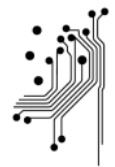




ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ
ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ
ΙΔΡΥΜΑ
ΔΥΤΙΚΗΣ ΕΛΛΑΔΑΣ



Τμήμα
Μηχανικών
Πληροφορικής τ.ε.
Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα
Δυτικής Ελλάδας

ΤΙΤΛΟΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ:

ΜΕΛΕΤΗ ΚΥΜΑΤΟΔΗΓΩΝ ΚΑΙ ΓΡΑΜΜΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΓΡΑΜΜΕΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ $\lambda/4$

ΝΤΟΥΣΑΝ ΠΕΚΕΖ του ΜΙΡΟΣΛΑΒ
(ΑΜ:2204)

Επιβλέπων Καθηγητής: ΗΛΙΑΣ ΑΣΑΡΙΔΗΣ

ΑΝΤΙΡΡΙΟ 2018

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θεωρώ υποχρέωσή μου να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή κ. Ηλία Ασαρίδη για την πολύτιμη καθοδήγησή του. Επιπρόσθετα, οφείλω να αφιερώσω την πτυχιακή μου εργασία στους γονείς μου που μου συμπαραστάθηκαν όλα τα χρόνια της φοίτησης μου στο Τ.Ε.Ι Δυτικής Ελλάδας.

ΠΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ

Πιστοποιείται ότι η πτυχιακή εργασία με θέμα:

«ΜΕΛΕΤΗ ΚΥΜΑΤΟΔΗΓΩΝ ΚΑΙ ΓΡΑΜΜΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΓΡΑΜΜΕΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ $\lambda/4$ »

Του φοιτητή του τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής

ΝΤΟΥΣΑΝ ΠΕΚΕΖ του ΜΙΡΟΣΛΑΒ

Παρουσιάστηκε δημόσια και εξετάστηκε στο Τμήμα
Μηχανικών Πληροφορικής στις

...../...../.....

Ο Επιβλέπων

Ο Διευθυντής του Τομέα

Ηλίας Ασαρίδη

ANTIPPIO 2018

Περίληψη

Στην παρούσα εργασία μελετήσαμε θεωρητικά του κυματοδηγούς ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων καθώς και τις γραμμές μεταφοράς. Στο πρώτο κεφάλαιο ασχοληθήκαμε σε θεωρητικό επίπεδο με τους ορθογώνιους κυματοδηγούς, τα είδη τους και τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους. Στο δεύτερο κεφάλαιο μελετήσαμε τις γραμμές μεταφοράς παραθέτοντας τις παραμέτρους, τις εξισώσεις, τη χαρακτηριστική αντίσταση και την σύνθετη αντίσταση που εμφανίζουν. Στο πειραματικό μέρος της εργασίας χρησιμοποιώντας τον κατάλληλο εξοπλισμό μετρήσαμε το μήκος κύματος ορθογώνιου κυματοδηγού και το συγκρίναμε με την θεωρητική τιμή του.

Abstract

In the present thesis we studied the theoretical waveguides of electromagnetic waves as well as the transmission lines. In the first chapter we dealt theoretically with the rectangular waveguides, their types and their technical characteristics. In the second chapter we studied the transport lines by quoting the parameters, the equations, characteristic impedance and impedance they display. In the experimental part of the work using the appropriate equipment we measured the wavelength of a rectangular waveguide and compared it with its theoretical value.

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	4
Abstract	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΟΡΘΟΓΩΝΙΟΙ ΚΥΜΑΤΟΔΗΓΟΙ.....	6
1.1 Εισαγωγή στους κυματοδηγούς.....	6
1.2Εισαγωγή στους ορθογώνιους κυματοδηγούς.....	10
1.3 Ανακλάσεις κυμάτων από ένα αγώγιμο πλέγμα	15
1.4 Κυματοδηγός παράλληλων επιπέδων	19
1.5 Ορθογώνιοι κυματοδηγοί	24
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΓΡΑΜΜΕΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ	28
2.1 Εισαγωγή στις Γραμμές Μεταφοράς.....	28
2.2 Παράμετροι Γραμμών Μεταφοράς.....	29
2.3 Εξισώσεις των γραμμών μεταφοράς.....	32
2.4 Χαρακτηριστική Αντίσταση της Γραμμής.....	34
2.5 Γραμμή μεταφοράς χωρίς απώλειες.....	35
2.6 Σύνθετη αντίσταση εισόδου-αναλογία στάσιμου κύματος-ισχύς.....	36
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΤΡΗΣΗ ΜΗΚΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΟΡΘΟΓΩΝΙΟ ΚΥΜΑΤΟΔΗΓΟ	45
3.1 Πειραματική διάταξη	45
3.2 Μετρήσεις	51
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	53

