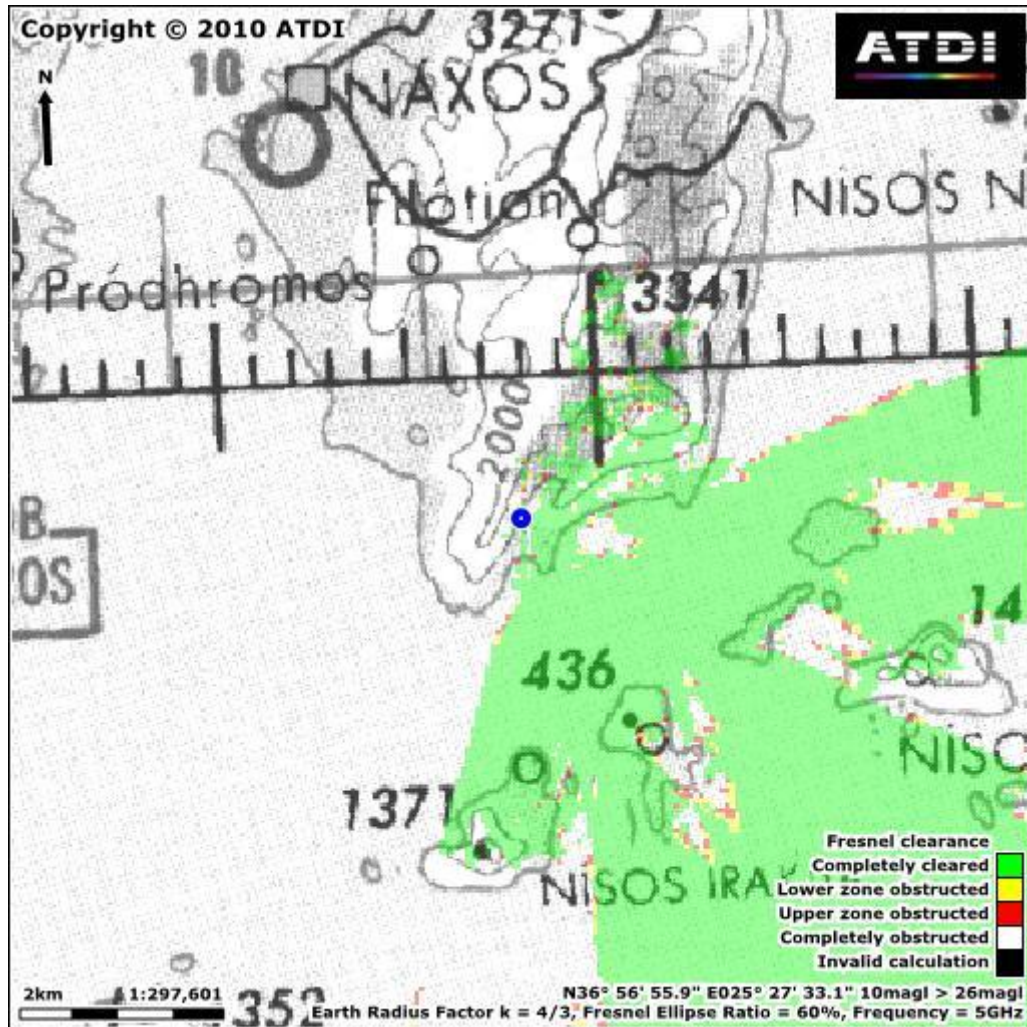
όπου D το συνολικό μήκος της ζεύξης.

Εάν επιλεγθεί να μετακινηθεί η κεραία του δέκτη, τότε η παραπάνω σχέση μπορεί να επιλυθεί ως προς το ύψος $h(\text{δέκτη})$. Με την αντικατάσταση του $h(\text{κύματος})$ με την επιθυμητή τιμή 148,52 μέτρα προκύπτει το ελάχιστο ύψος τοποθέτησης του δέκτη.

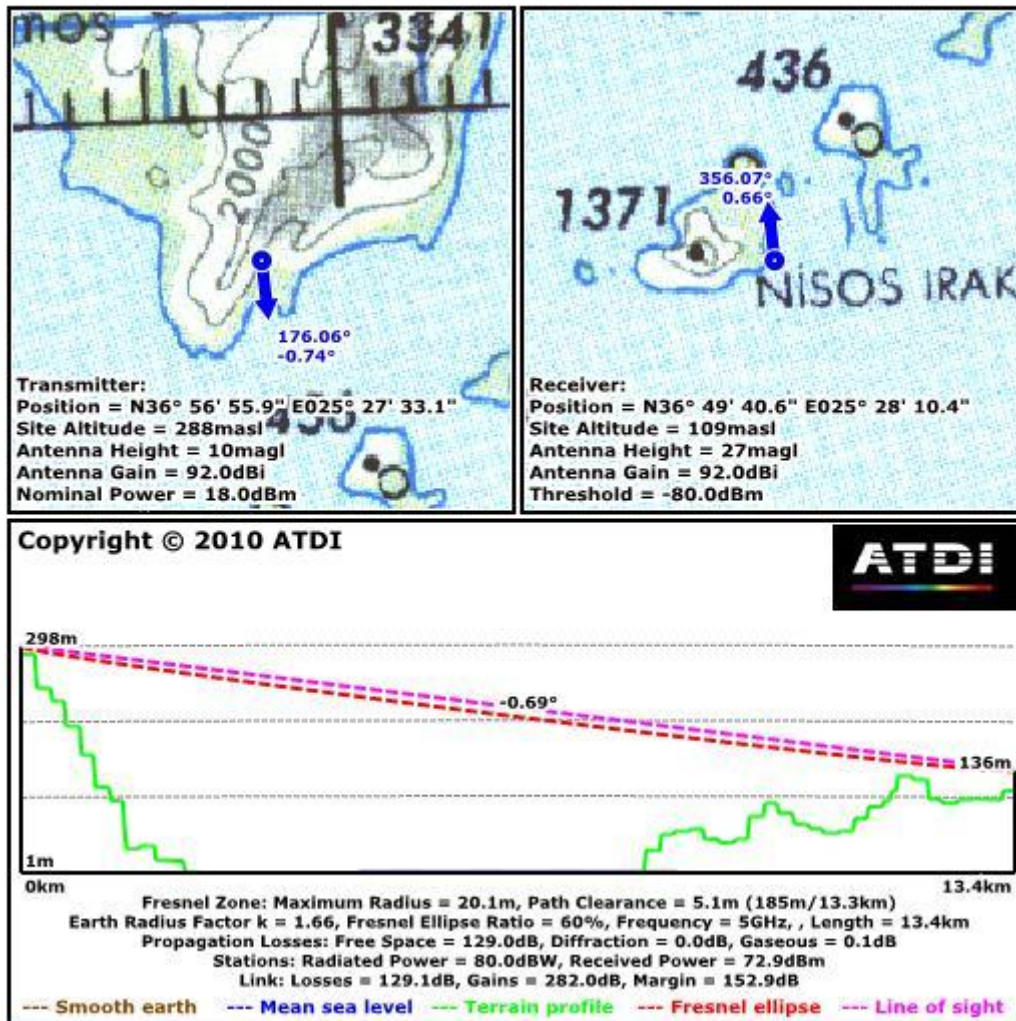
$$h(\text{δέκτη}) = h(\text{πομπού}) + \left[h(\text{κύματος}) - h(\text{πομπού}) \right] \times \frac{D}{d} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow h(\text{δέκτη}) = 298 + \left[129,18 - 298 \right] \times \frac{12}{12} = 144,25$$

Επομένως υψώνοντας τη κεραία δέκτη κατά περίπου 26,25 μέτρα ικανοποιείται η συνθήκη καθαρότητας της 0,6 ζώνης Fresnel.



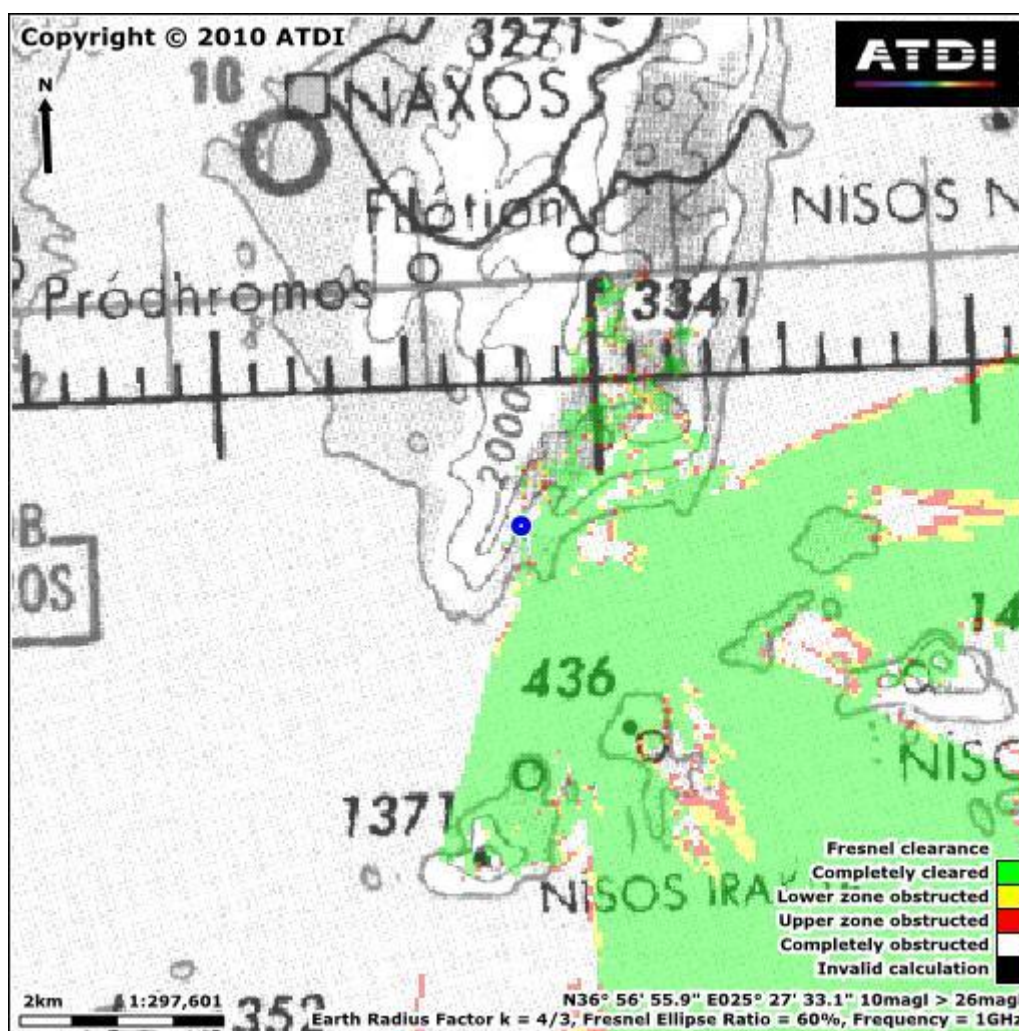
Σχήμα 5.34 Διάγραμμα ακτινοβολίας απολειών 1^η ζώνης Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=5\text{GHz}$ και $k=4/3$ και υψος δέκτη 26,25.



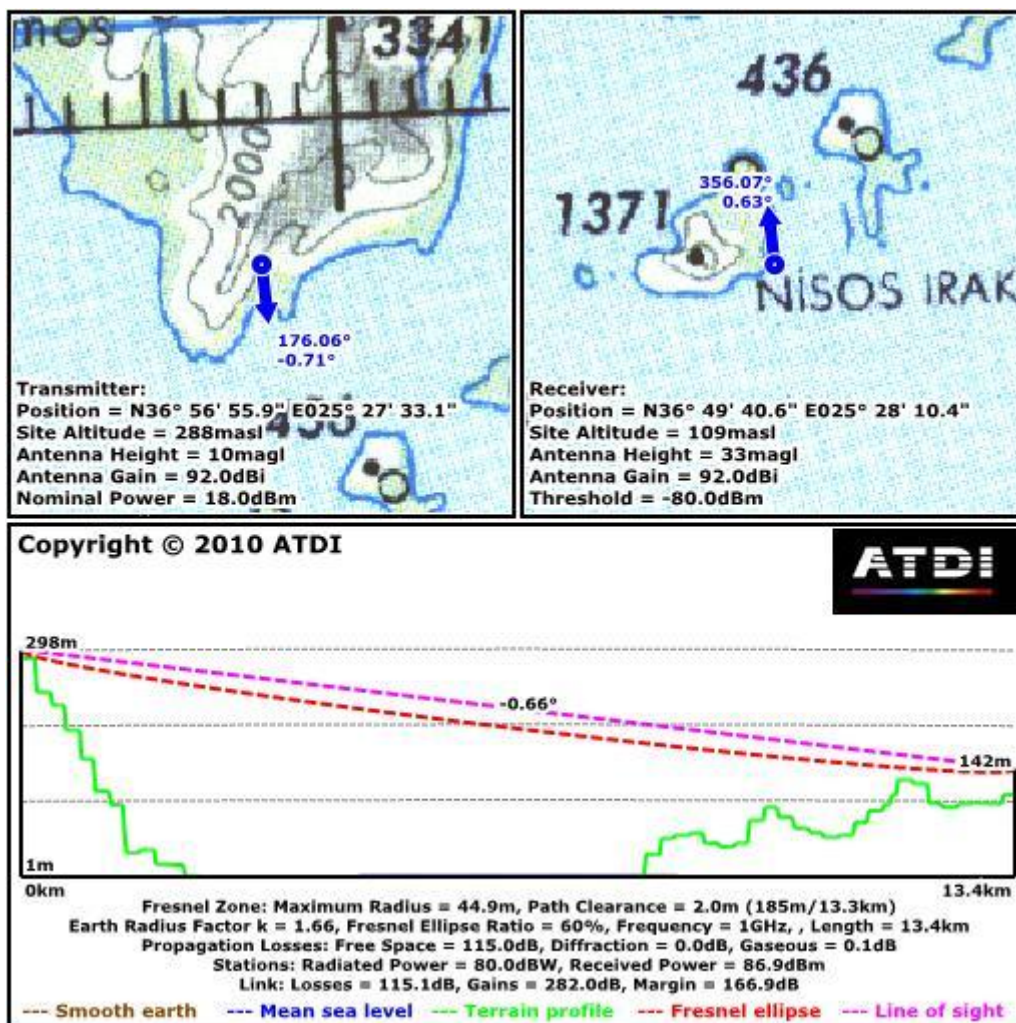
Σχήμα 5.35. 0,6 καθαρότητα της 1^{ης} ζώνη Fresnel για $f=5$ GHz, $k=4/3$ και κατάλληλη ανύψωση της κεραίας δέκτη

Για την συχνότητα λειτουργίας 1GHz, έχουμε 151,43:

Επομένως υψώνοντας τη κεραία δέκτη κατά περίπου 33,43 μέτρα ικανοποιείται η συνθήκη καθαρότητας της 0,6 ζώνης Fresnel.



