



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

Κινητό Τερματικό για Αυτοκίνητα Μικρού Μεγέθους  
Χρησιμοποιώντας Δορυφόρο Ζώνης Ku (11/14GHz)

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΓΟΥΔΕΛΗ Κ. ΕΛΕΝΗ

Επιβλέπων: ΝΙΚΟΛΑΟΣ Κ. ΟΥΖΟΥΝΟΓΛΟΥ  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα , Ιούνιος 2005





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

Κινητό Τερματικό για Αυτοκίνητα Μικρού Μεγέθους  
Χρησιμοποιώντας Δορυφόρο Ζώνης Ku (11/14GHz)

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΓΟΥΔΕΛΗ Κ. ΕΛΕΝΗ

Επιβλέπων: ΝΙΚΟΛΑΟΣ Κ. ΟΥΖΟΥΝΟΓΛΟΥ  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την .... Ιουνίου 2005

.....  
Ν.Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....  
Ι. Βενιέρης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....  
Δ. Κακλαμάνη  
Αν. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

Αθήνα , Ιούνιος 2005

.....  
Γουδέλη Κ.Ελένη

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών  
Ε.Μ.Π

Copyright © Γουδέλη Κ. Ελένη, 2005.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος . All rights reserved.

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

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

## **ΠΕΡΙΛΗΨΗ**

Αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη κινητού τερματικού , μικρού μεγέθους , για αυτοκίνητα χρησιμοποιώντας δορυφόρο στη ζώνη Ku(11/14GHz) .

Η μελέτη αυτή ξεκίνησε , λόγω του ενδιαφέροντος που παρουσιάζει η ιδέα κινητού τερματικού για αυτοκίνητα . Θα είναι δυνατή η μετάδοση τηλεοπτικών προγραμμάτων , ραδιοφωνικών ψηφιακών προγραμμάτων ήχου , η σύνδεση με το INTERNET , η αμφίδρομη τηλεδιάσκεψη με εικόνα και γενικά μία τέτοια εφαρμογή θα κάνει επιτρεπτή την αλληλεπιδραστική χρήση πολυμέσων σε ένα αμάξι .

Συγκεκριμένα το κινητό τερματικό θα πρέπει να έχει κέρδος από 20-23db και το μέγεθός του να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο . Τα είδη κεραιών που εξετάζονται είναι : η κεραία χοάνης , η κεραία ανακλαστήρα (παραβολικός ανακλαστήρας), ο φακός μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E , ο φακός Lunenburg και η κεραία σχισμής . Επίσης , γίνεται και αναλυτική μελέτη της ραδιοζεύξης με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά του επίγειου σταθμού , του δορυφόρου και του κινητού τερματικού .

Το παρόν σύγγραμμα περιέχει , τέλος , ένα σχετικά εκτενές θεωρητικό μέρος που αποτελεί το υπόβαθρο για την μελέτη των παραπάνω στοιχείων .

## **ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ**

Ραδιοζεύξη , ζώνη Ku, κεραία σχισμών , χοάνη , ανακλαστήρας , φακός , Lunenburg , κινητό τερματικό , VSAT.

## **ABSTRACT**

The subject of this diploma thesis is the study of a mobile terminal , small in size , which will be used in cars via satellite in Ku band (11/14GHz).

The spark of this study was the interest that the idea of a mobile terminal used in cars presents . Such an application allows the transmission of television and digital radio signal , the Internet connection , the two-way videoconferencing and generally the multimedia interactivity in a car .

Specifically , the mobile terminal , must have a gain of 20-23db and its size must be as small as it is possible . The kinds of the antenna that are being studied , are : the horn antenna , the reflector antenna , the lens antenna , the Lunenburg lens and the slot arrays . Furthermore , the radio link between the earth station ,the satellite and the mobile terminal is being studied , with specific conditions and characteristics .

This thesis , also contains a relatively long theoretical part with the purpose to cover the study of all those mentioned above .

## **KEY WORDS**

Radio link , Ku band , slot array , horn antenna , reflector , lens , Lunenburg , mobile terminal , VSAT.

## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Ευχαριστώ θερμά τον καθηγητή κ.Νικόλαο Ουζούνογλου για την ευκαιρία που μου έδωσε να εργαστώ πάνω στο ενδιαφέρον αυτό θέμα των δορυφορικών επικοινωνιών και για τη βοήθειά του , όχι μόνο σε ό,τι αφορά στην διπλωματική εργασία, αλλά και για οποιοδήποτε άλλο θέμα με έχει απασχολήσει σχετικά με την μετέπειτα ακαδημαϊκή μου σταδιοδρομία.

Θέλω, επίσης , να εκφράσω τις θερμές ευχαριστίες μου στον κ.Μιχάλη Λαδά για την πολύτιμη συμβολή και καθοδήγησή του .

Ένα ιδιαίτερο ευχαριστώ οφείλω στον Αλέξανδρο Μεταξά για την στήριξη που μου παρείχε όλο αυτό το χρονικό διάστημα , καθώς και για τις χρήσιμες και πολύτιμες συμβουλές του .Τέλος, όχι όμως αξιολογικά , ευχαριστώ όλη μου την οικογένεια ως ελάχιστο δείγμα ευγνωμοσύνης για την αμέριστη συμπαράστασή τους .





*Αφιερώνεται στην οικογένεια μου και στη  
μνήμη της Μαυρέτας...*



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Πρόλογος.....	15
Κεφάλαιο 1:Εισαγωγή.....	17
1.1 Δορυφορικές Επικοινωνίες .....	17
1.1.1 Ιστορική αναδρομή.....	17
1.1.2 Πλεονεκτήματα των δορυφορικών επικοινωνιών.....	18
1.1.3 Σημαντικότερες εφαρμογές των δορυφορικών επικοινωνιών.....	20
1.1.4 Κυριότερα μειονεκτήματα των δορυφορικών επικοινωνιών.....	21
1.2 Επικοινωνίες στην ζώνη Ku.....	21
1.2.1 Ανάγκη ανάπτυξης ζώνης Ku.....	22
1.2.2 Μειονεκτήματα ζώνης Ku.....	22
1.3 Κινητές επικοινωνίες ζώνης Ku.....	24
Κεφάλαιο 2:Υπολογισμός ζεύξης για κινητές δορυφορικές επικοινωνίες ζώνης Ku.....	28
2.1 Συστήματα VSAT.....	28
2.2 Τοποθέτηση του προβλήματος.....	29
2.3 Χαρακτηριστικά μεγέθη μιας δορυφορικής ζεύξης και υπολογισμός τους...30	
2.4 Υπολογισμός της ζεύξης .....	41
2.4.1 Εκπομπή του επίγειου σταθμού (hub station) και λήψη του κινητού τερματικού.....	41
2.4.1.1 Ανάλυση άνω ζεύξης .....	41
2.4.1.2 Ανάλυση κάτω ζεύξης.....	43
2.4.2 Εκπομπή του κινητού τερματικού και λήψη του επίγειου σταθμού (hub station).....	47
2.4.2.1 Ανάλυση άνω ζεύξης.....	47
2.4.2.2 Ανάλυση κάτω ζεύξης.....	49
2.5 Συμπεράσματα και προδιαγραφές για το κινητό τερματικό.....	51
2.5.1 Γενικά συμπεράσματα.....	51
2.5.2 Μελέτη άνω και κάτω ζεύξης όταν εκπέμπει ο επίγειος σταθμός.....	52
2.5.3 Μελέτη άνω και κάτω ζεύξης όταν εκπέμπει το κινητό τερματικό.....	53
Κεφάλαιο 3:Εξέταση εναλλακτικών κεραιών.....	54
3.1 Κεραίες χοάνης.....	54
3.1.1 Πυραμιδοειδής κεραία χοάνης.....	55
3.1.2 Κωνικές κεραίες χοάνης.....	62
3.2 Παραβολικός ανακλαστήρας.....	66
3.3 Κεραίες φακού μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E.....	76
3.4 Φακοί Lunenburg.....	82
3.5 Κεραίες σχισμής.....	85
Κεφάλαιο 4:Συμπεράσματα.....	94
4.1 Τεχνολογίες κεραιών.....	94
4.1.1 Κεραία χοάνης.....	94
4.1.2 Κεραία ανακλαστήρα.....	94
4.1.3 Κεραίες φακού.....	94
4.1.4 Κεραίες σχισμών.....	95
4.2 Σύγκριση αποτελεσμάτων.....	95
Βιβλιογραφία.....	99



## ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1.1: Εξέλιξη και ανάπτυξη των κινητών δορυφορικών επικοινωνιών.....	27
Σχήμα 2.1: Περιπλεκόμενη δομή δικτύου VSAT.....	28
Σχήμα 2.2: Δίκτυο VSAT με μορφή αστέρα.....	29
Σχήμα 2.3: Γεωμετρία της ραδιοζεύξης.....	31
Σχήμα 2.4: Οι απώλειες στον εξοπλισμό των σταθμών.....	31
Σχήμα 2.5: Σύστημα λήψης.....	33
Σχήμα 2.6: Διάγραμμα θερμοκρασίας $T_{SKY}$ σε συνάρτηση με τη γωνία ανύψωσης και τη συχνότητα.....	33
Πίνακας 2.1: Οι κλιματικές ζώνες βροχής των σχημάτων 2.7, 2.8, 2.9 και η ένταση βροχόπτωσης που υπερβαίνεται (mm/h).....	34
Σχήμα 2.7: Κλιματικές ζώνες.....	35
Σχήμα 2.8: Κλιματικές ζώνες.....	36
Σχήμα 2.9: Κλιματικές ζώνες.....	37
Πίνακας 2.2α) : Τιμές και τύποι παρεμβολής για τους συντελεστές $k_H$ , $k_V$ , $a_H$ , $a_V$ που εξαρτώνται από τη συχνότητα.....	38
Πίνακας 2.2β) : Τιμές και τύποι παρεμβολής για τους συντελεστές $k_H$ , $k_V$ , $a_H$ , $a_V$ που εξαρτώνται από τη συχνότητα.....	39
Σχήμα 2.10: Η σχέση μεταξύ BEP στην είσοδο και BEP στην έξοδο του αποκωδικοποιητή.....	46
Πίνακας 2.3 : Οι θεωρητικές τιμές του $E_C/N_0$ για την επίτευξη μιας δεδομένης πιθανότητας σφάλματος ( $E_C$ =ενέργεια ανά εκπεμπόμενο bit, $N_0$ =φασματική πυκνότητα θορύβου), $\Delta$ =διαφορά στο $E_C/N_0$ σε σχέση με BPSK και QPSK.....	46
Σχήμα 3.1 : Τύποι ορθογώνιων και κυκλικών κεραιών χοάνης.....	55
Σχήμα 3.2 : Πυραμιδοειδής χοάνη.....	56
Σχήμα 3.3 : Εφαρμογή της αρχής του Fermat στις χοάνες.....	57
Σχήμα 3.4 : Πυραμιδοειδής χοάνη και σύστημα συντεταγμένων.....	59
Πίνακας 3.1 : Αποτελέσματα για πυραμιδοειδή χοάνη για συχνότητα λειτουργίας $f=12,5\text{GHz}$ .....	60
Σχήμα 3.5 : Διαστάσεις ορθογώνιων χοανών συναρτήσει της κατευθυντικότητας.....	61
Σχήμα 3.6 : Γεωμετρία κωνικής χοάνης.....	63
Πίνακας 3.2 : Αποτελέσματα για κωνική χοάνη για συχνότητα λειτουργίας $f=12,5\text{GHz}$ .....	64
Σχήμα 3.7 : Διαστάσεις κωνικής χοάνης συναρτήσει της κατευθυντικότητας.....	65
Σχήμα 3.8 : Γεωμετρία παραβολικού ανακλαστήρα.....	66
Σχήμα 3.9 : Παραβολικοί ανακλαστήρες με διαφορετικές εστιακές αποστάσεις και με πηγές με διαφορετικά διαγράμματα ακτινοβολίας.....	67
Πίνακας 3.3 : Αποτελέσματα για παραβολικό ανακλαστήρα για συχνότητα λειτουργίας $f=12,5\text{GHz}$ .....	68
Σχήμα 3.10 : Βέλτιστες διαστάσεις πυραμιδικής χοάνης συναρτήσει του $f/D$ , για διάφορα μήκη της χοάνης.....	69
Σχήμα 3.11 : Δισδιάστατη γεωμετρία παραβολικού κατόπτρου.....	71
Σχήμα 3.12 : Απόδοση κεραιάς συναρτήσει $f/D$ .....	73
Πίνακας 3.4 : Βελτιωμένα αποτελέσματα κέρδους του παραβολικού ανακλαστήρα για συχνότητα $f=12,5\text{GHz}$ .....	73
Σχήμα 3.13 : Κάποιοι από τους μεγαλύτερους ανακλαστήρες στον κόσμο και τα κέρδη τους.....	75
Σχήμα 3.14 : Φακός μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E.....	76

Σχήμα 3.15 : Γεωμετρία για τον τύπο επιπέδου E του φακού μεταλλικών ελασμάτων.....	77
Πίνακας 3.5 : Αποτελέσματα για φακό μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E και για συχνότητα $f=12,5\text{GHz}$ .....	78
Σχήμα 3.16 : Γεωμετρία για τον τύπο επιπέδου E του φακού μεταλλικών ελασμάτων.....	80
Πίνακας 3.6 : Βελτιωμένα αποτελέσματα για το κέρδος της κεραίας(φακός μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E) για συχνότητα $f=12.5\text{GHz}$ .....	81
Σχήμα 3.17 : Φακός Lunenburg. Ένα επίπεδο κύμα που προσπίπτει στη μία πλευρά εστιάζεται στην απέναντι πλευρά.....	82
Σχήμα 3.18 : Η χρήση των μισών-φακών.....	83
Πίνακας 3.7 : Αποτελέσματα για φακό Lunenburg για $f=12.5\text{GHz}$ .....	83
Σχήμα 3.19 : Γεωμετρία κυκλικού κυματοδηγού.....	84
Σχήμα 3.20 : Οριζόντια κεραία σχισμής.....	85
Σχήμα 3.21 : Διαγράμματα ακτινοβολίας για κεραία σχισμής και για δίπολο $\lambda/2$ ...	86
Σχήμα 3.22 : Η ακτινοβολία στις σχισμής πάνω σε μεταλλικό φύλλο.....	86
Σχήμα 3.23 : Κεραία σχισμών.....	87
Σχήμα 3.24 : Σχηματικό κεραίας σχισμών.....	88
Πίνακας 3.8 : Αποτελέσματα για μονοδιάστατη κεραία σχισμών και για συχνότητα $f=12.5\text{GHz}$ .....	91
Σχήμα 3.25 : Κεραία δισδιάστατης παράταξης σχισμών.....	91
Σχήμα 3.26 : Γεωμετρία μονοδιάστατης και δισδιάστατης παράταξης.....	92
Πίνακας 3.9 : Αποτελέσματα planar array για $f=12.5\text{GHz}$ .....	93
Σχήμα 4.1 : Κεραία διπλής συχνότητας με διχροϊκή επιφάνεια.....	95
Πίνακας 4.1 : Αποτελέσματα για πυραμιδοειδή χοάνη για συχνότητα λειτουργίας $f=12,5\text{Ghz}$ .....	96
Πίνακας 4.2 : Αποτελέσματα για κωνική χοάνη για συχνότητα λειτουργίας $f=12.5\text{Ghz}$ .....	96
Πίνακας 4.3 : Αποτελέσματα για παραβολικό ανακλαστήρα για συχνότητα λειτουργίας $f=12,5\text{Ghz}$ .....	97
Πίνακας 4.4 : Αποτελέσματα για φακό μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E και για συχνότητα $f=12,5\text{GHz}$ .....	97
Πίνακας 4.5 : Αποτελέσματα για φακό Lunenburg για $f=12.5\text{GHz}$ .....	97
Πίνακας 4.6 : Αποτελέσματα για μονοδιάστατη κεραία σχισμών και για συχνότητα $f=12.5\text{GHz}$ .....	97
Πίνακας 4.7 : Αποτελέσματα planar array για $f=12.5\text{GHz}$ .....	98

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Ο σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη κινητού τερματικού , μικρού μεγέθους ,για αυτοκίνητα χρησιμοποιώντας δορυφόρο ζώνης Ku (11/14GHz). Η διάρθρωση της εργασίας παρουσιάζεται παρακάτω .

Στο κεφάλαιο 1 , γίνεται μία γενική αναφορά στις δορυφορικές επικοινωνίες , η οποία περιέχει τόσο κάποια ιστορικά στοιχεία , όσο και πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα , αλλά και εφαρμογές των δορυφορικών επικοινωνιών . Επίσης αναλύεται η ανάγκη ανάπτυξης της ζώνης Ku τόσο στις δορυφορικές επικοινωνίες , όσο και στις κινητές επικοινωνίες .

Στο κεφάλαιο 2 , παρουσιάζεται αναλυτικά ο υπολογισμός μιας ζεύξης για κινητές δορυφορικές επικοινωνίες στη ζώνη Ku και στη συνέχεια παρατίθεται λύση-υπολογισμός ζεύξης για συγκεκριμένο πρόβλημα . Τέλος προκύπτουν τα συμπεράσματα για τις προδιαγραφές που θα πρέπει να έχει το κινητό τερματικό .

Στο κεφάλαιο 3 , εξετάζονται εναλλακτικά είδη κεραιών για συγκεκριμένες προδιαγραφές του κινητού τερματικού , όπως είναι το κέρδος και το μέγεθός του . Τα είδη αυτά είναι πέντε και είναι τα εξής : χοανοκεραία , παραβολική κεραία , φακός μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E , φακοί Lunenburg και κεραιές σχισμών .

Τέλος στο κεφάλαιο 4 , γίνεται μία σύγκριση των αποτελεσμάτων που προέκυψαν από τη μελέτη των εναλλακτικών κεραιών στο κεφάλαιο 3 και εξαγωγή συμπερασμάτων για το ποίο είδος κεραιάς είναι το καταλληλότερο ,καθώς και το πιο πρακτικό και εύχρηστο για το πρόβλημα που εξετάζουμε .





## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

### **1.1) ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ**

Τα δορυφορικά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα αποτελούν σήμερα ένα αναπόσπαστο τμήμα των περισσότερων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων .Οι δορυφόροι έχουν τη μοναδική ιδιότητα να παρέχουν κάλυψη μεγάλων γεωγραφικών περιοχών . Έτσι , γίνεται δυνατή η διασύνδεση μεταξύ διαφόρων τηλεπικοινωνιακών πηγών , η οποία παρέχει μεγάλα πλεονεκτήματα σε εφαρμογές , όπως η διασύνδεση μεγάλων τηλεπικοινωνιακών κόμβων (τηλεφωνικά κέντρα μεταγωγής) , κινητές τηλεπικοινωνίες , τηλεοπτικές ζεύξεις κλπ. Η χρησιμοποίηση γεωσύγχρονων δορυφόρων για επικοινωνίες μεγάλων αποστάσεων έχει αναπτυχθεί ταχύτατα τις τελευταίες δεκαετίες . Η τεχνολογία των δορυφορικών συστημάτων συνεχώς προοδεύει και οι δορυφορικές τηλεπικοινωνίες αναμένεται να παίζουν συνεχώς σημαντικότερο ρόλο στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα .

#### **1.1.1 Ιστορική αναδρομή**

Η χρησιμοποίηση διαμορφωμένων μικροκυματικών ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε συστήματα επικοινωνιών μεγάλων αποστάσεων εισήχθη για πρώτη φορά τη δεκαετία του 1920 . Με τη γρήγορη ανάπτυξη της μικροκυματικής τεχνολογίας τα συστήματα αυτά απέκτησαν ένα σημαντικότατο ρόλο στις επίγειες τηλεπικοινωνίες οπτικής επαφής .Η χρησιμοποίηση τροποσφαιρικών κυμάτων σε επικοινωνιακές εφαρμογές δεν έλυσε προβλήματα αξιοπιστίας στη μετάδοση σημάτων ευρείας ζώνης σε επίγειους σταθμούς που δεν βρίσκονται σε οπτική επαφή .

Η ιστορία των δορυφορικών επικοινωνιών ανήκει εξ ολοκλήρου στον εικοστό αιώνα . Το 1903 ο Ρώσος δάσκαλος Konstantin Tsiolkprvsky δημοσίευσε τις ιδέες του για διαστημικές πτήσεις . Το 1926 στις ΗΠΑ γίνονται προσπάθειες απογείωσης ‘ρουκέτας’ από τον R.Goddard , ενώ το 1942 στη Γερμανία γίνεται η πρώτη επιτυχής εκτόξευση της ρουκέτας V2. Το 1945 ο Arthur Clarke δημοσίευσε τις ιδέες του για τη χρησιμοποίηση γεωστατικών δορυφόρων στις παγκόσμιες τηλεπικοινωνίες . Από το 1950 είχε γίνει η υπόδειξη ότι ένας δορυφόρος πάνω από τη γη θα προσέφερε πολλά πλεονεκτήματα στις επικοινωνίες μεταξύ επίγειων σταθμών που δε έχουν οπτική επαφή , εάν το σήμα του επίγειου σταθμού εκπεμπόταν προς το δορυφόρο , ο οποίος θα το ανακλούσε έτσι ώστε να φτάσει στον τελικό του προορισμό . Ο πρώτος μεγάλος τηλεπικοινωνιακός δορυφόρος , που εκτοξεύθηκε το 1956 ήταν ο Echo και ήταν παθητικός , δηλαδή δεν έκανε καμία επεξεργασία σήματος αλλά απλά το ανακλούσε προς τα κάτω . Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η βασική βελτίωση σε σχέση με τις ιονοσφαιρικές μεταδόσεις ήταν ο μη τυχαίος χαρακτήρας των ανακλαστικών ιδιοτήτων του ανακλαστήρα .

Λίγο αργότερα το πρόβλημα της χαμηλής ισχύος στην προς τα κάτω ζεύξη που είχαν οι παθητικοί δορυφόροι λύθηκε με την εκτόξευση ενεργών δορυφόρων , οι οποίοι αναμετέδιδαν το λαμβανόμενο σήμα αφού προηγουμένως το είχαν ενισχύσει . Ενδεικτικά αναφέρονται τα ονόματα των δορυφόρων Score 1958 , Courier 1960 , Telstar 1962 , Syncom 1963 . Το 1964 εκτοξεύεται ο πρώτος γεωστατικός δορυφόρος για εμπορική χρήση και αρχίζει η σειρά INTELSAT, με τον INTELSAT 1 που αρχίζει να λειτουργεί το 1965. Το 1972 τίθεται σε χρήση το πρώτο δορυφορικό σύστημα

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ

επικοινωνίας για οικιακή χρήση στον Καναδά , ενώ εγκαθίσταται ο INTERSPUTNIK . Το 1975 γίνεται (για διάρκεια ενός έτους ) το πρώτο επιτυχές πείραμα απευθείας εκπομπών μέσω δορυφόρου μεταξύ ΗΠΑ-Ινδίας . Το 1977 συντάσσεται από τον ITU (International Telecommunication Union ) το πλάνο για δορυφορικές εκπομπές απευθείας σε χρήστες , ενώ το 1979 εγκαθίσταται ο διεθνής οργανισμός δορυφορικών επικοινωνιών ναυσιπλοΐας INMARSAT ( International maritime satellite organization ) .

Το 1981 γίνεται η πρώτη διαστημική πτήση με σκάφος που είναι δυνατόν να επαναχρησιμοποιηθεί (Shuttle) , ενώ το 1982 λειτουργούν για πρώτη φορά διεθνείς τηλεπικοινωνίες ναυσιπλοΐας . Το 1984 λειτουργεί επίσης για πρώτη φορά δορυφορικό δίκτυο εκπομπών απευθείας στον τελικό χρήστη στην Ιαπωνία . Το 1987 γίνονται επιτυχημένες ζεύξεις σε επίγειο σύστημα κινητών επικοινωνιών από τον INMARSAT , ενώ κατά τα έτη 1989-1990 το σύστημα του οργανισμού επεκτείνεται σε επίγειες και αεροναυτικές χρήσεις . Στη διάρκεια της ανάπτυξης των δορυφορικών επικοινωνιών το εύρος ζώνης των ζεύξεων είναι σημαντικά αυξημένο σε σχέση με τις πρώτες εφαρμογές . (π.χ. στον INTELSAT IV το εύρος ζώνης είναι 3366 Mhz) .

Η θέση των δορυφορικών ζεύξεων στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες είναι σημαντική . Από τη φύση του ο τηλεπικοινωνιακός δορυφόρος δεν είναι ένας απλός επαναλήπτης , ο οποίος συνδέει απλώς δύο επίγειους σταθμούς οι οποίοι δεν βρίσκονται σε οπτική επαφή , αλλά αποτελεί ένα εύκαμπτο , υψηλής χωρητικότητας τηλεπικοινωνιακό κανάλι με δυνατότητες πολλαπλής εκπομπής και προσπέλασης . Παραδοσιακά κάθε επίγειος σταθμός που βρίσκεται στην περιοχή κάλυψης του δορυφόρου , μπορεί να μεταδίδει ή να λαμβάνει ραδιοκύματα από ή προς άλλο επίγειο σταθμό που βρίσκεται στην περιοχή κάλυψης του δικτύου που ανήκει ο δορυφορικός αναμεταδότης . Σε όλα τα δορυφορικά δίκτυα ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο παίζει η αρχιτεκτονική τους , που επιτρέπει τη μετάδοση – λήψη από ανεξάρτητους σταθμούς με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση των παρεμβολών μεταξύ των σημάτων των επίγειων σταθμών . Έτσι η ανάπτυξη των δορυφορικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων είναι κάτι πολύ περισσότερο από απλή αντικατάσταση των υπαρχουσών τηλεπικοινωνιακών ζεύξεων , αφού ο δορυφορικός αναμεταδότης δεν αποτελεί έναν απλό κόμβο μεταγωγής του σήματος .

### **1.1.2 Πλεονεκτήματα των δορυφορικών επικοινωνιών**

Στα σταθερά τηλεπικοινωνιακά συστήματα χρησιμοποιούνται διάφορα είδη συστημάτων μετάδοσης . Τα συστήματα αυτά περιλαμβάνουν ομοαξονικά καλώδια , οπτικές ίνες , μικροκυματικά επίγεια κυκλώματα και δορυφορικές ζεύξεις . Επί του παρόντος τα ομοαξονικά καλώδια και οι οπτικές ίνες χρησιμοποιούνται τόσο στο συνδρομητικό βρόχο , όσο και μεταξύ κέντρων σε αποστάσεις της τάξης δεκάδων χιλιομέτρων . Σε ζεύξεις μεταξύ κέντρων μεταγωγής σε μεγαλύτερες αποστάσεις η χρησιμοποίηση δορυφορικών ζεύξεων γίνεται οικονομικά συμφέρουσα όταν οι αποστάσεις είναι της τάξης εκατοντάδων χιλιομέτρων , ή όταν οι συνθήκες του περιβάλλοντος είναι ιδιαίτερα δύσκολες . Η χρησιμοποίηση δορυφορικών ζεύξεων μεταξύ διεθνών κέντρων μεταγωγής αποτελεί σήμερα τη συνηθέστερη πρακτική . Οι δορυφόροι προσφέρουν τη με συνέπεια υψηλή ποιότητα μετάδοσης .

Παρακάτω αναφέρονται τα κυριότερα πλεονεκτήματα των δορυφορικών επικοινωνιών :

### **Αξιόπιστες επικοινωνίες**

Οι δορυφορικές επικοινωνίες είναι εξαιρετικά αξιόπιστες καθώς με το δορυφόρο λαμβάνουμε την ουσιαστικά χωρίς λάθη ψηφιακή μετάδοση. Επίσης η αξιοπιστία της δορυφορικής τεχνολογίας εξασφαλίζει την εξαιρετικά υψηλή, και στο εύρος του Διαδικτύου, διαθεσιμότητα υπηρεσιών.

### **Απλή επέκταση δικτύων**

Η επέκταση του δορυφορικού δικτύου είναι γρήγορη και εύκολη. Απλά προστίθεται ένας γήινος σταθμός επί κάθε νέου τόπου και συνδέεται με το δίκτυο.

### **Προηγμένη τεχνολογία**

Οι τεχνολογικές πρόοδοι έχουν μειώσει το μέγεθος του εξοπλισμού των γήινων σταθμών για πολλές υπηρεσίες, στο σημείο όπου οι δορυφορικές κεραίες ή "τα πιάτα" μπορούν τώρα να εγκαθίστανται εύκολα και ουσιαστικά οπουδήποτε, όπως στις στέγες, σε χώρους στάθμευσης, ή στις πλευρές των κτιρίων. Το μέγεθος των γήινων σταθμών καθορίζεται από την εφαρμογή που επιλέγεται. Οι τερματικοί αυτοί σταθμοί είναι γνωστοί ως VSAT (very small aperture terminals). Επίσης με τη διασύνδεση των VSAT, είναι δυνατόν να παρακάμπτονται ολόκληρα δημόσια δίκτυα και έχουν και τα εξής πλεονεκτήματα:

- ❖ Για πολλές εφαρμογές η χρησιμοποίηση ενός δικτύου VSAT είναι οικονομικά προσηγορότερη από τη χρησιμοποίηση του δημόσιου δικτύου (PSTN).
- ❖ Τα δίκτυα VSAT ελαχιστοποιούν πιθανά σφάλματα ή καθυστερήσεις του δημόσιου δικτύου.
- ❖ Καθίσταται ταχύτερη η πρόσβαση των χρηστών στο δίκτυο.

### **Ευελιξία**

Παρέχονται γήινοι σταθμοί που υποστηρίζουν οποιοδήποτε συνδυασμό φωνής, δεδομένων, εικόνας (VDI), ή αντιγράφου σε οποιαδήποτε διαμόρφωση δικτύων, εάν είναι από σημείο σε σημείο ή από σημείο σε πολλά σημεία. Επίσης το δίκτυο μπορεί να λειτουργήσει με ταχύτητες αποστολής - λήψης δεδομένων που κυμαίνονται από 110 bit/sec ως 1.544 Mbit/sec (T1) και υψηλότερες.

### **Ασφάλεια**

Τα δορυφορικά δίκτυα προσφέρουν άριστη ασφάλεια ενάντια στη μη εγκεκριμένη πρόσβαση. Στην πραγματικότητα, οργανώσεις που έχουν ανάγκη την ασφάλεια στις επικοινωνίες, όπως οι καναδικές και αμερικάνικες ένοπλες δυνάμεις, χρησιμοποιούν τους δορυφόρους ως τμήμα των δικτύων επικοινωνιών τους. Το να αποκτήσει κανείς πρόσβαση σε ένα δορυφορικό δίκτυο είναι εξαιρετικά δύσκολο χωρίς έγκριση. Για να γίνει αυτό απαιτείται η ακριβή γνώση του δορυφορικού καναλιού και της συχνότητας, του τεχνικού επιπέδου του σήματος, των τεχνικών φιλτραρίσματος και διαμόρφωσης, των χρησιμοποιούμενων πρωτοκόλλων, τα στοιχεία 'διεύθυνσης' του γήινου σταθμού και του υλικού του λογισμικού που χρησιμοποιείται για να επεξεργαστεί τις πληροφορίες. Για ακόμα μεγαλύτερη ασφάλεια, τα δορυφορικά σήματα μπορούν επίσης να κρυπτογραφηθούν.

### **Συμβατότητα**

Ο δορυφόρος είναι συμβατός με ουσιαστικά όλα τα κοινά πρωτόκολλα και τον εξοπλισμό επικοινωνιών, συνεπώς είναι εξαιρετικά απλό να ενσωματωθεί ο δορυφόρος στην τρέχουσα λειτουργία μιας επιχείρησης με τη σύνδεση του υπάρχοντος εξοπλισμού επικοινωνιών με ένα δορυφορικό δίκτυο.

### **Υπηρεσίες υποστήριξης**

Μόλις το δίκτυο είναι λειτουργικό, ελέγχεται η ποιότητα των υπηρεσιών 24 ώρες την ημέρα, επτά ημέρες τη βδομάδα και για την ομαλή λειτουργία των υπηρεσιών, υπάρχουν δίκτυα συντήρησης που παρέχουν τεχνική υποστήριξη όταν αυτή είναι απαραίτητη.

### **1.1.3 Σημαντικότερες εφαρμογές των δορυφορικών επικοινωνιών**

Σε αυτό το σημείο αναφέρουμε τις σημαντικότερες εφαρμογές των δορυφορικών επικοινωνιών :

#### **Ευρείας ζώνης Διαδίκτυο και εφαρμογές(Broadband Internet and Applications)**

Το Διαδίκτυο ευρείας ζώνης από δορυφόρο μπορεί να ανακουφίσει τα περισσότερα αν όχι όλα τα προβλήματα του επίγειου αντίστοιχού του , με το να παράσχει τη γρήγορη πρόσβαση στο Διαδίκτυο από σχεδόν οπουδήποτε στον κόσμο , εφ' όσον υπάρχει οπτική επαφή με τον ουρανό όπου ο δορυφόρος είναι στην τροχιά . Παρακάτω αναφέρονται επιγραμματικά κάποιες από τις σημαντικότερες εφαρμογές αλληλοεπιδρώμενου συστήματος δορυφορικής πρόσβασης στο διαδίκτυο :

- ❖ Συνεδρίαση μέσω βίντεο ( Videoconferencing)
- ❖ Εκμάθηση από απόσταση ( Distance learning )
- ❖ Επιχειρησιακή κατάρτιση (Business Training )
- ❖ Διαπροσωπική επικοινωνία με φωνή ( VoIP )
- ❖ Τηλεϊατρική (Telemedicine )

#### **Δορυφορική τηλεόραση (Satellite TV)**

Στην αρχή η δορυφορική τηλεόραση ήταν περίπλοκη , λόγω του αδύνατου σήματος , των μεγάλων πιάτων δορυφόρων και του πολύ ευαίσθητου εξοπλισμού που απαιτούνταν για να λάβει τα σήματα . Η δαπάνη ήταν πολύ μεγάλη για την λήψη της δορυφορικής εικόνας και ήταν διαθέσιμη για ένα μικρό κοινό . Αυτή τη στιγμή οι τεχνικές έχουν βελτιωθεί , οι δορυφόροι έγιναν περισσότερο ισχυροί και τώρα η δορυφορική τηλεόραση είναι διαθέσιμη με χαμηλότερο κόστος για ένα ευρύ κοινό .

#### **Παγκόσμιες υπηρεσίες κινητών τηλεπικοινωνιών (Global Mobile Services)**

Οι παγκόσμιες κινητές τηλεπικοινωνίες μέσω δορυφόρου έγιναν εφικτές από το γνωστό μας σύστημα Iridium και ακολούθησαν και άλλα όπως το Globalstar . Το δορυφορικό σύστημα Iridium παρέχει αληθινά παγκόσμιες κινητές επικοινωνίες φωνής και δεδομένων . Με πλήρη κάλυψη των ωκεανών , των εναέριων διαδρομών και των πολικών περιοχών , το Iridium παραδίδει ουσιαστικές υπηρεσίες στους χρήστες που χρειάζονται την πρόσβαση επικοινωνιών σε και από απομακρυσμένες περιοχές όπου καμία άλλη μορφή επικοινωνίας δεν είναι διαθέσιμη .