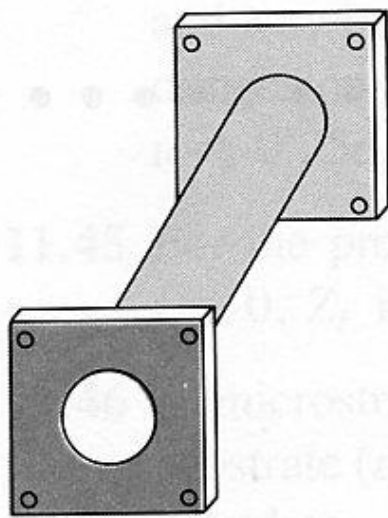
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΟΡΘΟΓΩΝΙΟΙ ΚΥΜΑΤΟΔΗΓΟΙ

Κάθε σύστημα από αγωγούς και μονωτές για την μεταφορά ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων θα μπορούσε να αποκαλεστεί κυματοδηγός, αλλά το όνομα αυτό χρησιμοποιείται για ειδικά κατασκευασμένους κούφιους μεταλλικούς αγωγούς. Χρησιμοποιούνται σε μικροκυματικές συχνότητες για τους ίδιους σκοπούς για τους οποίους χρησιμοποιούνται οι γραμμές μεταφοράς σε χαμηλότερες συχνότητες. Οι κυματοδηγοί είναι καλύτεροι από τις γραμμές μεταφοράς, γιατί έχουν μικρότερες απώλειες από τις γραμμές μεταφοράς στις υψηλές συχνότητες, αλλά και για άλλους λόγους που θα γίνουν προφανείς στην συνέχεια.

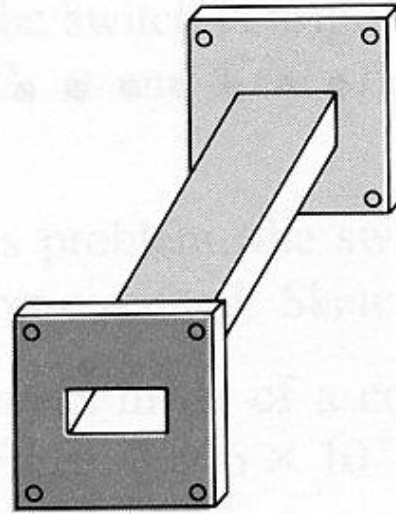
1.1 Εισαγωγή στους κυματοδηγούς

Η γραμμή μεταφοράς χρησιμοποιείται για τη καθοδήγηση ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας από ένα σημείο (γεννήτρια) σε ένα άλλο (φορτίο). Ο κυματοδηγός είναι ακόμα ένα μέσο για να επιτευχθεί ο ίδιος σκοπός. Αν και ο κυματοδηγός διαφέρει από μια γραμμή μεταφοράς μπορούμε να τον πάρουμε ως μια ειδική περίπτωση γραμμής μεταφοράς. Η γραμμή μεταφοράς μπορεί να έχει μόνο εγκάρσια ηλεκτρομαγνητικά κύματα (TEM – Transverse Electromagnetic Waves) όμως ο κυματοδηγός μπορεί να έχει και άλλες πιθανές διαμορφώσεις πεδίων. Επίσης σε συχνότητες μικροκυμάτων (3-300GHz), η γραμμή μεταφοράς γίνεται ανεπαρκής λόγω του επιδερμικού φαινομένου (skin effect) και απώλειες του διηλεκτρικού μέσου πράγμα που δεν παθαίνει ο κυματοδηγός. Ακόμα μια γραμμή μεταφοράς μπορεί να λειτουργεί από dc ($f = 0$) μέχρι και σε πολύ μεγάλη συχνότητα, ο κυματοδηγός όμως λειτουργεί πάνω από μια συγκεκριμένη συχνότητα που ονομάζεται συχνότητα αποκοπής (cutoff frequency). Ένας κυματοδηγός μπορεί να πάρει οποιαδήποτε μορφή,