Σχήμα 5.36 Διάγραμμα ακτινοβολίας απωλειών 1^η ζώνης Fresnel για συχνότητα λειτουργίας $f=1\text{GHz}$ και $k=4/3$ και υψος δέκτη 33,43.



Σχήμα 5.37. 0,6 καθαρότητα της 1^{ης} ζώνης Fresnel για $f=1$ GHz, $k=4/3$ και κατάλληλη ανύψωση της κεραίας δέκτη

6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ ΜΕ ΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ AKOSIM

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Μέσω του προγράμματος προσομοίωσης της AKOSIM Radio Planning Software έχουμε την δυνατότητα δημιουργίας μικροκυματικών ζεύξεων σε πραγματικό περιβάλλον, παράλληλα μας δίνει πολλές δυνατότητες εισαγωγής παραμέτρων κατά την σχεδίαση μικροκυματικής ζεύξης ιδιαίτερα όταν βρίσκεται σε ιδιαίτερα πολύπλοκα φυσικά περιβάλλοντα. Παρακάτω θα αναπτύξουμε μια μικροκυματική ζεύξη σε ένα τέτοιο περιβάλλον, μεταξύ πομπού και δέκτη βρίσκονται πολλαπλές αιχμηρές κορυφές(εμπόδια), παράλληλα θα μελετήσουμε τα αποτελέσματα από της περιθλάσεις, ανακλάσεις υλοποίηση τις μικροκυματικής ζεύξης μεταξύ πομπού-δέκτη γίνεται επάνω σε ένα νησί .

A) Περίπτωση οπτικής επαφής (με 1η ζώνη Fresnel ελεύθερη)

Σε αυτή την περίπτωση η επιπλέον απόσβεση ως προς την διάδοση ελευθέρου χώρου οφείλεται σε φαινόμενα αρνητικής συμβολής του ανακλώμενου με το απ' ευθείας κύμα. Το πρόγραμμα AKOSIM ver9.0.1 διαθέτει αλγόριθμο εντοπισμού ενός σημείου ανάκλασης, υπολογίζει την διαφορά δρόμων μεταξύ της ανακλώμενης και της απ' ευθείας ακτίνας, την τιμή του συντελεστή ανάκλασης (σε μέτρο και φάση) στο σημείο ανάκλασης και ακολούθως την συνολική διαφορά φάσης μεταξύ του ανακλώμενου και του απ' ευθείας κύματος. Σχετικά με τον εντοπισμό του σημείου ανάκλασης επίσης υπολογίζει την απόσταση του σημείου από το Tx και την γωνία πρόσπτωσης (grazing angle) στην ανακλαστική επιφάνεια .

B) Περίπτωση μη οπτικής επαφής

Σε αυτή την περίπτωση η ευθεία Tx-Rx διακόπτεται από την τομή του εδάφους . Το πρώτο πρόβλημα που ανακύπτει είναι η μοντελοποίηση του εδάφους ώστε να μπορεί να εφαρμοσθεί κάποια από τις υπάρχουσες θεωρίες περίθλασης. Σε ένα τυπικό radio path διακρίνονται ένα ή περισσότερα διακριτικά μεμονωμένα εμπόδια που υπό μορφή εξάρσεων συμβάλλουν κατά κύριο λόγο στον καθορισμό της πρόσθετης εξασθένησης XPL. Τα εμπόδια αυτά σε πρώτη προσέγγιση μοντελοποιούνται με ημιεπίπεδα (screen) άπειρης απορρόφησης κάθετα στην κατεύθυνση διάδοσης. Η μοντελοποίηση αυτή ισχύει για αιχμηρές κορυφές βουνών τύπου "λάμας μαχαιριού" (Knife edge) παύει όμως να ισχύει όταν έχουμε εξομαλυσμένα εμπόδια (smooth obstacle) ή το όλο path χαρακτηρίζεται σαν μια αλληλουχία από κατανεμημένα χαμηλά εμπόδια σε σφαιρική γη. Ξεχωριστή είναι η περίπτωση που η διάδοση λαμβάνει χώρα σε θαλάσσια διαδρομή οπότε η τομή(profile) προσομοιώνεται με σφαιρική επιφάνεια ακτίνας $Req = KR_0$

ΣΥΝΤΕΤΑΓΜΕΣ ΔΙΑΔΡΟΜΗΣ¹

ΠΟΜΠΟΥ

Γεωγραφικό Πλάτος: 37.033391

Γεωγραφικό Μήκος : 25.503798

ΔΕΚΤΗ

Γεωγραφικό Πλάτος : 36.948850

Γεωγραφικό Μήκος : 25.459203

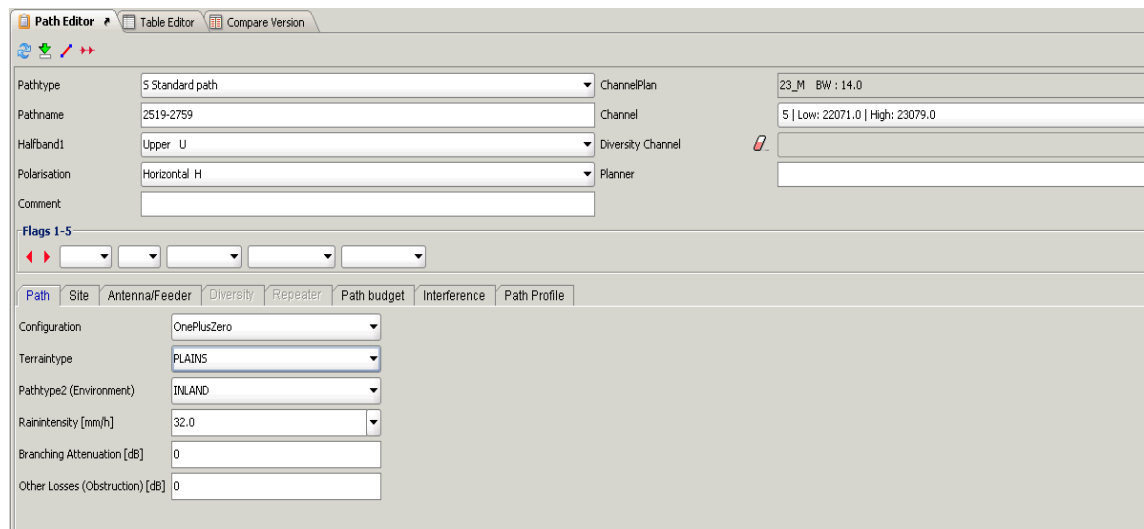
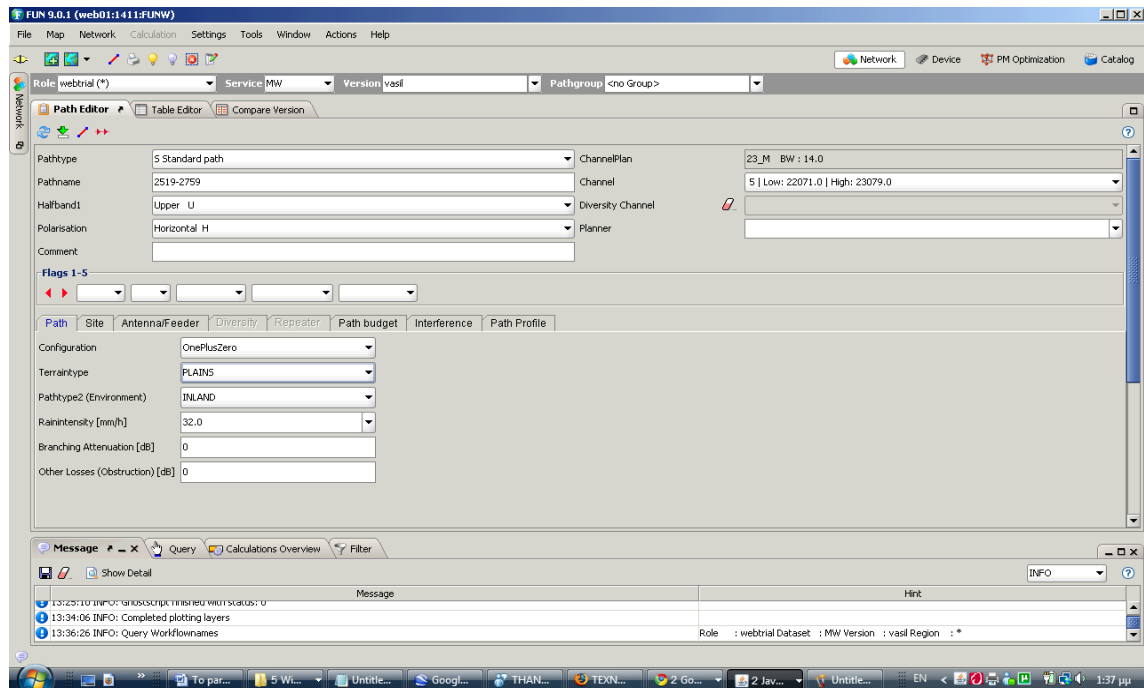
Σύμφωνα με τα παραπάνω στοιχεία το συνολικό μήκος της ραδιοζεύξης βρίσκεται σε απόσταση 9,443 Km, με τις κεραιές πομπού και δέκτη τοποθετημένες σε υψόμετρο 670 και 524 μέτρων (από την επιφάνεια της θάλασσας), αντίστοιχα. Θα μελετηθούν οι διαλείψεις λόγω πολύοδης διάδοσης καθώς και διαλείψεις λόγω περίθλασης .



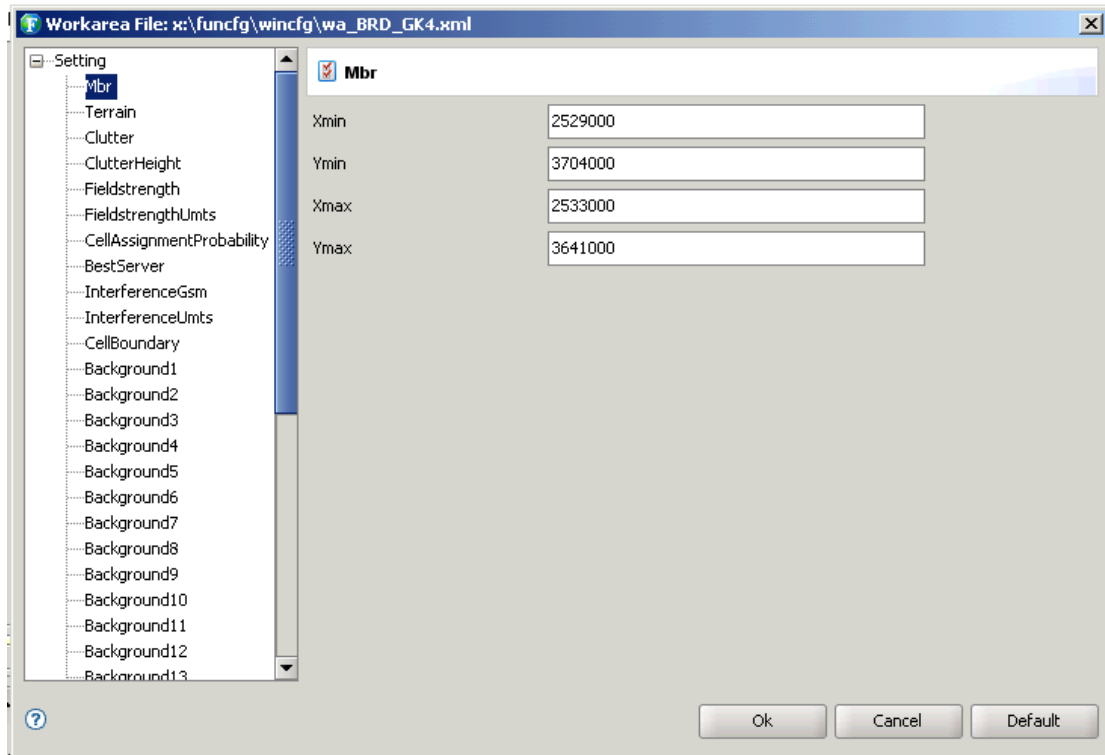
Εικόνα 1: Απεικόνιση Ζεύξης μεταξύ πομπού – δέκτη σε πολύπλοκο φυσικό περιβάλλον.

¹ Με Εγκάρσια Μερκατορική Προβολή βλ. ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

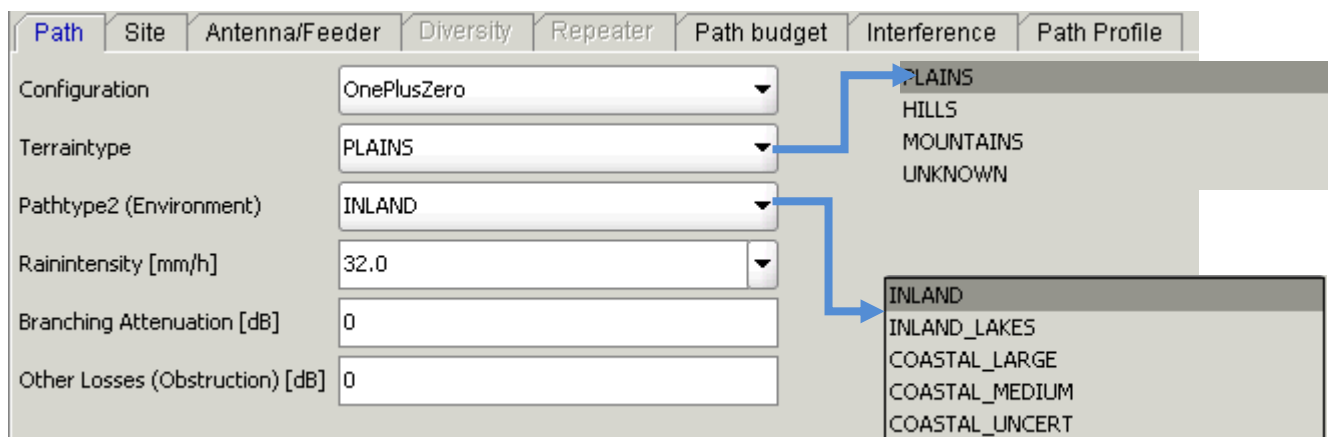
6.2 ΠΕΡΙΦΡΑΦΗ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΑΚΟΣIM ver9.0.1



Εικόνα2: Κύριο μενού προγράμματος



Εικόνα 3: Επιλογή γεωγραφικής περιοχής Mbr



Εικόνα4: Βασική παράμετροι διαδρομής

Στην εικόνα 4 ρυθμίζουμε τις βασικές παραμέτρους τις διαδρομής όσον αφορά τον γεωγραφικό τύπο τις διαδρομής, στην παράμετρο Terrain type έχουμε ένα υπό μενού προσδιορισμού γεωγραφικού τύπου στην δικιά μας διαδρομή θα επιλέξουμε την επιλογή PLAINS. Παρακάτω έχουμε την επιλογή Path type 2 το οποίο μας δίνει την δυνατότητα να προσδιορίσουμε το περιβάλλον στο οποίο θα αναπτύξουμε την διαδρομή μας παράλληλα έχουμε την επιλογή Rain intensity την οποία την λαμβάνει το πρόγραμμα σαν απώλειες διαδρομής από την βροχή. Το πρόγραμμα χρειάζεται όλες αυτές τις παραμέτρους προκειμένου η προσομοίωση να είναι πιο κοντά στο αληθινό περιβάλλον με σκοπό να μας υπολογίσει απώλειες διαδρομής.