#### **Ψηφιακή ακουστική και ραδιοφωνική μετάδοση (Digital Audio and Radio Broadcasting)**

Παρέχεται αποτελεσματικά η συνεχή κινητή λήψη ψηφιακών προγραμμάτων ήχου και πολυμέσων .

#### **Στρατιωτικά συστήματα (Military Systems)**

Οι δορυφορικές επικοινωνίες έχουν ήδη χρησιμοποιηθεί σε στρατιωτικές επιχειρήσεις . Ένα σύστημα που χρησιμοποιήθηκε αρχικά για στρατιωτικούς σκοπούς είναι το Παγκόσμιο Σύστημα Εντοπισμού GPS, που έχει τη δυνατότητα να παρέχει ακριβείς συντεταγμένες για εν δυνάμει στόχους καθώς και τα στοιχεία θέσης των τμημάτων , που λαμβάνουν μέρος σε μια στρατιωτική επιχείρηση βοηθώντας έτσι στον καλύτερο συντονισμό .

#### **Καιρικοί δορυφόροι (Weather satellites)**

Καταγράφει τα καιρικά φαινόμενα σε όλο τον κόσμο . Πολλές χώρες χρησιμοποιούν τα στοιχεία για να προβλέψουν τον καιρό και για να κάνουν επιστημονική έρευνα .

### **Γήινη τηλεπισκόπιση**

Οι δορυφόροι ανίχνευσης από απόσταση μελετούν τη γήινη επιφάνεια .Οι δορυφόροι αυτοί χρησιμοποιούν πολύ ισχυρές φωτογραφικές μηχανές για να ανιχνεύσουν τον πλανήτη . Τα όργανα στους δορυφόρους ανίχνευσης από απόσταση μελετούν τις γήινες εγκαταστάσεις , τη χημική σύνθεση και το νερό της επιφάνειας , μεταξύ πολλών άλλων χαρακτηριστικών γνωρισμάτων . Μπορούμε επίσης να χρησιμοποιήσουμε τους δορυφόρους τηλεπισκόπισης στη μελέτη των αλλαγών στη γήινη επιφάνεια που προκαλούνται από τους ανθρώπους . Το παράδειγμα αυτό περιλαμβάνει τα μέρη της δυτικής Αφρικής που μετατρέπονται σε έρημο (ερήμωση) και την καταστροφή του τροπικού δάσους στη Νότια Αμερική (αποδάσωση) .

### **Παγκόσμιο Σύστημα Εντοπισμού (GPS)**

Το σύστημα αυτό αποτελείται από μια ομάδα δορυφόρων που δίνουν ακριβείς μετρήσεις γεωγραφικού πλάτους , γεωγραφικού μήκους και ύψους . Ο στρατός ανέπτυξε αυτό το Παγκόσμιο Σύστημα Εντοπισμού , αλλά τώρα οι άνθρωποι μπορούν παντού να χρησιμοποιήσουν αυτούς τους δορυφόρους για να καθορίσουν την ακριβή τους θέση .

#### **1.1.4 Κυριότερα μειονεκτήματα των δορυφορικών επικοινωνιών**

Θα πρέπει επίσης να αναφερθούμε και στους κυριότερους περιορισμούς της εισαγωγής δορυφορικών συστημάτων για κάλυψη τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών , οι οποίοι και παρουσιάζονται παρακάτω :

#### **Σχετικά υψηλό κόστος εισαγωγής του συστήματος**

Απαιτείται προσεκτική τεχνοοικονομική μελέτη σε σύγκριση με άλλα διαθέσιμα συστήματα πριν την τελική απόφαση επιλογής της συγκεκριμένης λύσης .

#### **Εξάρτηση της παροχής τηλεπικοινωνιακής υπηρεσίας από τη διάρκεια ζωής του δορυφόρου και ανάγκη για την έγκαιρη αντικατάσταση της ζεύξης**

#### **Ύπαρξη ηχούς**

Στην περίπτωση γεωστατικών δορυφόρων ένας πρόσθετος περιορισμός οφείλεται στην καθυστέρηση μετάδοσης , λόγω της μεγάλης διαδρομής του σήματος . Έχει όμως γίνει σημαντική πρόοδος στην ανάπτυξη τεχνολογίας καταστολής – εξάλειψης της ηχούς , η οποία αποτελεί σημαντικό πρόβλημα των δορυφορικών ζεύξεων , ιδίως σε υπηρεσίες φωνής . Ενώ γενικά για τη μετάδοση δεδομένων η χρονική καθυστέρηση δεν αποτελεί μείζον πρόβλημα .

#### **1.2 ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΣΤΗΝ Ku ΖΩΝΗ**

Οι επικοινωνίες στην Ku ζώνη είναι ήδη αναπτυγμένες στις ημέρες μας και επιπλέον εξετάζονται οι επικοινωνίες σε ακόμα πιο υψηλές συχνότητες , όπως στην Ka ζώνη (30/20 GHz) , ενώ μελετάται μακροπρόθεσμα να χρησιμοποιηθεί και η ζώνη συχνοτήτων V (40/50GHz) . Κάποιες από τις υπηρεσίες και εφαρμογές στην Ku ζώνη είναι :

- Τηλεδιασκέψεις
- Εκπαιδευτικά δίκτυα
- Επαγγελματικά δίκτυα
- Διεθνής προγραμματισμός
- Μεταδόσεις ήχου και ράδιο
- Αναμετάδοση αγώνων

### 1.2.1 Ανάγκη ανάπτυξης ζώνης Ku

Οι νέες υπηρεσίες επικοινωνιών απαιτούν τη μετάδοση μεγάλου όγκου πληροφοριών που αυξάνει διαρκώς . Το γεγονός ότι οι χαμηλές μικροκυματικές φέρουσες συχνότητες είναι κατελημμένες από τα επίγεια μικροκυματικά συστήματα επικοινωνιών σε συνδυασμό με την απαίτηση για μεγαλύτερο εύρος ζώνης συχνοτήτων οδηγεί στη χρησιμοποίηση συχνοτήτων υψηλότερων των 10 GHz και συγκεκριμένα αναφερόμαστε στην Ku ζώνη (14/12Ghz) . Η λειτουργία των δορυφορικών συστημάτων επικοινωνιών στη ζώνη αυτή δημιουργεί μικρότερες παρεμβολές σε επίγεια μικροκυματικά συστήματα και ευνοεί τη χρήση κεραιών μεγαλύτερης κατευθυντικότητας . Επιπλέον , παρέχεται η δυνατότητα για ανάπτυξη ανταγωνιστικών υπηρεσιών δρομολόγησης τηλεπικοινωνιακής κίνησης με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης , επιτρέπεται η διασύνδεση με ενσύρματα δίκτυα οπτικών ινών πολύ υψηλών ταχυτήτων μετάδοσης δεδομένων και , συνεπώς , καθίσταται δυνατή η επιτυχής ολοκλήρωση των υπηρεσιών υψηλών απαιτήσεων ακόμα και σε διηπειρωτικές ζεύξεις . Τέλος , στις υψηλές συχνότητες , τα αυξημένα κέρδη των κεραιών δίνουν τη δυνατότητα αντίστοιχης μείωσης των διαστάσεών τους , στοιχείο το οποίο βελτιώνει την εμπορική ανταγωνιστικότητα των δορυφορικών επικοινωνιών αν κανείς λάβει υπόψη τις κεραίες λήψης στις οικίες των χρηστών .

Ένας σημαντικός παράγοντας που σχετίζεται με την απαίτηση για ικανοποίηση αυξημένης τηλεπικοινωνιακής ζήτησης είναι το πλήθος των διαθέσιμων θέσεων στη γεωστατική τροχιά . Ολοένα και περισσότεροι κρατικοί και ιδιωτικοί φορείς επιδιώκουν την εκτόξευση και λειτουργία τηλεπικοινωνιακών δορυφόρων στη γεωστατική τροχιά , γεγονός που οδηγεί στην τοποθέτηση των γεωστατικών δορυφόρων σε μικρότερες μεταξύ τους γωνιακές αποστάσεις . Ως αποτέλεσμα αυτού ανακύπτουν προβλήματα παρεμβολών σε συστήματα που χρησιμοποιούν γειτονικούς δορυφόρους και έχουν κοινή περιοχή στο φάσμα συχνοτήτων . Η μελέτη των προβλημάτων αυτής της κατηγορίας έχει ως στόχο την πλέον αποδοτική διαχείριση του διαθέσιμου γεωστατικού χώρου με ταυτόχρονη εξασφάλιση επικοινωνιών υψηλής ποιότητας . Με την τοποθέτηση στους δορυφορικούς επαναλήπτες πομποδεκτών στις ζώνες Ku , το πρόβλημα μετριάζεται και οι δορυφόροι τίθενται σε γωνιακές αποστάσεις μέχρι  $2^\circ$  . Το όριο των  $2^\circ$  δεν μπορεί να μειωθεί περαιτέρω , λόγω της μειωμένης ικανότητας σκόπευσης ενός μόνο δορυφόρου (με επαρκή απομόνωση από τους γειτονικούς του) στις μικρές σε μέγεθος κεραίες που χρησιμοποιούν οι μικροί χρήστες δορυφορικών υπηρεσιών , όπως οικιακοί χρήστες , δίκτυα επιχειρήσεων κ.λ.π..

### 1.2.2 Μειονεκτήματα ζώνης Ku

Το μειονέκτημα της χρησιμοποίησης της Ku ζώνης είναι οι δυσμενείς επιπτώσεις στη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που οφείλονται στη δομή της ατμόσφαιρας και τα μετεωρολογικά φαινόμενα . Πιο συγκεκριμένα τα στρώματα της ατμόσφαιρας τα οποία συμβάλλουν κατά κύριο λόγο στην υποβάθμιση της δορυφορικής ζεύξης είναι η τροπόσφαιρα (το εγγύτερο στην επιφάνεια της γης στρώμα της ατμόσφαιρας) και η ιονόσφαιρα (το πιο απομακρυσμένο από τη γη στρώμα) . Επηρεάζονται δυσμενώς τόσο η στάθμη της λαμβανόμενης ισχύος , όσο και η πόλωση του μεταδιδόμενου κύματος .

Παρακάτω παρουσιάζονται οι δυσμενείς επιδράσεις στη διάδοση υψίσυχνων μικροκυματικών κυμάτων καθώς και τα επίπεδα των επιδράσεων αυτών και η εξάρτησή τους από τη συχνότητα :

#### **Απόσβεση αερίων**

Η απόσβεση την οποία εισάγουν στο ραδιοκύμα τα αέρια της ατμόσφαιρας και οι υδρατμοί εξαρτάται , εκτός από τις γνωστές παραμέτρους (συχνότητα, γωνία ανύψωσης) και από το ύψος του επίγειου σταθμού, από την επιφάνεια της θάλασσας , τη θερμοκρασία , την πίεση , καθώς και από την υγρασία της περιοχής . Αυξάνει με τη συχνότητα .

#### **Σπινθηρισμοί**

Η συμπεριφορά τους προβλέπεται δύσκολα , αφού μεταβάλλεται ανάλογα με την εποχή του έτους , την ηλιακή δραστηριότητα , την περιοχή (με σημαντικές διαλείψεις να παρουσιάζονται για σταθμούς κατά μήκος του γεωμαγνητικού ισημερινού) και τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της δορυφορικής ζεύξης . Ενεργός τιμή ανάλογη με  $f^{7/12}$  (db) .

#### **Απόσβεση βροχής**

Η απόσβεση (ή αλλιώς εξασθένηση) αντιπροσωπεύει μία σταθερή (εν γένει) με το χρόνο απώλεια διάδοσης της ισχύος του σήματος . Προκαλείται από την απώλεια ενέργειας που υφίσταται το ηλεκτρομαγνητικό κύμα όταν συναντά κατά τη διάδοσή του βροχή , χαλάζι , χιόνι , παγοκρυστάλλους , δηλαδή το σύνολο των ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων που παράγονται στην τροπόσφαιρα . Από τους παράγοντες αυτούς , ισχυρότερη σε συχνότητες άνω των 10GHz , όπου το μήκος κύματος γίνεται συγκρίσιμο με το μέγεθος της σταγόνας βροχής , είναι η επίδραση των βροχοπτώσεων . Αυξάνει σε db ανάλογα προς  $f^2$  . Το χιόνι και το χαλάζι έχουν σαφώς μικρότερη επίδραση στα ραδιοκύματα σε σχέση με τη βροχόπτωση , με εξαίρεση την περίπτωση νιφάδων χιονιού που κατά την πτώση τους λιώνουν και παίρνουν μορφή πολύ μεγαλύτερων σταγόνων συγκριτικά με την απλή βροχή .

#### **Αποπόλωση βροχής**

Η ανάγκη για αύξηση του μέγιστου ρυθμού αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας από δορυφορικούς διαύλους , δηλαδή η ανάγκη για αύξηση της χωρητικότητάς τους , έχει οδηγήσει πολλούς σχεδιαστές στην υιοθέτηση της τεχνικής της αναχρησιμοποίησης συχνότητας (frequency reuse) . Στις δορυφορικές επικοινωνίες η τεχνική αυτή συνίσταται στην εκπομπή δύο ορθογώνια πολωμένων μεταξύ τους σημάτων στην ίδια φέρουσα συχνότητα . Έτσι , το διαθέσιμο εύρος ζώνης διπλασιάζεται , ενώ ταυτόχρονα , το ραδιοφάσμα που καταλαμβάνει το σήμα διπλής πόλωσης είναι ίδιο με αυτό της απλής πόλωσης . Η αποπόλωση , λόγω βροχής , αναιρεί την κατά  $90^\circ$  απομόνωση μεταξύ των δύο πολώσεων , με αποτέλεσμα μέρος της ισχύος της μίας πόλωσης να δημιουργεί παρεμβολή στην ορθογωνιά της . Αυξάνει με τη συχνότητα .

Σύμφωνα με τα παραπάνω προκύπτει ότι ο πλέον δυσμενής μηχανισμός διάλειψης για λειτουργία στην Ku ζώνη είναι οι βροχοπτώσεις . Η βροχή προκαλεί απορρόφηση αλλά και σκέδαση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων με αντίστοιχες επιπτώσεις απόσβεση και αποπόλωση . Το φαινόμενο αυτό επιδρά αρνητικά στην ποιότητα επικοινωνίας που επιτυγχάνει το δορυφορικό σύστημα , ιδιαίτερα σε γεωγραφικές περιοχές με δυσμενείς από πλευράς βροχοπτώσεων κλιματολογικές συνθήκες . Η μελέτη των επιπτώσεων της βροχής αντιμετωπίζεται με στοχαστικό τρόπο αφού πρόκειται για τυχαία διαδικασία , τόσο ως προς το χρόνο , όσο και ως προς το χώρο .

### 1.3 ΚΙΝΗΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΖΩΝΗΣ Ku

Στις υποενότητες που προηγήθηκαν , παρουσιάστηκε μία πληθώρα υπηρεσιών και εφαρμογών δορυφορικών επικοινωνιών έχοντας ως δεδομένο τη σταθερή θέση των επίγειων σταθμών . Στην παρούσα υποενότητα εξετάζονται οι τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές στις οποίες ο σταθμός μπορεί να είναι κινητός και να βρίσκεται στη ξηρά , τη θάλασσα ή τον αέρα . Οι αντίστοιχες κατηγορίες υπηρεσιών που έχουν θεσπιστεί από την ITU για καθένα από τα περιβάλλοντα αυτά είναι η Κινητή Υπηρεσία Ξηράς μέσω Δορυφόρου (Land Mobile Satellite Service, LMSS) , η Κινητή Ναυτική Υπηρεσία μέσω Δορυφόρου (Maritime Mobile Satellite Service, MMSS) και η Κινητή Αεροναυτική Υπηρεσία μέσω Δορυφόρου (Aeronautical Mobile Satellite Service, AMSS).

Η πρόκληση , την οποία αντιμετωπίζουν τα τελευταία χρόνια οι τηλεπικοινωνίες στο σύνολό τους , αλλά και οι κινητές επικοινωνίες πιο συγκεκριμένα , είναι η αλματώδης ζήτηση για ολοένα και πιο απαιτητικές εφαρμογές που φέρουν την ονομασία εφαρμογές πολυμέσων . Οι εφαρμογές αυτές στην προσπάθειά τους να προσεγγίσουν το φυσικό τρόπο επικοινωνίας δεν περιορίζονται σε ένα μέσο , αλλά απαιτούν τον ταυτόχρονο χειρισμό δύο ή περισσότερων μέσων παρουσίασης της πληροφορίας . Κατά συνέπεια προκειμένου να ενσωματωθούν πλήρως αυτές οι εφαρμογές απαιτείται η ραγδαία αύξηση των διαθέσιμων πόρων των συστημάτων μετάδοσης . Για την επίτευξη αυτού του στόχου , αλλά και για λόγους που αναφέρθηκαν σε προηγούμενη υποενότητα (1.3.1) , οι κινητές δορυφορικές επικοινωνίες μεταπήδησαν σταδιακά σε υψηλότερες ζώνες συχνοτήτων και συγκεκριμένα αναφερόμαστε στη ζώνη Ku .

Η εφαρμογή των κινητών επικοινωνιών στη ζώνη Ku , είναι μία από τις ταχύτερα αναπτυσσόμενες εφαρμογές . Η χρησιμοποίηση δορυφορικών ζεύξεων σε κινητά συστήματα τηλεπικοινωνίας είναι ιδιαίτερα σημαντική , είτε συμπληρωματικά με τα συστήματα κυψελωτής τηλεφωνίας είτε αυτόνομα , ιδίως σε περιοχές με κακή κάλυψη από τα επίγεια συστήματα . Με τη βοήθεια των δορυφόρων χαμηλής τροχιάς (LEO) , πολύ σύντομα θα τεθούν σε λειτουργία συστήματα κινητής δορυφορικής τηλεπικοινωνίας με φορητά τερματικά ανάλογου μεγέθους με αυτά της κυψελωτής επίγειας τηλεφωνίας . Βέβαια, σε αυτά τα ύψη η ιδιότητα της σταθερής θέσης του δορυφόρου ως προς ένα γεωκεντρικό σύστημα συντεταγμένων παύει να ισχύει και οι δορυφόροι που τοποθετούνται σε τροχιές χαμηλότερες της γεωστατικής , βρίσκονται στο οπτικό πεδίο του επίγειου σταθμού μόνο για μικρά χρονικά διαστήματα . Η ιδέα λοιπόν πίσω από τα δορυφορικά συστήματα του τύπου αυτού είναι να περιάγεται η ζεύξη από το δορυφόρο που εγκαταλείπει το οπτικό πεδίο, σε κάποιον άλλο , υποθέτοντας έτσι ένα πλήρη σχηματισμό δορυφόρων για την παροχή συνεχούς και αδιάλειπτης επικοινωνίας . Επομένως η πολυπλοκότητα της απαιτούμενης αρχιτεκτονικής δικτύου είναι ιδιαίτερος αυξημένη . Πρέπει επίσης να αναφερθεί ότι ενώ η βιομηχανία των δορυφόρων διακατεχόταν από την αντίληψη πως μόνο συστήματα LEO (Low Earth Orbit) και MEO (Medium Earth Orbit) θα μπορούσαν να παρέχουν απευθείας ζεύξεις σε φορητά τηλέφωνα χειρός , η αντίληψη αυτή σήμερα , τείνει να εξαλειφθεί . Ήδη βρίσκονται σε λειτουργία (ή μελετάται η έναρξή τους) συστήματα κινητών δορυφορικών επικοινωνιών σε όλες τις δυνατές τροχιές , με μία σημαντική διαφορά σε ότι αφορά τον αριθμό των απαιτούμενων σταθμών στο διάστημα προκειμένου για παγκόσμια ραδιοκάλυψη . Ως παράδειγμα αναφέρεται το ήδη εγκατεστημένο σύστημα χαμηλής τροχιάς Iridium με 66 δορυφόρους, και στον



αντίποδα, τους μόλις 3 γεωστατικούς δορυφόρους που θα μπορούσαν να παράσχουν την ίδια (αν εξαιρεθούν οι Πόλοι) ραδιοκάλυψη.

Από τα τέλη της δεκαετίας του 70 έως τα σήμερα, το σημαντικότερο σύστημα κινητών υπηρεσιών μέσω γεωστατικού δορυφόρου είναι το σύστημα Inmarsat , με δορυφόρους που φέρουν την ονομασία Marisat , υπονοώντας τη χρήση των δορυφόρων αυτών στη ναυσιπλοΐα . Στην ίδια τροχιά , βρίσκει κανείς στην περιοχή των Ηνωμένων Πολιτειών το σύστημα της AMSC (American Mobile Satellite Corporation) που σε συνεργασία με την Telesat Mobile προσφέρουν Δορυφορική Υπηρεσία Περιαγωγής (Satellite Roaming Service) , Δορυφορική Τηλεφωνική Υπηρεσία (Satellite Telephone Service) και Επικοινωνίες Στόλου (Fleet Communications) . Η τελευταία κατηγορία υπηρεσιών περιλαμβάνει το ιδιαίτερα δημοφιλές σύστημα προσδιορισμού της ακριβούς γεωγραφικής θέσης ενός πλεύμενου ανά την υφήλιο GPS (Global Positioning System).

Επί του παρόντος χρησιμοποιούνται δορυφορικές ζεύξεις για την περιοχή υπηρεσιών φωνής και δεδομένων σε αεροπλάνα , πλοία και οχήματα . Ενδεικτικά αναφέρονται οι παρακάτω εφαρμογές :

- ❖ Ζωντανά τηλεοπτικά προγράμματα σε πλοία με τη βοήθεια προχωρημένων τεχνικών συμπίεσης εικόνας .
- ❖ Υπηρεσίες μηνυμάτων και φωνής σε τερματικά μεγέθους μικρής «βαλίτσας» .
- ❖ Ανίχνευση θέσης στόλων φορτηγών ή μικρών πλοίων .
- ❖ Παγκόσμια υπηρεσία τηλεειδοποίησης κλπ .

Τα συστήματα κινητών δορυφορικών επικοινωνιών που αναφέρθηκαν προηγουμένως , ήλθαν ως αποτέλεσμα της συσσωρευμένης εμπειρίας ετών που υπήρχε πάνω στους δορυφόρους γεωστατικής τροχιάς . Η ανάγκη , όμως , μείωσης των καθυστερήσεων διάδοσης (ειδικά σε εφαρμογές φωνής) , έστρεψε τους σχεδιαστές σε χαμηλότερες τροχιές με αντίτιμο να χρειαστεί να εγκαταλείψουν τα οφέλη από το συγχρονισμό περιστροφής γης και δορυφόρου , που επιτυγχάνεται από τους γεωστατικούς δορυφόρους . Άμεσο επακόλουθο του γεγονότος αυτού είναι η αύξηση του απαιτούμενου αριθμού σταθμών στο διάστημα , ώστε οι χρήστες εφαρμογών πραγματικού χρόνου να μπορούν ανά πάσα στιγμή να αποκτούν πρόσβαση σε κάποιον δορυφόρο . Η οικονομική επιβάρυνση που συνοδεύει την αύξηση αυτή είναι σημαντική και η βιωσιμότητα των LEO και MEO συστημάτων θα κριθεί τα επόμενα χρόνια . Προς το παρόν , κινητές υπηρεσίες με μη γεωστατικούς (non-GEO) δορυφόρους προσφέρονται από τα συστήματα Iridium (με 66 δορυφορικούς επαναλήπτες) και Globalstar (με 48 δορυφορικούς επαναλήπτες) .

Τέλος στον πίνακα που παρουσιάζεται παρακάτω , συνοψίζονται κάποια από τα πιο σημαντικά και ενδιαφέροντα γεγονότα στην εξέλιξη και ανάπτυξη των κινητών δορυφορικών επικοινωνιών .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ

<b>ΕΤΟΣ</b>	<b>ΓΕΓΟΝΟΣ</b>	<b>ΥΠΕΥΘΥΝΟΣ</b>
1957	Εκτόξευση του πρώτου δορυφόρου	Σοβιετική Ένωση
1965	Εκτόξευση του πρώτου γεωστατικού δορυφόρου	Comsat , USA
1976	Πρώτη επίδειξη διαδορυφορικής ζεύξης	LES-8 δορυφόρος ,USA
1977	Πειράματα κινητών επικοινωνιών χρησιμοποιώντας ATS-6	NASA , USA
1978	Παγκόσμιο σύστημα εντοπισμού GPS	USA
1979	Δημιουργία του INMARSAT	IMO
1980	Ο IMO αποφασίζει να χρησιμοποιήσει τις δορυφορικές επικοινωνίες για την ασφάλεια του ναυτικού	UN
1982	Εκκίνηση του GLONASS	Πρώην Σοβιετική Ένωση
1982	Δημιουργία του πρώτου κινητού δορυφορικού συστήματος για πολίτες	Inmarsat
1987-89	Έρευνα και πρόταση αρχιτεκτονικής μη γεωστατικού δορυφόρου για κινητές δορυφορικές επικοινωνίες	Πανεπιστήμιο του Surrey
1990	Πρώτη εμπορική δορυφορική μετάδοση ράδιο	CD Radio Inc. , USA
1990	Ανακοίνωση πρώτου εμπορικού μη-γεωστατικού συστήματος hand-held	Motorola/Iridium
1990-91	Εισαγωγή στις πρώτες εμπορικές επόψεις και αεροναυτικές κινητές δορυφορικές υπηρεσίες	Inmarsat
1992	Εισαγωγή του GSM συστήματος	Ευρώπη
1992	Αλλαγές στον καταμερισμό των συχνοτήτων	WARC 1992
1993	Ανακοίνωση του πρώτου εμπορικού μικρού-LEO δορυφορικού συστήματος	Orbital Sciences Corporation-ORBCOM system , USA
1994	Ανακοίνωση των πρώτων μη γεωστατικών σταθερών δορυφορικών υπηρεσιών για ατομικές επικοινωνίες	Teledesic Corporation , USA
1994-96	Ανακοίνωση μερικών τοπικών «super-geostationary» δορυφορικών συστημάτων	Agrani (Indisn Consortium); APMT(China/Thailand); Aces;Thuraya, etc.
1996	Εισαγωγή στις υπηρεσίες paging	Inmarsat
1997	Εισαγωγή μικρού μεγέθους κινητών τερματικών	Inmarsat
1997	Ανακοίνωση του πρώτου μη-γεωστατικού μικρού-LEO δορυφορικού συστήματος	ORBCOM
1997	Κατανομή συχνότητας για μη-γεωστατικά σταθερά δορυφορικά συστήματα	WRC 1997
1997	Εκτόξευση πρώτου δορυφόρου για επικοινωνίες φωνής (big LEO)	Iridium
1997	Εκτόξευση πρώτου δορυφόρου για επικοινωνίες δεδομένων με χαμηλό bit rate (little LEO)	ORBCOM
1997	Πειράματα με χρήση ACTS	NASA

1997	Σύστημα πλοήγησης	Inmarsat
1997-98	Έναρξη της λειτουργίας δορυφόρου MSS με παγκόσμια κάλυψη δέσμης	Inmarsat
1998	Εισαγωγή πρώτου μη-γεωστατικού big-LEO δορυφορικού συστήματος	Iridium
1998	Δέκτης διπλής χρήσης	Iridium
1998	Σύναψη της συνθήκης SOLAS	UN
1998	Ανάπτυξη δορυφόρων MSS με επεξεργασία	Iridium
1999-2000	Σοβαρές οικονομικές δυσκολίες με τα νέα κινητά δορυφορικά συστήματα , η Iridium χρεοκοπεί και η ICO , η οποία αλλάζει διεύθυνση και μετονομάζεται σε NEW ICO	Introduction of Globalstar
2000-05	Εδραίωση των νέων κινητών δορυφορικών συστημάτων	Introduction of Globalstar
2003-05	Εισαγωγή στις προσωπικές κινητές τηλεπικοινωνίες	Introduction of Globalstar
2005-10	Συγχώνευση των σταθερών και κινητών υπηρεσιών για προσωπικές επικοινωνίες	Introduction of Globalstar

**Πίνακας 1.1** Εξέλιξη και ανάπτυξη των κινητών δορυφορικών επικοινωνιών

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

### ΓΙΑ ΚΙΝΗΤΕΣ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΖΩΝΗΣ Ku

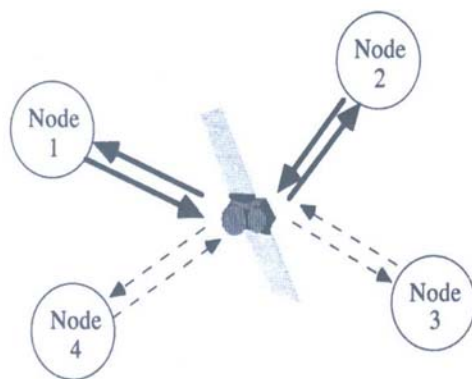
#### 2.1 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ VSAT

Σε αυτό το σημείο θα αναφερθούμε λιγάκι πιο αναλυτικά στα συστήματα VSAT , δεδομένου ότι αποτελούν βασικό κομμάτι αυτής της εργασίας .

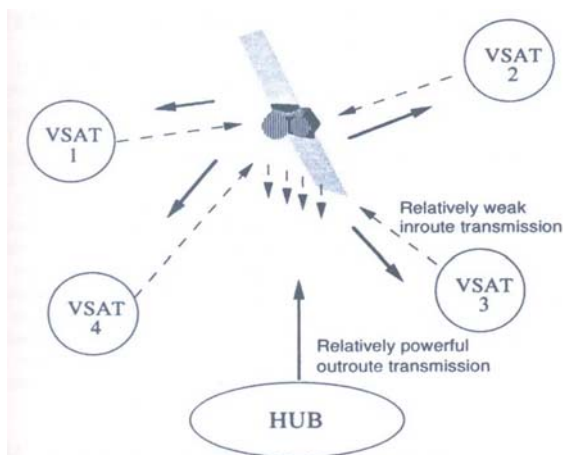
Το ακρωνύμιο VSAT προέρχεται από το "Very Small Aperture Terminals" που σε ακριβή μετάφραση σημαίνει «τερματικά πολύ μικρού ανοίγματος» και αναφέρεται σε επίγειους δορυφορικούς σταθμούς με μικρή διάμετρο κεραίας και πομπού χαμηλής ισχύος . Οι μικροσταθμοί συνιστούν τα τερματικά του δικτύου VSAT , του οποίου αντικειμενικός στόχος είναι η παροχή τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών στους πελάτες με χαμηλό κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας .

Η τεχνολογία του VSAT μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μια πλειάδα από εφαρμογές που μπορεί να είναι είτε μονόδρομες , όπως μετάδοση τηλεοπτικών προγραμμάτων , είτε αμφίδρομες , όπως ιδιωτικά δίκτυα VPN , κίνηση IP , τηλεφωνία , τηλεδιάσκεψη κ.ά . Η ανερχόμενη ζεύξη ενός μικροσταθμού έχει περιορισμένο εύρος , μέχρι 64Kbps συνήθως , ενώ το εύρος της κατερχόμενης ζεύξης μπορεί να είναι μεγαλύτερο , συχνά μέχρι 512 Kbps , ώστε να μπορεί να υποστηρίξει πιο απαιτητικές εφαρμογές .

Υπάρχουν δύο βασικές τοπολογίες που μπορεί να έχει ένα δίκτυο VSAT . Η πρώτη είναι η *meshed* (= περιπλεκόμενη ) , στην οποία όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.1 , η επικοινωνία μεταξύ των επιμέρους σταθμών γίνεται με εγκατάσταση απευθείας συνδέσεων μεταξύ τους μέσω του γεωστατικού δορυφόρου . Η δεύτερη τοπολογία είναι η *star-shaped* (μορφής αστέρα) που φαίνεται στο σχήμα 2.2 και στην οποία για την επικοινωνία των μικροσταθμών μεσολαβεί επίσης ένας κεντρικός επίγειος σταθμός , το hub . Είναι δυνατόν σε ένα δίκτυο VSAT να συνυπάρχουν αυτές οι δύο τοπολογίες .



**Σχήμα 2.1** Περιπλεκόμενη δομή δικτύου VSAT



**Σχήμα 2.2** Δίκτυο VSAT με μορφή αστέρα

Το κύριο μειονέκτημα της πρώτης τοπολογίας είναι ότι είναι δυνατόν, λόγω της περιορισμένης ισχύος εξόδου του εκπομπού και της μικρής διαμέτρου των κεραιών πομπού και δέκτη, να μην μπορούν να επικοινωνήσουν δύο σταθμοί που είναι αρκετά απομακρυσμένοι μεταξύ τους. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί με τη χρήση κεραιών μεγαλύτερης διαμέτρου, αλλά κάτι τέτοιο αυξάνει το κόστος του μικροσταθμού αναιρώντας σε μεγάλο βαθμό το πρωταρχικό πλεονέκτημα του VSAT.

Η δεύτερη τοπολογία δεν αντιμετωπίζει το ίδιο πρόβλημα αφού ο κεντρικός σταθμός διαθέτει κεραία μεγάλης διαμέτρου και ενισχυτή μεγάλης ισχύος εξόδου. Έτσι ο κεντρικός σταθμός λαμβάνει τα σήματα των μικροσταθμών, τα ενισχύει και τα επανεκπέμπει προς τον δορυφόρο, μέσω του οποίου τα λαμβάνουν οι παραλήπτες μικροσταθμοί. Εξάλλου, με αυτή την τοπολογία γίνεται δυνατή η εξυπηρέτηση υπηρεσιών broadcasting από τον κεντρικό σταθμό προς τους μικροσταθμούς. Το μειονέκτημα στην περίπτωση της τοπολογίας αστέρα είναι ότι διπλασιάζεται η καθυστέρηση από μικροσταθμό σε μικροσταθμό, αλλά και το τηλεπικοινωνιακό φορτίο που πρέπει να εξυπηρετήσει ο δορυφόρος.

### **2.2 ΤΟΠΟΘΕΤΗΣΗ ΤΟΥ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΟΣ**

Όπως έχει προαναφερθεί, η εργασία αυτή έχει ως σκοπό την μελέτη κινητού τερματικού μικρού μεγέθους για αυτοκίνητα, χρησιμοποιώντας δορυφόρο ζώνης Ku. Έτσι λοιπόν θα πρέπει να γίνει, καταρχήν, εξέταση της εκπομπής ραδιοκυμάτων μεταξύ ενός σταθμού εκπομπής και ενός σταθμού λήψης, μέσω ενός δορυφόρου. Η ραδιοζεύξη αποτελείται από δύο μέρη, την άνω ζεύξη (uplink) από τον σταθμό εκπομπής προς το δορυφόρο και την κάτω ζεύξη (downlink) από το δορυφόρο προς τον σταθμό λήψης.

Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι να καθορίσουμε το λόγο σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη, δεδομένου ότι η ποιότητα της ραδιοζεύξης χαρακτηρίζεται από αυτό το μέγεθος. Αυτός ο λόγος εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του πομπού, από το μέσο διάδοσης και από τον δέκτη. Οι ζεύξεις uplink και downlink εξετάζονται ξεχωριστά. Κατόπιν, καθορίζεται η έκφραση για το λόγο σήματος προς θόρυβο για τη συνολική ζεύξη μεταξύ των δύο επίγειων σταθμών.

**2.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ ΜΙΑΣ ΔΟΥΦΟΡΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΟΥΣ**

**Απολαβή (Κέρδος)**

Η απολαβή (κέρδος) μιας κεραίας είναι ο λόγος της ισχύος που ακτινοβολείται (ή λαμβάνεται) ανά μονάδα στερεάς γωνίας από την κεραία προς μια δεδομένη διεύθυνση, προς την ισχύ που ακτινοβολείται (ή λαμβάνεται) ανά μονάδα στερεάς γωνίας από μια ιστροπική κεραία, η οποία τροφοδοτείται με την ίδια ισχύ. Η απολαβή είναι μέγιστη στη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας και έχει τιμή η οποία δίνεται από τη σχέση :

$$G_{\max} = (4\pi / \lambda^2) A_{\text{eff}}$$

όπου  $\lambda = c/f$

$c$  : η ταχύτητα του φωτός ( $=3 \cdot 10^8$ )

$f$  : η συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος

$A_{\text{eff}}$  : η ενεργός επιφάνεια της κεραίας

Για μια κεραία με κυκλική επιφάνεια ή ανακλαστήρα διαμέτρου  $D$  και γεωμετρική επιφάνεια  $A = \pi D^2/4$ , είναι  $A_{\text{eff}} = nA$ , όπου  $n$  είναι η απόδοση της κεραίας. Έτσι, τελικά έχουμε :

$$G_{\max} = n(\pi D / \lambda)^2 = n(\pi D f / c)^2$$

Εκφρασμένη σε dbi (η απολαβή σχετικά με μια ιστροπική κεραία), η πραγματική απολαβή της κεραίας είναι :

$$G_{\max}(\text{dbi}) = 10 \log[n(\pi D / \lambda)^2] = 10 \log[n(\pi D f / c)^2]$$

Η απόδοση  $n$  της κεραίας που αναφέρθηκε παραπάνω, είναι το γινόμενο μερικών συντελεστών, που λαμβάνουν υπόψη το νόμο πρόσπτωσης ακτινοβολίας στην κεραία, τις απώλειες από διάχυση, από ατέλειες της επιφάνειας, τις απώλειες από τις ωμικές αντιστάσεις και τη μη προσαρμογή σύνθετων αντιστάσεων, κ.τ.λ. Συνολικά, η ολική απόδοση, το γινόμενο των επιμέρους αποδόσεων, είναι τυπικά μεταξύ 55% και 75%.

**Απώλεια ελεύθερου χώρου- $L_{FS}$**

Η απώλεια ελεύθερου χώρου αναπαριστά το λόγο της λαμβανόμενης και της εκπεμπόμενης ισχύος σε μια ραδιοζεύξη, μεταξύ δύο ιστροπικών κεραίων και ισούται με :

$$L_{FS} = (4\pi R / \lambda)^2$$

όπου  $R$  : η απόσταση από την κεραία

**Εξασθένηση κυμάτων- $L_A$**

Η εξασθένηση των κυμάτων στην ατμόσφαιρα, οφείλεται στην παρουσία αέριων συστατικών στην ατμόσφαιρα, στο νερό (βροχή, νέφη, χιόνι και πάγος), και στην ιονόσφαιρα.

**Απώλεια διαδρομής-L**

Η απώλεια μετάδοσης – διαδρομής L, λαμβάνει υπόψη την εξασθένιση του ελεύθερου χώρου  $L_{FS}$  και την εξασθένιση της ατμόσφαιρας  $L_A$ , οι οποίες και αναφέρθηκαν παραπάνω, και ισούται με :

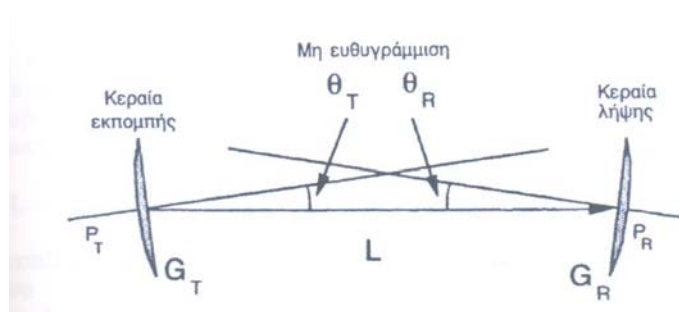
$$L = L_{FS}L_A$$

**Απώλειες λόγω ασυμφωνίας των πολώσεων -L<sub>POL</sub>**

Είναι επίσης αναγκαίο να λάβουμε υπόψη μας την απώλεια λόγω ασυμφωνίας (μη προσαρμογής) των πολώσεων,  $L_{POL}$ , η οποία παρατηρείται όταν η κεραία λήψης δεν είναι ευθυγραμμισμένη με την πόλωση του λαμβανόμενου κύματος .

**Απώλειες που οφείλονται σε κακή σκόπευση της κεραίας – L<sub>T</sub>, L<sub>R</sub>**

Στο σχήμα 2.3 που ακολουθεί φαίνεται η γεωμετρία ραδιοζεύξης για την περίπτωση ατελούς ευθυγράμμισης των κεραίων εκπομπής και λήψης . Το αποτέλεσμα είναι μια πτώση της απολαβής των κεραίων, σε σχέση με τη μέγιστη απολαβή στην εκπομπή και λήψη . Αυτή η απώλεια είναι αποτέλεσμα της μη ευθυγράμμισης των γωνιών εκπομπής ( $\theta_T$ ) και λήψης ( $\theta_R$ ) .



Σχήμα 2.3 Γεωμετρία της ραδιοζεύξης

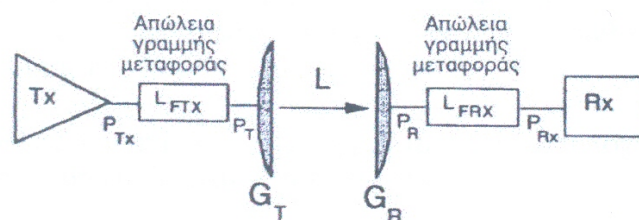
**Απώλειες στον εξοπλισμό εκπομπής και λήψης -L<sub>FTX</sub>, L<sub>FRX</sub>**

- ❖ Η απώλεια στη γραμμή μεταφοράς  $L_{FTX}$  μεταξύ του πομπού και της κεραίας . Για να τροφοδοτηθεί η κεραία με μια ισχύ  $P_T$ , είναι αναγκαίο να παρέχεται μια ισχύς  $P_{TX}$  στην έξοδο του ενισχυτή εκπομπής, τέτοια ώστε :

$$P_{TX}(W) = P_T L_{FTX}$$

- ❖ Η απώλεια της γραμμής μεταφοράς  $L_{FRX}$  μεταξύ της κεραίας λήψης και του δέκτη . Η ισχύς του σήματος  $P_{RX}$  στην είσοδο του δέκτη ισούται με :

$$P_{RX}(W) = P_R / L_{FRX}$$



Σχήμα 2.4 Οι απώλειες στον εξοπλισμό των σταθμών

**Ενεργός ιστροπική εκπεμπόμενη ισχύς –EIRP**

Η ισχύς που εκπέμπεται ανά μονάδα στερεάς γωνίας από μια ιστροπική κεραία που τροφοδοτείται από μια πηγή ραδιοσυχνότητας με ισχύ  $P_T$  δίνεται από τη σχέση :

$$P_T / 4\pi$$

Σε μια διεύθυνση όπου η τιμή της απολαβής μετάδοσης είναι  $G_T$  , οποιαδήποτε κεραία ακτινοβολεί μια ισχύ ανά μονάδα στερεάς γωνίας ίση με :

$$G_T P_T / 4\pi$$

Το γινόμενο  $G_T P_T$  ονομάζεται η «ενεργός ιστροπική ακτινοβολούμενη ισχύς» (EIRP) . Αυτή εκφράζεται σε W . Η EIRP εκφρασμένη σαν συνάρτηση της ονομαστικής ισχύος του ενισχυτή εκπομπής , μπορεί να γραφεί :

$$EIRP(W) = P_T G_T = (P_{TX} G_{TX}) / L_{FTX}$$

**Ενεργός θερμοκρασία θορύβου στην είσοδο ενός τετράθυρου στοιχείου –  $T_{eRX}$**

Η ενεργός θερμοκρασία εισόδου  $T_{eRX}$  ενός τετράθυρου στοιχείου είναι η θερμοδυναμική θερμοκρασία μιας αντίστασης η οποία , όταν τοποθετείται στην είσοδο του στοιχείου που υποτίθεται ότι δεν έχει θόρυβο , προκαλεί την εμφάνιση της ίδιας διαθέσιμης ισχύος θορύβου στην έξοδο του στοιχείου με εκείνη του πραγματικού στοιχείου χωρίς την πηγή θορύβου στην είσοδο του . Η  $T_{eRX}$  είναι λοιπόν ένα μέτρο του θορύβου ο οποίος παράγεται από τα εσωτερικά εξαρτήματα του τετράθυρου στοιχείου .

Ο συντελεστής θορύβου αυτού του τετράθυρου στοιχείου είναι ίσος με το λόγο της συνολικής διαθέσιμης ισχύος θορύβου στην έξοδο του στοιχείου προς τη συνιστώσα αυτού του θορύβου που εισάγει στην είσοδο του στοιχείου μια πηγή με θερμοκρασία θορύβου ίση με τη θερμοκρασία αναφοράς ,  $T_o = 290 \text{ }^\circ\text{K}$  .

Υποθέτουμε ότι το στοιχείο έχει απολαβή ισχύος  $G$  , εύρος ζώνης λειτουργίας  $B$  και συνδέεται με μια πηγή θορύβου με θερμοκρασία  $T_o$  . Η ολική ισχύς στην έξοδο είναι  $Gk(T_{eRX} + T_o) / T_o = 1 + T_{eRX} / T_o$  . Η συνιστώσα της ισχύος αυτής η οποία προέρχεται από την πηγή είναι  $GkT_o B$  . Έτσι , ο συντελεστής θορύβου είναι :

$$F = [Gk(T_{eRX} + T_o)B] / [GkT_o B] = (T_{eRX} + T_o) / T_o = 1 + T_{eRX} / T_o$$

Και άρα :

$$T_{eRX} = (F - 1)T_o$$

**Θερμοκρασία θορύβου του συστήματος –  $T_D$**

Έστω ότι αναφερόμαστε στο σύστημα λήψης που φαίνεται στο σχήμα 2.5 που ακολουθεί . Η θερμοκρασία  $T_D$  δίνεται από τον τύπο που ακολουθεί :

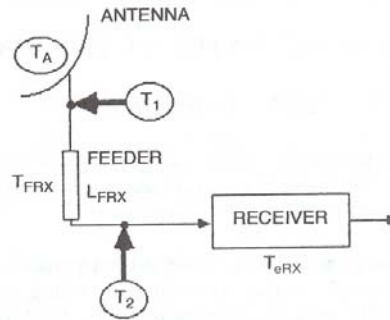
$$T_D = T_2 = T_1 / L_{FRX} = T_A / L_{FRX} + T_F (1 - 1 / L_{FRX}) + T_{eRX}$$

όπου  $T_A$  : η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας

$T_{eRX}$  : η ενεργός θερμοκρασία του δέκτη (receiver)

$T_F$  : η θερμοδυναμική θερμοκρασία του feeder , η οποία είναι ίση με  $290^\circ\text{K}$





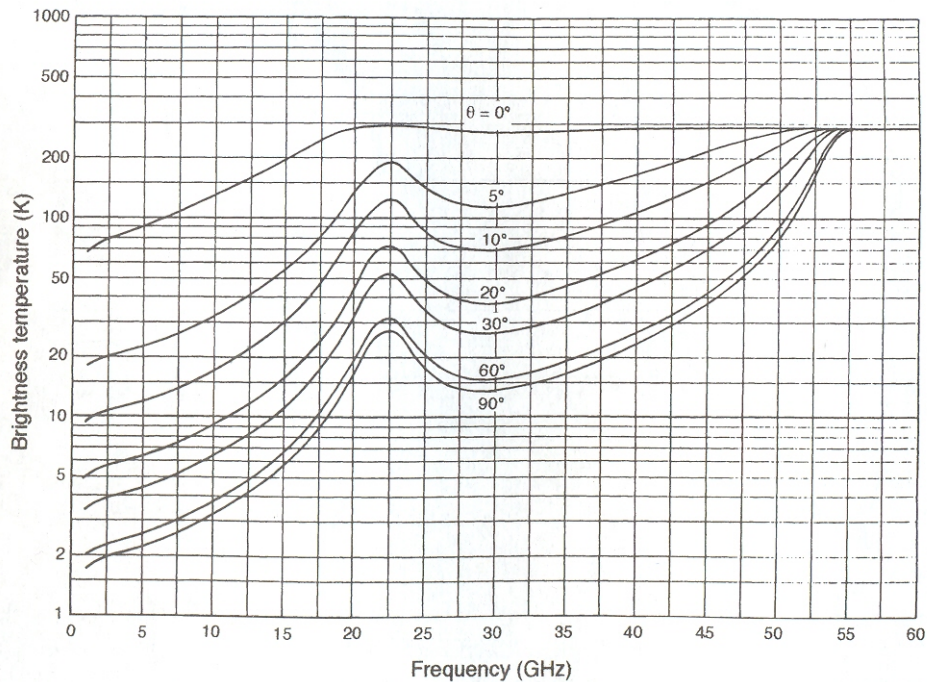
Σχήμα 2.5 Σύστημα λήψης

**Θερμοκρασία θορύβου της κεραίας -  $T_A$**

Η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας, λαμβάνοντας υπόψη και συνθήκες βροχής, δίνεται από τον παρακάτω τύπο :

$$T_A(K) = T_{SKY} / A_{RAIN} + T_m(1 - 1/A_{RAIN}) + T_{GROUND}$$

- ❖ Η θερμοκρασία  $T_{SKY}$  εξαρτάται μόνο από τη γωνία ανύψωσης και τη συχνότητα. Έτσι, λοιπόν, μπορεί να υπολογιστεί από το διάγραμμα που ακολουθεί για συγκεκριμένες τιμές τις συχνότητας και της γωνιάς ανύψωσης.



Σχήμα 2.6 Διάγραμμα θερμοκρασίας  $T_{SKY}$  σε συνάρτηση με τη γωνία ανύψωσης και τη συχνότητα

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

❖ Η θερμοκρασία  $T_{GROUND}$  δίνεται προσεγγιστικά από τους τύπους που ακολουθούν :

- $T_{GROUND} = 290K$  για γωνία ανύψωσης  $-E < -10^\circ$
- $T_{GROUND} = 150K$ , για  $-10^\circ < E < 0^\circ$
- $T_{GROUND} = 50K$ , για  $0^\circ < E < 10^\circ$
- $T_{GROUND} = 10K$ , για  $10^\circ < E < 90^\circ$

❖ Η θερμοκρασία  $T_m$  προσεγγιστικά θεωρείται ότι είναι ίση με  $275^\circ K$ .

### Εξασθένηση λόγω βροχής – $A_{RAIN}$

Η τιμή της εξασθένησης λόγω βροχής δίνεται από το γινόμενο της ειδικής εξασθένησης  $\gamma_R$  (db/km) και του ενεργού μήκους διαδρομής υπό βροχή  $L_e$  (km), δηλαδή είναι ίση με :

$$A_{RAIN}(db) = \gamma_R L_e$$

Η τιμή της  $\gamma_R$  εξαρτάται από τη συχνότητα και την ένταση  $R_p$  (mm/h) της βροχόπτωσης. Το αποτέλεσμα είναι μια τιμή εξασθένησης, η οποία υπερβαίνεται κατά τη διάρκεια του χρόνου  $p$ . Ο καθορισμός της  $A_{RAIN}$  γίνεται σε μερικά βήματα :

- ❖ Πρώτα καθορίζεται η ένταση βροχόπτωσης  $R_{0.01}$ , η οποία υπερβαίνεται για το 0,01% ενός μέσου έτους, στο σημείο όπου βρίσκεται ο επίγειος σταθμός. Χρησιμοποιείται ο πίνακας 2.1 του οποίου οι κλιματικές ζώνες απεικονίζονται στα σχήματα 2.7 και 2.8 και 2.9.

Percentage of time (%)	Climatic zone labelled on map of the world														
	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q
1.0	< 0.1	0.5	0.7	2.1	0.6	1.7	3	2	8	1.5	2	4	5	12	24
0.3	0.8	2	2.8	4.5	2.4	4.5	7	4	13	4.2	7	11	15	34	49
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65	72
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105	96
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145	115
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200	142
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250	170

Source: [Rec. ITU-R. PN837].

**Πίνακας 2.1** Οι κλιματικές ζώνες βροχής των σχημάτων 2.7, 2.8, 2.9 και η ένταση βροχόπτωσης που υπερβαίνεται (mm/h)

- ❖ Έπειτα υπολογίζεται το ύψος της βροχής  $h_R$  (km) :
  - $h_R$  (km) =  $3 + 0.028 * \text{γεωγραφικό πλάτος}$ , αν  $0^\circ < \text{γεωγρ.πλάτος} < 36^\circ$
  - $h_R$  (km) =  $4 - 0.075 * (\text{γεωγραφικό πλάτος} - 36)$ , αν  $\text{γεωγρ.πλάτος} \geq 36^\circ$

- ❖ Υπολογίζεται το μήκος της κεκλιμένης διαδρομής εντός βροχόπτωσης :
 
$$L_s = (h_R - h_s) / \sin E$$
, ισχύει για γωνία ανύψωσης  $E > 5^\circ$

όπου  $h_s$  = ύψος του επίγειου σταθμού πάνω από το μέσο επίπεδο της θάλασσας (km).

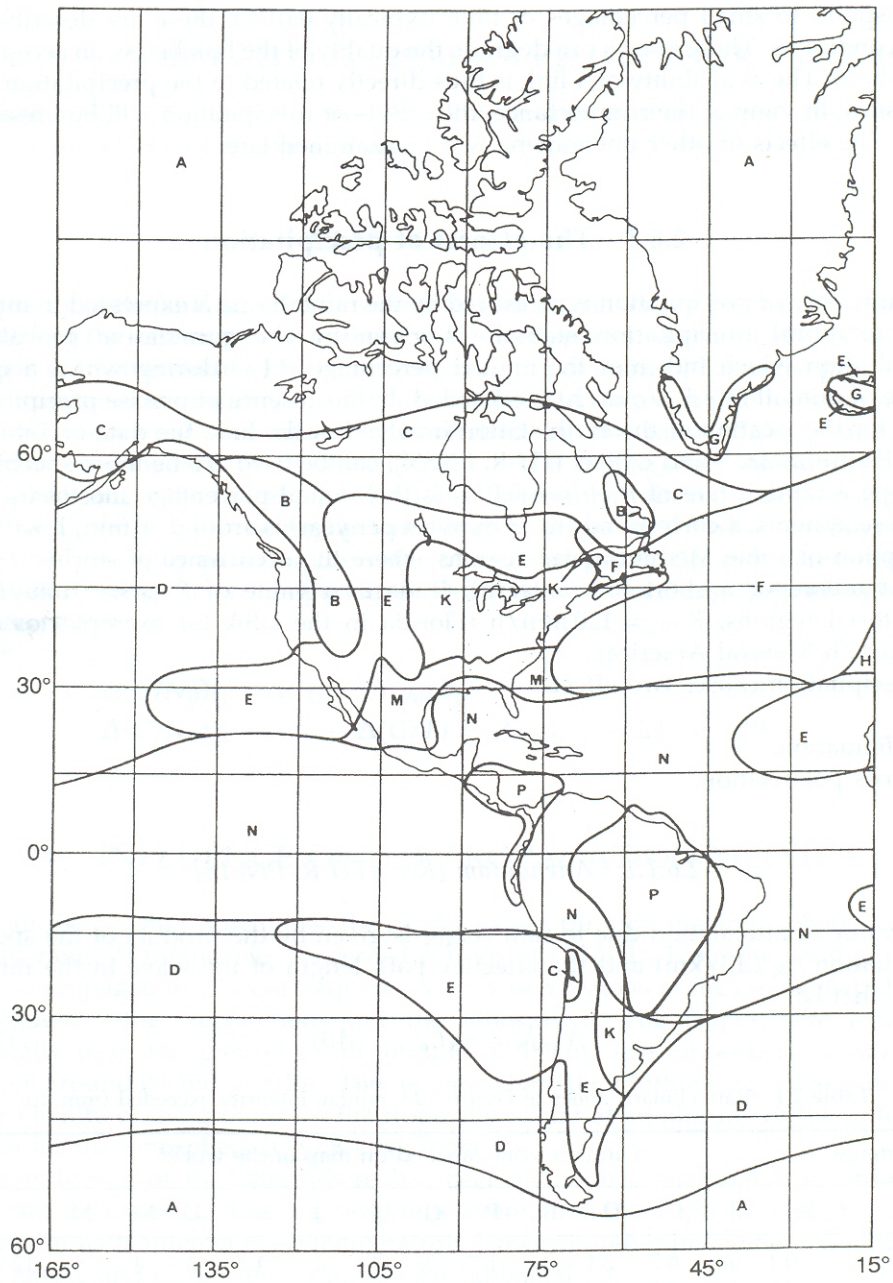
- ❖ Υπολογισμός του  $r_{0.01}$ , όπου είναι ο συντελεστής ελάττωσης για το 0,01% του χρόνου, που λαμβάνει υπόψη την ανομοιογένεια της βροχής :

$$r_{0.01} = 1 / (1 + (L_s / L_o) \cos E)$$

όπου  $L_o$  (km) =  $35 \exp(-0.015 R_{0.01})$ .

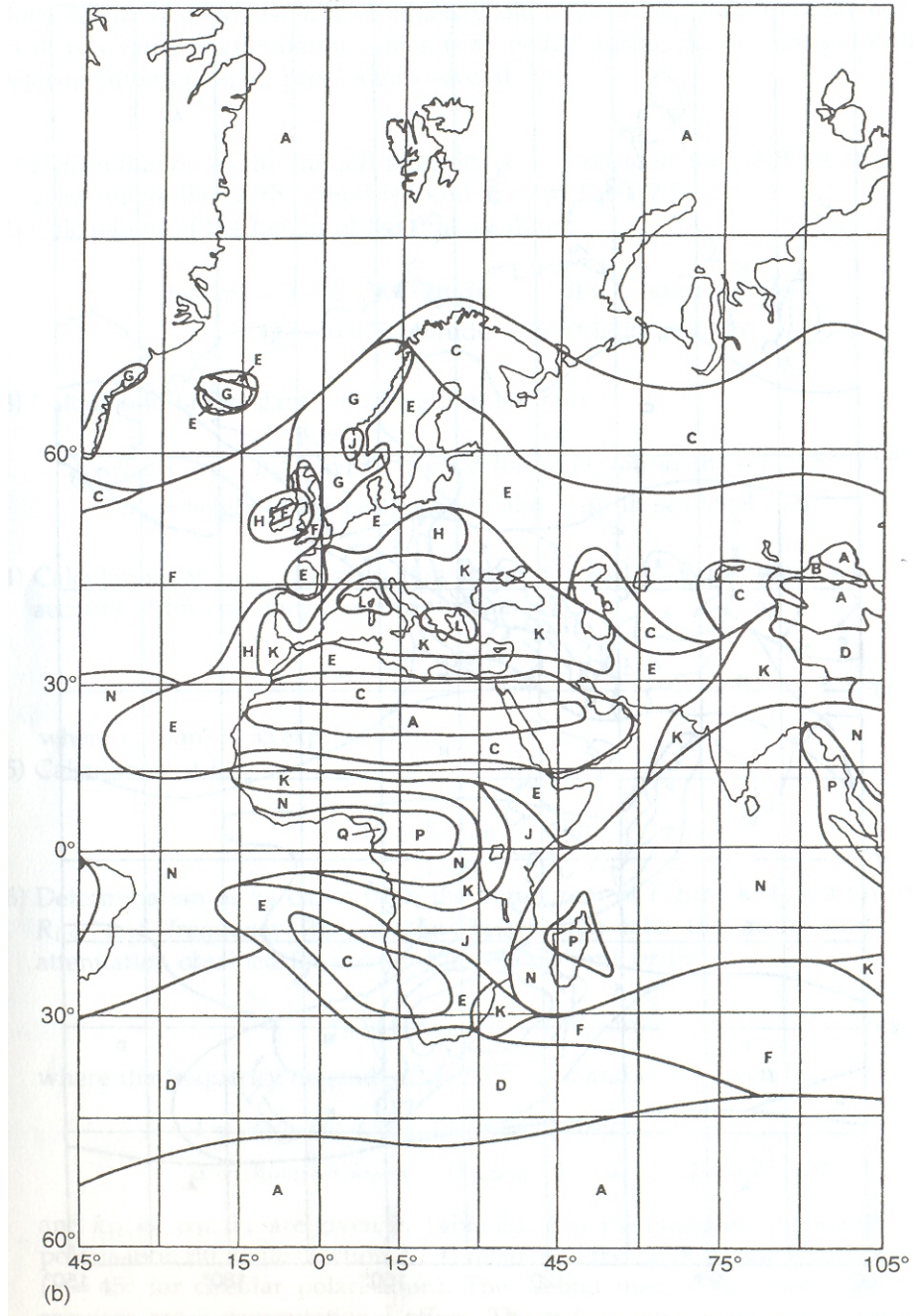
- ❖ Υπολογισμός της  $L_e$  :

$$L_e (km) = L_s r_{0.01}$$

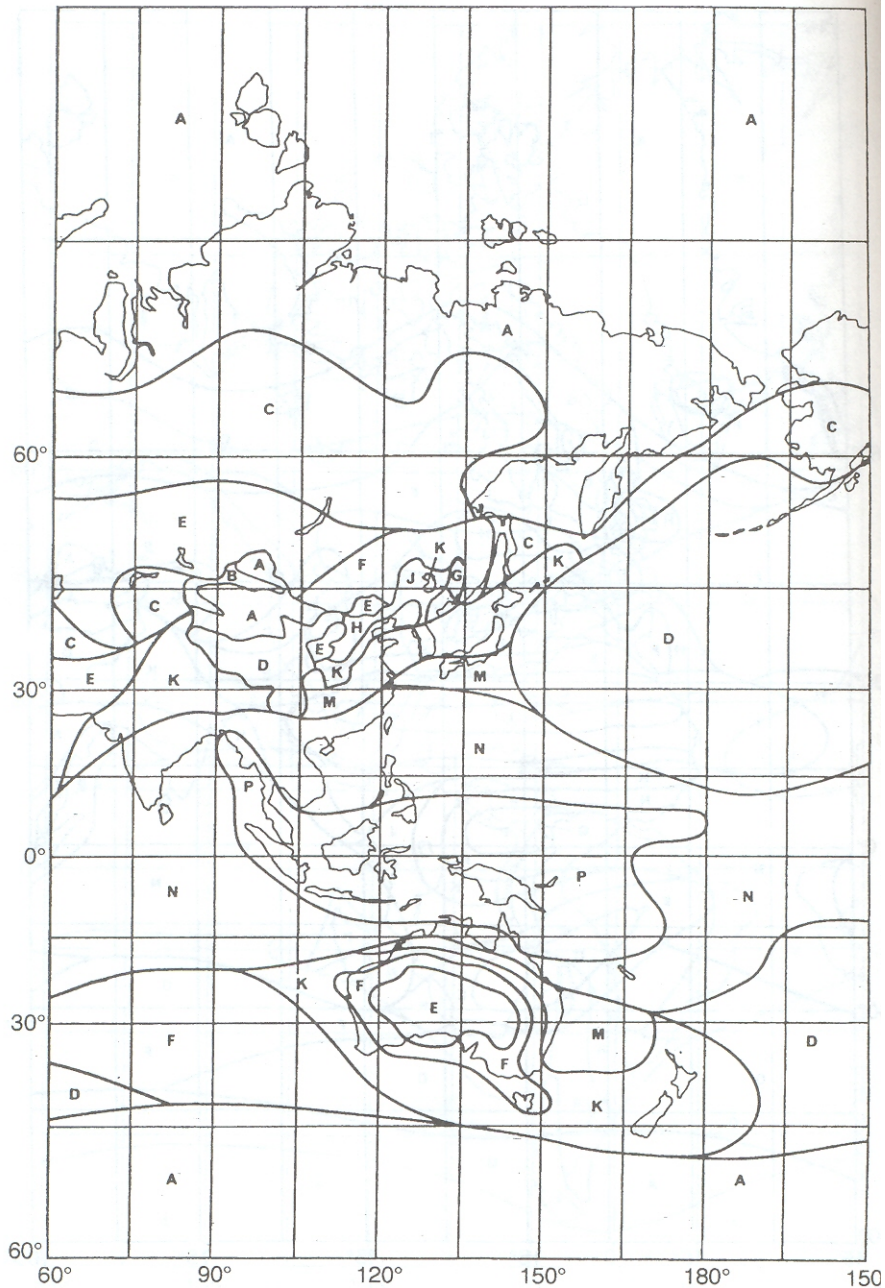


Σχήμα 2.7 Κλιματικές ζώνες





Σχήμα 2.8 Κλιματικές ζώνες



(c)

Σχήμα 2.9 Κλιματικές ζώνες

❖ Προσδιορισμός της  $\gamma_R$  από τη σχέση :

$$\gamma_R (db/km) = k(R_{0.01})^a$$

όπου οι συντελεστές  $k$  και  $a$  που εξαρτώνται από τη συχνότητα δίνονται από τις σχέσεις :

$$k = [k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2 E \cos 2\tau] / 2$$

$$a = [k_H a_H + k_V a_V + (k_H a_H - k_V a_V) \cos^2 E \cos 2\tau] / 2k$$

όπου τα  $k_H$ ,  $k_V$ ,  $a_H$ ,  $a_V$ , δίνονται από τον πίνακα 2.2 που ακολουθεί. Όπου  $E$  είναι η γωνία ανύψωσης και  $\tau$  είναι η γωνία κλίσης της πόλωσης σε σχέση με το οριζόντιο επίπεδο του σταθμού ( $\tau=45^\circ$  για κυκλική πόλωση).

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Συχνότητα	
$f = 1 \text{ GHz}$	$k_H = 0.000\ 038\ 7$ $k_V = 0.000\ 035\ 2$ $\alpha_H = 0.912$ $\alpha_V = 0.880$
$1 \text{ GHz} \leq f \leq 2 \text{ GHz}$	$k_H = 3.870 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{1.9925}$ $k_V = 3.520 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{1.9710}$ $\alpha_H = 0.1694 \log f_{\text{GHz}} + 0.9120$ $\alpha_V = 0.1428 \log f_{\text{GHz}} + 0.8800$
$f = 2 \text{ GHz}$	$k_H = 0.000\ 154$ $k_V = 0.000\ 138$ $\alpha_H = 0.963$ $\alpha_V = 0.923$
$2 \text{ GHz} \leq f \leq 4 \text{ GHz}$	$k_H = 3.649 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.0775}$ $k_V = 3.222 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.0585}$ $\alpha_H = 0.5249 \log f_{\text{GHz}} + 0.8050$ $\alpha_V = 0.5049 \log f_{\text{GHz}} + 0.7710$
$f = 4 \text{ GHz}$	$k_H = 0.000\ 650$ $k_V = 0.000\ 591$ $\alpha_H = 1.121$ $\alpha_V = 1.075$
$4 \text{ GHz} \leq f \leq 6 \text{ GHz}$	$k_H = 2.199 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.4426}$ $k_V = 2.187 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.3780}$ $\alpha_H = 1.0619 \log f_{\text{GHz}} + 0.4816$ $\alpha_V = 1.0790 \log f_{\text{GHz}} + 0.4254$
$f = 6 \text{ GHz}$	$k_H = 0.001\ 75$ $k_V = 0.001\ 55$ $\alpha_H = 1.308$ $\alpha_V = 1.265$
$6 \text{ GHz} \leq f \leq 7 \text{ GHz}$	$k_H = 3.202 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{3.5181}$ $k_V = 3.041 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{3.4791}$ $\alpha_H = 0.3585 \log f_{\text{GHz}} + 1.0290$ $\alpha_V = 0.7021 \log f_{\text{GHz}} + 0.7187$
$f = 7 \text{ GHz}$	$k_H = 0.003\ 01$ $k_V = 0.002\ 65$ $\alpha_H = 1.332$ $\alpha_V = 1.312$
$7 \text{ GHz} \leq f \leq 8 \text{ GHz}$	$k_H = 7.542 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{3.0778}$ $k_V = 7.890 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{2.9892}$ $\alpha_H = -0.0862 \log f + 1.4049$ $\alpha_V = -0.0345 \log f + 1.3411$
$f = 8 \text{ GHz}$	$k_H = 0.004\ 54$ $k_V = 0.003\ 95$ $\alpha_H = 1.327$ $\alpha_V = 1.310$
$8 \text{ GHz} \leq f \leq 10 \text{ GHz}$	$k_H = 2.636 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{3.5834}$ $k_V = 2.102 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{3.4353}$ $\alpha_H = -0.5263 \log f_{\text{GHz}} + 1.8023$ $\alpha_V = -0.4747 \log f_{\text{GHz}} + 1.7387$
$f = 10 \text{ GHz}$	$k_H = 0.0101$ $k_V = 0.008\ 87$ $\alpha_H = 1.276$ $\alpha_V = 1.264$

**Πίνακας 2.2α)** Τιμές και τύποι παρεμβολής για τους συντελεστές  $k_H$ ,  $k_V$ ,  $\alpha_H$ ,  $\alpha_V$  που εξαρτώνται από τη συχνότητα



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Συχνότητα	
$10 \text{ GHz} \leq f \leq 12 \text{ GHz}$	$k_H = 3.949 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{3.4078}$ $k_V = 2.785 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{3.5032}$ $\alpha_H = -0.7451 \log f_{\text{GHz}} + 2.0211$ $\alpha_V = -0.8083 \log f_{\text{GHz}} + 2.0723$
$f = 12 \text{ GHz}$	$k_H = 0.0188$ $k_V = 0.0168$ $\alpha_H = 1.217$ $\alpha_V = 1.200$
$12 \text{ GHz} \leq f \leq 15 \text{ GHz}$	$k_H = 1.094 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.9977}$ $k_V = 7.718 \times 10^{-6} f_{\text{GHz}}^{3.0929}$ $\alpha_H = -0.6501 \log f_{\text{GHz}} + 1.9186$ $\alpha_V = -0.7430 \log f_{\text{GHz}} + 2.0018$
$f = 15 \text{ GHz}$	$k_H = 0.0367$ $k_V = 0.0335$ $\alpha_H = 1.154$ $\alpha_V = 1.128$
$15 \text{ GHz} \leq f \leq 20 \text{ GHz}$	$k_H = 4.339 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.4890}$ $k_V = 3.674 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.5167}$ $\alpha_H = -0.4402 \log f_{\text{GHz}} + 1.6717$ $\alpha_V = -0.5042 \log f_{\text{GHz}} + 1.7210$
$f = 20 \text{ GHz}$	$k_H = 0.0751$ $k_V = 0.0691$ $\alpha_H = 1.099$ $\alpha_V = 1.065$
$20 \text{ GHz} \leq f \leq 25 \text{ GHz}$	$k_H = 8.951 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.2873}$ $k_V = 3.674 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.3041}$ $\alpha_H = -0.3921 \log f_{\text{GHz}} + 1.6092$ $\alpha_V = -0.3612 \log f_{\text{GHz}} + 1.5349$
$f = 25 \text{ GHz}$	$k_H = 0.124$ $k_V = 0.1113$ $\alpha_H = 1.061$ $\alpha_V = 1.030$
$25 \text{ GHz} \leq f \leq 30 \text{ GHz}$	$k_H = 8.779 \times 10^{-5} f_{\text{GHz}}^{2.2533}$ $k_V = 1.143 \times 10^{-4} f_{\text{GHz}}^{2.3424}$ $\alpha_H = -0.5052 \log f_{\text{GHz}} + 1.7672$ $\alpha_V = -0.3789 \log f_{\text{GHz}} + 1.5596$
$f = 30 \text{ GHz}$	$k_H = 0.187$ $k_V = 0.167$ $\alpha_H = 1.021$ $\alpha_V = 1.000$
$30 \text{ GHz} \leq f \leq 35 \text{ GHz}$	$k_H = 1.009 \times 10^{-4} f_{\text{GHz}}^{2.2324}$ $k_V = 1.075 \times 10^{-4} f_{\text{GHz}}^{2.1605}$ $\alpha_H = -0.6274 \log f_{\text{GHz}} + 1.9477$ $\alpha_V = -0.5527 \log f_{\text{GHz}} + 1.8164$
$f = 35 \text{ GHz}$	$k_H = 0.263$ $k_V = 0.233$ $\alpha_H = 0.979$ $\alpha_V = 0.963$
$35 \text{ GHz} \leq f \leq 40 \text{ GHz}$	$k_H = 1.304 \times 10^{-4} f_{\text{GHz}}^{2.1402}$ $k_H = 1.163 \times 10^{-4} f_{\text{GHz}}^{2.1383}$ $\alpha_H = -0.6898 \log f_{\text{GHz}} + 2.0440$ $\alpha_H = -0.5863 \log f_{\text{GHz}} + 1.8683$
$40 \text{ GHz}$	$k_H = 0.350$ $k_V = 0.310$ $\alpha_H = 0.939$ $\alpha_V = 0.929$

**Πίνακας 2.2β)** Τιμές και τύποι παρεμβολής για τους συντελεστές  $k_H$ ,  $k_V$ ,  $\alpha_H$ ,  $\alpha_V$  που εξαρτώνται από τη συχνότητα

- ❖ Έτσι η τιμή της εξασθένησης λόγω της υπέρβασης του ορίου βροχόπτωσης για το 0,01% ενός μέσου έτους είναι :

$$A_{RAIN}(p = 0.01) = \gamma_R L_e \text{ (db)}$$

**Λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη – C/N<sub>o</sub>**

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο επιτρέπει να καθοριστεί το σχετικό μέγεθος του λαμβανόμενου φέροντος κύματος , ως προς το θόρυβο που υπάρχει στην είσοδο του δέκτη . Υπάρχουν διάφοροι τέτοιοι λόγοι μεγεθών για να καθοριστεί αυτό το σχετικό μέγεθος . Εκείνος που χρησιμοποιείται ευρύτερα είναι ο λόγος της ισχύος του φέροντος κύματος προς τη φασματική πυκνότητα του θορύβου , που γράφεται C/N<sub>o</sub> και εκφράζεται σε Hz .