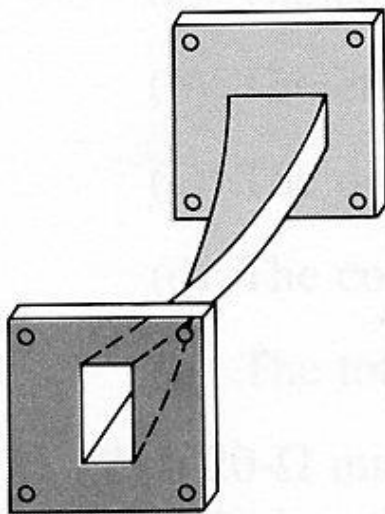
με ομογενή όμως κυματοδηγούς διατομή. Στο σχήμα πιο κάτω μπορείτε να δείτε κάποιους κοινούς



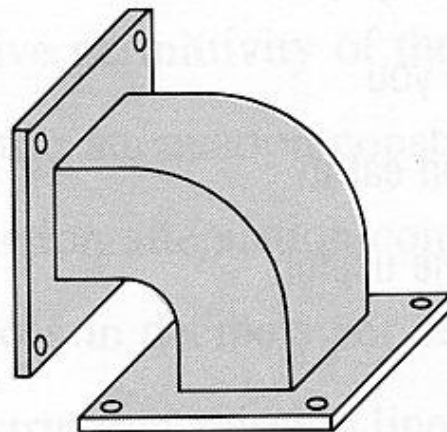
Circular



Rectangular

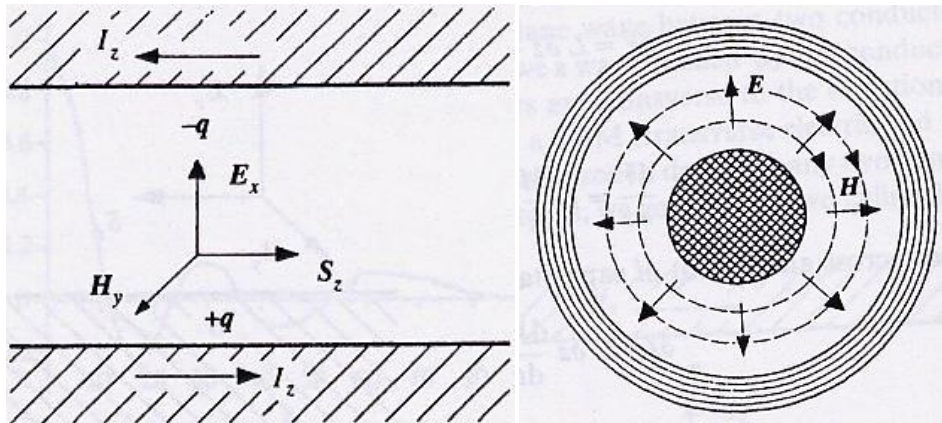


Twist



90° elbow

Ένα εγκάρσιο ηλεκτρομαγνητικό κύμα (transverse electromagnetic wave, TEM) χρειάζεται δύο αγωγούς οι οποίοι είναι απομονωμένοι ο ένας από τον άλλο. Τυπικές διαμορφώσεις φαίνονται πιο κάτω.

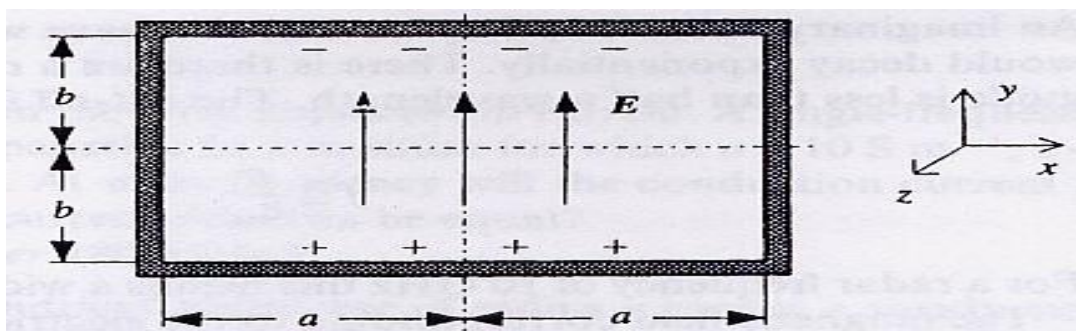


Αριστερά δύο παράλληλοι αγωγοί οι οποίοι είναι απομονωμένοι ο ένας από τον άλλο. Δεξιά ομοαξονικό καλώδιο το οποίο μπορεί να συγκρατήσει ένα κύμα TEM. Είναι πολύ πιο χρήσιμο αν η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια μεταφέρεται μέσα σε σωληνοειδείς αγωγούς. Αυτό μπορούμε να το πετύχουμε σε ψηλές συχνότητες.