Path	Site	Antenna/Feeder	Diversity	Repeater	Path budget	Interference	Path Profile
Location 1		2519					Location 2
Longitude		4527195.01					Longitude
Latitude		5326115.19					Latitude
Equipment		FH_4_8x2_23_FIU19E					Equipment
Power [dBm]		18					Power [dBm]
ATPC Power Range [dB]							ATPC Power Range [dB]
Altitude [m]		640.0					Altitude [m]
Tx Loss [dB]							Tx Loss [dB]
Rx Loss [dB]							Rx Loss [dB]
IP Address							IP Address

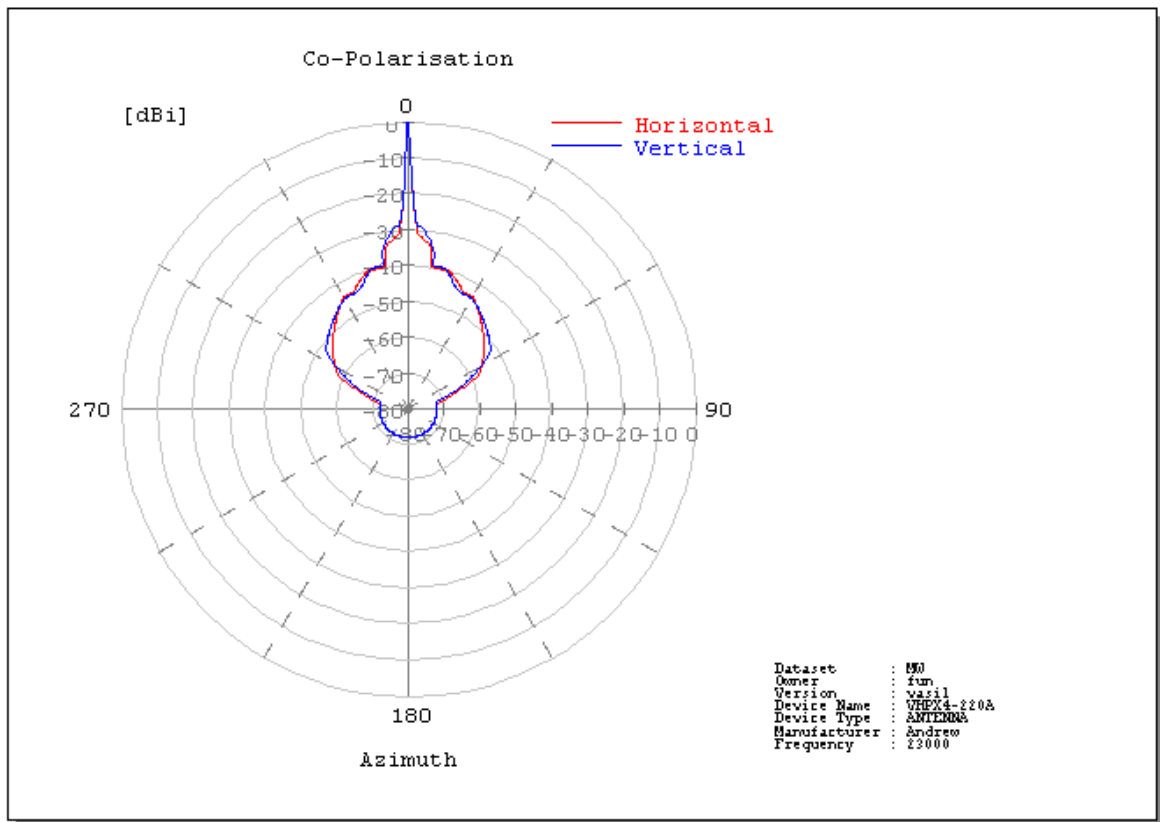


Location 1	2519
Longitude	4527195.01
Latitude	5326115.19
Equipment	FH_4_8x2_23_FIU19E
Power [dBm]	18
ATPC Power Range [dB]	
Altitude [m]	640.0
Tx Loss [dB]	
Rx Loss [dB]	
IP Address	

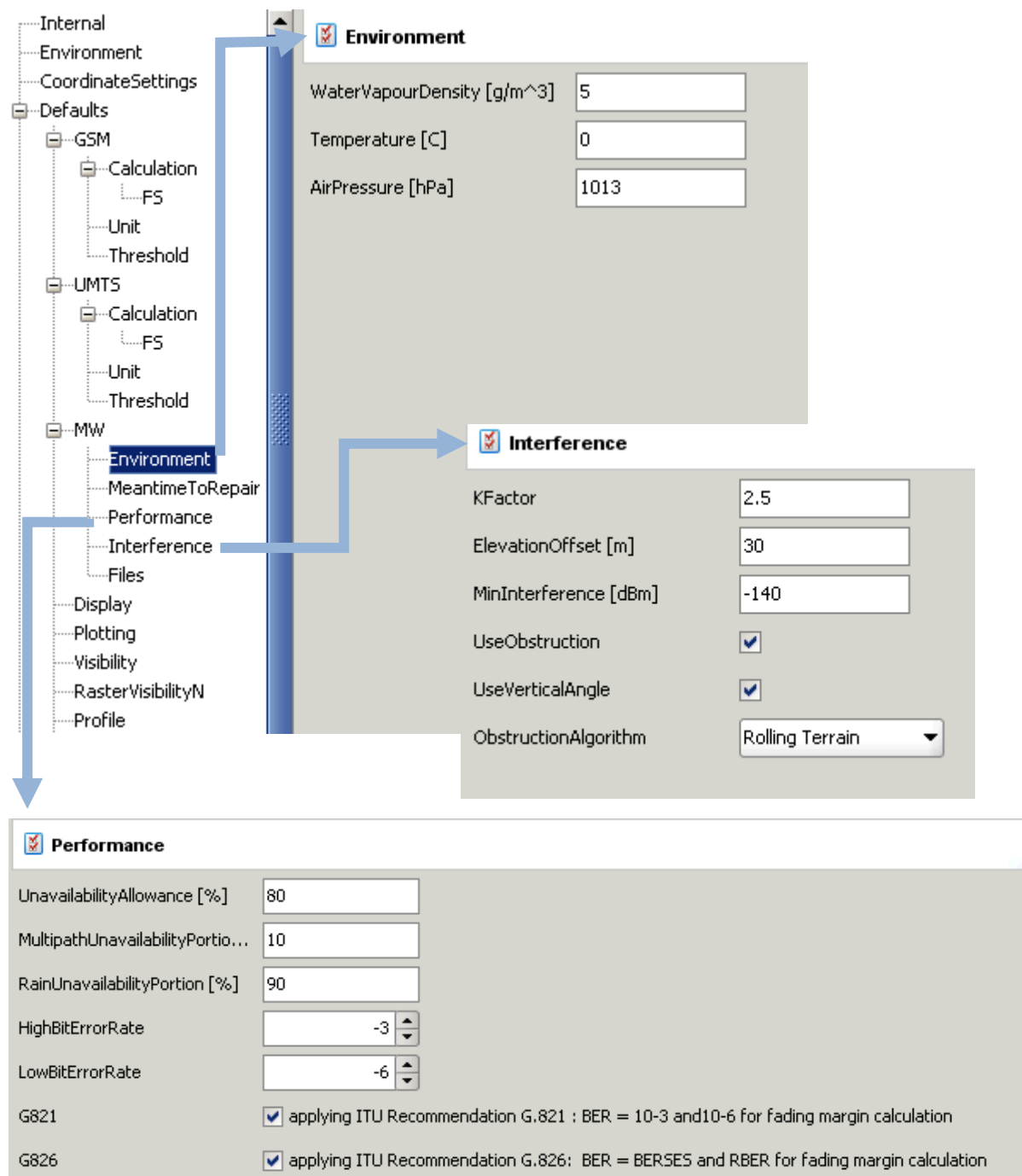
Εικόνα5: Εισαγωγή συντεταγμένων, ισχύος πομπού και δεκτή παράλληλα και εξοπλισμού που θα χρησιμοποιήσω αντίστοιχα.

Path	Site	Antenna/Feeder	Diversity	Repeater	Path budget	Interference	Path Profile
		2519			2759		
Structure Height [m]		0			Structure Height [m]		0
Antenna		VHPX4-220A			Antenna		VHPX4-220A
Antenna Height [m]		20.0			Antenna Height [m]		27.0
Feeder 1					Feeder 1		
Feeder 1 Length [m]					Feeder 1 Length [m]		
Feeder 2					Feeder 2		
Feeder 2 Length [m]					Feeder 2 Length [m]		
Feeder 3					Feeder 3		
Feeder 3 Length [m]					Feeder 3 Length [m]		

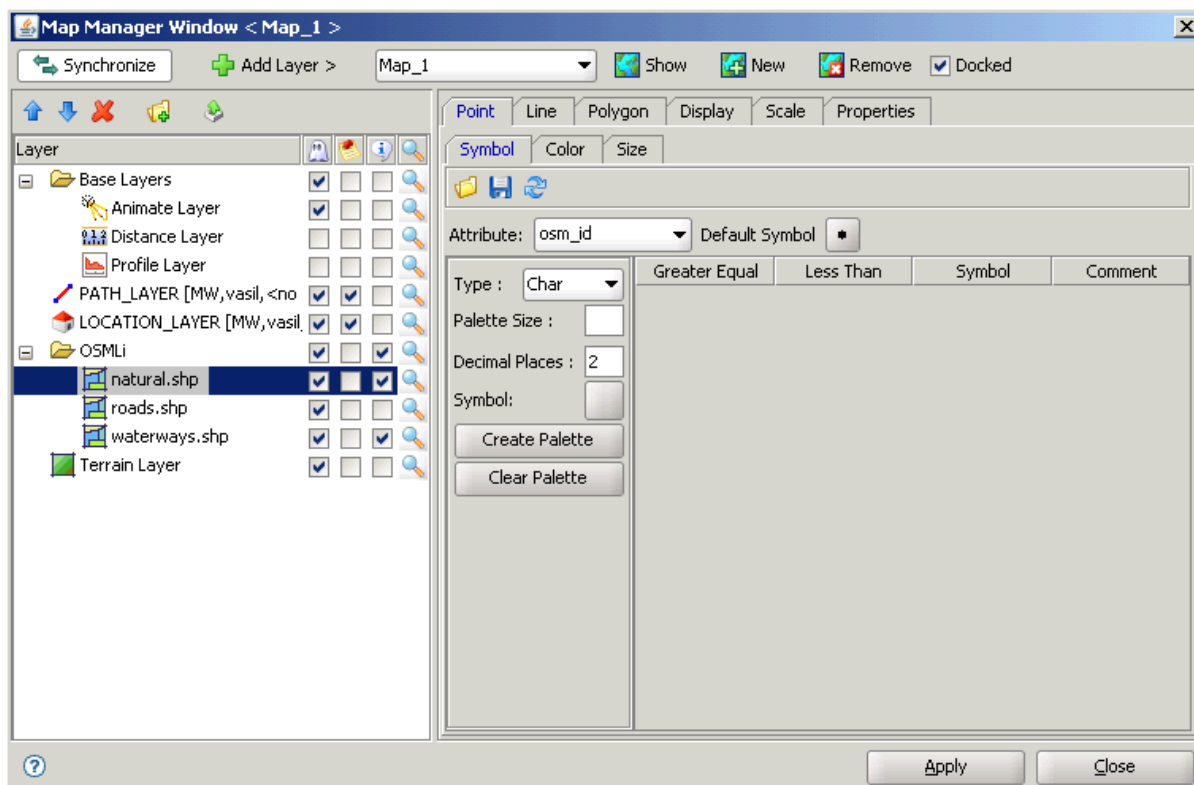
Εικόνα6:Εισαγωγή τύπου κεραίας και ύψος στον πομπό και δέκτη αντίστοιχα.



Εικόνα7:Διάγραμμα ακτινοβολίας χρησιμοποιούμενης κεραίας(τύπος κεραίας από την εικόνα6)



Εικόνα 8: Παραπάνω βλέπουμε κάποιες πιο εξειδικευμένες παράμετροι που μπορούμε να βάλουμε στην μικροκομματική ζεύξη όπως υγρασία, θερμοκρασία, βροχή, σε τη σύστημα πχ ITU κτλ. που θέλουμε να γίνουν οι υπολογισμοί.