Η ισχύς που λαμβάνεται στην είσοδο του δέκτη είναι εκείνη του φέροντος κύματος .Έτσι είναι ίση με :

$$C = P_{RX}$$

Η φασματική πυκνότητα της ισχύος θορύβου στο ίδιο σημείο , είναι N<sub>o</sub>=kT , όπου k= η σταθερά Boltzmann=1.379\*10<sup>-23</sup>=-228.6dbW/(Hz\*K) . Έτσι τελικά καταλήγουμε ότι :

❖ Για την άνω ζεύξη ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι ίσος με :

$$(C/N_o)_u = EIRP - L_u - A_{RAIN} + (G/T)_{ST} - IBO + 228.6 \quad (\text{dBHz})$$

όπου

- EIRP: είναι η ενεργός ιστροπική ακτινοβολούμενη ισχύς του σταθμού εκπομπής (δηλαδή στην περίπτωση μας, αναφερόμαστε είτε στον επίγειο σταθμό είτε στο κινητό τερματικό).
- L<sub>u</sub> : είναι οι απώλειες της άνω ζεύξης και δίνονται από τον εξής τύπο :
 
$$L_u(\text{db}) = L_{FS} + L_A + L_T$$
- (G/T)<sub>ST</sub> : είναι ο δείκτης ποιότητας του δορυφόρου .
- IBO : αναδίπλωση ισχύος εισόδου (input back-off).

❖ Για την κάτω ζεύξη ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι ίσος με :

$$(C/N_o)_D = (EIRP)_{ST} - OBO - L_D - A_{RAIN} + G/T + 228.6 \quad (\text{dbHz})$$

όπου

- (EIRP)<sub>ST</sub> :είναι η ενεργός ιστροπική ακτινοβολούμενη ισχύς του δορυφόρου.
- L<sub>D</sub> : είναι οι απώλειες της κάτω ζεύξης και δίνονται από τον εξής τύπο :
 
$$L_D(\text{db}) = L_{FS} + L_A + L_{POL} + L_R$$
- G/T : είναι ο δείκτης ποιότητας του δέκτη (δηλαδή ,στην περίπτωση μας , αναφερόμαστε είτε στο κινητό τερματικό είτε στον επίγειο σταθμό) και δίνεται από τον εξής τύπο :

$$G/T = (G_{Rmax} / L_{FRX}) / T_D \quad (\text{dbK}^{-1})$$

- OBO: αναδίπλωση ισχύος εξόδου (output back-off).

❖ Ο λόγος σήματος προς θόρυβο για τη συνολική ραδιοζεύξη είναι ίσος με :

$$(C/N_o)_T = \frac{1}{\frac{1}{(C/N_o)_u} + \frac{1}{(C/N_o)_D}} \quad (\text{dbHz})$$



### 2.4 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

Έχοντας υπόψη όλα όσα αναφέρθηκαν στην προηγούμενη υποενότητα , μπορούμε να προχωρήσουμε στον υπολογισμό της ζεύξης .

#### 2.4.1 Εκπομπή του επίγειου σταθμού (hub station) και λήψη του κινητού τερματικού

Σε αυτή την ενότητα εξετάζουμε τον υπολογισμό της ζεύξης , για εκπομπή του επίγειου σταθμού και λήψη του κινητού τερματικού μέσω δορυφόρου . Στην αρχή εξετάζεται η άνω ζεύξη και έπειτα η κάτω , με σκοπό τον υπολογισμό του λόγου σήματος προς θόρυβο για τη συνολική ραδιοζεύξη . Οι υπολογισμοί που ακολουθούν γίνονται με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά τόσο του επίγειου σταθμού , όσο και του κινητού τερματικού .

##### 2.4.1.1 Ανάλυση άνω ζεύξης

Συχνότητα:  $f_u = 14\text{GHz}$

Μήκος κύματος:  $\lambda_u = 0,0214\text{ m}$

##### ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ:

- ΘΕΣΗ: ΑΘΗΝΑ ( $37^0\text{ N}$ ,  $23,75^0\text{ E}$ )
- ΔΙΑΜΕΤΡΟΣ ΚΕΡΑΙΑΣ:  $D=4\text{m}$
- ΑΠΟΔΟΣΗ ΚΕΡΑΙΑΣ :  $n=0.6$
- ΓΩΝΙΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ :  $E=44.17^0$
- ΑΠΩΛΕΙΑ ΣΤΗ ΓΡΑΜΜΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΕΤΑΞΥ ΠΟΜΠΟΥ-ΚΕΡΑΙΑΣ :  $L_{\text{FTX}} = 1.5\text{db}$
- ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ-ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ :  $R=37485\text{ km}$
- ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ ΛΟΓΩ ΑΕΡΙΩΝ :  $L_A = 0,25\text{ db}$  για  $f_u = 14\text{GHz}$  και  $E=44.17^0$
- ΙΣΧΥΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ :  $P_{\text{TX}} = 200\text{ W}$
- ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ :  $F=1.2\text{ db}$

##### ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ :

- ΘΕΣΗ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ :  $39^0\text{ E}$
- ΔΕΙΚΤΗΣ ΠΟΙΟΤΗΤΑΣ :  $(G/T)_{\text{SL}} = 4\text{ dbK}^{-1}$
- INPUT BACK-OFF POWER :  $\text{IBO} = 3\text{ db}$
- ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΛΟΓΩ ΚΑΚΗΣ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ :  $L_T = 0.2\text{db}$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Καταρχήν υπολογίζουμε την εξασθένηση της άνω ζεύξης :

$$L_U = L_{FS} + L_A + L_T \text{ (db)}$$

Όπου σύμφωνα με τους τύπους που δόθηκαν στην προηγούμενη υποενότητα και τα δεδομένα που μας δόθηκαν έχουμε :

- $L_{FS}=206,84\text{db}$
- $L_A=0,25\text{db}$
- $L_T=0.2\text{db}$

Άρα τελικά :  **$L_U=207,29\text{db}$**

Έπειτα ακολουθεί ο υπολογισμός της EIRP του επίγειου σταθμού  $-(EIRP)_{ES}$  :

$$(EIRP)_{ES} = (P_{TX} * G_{TMAX}) / L_{FTX}$$

όπου :

- $P_{TX}=200\text{W}=23\text{db}$
- $G_{TMAX}=\pi(\pi D/\lambda_u)^2=53,1\text{dbi}$
- $L_{FTX}=1.5\text{db}$

Άρα τελικά :  **$(EIRP)_{ES}=74.656\text{dbW}$**

Στη συνέχεια υπολογίζουμε την εξασθένηση λόγω βροχής :

- Η ένταση βροχόπτωσης  $R_{0,01}$  , η οποία υπερβαίνεται για το 0,01% ενός μέσου έτους είναι για την Ελλάδα (σύμφωνα με τους χάρτες που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενη υποενότητα και τον πίνακα 2.1) :

$$R_{0,01} = 60 \text{ mm/h}$$

- Το ύψος της βροχής  $h_R(\text{km})$ , δεδομένου ότι το γεωγραφικό πλάτος (latitude) της Αθήνας είναι  $37^\circ$  είναι:

$$h_R = 4 - 0.075 (37 - 36) \Rightarrow h_R = 3.925 \text{ km}$$

- Το μήκος της κεκλιμένης διαδρομής εντός βροχόπτωσης , για  $h_S=0.1\text{km}$  και  $E=44,17^\circ$  είναι :

$$L_S = 5,49 \text{ km}$$

- Υπολογίζουμε τώρα το  $r_{0,01}$  , το συντελεστή ελάττωσης για το 0,01% του χρόνου που λαμβάνει υπόψη την ανομοιογένεια της βροχής , για  $E=44,17^\circ$  και  $L_0(\text{km}) = 35 \exp(-0.015 R_{0,01}) \Rightarrow L_0 = 14,23\text{km}$  :

$$r_{0,01} = 0,78$$

- Έπειτα υπολογίζουμε την  $L_e$  :

$$L_e = 4.29 \text{ km}$$

- Στη συνέχεια υπολογίζουμε το  $\gamma_R$  , όπου σύμφωνα με τους τύπους , αλλά και τους πίνακες που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενη υποενότητα( 2.2α) και 2.2β) ) , υπολογίζονται τα  $a$  και  $\kappa$  , όπου :

$$a=1,16 \text{ και } \kappa=2844,99*10^{-5}$$

$$\text{Έτσι } \gamma_R = 2844,99*10^{-5} *(60)^{1,16} \Rightarrow \gamma_R = 3,29 \text{ db/km}$$

- Η τιμή της εξασθένησης λόγω της υπέρβασης του ορίου βροχόπτωσης για το 0,01% ενός μέσου έτους είναι :

$$A_{RAIN} = L_e \gamma_R \text{ (dB)} \Rightarrow A_{RAIN} = 14,13 \text{ db}$$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Τελικά υπολογίζουμε τον λόγο σήματος προς θόρυβο για την άνω ζεύξη :

$$\begin{aligned}(C/N_o)_U &= (EIRP)_{ES} - L_U - A_{RAIN} + (G/T)_{SL} - IBO + 228.6 \quad (\text{dBHz}) \\ (C/N_o)_U &= 74,656 - 207,29 - 14,13 + 4 - 3 + 228,6 \\ (C/N_o)_U &= \mathbf{82,8335\text{dBHz}}\end{aligned}$$

### 2.4.1.2 Ανάλυση κάτω ζεύξης

Συχνότητα:  $f_d = 11\text{GHz}$

Μήκος κύματος:  $\lambda_d = 9.09 \cdot 10^{-3} \text{ m}$

#### ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ :

- $(EIRP)_{SL} = 51 \text{ dBW}$
- ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ -ΚΙΝΗΤΟΥ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟΥ :  $R=37485 \text{ km}$
- ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ ΛΟΓΩ ΑΕΡΙΩΝ :  $L_A = 0,25 \text{ db}$  για  $f_u = 11\text{GHz}$  και  $E=44.17^0$
- OUTPUT BACK-OFF POWER:  $3\text{db}$

#### ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΙΝΗΤΟΥ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟΥ :

- ΚΕΡΔΟΣ ΚΕΡΑΙΑΣ :  $G_{RMAX} = 20 \text{ dbi}$
- ΓΩΝΙΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ :  $E=44.17^0$
- ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ :  $F = 1.2 \text{ db}$
- ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑ ΘΟΡΥΒΟΥ :  $T_f = 290^0 \text{ K}$
- ΑΠΩΛΕΙΑ ΣΤΗ ΓΡΑΜΜΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΕΤΑΞΥ ΚΕΡΑΙΑΣ ΛΗΨΗΣ-ΔΕΚΤΗ :  $L_{FRX} = 0.5\text{db}$
- ΑΠΩΛΕΙΑ ΛΟΓΩ ΑΣΥΜΦΩΝΙΑΣ ΤΩΝ ΠΟΛΩΣΕΩΝ :  $L_{POL} = 0.3\text{db}$
- ΑΠΩΛΕΙΑ ΣΕ ΚΑΚΗ ΣΚΟΠΕΥΣΗ ΤΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ :  $L_R = 0.2 \text{ db}$

Η εξασθένηση για την κάτω ζεύξη είναι :

$$L_D = L_{FS} + L_A + L_{POL} + L_R \quad (\text{dB})$$

Όπου σύμφωνα με τους τύπους που δόθηκαν στην προηγούμενη υποενότητα και τα δεδομένα που μας δόθηκαν έχουμε :

- $L_{FS}=204,746\text{db}$
- $L_A=0,25\text{db}$
- $L_R=0.2\text{db}$
- $L_{POL}=0.3$

Άρα τελικά :  **$L_D=205,4968\text{db}$**

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Έπειτα υπολογίζουμε την ενεργό θερμοκρασία θορύβου  $T_{eRX}$  :

$$T_{eRX} = (F - 1) T_O = (10^{1,2/10} - 1) * 290 \Rightarrow \\ \mathbf{T_{eRX} = 92.29^\circ K}$$

Από το διάγραμμα (σχήμα 2.6) που έχει δοθεί σε προηγούμενη υποενότητα και για τη συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας ( $f=11\text{GHz}$ ) και γωνία ανύψωσης ( $E=44.17^\circ$ ) , υπολογίζουμε την θερμοκρασία  $T_{SKY}$  :

$$\mathbf{T_{SKY} = 5^\circ K}$$

Επίσης η θερμοκρασία  $T_{GROUND}$  για τη συγκεκριμένη γωνία ανύψωσης ( $E=44,17^\circ$ ) είναι ίση με :

$$\mathbf{T_{GROUND} = 10^\circ K}$$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε την εξασθένηση λόγω βροχής :

- Η απόσταση  $L_e$  καθώς και τα μεγέθη που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της , είναι τα ίδια με αυτά που υπολογίστηκαν στην άνω ζεύξη . Άρα :

$$\mathbf{L_e = 4.29 km}$$

- Στη συνέχεια υπολογίζουμε το  $\gamma_R$  , όπου σύμφωνα με τους τύπους , αλλά και τους πίνακες που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενη υποενότητα , υπολογίζονται τα  $\alpha$  και  $\kappa$  , όπου :

$$\alpha = 1,24 \text{ και } \kappa = 1318.2 * 10^{-5}$$

$$\text{Έτσι } \gamma_R = 1318.2 * 10^{-5} * (60)^{1,24} \Rightarrow \mathbf{\gamma_R = 2.1129 \text{ db/km}}$$

- Η τιμή της εξασθένησης λόγω της υπέρβασης του ορίου βροχόπτωσης για το 0,01% ενός μέσου έτους είναι :

$$A_{RAIN} = L_e \gamma_R \text{ (dB)} \Rightarrow \mathbf{A_{RAIN} = 9.085 \text{ db}}$$

Έχοντας υπολογίσει τα προηγούμενα μεγέθη , μπορούμε τώρα να υπολογίσουμε τη θερμοκρασία θορύβου της κεραίας  $T_A$  :

$$T_A (K) = T_{SKY} / A_{RAIN} + T_m (1 - 1 / A_{RAIN}) + T_{GROUND}$$

$$\mathbf{T_A = 251.667^\circ K}$$

Στη συνέχεια και σύμφωνα με τύπο που έχει δοθεί σε προηγούμενη υποενότητα , υπολογίζουμε τη θερμοκρασία θορύβου του συστήματος  $T_D$  :

$$\mathbf{T_D = 348.13^\circ K}$$

Επόμενο βήμα είναι ο υπολογισμός του δείκτη ποιότητας του κινητού τερματικού  $(G/T)_{ANT}$  :

$$(G/T)_{ANT} = (G_{Rmax} / L_{FRX}) / T_D$$

$$\mathbf{(G/T)_{ANT} = -5.917 \text{ dbK}^{-1}}$$

Τελικά υπολογίζουμε το λόγο σήματος προς θόρυβο της κάτω ζεύξης , που είναι ίσος με :

$$(C/N_o)_D = (EIRP)_{ST} - OBO - L_D - A_{RAIN} + (G/T)_{ANT} + 228.6 \text{ (dbHz)}$$

$$(C/N_o)_D = 51 - 3 - 205.4968 - 9.085 - 5.917 + 228.6$$

$$\mathbf{(C/N_o)_D = 56.1 \text{ dbHz}}$$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Η τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο για τη συνολική ραδιοζεύξη , όπως έχουμε προαναφέρει , δίνεται από τη σχέση :

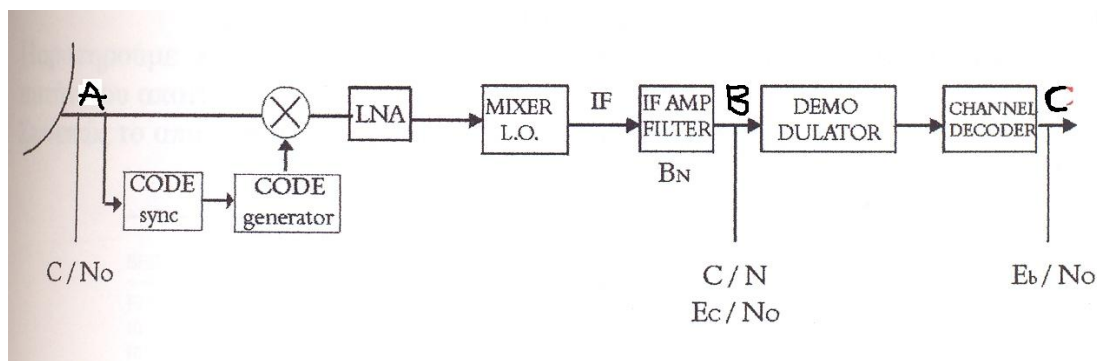
$$(C/N_o)_T = \frac{1}{\frac{1}{(C/N_o)_u} + \frac{1}{(C/N_o)_D}} \quad (\text{dbHz})$$

όπου  $(C/N_o)_U = 82,8335\text{dbHz} = 192.023819\text{MHz}$

$(C/N_o)_D = 56.1\text{dbHz} = 407.458\text{KHz}$

Επομένως ο λόγος σήματος προς θόρυβο για τη συνολική ραδιοζεύξη είναι :

$$(C/N_o)_T = 56.091\text{dbHz}$$



Για συμβατικές δορυφορικές ραδιοζεύξεις , η τιμή  $C/N_o$  που πρέπει να χρησιμοποιηθεί είναι αυτή του  $(C/N_o)_T$  . Εμείς βρήκαμε ότι  $(C/N_o)_T = 56,091\text{dbHz}$  στο σημείο A. Αφαιρώντας το ισοδύναμο εύρος ζώνης θορύβου  $B_N$  του δέκτη καταλήγουμε στο σημείο B. Το εύρος ζώνης θορύβου  $B_N$  δίνεται από τον εξής τύπο :

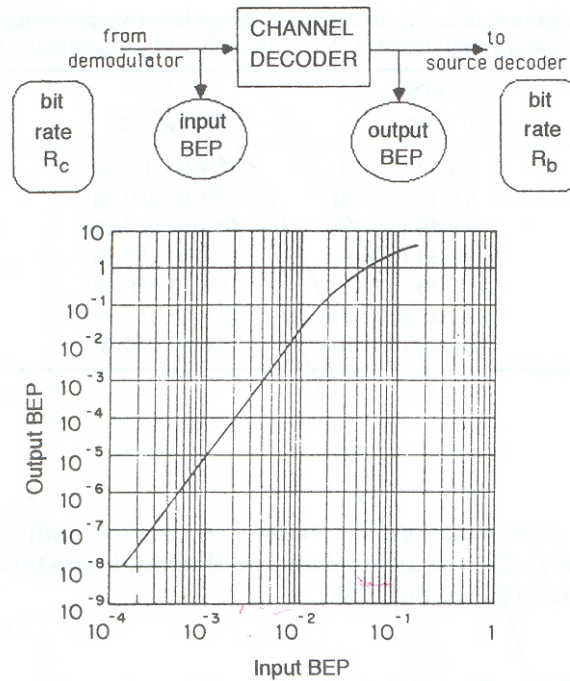
$$B_N = R_b / \Gamma$$

Όπου  $R_b$  είναι ο ρυθμός μετάδοσης των bits και στην περίπτωσή μας  $R_b = 64\text{kbps}$  .

Επίσης  $\Gamma$  (bits /s/Hz) είναι η φασματική απόδοση και λαμβάνει την τιμή  $\Gamma = 1,5\text{bits/s/Hz}$  για διαμόρφωση QPSK , όπου και χρησιμοποιούμε στην περίπτωσή μας .

Έπειτα από τις κατάλληλες πράξεις καταλήγουμε ότι  $B_N = 42666,667\text{Hz}$  και  $C/N_o = 9,79\text{dbHz}$  στο σημείο B.

Στην έξοδο του αποκωδικοποιητή (σημείο C) απαιτείται μία τιμή  $\text{BER} = 10^{-5}$  . Για να επιτευχθεί το παραπάνω BER , ο αποκωδικοποιητής πρέπει να έχει στην είσοδό του μία τιμή  $\text{BER} = 10^{-3}$  . Αυτό φαίνεται από το σχήμα και το διάγραμμα που ακολουθεί .



**Σχήμα 2.10** Η σχέση μεταξύ BEP στην είσοδο και BEP στην έξοδο του αποκωδικοποιητή

Για την επίτευξη , τώρα ,αυτού του BEP στην είσοδο του αποκωδικοποιητή απαιτείται μία τιμή  $E_b/N_0=6,8\text{db}$  , όπως φαίνεται και από τον πίνακα που ακολουθεί .

BEP	BPSK QPSK	DE-BPSK ( $\Delta$ ) DE-QPSK	D-BPSK ( $\Delta$ )	D-QPSK ( $\Delta$ )
$10^{-3}$	6.8 dB	7.4 dB (0.6 dB)	7.9 dB (1.1 dB)	9.2 dB (2.4 dB)
$10^{-4}$	8.4 dB	8.8 dB (0.4 dB)	9.3 dB (0.9 dB)	10.7 dB (2.3 dB)
$10^{-5}$	9.6 dB	9.9 dB (0.3 dB)	10.3 dB (0.7 dB)	11.9 dB (2.3 dB)
$10^{-6}$	10.5 dB	10.8 dB (0.3 dB)	11.2 dB (0.7 dB)	12.8 dB (2.3 dB)
$10^{-7}$	11.3 dB	11.5 dB (0.2 dB)	11.9 dB (0.6 dB)	13.6 dB (2.3 dB)
$10^{-8}$	12.0 dB	12.2 dB (0.2 dB)	12.5 dB (0.5 dB)	14.3 dB (2.3 dB)
$10^{-9}$	12.6 dB	12.8 dB (0.2 dB)	13.0 dB (0.4 dB)	14.9 dB (2.3 dB)

**Πίνακας 2.3** Οι θεωρητικές τιμές του  $E_C/N_0$  για την επίτευξη μιας δεδομένης πιθανότητας σφάλματος .(  $E_C$ =ενέργεια ανά εκπεμπόμενο bit ,  $N_0$ =φασματική πυκνότητα θορύβου ) ,  $\Delta$ =διαφορά στο  $E_C/N_0$  σε σχέση με BPSK και QPSK

Δεδομένου ότι στην δική μας περίπτωση  $\rho=1$  , όπου  $\rho$  είναι ο ρυθμός μετάδοσης του κώδικα με χρήση τεχνικής FEC(Forward acting Error Correction , απευθείας διόρθωση σφάλματος ) , το  $E_C/N_0$  στην είσοδο του αποκωδικοποιητή θα είναι :

$$E_C/N_0 = E_b/N_0 + 10\log\rho \Rightarrow E_C/N_0 = E_b/N_0 = 6,8\text{db}$$

Δηλαδή στην δική μας περίπτωση , ουσιαστικά δεν κάνουμε χρήση της τεχνικής FEC.

Στη συνέχεια , λαμβάνοντας υπόψη την υποβάθμιση που οφείλεται στην ποιότητα υλοποίησης του αποδιαμορφωτή , την οποία θα λάβουμε ίση με 0,5db , η απαιτούμενη τιμή του λόγου  $E_C/N_0$  στην είσοδο του αποδιαμορφωτή είναι :

$$E_C/N_0 = 7.3\text{db}$$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Χρησιμοποιώντας τη σχέση  $C/N=(E_c/N_0)*\Gamma$  , καταλήγουμε ότι ο απαιτούμενος λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του αποκωδικοποιητή , δηλαδή στο σημείο B, είναι ίσος με :

$$C/N=9.06db$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι η απαιτούμενη τιμή είναι μικρότερη από αυτή που εμείς διαθέτουμε (9,79dbHz) και συγκεκριμένα έχουμε ένα περιθώριο των 0,73db. Επομένως το απαιτούμενο BER= $10^{-5}$  μπορεί να επιτευχθεί .

### **2.4.2 Εκπομπή του κινητού τερματικού και λήψη του επίγειου σταθμού (hub station)**

Σε αυτή την ενότητα εξετάζουμε τον υπολογισμό της ζεύξης , για εκπομπή του κινητού τερματικού και λήψη του επίγειου σταθμού μέσω δορυφόρου . Στην αρχή εξετάζεται η άνω ζεύξη και έπειτα η κάτω , με σκοπό τον υπολογισμό του λόγου σήματος προς θόρυβο για τη συνολική ραδιοζεύξη . Οι υπολογισμοί που ακολουθούν γίνονται με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά τόσο του επίγειου σταθμού , όσο και του κινητού τερματικού .

#### **2.4.2.1 Ανάλυση άνω ζεύξης**

Συχνότητα:  $f_u = 14GHz$

Μήκος κύματος:  $\lambda_u = 0,0214 m$

#### **ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΙΝΗΤΟΥ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟΥ :**

- ΘΕΣΗ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗ ΟΧΗΜΑΤΟΣ : Αθήνα (37<sup>0</sup>N , 23,75<sup>0</sup>E)
- ΙΣΧΥΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ :  $P_{TX} = 5W$
- ΓΩΝΙΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ :  $E=44,17^0$
- ΑΠΩΛΕΙΑ ΣΤΗ ΓΡΑΜΜΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΕΤΑΞΥ ΠΟΜΠΟΥ-ΚΕΡΑΙΑΣ :  $L_{FTX} = 1.5db$
- ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΚΙΝΗΤΟΥ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟΥ –ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ :  $R=37485 km$
- ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ ΛΟΓΩ ΑΕΡΙΩΝ :  $L_A = 025 db$  για  $f_u = 14GHz$  και  $E=44.17^0$
- ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ :  $F = 1.2 db$
- ΚΕΡΔΟΣ ΚΕΡΑΙΑΣ :  $G_{TMAX} = 20 dbi$

#### **ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ :**

- ΘΕΣΗ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ : 39<sup>0</sup> E
- ΔΕΙΚΤΗΣ ΠΟΙΟΤΗΤΑΣ :  $(G/T)_{SL} = 4 dbK^{-1}$
- INPUT BACK-OFF POWER :  $IBO = 3 db$
- ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΛΟΓΩ ΚΑΚΗΣ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ :  $L_T = 0.2db$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Καταρχήν υπολογίζουμε την εξασθένηση της άνω ζεύξης :

$$L_U = L_{FS} + L_A + L_T \text{ (db)}$$

Όπου σύμφωνα με τους τύπους που δόθηκαν στην προηγούμενη υποενότητα και τα δεδομένα που μας δόθηκαν έχουμε :

- $L_{FS}=206,84\text{db}$
- $L_A=0,25\text{db}$
- $L_T=0.2\text{db}$

Άρα τελικά :  **$L_U=207,29\text{db}$**

Έπειτα ακολουθεί ο υπολογισμός της EIRP του κινητού τερματικού  $-(EIRP)_{ANT}$  :

$$(EIRP)_{ANT} = (P_{TX} * G_{TMAX}) / L_{FTX}$$

όπου :

- $P_{TX}=5\text{W}=6.9897\text{db}$
- $G_{TMAX}=20\text{dbi}$
- $L_{FTX}=1.5\text{db}$

Άρα τελικά :  **$(EIRP)_{ANT}=25.4897\text{dbW}$**

Στη συνέχεια υπολογίζουμε την εξασθένηση λόγω βροχής :

- Η απόσταση  $L_e$  καθώς και τα μεγέθη που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της , είναι τα ίδια με αυτά που υπολογίστηκαν για την άνω ζεύξη , όταν εξέπεμπε ο επίγειος σταθμός . Άρα :

$$L_e=4.29\text{km}$$

- Στη συνέχεια πρέπει να υπολογίσουμε το  $\gamma_R$  , όπου σύμφωνα με τους τύπους , αλλά και τους πίνακες που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενη υποενότητα , είναι το ίδιο με αυτό που έχει υπολογιστεί για την άνω ζεύξη , όταν εξέπεμπε ο επίγειος σταθμός :

$$\gamma_R=3,29 \text{ db/km}$$

- Άρα και η τιμή της εξασθένησης λόγω της υπέρβασης του ορίου βροχόπτωσης για το 0,01% ενός μέσου έτους θα είναι ίδια και ίση με :

$$A_{RAIN} = 14,13 \text{ db}$$

Τελικά υπολογίζουμε τον λόγο σήματος προς θόρυβο για την άνω ζεύξη :

$$(C/N_o)_U = (EIRP)_{ANT} - L_U - A_{RAIN} + (G/T)_{SL} - IBO + 228.6 \text{ (dBHz)}$$

$$(C/N_o)_U = 25,4897 - 207,29 - 14,13 + 4 - 3 + 228,6$$

$$(C/N_o)_U = 33,667\text{dbHz}$$



**2.4.2.2 Ανάλυση κάτω ζεύξης**

Συχνότητα:  $f_d = 11\text{GHz}$

Μήκος κύματος:  $\lambda_d = 9.09 \cdot 10^{-3} \text{ m}$

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ :

- $(\text{EIRP})_{\text{SL}} = 51 \text{ dBW}$
- ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ -ΚΙΝΗΤΟΥ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟΥ :  $R=37485 \text{ km}$
- ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ ΛΟΓΩ ΑΕΡΙΩΝ :  $L_A = 0,25 \text{ db}$  για  $f_u = 11\text{GHz}$  και  $E=44.17^0$
- OUTPUT BACK-OFF POWER:  $3\text{db}$

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ :

- ΘΕΣΗ: ΑΘΗΝΑ ( $37^0 \text{ N}, 23,75^0 \text{ E}$ )
- ΔΙΑΜΕΤΡΟΣ ΚΕΡΑΙΑΣ:  $D=4\text{m}$
- ΑΠΟΔΟΣΗ ΚΕΡΑΙΑΣ :  $n=0.6$
- ΓΩΝΙΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ :  $E=44.17^0$
- ΑΠΩΛΕΙΑ ΣΤΗ ΓΡΑΜΜΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΜΕΤΑΞΥ ΠΟΜΠΟΥ-ΚΕΡΑΙΑΣ :  $L_{\text{FRX}} = 0.5\text{db}$
- ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΘΟΡΥΒΟΥ :  $F = 1.2 \text{ db}$
- ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑ ΘΟΡΥΒΟΥ :  $T_f = 290^0 \text{ K}$
- ΑΠΩΛΕΙΑ ΛΟΓΩ ΑΣΥΜΦΩΝΙΑΣ ΤΩΝ ΠΟΛΩΣΕΩΝ :  $L_{\text{POL}} = 0.3\text{db}$
- ΑΠΩΛΕΙΑ ΣΕ ΚΑΚΗ ΣΚΟΠΕΥΣΗ ΤΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ :  $L_R = 0.2 \text{ db}$

Κάποια από τα μεγέθη που υπολογίζονται για αυτή τη ζεύξη είναι ίδια με αυτά που έχουν υπολογιστεί για την κάτω ζεύξη (σε προηγούμενη υποενότητα) , όταν εξέπεμπε ο επίγειος σταθμός . Τα μεγέθη αυτά καθώς και οι τιμές τους δίνονται παρακάτω :

- Η εξασθένηση για την κάτω ζεύξη :  $L_D=205,4968\text{db}$
- Η ενεργός θερμοκρασία θορύβου :  $T_{\text{eRX}}=92.29^0\text{K}$
- Η θερμοκρασία  $T_{\text{SKY}} : T_{\text{SKY}}=5^0\text{K}$
- Η θερμοκρασία  $T_{\text{GROUND}} : T_{\text{GROUND}}=10^0\text{K}$
- Η εξασθένηση λόγω βροχής :  $A_{\text{RAIN}}=9,085\text{db}$
- Η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας :  $T_A=251,667^0\text{K}$
- Η θερμοκρασία θορύβου του συστήματος :  $T_D=348,13^0\text{K}$

Επόμενο βήμα είναι ο υπολογισμός του μέγιστου κέρδους του επίγειου σταθμού :

$$G_{R\text{max}} = n \cdot (\pi \cdot D / \lambda_D)^2 = 51.05\text{dbi}$$

Έπειτα υπολογίζουμε τον δείκτη ποιότητας του επίγειου σταθμού  $(G/T)_{\text{ES}}$  :

$$(G/T)_{\text{ES}} = (G_{R\text{max}} / L_{\text{FRX}}) / T_D$$
$$(G/T)_{\text{ES}}=25,1337\text{dbK}^{-1}$$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΖΕΥΞΗΣ

Τελικά υπολογίζουμε το λόγο σήματος προς θόρυβο της κάτω ζεύξης , που είναι ίσος με :

$$\begin{aligned}(C/N_o)_D &= (EIRP)_{ST} - OBO - L_D - A_{RAIN} + (G/T)_{ES} + 228.6 \text{ (dBHz)} \\ (C/N_o)_D &= 51-3-205.4968-9.085+25,1337+228.6 \\ \mathbf{(C/N_o)_D &= 87,152dBHz}\end{aligned}$$

Η τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο για τη συνολική ραδιοζεύξη , όπως έχουμε προαναφέρει , δίνεται από τη σχέση :

$$(C/N_o)_T = \frac{1}{\frac{1}{(C/N_o)_u} + \frac{1}{(C/N_o)_D}} \text{ (dBHz)}$$

$$\begin{aligned}\text{όπου } (C/N_o)_U &= 33,667\text{dBHz}=2326,541\text{Hz} \\ (C/N_o)_D &= 87,152\text{dBHz}=519035,758\text{MHz}\end{aligned}$$

Επομένως ο λόγος σήματος προς θόρυβο για τη συνολική ραδιοζεύξη είναι :

$$\mathbf{(C/N_o)_T=33,667dBHz}$$

Σε αυτή τη ραδιοζεύξη χρησιμοποιούμε ρυθμό μετάδοσης ψηφίων  $R_b=0.3\text{kbps}$  και διαμόρφωση QPSK , συνεπώς η φασματική απόδοση είναι  $\Gamma=1,5\text{bits/s/Hz}$  .