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε ένα κυματοδηγό με ορθογώνια διατομή, όπως φαίνεται πιο κάτω και θέλουμε ένα ηλεκτρικό πεδίο που μεταβάλλεται στη κατεύθυνση y. Μπορεί να αποδειχτεί ότι ένα τέτοιο κύμα μπορεί να διαδοθεί στη κατεύθυνση z δεδομένου ότι η πιο κάτω σχέση ικανοποιείται

$$f \leq \frac{c}{4a}$$

Όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός στο μέσο διάδοσης και η παράμετρος (a) φαίνεται στο σχήμα πιο κάτω. Η συχνότητα (f) ονομάζεται συχνότητα αποκοπής (cutoff frequency) του συγκεκριμένου κύματος σε ένα κυματοδηγό ορθογώνιας διατομής



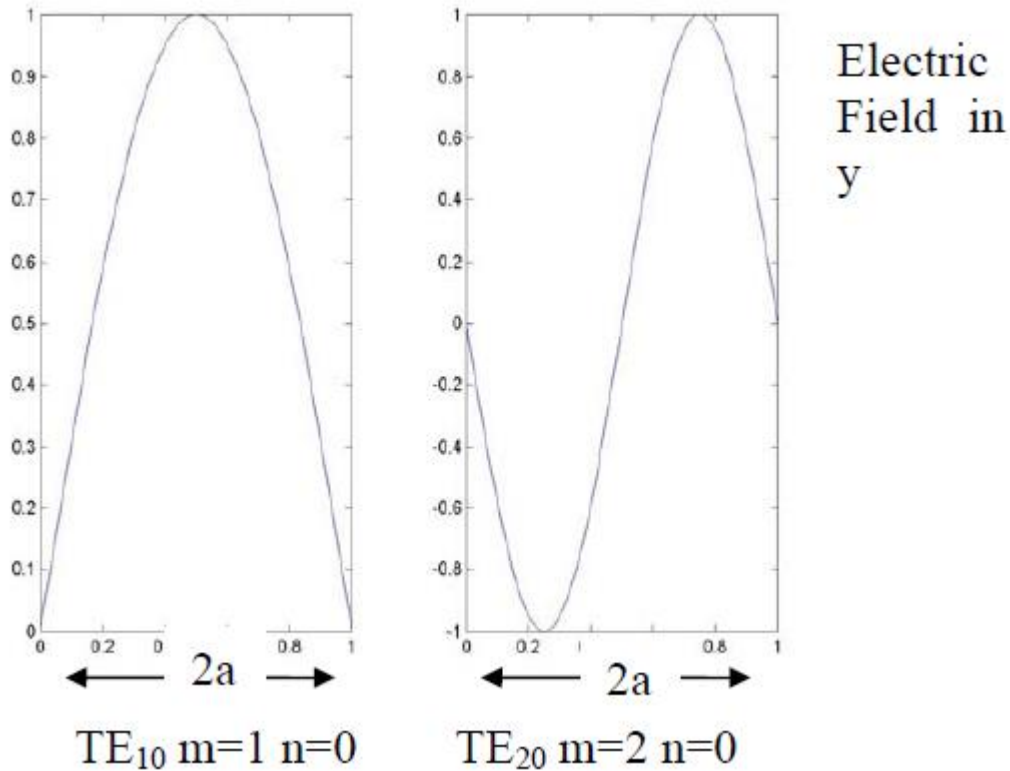
Για συχνότητα ενός ραντάρ που είναι 10 GHz για παράδειγμα, η πιο πάνω εξίσωση μας λέει ότι θέλουμε πλάτος μεγαλύτερο από 15mm. Για ένα φούρνο μικροκυμάτων συχνότητας 2.45GHz χρειαζόμαστε πλάτος μεγαλύτερο από 43mm. Το αντίστοιχο μαγνητικό πεδίο για τη διατομή πιο πάνω θα έχει συνιστώσες στις κατευθύνσεις x και z. Αφού υπάρχει συνιστώσα του H στη κατεύθυνση της διάδοσης τότε δεν είναι εγκάρσιο ηλεκτρομαγνητικό κύμα (TEM), αλλά είναι εγκάρσιο ηλεκτρικό κύμα (Transverse electric wave, TE). Υπάρχουν και άλλοι ρυθμοί (modes) λειτουργίας. Μπορεί να δημιουργηθεί εγκάρσιος ηλεκτρικός (TE) ρυθμός λειτουργίας που έχει συνιστώσες E_x και E_y . Ακόμα μπορεί να δημιουργηθεί εγκάρσιος μαγνητικός (TM) ρυθμός λειτουργίας που έχει συντελεστές H_x και H_y . Γενικά οι ρυθμοί λειτουργίας ταξινομούνται ως TE_{mn} και TM_{mn} . Ο ρυθμός λειτουργίας που είδαμε πιο πάνω ήταν TE_{10} . Οι γενικές συνθήκες για αποκοπή (cut-off) γίνονται