Εικόνα 9:Εισαγωγή χάρτη περιοχής

Στην εικόνα 9 κάνουμε εισαγωγή την περιοχή του χάρτη που θέλουμε το πρόγραμμα κάνει αυτόματα Ανάλυση του προφίλ της διαδρομής Με βάση τις γεωγραφικές συντεταγμένες του σταθμού πομπού και του σταθμού δέκτη (φτ, ψι), εδαφικά ύψη (πάνω από το μέσο επίπεδο της θάλασσας) κατά το μήκος της διαδρομής, πρέπει να εξαχθούν από τοπογραφικές βάσεις δεδομένων ή από μεγάλης κλίμακας περιγραμματοκούς χάρτες. Η προτεινόμενη ακρίβεια απόστασης γίνεται με βήμα περίπου 0.25km.Εφ' όσον σήμερα διατίθενται ευρέως ψηφιακές υψομετρικές βάσεις δεδομένων από συστήματα GIS(Geographical Information Systems), από τις οποίες μπορούν να εξαχθούν ακριβείς πληροφορίες για την τομή του εδάφους κατά μήκος του radio path για οποιοδήποτε σημείο μίας γεωγραφικής περιοχής

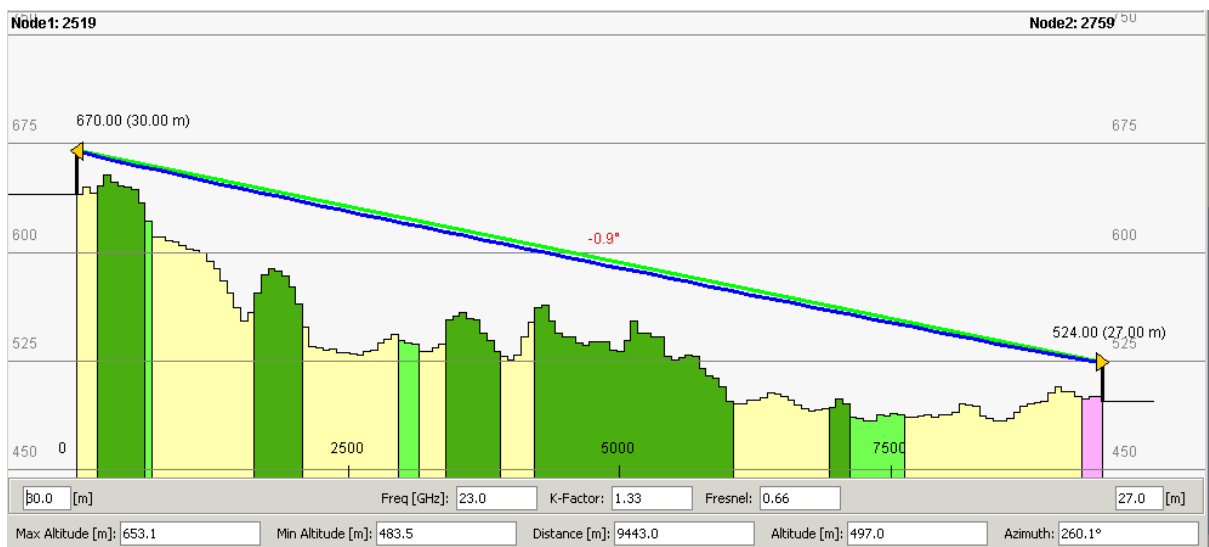
6.3 ΕΞΑΓΩΓΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Path	Site	Antenna/Feeder	Diversity	Repeater	Path budget	Interference	Path Profile
Values	Path Budget Report	Performance Report	Profile Report	Overall Performance Report			
		2519		2759			
Total Path length [km]			9.411				
Total Beam Path Length [km]			9.412				
Elevation Angle [°]	0.8					-0.8	
Azimuth [°]	260.1					80.0	
Total Antenna Gain [dB]			92.0				
Repeater Gain [dB]			0.0				
Total Waveguide Loss [dB]			0.0				
Freespace Loss [dB]			138.9				
Atmospheric Loss [dB]			1.1				
NetPath Loss [dB]	48.0				48.0		
Rx Input Level [dBm]	-30.0				-30.0		

Εικόνα10 : Αποτελέσματα Path budget για την μικροκυματική ζεύξη

Από την επιλογή Path Profile έχουμε την απεικόνιση- προφίλ της μικροκυματικής ζεύξης.

Πρώτο σενάριο προσομοίωσης-Αποτελέσματα



Εικόνα 11: Προφίλ μικροκυματικής με τις κεραίες πομπού και δέκτη τοποθετημένες σε υψόμετρο 670 και 524 μέτρων αντίστοιχα.

OVERALL PERFORMANCE REPORT FOR PATH <2519-2759>

Demo

20 December, 2009

Table 6.1

Sign vasil

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

OVERALL PERFORMANCE AND UNAVAILABILITY CALCULATION

for radio link/circuit: 2519 - 2759

Through connected bit stream: 0 Mbit/s

Total length: 9.4 km

Number of paths included: 1

Planning objectives according to ITU-R, National link - Short haul

Overall performance with respect to the SESR objective

Calculated rate of any month exceeding the SESR objective

due to multipath propagation

3.09e-09

due to multipath precipitation

1.50e-05

Total

1.50e-05

Expressed in seconds / any month

39 s

Planning objectives for exceeding SESR

1.50e-04

Overall performance with respect to the ESR objective

Calculated rate of any month exceeding the ESR objective

due to multipath propagation

4.61e-09

due to precipitation

1.22e-04

equipment contribution

2.07e-04

Total

3.28e-04

Expressed in seconds / any month

862 s

Planning objectives for exceeding ESR

3.00e-03

Overall performance with respect to the BBER objective

Calculated ratio of any month exceeding the BBER objective

due to multipath propagation

1.81e-10

due to precipitation

7.23e-07

equipment contribution

5.17e-08

Total

7.75e-07

Expressed in seconds / any month

2 s

Planning objectives for exceeding BBER

1.50e-05

Total average unavailability during a year with respect to the UR objective

Calculated unavailability ratio exceeding the UR objective

due to equipment failure

0.00e+00

(Mean-time-to-repair = 12.0 h)

due to precipitation

1.53e-05

due to multipath

3.26e-11

due to cable line(s)

0.00e+00

Total

1.53e-05

Expressed in hours / average year

0.1 h

Planning objective for exceeding UR (80.0 % of 4.00e-04) 3.20e-04

□

PROFILE ANALYSIS FOR PATH <2519-2759>
Demo

22 December, 2009
Table 3.1
Sign vas
Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

PATH PROFILE ANALYSIS
for different effective radius factors k
for radio path: 2519 - 2759

Path length	9.41 km
Height above sea level at 2519	640.0 m
at 2759	497.0 m
Antenna height above ground level at 2519	30.0 m
at 2759	27.0 m
Elevation angle for antenna alignment at 2519	-0.889 deg
at 2759	0.889 deg
Clearance for 1st Fresnel zone at k-nom = 1.330	887.9 %
at k-min = 0.600	659.7 %
and radio frequency	22.4 GHz

k factor	Critical point distances from 2519	Radius of 1st Fresnel zone	Margin to 1st Fresnel zone	Clearance of 1st F. zone	
	km	m	m	m	%
0.50	5.1	5.6	30.7	36.3	649.4
0.60	5.1	5.6	31.3	36.8	659.7
0.70	5.1	5.6	31.7	37.3	667.0
0.80	5.1	5.6	32.0	37.6	672.6
0.90	5.1	5.6	32.2	37.8	676.8
1.00	5.1	5.6	32.4	38.0	680.3
1.10	5.1	5.6	32.6	38.2	683.1
1.20	5.1	5.6	32.7	38.3	685.4
1.33	5.1	5.6	32.8	38.4	687.9
1.50	5.1	5.6	33.0	38.6	690.6
1.75	5.1	5.6	33.2	38.7	693.5
2.00	5.1	5.6	33.3	38.9	695.7
2.50	5.1	5.6	33.4	39.0	698.8
Inf.	5.1	5.6	33.8	39.4	705.0

□

Demo

22 December, 2009
Table 4.1
Sign vas
Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS
for different effective radius factors k
(considering tilted terrain)
for radio path: 2519 - 2759

Path length 9.4 km

k factor	Reflection distance from 2519 point	Reflection area	Difference between direct and reflected beam for radio frequency 23.079 GHz	Antenna discrimination at	
	km	km	in terms of wavelength	2519	2759
	km	km	in terms of wavelength	deg	deg
0.50	No reflection point(s) / area(s)				
0.60	No reflection point(s) / area(s)				
0.70	No reflection point(s) / area(s)				
0.80	No reflection point(s) / area(s)				

**ΜΕΛΕΤΗ-ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΕΠΙΓΕΙΑΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΗΣ
ΖΕΥΞΗΣ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΜΕ ΦΥΣΙΚΑ ΕΜΠΟΔΙΑ**

1.10 No reflection point(s) / area(s)
 1.20 No reflection point(s) / area(s)
 1.33 No reflection point(s) / area(s)
 1.50 No reflection point(s) / area(s)
 1.75 No reflection point(s) / area(s)
 2.00 No reflection point(s) / area(s)
 2.50 No reflection point(s) / area(s)
 Inf. No reflection point(s) / area(s)

Each time, the difference between direct and reflected beam is an integer,
 the receiver input level passes through a minimum

□

Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS

for different effective radius factors k
 (no tilted terrain considered)

for radio path: 2519 - 2759

Path length 9.4 km

k factor	Reflection point distance from 2519 km	Difference between direct and reflected beam for radio frequency 23.079 GHz in terms of wavelength	Antenna discrimination at	
			2519 deg	2759 deg

0.50	No reflection point(s)
0.60	No reflection point(s)
0.70	No reflection point(s)
0.80	No reflection point(s)
0.90	No reflection point(s)
1.00	No reflection point(s)
1.10	No reflection point(s)
1.20	No reflection point(s)
1.33	No reflection point(s)
1.50	No reflection point(s)
1.75	No reflection point(s)
2.00	No reflection point(s)
2.50	No reflection point(s)
Inf.	No reflection point(s)

Each time, the difference between direct and reflected beam is an integer,
 the receiver input level passes through a minimum

□

Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS

Optimum space diversity and its effectiveness for different k factors
 (no tilted terrain considered)

for radio path: 2519 - 2759

Path length 9.4 km

k factor	Reflection point distance 2519 km	Difference between direct and reflected beam for r.f = 23.079 (GHz) in terms of wavelength	Optimum antenna spacing at		Effectiveness of selected antenna at	
			2519 m	2759 m	2519 in terms of wavelength	2759 in terms of wavelength

0.50	No reflection point(s)
0.60	No reflection point(s)
0.70	No reflection point(s)
0.80	No reflection point(s)
0.90	No reflection point(s)

```

1.20      No reflection point(s)
1.33      No reflection point(s)
1.50      No reflection point(s)
1.75      No reflection point(s)
2.00      No reflection point(s)
2.50      No reflection point(s)
Inf.      No reflection point(s)
    
```

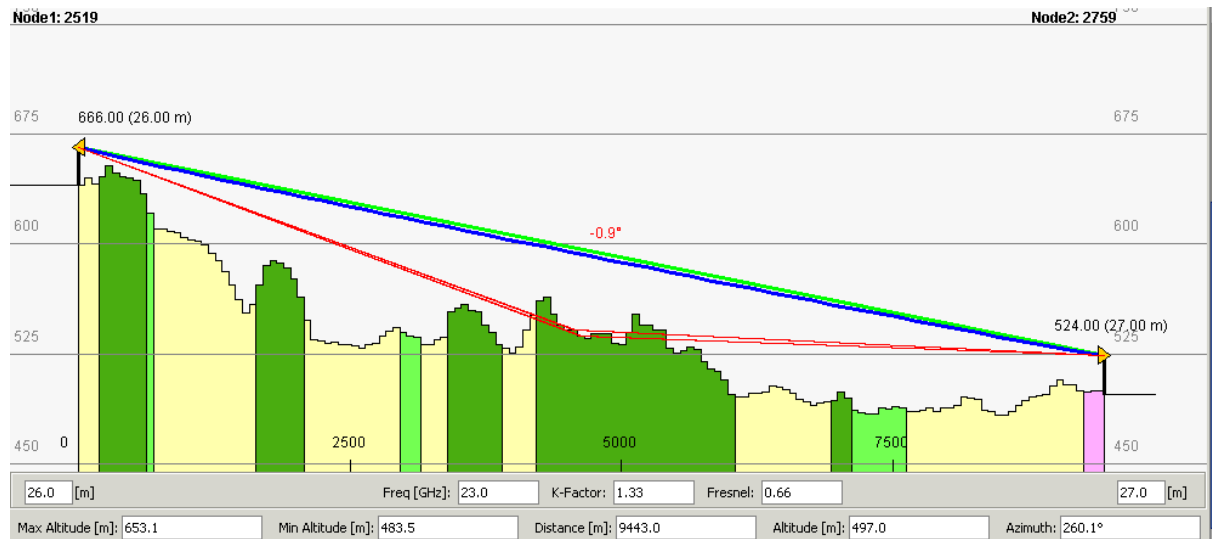
Maximum effectiveness of the selected antenna spacing is achieved,
when the wavelength factor is $n + 0.5$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)

□

BUDGET REPORT FOR PATH <2519-2759>

	BER = 1E-06		BER = 1E-03		Return Path	
	BER = 1E-06	BER = 1E-03	BER = 1E-06	BER = 1E-03	BER = 1E-06	BER = 1E-03
Flat fading margin	47.0 dB	50.0 dB	47.0 dB	50.0 dB		
Calculated time exceeding BER						
- due to flat multipath fading	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %		
- due to selective multipath fading	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %		
- due to precipitation	0.002077 %	0.001499 %	0.002077 %	0.001499 %		
Annual unavailability due to precipitation		0.001533 %		0.001533 %		
Annual unavailability due to multipath		0.000000 %		0.000000 %		
Total Annual unavailability		0.001533 %		0.001533 %		
Total Annual availability		99.998467 %		99.998467 %		
Total Annual time of outage		8.1 min		8.1 min		
Clearance for 1st Fresnel zone at k-nom =	1.330	687.9 %				
at k-min =	0.600	659.7 %				

Δεύτερο σενάριο προσομοίωσης-Αποτελέσματα



Εικόνα 12: Προφίλ μικροκυματικής με τις κεραίες πομπού και δέκτη τοποθετημένες σε υψόμετρο 666 και 524 μέτρων αντίστοιχα

OVERALL PERFORMANCE REPORT FOR PATH <2519-2759>

Demo

20 December, 2009

Table 6.1

Sign vasil

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

 OVERALL PERFORMANCE AND UNAVAILABILITY CALCULATION

for radio link/circuit: 2519 - 2759

Through connected bit stream: 0 Mbit/s

Total length: 9.4 km

Number of _paths included: 1

Planning objectives according to ITU-R, National link - Short haul

 Overall performance with respect to the SESR objective

 Calculated rate of any month exceeding the SESR objective
 due to multipath propagation 3.16e-09
 due to multipath precipitation 1.50e-05
 Total 1.50e-05
 Expressed in seconds / any month 39 s
 Planning objectives for exceeding SESR 1.50e-04

 Overall performance with respect to the ESR objective

 Calculated rate of any month exceeding the ESR objective
 due to multipath propagation 4.72e-09
 due to precipitation 1.22e-04
 equipment contribution 2.07e-04
 Total 3.28e-04
 Expressed in seconds / any month 862 s
 Planning objectives for exceeding ESR 3.00e-03

 Overall performance with respect to the BBER objective

 Calculated ratio of any month exceeding the BBER objective
 due to multipath propagation 1.86e-10
 due to precipitation 7.23e-07
 equipment contribution 5.17e-08
 Total 7.75e-07
 Expressed in seconds / any month 2 s
 Planning objectives for exceeding BBER 1.50e-05