Ακολουθώντας τα βήματα που είχαν γίνει και στην υποενότητα 2.4.1.2, το εύρος ζώνης θορύβου υπολογίζεται ίσο με  $B_N=200\text{Hz}$  και στο σημείο B έχουμε  $\mathbf{C/N_o=10,6568dBHz}$ .

Επίσης ο απαιτούμενος λόγος σήματος προς θόρυβο στο σημείο B είναι ίδιος με αυτόν που είχε υπολογιστεί στην υποενότητα 2.4.1.2 και ισούται με :  $\mathbf{C/N=9.06db}$ .

Παρατηρούμε λοιπόν ότι η απαιτούμενη τιμή είναι μικρότερη από αυτή που εμείς διαθέτουμε (10,6568dBHz) και συγκεκριμένα έχουμε ένα περιθώριο των 1,5958db. Επομένως το απαιτούμενο  $\text{BER}=10^{-5}$  μπορεί να επιτευχθεί .

## 2.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΓΙΑ ΤΟ ΚΙΝΗΤΟ ΤΕΡΜΑΤΙΚΟ

Σε αυτήν την ενότητα θα παρουσιάσουμε κάποιους πίνακες , οι οποίοι θα συγκεντρώνουν τα αποτελέσματα της παραπάνω μελέτης , για διάφορα χαρακτηριστικά του επίγειου σταθμού , του κινητού τερματικού , αλλά και της ραδιοζεύξης . Έτσι θα μπορέσουμε να δούμε διαφόρους συνδυασμούς των στοιχείων αυτών , με τους οποίους επιτυγχάνεται ή όχι , η ραδιοζεύξη για το απαιτούμενο BER .

### 2.5.1 Γενικά συμπεράσματα

Σε αυτό το σημείο θα αναφερθούμε σε κάποια γενικά συμπεράσματα , τα οποία προκύπτουν έπειτα από μελέτη μιας ραδιοζεύξης .

Οι συνθήκες μετάδοσης στην ατμόσφαιρα επηρεάζουν με διαφορετικό τρόπο την άνω και την κάτω ζεύξη . Η βροχή ελαττώνει την τιμή του λόγου  $(C/N_o)_U$  ελαττώνοντας την τιμή της λαμβανόμενης ισχύος  $C_U$  , ενώ ελαττώνει και την τιμή του  $(C/N_o)_D$  ελαττώνοντας την τιμή της λαμβανόμενης ισχύος  $C_D$  και αυξάνοντας τη θερμοκρασία θορύβου του συστήματος της κάτω ζεύξης .

Σε μικρές συχνότητες (κάτω από 10GHz) , η εξασθένηση  $L_A$  είναι γενικά μικρή , και η κύρια αιτία υποβάθμισης της ραδιοζεύξης είναι η ασυμφωνία πόλωσης . Αυτή προκαλείται από την ιονόσφαιρα και από την παρουσία παγοκρυστάλλων σε μεγάλο ύψος στην τροπόσφαιρα . Σε μεγαλύτερες συχνότητες , όπου και εξετάσαμε παραπάνω , παρατηρούνται τόσο τα φαινόμενα της εξασθένησης όσο και της ασυμφωνίας πόλωσης . Αυτά προκαλούνται κατά κύριο λόγο από τα ατμοσφαιρικά αέρια , από τις βροχοπτώσεις και από άλλα υδρομετέωρα . Στατιστικά , αυτά τα φαινόμενα γίνονται εντονότερα , όταν εξετάζεται ένα μικρό ποσοστό χρόνου .

Στην άνω ζεύξη , η θερμοκρασία θορύβου του δορυφόρου επηρεάζεται σε μεγάλο βαθμό από τη μεγάλη θερμοκρασία θορύβου της γης , και , λαμβανομένου υπόψη του περιορισμού κάλυψης , ο λόγος  $G/T$  δεν είναι σημαντικός . Εξαρτάται από τον επίγειο σταθμό για να εξασφαλιστεί μια ικανοποιητική EIRP , και , λαμβανομένων υπόψη των περιορισμών που αφορούν στην κεραία , η ευελιξία του σχεδιασμού εναπόκειται κατά κύριο λόγο στην ισχύ εξόδου του ενισχυτή εκπομπής .

Στην κάτω ζεύξη , η ισχύς εξόδου του ενισχυτή που χρησιμοποιείται περιορίζεται σε γενικές γραμμές από την τεχνολογία του ενισχυτή και από το μέγεθος της πλατφόρμας του δορυφόρου που περιορίζει την παραγωγή ενέργειας . Λαμβάνοντας υπόψη τους περιορισμούς κάλυψης για την κεραία του δορυφόρου , η EIRP ενός δορυφόρου είναι περιορισμένη . Είναι αναγκαία η αντιστάθμιση του ικανοποιητικά μεγάλου δείκτη  $G/T$  του επίγειου σταθμού , και λαμβανομένων υπόψη των περιορισμών των κεραιών των δορυφόρων , η ευελιξία του σχεδιασμού εναπόκειται κατά κύριο λόγο στη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη .

**2.5.2 Μελέτη άνω και κάτω ζεύξης όταν εκπέμπει ο επίγειος σταθμός**

Για τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται παρακάτω , έχουμε χρησιμοποιήσει IBO-OBO=3db , διαμόρφωση QPSK , διάμετρο του επίγειου σταθμού D=4m και στην έξοδο του αποκωδικοποιητή απαιτείται μία τιμή BEP=10<sup>-5</sup>.

Ισχύς επίγειου σταθμού (W)	Rb(kbps)	Κέρδος κινητού τερματικού(db)	Περιθώριο για επίτευξη του BEP(db)
200	64	20	0.729829579
300	64	20	0.732895947
400	64	20	0.734429943
200	64	22	2.724454314
200	64	23	3.720686921
200	64	21	1.727449191
200	9.6	20	8.968916989
200	1.2	20	17.99981686
200	4.8	20	11.97921695
200	2.4	20	14.9895169

Παρατηρούμε ότι αν αλλάξουμε τη διάμετρο του επίγειου σταθμού σε D=8m , τα αποτελέσματα δεν διαφέρουν και πολύ . Για την ακρίβεια δεν διαφέρουν σχεδόν καθόλου . Επίσης μία άλλη παρατήρηση είναι ότι το περιθώριο επίτευξης του BEP βελτιώνεται ικανοποιητικά αν αλλάξουμε τα δεδομένα που χρησιμοποιούνται στη μελέτη της κάτω ζεύξης . Για παράδειγμα , αν αλλάξουμε το R<sub>b</sub> ή το κέρδος της κεραίας του κινητού τερματικού .

**2.5.3 Μελέτη άνω και κάτω ζεύξης όταν εκπέμπει το κινητό τερματικό**

Για τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται παρακάτω , έχουμε χρησιμοποιήσει IBO-OBO=3db , διαμόρφωση QPSK , διάμετρο του επίγειου σταθμού D=4m και στην έξοδο του αποκωδικοποιητή απαιτείται μία τιμή BEP=10<sup>-5</sup>.

<b>Rb(kbps)</b>	<b>Κέρδος κινητού τερματικού(db)</b>	<b>Ισχύς κινητού τερματικού (W)</b>	<b>Περιθώριο για επίτευξη του BEP(db)</b>
1.2	20	5	-4.424724681
1.2	23	5	-1.424744055
0.3	20	5	1.595875233
0.3	23	5	4.595855858
0.3	20	4	0.626778996
0.3	20	6	2.3876838

Παρατηρούμε ότι με αλλαγή της διαμέτρου του επίγειου σταθμού σε D=8m , τα αποτελέσματα διαφέρουν ελάχιστα .Γενικά, το περιθώριο βελτιώνεται ικανοποιητικά με αλλαγή των δεδομένων που χρησιμοποιούνται στη μελέτη της άνω ζεύξης , όπως για παράδειγμα το κέρδος του κινητού τερματικού , αλλά και η ισχύς του . Όταν το περιθώριο είναι αρνητικό σημαίνει ότι δεν επιτυγχάνεται το BEP για τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά της ζεύξης .

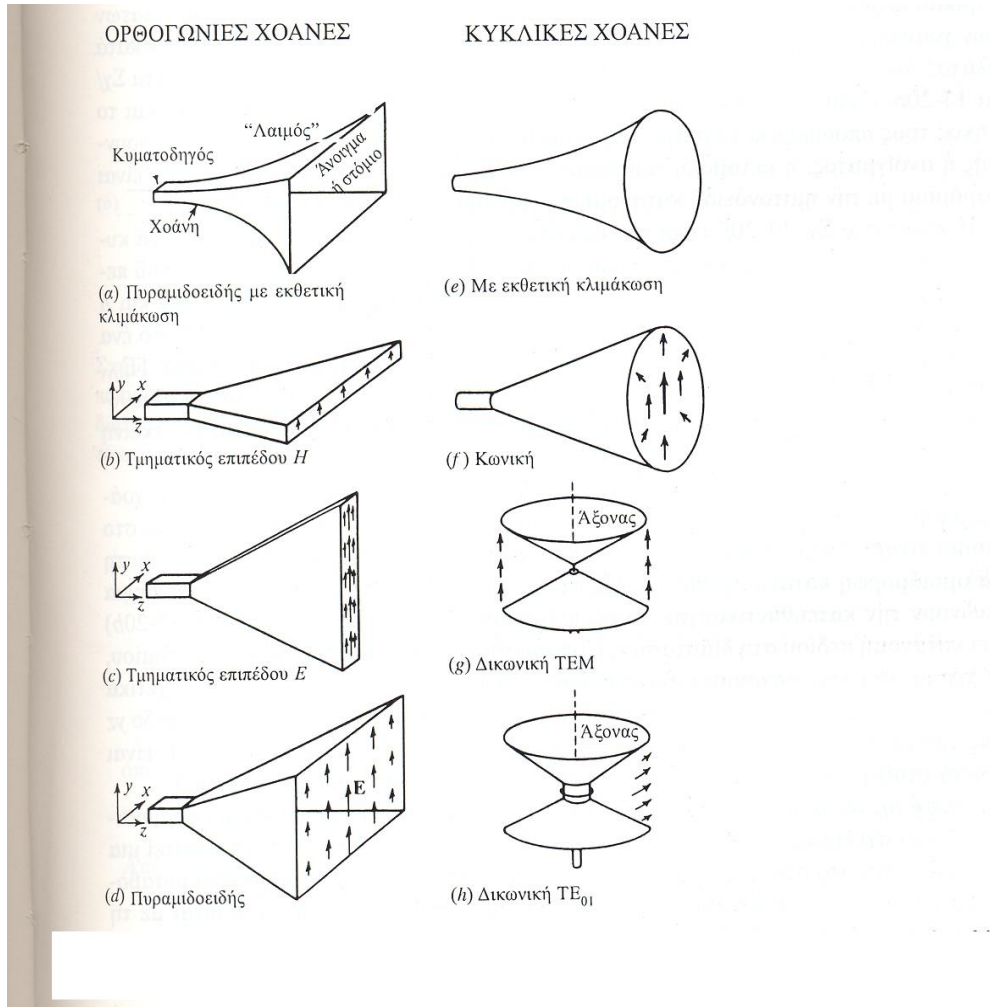
### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΕΞΕΤΑΣΗ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ**

Σε αυτό το κεφάλαιο θα εξετάσουμε διάφορα είδη κεραιών που θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε για την επίτευξη του σκοπού μας .Οι κεραιές αυτές θα πρέπει κυρίως να έχουν μικρό μέγεθος και να ικανοποιούν κάποια συγκεκριμένα χαρακτηριστικά , όπως για παράδειγμα το κέρδος του κινητού τερματικού , το οποίο θέλουμε να κυμαίνεται μεταξύ 20-23db.Θα εξετάσουμε τα κυριότερα είδη των κεραιών και αυτά τα οποία είναι τα πιο λειτουργικά και εύχρηστα, δεδομένου ότι θα εγκατασταθούν πάνω σε αυτοκίνητα .

Κάποια από αυτά τα είδη κεραιών εξετάζονται για διπλή πόλωση και κάποια άλλα , καθαρά για πρακτικούς λόγους, για απλή πόλωση , δεδομένου ότι για την επίτευξη διπλής πόλωσης η γεωμετρία της κεραιάς μπορεί να είναι πολύπλοκη και άρα το κόστος και ο κόπος κατασκευής της ασύμφορα . Επίσης θα πρέπει να αναφέρουμε ότι οι κεραιές αυτές θέλουμε να λειτουργούν τόσο στα 14GHz(εκπομπή) , όσο και στα 11GHz(λήψη) , άρα τα χαρακτηριστικά μεγέθη της υπό εξέταση κεραιάς και οι διαστάσεις της θα επιλεγούν για τη μέση συχνότητα λειτουργίας , δηλαδή για  $f=12.5\text{GHz}$ . Τα είδη στα οποία θα αναφερθούμε είναι τα: οι κεραιές χοάνης , οι κεραιές φακού μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E και οι φακοί Lunenburg , ο παροβολοειδής ανακλαστήρας και οι κεραιές σχισμής .

#### **3.1 ΚΕΡΑΙΕΣ ΧΟΑΝΗΣ**

Μία κεραιά χοάνης μπορεί να θεωρηθεί σαν ένας διευρυμένος κυματοδηγός . Η λειτουργία της χοάνης είναι να παράγει ένα ομοιόμορφο μέτωπο φάσης με μεγαλύτερη επιφάνεια από εκείνη του κυματοδηγού , και άρα μεγαλύτερη κατευθυντικότητα . Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται μερικοί τύποι χοάνης .

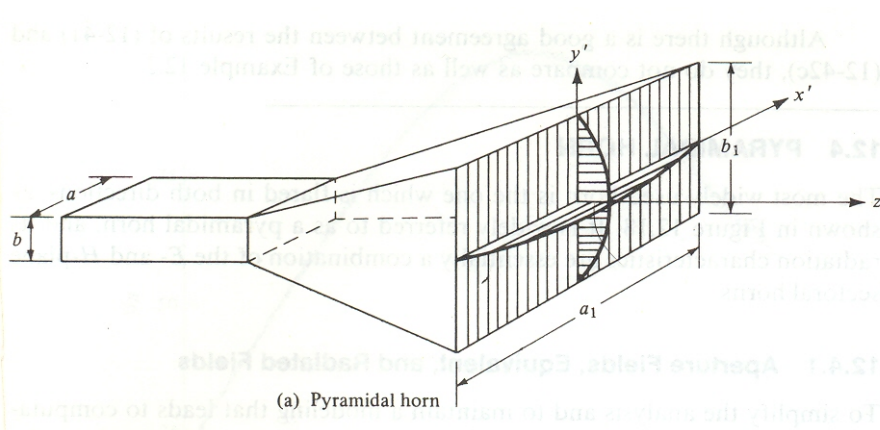


**Σχήμα 3.1** Τύποι ορθογώνιων και κυκλικών κεραιών χοάνης

Για να ελαχιστοποιούνται οι ανακλάσεις του καθοδηγούμενου κύματος , η περιοχή μετάβασης ή χοάνη , μεταξύ του κυματοδηγού στο ‘λαιμό’ και του ελεύθερου χώρου στο άνοιγμα , θα μπορούσε να έχει μια σταδιακή εκθετική κλιμάκωση . Οι ανακλάσεις ελαχιστοποιούνται , γιατί η βαθμιαία μεταβολή εξασφαλίζει προσαρμογή . Γενικά , επιθυμούμε η διαφορά φάσης να είναι μικρή για να μην διασκορπίζεται ο λοβός . Όμως η γενικευμένη πρακτική είναι να κατασκευάζονται χοάνες με ευθεία ανοίγματα .

**3.1.1 Πυραμιδοειδής κεραία χοάνης**

Στη μελέτη μας και για τη συγκεκριμένη κεραία θέλουμε να έχουμε διπλή πόλωση , έτσι ώστε να υπάρχει καλύτερη απομόνωση μεταξύ του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου σήματος . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μπορούν να κυματοδηγηθούν στον κυματοδηγό οι ρυθμοί  $TE_{10}$  και  $TE_{01}$  . Για το λόγο αυτό θα χρησιμοποιήσουμε μια ορθογώνια χοάνη με άνοιγμα και στα δύο επίπεδα , η οποία ονομάζεται πυραμιδοειδής χοάνη και παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα .



Σχήμα 3.2 Πυραμιδοειδής χοάνη

Έστω , ότι στην περίπτωση μας ,  $a=b$  . Τότε οι συχνότητες αποκοπής των ρυθμών είναι :

$$f_{10} = f_{01} = c/2a$$

- ✓ Όταν  $a \neq b$  ο ρυθμός με τη χαμηλότερη συχνότητα αποκοπής είναι ο ρυθμός  $TE_{10}$  , δεδομένου ότι  $b \leq a$  .

Επίσης για να μην κυματοδηγούνται άλλοι ρυθμοί και συγκεκριμένα οι αμέσως επόμενοι από τους  $TE_{10}$  και  $TE_{01}$  , οι οποίοι είναι οι  $TE_{11}$  και  $TM_{11}$  θα πρέπει τελικά οι συχνότητες λειτουργίας μας να είναι

- $f > c/2a$
- $f < f_{11}$

Όπου  $f_{11}$  η συχνότητα αποκοπής των ρυθμών  $TE_{11}$  και  $TM_{11}$  και ισούται με :

$$f_{11} = \frac{c}{2} * \left( \frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2} \right)^{1/2} = \frac{c}{2} * \left( \frac{1}{a^2} + \frac{1}{a^2} \right)^{1/2} = \frac{c}{2} * \left( \frac{2}{a^2} \right)^{1/2} = \frac{c}{2} * \frac{\sqrt{2}}{a} = f_{10} * \sqrt{2}$$

Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι η μικρότερη συχνότητα λειτουργίας μας , που είναι  $f = 11$  GHz , θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την  $f_{10}$  και ότι η μεγαλύτερη συχνότητα λειτουργίας μας που είναι η  $f = 14$  GHz , θα πρέπει να είναι μικρότερη από την  $f_{11}$  . Από αυτές τις συνθήκες βγάζουμε κάποια όρια για το μέγεθος  $a$  (cm).

$$\diamond f_{10} < 11 * 10^9 \Rightarrow \frac{c}{2 * a} < 11 * 10^9 \Rightarrow \frac{3 * 10^8}{2 * a} < 11 * 10^9 \Rightarrow a > \frac{3}{2 * 11 * 10} \Rightarrow$$

**$a > 1.3636 \text{ cm}$**

$$\diamond 14 * 10^9 < f_{11} \Rightarrow 14 * 10^9 < \frac{3 * 10^8 * \sqrt{2}}{2 * a} \Rightarrow a < \frac{3 * 10^8 * \sqrt{2}}{2 * 14 * 10^9} \Rightarrow$$

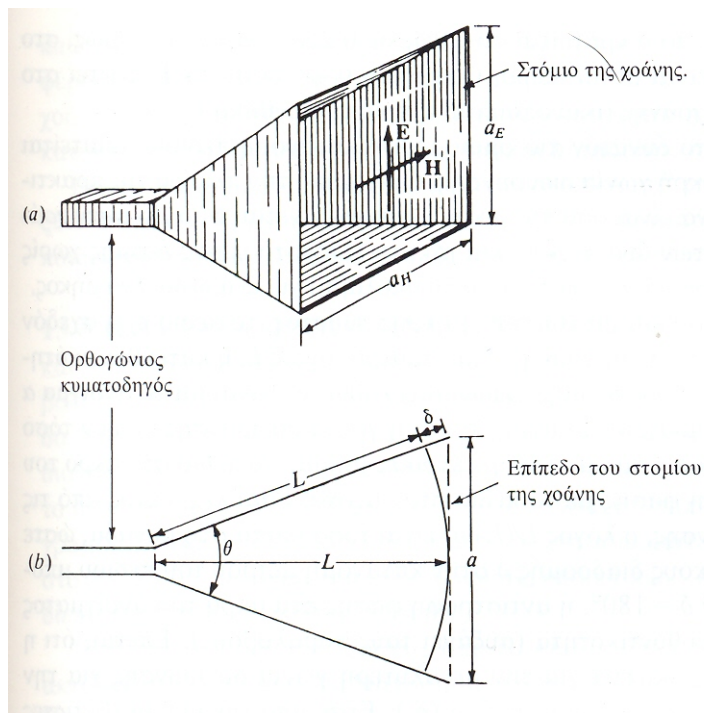
**$a < 1.515 \text{ cm}$**

Αγνοώντας την επίδραση των άκρων , το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κεραίας χοάνης μπορεί να καθοριστεί αν οι διαστάσεις του στομίου και η κατανομή του πεδίου στο στόμιο είναι γνωστά . Για μια δεδομένη επιφάνεια , η κατευθυντικότητα



είναι μέγιστη για ομοιόμορφη κατανομή . Μεταβολές στο μέτρο ή τη φάση του πεδίου στο άνοιγμα μειώνουν την κατευθυντικότητα

Η αρχή του Fermat είναι εφαρμόσιμη και στο σχεδιασμό των χοάνων , αλλά με διαφορετική έμφαση . Αντί να απαιτεί μια σταθερή φάση στο στόμιο της χοάνης , η απαίτηση υποβιβάζεται επιδεχόμενη μεταβολή της φάσης , αλλά λιγότερο από ένα καθορισμένο ποσό  $\delta$  , το οποίο ισούται με τη διαφορά στο μήκος της διαδρομής για μια ακτίνα που οδεύει κατά μήκος της πλευράς και μια που οδεύει κατά μήκος του άξονα της χοάνης .



Σχήμα 3.3 Εφαρμογή της αρχής του Fermat στις χοάνες

Από το σχήμα βλέπουμε ότι :

$$\tan \frac{\theta}{2} = \frac{\alpha}{2L}$$

όπου  $\theta$  = γωνία διεύρυνσης ή ανοίγματος

$\alpha$  = άνοιγμα

$L$  = μήκος της χοάνης

Στο επίπεδο E της χοάνης , το  $\delta$  κρατείται συνήθως σε  $0,25\lambda$  ή λιγότερο . Όμως , στο επίπεδο H , το  $\delta$  μπορεί να είναι μεγαλύτερο , ή περίπου  $0,4\lambda$  , αφού το E πέφτει στο μηδέν στα άκρα ( χείλη ) της χοάνης (ικανοποιείται η οριακή συνθήκη  $E_t = 0$  ). Για να πάρουμε μια όσο το δυνατόν πιο ομοιόμορφη κατανομή πεδίου , απαιτείται μια πολύ μακριά χοάνη με μικρή γωνία διεύρυνσης . Από

πλευρά πρακτικότητας όμως, η χοάνη θα πρέπει να είναι όσο πιο μικρού μήκους γίνεται . Άρα , μια βέλτιστη χοάνη βρίσκεται μεταξύ αυτών των δύο άκρων .

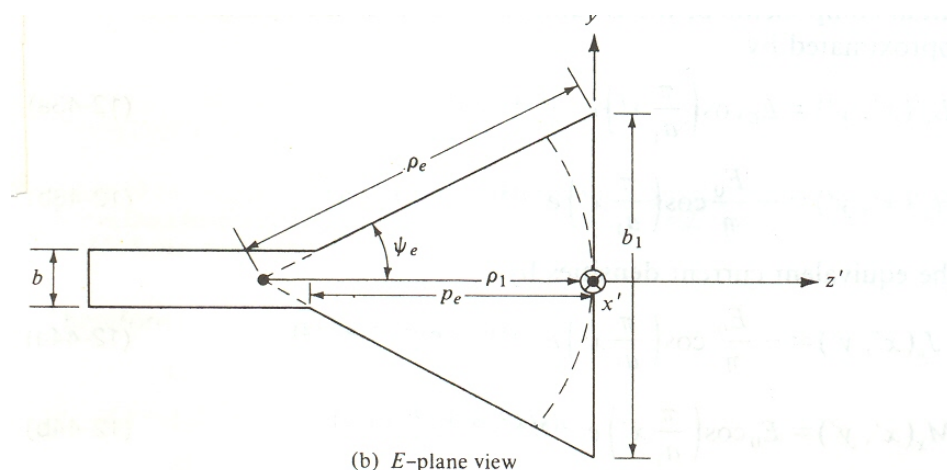
Για σταθερό μήκος  $L$  , η κατευθυντικότητα της χοάνης αυξάνεται καθώς αυξάνονται το άνοιγμα  $\alpha$  και η γωνία διεύρυνσης  $\theta$  . Όμως , αν το άνοιγμα και η γωνία διεύρυνσης γίνουν τόσο μεγάλα ώστε το  $\delta$  να είναι ισοδύναμο με  $180^\circ$  , το πεδίο στο άκρο του ανοίγματος είναι σε αντίθεση φάσης με το πεδίο στον άξονα . Έπεται , λοιπόν , ότι η μέγιστη κατευθυντικότητα προκύπτει για τη μεγαλύτερη γωνία διεύρυνσης , για την οποία το  $\delta$  δεν υπερβαίνει μια μέγιστη τιμή  $\delta_o$  .

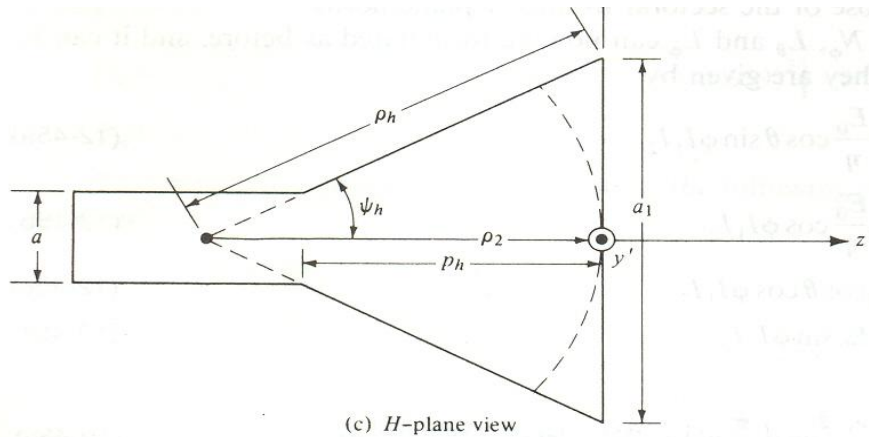
$$\delta_o = \frac{L}{\cos(\theta/2)} - L$$

Τέλος , ένας άλλος περιορισμός των κεραιών χοάνης είναι ότι , για την πιο ομοιόμορφη κατανομή του πεδίου στο άνοιγμα , πρέπει να κατασταλούν οι υψηλότερης τάξης ρυθμοί μετάδοσης στη χοάνη , κάτι το οποίο έχει ληφθεί υπόψη στην παραπάνω μελέτη μας κατά τον υπολογισμό των ορίων των διαστάσεων της χοάνης .

Γενικά το διάγραμμα Η μιας τμηματικής χοάνης επιπέδου Η είναι το ίδιο , αν εξαιρέσουμε έναν παράγοντα κανονικοποίησης , με το διάγραμμα Η μιας πυραμιδοειδούς χοάνης με την ίδια διατομή επιπέδου Η . Παρομοίως και για το διάγραμμα Ε .

Για τον σχεδιασμό της κεραιάς ακολουθούμε τα παρακάτω βήματα και τα αποτελέσματα παρατίθενται στους παρακάτω πίνακες. Επίσης τα διάφορα μεγέθη που χρησιμοποιούνται παρακάτω φαίνονται στα σχήματα που ακολουθούν :





Σχήμα 3.4 Πυραμιδοειδής χοάνη και σύστημα συντεταγμένων

1) Σαν πρώτο βήμα του σχεδιασμού , υπολογίζουμε μια δοκιμαστική τιμή του  $\chi$  που ικανοποιεί την παρακάτω σχέση :

$$\chi(\text{trial}) = G_0 / 2\pi \sqrt{2\pi}$$

2) Με διάφορες δοκιμές και έτσι ώστε να ικανοποιείται η εξής σχέση:

$$\left(\sqrt{2\chi} - \frac{b}{\lambda}\right)^2 * (2\chi - 1) = \left(\frac{G_0}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{\chi}} - \frac{a}{\lambda}\right)^2 * \left(\frac{G_0^2}{6\pi^3} \frac{1}{\chi} - 1\right)$$

βρίσκουμε το καταλληλότερο  $\chi$  και από τους παρακάτω τύπους υπολογίζουμε τα  $\rho_e$  και  $\rho_h$  , αντίστοιχα :

$$\rho_e = \lambda * \chi \quad \text{και} \quad \rho_h = \frac{\lambda G_0^2}{8\pi^3} * \frac{1}{\chi}$$

3) Έπειτα υπολογίζουμε τα  $a_1$  και  $b_1$  ως εξής :

$$a_1 = \sqrt{3 * \lambda * \rho_h} \quad \text{και} \quad b_1 = \sqrt{2 * \lambda * \rho_e}$$

4) Τέλος οι τιμές των  $\rho_e$  και  $\rho_h$  μπορούν να υπολογιστούν ως εξής :

$$\rho_e = (b_1 - b) \left[ \left( \frac{\rho_e}{b_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2}$$

$$\rho_h = (a_1 - a) \left[ \left( \frac{\rho_h}{a_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2}$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΕΞΕΤΑΣΗ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Gterminal(db)	a=b(cm)	pe(cm)	ph(cm)	a1(cm)	b1(cm)	pe=ph(cm)
20	1.4	15.32856	15.14891	10.44376	8.577709	12.31443
21	1.4	19.303608	19.06533	11.71624	9.625867	15.9751
22	1.4	24.303432	24.00022	13.1454	10.80076	20.62437
23	1.4	30.592944	30.21771	14.75017	12.11801	26.52253
23	1.45	30.6059448	30.20488	14.74704	12.12058	26.411
22	1.45	24.3151776	23.98863	13.14223	10.80337	20.52562
21	1.45	19.31424	19.05484	11.71302	9.628518	15.88781
20	1.45	15.3384	15.1392	10.44041	8.580462	12.23763
20	1.5	15.34776	15.12996	10.43723	8.583079	12.16
21	1.5	19.3248	19.04443	11.70982	9.631149	15.8
22	1.5	24.326928	23.97704	13.13905	10.80598	20.426
23	1.5	30.61896	30.19204	14.7439	12.12316	26.299

**Πίνακας 3.1** Αποτελέσματα για πυραμιδοειδή χοάνη για συχνότητα λειτουργίας  $f=12,5\text{GHz}$

- ο Για μακριές χοάνες παραδεχόμαστε ότι :  $p_2 \approx ph$  and  $p_1 \approx pe$  .
- ο Από τον πίνακα 4,1 του βιβλίου «Εισαγωγή στα μικροκύματα» του κ. Νικολάου Κ. Ουζούνογλου , για την περιοχή συχνοτήτων 10-15 GHz οι προτεινόμενες τιμές για τις εσωτερικές διαστάσεις του κυματοδηγού είναι :  $a=1.91\text{cm}$  ,  $b=0.95\text{cm}$ . Και σύμφωνα και με τους τύπους που έχουν δοθεί και παραπάνω υπολογίζουμε τα παρακάτω μεγέθη :

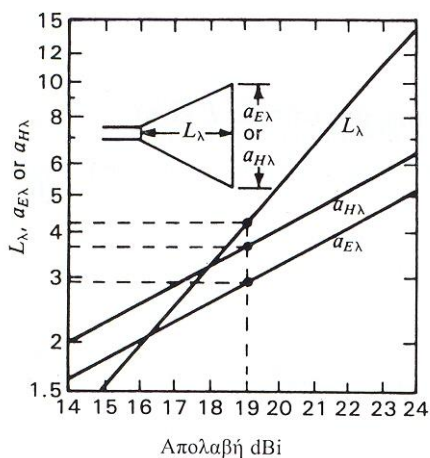
$$f_{10} = \frac{c}{2 * a} = \frac{3 * 10^8}{2 * 1.91 * 10^{-2}} = 7.85\text{GHz}$$

$$f_{01} = \frac{c}{2 * b} = \frac{3 * 10^8}{2 * 0.95 * 10^{-2}} = 15.789\text{GHz}$$

$$f_{11} = \frac{c}{2} * \left( \frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2} \right)^{1/2} = \dots = 17.635\text{GHz}$$

Παρατηρούμε ότι για τις συχνότητες λειτουργίας μας , 11 και 14GHz , στον κυματοδηγό δεν μπορεί να κυματοδηγηθεί ο ρυθμός  $TE_{01}$  .