$$\boxed{\frac{m^2}{4a^2} + \frac{n^2}{4b^2} = \frac{4}{\lambda^2}}$$

Για τη περίπτωση TE_{10} πιο πάνω είναι εύκολο να δείξουμε, από την πιο πάνω εξίσωση, ότι

$$f \leq \frac{c}{4a}$$

Ένα παράδειγμα για το TE ρυθμό λειτουργίας στον ορθογώνιο κυματοδηγό πιο πάνω φαίνεται στο σχήμα πιο κάτω. Το ηλεκτρικό πεδίο είναι στη κατεύθυνση y. Η κατεύθυνση διάδοσης είναι η κατεύθυνση του z.

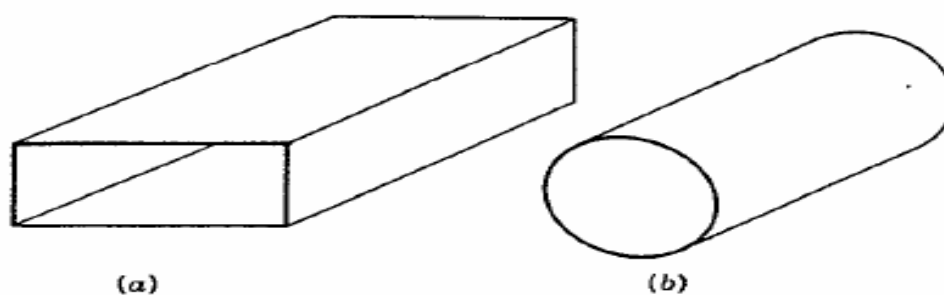


Ηλεκτρικό πεδίο στην κατεύθυνση y. Κατεύθυνση διάδοσης η z.

1.2 Εισαγωγή στους ορθογώνιους κυματοδηγούς

Ένας ορθογώνιος κυματοδηγός φαίνεται στο σχήμα 1, όπως και ένας κυκλικός κυματοδηγός για λόγους σύγκρισης. Σε μια τυπική χρήση, υπάρχει μια κεραία στο ένα άκρο του κυματοδηγού και κάποιας μορφής φορτίο στο άλλο άκρο. Η κεραία δημιουργεί ηλεκτρομαγνητικά κύματα, τα οποία ταξιδεύουν κατά μήκος του κυματοδηγού για να ληφθούν από το φορτίο. Είναι φανερό πως τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα πραγματικά καθοδηγούνται. Τα τοιχώματα του κυματοδηγού είναι αγωγοί ηλεκτρικού ρεύματος, επομένως συμβαίνουν ανακλάσεις σε αυτούς. Πρέπει να γίνει κατανοητό πως η μεταγωγή της ενέργειας συμβαίνει όχι διαμέσου των τοιχωμάτων, των οποίων ο ρόλος είναι να περιορίσουν την ενέργεια, αλλά μέσω του διηλεκτρικού που γεμίζει τον κυματοδηγό, το οποίο είναι συνήθως αέρας. Στην ανάλυση της συμπεριφοράς και των ιδιοτήτων των κυματοδηγών, είναι απαραίτητο να μιλήσουμε για ηλεκτρικά και μαγνητικά κύματα, για την διάδοση κύματος, σε αντίθεση με τις τάσεις και τα ρεύματα που εμφανίζονται στις γραμμές μεταφοράς. Αυτή είναι η μόνη

δυνατή προσέγγιση, αλλά κάνει την συμπεριφορά των κυματοδηγών πιο δύσκολη στην κατανόηση.