 Total average unavailability during a year with respect to the UR objective

 Calculated unavailability ratio exceeding the UR objective
 due to equipment failure 0.00e+00
 (Mean-time-to-repair = 12.0 h)
 due to precipitation 1.53e-05
 due to multipath 3.35e-11
 due to cable line(s) 0.00e+00
 Total 1.53e-05
 Expressed in hours / average year 0.1 h
 Planning objective for exceeding UR (80.0 % of 4.00e-04) 3.20e-04

□

PROFILE ANALYSIS FOR PATH <2519-2759>

Demo

22 December, 2009

Table 3.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

PATH PROFILE ANALYSIS

for different effective radius factors k
for radio path: 2519 - 2759

Path length	9.41 km
Height above sea level at 2519	640.0 m
at 2759	497.0 m
Antenna height above ground level at 2519	26.0 m
at 2759	27.0 m
Elevation angle for antenna alignment at 2519	-0.864 deg
at 2759	0.864 deg
Clearance for 1:st Fresnel zone at k-nom = 1.330	503.3 %
at k-min = 0.600	494.2 %
and radio frequency	22.4 GHz

k factor	Critical point distances from 2519		Radius of 1st Fresnel zone	Margin to 1st Fresnel zone	Clearance of 1st F. zone	
	km	m	m	m	m	%
0.50	0.3	1.8	7.1	8.9	490.9	
0.60	0.3	1.8	7.1	8.9	494.2	
0.70	0.3	1.8	7.2	9.0	496.6	
0.80	0.3	1.8	7.2	9.0	498.4	
0.90	0.3	1.8	7.2	9.0	499.8	
1.00	0.3	1.8	7.2	9.0	500.9	
1.10	0.3	1.8	7.3	9.1	501.8	
1.20	0.3	1.8	7.3	9.1	502.5	
1.33	0.3	1.8	7.3	9.1	503.3	
1.50	0.3	1.8	7.3	9.1	504.2	
1.75	0.3	1.8	7.3	9.1	505.1	
2.00	0.3	1.8	7.3	9.1	505.9	
2.50	0.3	1.8	7.3	9.1	506.9	
Inf.	0.3	1.8	7.4	9.2	508.9	

□

Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS

for different effective radius factors k
(considering tilted terrain)
for radio path: 2519 - 2759

Path length 9.4 km

k factor	Reflection distance from 2519 point			Difference between direct and reflected beam for radio frequency 23.079 GHz in terms of wavelength	Antenna discrimination at	
	km	km	km		2519 deg	2759 deg
0.50	No reflection point(s) / area(s)					
0.60	No reflection point(s) / area(s)					
0.70	No reflection point(s) / area(s)					
0.80	No reflection point(s) / area(s)					

1.10 No reflection point(s) / area(s)
 1.20 No reflection point(s) / area(s)
 1.33 No reflection point(s) / area(s)
 1.50 No reflection point(s) / area(s)
 1.75 No reflection point(s) / area(s)
 2.00 No reflection point(s) / area(s)
 2.50 No reflection point(s) / area(s)
 Inf. No reflection point(s) / area(s)

Each time, the difference between direct and reflected beam is an integer,
 the receiver input level passes through a minimum

□ Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS

for different effective radius factors k
 (no tilted terrain considered)
 for radio path: 2519 - 2759

Path length 9.4 km

k factor	Reflection point distance from 2519 km	Difference between direct and reflected beam for radio frequency 23.079 GHz in terms of wavelength	Antenna discrimination at	
			2519 deg	2759 deg
0.50	No reflection point(s)			
0.60	No reflection point(s)			
0.70	No reflection point(s)			
0.80	No reflection point(s)			
0.90	No reflection point(s)			
1.00	No reflection point(s)			
1.10	No reflection point(s)			
1.20	No reflection point(s)			
1.33	No reflection point(s)			
1.50	No reflection point(s)			
1.75	No reflection point(s)			
2.00	No reflection point(s)			
2.50	No reflection point(s)			
Inf.	No reflection point(s)			

Each time, the difference between direct and reflected beam is an integer,
 the receiver input level passes through a minimum

□ Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS

Optimum space diversity and its effectiveness for different k factors
 (no tilted terrain considered)
 for radio _path: 2519 - 2759

Path length 9.4 km

k factor	Reflection point distance 2519 km	Difference between direct and reflected beam for r.f = 23.079 (GHz) in terms of wavelength	Optimum antenna spacing at		Effectiveness of selected antenna at	
			2519 m	2759 m	2519 in terms of wavelength	2759 in terms of wavelength
0.50	No reflection point(s)					
0.60	No reflection point(s)					
0.70	No reflection point(s)					
0.80	No reflection point(s)					
0.90	No reflection point(s)					

```

1.20      No reflection point(s)
1.33      No reflection point(s)
1.50      No reflection point(s)
1.75      No reflection point(s)
2.00      No reflection point(s)
2.50      No reflection point(s)
Inf.      No reflection point(s)
    
```

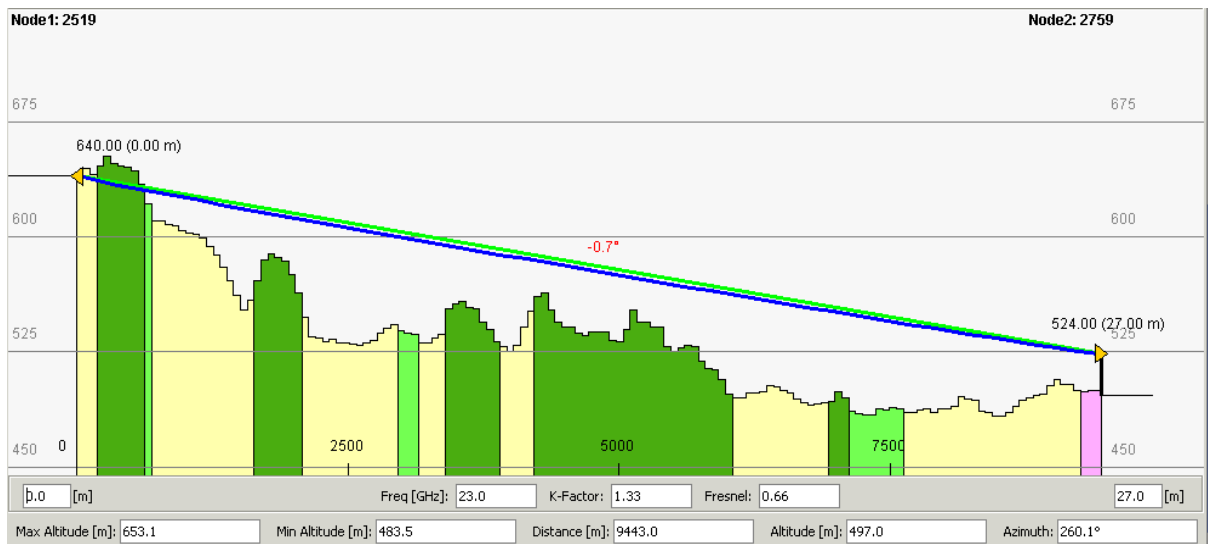
Maximum effectiveness of the selected antenna spacing is achieved,
when the wavelength factor is $n + 0.5$ ($n = 0, 1, 2...$)

0

BUDGET REPORT FOR PATH <2519-2759>

	BER = 1E-06		BER = 1E-03		Return Path	
	BER = 1E-06	BER = 1E-03	BER = 1E-06	BER = 1E-03	BER = 1E-06	BER = 1E-03
Flat fading margin	47.0 dB	50.0 dB	47.0 dB	50.0 dB		
Calculated time exceeding BER						
- due to flat multipath fading	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %		
- due to selective multipath fading	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %		
- due to precipitation	0.002077 %	0.001499 %	0.002077 %	0.001499 %		
Annual unavailability due to precipitation		0.001533 %		0.001533 %		
Annual unavailability due to multipath		0.000000 %		0.000000 %		
Total Annual unavailability		0.001533 %		0.001533 %		
Total Annual availability		99.998467 %		99.998467 %		
Total Annual time of outage		8.1 min		8.1 min		
Clearance for 1:st Fresnel zone at k-nom =	1.330	503.3 %				
at k-min =	0.600	494.2 %				

Τρίτο σενάριο προσομοίωσης-Αποτελέσματα



Εικόνα 13: Προφίλ μικροκυματικής με τις κεραιές πομπού και δέκτη τοποθετημένες σε υψόμετρο 640 και 524 μέτρων αντίστοιχα.

OVERALL PERFORMANCE REPORT FOR PATH <2519-2759>

Demo

20 December, 2009

Table 6.1

Sign vasil

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

 OVERALL PERFORMANCE AND UNAVAILABILITY CALCULATION

for radio link/circuit: 2519 - 2759

Through connected bit stream: 0 Mbit/s

Total length: 9.4 km

Number of _paths included: 1

Planning objectives according to ITU-R, National link - Short haul

 Overall performance with respect to the SESR objective

 Calculated rate of any month exceeding the SESR objective

due to multipath propagation 3.73e-09

due to multipath precipitation 1.50e-05

Total 1.50e-05

Expressed in seconds / any month 39 s

Planning objectives for exceeding SESR 1.50e-04

 Overall performance with respect to the ESR objective

 Calculated rate of any month exceeding the ESR objective

due to multipath propagation 5.59e-09

due to precipitation 1.21e-04

equipment contribution 2.07e-04

Total 3.28e-04

Expressed in seconds / any month 862 s

Planning objectives for exceeding ESR 3.00e-03

 Overall performance with respect to the BBER objective

 Calculated ratio of any month exceeding the BBER objective

due to multipath propagation 2.21e-10

due to precipitation 7.23e-07

equipment contribution 5.17e-08

Total 7.75e-07

Expressed in seconds / any month 2 s

Planning objectives for exceeding BBER 1.50e-05

 Total average unavailability during a year with respect to the UR objective

 Calculated unavailability ratio exceeding the UR objective

due to equipment failure 0.00e+00

(Mean-time-to-repair = 12.0 h)

due to precipitation 1.53e-05

due to multipath 4.09e-11

due to cable line(s) 0.00e+00

Total 1.53e-05

Expressed in hours / average year 0.1 h

Planning objective for exceeding UR (80.0 % of 4.00e-04) 3.20e-04

□

PROFILE ANALYSIS FOR PATH <2519-2759>

Demo

22 December, 2009

Table 3.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

PATH PROFILE ANALYSIS

for different effective radius factors k
for radio path: 2519 - 2759

```

-----
Path length                               9.41 km
Height above sea level at 2519           640.0 m
                                     at 2759           497.0 m
Antenna height above ground level at 2519 0.0 m
                                     at 2759           27.0 m
Elevation angle for antenna alignment at 2519 -0.706 deg
                                     at 2759           0.706 deg
Clearance for 1:st Fresnel zone at k-nom = 1.330 -927.4 %
                                     at k-min = 0.600 -936.0 %
and radio frequency                       22.4 GHz
-----
    
```

k factor	Critical point distances from 2519		Radius of 1st Fresnel zone	Margin to 1st Fresnel zone	Clearance of 1st F. zone	
	km		m	m	m	%
0.50	0.2		1.7	-17.8	-16.1	-939.2
0.60	0.2		1.7	-17.8	-16.0	-936.0
0.70	0.2		1.7	-17.7	-16.0	-933.8
0.80	0.2		1.7	-17.7	-16.0	-932.1
0.90	0.2		1.7	-17.7	-16.0	-930.8
1.00	0.2		1.7	-17.7	-15.9	-929.7
1.10	0.2		1.7	-17.6	-15.9	-928.9
1.20	0.2		1.7	-17.6	-15.9	-928.1
1.33	0.2		1.7	-17.6	-15.9	-927.4
1.50	0.2		1.7	-17.6	-15.9	-926.6
1.75	0.2		1.7	-17.6	-15.9	-925.7
2.00	0.2		1.7	-17.6	-15.9	-925.0
2.50	0.2		1.7	-17.6	-15.8	-924.0
Inf.	0.2		1.7	-17.5	-15.8	-922.1

Q

Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS

for different effective radius factors k
(considering tilted terrain)
for radio path: 2519 - 2759

Path length 9.4 km

k factor	Reflection distance from 2519 point			Difference between direct and reflected beam for radio frequency 23.079 GHz	Antenna discrimination at 2519 - 2759	
	km	km	km		deg	deg
				in terms of wavelength		

No ground reflections for any k factor

Each time, the difference between direct and reflected beam is an integer,

Table 4.1
 Sign vas
 Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS
 for different effective radius factors k
 (no tilted terrain considered)
 for radio path: 2519 - 2759
 Path length 9.4 km

k factor	Reflection point distance from 2519	Difference between direct and reflected beam for radio frequency 23.079 GHz	Antenna discrimination at	
			2519	2759
	km	in terms of wavelength	deg	deg

No ground reflections for any k factor

Each time, the difference between direct and reflected beam is an integer,
 the receiver input level passes through a minimum

□ Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS
 Optimum space diversity and its effectiveness for different k factors
 (no tilted terrain considered)
 for radio_path: 2519 - 2759
 Path length 9.4 km

k factor	Reflection point distance 2519	Difference between direct and reflected beam for r.f = 23.079 (GHz)	Optimum antenna spacing at		Effectiveness of selected antenna at	
			2519	2759	2519	2759
	km	in terms of wavelength	m	m	in terms of wavelength	

No ground reflections for any k factor

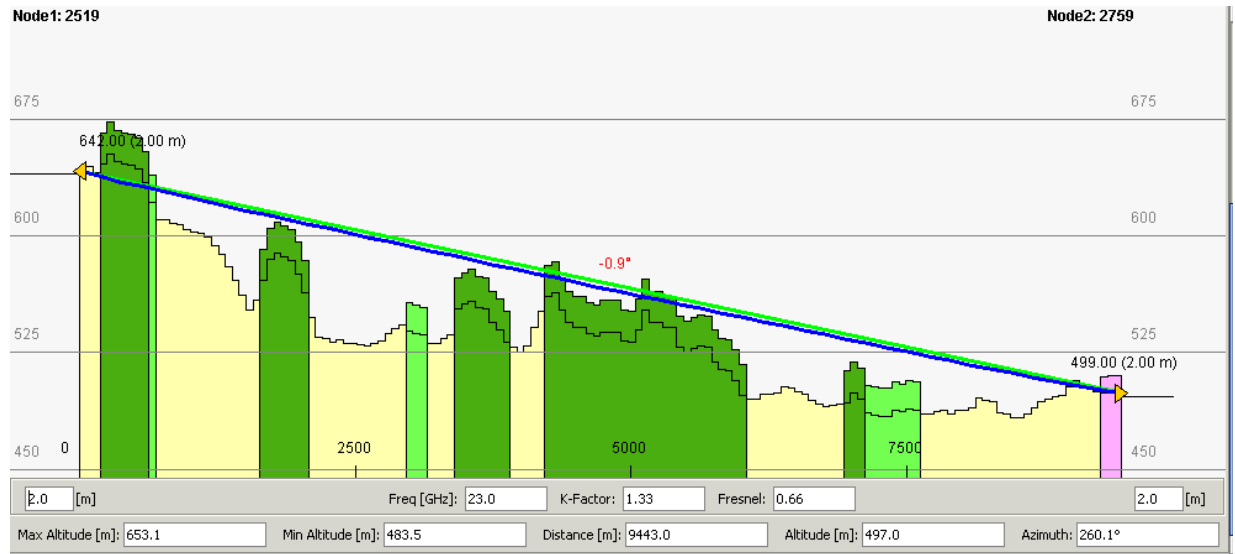
Maximum effectiveness of the selected antenna spacing is achieved,
 when the wavelength factor is $n + 0.5$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)

□

BUDGET REPORT FOR PATH <2519-2759>

	BER = 1E-06		BER = 1E-03	
	47.0 dB	50.0 dB	47.0 dB	50.0 dB
Flat fading margin				
Calculated time exceeding BER				
- due to flat multipath fading	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %
- due to selective multipath fading	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %	0.000000 %
- due to precipitation	0.002077 %	0.001498 %	0.002077 %	0.001498 %
Annual unavailability due to precipitation		0.001532 %		0.001532 %
Annual unavailability due to multipath		0.000000 %		0.000000 %
Total Annual unavailability		0.001532 %		0.001532 %
Total Annual availability		99.998468 %		99.998468 %
Total Annual time of outage		8.1 min		8.1 min
Clearance for 1:st Fresnel zone at k-nom =	1.330	-927.4 %		
at k-min =	0.600	-936.0 %		

Τέταρτο σενάριο προσομοίωσης-Αποτελέσματα



Εικόνα 14: Προφίλ μικροκυματικής με τις κεραίες πομπού και δέκτη τοποθετημένες σε υψόμετρο 640 και 497 μέτρων αντίστοιχα.