Επίσης παρακάτω παρουσιάζεται μία γραφική παράσταση , η οποία δείχνει τις βέλτιστες διαστάσεις για πυραμιδοειδείς (ορθογώνιες) χοάνες , συναρτήσει της απολαβής (ή της κατευθυντικότητας , αν δεν υπάρχουν απώλειες ) . Για μια δεδομένη απολαβή , το γράφημα δίνει τις διαστάσεις για το μήκος  $L_\lambda$  , το άνοιγμα επιπέδου E ,  $a_{E\lambda}$  και το άνοιγμα επιπέδου H ,  $a_{H\lambda}$  , όλα σε μήκη κύματος . Για ένα δεδομένο μήκος , το γράφημα δείχνει τα κατάλληλα ανοίγματα και την απολαβή . Οι διαστάσεις είναι κοντά στις βέλτιστες . Τέτοιες διαστάσεις είναι σημαντικές μόνο σε μεγάλες χοάνες (με μήκος πολλών μηκών κύματος) , όπου είναι επιθυμητό το μήκος τους να είναι ελάχιστο . Για μικρές (κοντές) χοάνες , δεν απαιτείται συνήθως βελτιστοποίηση .



**Σχήμα 3.5** Διαστάσεις ορθογώνιων χοανών συναρτήσει της κατευθυντικότητας

Σύμφωνα με το παραπάνω γράφημα για  $G=20\text{dBi}$  πρέπει :

- $a_E = 3,3\lambda$
- $a_H = 4\lambda$
- $L_\lambda = 5,1\lambda$

Εμείς σύμφωνα με τον πίνακα 1 έχουμε υπολογίσει ότι :

- $b_1 = a_E = 3,57\lambda$
- $a_1 = a_H = 4,35\lambda$
- $L = L_\lambda = 5.15\lambda$

Συνεπώς παρατηρούμε ότι οι τιμές που έχουμε υπολογίσει από τους πίνακες επιβεβαιώνονται (με μικρές αποκλίσεις , οι οποίες μπορεί να οφείλονται σε αριθμητικές προσεγγίσεις) και σύμφωνα με το γράφημα .

**3.1.2 Κωνικές κεραίες χοάνης**

Η κυκλική χοάνη μπορεί να τροφοδοτηθεί κατευθείαν από ένα κυκλικό κυματοδηγό. Η συμπεριφορά μιας κωνικής χοάνης είναι ανάλογη με αυτή της πυραμιδοειδούς χοάνης . Αυξάνει το κέρδος – κατευθυντικότητα , καθώς η γωνία διεύρυνσης αυξάνει μέχρι , όμως ενός μέγιστου σημείου , γιατί έπειτα η κατευθυντικότητα αρχίζει και μειώνεται .

Ο επικρατέστερος ρυθμός του κυκλικού κυματοδηγού είναι ο  $TE_{11}$  με συχνότητα αποκοπής

$$f_{11} = \frac{1.841}{2\pi a} * \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}$$

Για κυκλικό κυματοδηγό που είναι γεμάτος με αέρα ,  $(\epsilon_0\mu_0)^{-1/2}=3*10^8$  m/s η συχνότητα αποκοπής είναι:

$$f_{11}(GHz) = \frac{8.79}{a(cm)}$$

Οι συχνότητες λειτουργίας μας είναι τα 11 και 14 GHz .Ο αμέσως επόμενος ρυθμός κατά σειρά συχνότητας αποκοπής είναι ο  $TM_{01}$  με συχνότητα αποκοπής :

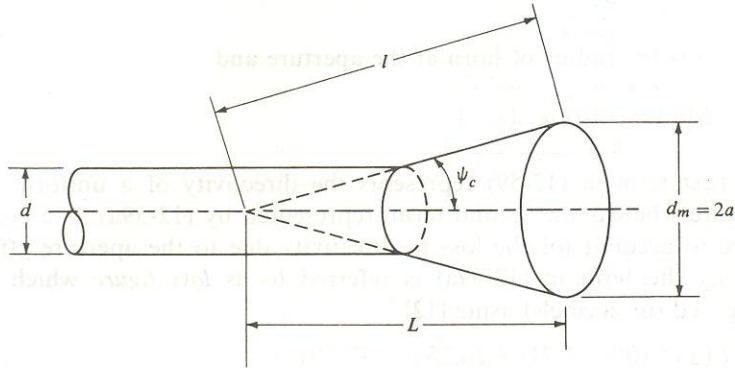
$$f_{01}(GHz) = \frac{11.49}{a(cm)}$$

Για να έχουμε διέγερση μόνο του ρυθμού  $TE_{11}$  και όχι του  $TM_{01}$  θα πρέπει η μικρότερη συχνότητα λειτουργίας μας , δηλαδή τα 11GHz, να ξεπερνά την  $f_{11}$  και επίσης η μεγαλύτερη συχνότητα λειτουργίας μας , δηλαδή τα 14 GHz , να είναι μικρότερη από την  $f_{01}$  , έτσι ώστε να μην διεγείρεται ο ρυθμός  $TM_{01}$ . Υπό αυτές τις δύο συνθήκες βρίσκουμε τα όρια του  $a(cm)$ .

$$\diamond 11 > \frac{8.79}{a} \Rightarrow a > 0.799cm$$

$$\diamond 14 < \frac{11.49}{a} \Rightarrow a < 0.821cm$$

**!!!! Παρατήρηση :** Το  $a(m)$  που χρησιμοποιείται παρακάτω είναι διαφορετικό μέγεθος από αυτό που έχει χρησιμοποιηθεί παραπάνω. Παρακάτω χρησιμοποιείται ως η ακτίνα της κωνικής χοάνης ,ενώ στα προηγούμενα συμβόλιζε την ακτίνα του κυματοδηγού .



Σχήμα 3.6 Γεωμετρία κωνικής χοάνης

Για την κατασκευή της κεραίας ακολουθούμε τα παρακάτω βήματα :

- 1) Από τα παραπάνω όρια του  $a(\text{cm})$ -ακτίνα του κυκλικού κυματοδηγού- επιλέγω μια τιμή.
- 2) Η κατευθυντικότητα μιας κωνικής χοάνης είναι βέλτιστη όταν η διάμετρος της είναι ίση με :

$$dm = \sqrt{3 * l * \lambda}$$

Η οποία με χρήση του παρακάτω τύπου μας δίνει τη μέγιστη απόκλιση φάσης του ανοίγματος :

$$s = \frac{dm^2}{8l\lambda} \Rightarrow s = \frac{3l\lambda}{8\lambda l} \Rightarrow s = \frac{3}{8}$$

Και με χρήση του επομένου τύπου υπολογίζουμε το loss figure :

$$L(s) = 0.8 - 1.71s + 26.25s^2 - 17.79s^3$$

Όπου έπειτα από τις κατάλληλες πράξεις καταλήγουμε στο ότι :

$$L(s) = 2,9 \text{ db}$$

Έπειτα με χρήση του εξής τύπου υπολογίζουμε το  $e_{ap}$ , όπου  $e_{ap}$ : απόδοση ανοίγματος ( aperture efficiency)

$$L(s) = -10 * \log_{10}(e_{ap})$$

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΕΞΕΤΑΣΗ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Όπου έπειτα από τις κατάλληλες πράξεις καταλήγουμε στο ότι :

$$e_{ap} = 0.51 \text{ ή } e_{ap} = 51\%$$

3) Επίσης γνωρίζουμε το κέρδος που θέλουμε να έχει η κωνική χοάνη ,  $G_0$ . Επιπλέον, γνωρίζουμε ότι  $G_0 = e_{cd} * D_0$  , όπου  $e_{cd}$ = απόδοση ακτινοβολίας της κεραίας (antenna radiation efficiency), όπου υποθέτουμε ότι  $e_{cd}=100\%$ . Άρα  $G_0 = D_0$ . Από τον παρακάτω τύπο υπολογίζουμε το  $a$  , όπου  $a$ : η ακτίνα της χοάνης :

$$D_0 (db) = 10 * \log_{10} \left[ e_{ap} * \frac{4\pi}{\lambda^2} * (\pi a^2) \right]$$

Γνωρίζοντας πλέον το  $a$  , μπορούμε να υπολογίσουμε το  $dm$  και το  $l(m)$  , σύμφωνα με τύπους που έχουν δοθεί παραπάνω. Τέλος από το σχήμα μπορούμε να υπολογίσουμε τη γωνία  $\psi$ , αλλά και το μήκος  $L(m)$ .

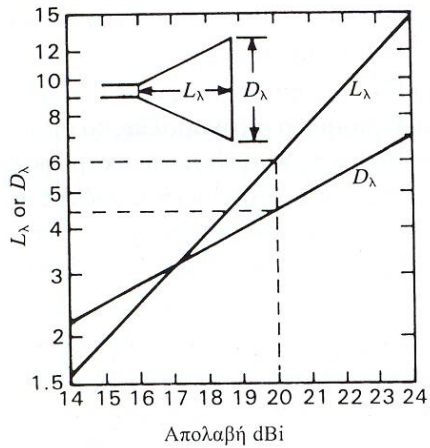
$$\Psi = \sin^{-1}(a/l) \quad \text{και} \quad L(m) = l(m) * \cos \psi$$

<b>Go(db)</b>	<b>dm(m)</b>	<b>l(m)</b>	<b>L(m)</b>	<b>Ψ(μοίρες)</b>
20	0.106974	0.158935	0.15002	19.281857
21	0.120026	0.200088	0.190875	17.184973
22	0.134672	0.251895	0.242949	15.316123
23	0.151104	0.317117	0.30816	13.650509

**Πίνακας 3.2** Αποτελέσματα για κωνική χοάνη για συχνότητα λειτουργίας  $f=12.5\text{Ghz}$

Για σύγκριση των παραπάνω αποτελεσμάτων μπορούμε να δούμε την παρακάτω γραφική παράσταση , η οποία δείχνει τις βέλτιστες διαστάσεις για κωνικές χοάνες συναρτήσει της κατευθυντικότητας (ή της απολαβής , εάν δεν υπάρχουν απώλειες ) , όπως έχουν προσαρμοστεί από τον King . Για μια δεδομένη επιθυμητή απολαβή , το γράφημα δίνει το μήκος  $L_\lambda$  και τη διάμετρο  $D_\lambda$  , ή για ένα δεδομένο μήκος , το γράφημα δίνει το κατάλληλο άνοιγμα και την απολαβή .





**Σχήμα 3.7** Διαστάσεις κωνικής χοάνης συναρτήσει της κατευθυντικότητας

Για παράδειγμα : Για  $G = 20\text{dBi}$  από το γράφημα βρίσκουμε ότι:

- $L_\lambda = 6\lambda$
- $D_\lambda = 4,5\lambda$

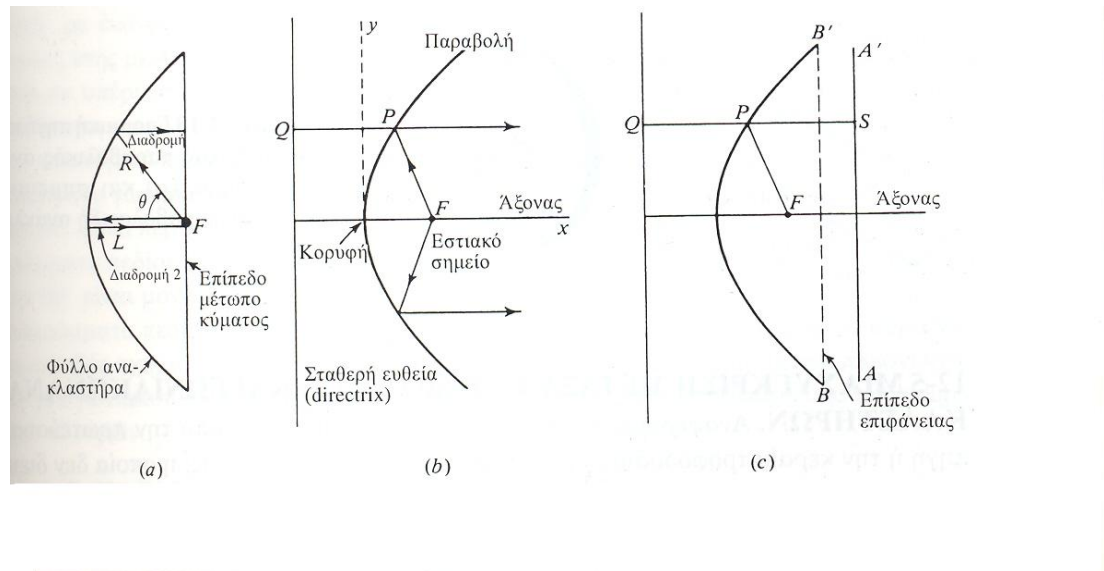
Και εμείς σύμφωνα με τα αποτελέσματα του πίνακα 2 έχουμε :

- $L_\lambda = 6,25\lambda$
- $D_\lambda = 4,46\lambda$

Συνεπώς παρατηρούμε ότι οι τιμές που έχουμε υπολογίσει από τους πίνακες επιβεβαιώνονται (με μικρές αποκλίσεις , οι οποίες μπορεί να οφείλονται και σε αριθμητικές προσεγγίσεις) και σύμφωνα με το γράφημα .

**3.2 ΠΑΡΑΒΟΛΙΚΟΣ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑΣ**

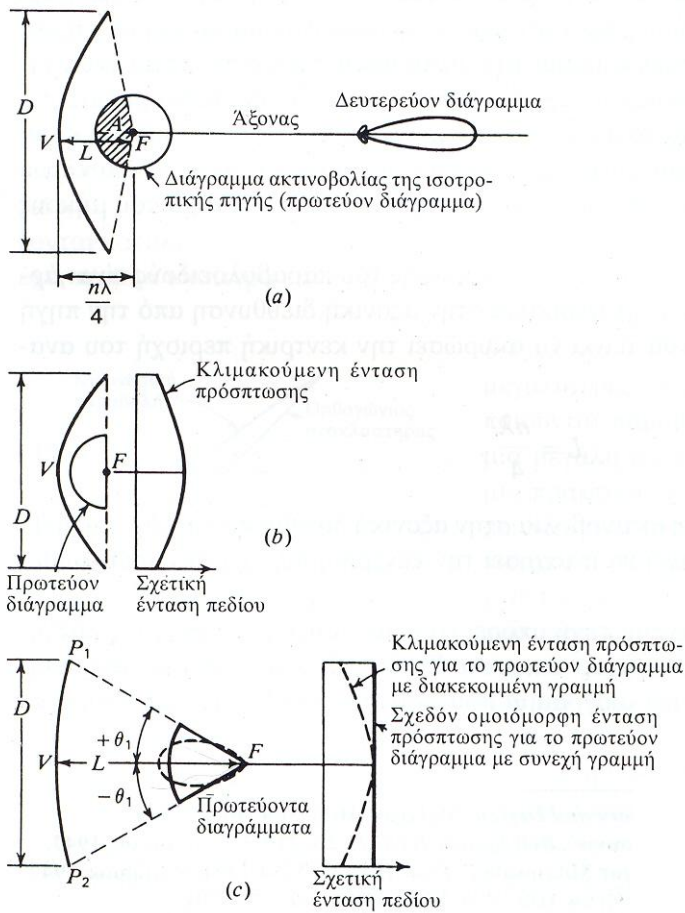
Οι παραβολικές κεραιές μπορούν να παράγουν πολύ μεγάλα κέρδη στις μικροκυματικές συχνότητες . Το κέρδος αυτού του είδους κεραιών εξαρτάται από το μέγεθος του παραβολοειδούς , το οποίο για πρακτικούς λόγους , θα πρέπει να έχει περιορισμένο μέγεθος . Η γεωμετρία ενός τέτοιου ανακλαστήρα παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα .



**Σχήμα 3.8** Γεωμετρία παραβολικού ανακλαστήρα

Μια ιδιότητα ενός παραβολικού ανακλαστήρα είναι ότι όλα τα κύματα από μια ιστροπική πηγή στο εστιακό σημείο , που ανακλώνται από την παραβολή , φθάνουν σε μια ευθεία AA' με ίση φάση . Το επίπεδο BB' στο οποίο λήγει ο ανακλαστήρας , καλείται επίπεδο επιφάνειας . Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι αν περιορίσουμε την προσοχή μας σε μια μοναδική ακτίνα ή διαδρομή κύματος , το παραβολοειδές έχει την ιδιότητα να κατευθύνει ή να ευθυγραμμίζει την ακτινοβολία από το εστιακό σημείο σε μια δέσμη παράλληλη με τον άξονα .

Όπως φαίνεται και στα σχήματα που ακολουθούν , το μήκος της διαδρομή από το F μέχρι τα άκρα (στα P<sub>1</sub> και P<sub>2</sub> ) είναι μεγαλύτερο σε σχέση με εκείνο από το F μέχρι το V (στην κορυφή) . Παρόλο που οι διαδρομές των ακτινών μέσω των άκρων και μέσω της κορυφής είναι ίσου ολικού μήκους με το επίπεδο μέτωπο κύματος , δίνοντας συμφωνία φάσεως , υπάρχει πιο πολύ μήκος διαδρομής προς τα άκρα σε ένα σφαιρικό κύμα εξασθένισης .



**Σχήμα 3.9** Παραβολικοί ανακλαστήρες με διαφορετικές εστιακές αποστάσεις και με πηγές με διαφορετικά διαγράμματα ακτινοβολίας

Έτσι το πεδίο στα άκρα είναι ασθενέστερο . Για να κάνουμε το πεδίο εντελώς ομοιόμορφο κατά πλάτος της επιφάνειας θα χρειαζόταν ένα διάγραμμα τροφοδότη με αντίστροφη κλιμάκωση . Ένα τυπικό όμως διάγραμμα ακτινοβολίας για μια κατευθυντική πηγή δίνει μια εντονότερα κλιμακούμενη κατανομή επιφάνειας . Όσο πιο πολύ ‘φωτίζεται’ ο ανακλαστήρας στα άκρα του , τόσο μεγαλύτερη είναι η ακτινοβολία εκτός του ανακλαστήρα (spill over), η οποία συμβάλλει στη δημιουργία παραλοβών προς τα πίσω ( $90^\circ$  μέχρι  $180^\circ$  ) , κάτι το οποίο είναι ανεπιθύμητο . Έτσι το μεγαλύτερο ποσό κλιμάκωσης με την προκαλούμενη μείωση στο ‘φωτισμό’ των άκρων μπορεί να είναι επιθυμητό , για να μειωθεί το επίπεδο των παραλοβών , πράγμα όμως που έχει ως συνέπεια τη μείωση της κατευθυντικότητας .

Το κέρδος ενός παραβολικού ανακλαστήρα δίνεται από τον τύπο :

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} * A * \eta$$

όπου  $\eta$  = η απόδοση της κεραίας

$A$  = το άνοιγμα – η επιφάνεια που ‘αντικρίζει’ η ακτινοβολία καθώς περνάει από τον ανακλαστήρα . Και ισχύει  $A = \pi * a^2$  , όπου  $a$  : η ακτίνα του ανακλαστήρα .

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΕΞΕΤΑΣΗ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

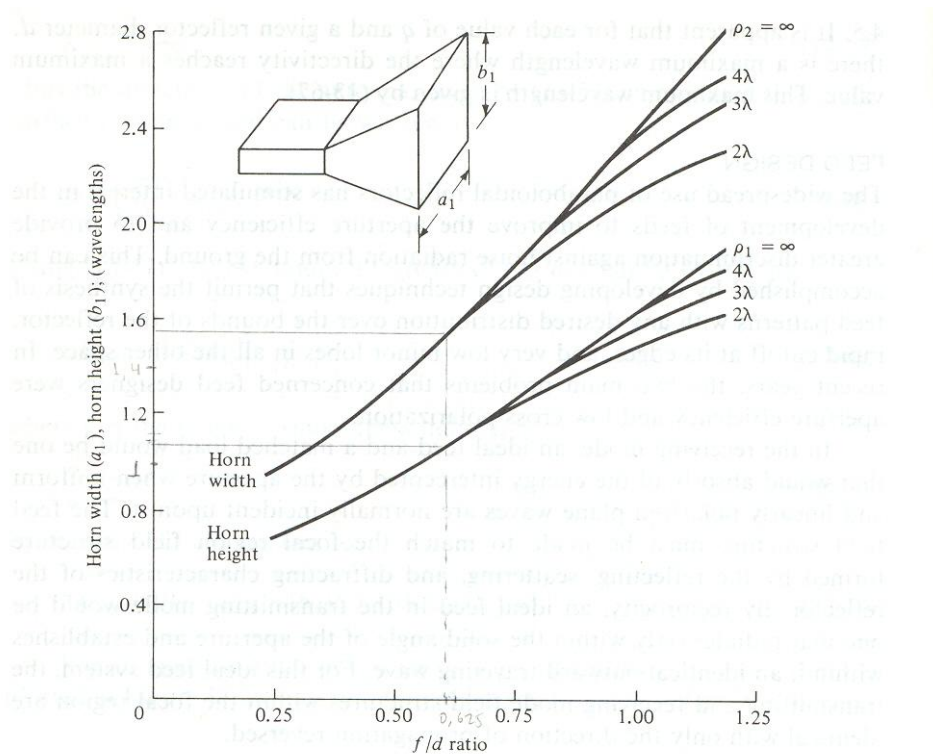
Εμείς εξ αρχής γνωρίζουμε το κέρδος που θέλουμε να έχει η κεραία μας και ψάχνουμε τις διαστάσεις της και να γίνει επίσης και μια μελέτη της πηγής τροφοδοσίας της. Από τον παραπάνω τύπο παραδεχόμαστε ότι  $\eta=0,6$  . Με τα δεδομένα αυτά μπορούμε να υπολογίσουμε την ακτίνα  $a$  της κεραίας μας και φυσικά και τη διάμετρο της  $D(m)=2*a$  .Επίσης για τη μελέτη μας παραδεχόμαστε ότι  $f/D=0.6$  και για το συγκεκριμένο είδος κεραίας θα μελετήσουμε τη διπλή πόλωση . Παρακάτω παρατίθενται πίνακας με αποτελέσματα για διάφορα μεγέθη του κέρδους της κεραίας  $G$ .

<b>G(db)</b>	<b>a(m)</b>	<b>D(m)</b>
20	0.0493124	0.098625
21	0.0553294	0.110659
22	0.0620806	0.124161
23	0.0696556	0.139311

**Πίνακας 3.3** Αποτελέσματα για παραβολικό ανακλαστήρα για συχνότητα λειτουργίας  $f=12,5\text{Ghz}$

Από το διάγραμμα που παρουσιάζεται παρακάτω , μπορούμε να υπολογίσουμε τις βέλτιστες τιμές των διαστάσεων της χοάνης-τροφοδότη του ανακλαστήρα , έτσι ώστε να έχουμε μέγιστη απόδοση κεραίας . Συγκεκριμένα παρατηρούμε ότι για  $f/D=0.6$  οι βέλτιστες διαστάσεις μιας πυραμιδικής χοάνης (που χρησιμοποιείται για τροφοδοσία) είναι :

- $\alpha_1 = 1,57\lambda$
- $\beta_1 = 1,1\lambda$



**Σχήμα 3.10** Βέλτιστες διαστάσεις πυραμιδικής χοάνης συναρτήσει του  $f/D$  ,για διάφορα μήκη της χοάνης

Από μελέτη που είχε γίνει για τις χοάνες στην υποενότητα 3.1 μπορούμε να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά της χοάνης με την παρακάτω διαδικασία:

1) Υπολογίζω τα  $\rho_e$  και  $\rho_h$  ,αντίστοιχα :

$$\alpha_1 = \sqrt{3 * \lambda * \rho_h} \quad \text{και} \quad b_1 = \sqrt{2 * \lambda * \rho_e}$$

και βρίσκω ότι :

$$\rho_h = \frac{a_1^2}{3\lambda}$$

$$\rho_e = \frac{\beta_1^2}{2\lambda}$$

2) Επίσης από τον παρακάτω τύπο μπορούμε να υπολογίσουμε το κέρδος  $G_o$  της χοάνης (υποθέτουμε ότι η συνολική απόδοση της χοάνης είναι 50%) :

$$G_o = \frac{1}{2} * \frac{4\pi}{\lambda^2} * (\alpha_1 \beta_1)$$

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΕΞΕΤΑΣΗ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

3) Τέλος από τους τύπους που ακολουθούν και δεδομένης της σχέσεως ότι για να μπορεί να κατασκευαστεί μια χοάνη θα πρέπει να ισχύει  $\rho_e = \rho_h$  μπορούμε να υπολογίσουμε τις εσωτερικές διαστάσεις της χοάνης  $a$  και  $\beta$ .

$$\rho_e = (b_1 - b) \left[ \left( \frac{\rho_e}{b_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2}$$
$$\rho_h = (a_1 - a) \left[ \left( \frac{\rho_h}{a_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2}$$

Κάνοντας τις κατάλληλες πράξεις καταλήγουμε :

$$\frac{(b_1 - b)}{(a_1 - a)} = \frac{\left[ \left( \frac{\rho_h}{a_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2}}{\left[ \left( \frac{\rho_e}{b_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2}}$$

Από προηγούμενη μελέτη που έχει γίνει για τις χοάνες , γνωρίζουμε ότι για να κυματοδηγούνται μόνο οι ρυθμοί  $TE_{10}$  και  $TE_{01}$  (για να έχω διπλή πόλωση) πρέπει τα  $a$  και  $\beta$  να ικανοποιούν κάποια όρια , τα οποία είναι τα εξής :

- $f > c/2a \Rightarrow a > 1.3636 \text{ cm}$
- $f > c/2\beta \Rightarrow \beta > 1.3636 \text{ cm}$
- $f < f_{11} \Rightarrow \beta < 1.732125 \text{ cm}$
- $a \geq b$

Δεδομένου ότι  $a_1 = 1,57\lambda$  και  $\beta_1 = 1,1\lambda$  και από τους τύπους που προαναφέρθηκαν , μετά από κατάλληλες πράξεις, έχουμε τα παρακάτω αποτελέσματα :

#### ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ $f = 12,5 \text{ GHz}$

- $\rho_e = 0.01452 \text{ m} = 1,452 \text{ cm}$
- $\rho_h = 0.019719 \text{ m} = 1,9719 \text{ cm}$
- $G_o = 10.35472 \text{ db}$
- $b = 0.000989 + 0.674399596 * a$
- $a_1 = 0.03768 \text{ m} = 3,768 \text{ cm}$
- $b_1 = 0.0264 \text{ m} = 2,64 \text{ cm}$

Σύμφωνα με τα όρια που έχουν βρεθεί παραπάνω και με δικές μας επιλογές υπολογίζονται τα  $a$  και  $b$ . Έστω επιλέγω

- ✓  $b = 1.5 \text{ cm}$  τότε  $a = 0.020776 \text{ m} = 2,0776 \text{ cm}$
- ✓  $b = 1.7 \text{ cm}$  τότε  $a = 0.023742 \text{ m} = 2,3742 \text{ cm}$  (max)
- ✓  $b = 1.4 \text{ cm}$  τότε  $a = 0.019293 \text{ m} = 1,9293 \text{ cm}$  (min)

**Αντίστροφη Διαδικασία**

Από τις παραπάνω διαδικασίες βρίσκουμε το κέρδος της χοάνης που τροφοδοτεί τον ανακλαστήρα . Γνωρίζοντας πλέον το  $G_o$  , μπορούμε με καλύτερη ακρίβεια να υπολογίσουμε την απόδοση της κεραίας  $\eta$  , όπου στην αρχή της μελέτης μας την είχαμε θεωρήσει ίση με  $\eta = 0,6$ . Έπειτα ξανά υπολογίζουμε το πραγματικό κέρδος του ανακλαστήρα . Τα βήματα αυτής της μελέτης ακολουθούν παρακάτω αναλυτικά :

1) Από το κέρδος της χοάνης που τροφοδοτεί τον reflector υπολογίζουμε το  $q$  :

$$G_o = 2(q + 1) \Rightarrow q = \frac{G_o}{2} - 1$$

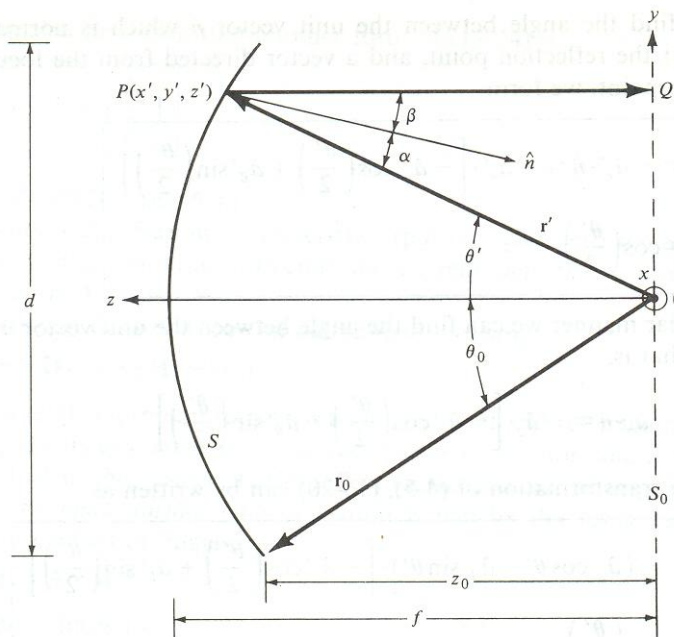
2) Γνωρίζοντας το  $q$  υπολογίζουμε από τους παρακάτω τύπους το καινούριο  $\eta$  :

$$n(q = 2) = 24 \left\{ \sin^2\left(\frac{\theta_o}{2}\right) + \ln\left[\cos\left(\frac{\theta_o}{2}\right)\right] \right\}^2 \cot^2\left(\frac{\theta_o}{2}\right)$$

$$n(q = 4) = 40 \left\{ \sin^4\left(\frac{\theta_o}{2}\right) + \ln\left[\cos\left(\frac{\theta_o}{2}\right)\right] \right\}^2 \cot^2\left(\frac{\theta_o}{2}\right)$$

όπου  $\theta_o = \tan^{-1} \left| \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{f}{d}\right) - \left(\frac{f}{d}\right)^2 - \frac{1}{16}}{\left(\frac{f}{d}\right)^2 - \frac{1}{16}} \right|$  και προκύπτει από τη γεωμετρία του

παρακάτω σχήματος :



**Σχήμα 3.11** Δισδιάστατη γεωμετρία παραβολικού κατόπτρου

όπου

$$OP + PQ = 2f \Rightarrow r'(1 + \cos \theta') = 2f \Rightarrow r' = \frac{2f}{1 + \cos \theta'} \Rightarrow r' + r' \cos \theta' = \sqrt{(x')^2 + (y')^2 + (z')^2} + z' \Rightarrow$$

$$\Rightarrow (x')^2 + (y')^2 = 4f(f - z')$$

Επίσης από το σχήμα προκύπτει ότι :

$$\theta_o = \tan^{-1}\left(\frac{d/2}{z_o}\right)$$

3) Γνωρίζοντας το καινούριο η μπορούμε πλέον να υπολογίσουμε το πραγματικό κέρδος του ανακλαστήρα :

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} * A * \eta$$

**Παρατήρηση :** Η απόδοση της κεραίας που υπολογίζεται σύμφωνα με τα παραπάνω βήματα , είναι ιδανική , δεδομένου ότι έχουμε κάνει τις εξής παραδοχές :

- Η ένταση του πεδίου για  $\theta > \theta_o$  , είναι ίση με το μηδέν.
- Η πηγή-χοάνη είναι τοποθετημένη στο κέντρο φάσης του συστήματος .
- Δεν υπάρχουν απώλειες στην επιφάνεια του ανακλαστήρα.
- Η χοάνη δεν ενεργεί σαν εμπόδιο , έτσι ώστε να δημιουργεί παραλοβούς .
- Δεν υπάρχουν cross-polarized field components .