Σχήμα 1 :Κυματοδηγοί. (a)Ορθογώνιοι (b)Κυκλικοί

Επειδή οι διατμηματικές (cross-sectional) διαστάσεις ενός κυματοδηγού πρέπει να είναι της τάξης του μήκους κύματος, η χρήση στην μετάδοση συχνοτήτων κάτω του 1 GHz δεν προτιμάται, εκτός και αν ειδικές περιστάσεις το επιβάλλουν. Μερικά επιλεγμένα μεγέθη κυματοδηγών, μαζί με τις συχνότητες λειτουργίας τους παρουσιάζονται στον πίνακα 1. Ο πίνακας δείχνει πως οι διαστάσεις των κυματοδηγών μειώνονται καθώς η συχνότητα αυξάνει (και επομένως το μήκος κύματος μειώνεται). Δεν δείχνει αρκετούς κυματοδηγούς μεγαλύτερους από τον WR650, ούτε δείχνει αρκετούς κυματοδηγούς με επικαλυπτόμενα μεγέθη οι οποίοι επίσης κατασκευάζονται. Να σημειωθεί πως ο λόγος για τα ασυνήθιστα μεγέθη είναι πως αρχικά οι κυματοδηγοί κατασκευάζονταν για μεγάλα μεγέθη (όπως 3.00 X 1.50 in) και στην συνέχεια άλλαξε η ονομασία τους, αντί να επανακατασκευαστούν με πιο στρογγυλές τιμές σε χιλιοστά. Είναι φανερό πως οι κυματοδηγοί καλύπτουν το φάσμα 3-100 GHz και είναι ασύμφοροι εκτός αυτού του φάσματος. Σε αυτό το φάσμα, οι κυματοδηγοί είναι γενικά ανώτεροι των ομοαξονικών γραμμών μεταφοράς για ένα

μεγάλο φάσμα μικροκυματικών εφαρμογών, είτε για μεγάλης ή για μικρής ισχύος σήματα.

TABLE 10-1 Selected Rectangular Waveguides

USEFUL FREQUENCY RANGE, GHz	OUTSIDE DIMENSIONS, mm	WALL THICKNESS, mm	RETMA* DESIGNATION	JANT TYPE NO.	THEORETICAL AVERAGE ATTENUATION, dB/m	THEORETICAL AVERAGE (CW) POWER RATING, kW
1.12-1.70	169 × 86.6	2.0	WR650	RG-69/U	0.0052	14,600
1.70-2.60	113 × 58.7	2.0	WR430	RG-104/U	0.0097	6400
2.60-3.95	76.2 × 38.1	2.0	WR284	RG-48/U	0.019	2700
3.95-5.85	50.8 × 25.4	1.6	WR187	RG-49/U	0.036	1700
5.85-8.20	38.1 × 19.1	1.6	WR137	RG-50/U	0.058	635
8.20-12.40	25.4 × 12.7	1.3	WR90	RG-52/U	0.110	245
12.40-18.00	17.8 × 9.9	1.0	WR62	RG-91/U	0.176	140
18.0-26.5	12.7 × 6.4	1.0	WR42	RG-53/U	0.37	51
26.5-40.0	9.1 × 5.6	1.0	WR28	RG-96/U	0.58	27
40.0-60.0	6.8 × 4.4	1.0	WR19	—	0.95 [†]	13
60.0-90.0	5.1 × 3.6	1.0	WR12	RG-99/U	1.50 [†]	5.1
90.0-140	4.0 (diam.) [‡]	2.0 × 1.0 [§]	WR8	RG-138/U	2.60 [†]	2.2
140-220	4.0 (diam.)	1.3 × 0.64	WR5	RG-135/U	5.20 [†]	0.9
220-325	4.0 (diam.)	0.86 × 0.43	WR3	RG-139/U	8.80 [†]	0.4

* Radio-Electronic-Television Manufacturers' Association.

† Joint Army-Navy (JAN) numbers are shown for copper waveguides (there are also aluminum waveguides with identical dimensions but different US military numbers and somewhat lower attenuations), except for the last five numbers, which are for silver waveguides. Where no number is given, none exists.

‡ Waveguides of this size or smaller are circular on the outside.

§ Internal dimensions given instead of wall thickness for this waveguide and the smaller ones.