OVERALL PERFORMANCE REPORT FOR PATH <2519-2759>

Demo

22 December, 2009

Table 6.1

Sign vasil

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

OVERALL PERFORMANCE AND UNAVAILABILITY CALCULATION

for radio link/circuit: 2519 - 2759

Through connected bit stream: 0 Mbit/s

Total length: 9.4 km

Number of _paths included: 1

Planning objectives according to ITU-R, National link - Short haul

Overall performance with respect to the SESR objective

Calculated rate of any month exceeding the SESR objective	
due to multipath propagation	3.25e-09
due to multipath precipitation	1.50e-05
Total	1.50e-05
Expressed in seconds / any month	39 s
Planning objectives for exceeding SESR	1.50e-04

Overall performance with respect to the ESR objective

Calculated rate of any month exceeding the ESR objective	
due to multipath propagation	4.85e-09
due to precipitation	1.22e-04
equipment contribution	2.07e-04
Total	3.28e-04
Expressed in seconds / any month	862 s
Planning objectives for exceeding ESR	3.00e-03

Overall performance with respect to the BBER objective

Calculated ratio of any month exceeding the BBER objective	
due to multipath propagation	1.91e-10
due to precipitation	7.23e-07
equipment contribution	5.17e-08
Total	7.75e-07
Expressed in seconds / any month	2 s
Planning objectives for exceeding BBER	1.50e-05

Total average unavailability during a year with respect to the UR objective

Calculated unavailability ratio exceeding the UR objective	
due to equipment failure	0.00e+00
(Mean-time-to-repair = 12.0 h)	
due to precipitation	1.53e-05
due to multipath	3.43e-11
due to cable line(s)	0.00e+00
Total	1.53e-05
Expressed in heures / average year	0.1 h
Planning objective for exceeding UR (80.0 % of 4.00e-04)	3.20e-04

□

Table 4.1
Sign vas
Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS
for different effective radius factors k
(no tilted terrain considered)
for radio path: 2519 - 2759
Path length 9.4 km

k factor	Reflection point distance from 2519	Difference between direct and reflected beam for radio frequency 23.079 GHz	Antenna discrimination at	
			2519	2759
	km	in terms of wavelength	deg	deg

No ground reflections for any k factor

Each time, the difference between direct and reflected beam is an integer,
the receiver input level passes through a minimum

□ Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS
Optimum space diversity and its effectiveness for different k factors
(no tilted terrain considered)
for radio path: 2519 - 2759
Path length 9.4 km

k factor	Reflection point distance 2519	Difference between direct and reflected beam for r.f = 23.079 (GHz)	Optimum antenna spacing at		Effectiveness of selected antenna at	
			2519	2759	2519	2759
	km	in terms of wavelength	m	m	in terms of wavelength	

No ground reflections for any k factor

Maximum effectiveness of the selected antenna spacing is achieved,
when the wavelength factor is $n + 0.5$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)

□

PROFILE ANALYSIS FOR PATH <2519-2759>

Demo

22 December, 2009

Table 3.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

PATH PROFILE ANALYSIS

for different effective radius factors k
 for radio path: 2519 - 2759

Path length	9.41 km
Height above sea level at 2519	640.0 m
at 2759	497.0 m
Antenna height above ground level at 2519	4.0 m
at 2759	2.0 m
Elevation angle for antenna alignment at 2519	-0.883 deg
at 2759	0.883 deg
Clearance for 1:st Fresnel zone at k-nom = 1.330	-734.6 %
at k-min = 0.600	-743.3 %
and radio frequency	22.4 GHz

k factor	Critical point distances from 2519		Radius of 1st Fresnel zone	Margin to 1st Fresnel zone		Clearance of 1st F. zone	
	km	m		m	m	m	%
0.50	0.2	1.7	1.7	-14.5	-12.8	-746.4	
0.60	0.2	1.7	1.7	-14.5	-12.7	-743.3	
0.70	0.2	1.7	1.7	-14.4	-12.7	-741.0	
0.80	0.2	1.7	1.7	-14.4	-12.7	-739.3	
0.90	0.2	1.7	1.7	-14.4	-12.7	-738.0	
1.00	0.2	1.7	1.7	-14.4	-12.6	-737.0	
1.10	0.2	1.7	1.7	-14.3	-12.6	-736.1	
1.20	0.2	1.7	1.7	-14.3	-12.6	-735.4	
1.33	0.2	1.7	1.7	-14.3	-12.6	-734.6	
1.50	0.2	1.7	1.7	-14.3	-12.6	-733.8	
1.75	0.2	1.7	1.7	-14.3	-12.6	-732.9	
2.00	0.2	1.7	1.7	-14.3	-12.6	-732.2	
2.50	0.2	1.7	1.7	-14.3	-12.5	-731.3	
Inf.	0.2	1.7	1.7	-14.2	-12.5	-729.4	

□

Demo

22 December, 200

Table 4.1

Sign vas

Rev A

RADIO-RELAY PROJECT vasil

GROUND REFLECTION ANALYSIS

for different effective radius factors k
 (considering tilted terrain)
 for radio path: 2519 - 2759

Path length	9.4 km						
k factor	Reflection distance from 2519 point			Difference between direct and reflected beam for radio frequency		Antenna discrimination at	
	km	km	km	23.079 GHz	in terms of wavelength	2519 deg	2759 deg

No ground reflections for any k factor

Each time, the difference between direct and reflected beam is an integer,

due to precipitation	1.32E-04	1.50E-03
Annual unavailability due to precipitation		1.53E-05
Annual unavailability due to multipath		3.43E-11

PERFORMANCE REPORT FOR PATH <2519-2759>

Demo	22 December, 2009
	Table 5.1
	Sign vasil
RADIO-RELAY PROJECT vasil	Rev A

 PATH PERFORMANCE AND UNAVAILABILITY CALCULATION

For radio path: 2519 - 2759

Capacity	None
RF	22.4 GHz
System configuration: 1+0	

PATH AND METEOROLOGICAL DATA

Path length	9.41 km
2519	12° 21' 53.94" E, 48° 04' 24.40" N
2759	12° 14' 24.59" E, 48° 03' 31.65" N
Ground level at 2519	640.0 m
at 2759	497.0 m
Antenna height	4.0 m
Antenna height	2.0 m
Reference co-ordinates of the path	12° 18' 09.26" E, 48° 03' 58.03" N
Refractivity gradient, not exceeded for 1% of an average year	-354.8 N units/km
Clock-minute rainfall for 0.01% of time	32.0 mm/h
Water vapour density	5.0 g/m ³
Lowest average ambient temperature	0.0 °C
Air pressure	1013 hPa
Elevation angle	15.408 mrad

EQUIPMENT DATA

Equipment type	FH_4_8x2_23_FIU19E
Operating max Tx output level	18.0 dBm
Selected ATPC range	0.0 dB
ERP at 2519	64.0 dBm
at 2759	64.0 dBm
Residual BER	1E-11
Receiver threshold level for BER-SES / CIR = Infinite	-83.0 dBm
Receiver threshold level for RBER / CIR = Infinite	-80.0 dBm
Signature width for BER-RBER: 10.0 MHz for SES:	10.0 MHz
Notch depth for BER-RBER: 20.5 dB for SES:	22.0 dB
Branching equipment attenuation	0.0 dB
Antenna type and gain at 2519	VHPX4-220A 46.0 dB
at 2759	VHPX4-220A 46.0 dB
Antenna feeder type and norm. att.	0.0 dB/100 m
Antenna feeder length and att. at 2519	0.0 m 0.0 dB
at 2759	0.0 m 0.0 dB
Polarization	Horizontal

PERFORMANCE AND UNAVAILABILITY CALCULATION

Total antenna gain	92.0 dB
Total waveguide attenuation	0.0 dB
Attenuation due to gases	1.1 dB
Additional attenuation in Tx at 2519	0.0 dB
Additional attenuation in Tx at 2759	0.0 dB
Additional attenuation in Rx at 2519	0.0 dB
Additional attenuation in Rx at 2759	0.0 dB
Free space attenuation	138.9 dB
Net-path attenuation	48.0 dB
Rx-input level (fading-free-time)	-30.0 dBm
Multipath occurrence factor	0.0 dBm
Calculated time exceeding	RBER BER-SES
Flat fading margin	47.0 dB 50.0 dB

6.4 ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ

Συμφώνα με τα παραπάνω αποτελέσματα μετά από τις προσομοιώσεις και τα εναλλακτικά σενάρια που δημιουργήσαμε μπορούμε να διακρίνουμε τις μεγάλες μεταβολές που έχει η μικροκυματική ζεύξη όσον αφορά την ζώνη Fresnel καθώς και την πολλαπλή διασπορά σήματος.

Στο πρώτο σενάριο έχουμε μια καθαρή μικροκυματική ζεύξη από άποψη εμποδίων. Στην περίπτωση του δεύτερου σεναρίου είναι πολλή σημαντικό να παρατηρήσουμε πώς ανάμεσα στα δυο άκρα πομπού και δέκτη δεν μεσολαβή κανένα εμπόδιο στην μικροκυματική μας ζεύξη, διαπιστώνουμε ότι, με την μικρή αλλαγή που κάναμε στο ύψος του πομπού προς τα κάτω αλλάζει αυτόματος και η κλίσης της μικροκυματικής ζεύξης και σαν συνέπεια της μείωσης του ύψους του πομπού κατά μερικά μέτρα μεταφέρει το (μέσο) σημείο πρόσπτωσης πλησιέστερα στον πομπό και συγκεκριμένα σε μία δασώδη περιοχή, όπου το ανακλώμενο κύμα διαχέεται. Στο τρίτο σενάριο ο πομπός έχει μηδενικό ύψος προκειμένου να δημιουργήσουμε περιβάλλον πολλαπλών εμποδίων πρακτικά δεν υφίσταται τέτοιο ύψος αλλά στην συγκεκριμένη περίπτωση έδινε καθαρά για λόγους κατανόησης της συμπεριφοράς της μικροκυματικής ζεύξης όπως και στο τέταρτο σενάριο με λιγότερα εμπόδια με αρνητικούς συντελεστές ζ και στις δύο περιπτώσεις που δηλώνει ότι η μικροκυματική ζεύξη μεταξύ των δύο σημείων δεν έχει οπτική επαφή.

Παρακάτω θα αναλύσουμε τα αποτελέσματα που μας ενδιαφέρουν δημιουργώντας τους κατάλληλους πίνακες για κάθε περίπτωση λειτουργικών λαθών, πρώτα θα κάνουμε μια εισαγωγή για τους τύπους των λειτουργικών λαθών.

Στόχοι λειτουργικών λαθών (error performance objectives) των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων.

Ορισμοί

Τα λειτουργικά λάθη για ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό δίκτυο μπορούν να μετρηθούν με τα εξής μεγέθη:

Λόγος λανθασμένων δευτερολέπτων – Errored Seconds Ratio (ESR)

Η σύσταση [1] ορίζει ένα λανθασμένο δευτερόλεπτο (Errored Second, ES) ως: «την περίοδο ενός δευτερολέπτου με ένα ή περισσότερα λανθασμένα blocks, ή με ένα τουλάχιστον ελάττωμα». Ένα λανθασμένο block ορίζεται ως το block με ένα ή περισσότερα λανθασμένα bits. Στον υπολογισμό του λόγου λανθασμένων δευτερολέπτων, λαμβάνουμε υπόψη μας μόνο το διαθέσιμο χρόνο. Έτσι, ο λόγος λανθασμένων δευτερολέπτων ορίζεται ως:

$$ESR = \frac{ES}{N_s - T_U} \quad (6.1)$$

όπου ES είναι ο αριθμός των λανθασμένων δευτερολέπτων στη διάρκεια του διαθέσιμου χρόνου, N_s είναι ο συνολικός χρόνος (σε sec) και T_U είναι ο μη διαθέσιμος χρόνος (σε sec).