Παρακάτω παρατίθενται τα αποτελέσματα των παραπάνω βημάτων :

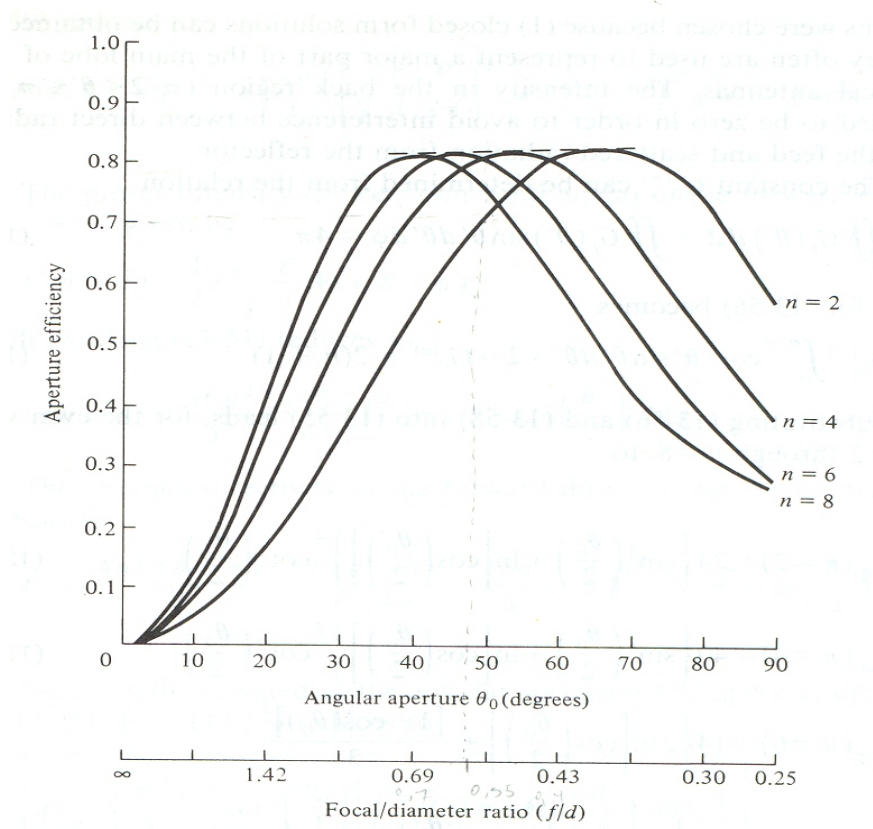
- για  $f=12.5\text{GHz}$ ,  $G_o = 10.35472\text{db}$

Έπειτα από τις κατάλληλες πράξεις έχουμε τα εξής αποτελέσματα :

- $q = 4.42553051$ , οπότε επιλέγω  $q \approx 4$
- $\theta_o = 0.7895822 \text{ rad} = 45.2397299^\circ$
- $\eta(q=4) = 0.77934023$

Επίσης μπορούμε να συγκρίνουμε τα αποτελέσματα της παραπάνω μελέτης μας με το διάγραμμα που παρουσιάζεται παρακάτω και μας δίνει για συγκεκριμένο  $f/D$  την απόδοση της κεραίας :





Σχήμα 3.12 Απόδοση κεραίας συναρτήσει  $f/D$

**Συχνότητα λειτουργίας  $f=12,5\text{GHz}$**

<b>G(db)</b>	<b>a(m)</b>	<b>G<sub>neo</sub>(db)</b>
20	0.0493124	21.13575844
21	0.0553294	22.13575844
22	0.0620806	23.13575844
23	0.0696556	24.13575844

Πίνακας 3.4 Βελτιωμένα αποτελέσματα κέρδους του παραβολικού ανακλαστήρα για συχνότητα  $f=12,5\text{GHz}$

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΕΞΕΤΑΣΗ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

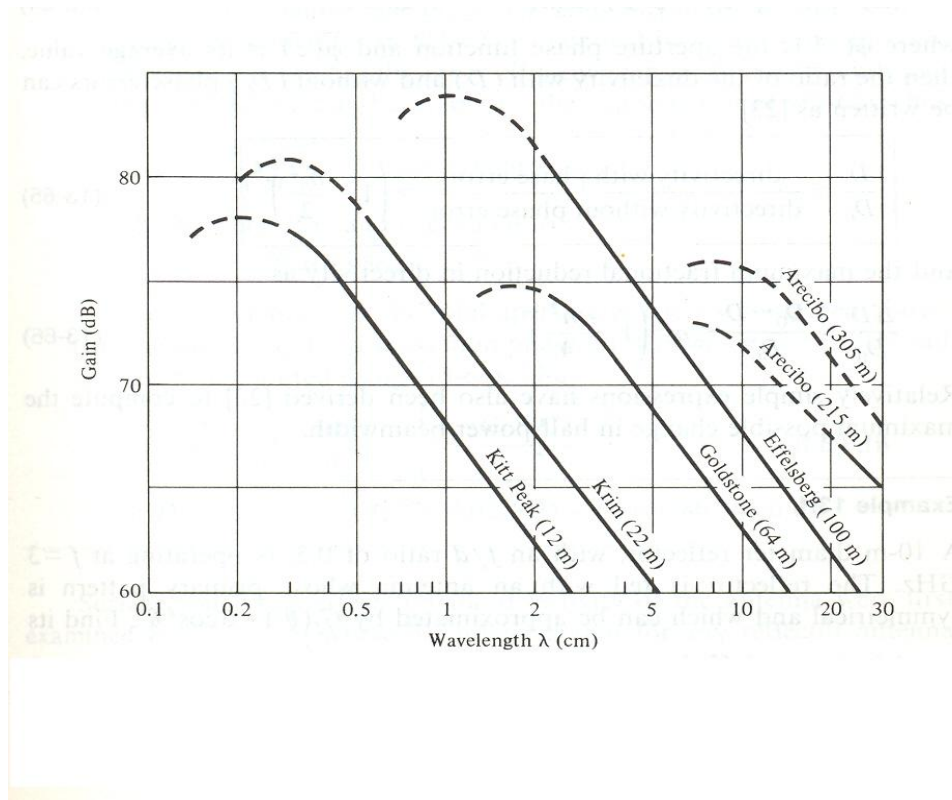
Μερικά συμπεράσματα τα οποία θα μπορούσαμε να βγάλουμε για συνεχείς επιφάνειες οι οποίες είναι μεγάλες ( $\gg \lambda$ ) είναι τα εξής :

- Μια ομοιόμορφη κατανομή πλάτους δίνει τη μέγιστη κατευθυντικότητα ( οι μη ομοιόμορφες κατανομές με αυξημένη ένταση στα άκρα για την επίτευξη υπέρ-απολαβής θεωρούνται μη πρακτικές ).
- Η κλιμάκωση του πλάτους από ένα μέγιστο στο κέντρο προς μια μικρότερη τιμή στα άκρα μειώνει το επίπεδο των παραλοβών , αλλά έχει σαν αποτέλεσμα μεγαλύτερο εύρος δέσμης του κυρίου λοβού και μικρότερη κατευθυντικότητα . Για την δικαιολόγηση αυτού του συμπεράσματος , δίνουμε παρακάτω τον λόγο έντασης πεδίου στο επίπεδο της επιφάνειας :

$$\frac{E_{\theta}}{E_0} = \frac{1 + \cos \theta}{2}$$

- Από μελέτες και πειράματα έχει βρεθεί ότι η καλύτερη απόδοση της κεραίας δίνεται , όταν η ενέργεια στα άκρα του ανακλαστήρα είναι 10db μικρότερη από την ενέργεια στο κέντρο του ανακλαστήρα .
- Μια κατανομή με αντίστροφη κλιμάκωση (συμπίεση του πλάτους στο κέντρο) έχει σαν αποτέλεσμα μικρότερο εύρος δέσμης κυρίου λοβού , αλλά και αυξημένο επίπεδο παραλοβών και μικρότερη κατευθυντικότητα .
- Τα σφάλματα φάσης στην επιφάνεια του ανακλαστήρα είναι ένας σημαντικός περιορισμός στην απόδοση της κεραίας και αυτό συμβαίνει γιατί τέτοια σφάλματα τείνουν να διασκορπίζουν ακτινοβολία στις περιοχές των παραλοβών.
- Η ακτινοβολία προς τα πίσω είναι συνάρτηση της διάχυσης και της περίθλασης γύρω από το άκρο του ανακλαστήρα . Για να μειωθεί η περίθλαση , ο ανακλαστήρας θα πρέπει να έχει στρογγυλεμένο άκρο .

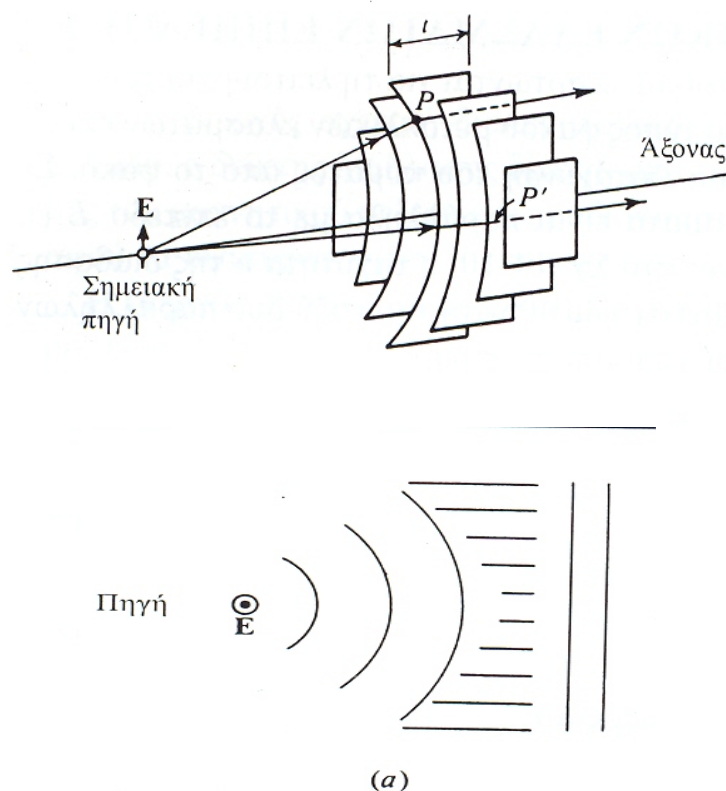
Τέλος θα ήταν παράλειψή μας να μην αναφερθούμε σε κάποιους από τους μεγαλύτερους ανακλαστήρες στον κόσμο . Όπως είναι ο (305m διάμετρος) σφαιρικός ανακλαστήρας στο Arecibo, Puerto Rico, το 100m ραδιοτηλεσκόπιο στο Effelsberg, West Germany, ο 64m ανακλαστήρας στο Krim , USSR , ο 50m ανακλαστήρας του καθηγητή Χερούνη , στην Αρμενία , και το 12m τηλεσκόπιο στο Kitt Peak , Arizona . Τα κέρδη τους παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα :



**Σχήμα 3.13** Κάποιοι από τους μεγαλύτερους ανακλαστήρες στον κόσμο και τα κέρδη τους

**3.3 ΚΕΡΑΙΕΣ ΦΑΚΟΥ ΜΕΤΑΛΛΙΚΩΝ ΕΛΑΣΜΑΤΩΝ ΕΠΙΠΕΔΟΥ E**

Στις μικροκυματικές δραστηριότητες κάποιες φορές η χρήση των χοανών ή των πιάτων μπορεί να είναι δύσκολη , λόγω κυρίως του βάρους και του όγκου των προαναφερθέντων κεραιών . Η χρήση κεραιών με φακούς μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E είναι μια πολύ ενδιαφέρουσα εναλλακτική πρόταση . Τοποθετημένοι αυτοί οι φακοί μπροστά από μία μεσαίου μεγέθους χοάνη μπορούν να μας δώσουν το ζητούμενο και το απαιτούμενο κέρδος . Οι κεραιές με φακούς μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E , κατασκευάζονται από μία σειρά λεπτών μεταλλικών πλακών με αέρα ανάμεσά τους . Για την πιο εύκολη κατασκευή μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αντί για αέρα ανάμεσα στις πλάκες ένα στερεό συστατικό που θα αποφέρει τα ίδια αποτελέσματα και αυτό είναι το Styrofoam , με αποτέλεσμα να κρατιούνται οι πλάκες καλύτερα μεταξύ τους .



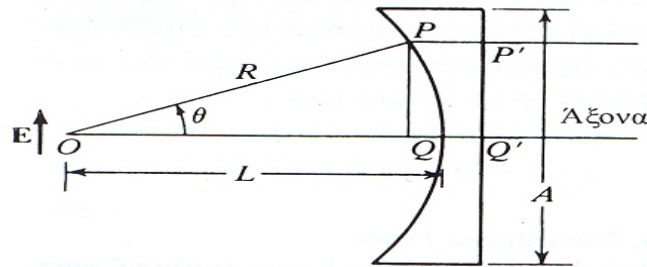
**Σχήμα 3.14** Φακός μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E

Σε αυτόν τον τύπο φακού τα ελάσματα λειτουργούν σαν οδηγός , μεταδίδοντας το κύμα για τιμές του  $\sigma > \lambda_0/2$  . Η απόσταση για  $\sigma = \lambda_0/2$  είναι η κρίσιμη απόσταση , αφού για μικρότερες τιμές του  $\sigma$  ο κυματοδηγός είναι αδιαφανής και τα κύματα δεν μεταδίδονται . Η ταχύτητα του κύματος μεταξύ των ελασμάτων είναι πάντα μεγαλύτερη από την ταχύτητα στον ελεύθερο χώρο . Ο ισοδύναμος δείκτης διάθλασης ενός μέσου που είναι κατασκευασμένο από πολλά τέτοια ελάσματα με απόσταση  $\sigma$  μεταξύ τους είναι :

$$n = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2\sigma}\right)^2}$$

Ο δείκτης είναι πάντα μικρότερος από τη μονάδα και το  $\sigma$  παίρνει τιμές  $\lambda_0/2 < \sigma < \lambda_0$ . Τα ελάσματα κόβονται από επίπεδα φύλλα, με πάχος  $t$  σε οποιοδήποτε σημείο τέτοιο ώστε να μετασχηματίζει το σφαιρικό κύμα από την πηγή σε ένα επίπεδο κύμα στη επίπεδη πλευρά του φακού. Το ηλεκτρικό πεδίο είναι παράλληλο με τα ελάσματα. Το σχήμα του ελάσματος του φακού μπορεί να καθοριστεί από την αρχή της ισότητας του μήκους της ηλεκτρικής διαδρομής ( αρχή του Fermat ). Από το σχήμα που ακολουθεί βλέπουμε ότι ισχύει :

$$\frac{L}{\lambda_0} = \frac{R}{\lambda_0} + \frac{L - R \cos \theta}{\lambda_g}$$



**Σχήμα 3.15** Γεωμετρία για τον τύπο επιπέδου E του φακού μεταλλικών ελασμάτων

όπου  $\lambda_0$  = μήκος κύματος ελεύθερου χώρου  
 $\lambda_g$  = μήκος κύματος στον φακό

Η παραπάνω σχέση, αν τη φέρουμε στην κατάλληλη μορφή, είναι γνωστή ως τη σχέση της έλλειψης. Ένα μειονέκτημα του φακού μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E σε σύγκριση με τον τύπο διηλεκτρικού, είναι ότι είναι ευαίσθητος σε συχνότητα δηλ. ο φακός έχει σχετικά μικρό εύρος ζώνης.

Το κέρδος των φακών καθορίζεται από το φυσικό άνοιγμα τους, το οποίο είναι ανάλογο της διαμέτρου. Και συγκεκριμένα δίνεται από τον εξής τύπο :

$$G = \eta * \frac{4\pi}{\lambda^2} * A$$

όπου  $\eta$  : η αποδοτικότητα της κεραίας. Αρχικά, έστω  $\eta=0,6$ .

$A$  : το άνοιγμα – η επιφάνεια που ‘αντικρίξει’ η ακτινοβολία καθώς περνάει μέσα από το φακό. Και ισχύει  $A = \pi * a^2$ , όπου  $a$  : η ακτίνα του φακού.

Εμείς θέλουμε η κεραία μας να έχει ένα συγκεκριμένο κέρδος  $G$ . Οπότε από τον παραπάνω τύπο υπολογίζουμε το  $A$  και κατά συνέπεια και την ακτίνα  $a$  των φακών. Ακολουθούν τα παρακάτω αποτελέσματα στους πίνακες :

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΕΞΕΤΑΣΗ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Σε αυτό το είδος της κεραίας μπορούμε να συζητήσουμε για απλή μόνο πόλωση και όχι για διπλή . Για διπλή πόλωση θα πρέπει να κατασκευάσουμε μια κεραία που εκτός από τα μεταλλικά ελάσματα επιπέδου E , θα έχει ταυτόχρονα και μεταλλικά ελάσματα επιπέδου H .

<b>G(db)</b>	<b>a(m)</b>	<b>D(m)</b>
20	0.049312	0.098625
21	0.055329	0.110659
22	0.062081	0.124161
23	0.069656	0.139311

**Πίνακας3.5** Αποτελέσματα για φακό μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E και για συχνότητα  $f=12,5\text{GHz}$

Το επόμενο βήμα της μελέτης μας είναι η τροφοδοσία των φακών , η οποία στην περίπτωση μας θα γίνει μέσω χοάνης . Για  $f/D = 0.6$  , σύμφωνα με το **σχήμα 10** της παραγράφου 3.2 οι βέλτιστες διαστάσεις της χοάνης είναι :

- $\alpha_1 = 1,57\lambda$
- $\beta_1 = 1,1\lambda$

Από μελέτη που είχε γίνει για τις χοάνες στην παράγραφο 3.2 και ακολουθώντας ακριβώς τα ίδια βήματα μπορούμε να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά της χοάνης .

Στην περίπτωση μας όμως , και με το είδος της κεραίας που μελετούμε – φακός μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E- ενδιαφερόμαστε για την κυματοδότηση μόνο του TE<sub>10</sub> ρυθμού . Άρα οι μόνοι περιορισμοί που έχουμε για τα μεγέθη  $a$  και  $b$  είναι τελικά οι εξής :

- $f > c/2a = f_{10} \Rightarrow a > 1.3636\text{cm}$
- $f < c/2b = f_{01} \Rightarrow b < 1.07\text{cm}$
- $a \geq b$

Δεδομένου ότι  $\alpha_1 = 1,57\lambda$  και  $\beta_1 = 1,1\lambda$  και από τους τύπους που προαναφέρθηκαν , μετά από κατάλληλες πράξεις, έχουμε τα παρακάτω αποτελέσματα για την πυραμιδική χοάνη που θα χρησιμοποιήσουμε για τροφοδοσία :

**ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ  $f = 12.5 \text{ GHz}$**

- $\rho_e = 0.01452\text{m} = 1.452\text{cm}$
- $\rho_h = 0.0197192 \text{ m} = 1.97192\text{cm}$
- $G_o = 10.85106 = 10.35472\text{db}$
- $b = 0.000989 + 0.6744 * a$
- $a_1 = 0.03768\text{m} = 3.768\text{cm}$
- $b_1 = 0.0264 \text{ m} = 2.64\text{cm}$

Σύμφωνα με τα όρια που έχουν βρεθεί παραπάνω και με δικές μας επιλογές υπολογίζονται τα  $a$  και  $b$ . Έστω επιλέγω

- ✓  $a = 1.4\text{cm}$  τότε  $b = 0.01043\text{m} = 1.0431.3224\text{cm}$
- ✓  $a = 1.45\text{cm}$  τότε  $b = 0.010767 \text{ m} = 1,0767\text{cm}$

Το κενό που θα υπάρχει μεταξύ των μεταλλικών πλακών θα πρέπει να είναι  $\lambda/2 < \sigma < \lambda$ . Μικρότερα κενά δεν χρησιμοποιούνται για την αποφυγή της εξασθένησης του κύματος και για την επίτευξη πραγματικού δείκτη διάθλασης  $-n$ . Επιπλέον, είναι ανεπιθύμητες οι κάθετες στις μεταλλικές πλάκες συντεταγμένες του ηλεκτρικού πεδίου, έτσι ώστε να μην διεγείρονται TEM ρυθμοί με ταχύτητες φάσης ίσες με αυτή του κενού χώρου. Δηλαδή για τη μέση συχνότητα λειτουργίας μας έχουμε:

- $f = 12.5\text{GHz} : 0.012\text{m} < \sigma < 0.024\text{m} \Rightarrow 1.2\text{cm} < \sigma < 2.4\text{cm}$ . Για την καλύτερη λειτουργία θα επιλέξουμε μια ενδιάμεση τιμή, έστω  $\sigma = 1,8\text{cm}$ . Άρα ο δείκτης διάθλασης είναι  $n = 0.745356$

Τέλος η ακτίνα της καμπυλότητα της κεντρικής πλάκας του φακού δίνεται από τον εξής τύπο:

$$\frac{1}{f} = (n - 1) \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right)$$

Επειδή εμείς θέλουμε μόνο από τη μία μεριά καμπυλότητα θέτουμε το  $R_1$  στο άπειρο, άρα τελικά έχουμε:

$$\frac{1}{f} = (n - 1) \left( -\frac{1}{R_2} \right) \Rightarrow \frac{1}{f} = \frac{(1 - n)}{R_2} \Rightarrow R_2 = (1 - n) * f$$

Επίσης από την επιθυμητή διάμετρο του φακού μπορούμε να υπολογίσουμε την απόσταση εστίασης  $f$ .

Από τις παραπάνω διαδικασίες βρίσκουμε το κέρδος της χοάνης που τροφοδοτεί τον φακό καθώς επίσης και κάποια βασικά γεωμετρικά χαρακτηριστικά της που η γνώση τους είναι απαραίτητη για την κατασκευή της. Γνωρίζοντας πλέον το  $G_o$ , μπορούμε με καλύτερη ακρίβεια να υπολογίσουμε την αποδοτικότητα της κεραίας,





κεραίας , αλλά και τη σύγκρισή της με άλλα είδη κεραιών θα χρησιμοποιηθεί η μέση τιμή των συχνοτήτων λειτουργίας της :

- για  $f=12,5\text{GHz}$  ,  $G_0 10.35472\text{db}$

Έπειτα από τις κατάλληλες πράξεις προκύπτει ότι:

$$q=4.425531 \approx 4$$

Και:

- $\theta_0 = 48.189685^\circ$  ,  $\eta=0.803481$

**!!!Παρατήρηση :** Ουσιαστικά την πραγματική απόδοση της κεραίας την υπολογίζουμε έπειτα από μετρήσεις .

<b>G(db)</b>	<b>a(m)</b>	<b>Gneo(db)</b>
20	0.049312	21.26824336
21	0.055329	22.26824336
22	0.062081	23.26824336
23	0.069656	24.26824336

**Πίνακας 3.6** Βελτιωμένα αποτελέσματα για το κέρδος της κεραίας(φακός μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E) για συχνότητα  $f=12.5\text{GHz}$

Ο τελικός υπολογισμός είναι αυτός του phase-center της χοάνης , έτσι ώστε η απόσταση φακός – χοάνη να ταιριάζει με την απόσταση εστίασης . Αυτή είναι μία πολύ δύσκολη διαδικασία , η οποία περιλαμβάνει ημίτονων και συνημίτονων Fresnel . Συνήθως υπάρχουν ειδικά προγράμματα στον υπολογιστή για αυτή τη δουλειά , αλλιώς κάνοντας πολλές δοκιμές επιλέγουμε εκείνο το σημείο που μας δίνει το καλύτερο κέρδος . Συνήθως με τους υπολογισμούς στο χέρι τα phase – centers των H-plane και E-plane είναι πολύ διαφορετικά . Σε αυτή την περίπτωση προτιμάμε το phase-center του E-plane .

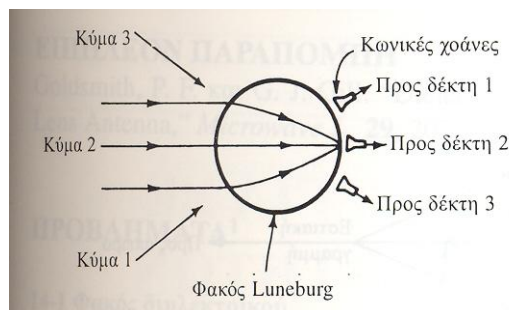
### 3.4 ΦΑΚΟΙ LUNENBURG

Ο φακός Lunenburg που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα , είναι ένας σφαιρικά συμμετρικός φακός τύπου καθυστέρησης , σχηματισμένος από ένα διηλεκτρικό με δείκτη διάθλασης  $n$  , ο οποίος μεταβάλλεται σε συνάρτηση της ακτίνας , σύμφωνα με τη σχέση :

$$n = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2}$$

όπου  $r$  = ακτινική απόσταση από το κέντρο της σφαίρας

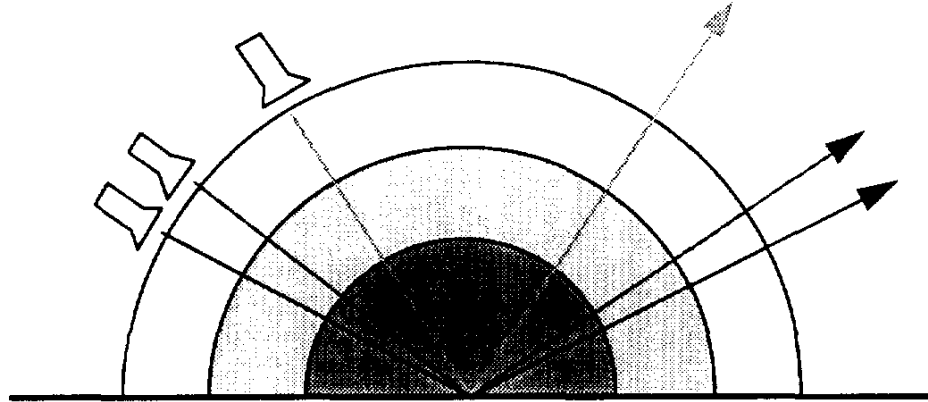
$R$  = ακτίνα της σφαίρας



**Σχήμα 3.17** Φακός Lunenburg. Ένα επίπεδο κύμα που προσπίπτει στη μία πλευρά εστιάζεται στην απέναντι πλευρά

Όταν  $r=R$  ,  $n=1$  , ενώ στο κέντρο της σφαίρας ( $r=0$ ),  $n = \sqrt{2}$  , ( η μέγιστη τιμή του ). Ο φακός έχει την ιδιότητα ότι ένα προσπίπτον επίπεδο κύμα εστιάζεται στην απέναντι πλευρά της σφαίρας , όπως φαίνεται για το κύμα 2 στο σχήμα 17 . Ταυτόχρονα , κύματα από άλλες διευθύνσεις θα εστιαστούν σε ένα σημείο στην απέναντι πλευρά της σφαίρας , όπως φαίνεται για τα κύματα 1 και 3 στο σχήμα 17 . Έτσι με ένα φακό Lunenburg μπορούν να ληφθούν σήματα από τόσες διευθύνσεις , όσες υπάρχει χώρος να τοποθετηθούν χοάνες ή άλλες συσκευές λήψης . Για να μετακινηθεί μια απλή δέσμη , ο δέκτης ( ή ο πομπός) πρέπει να μετακινηθεί σε διαφορετική χοάνη , ή μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία απλή κινητή χοάνη . Ο μεταβαλλόμενος δείκτης διάθλασης που απαιτείται μπορεί να επιτευχθεί με ένα τεχνητό διηλεκτρικό υλικό , ή με ομόκεντρα κελύφη διηλεκτρικού με διαφορετικούς δείκτες διάθλασης .

Αν μια σφαίρα Lunenburg κοπεί στη μέση και τοποθετηθεί ένα ανακλαστικό φύλλο στην επίπεδη πλευρά , προκύπτει μία κεραία ανακλαστήρα – φακού Lunenburg , με τα εισερχόμενα υπό γωνία  $\theta_i$  κύματα να εστιάζονται στην αντίστοιχη γωνία ανάκλασης  $\theta_r = \theta_i$  .



Σχήμα 3.18 Η χρήση των μισών-φακών

Με βάση το κέρδος της κεραίας που θέλουμε να κατασκευάσουμε η μελέτη της τροφοδοσίας του φακού είναι ανάλογη με τη μελέτη τροφοδοσίας των reflector antennas .

Από το κέρδος που θέλουμε να έχει η κεραία μας και από τον επόμενο τύπο , βρίσκουμε τη διάμετρο του φακού μας :

$$G = \eta * \frac{4\pi}{\lambda^2} * A$$

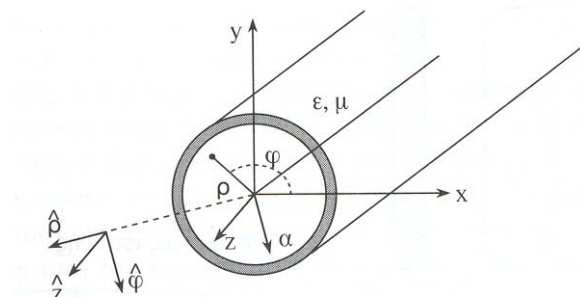
όπου  $\eta$  = η απόδοση της κεραίας (=0,7)

$A$  = το άνοιγμα – η επιφάνεια που ‘αντικρίζει’ η ακτινοβολία καθώς περνάει μέσα από το φακό . Και ισχύει  $A = \pi * a^2$  , όπου  $a$  : η ακτίνα του φακού .

<b>G(db)</b>	<b>a(m)</b>	<b>D(m)</b>
20	0.0456544	0.091309
21	0.051225	0.10245
22	0.0574754	0.114951
23	0.0644885	0.128977

Πίνακας 3.7 Αποτελέσματα για φακό Lunenburg για  $f=12.5\text{GHz}$

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω , το προσπίπτον στο φακό επίπεδο κύμα εστιάζεται στην απέναντι πλευρά σε ένα σημείο .Έτσι λοιπόν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ως τροφοδοσία έναν κυκλικό κυματοδηγό , που θα είναι πολύ κοντά τοποθετημένος στην επιφάνεια του φακού .



Σχήμα 3.19 Γεωμετρία κυκλικού κυματοδηγού

- Θα κυματοδηγείται ο ρυθμός  $TE_{11}$  .
- Δεν θέλουμε την κυματοδότηση του αμέσως επόμενου ρυθμού , του  $TM_{01}$  .

Σύμφωνα με τα παραπάνω χαρακτηριστικά όπου επιθυμούμε να έχει ο κυματοδηγός , προκύπτουν τα παρακάτω :

- Σύμφωνα με μελέτη που έχει γίνει στις κωνικές χοάνες-ενότητα 3.1.2, για να κυματοδηγείται μόνο ο  $TE_{11}$  ρυθμός , προκύπτουν οι εξής περιορισμοί για την ακτίνα  $a(cm)$  του κυματοδηγού .

$$\diamond 11 > \frac{8.79}{a} \Rightarrow a > 0.799cm$$

$$\diamond 14 < \frac{11.49}{a} \Rightarrow a < 0.821cm$$

- $f_{01}^{TM} = \frac{11.49}{a(cm)}$  και  $f_{11}^{TE} = \frac{8.79}{a(cm)}$

$$\frac{f_{01}^{TM}}{f_{11}^{TE}} = \frac{11.49}{8.79} = 1.3$$

Άρα για τον κυματοδηγό μας , επιλέγουμε :

$$f = 1.15 * f_{11}^{TE}$$

- ο Για  $f = 11GHz$  , έχουμε έπειτα από τις κατάλληλες πράξεις ότι  $a(cm)=0.92cm$  και  $f_{01}^{TM}=12.5GHz$  .

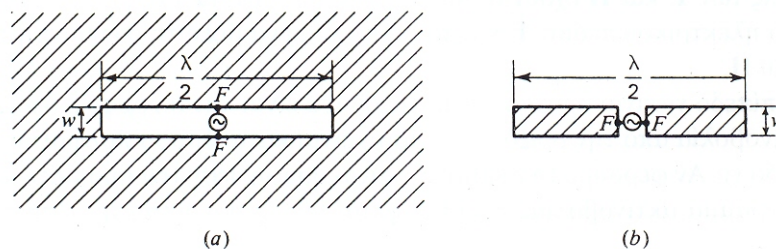
Παρατηρούμε ότι για τα χαρακτηριστικά του κυματοδηγού που επιλέξαμε ως τροφοδοσία , στη συχνότητα λειτουργίας  $f=14\text{GHz}$  , εκτός από τον  $TE_{11}$  ρυθμό κυματοδηγείται και ο  $TM_{01}$  ρυθμός , αφού  $f=14\text{GHz} > f_{01}^{TM}=12.5\text{GHz}$  .

Έτσι καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι ο κυκλικός κυματοδηγός δεν είναι η καλύτερη επιλογή για τροφοδοσία . Σύμφωνα με τα παραπάνω στοιχεία της μελέτης μας , μία περίπτωση που θα μπορούσε να εξεταστεί ως τροφοδοσία είναι ο ελλειπτικής διατομής κυματοδηγός , όπου η μελέτη και επεξεργασία του είναι πολύ περίπλοκη , άρα και δύσχρηστη και για αυτό δεν αναλύεται περαιτέρω εδώ .

### 3.5 ΚΕΡΑΙΕΣ ΣΧΙΣΜΗΣ

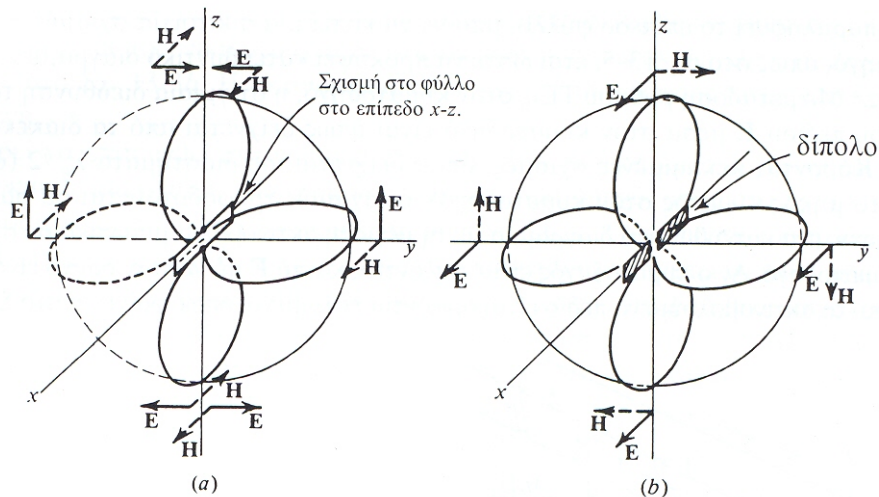
Οι κεραίες αυτές είναι χρήσιμες σε πολλές εφαρμογές , ιδιαίτερα εκεί που απαιτούνται εγκαταστάσεις χαμηλού προφίλ ή ισόπεδες με κάποια επιφάνεια , όπως , για παράδειγμα , σε αεροσκάφη υψηλής ταχύτητας .

Πρέπει επίσης να τονισθεί , ότι οι κεραίες σχισμής  $\lambda/2$  είναι συμπληρωματικές με τα δίπολα . Θεωρούμε την οριζόντια κεραία σχισμής  $\lambda/2$  με πλάτος  $w$  , σε ένα τέλει αγωγίμο επίπεδο φύλλο με άπειρες διαστάσεις , όπως στο σχήμα (α) που δείχνεται παρακάτω . Το φύλλο τροφοδοτείται στους ακροδέκτες FF.



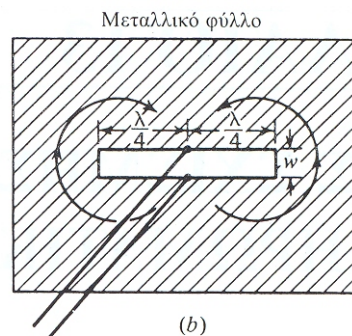
**Σχήμα 3.20** Οριζόντια κεραία σχισμής

Ο Booker διατύπωσε το αξίωμα ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας της σχισμής είναι το ίδιο με εκείνο του συμπληρωματικού οριζόντιου δίπολου  $\lambda/2$  , το οποίο αποτελείται από μία τέλεια αγωγίμη επίπεδη λωρίδα με πλάτος  $w$  , και τροφοδοτείται στους ακροδέκτες FF , όπως φαίνεται στο σχήμα 20(β), αλλά θα υπάρχει μία διαφορά . Αυτή είναι ότι τα διαγράμματα έχουν το ίδιο σχήμα , αλλά έχουν αλλάξει θέση τα E και H .