[†] Approximate measurements.

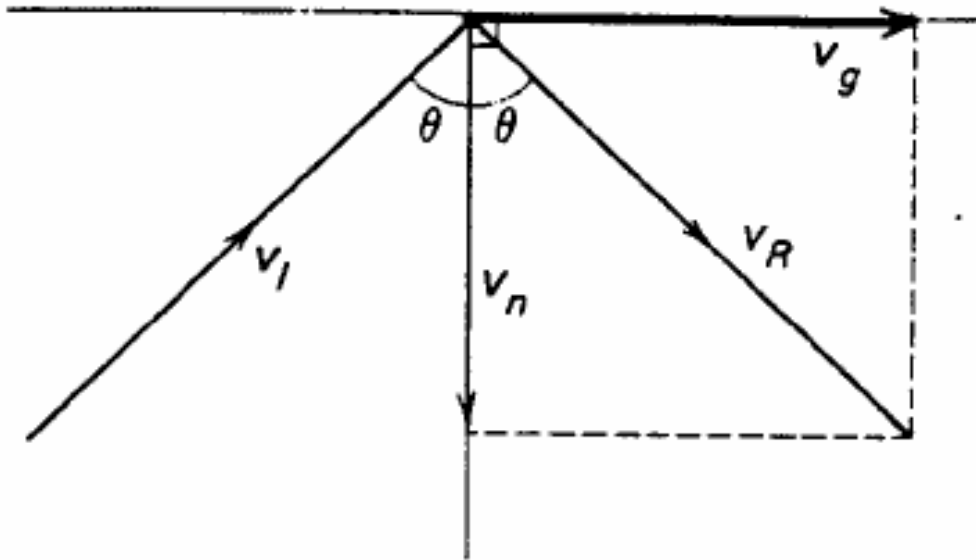
Τόσο οι κυματοδηγοί, όσο και οι γραμμές μεταφοράς μπορούν να μεταφέρουν αρκετά σήματα ταυτόχρονα, αλλά στους κυματοδηγούς είναι αρκετό να μεταδίδονται σε διαφορετικά modes όπως θα εξηγήσουμε στην συνέχεια. Δεν είναι απαραίτητο να είναι αυτά τα σήματα διαφορετικών συχνοτήτων. Πάλι, ένας αριθμός από στοιχεία κυματοδηγών είναι παρόμοια, αν όχι πανομοιότυπα με τα αντίστοιχα στοιχεία σε ομοαξονικές γραμμές μεταφοράς. Αυτά τα στοιχεία περιλαμβάνουν stubs, quarter-wavetransformers, κατευθυνόμενους couplers και tapersections. Τελικά το διάγραμμα Smith μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης για υπολογισμούς σε κυματοδηγούς. Πράγματι, η λειτουργία μεγάλου αριθμού στοιχείων κυματοδηγών μπορεί να γίνει κατανοητή κοιτάζοντας πρώτα τα αντίστοιχα στοιχεία στις γραμμές μεταφοράς.

Πλεονεκτήματα: Το πρώτο πράγμα το οποίο έρχεται στο νου κάποιου ο οποίος βλέπει ένα κυκλικό κυματοδηγό, είναι πως μοιάζει με ένα ομοαξονικό αγωγό στον οποίο έχει αφαιρεθεί το εσωτερικό. Αυτό φανερώνει τα πλεονεκτήματα ενός κυματοδηγού. Εάν είναι πιο εύκολο να αφήσουμε κενό το εσωτερικό ενός αγωγού από το να το προσθέσουμε, τότε οι κυματοδηγοί είναι πιο εύκολοι στην κατασκευή από τις ομοαξονικές γραμμές. Παρόμοια, επειδή δεν υπάρχει ούτε ο εσωτερικός αγωγός, ούτε το διηλεκτρικό υποστήριξης, το flashover είναι λιγότερο πιθανό. Επομένως, η ικανότητα διατήρησης της ισχύος σε ένα κυματοδηγό είναι βελτιωμένη και είναι 10 φορές περίπου υψηλότερη για ομοαξονικό αέρα-διηλεκτρικού δύσκαμπτου καλωδίου παρόμοιας διάστασης (πού περισσότερο εάν συγκριθεί με εύκαμπτο στερεό διηλεκτρικό καλώδιο). Επιπλέον, επειδή δεν χρειάζεται τίποτα άλλο στο εσωτερικό ενός κυματοδηγού από αέρα, σε συνδυασμό με το γεγονός πως η ενέργεια δεν μεταδίδεται μέσω των τοιχωμάτων αλλά από ανακλάσεις, η απώλεια ισχύος στους κυματοδηγούς είναι πολύ μικρότερη συγκρινόμενη με τις γραμμές μεταφοράς. Για παράδειγμα, ένα καλώδιο 41 χιλιοστών αέρα-διηλεκτρικού έχει απώλεια 4db/100m στην συχνότητα των 3GHz(το οποίο είναι πολύ καλό για ομοαξονικό αγωγό), το οποίο ανεβαίνει στα 10.8db/100m για ευέλικτο καλώδιο με αφρώδες διηλεκτρικό, ενώ ο χάλκινος κυματοδηγός WR284 έχει μόνο 1.9db/100m. Εάν όλα τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά είναι ίδια, οι κυματοδηγοί πλεονεκτούν σε σχέση με τις ομοαξονικές γραμμές μεταφοράς έχοντας καλύτερη μηχανική απλότητα και μεγαλύτερη συχνότητα λειτουργίας (325 GHz σε σχέση με 18 GHz) εξαιτίας της διαφορετικής μεθόδου μετάδοσης