Λόγος εξαιρετικά λανθασμένων δευτερολέπτων- Severely Errored Seconds Ratio (SESR)

Η σύσταση [12] ορίζει ένα εξαιρετικά λανθασμένο δευτερόλεπτο (Severely Errored Second, SES) ως: «την περίοδο ενός δευτερολέπτου το οποίο περιέχει $\geq 30\%$ λανθασμένα blocks ή τουλάχιστον ένα ελάττωμα». Μόνο ο διαθέσιμος χρόνος λαμβάνεται υπόψη στον υπολογισμό του λόγου εξαιρετικά λανθασμένων λαθών. Ισχύει:

$$SESR = \frac{SES}{N_s - T_U} \quad (6.2)$$

Background Block Error Ratio (BBER)

Η σύσταση [12] ορίζει το Background Block Error (BBE) ως: «ένα λανθασμένο block που δεν συμβαίνει σαν μέρος ενός SES». Ισχύει:

$$BBER = \frac{BBE}{N_s - T_U} \quad (6.3)$$

Στόχοι λειτουργικών λαθών

Για ένα **αναλογικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα**, η περίοδος μη διαθεσιμότητας ξεκινά όταν, για τουλάχιστον μία από τις δύο κατευθύνσεις μετάδοσης, μία τουλάχιστον από τις παρακάτω συνθήκες συμβαίνει για τουλάχιστον 10 συνεχόμενα δευτερόλεπτα:

- Το επίπεδο των συχνοτήτων βασικής ζώνης πέφτει τουλάχιστον κατά 10dB κάτω από το επίπεδο αναφοράς
- Για ένα τηλεφωνικό κανάλι, το unweighted noise power για χρόνο 5ms είναι μεγαλύτερο από 10^6 pW0

Για ένα **ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα**, η περίοδος μη διαθεσιμότητας ξεκινά μετά από 10 συνεχόμενα εξαιρετικά λανθασμένα δευτερόλεπτα (Severely Errored Seconds, SES), τουλάχιστον κατά τη μία κατεύθυνση μετάδοσης. Αυτά τα 10 δευτερόλεπτα θεωρούνται μη διαθέσιμος χρόνος. Μια νέα περίοδος διαθέσιμου χρόνου ξεκινάει μετά από 10 συνεχόμενα μη εξαιρετικά λανθασμένα δευτερόλεπτα (non-SES) και για τις δύο κατευθύνσεις της μετάδοσης. Αυτά τα 10 δευτερόλεπτα θεωρούνται διαθέσιμος χρόνος.

Εφόσον υποθεθεί ότι η μόνη διαθέσιμη πληροφορία για μία ζεύξη είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (*probability density function, pdf*) του λόγου $C/(N+I)^2$, μια απλουστευμένη προσέγγιση μπορεί να γίνει για τον υπολογισμό του μη διαθέσιμου χρόνου. Σύμφωνα με αυτή, η μη διαθεσιμότητα μπορεί να υπολογιστεί ως το ποσοστό του χρόνου όπου ο λόγος λανθασμένων ψηφίων (*BER*) ξεπερνά το 10^{-3} . Ο μη διαθέσιμος χρόνος T_U ορίζεται λοιπόν ως εξής:

$$T_U = N_s \sum_{i=a}^x pdf_i \quad (6.4)$$

όπου N_s : ο συνολικός χρόνος της προσομοίωσης σε sec

pdf_i : είναι η υπολογισμένη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του λόγου

$$C/(N+I)$$

a : η μικρότερη τιμή του λόγου $C/(N+I)$ στην κατανομή

x : η τιμή $C/(N+I)$ που αντιστοιχεί σε $BER=10^{-3}$

Η εκατοστιαία μη διαθεσιμότητα είναι λοιπόν:

$$Unavailability = \frac{T_U}{N_s} \cdot 100 \% \quad (6.5)$$

• Λανθασμένο δευτερόλεπτο (*Errored Second, ES*)

Ένα λανθασμένο δευτερόλεπτο ορίζεται ως: “η περίοδος ενός δευτερολέπτου με ένα ή περισσότερα λανθασμένα blocks, ή με ένα τουλάχιστον ελάττωμα”. Ένα λανθασμένο block ορίζεται ως το block με ένα ή περισσότερα λανθασμένα bits. Έτσι, ο αριθμός των λανθασμένων δευτερολέπτων κατά τη διάρκεια του διαθέσιμου χρόνου μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$ES = N_s \sum_{i=x}^b pdf_i \min[1, BlockE_s(i)] \quad (6.6)$$

όπου b : η μεγαλύτερη τιμή $C/(N+I)$ στην κατανομή

$BlockE_s(i)$: ο μέσος αριθμός λανθασμένων blocks το δευτερόλεπτο για

$$C/(N+I) = i$$

² Όπου C είναι η ισχύς του επιθυμητού σήματος, N είναι η ισχύς του θορύβου και I είναι η ισχύς των παρεμβολών.

Πρέπει να σημειωθεί ότι, εάν ο μέσος αριθμός λανθασμένων blocks ανά δευτερόλεπτο είναι μεγαλύτερος από 1, όλα τα δευτερόλεπτα με $C/(N+I) = i$ θεωρούνται λανθασμένα, δηλαδή:

$$BlockE_S(i) = N_{Blocks/S} \min 1, BE_{Block}(i) \quad (6.7)$$

όπου $N_{Blocks/S}$: ο αριθμός των blocks ανά δευτερόλεπτο

$BE_{Block}(i)$: ο μέσος αριθμός λανθασμένων bits ανά block για $C/(N+I) = i$.

Αν και πάλι, ο μέσος αριθμός λανθασμένων bits σε ένα block είναι μεγαλύτερος από 1, όλα τα blocks για $C/(N+I) = i$ θεωρούνται λανθασμένα. Επίσης ισχύει:

$$BE_{Block}(i) = BER_i \cdot N_{B/Block} \quad (6.8)$$

όπου BER_i : το BER που αντιστοιχεί σε $C/(N+I) = i$

$N_{B/Block}$: ο αριθμός των bits ανά block.

• **Εξαιρετικά λανθασμένο δευτερόλεπτο (*Severely Errored Second, SES*)**

Ένα εξαιρετικά λανθασμένο δευτερόλεπτο ορίζεται ως: “η περίοδο ενός δευτερολέπτου το οποίο περιέχει $\geq 30\%$ λανθασμένα blocks ή τουλάχιστον ένα ελάττωμα”. Έτσι, ο αριθμός των εξαιρετικά λανθασμένων δευτερολέπτων κατά τη διάρκεια του διαθέσιμου χρόνου μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$SES = N_S \sum_{i=x}^b pdf_i CHECK1_i \quad (6.9)$$

όπου: $CHECK1_i = 1$ if $BlockE_S(i) > 0.3N_{Blocks/S}$, else $CHECK1_i = 0$

• **Background Block Error (BBE)**

Το Background Block Error ορίζεται ως: “ένα λανθασμένο block που δεν συμπεριλαμβάνεται σε κάποιο SES”. Έτσι ο αριθμός των λανθασμένων blocks στον διαθέσιμο χρόνο:

$$BBE = N_S \cdot N_{Blocks/S} \sum_{i=x}^b pdf_i \min [BE_{Block}(i) \bar{CHECK} 2_i] \quad (6.10)$$

όπου: $CHECK 2_i = 1$ if $BlockE_S(i) < 0.3N_{Blocks/S}$, else $CHECK 2_i = 0$

Διαθεσιμότητα

Σύμφωνα με τους βασικούς ορισμούς της προηγούμενης υποπαραγράφου, η συνολική διαθεσιμότητα μιας ζεύξης δίνεται από τον τύπο:

$$A = [1 - (T_1 + T_2 - T_b) / T_e] \cdot 100 \% \quad (6.11)$$

όπου A : η % διαθεσιμότητα της ζεύξης

T_1 : ο συνολικός μη διαθέσιμος χρόνος στη μια κατεύθυνση μετάδοσης

T_2 : ο συνολικός μη διαθέσιμος χρόνος στη αντίθετη κατεύθυνση μετάδοσης

T_b : ο μη διαθέσιμος χρόνος για αμφίδρομη μετάδοση

T_e : η περίοδος εκτίμησης της διαθεσιμότητας

Για μη αμφίδρομη μετάδοση, ισχύει: $T_2 = 0$, $T_b = 0$.

Λόγοι μη διαθεσιμότητας

Κατά τη σχεδίαση των τηλεπικοινωνιακών δικτύων θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη όλες οι πιθανές αιτίες διακοπής ή υποβιβασμού της ποιότητας της ζεύξης, οι οποίες επηρεάζουν τη διαθεσιμότητα του συστήματος. Παρακάτω αναφέρονται οι κύριοι λόγοι μη διαθεσιμότητας σε ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα:

- Εξοπλισμός

- Αποτυχία ή υποβιβασμός του ασύρματου εξοπλισμού συμπεριλαμβανομένων των κωδικοποιητών και των αποκωδικοποιητών
- Αποτυχία του δευτερεύοντος εξοπλισμού
- Αποτυχία του εξοπλισμού παροχής ηλεκτρικής ισχύος
- Αποτυχία της κεραίας ή του τροφοδοτητή

Τα ασύρματα δίκτυα νέας τεχνολογίας έχουν σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι ιδιαίτερα αξιόπιστα. Σ' ένα τυπικό σύστημα, η μη διαθεσιμότητα λόγω αποτυχίας του εξοπλισμού είναι της τάξης του 0.01% [10]. Αυτή η τιμή θεωρείται αντιπροσωπευτική. Ο μέσος χρόνος μεταξύ αποτυχιών (*Mean Time Between Failures, MTBF*) είναι εξαιρετικά μεγάλος (της τάξης 10^4 ωρών). Όμως η μη διαθεσιμότητα του συστήματος εξαρτάται κυρίως από το μέσο χρόνο αποκατάστασης της αποτυχίας (*Mean Time To Restore, MTTR*), οποίος είναι της τάξης κάποιων δεκάδων ωρών. Γι' αυτό, για τη μέτρηση της διαθεσιμότητας ενός συστήματος, χρησιμοποιούνται μεγάλα διαστήματα, όπως π.χ. ένα έτος.

- Διάδοση

Τα μεγάλα βυθίσματα του σήματος λόγω πολλαπλών διαδρομών, προκαλούν διακοπές σ' ένα σύστημα, οι οποίες διαρκούν τις περισσότερες φορές λιγότερο από 10sec. Ωστόσο, κάποιες φορές διαρκούν περισσότερο, με αποτέλεσμα να προκαλούν τη μη διαθεσιμότητα του συστήματος. Από την άλλη, οι παρατεταμένες ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις ή απόσβεση του σήματος λόγω ισχυρής βροχόπτωσης ή χιονιού διαρκεί συνήθως μεγάλο χρονικό διάστημα και προκαλεί μη διαθεσιμότητα σε ασύρματα συστήματα τα οποία λειτουργούν σε συχνότητες μεγαλύτερες από 10 GHz. Είναι δυνατό να εξαχθούν στατιστικές πρόβλεψης στα φαινόμενα διάδοσης εφαρμόζοντας τους τύπους και τις μεθόδους που περιγράφονται στη σειρά P των ITU-R Recommendations.

- Άλλοι λόγοι μη διαθεσιμότητας

Ο θόρυβος που προέρχεται από εξωτερικές πηγές ως προς το παρεμβαλλόμενο σύστημα, μπορεί να προκαλέσει μη διαθεσιμότητα στο σύστημα όταν η ισχύς του ξεπεράσει ένα συγκεκριμένο κατώφλι. Σε αυτό το είδος διακοπής συμπεριλαμβάνεται και ο θόρυβος που προέρχεται από παρεμβολές από radars και δορυφορικά συστήματα με ανώμαλη διάδοση. Επιπρόσθετα, φυσικές καταστροφές

(π.χ. σεισμοί) μπορεί να προκαλέσουν τη διακοπή της λειτουργίας των ασύρματων δικτύων (λόγω π.χ. την κατάρρευση κτιρίων). Τέλος, η ανθρώπινη παρέμβαση κατά τη διάρκεια συντήρησης του δικτύου θα πρέπει επίσης να ληφθεί υπόψη μια

που προκαλεί μη διαθεσιμότητα στο σύστημα. Οι παραπάνω παράγοντες είναι πολύ δύσκολο να μοντελοποιηθούν, ώστε να βρεθεί η ακριβής συνεισφορά τους στην συνολική μη διαθεσιμότητα. Όμως θα πρέπει να λαμβάνονται σοβαρά υπόψη κατά το σχεδιασμό του συστήματος.

6.4.1 Πίνακες λειτουργικών λαθών από τις προσομοιώσεις.

Σύμφωνα με τη παραπάνω ανάπτυξη των λειτουργικών λαθών (error performance objectives) των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων. Παρακάτω θα συνοψίσουμε σε πίνακες τα λειτουργικά λάθη τω προσομοιώσεων που είχαμε κάνει παραπάνω.

SESR	Συν. Ύψος Πομπού	Συν. Ύψος Δέκτη	1 ^η ζώνη Fresnel	Multipath propagation	Multipath precipitation	Sec/any month
1 Σενάριο	670	524	659.7%	3.09e-09	1.50e-05	39s
2 Σενάριο	666	524	494.2%	3.16 e-09	1.50e-05	39s
3 Σενάριο	640	524	-936.0%	3.73 e-09	1.50e-05	39s
4 Σενάριο	640	497	-743.3%	3.25 e-09	1.50e-05	39s

ESR	Συν. Ύψος Πομπού	Συν. Ύψος Δέκτη	1 ^η ζώνη Fresnel	Multipath propagation	Multipath precipitation	Sec/any month
1 Σενάριο	670	524	659.7%	4.61 e-09	1.22 e-04	862s
2 Σενάριο	666	524	494.2%	4.72 e-09	1.22 e-04	862s
3 Σενάριο	640	524	-936.0%	5.39 e-09	1.21 e-04	862s
4 Σενάριο	640	497	-743.3%	4.85 e-09	1.22 e-04	862s

BBER	Συν. Ύψος Πομπού	Συν. Ύψος Δέκτη	1 ^η ζώνη Fresnel	Multipath propagation	Multipath precipitation	Sec/any month
1 Σενάριο	670	524	659.7%	1.81e-10	7.23e-07	2s
2 Σενάριο	666	524	494.2%	1.86 e-10	7.23e-07	2s
3 Σενάριο	640	524	-936.0%	2.21 e-10	7.23e-07	2s
4 Σενάριο	640	497	-743.3%	1.91 e-10	7.23e-07	2s

Παράρτημα Α

Εγκάρσια Μερκατορική Προβολή

Για να καταλάβουμε τι είναι και πώς προκύπτουν οι ορθογώνιες συντεταγμένες πρέπει να πούμε δυο λόγια για την Εγκάρσια Μερκατορική Προβολή (Ε.Μ.Π.). Στην Ε.Μ.Π., η γήινη επιφάνεια προβάλλεται πάνω σε έναν κύλινδρο, ο άξονας του οποίου είναι κάθετος ως προς την ευθεία που ενώνει τους δύο πόλους. Ο μεσημβρινός που ορίζεται από την επαφή του κυλίνδρου με τη γήινη επιφάνεια είναι ο Κεντρικός Μεσημβρινός της προβολής και ταυτίζεται με τον κατακόρυφο άξονα του προβολικού συστήματος. Ο οριζόντιος άξονας όλων των Ε.Μ.Π. είναι ο Ισημερινός. Το πλεονέκτημα της προβολής αυτής είναι ότι ελαχιστοποιούνται οι παραμορφώσεις στη ζώνη του κεντρικού μεσημβρινού. Αρχή των αξόνων θεωρείται το σημείο τομής του Ισημερινού με τον Κεντρικό Μεσημβρινό. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα οι τιμές στον άξονα των Y (απόσταση από τον Ισημερινό) να εμφανίζονται αρκετά μεγάλες στην Ελλάδα (της τάξης των 4.000.000 μέτρων). Εξάλλου στον άξονα των X -προκειμένου να αποφεύγονται οι αρνητικές τιμές στα δυτικά του κεντρικού μεσημβρινού- αντί για μηδέν στην τομή των αξόνων δίνεται η τιμή 500.000 μέτρα: έτσι στα δυτικά του Κεντρικού Μεσημβρινού οι τιμές είναι μικρότερες των 500.000 μέτρων και στα ανατολικά του μεγαλύτερες.