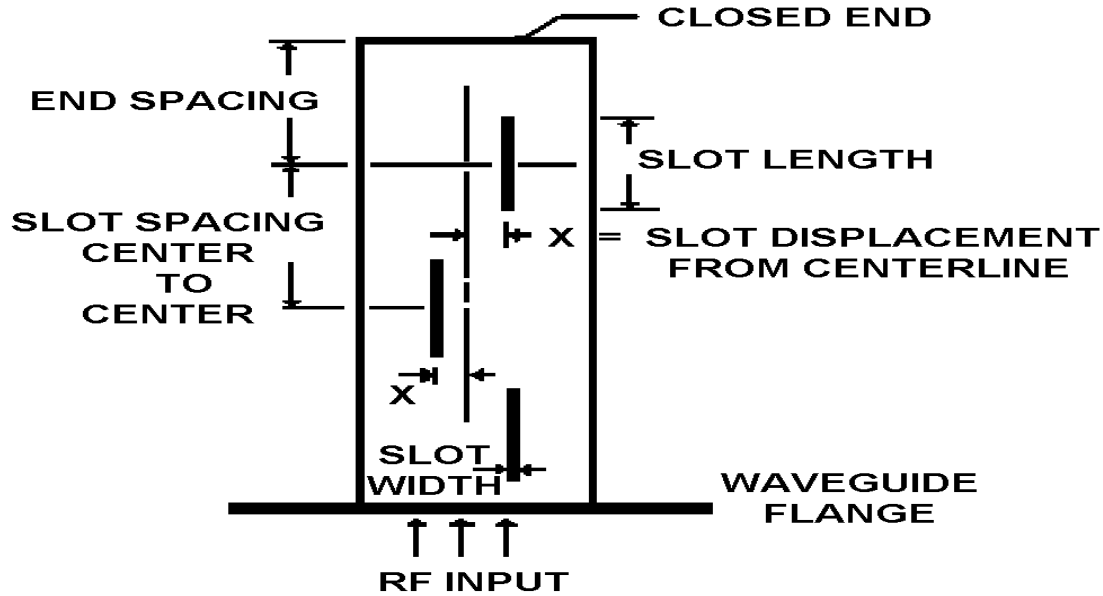
**Σχήμα 3.21** Διαγράμματα ακτινοβολίας για κεραία σχισμής και για δίπολο  $\lambda/2$

Η σχισμή σε ένα μεταλλικό φύλλο είναι ένας πολύ αποδοτικός ακτινοβολητής . Παρόλο που το πλάτος της σχισμής είναι μικρό ( $w \ll \lambda$  ) , τα ρεύματα δεν περιορίζονται στα άκρα της σχισμής , αλλά απλώνονται σε όλο το φύλλο . Προκύπτει ακτινοβολία εξίσου και από τις δύο πλευρές του φύλλου . Αν η σχισμή είναι οριζόντια όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα , η ακτινοβολία κάθετα στο φύλλο είναι κατακόρυφα πολωμένη .



**Σχήμα 3.22** Η ακτινοβολία στην σχισμή πάνω σε μεταλλικό φύλλο

Ένας ακόμα πιο αποδοτικός ακτινοβολητής , δημιουργείται όταν πάνω στο επίπεδο μεταλλικό φύλλο κοπεί μια συστοιχία σχισμών , όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα .



Σχήμα 3.23 Κεραία σχισμών

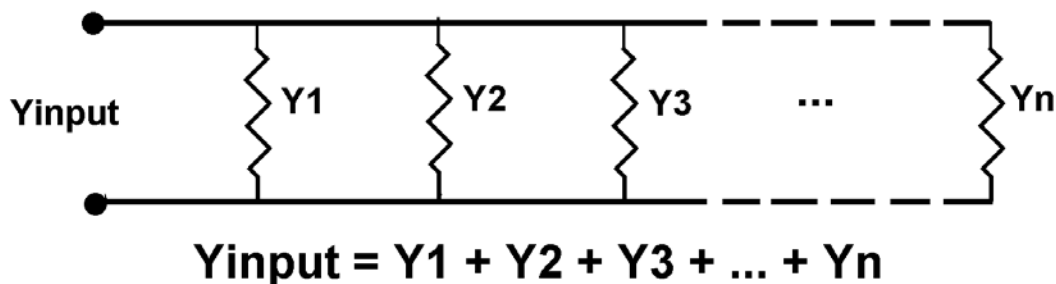
Οι σχισμές τροφοδοτούνται σε φάση , όταν αυτές τοποθετηθούν κατά μήκος του κυματοδηγού με τα κέντρα τους σε αποστάσεις των  $\lambda_g / 2$ . Όπου  $\lambda_g$  είναι το μήκος κύματος στον κυματοδηγό και ισούται με :

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_o}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2}}$$

όπου  $\lambda_c$  , είναι το μήκος κύματος αποκοπής και ισούται με  $\lambda_c = 2*a$  , όπου  $a$  : η μεγάλη διάσταση του κυματοδηγού .

Τοποθετώντας τις σχισμές σε αποστάσεις  $\lambda_g / 2$  τότε κάθε σχισμή είναι σε ακριβώς αντίθετη φάση από τη γειτονική της με αποτέλεσμα να αλληλοαναιρούνται οι ακτινοβολίες τους . Τοποθετώντας όμως τις σχισμές σε αντίθετες μεριές τη μία από την άλλη από την γραμμή κέντρου του οδηγού , όπως φαίνεται και στο σχήμα 23, τότε έχουμε μία συνολική διαφορά φάσης των  $360^\circ$  , με τελικό αποτέλεσμα οι σχισμές να είναι σε φάση. Και θέλουμε να είναι σε φάση , για να παράγουν ένα κατευθυντικό διάγραμμα με τη μέγιστη ακτινοβολία μετωπικά σε σχέση με τον κυματοδηγό .

Επίσης είναι πολύ σημαντικό να αναφέρουμε ότι αυτή η διάταξη έχει σαν αποτέλεσμα η σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου να είναι ίδιες . Ως αποτέλεσμα οι σύνθετες αντιστάσεις , ή οι σύνθετες αγωγιμότητες , όλων των σχισμών είναι παράλληλες , όπως φαίνεται και στο σχήμα 24 . Κάθε αντίσταση αντιπροσωπεύει και μία σχισμή , άρα θα πρέπει να είναι συνολικά  $N$  παράλληλες αντιστάσεις :



Σχήμα 3.24 Σχηματικό κεραίας σχισμών

Η τελευταία σχισμή απέχει  $\lambda_g / 4$  από το τέλος του κυματοδηγού έτσι ώστε να φαίνεται σαν ανοιχτό κύκλωμα και το κλειστό τέλος του κυματοδηγού να μην επηρεάζει την αντίσταση.

Καταφέροντας να κατασκευάσουμε σχισμές οι οποίες είναι συντονισμένες και απέχουν ακριβώς  $\lambda_g / 2$  μεταξύ τους, τότε η συνολική ηλεκτρική αγωγιμότητα είναι ίση με :

$$\sum_{n=1}^N g_n = W$$

όπου  $W = 1$  για συστοιχίες τροφοδοτούμενες στο τέλος (end-fed arrays) και  $W = 2$  για κεντρικά τροφοδοτούμενες συστοιχίες (center-fed arrays).

Ένας απλός τρόπος για να υπολογίσουμε το κέρδος της κεραίας είναι να σκεφτούμε ότι είναι μία σειρά από δίπολα άρα θα ισούται με :

$$\text{Gain} = 10 \log(N) \text{ dB, για } N \text{ σχισμές .}$$

Από τη στιγμή όμως που το κέρδος καθορίζεται στην πραγματικότητα από το κατακόρυφο άνοιγμα των σχισμών, έχουμε:

$$\text{Gain} = 10 \log\left(\frac{N * \text{slotspacing}}{\lambda_o}\right) \text{ db}$$

όπου  $\text{slotspacing} = \lambda_g / 2$ .

Έπειτα από πολλές μελέτες χρησιμοποιείται ο παρακάτω τύπος του Stevenson για την κανονικοποιημένη αγωγιμότητα της σχισμής :

$$\frac{G_{slot}}{G_{waveguide}} = \left[ 2.09 * \frac{\lambda_g}{\lambda_o} * \frac{\alpha}{\beta} * \cos^2 \frac{\pi \lambda_o}{2 \lambda_g} \right] * \sin^2 \frac{\pi \chi}{\alpha}$$

όπου  $\alpha$  και  $\beta$  είναι αντίστοιχα η μεγάλη και η μικρή διάσταση του κυματοδηγού, και  $\chi$  είναι η απόσταση της σχισμής από τη γραμμή κέντρου του κυματοδηγού.



Αργότερο ο Elliot με τον παρακάτω τύπο υπολογίζει την απόσταση της σχισμής  $\chi$  , για τη θέση κάθε σχισμής πάνω στον κυματοδηγό :

$$\frac{G_{slot}}{G_{waveguide}} = [2.09 * \frac{\lambda_g}{\lambda_o} * \frac{\alpha}{\beta} * (\cos(\frac{0.464\pi\lambda_o}{\lambda_g}) - \cos(0.464\pi))^2] * \sin^2 \frac{\pi\chi}{\alpha}$$

Οι βελτιωμένοι υπολογισμοί του Elliot καθώς και οι αρχικοί υπολογισμοί του Stevenson περιλαμβάνονται στο **slotantenna.xls** .

Ένας σημαντικός παράγοντας που επηρεάζει τις διαστάσεις των σχισμών είναι η αμοιβαία σύζευξη που υπάρχει μεταξύ των σχισμών . Αυτό το φαινόμενο είναι πολύ έντονο για παράλληλες σχισμές που βρίσκονται σε μια δισδιάστατη παράταξη σχισμών (planar arrays), αλλά είναι σχεδόν αμελητέο για μονοδιάστατες διατάξεις σχισμών (linear arrays) , όπως έχουμε στην περίπτωση μας .

Τέλος ο υπολογισμός του πλάτους της σχισμής υπολογίζεται ότι είναι περίπου το 1/20 του  $\lambda_g$  .

Συνοψίζοντας μπορούμε να πούμε ότι *τα βήματα για την κατασκευή μιας κεραίας σχισμών* είναι τα εξής :

- 1) Επιλογή του αριθμού των σχισμών (N) που απαιτούνται για να επιτύχουμε το ζητούμενο κέρδος .
- 2) Επιλογή κατάλληλου μεγέθους του κυματοδηγού για την συχνότητα λειτουργίας μας . Παρατήρηση : Μικρότερα μεγέθη απαιτούν αυστηρή κατασκευαστική ανεκτικότητα .
- 3) Υπολογισμός της συχνότητας του κυματοδηγού ( $\lambda_g$ ) , για την συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας μας.
- 4) Καθορισμός της απόστασης ( $\chi$ ) των σχισμών από τη γραμμή κέντρου του κυματοδηγού , για κανονικοποιημένη αγωγιμότητα  $1/N$  , όπου N είναι ο συνολικός αριθμός των σχισμών και στις δύο πλευρές του κυματοδηγού .
- 5) Προσδιορισμός του μήκους των σχισμών για συντονισμό στη συχνότητα λειτουργίας μας .
- 6) Το πλάτος της σχισμής να είναι στρογγυλοποιημένο με το 1/20 του  $\lambda_g$  . Επειδή τα κοπτικά εργαλεία υπάρχουν σε συγκεκριμένα μεγέθη να γίνει επιλογή του πιο κοντινού μικρότερου μεγέθους .

Η μελέτη μιας κεραίας με σχισμές με διπλή πόλωση είναι κάτι πολύπλοκο και μη πρακτικό , για αυτό και θα περιοριστούμε στην απλή πόλωση . Άρα ο μόνος περιορισμός που θέτουμε στις διαστάσεις του κυματοδηγού προέρχεται από την παρακάτω σχέση :

$$\lambda_c > \lambda_o \Rightarrow 2a > c/f \Rightarrow f > c/2a \Rightarrow a > 1.3636cm$$

Χρησιμοποιώντας το **slotantenna.xls** έχουμε τα παρακάτω ενδεικτικά αποτελέσματα :

**Waveguide Slot Antenna Calculator**

***W1GHZ 2000***

<u>Parameter</u>	<u>Metric</u>	<u>Inches</u>	<u>Metric</u>	<u>Inches</u>
------------------	---------------	---------------	---------------	---------------

**ENTER INPUT PARAMETERS HERE:**

Frequency	12.5 GHz	<b>12.500</b> GHz
Waveguide large dim	14 mm	<b>0.551</b> inch
Waveguide small dim	14 mm	<b>0.551</b> inch
Number of slots	110	<b>110</b> total on two sides

<b><u>Estimated Performance</u></b>	<b>Gain</b>	<b>=</b>	<b>20.3</b> dB	<b>Beamwidth=</b>	<b>0.9</b> deg
-------------------------------------	-------------	----------	----------------	-------------------	----------------

**READ FINAL SLOT DIMENSIONS HERE:**

	<i>old from KB7TRZ</i>	<i>improved from Elliott</i>
Offset from centerline	0.31 mm 0.012 inch	<b>0.34 mm 0.013 inch</b>
Length	12.00 mm 0.472 inch	<b>11.59 mm 0.456 inch</b>
Width	2.33 mm 0.092 inch	<b>0.97 mm 0.038 inch</b>
Slot spacing center to center	23.30 mm 0.917 inch	<b>23.30 mm 0.917 inch</b>
End space = 1/4 wave	11.65 mm 0.459 inch	<b>11.65 mm 0.459 inch</b>
End space = 3/4 wave	34.95 mm 1.376 inch	<b>34.95 mm 1.376 inch</b>

*End space is from shorted end to center of last slot*

Wavelength - free space	24.00 mm 0.945 inch
Wavelength - cutoff	28.00 mm 1.102 inch
Guide wavelength	46.60 mm 1.834 inch

**INTERMEDIATE TERMS -- DON'T MESS WITH THESE!**

Gslot	0.0091	0.0091	enter taper admittance here
G1	1.9328	1.5511	
Y	0.0047	0.0059	

**Offset calculation: Mathcad from KB7TRZ:**

OFFSET 0.31 mm 0.012 inches

**New offset calc from Elliott:**

0.34 mm 0.013 inch

**Offset calculation: BASIC from W6OYJ:**

AG 0.00 mm  
Offset 0.31 mm 0.012 inches

**Slot Length Calculation from Stegen curves:**

Slot in wavelengths	0.4829
Slot Length	11.59 mm 0.456 inch

Παρακάτω παρουσιάζεται ένας πίνακας με αποτελέσματα της παραπάνω μελέτης , για τη μέση συχνότητα λειτουργίας και για τα κέρδη που μας ενδιαφέρουν .

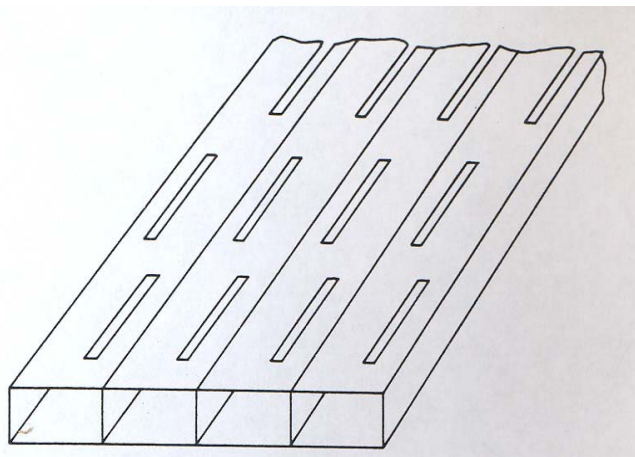
a(mm)	b(mm)	G(db)	$\lambda_g$ (mm)	N(slots)	L(m)
14	14	20,3	46,60	110	1,28
14	14	21	46.60	130	1.5145
14	14	21.9	46.60	160	1.864
14	14	23.1	46.60	210	2.4465

**Πίνακας 3.8** Αποτελέσματα για μονοδιάστατη κεραία σχισμών και για συχνότητα  $f=12.5\text{GHz}$

Όπου  $L(\text{cm})=$  το μήκος του κυματοδηγού-κεραίας , δηλαδή  $L(\text{cm})= (N/2)*\lambda_g/2$  .

Παρατήρηση : όσο πιο μικρό είναι το  $a(\text{mm})$  : η μεγάλη διάσταση του κυματοδηγού , τόσο πιο λίγες σχισμές χρειάζονται.

Παρατηρούμε από τον πίνακα 8 ότι για τα κέρδη που θέλουμε να έχει η κεραία μας , το μήκος της είναι πολύ μεγάλο για τα δικά μας δεδομένα , π.χ 1.5 m. Για το λόγο αυτό θα προβούμε στην μελέτη planar array κεραίας .Αυτή η κεραία προκύπτει ουσιαστικά από την τοποθέτηση σε σειρά linear arrays που μελετήθηκαν παραπάνω .

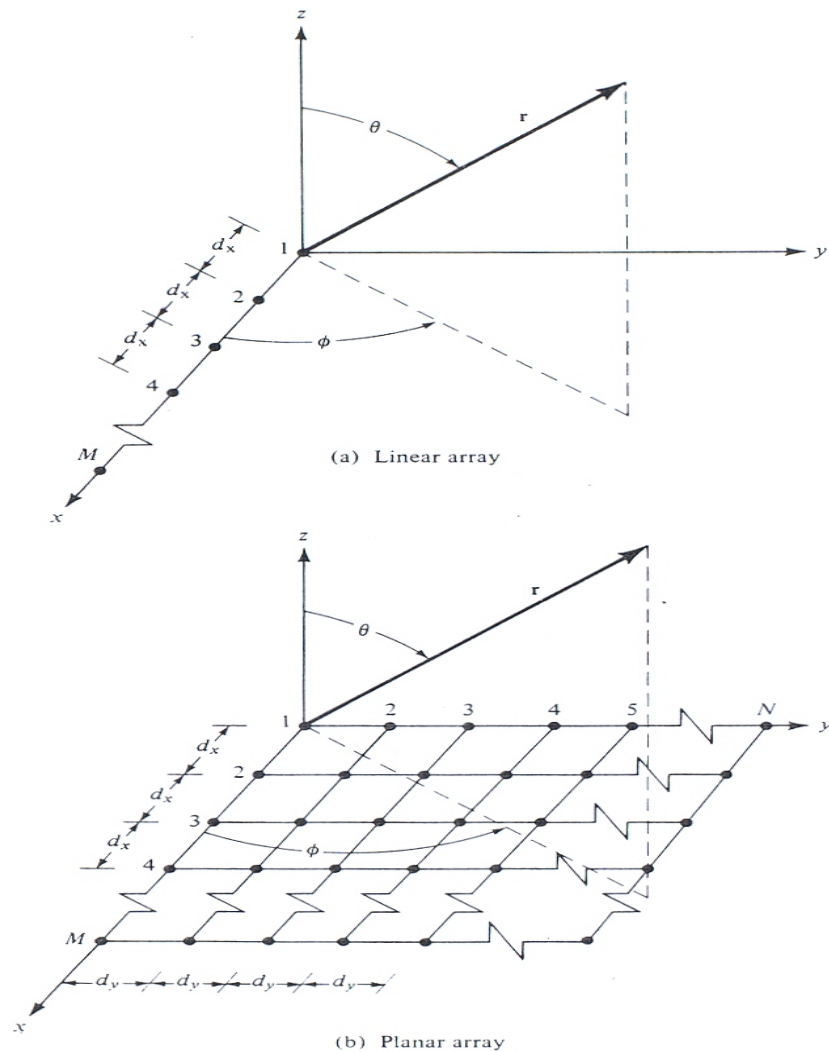


**Σχήμα 3.25** Κεραία δισδιάστατης παράταξης σχισμών

Θα πρέπει να τονισθεί ξανά , ότι σε αυτή την περίπτωση , για τον υπολογισμό των χαρακτηριστικών των σχισμών θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η αμοιβαία σύζευξη που υπάρχει μεταξύ των σχισμών . Κατά τα άλλα η διαδικασία σχεδίασης της κεραίας είναι παρόμοια με αυτή που ακολουθείται για την κεραία με μονοδιάστατη διάταξη σχισμών . Ο Elliot έχει πολύ καλή ανάλυση της αμοιβαίας σύζευξης των σχισμών .

Σύμφωνα με το βιβλίο του C.Balanis για μεγάλες planar arrays το συνολικό κέρδος ισούται με :

$$G_o = \pi * \cos \theta_o * G_x * G_y$$



Σχήμα 3.26 Γεωμετρία μονοδιάστατης και δισδιάστατης παράταξης

$$\text{όπου } G_x = 10 * \log\left(\frac{N * \text{slotspacing}}{\lambda_o}\right) = 10 * \log\left(\frac{N * \lambda_g}{\lambda_o * 2}\right)$$

$$G_y = 10 * \log\left(\frac{2 * n * \text{slotspacing}}{\lambda_o}\right) = 10 * \log\left(\frac{2 * n * a}{\lambda_o}\right)$$

( για το  $G_y$  το slotspacing=a , όπου a: η μεγάλη διάσταση του κυματοδηγού.)

Επίσης έστω ότι  $\theta_o = 0^\circ$  και άρα  $\cos\theta_o=1$ .

Το  $G_x$  μας δίνει το κέρδος που θα μας έδινε μόνη της μια linear array , δηλαδή το κέρδος από κάθε στήλη της planar array , και το  $G_y$  μας δίνει το κέρδος που προέρχεται από κάθε γραμμή της planar array .

Παρακάτω παρατίθεται ένας πίνακας όπου για τα κέρδη της κεραίας που χρειαζόμαστε εμείς και για τη μέση συχνότητα λειτουργίας ( $f=12.5\text{GHz}$ ) παρουσιάζονται και διάφοροι σχεδιασμοί της planar array .

<b>N</b>	<b>n</b>	<b>Ntotal</b>	<b>Gtotal(db)</b>	<b>L1(cm)</b>	<b>L2(cm)</b>
6	5	30	20.283143	6.989222	7
6	6	36	21.074955	6.989222	8.4
8	6	48	22.324343	9.318963	8.4
10	6	60	23.293443	11.6487	8.4

**Πίνακας3.9** Αποτελέσματα planar array για  $f=12.5\text{GHz}$

Όπου N: ο αριθμός των slots συνολικά σε μία linear array

n : ο αριθμός των linear array

Ntotal : ο συνολικός αριθμός των slots στην planar array

Gtotal(db) : το κέρδος της planar array κεραίας

L1(cm) : το μήκος της planar array κεραίας , δηλαδή ουσιαστικά το μήκος κάθε linear array .

L2(cm) : το φάρδος της planar array κεραίας

Συμπεράσματα:

- Οι μονοδιάστατες διατάξεις σχισμών (linear arrays) , μπορούν να δημιουργήσουν μία κεραία υψηλής απόδοσης στην περιοχή των μικροκυμάτων .
- Οι δισδιάστατες διατάξεις σχισμών (planar arrays) , μπορούν να δημιουργήσουν μία κεραία με ακόμα πιο υψηλό κέρδος από τις μονοδιάστατες , αλλά η δυσκολία κατασκευής τους κάνει πιο ελκυστική την κατασκευή και χρήση χοανοκεραιών ή παραβολικών κεραιών .

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ**

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει ένας γενικός σχολιασμός των κεραιών που μελετήθηκαν σε προηγούμενη ενότητα και σύγκριση των αποτελεσμάτων που εξάχθηκαν .

### **4.1 ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ ΚΕΡΑΙΩΝ**

Οι ζώνες συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται από τους δορυφόρους επικοινωνίας είναι τέτοιες ώστε το μήκος κύματος να είναι μικρό σε σύγκριση με το μηχανικό μέγεθος της κεραίας .

#### **4.1.1 Κεραία χοάνης**

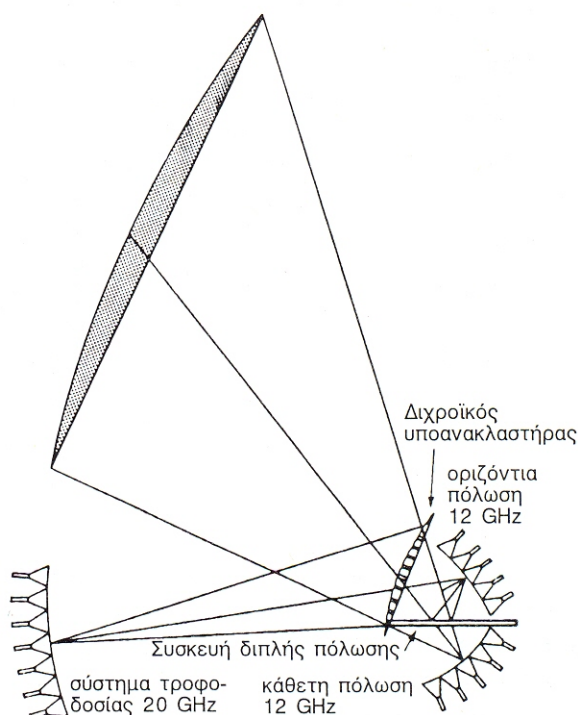
Η κεραία χοάνης είναι από τις πιο κατευθυντικές κεραίες . Είναι απόλυτα κατάλληλη και χρησιμοποιείται πολύ . Μια δέσμη με μικρό εύρος απαιτεί χοάνη με μεγάλη επιφάνεια ακτινοβολίας και αναλογικά μεγάλο μήκος , δυσκολεύοντας έτσι την εγκατάστασή της στο αυτοκίνητο . Ακόμη , η κεραία χοάνης έχει ασθενείς πλευρικούς λοβούς . Τα χαρακτηριστικά αυτά βελτιώνονται με την αυλάκωση στο εσωτερικό της χοάνης . Ωστόσο , οι χοάνες χρησιμοποιούνται στις μέρες μας σαν κύρια πηγή σε άλλες κεραίες .

#### **4.1.2 Κεραία ανακλαστήρα**

Αυτό είναι το πιο συνηθισμένο είδος κεραίας για την επίτευξη σημειακής δέσμης ή διαμορφωμένων δεσμών . Η κεραία αποτελείται από έναν παραβολικά ανακλαστήρα που τροφοδοτείται από ένα ή περισσότερα στοιχεία ακτινοβολίας , τα οποία βρίσκονται στην εστία . Η τεχνική κατασκευής του ανακλαστήρα συνήθως χρησιμοποιεί τη σύνδεση δύο στρωμάτων ινών άνθρακα εμποτισμένα με ρητίνη σε κάθε πλευρά ενός κυψελοειδούς πυρήνα από αλουμίνιο . Η τεχνική αυτή έχει καταπληκτικά αποτελέσματα για τη δημιουργία ακριβούς προφίλ , σταθερότητας των διαστάσεων και ακαμψίας , παρά τους μηχανικούς και θερμικούς περιορισμούς . Οι απώλειες ανάκλασης είναι χαμηλές , κάτω από 0,1db στη ζώνη Ku . Τέλος μπορούμε να τροποποιήσουμε την κατεύθυνση σκόπευσης της δέσμης σε τροχιά με τηλεχειρισμό , παρέχοντας στην κεραία μια συσκευή ελέγχου για τον μηχανικό προσανατολισμό του ανακλαστήρα .

#### **4.1.3 Κεραίες φακού**

Οι κεραίες αυτού του είδους συνδέουν ένα ή περισσότερα στοιχεία ακτινοβολίας με έναν φακό που εστιάζει την εκπεμπόμενη ηλεκτρομαγνητική ενέργεια . Οι κεραίες φακού πλεονεκτούν σε σύγκριση με τις συμμετρικές κεραίες ανάκλασης στο ότι μπορούν να έχουν μια διάταξη πηγών , τοποθετημένη πίσω από τη λειτουργούσα επιφάνεια ακτινοβολίας , αποφεύγοντας έτσι την παρεμπόδιση της δέσμης . Το χαρακτηριστικό αυτό είναι ιδιαίτερα χρήσιμο όταν απαιτείται μια ομάδα πηγών , που συνδέεται με ένα δίκτυο μορφοποίησης δέσμης υψηλής απόδοσης (και επομένως ογκώδες) , για να υποστηρίξει τη λειτουργία μεγάλου πλήθους πολλαπλών δεσμών ή τον σχηματισμό δέσμης υψηλής απόδοσης .



**Σχήμα 4.1** Κεραία διπλής συχνότητας με διχροϊκή επιφάνεια

Οι κεραίες μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E , που εξετάστηκαν σε προηγούμενη ενότητα είναι ελαφριοί , αλλά έχουν σχετικά στενό εύρος ζώνης (της τάξης του 5%). Από την άλλη μεριά οι φακοί Lunenburg , έχουν μεγάλη μάζα και όγκο .

#### **4.1.4 Κεραίες σχισμών**

Οι κεραίες σχισμών είναι κεραίες που μπορούν να έχουν υψηλό κέρδος και να είναι ικανοποιητικά κατευθυντικές .Επίσης , σήμερα υπάρχουν τα κατάλληλα προγράμματα που απλοποιούν τους υπολογισμούς που απαιτούνται για την κατασκευή μιας κεραίας σχισμών . Από την άλλη μεριά , οι δισδιάστατες κεραίες σχισμών είναι αρκετά πολύπλοκες στην κατασκευή τους , με αποτέλεσμα μία κεραία χοάνης ή ανακλαστήρα να θεωρείται καλύτερη ως εναλλακτική λύση .

#### **4.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ**

Παρακάτω συγκεντρώνονται οι πίνακες με τα αποτελέσματα των ειδών των κεραιών , που μελετήθηκαν σε προηγούμενη ενότητα , για την ευκολότερη σύγκρισή τους .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

<b>Gterminal(db)</b>	<b>a=b(cm)</b>	<b>pe(cm)</b>	<b>ph(cm)</b>	<b>a1(cm)</b>	<b>b1(cm)</b>	<b>pe=ph(cm)</b>
20	1.4	15.32856	15.14891	10.44376	8.577709	12.31443
21	1.4	19.303608	19.06533	11.71624	9.625867	15.9751
22	1.4	24.303432	24.00022	13.1454	10.80076	20.62437
23	1.4	30.592944	30.21771	14.75017	12.11801	26.52253
23	1.45	30.6059448	30.20488	14.74704	12.12058	26.411
22	1.45	24.3151776	23.98863	13.14223	10.80337	20.52562
21	1.45	19.31424	19.05484	11.71302	9.628518	15.88781
20	1.45	15.3384	15.1392	10.44041	8.580462	12.23763
20	1.5	15.34776	15.12996	10.43723	8.583079	12.16
21	1.5	19.3248	19.04443	11.70982	9.631149	15.8
22	1.5	24.326928	23.97704	13.13905	10.80598	20.426
23	1.5	30.61896	30.19204	14.7439	12.12316	26.299

**Πίνακας 4.1** Αποτελέσματα για πυραμιδοειδή χοάνη για συχνότητα λειτουργίας  $f=12,5\text{Ghz}$

<b>Go(db)</b>	<b>dm(m)</b>	<b>l(m)</b>	<b>L(m)</b>	<b>Ψ(μοίρες)</b>
20	0.106974	0.158935	0.15002	19.281857
21	0.120026	0.200088	0.190875	17.184973
22	0.134672	0.251895	0.242949	15.316123
23	0.151104	0.317117	0.30816	13.650509

**Πίνακας 4.2** Αποτελέσματα για κωνική χοάνη για συχνότητα λειτουργίας  $f=12.5\text{Ghz}$



<b>G(db)</b>	<b>a(m)</b>	<b>D(m)</b>
20	0.0493124	0.098625
21	0.0553294	0.110659
22	0.0620806	0.124161
23	0.0696556	0.139311

**Πίνακας 4.3** Αποτελέσματα για παραβολικό ανακλαστήρα για συχνότητα λειτουργίας  $f=12,5\text{GHz}$

<b>G(db)</b>	<b>a(m)</b>	<b>D(m)</b>
20	0.049312	0.098625
21	0.055329	0.110659
22	0.062081	0.124161
23	0.069656	0.139311

**Πίνακας 4.4** Αποτελέσματα για φακό μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E και για συχνότητα  $f=12,5\text{GHz}$

<b>G(db)</b>	<b>a(m)</b>	<b>D(m)</b>
20	0.0456544	0.091309
21	0.051225	0.10245
22	0.0574754	0.114951
23	0.0644885	0.128977

**Πίνακας 4.5** Αποτελέσματα για φακό Lunenburg για  $f=12.5\text{GHz}$

<b>a(mm)</b>	<b>b(mm)</b>	<b>G(db)</b>	<b><math>\lambda_g</math>(mm)</b>	<b>N(slots)</b>	<b>L(m)</b>
14	14	20,3	46,60	110	1,28
14	14	21	46.60	130	1.5145
14	14	21.9	46.60	160	1.864
14	14	23.1	46.60	210	2.4465

**Πίνακας 4.6** Αποτελέσματα για μονοδιάστατη κεραία σχισμών και για συχνότητα  $f=12.5\text{GHz}$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

<b>N</b>	<b>n</b>	<b>Ntotal</b>	<b>Gtotal(db)</b>	<b>L1(cm)</b>	<b>L2(cm)</b>
6	5	30	20.283143	6.989222	7
6	6	36	21.074955	6.989222	8.4
8	6	48	22.324343	9.318963	8.4
10	6	60	23.293443	11.6487	8.4

**Πίνακας 4.7** Αποτελέσματα planar array για  $f=12.5\text{GHz}$

Από τους πίνακες που παρουσιάστηκαν παραπάνω , παρατηρούμε ότι για κέρδη του κινητού τερματικού από 20-23db , το μικρότερο μέγεθος κεραίας που μπορεί να επιτευχθεί είναι αυτό της διδιάστατης κεραίας σχισμών και ακολουθούν αυτά του παραβολικού ανακλαστήρα , του φακού ελασμάτων επιπέδου E και του φακού Lunenburg , που είναι στο ίδιο επίπεδο .

Επίσης , θα πρέπει να ξανά αναφερθεί το γεγονός ότι στη διδιάστατη κεραία σχισμών και στην κεραία φακού μεταλλικών ελασμάτων επιπέδου E , έχει γίνει μελέτη για απλή-μονή πόλωση , κάτι το οποίο συνεπάγεται πιο δύσκολο διαχωρισμό των σημάτων λήψης και εκπομπής .

Ακόμα , από τη μελέτη για το φακό Lunenburg καταλήξαμε ότι χρειάζεται ειδική και πολύπλοκη μελέτη για την πηγή τροφοδοσίας του .

Τέλος , για τη διδιάστατη κεραία σχισμών , πρέπει να αναφερθούμε στη δυσκολία κατασκευής της .

Έχουμε προαναφέρει πως το μέγεθος της κεραίας του κινητού τερματικού είναι κρίσιμος παράγοντας για τη εργασία αυτή , δεδομένου ότι η κεραία εγκαθίσταται πάνω σε αυτοκίνητο , οπότε και πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερου μεγέθους . Ο τελευταίος περιορισμός στην επιλογή της κεραίας τίθεται από το οικονομικό κόστος και την πολυπλοκότητα κατασκευής της . Καταλήγουμε , λοιπόν , στο συμπέρασμα πως η εν λόγω επιλογή της κεραίας γίνεται με βάση των προτεραιοτήτων που θέτει κάθε φορά ο εκάστοτε ενδιαφερόμενος .

## **ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

- 1) M.Richaria, "Mobile Satellite Communications: Principles and Trends".
- 2) Π.Κωττής, Χ.Καψάλης, «Δορυφορικές Επικοινωνίες».
- 3) G.Maral, M.Bousquet, "Satellite Communications Systems".
- 4) John D.Kraus, "Antennas", second edition.
- 5) Constantine A.Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design", second edition.
- 6) Νικόλαος Κ.Ουζούνογλου, «Εισαγωγή στα Μικροκύματα».
- 7) R.S.Elliot, "Antenna Theory and Design".
- 8) Richard C.Johnson, "Antenna Engineering Handbook", third edition.
- 9) <http://www.qsl.net/n1bwt/contents.htm>, όπου σε αυτή την ιστοσελίδα βρίσκονται διάφορα links για κάποια από τα είδη κεραιών που μελετήσαμε καθώς και το slotantenna.xls.