Οι μεσημβρινοί που βρίσκονται ανατολικά και δυτικά του Κεντρικού Μεσημβρινού δεν είναι ευθείες γραμμές αλλά καμπύλες με τα κοίλα στραμμένα προς τον κατακόρυφο άξονα. Επειδή καθώς απομακρυνόμαστε από τον Κεντρικό Μεσημβρινό αυξάνουν οι παραμορφώσεις των διαστάσεων των αντικειμένων (τις παραμορφώσεις αυτές προσπαθεί να εξισορροπήσει ο συντελεστής κλίμακας k), οι Ε.Μ.Π. εφαρμόζονται σε ζώνες μικρού εύρους (κάθε ζώνη χαρακτηρίζεται από τον Κεντρικό Μεσημβρινό και από το εύρος της). Η πιό γνωστή Εγκάρσια Μερκατορική Προβολή είναι η Διεθνής Εγκάρσια Μερκατορική Προβολή (Universal Transverse Mercator ή UTM), όπου όλες οι ζώνες έχουν εύρος 6° . Αν και η χρήση της Διεθνούς Εγκάρσιας Μερκατορικής Προβολής (UTM) διαδόθηκε ευρέως, στη χώρα μας παρουσιάζονται αρκετά προβλήματα από την εφαρμογή της, με κυριότερο το ότι η χώρα "μοιράζεται" σε δύο ζώνες (τη Ζώνη 34, με Κεντρικό Μεσημβρινό τον 21ο και τη Ζώνη 35, με Κεντρικό Μεσημβρινό τον 27ο) με ζώνη επαφής την καίρια για υπολογισμούς περιοχή της Αττικής. Το πρόβλημα αυτό, όπως και άλλα θέματα που δεν ενδιαφέρουν άμεσα τις ερασιτεχνικές εφαρμογές, ήρθε να λύσει η δημιουργία του Ελληνικού Γεωδαιτικού Συστήματος Αναφοράς, που προτάθηκε από τον καθηγητή Γιώργο Βέη το 1987. Η ύπαρξη ενός εθνικού Γεωδαιτικού Συστήματος Αναφοράς αποτελεί μεγάλο βήμα στην κατοχύρωση της τεχνογνωσίας μιας χώρας στο διεθνή χώρο. Πέραν των τεχνικών πλεονεκτημάτων του ΕΓΣΑ 87, όπως λέγεται συντομογραφικά το ελληνικό σύστημα, είναι σημαντικό ότι η Ελλάδα διαθέτει πλέον ένα σύγχρονο σύστημα αναφοράς, όπως όλες οι προηγμένες επιστημονικά χώρες, και

αποτελεί χρέος μας να το χρησιμοποιούμε. Άλλωστε, ακόμα και τα απλά προγράμματα διαχείρισης δεδομένων GPS το έχουν πέλον καταχωρημένο και είναι βέβαιο ότι στα επόμενα χρόνια το ΕΓΣΑ 87 θα επικρατήσει καθολικά. Το ΕΓΣΑ 87 συνιστά ένα ενιαίο σύστημα αναφοράς για όλη την ελληνική επικράτεια. Σε αυτό το σύστημα δεν παρουσιάζονται ούτε το πρόβλημα του διαμοιρασμού της χώρας σε δύο ζώνες (περίπτωση προβολής UTM), ούτε των ανεξάρτητων συντεταγμένων ανά τμήματα (περίπτωση προβολής HATT). Έτσι λύνονται τα προβλήματα που παρουσιάζονταν στη σύνθεση χάρτη σε περιοχές που βρίσκονται στην επαφή των δύο ζωνών UTM (ζώνη 34 και 35, όπως η Αττική για παράδειγμα) ή των τετραγώνων του HATT. Το ΕΓΣΑ87 χρησιμοποιεί μια Εγκάρσια Μερκατορική Προβολή που καλύπτει ολόκληρη τη χώρα με μια ζώνη εύρους 9ο, με Κεντρικό Μεσημβρινό τον 24 ο και συντελεστή κλίμακας 0.9996. Η επιλογή αυτή ελαχιστοποιεί τις παραμορφώσεις - στο 99% της χώρας οι παραμορφώσεις κλίμακας είναι μικρότερες από 670 μέρη στο εκατομμύριο -, διευκολύνει τις αναγωγές από το ένα σύστημα στο άλλο και επιπρόσθετα παρέχει και το σημαντικό πλεονέκτημα της συμμορφίας, δηλ. της διατήρησης των σχημάτων στο χάρτη. Η προβολή του ΕΓΣΑ συντομογραφικά αναφέρεται ως TM87. Το ΕΓΣΑ 87 χρησιμοποιείται ήδη από το 1990 από όλους τους κρατικούς φορείς παραγωγής χαρτών, καθώς και για τη σύνταξη του Εθνικού Κτηματολόγιου, ενώ τα περισσότερα ψηφιακά δεδομένα και συμβατικοί χάρτες που διατίθενται από δημόσιους και ιδιωτικούς φορείς βασίζονται στο ίδιο σύστημα. Από τους μη κρατικούς φορείς παραγωγής χαρτών, μόνο η ΑΝΑΒΑΣΗ έχει μεταφέρει όλα τα δεδομένα της και δουλεύει στο ΕΓΣΑ. Ακόμη, θα πρέπει να τονιστεί, ότι το ΕΓΣΑ 87 συμπεριλαμβάνεται (άμεσα ή έμμεσα) σε όλες τις τεχνολογικές εφαρμογές που σχετίζονται με την αυτοματοποιημένη χαρτογραφία, όπως είναι τα λογισμικά GIS και Τηλεπισκόπησης και το λογισμικό που συνοδεύει τις συσκευές του συστήματος παγκόσμιου εντοπισμού (GPS).

Παράρτημα Β Λίστα συντομογραφιών

DVB-H: DVB - Handheld

DVB-T: DVB - Terrestrial

EIRP: Effective Isotropic Radiated Power

ESPAR: Electronically Steerable Passive Array Radiator

FFT: Fast Fourier Transform

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

ISI: Inter-Symbol Interference

ITU: International Telecommunication Union

MFN: Multi-Frequency Network

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex

RF: Radio-frequency

RN: Reference Network

RPC: Reference Planning Configuration

RRC: (ITU) Regional Radiocommunication Conference

SFN: Single-Frequency Network

ITU: International Telecommunication Union

UHF: Ultra High Frequency

VHF: Very High Frequency

W-ESPAR: Wideband - Electronically Steerable Passive Array Radiator

AMPS: Advanced Mobile Phone System

AMR: Adaptive Multi Rate

ANSI: American National Standards Institute

AT&T: American Telephone and Telegraph

AUC: Authentication Center

BSC: Base Station Controller

BSS: Base Station Subsystem

BSS-MSC: Base Station Subsystem-Mobile Switching Center

BSSAP BSS: Application Part

BSSMAP: Base Station Subsystem Management Application Sub-Part

BTS: Base Transceiver System

CBC: Cell Broadcast Centers

CBS :Cell Broadcast Service

CDMA: Code Division Multiple Access

EMS: Enhanced Messaging Service

ETS: European Telecommunication Standards

ETSI: European Telecommunication Standards Institute

FACCH: Fast Associated Control Channel

FEMA: Federal Emergency Management Agency

FIPS: Federal Information Processing Standard

GIF: Graphics Interchange Format

GPRS: General Packet Radio Service

GSM: Global System for Mobile communications

HLR: Home Location Register

IEEE: Institute of Electrical and Electronic Engineers

IMSI: International Mobile Subscriber Identity

IP: Internet Protocol

IS-41: Interim Standard 41

ISDN: Integrated Services Digital Network

L2ML: Layer 2 Management Link

LAPD: Link Access Procedure D

MAC: Medium Access Control

MAP: Mobile Application Part

MMS: Multimedia Messaging Service

MMSC: Multimedia Messaging Service Center

MO: Mobile Originated

MS: Mobile Station

MSC: Mobile Switching Center

MT: Mobile Terminal

MTP: Message Transfer Part

MTP1: Message Transfer Part 1

MTP2 :Message Transfer Part 2

MTP3: Message Transfer Part 3

NCS: National Communications System

NEBS: Network Equipment Building System

OML: Operation and Maintenance Link

P2P: Peer to Peer

PAD: Packet Assembler Disassembler

PCH: Paging Channel

PCIA: Personal Communications Industry Association

PCN: Personal Communications Network

PCS: Personal Communications System

PDA: Personal Digital Assistant

PDC: Personal Digital Communications

PSN: Public Switched Network

PSTN: Public Switched Telephone Network

RACH: Random Access Channel

RF: Radio Frequency

RSL: Radio Signaling Link

SCCP: Signaling Connection and Control Part

SCP: Service Control Point

SDCCH: Standalone Dedicated Control Channel

SHLR: Standalone HLR

SMDPP: Short Message Delivery Point to Point

SMIL: Synchronized Multimedia Integration Language

SMPP: Short Message Peer to Peer

SS7: Signaling System 7

SSH: Secure Shell

SSP: Service Switching Points

STP: Signaling Transfer Point

TAP: Telocator Alphanumeric Protocol

TCAP: Transaction Capabilities Application Part

TCP: Transport Control Protocol

TCP/IP: Transport Control Protocol/Internet Protocol

TDMA: Time Division Multiple Access

TMSI: Temporary Mobile Station Identifiers

TRX: Transceiver

UCP: Universal Computer Protocol

UDH: User Data Header

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

WAP: Wireless Application Protocol

WPS: Wireless Priority Service

WSP: Wireless Session Protocol

Ελεύθερου χώρου σταθερός πομπός και δέκτης - Free space, fixed transmit and receive antennas

Ελεύθερου χώρου, κινούμενη κεραία - Free space, moving antenna

Ανακλών τοίχος, σταθερή κεραία - Reflecting wall, fixed antenna

Ανακλών τοίχος, κινούμενη κεραία - Reflecting wall, moving antenna

Ανάκλαση από το επίπεδο του εδάφους - Reflection from a ground plane

Εξασθένιση ισχύος σε σχέση με την απόσταση και την σκίαση - Power decay with distance and shadowing

Κινούμενη κεραία, πολλαπλές ανακλάσεις - Moving antenna, multiple reflectors

Μοντέλο εισόδου/εξόδου για το ασύρματο κανάλι - Input/output model of the wireless channel

Το ασύρματο κανάλι σαν γραμμικώς μεταβαλλόμενο με το χρόνο σύστημα - The wireless channel as a linear time-varying system

Βασικής ζώνης ισοδύναμο μοντέλο - Baseband equivalent model

Ένα διακριτού χρόνου βασικής ζώνης μοντέλο - A discrete-time baseband model

Χρονική και συχνοτική συνοχή - Time and frequency coherence

Διάδοση Doppler και χρονική συνοχή - Doppler spread and coherence time

Καθυστέρηση διάδοσης και συνοχή εύρους ζώνης - Delay spread and coherence bandwidth

Στατιστικά μοντέλα καναλιών - Statistical channel models

Rayleigh και Rician fading - Rayleigh και Rician διάλειαση

Παράρτημα Γ Βιβλιογραφία

[1] Φ. Κωνσταντίνου, Χ. Καψάλης, Π. Κωττής, *Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες*, Παπασωτηρίου

[2] Χ. Καψάλης, Π. Κωττής, *Δορυφορικές Επικοινωνίες*, Τζιόλα

[3] Ι.Δ. Κανελλόπουλος, *Σχεδίαση Μικροκυματικών Ζεύξεων*

[4] Ι.Δ. Κανελλόπουλος, *Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον*

[5] Markus Werner, Matthias Holzbock, *Aeronautical Broadband Communications via Satellite*

[6] Κεραίες-Ασύρματες Ζεύξεις, Χ. Καψάλης- Π. Κωττής, Εκδόσεις Τζιόλα

[7] “A new methodology for the determination of the coordination area around stations of the FixedService (FS) with respect to mobile Earth Stations on board Vessels (ESVs)”, Maria Koletta, Prof.Philip Constantinou, accepted for publication in the International Journal of Satellite Communications and Networking, Wiley Interscience Ltd.

[8] This chapter was modified from R. G. Gallager’s MIT 6.450 course notes on digital communication. The focus is on small-scale multipath fading. Large-scale fading models are discussed in many texts; see for example Rappaport [98]. Clarke’s model was introduced in [22] and elaborated further in [62]. Our derivation here of the Clarke power spectrum follows the approach of [111].

[9] ITU-R PN.525-2 "Calculation of free space attenuation"

[10] ITU-R PN.341-3 "The concept of transmission loss for radio link"

[11] ITU-R PN.526-3 "Propagation by diffraction"

[12] ITU-T Recommendation G.826 (12/02): “End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections

<http://www.googleearth.org>(για την εύρεση των γεωγραφικών μηκών και πλατών των περιοχών όπου τοποθετήθηκαν οι μικροκυματικοί σταθμοί)

<http://www.atdi.com> (πρόγραμμα εξομοιώσεις μικροκομματικών ζεύξεων)

<http://www.akosim.com> (πρόγραμμα εξομοιώσεις μικροκομματικών ζεύξεων)

<http://www.etsi.org>

<http://www.ntua.gr>

<http://www.wirelessdevnet.com>

<http://en.wikipedia.org>

<http://ieee.org>

Να προσπαθείς την επομένη μέρα να την κάνεις καλύτερη από την προηγούμενη εφ' όσον βρίσκεσαι στο δρόμο. Όταν όμως φτάσεις στο τέλος να είσαι ευτυχής και ικανοποιημένος.

Επίκουρος Σάμος 342-271 π.χ