1.3 Ανακλάσεις κυμάτων από ένα αγώγιμο πλέγμα

Για να δούμε τον τρόπο με τον οποίο μεταδίδονται τα σήματα μέσα σε ένα κυματοδηγό, είναι απαραίτητο να σκεφτούμε τι συμβαίνει στα ηλεκτρομαγνητικά κύματα όταν αυτά συναντήσουν μια αγώγιμη επιφάνεια. **Βασική συμπεριφορά:** Όπως έχουμε ήδη συζητήσει, ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα στον χώρο έχει το ηλεκτρικό πεδίο, το μαγνητικό πεδίο και την διεύθυνση μετάδοσης κάθετα μεταξύ τους ανά δύο. Εάν ένα τέτοιο κύμα σταλθεί κατευθείαν κατά μήκος ενός κυματοδηγού, δεν θα μπορούσε να μεταδοθεί κατά μήκος του, αν και κανείς θα το θεωρούσε λογικό. Αυτό οφείλεται στο ότι το ηλεκτρικό πεδίο (ανεξαρτήτως της κατεύθυνσής του) θα βραχυκυκλώνεται από τα τοιχώματα, μιας και αυτά υποθέτουμε πως είναι τέλει αγωγοί και δεν μπορεί να εμφανιστεί δυναμικό στο μήκος τους. Αυτό που πρέπει να αναζητήσουμε είναι μια μέθοδο διάδοσης η οποία δεν στηρίζεται στην εμφάνιση κάποιου ηλεκτρικού πεδίου κοντά στα τοιχώματα και ταυτόχρονα να είναι παράλληλα σε αυτά. Αυτό επιτυγχάνεται στέλνοντας το κύμα κατά μήκος του κυματοδηγού με μια τεθλασμένη διαδρομή, με ανακλάσεις πάνω στα τοιχώματα, σχηματίζοντας ένα ηλεκτρικό πεδίο με μηδενική ένταση στα τοιχώματα και μέγιστη ένταση κοντά στο κέντρο του κυματοδηγού. Στην περίπτωση αυτή τα τοιχώματα δεν έχουν τίποτα να βραχυκυκλώσουν και επομένως δεν παρεμβαίνουν στην μορφή του κύματος ανάμεσά τους και κατά συνέπεια η διάδοση δεν εμποδίζεται. Δύο κύριες συνέπειες της τεθλασμένης μετάδοσης είναι προφανείς. Η πρώτη είναι πως η ταχύτητα μετάδοσης είναι μικρότερη από αυτή που εμφανίζεται στο κενό, η δεύτερη είναι πως τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα δεν μπορούν να είναι πλέον με κάθετη μορφή ηλεκτρικού και μαγνητικού κύματος. Το δεύτερο προκύπτει επειδή η διάδοση με ανάκλαση απαιτεί όχι μόνο μία κανονική συνιστώσα, αλλά και μια συνιστώσα κατά μήκος της διεύθυνσης μετάδοσης (όπως φαίνεται στο σχήμα 2) τόσο για το ηλεκτρικό όσο και για το μαγνητικό πεδίο, εξαρτώμενο από τον τρόπο με τον οποίο τα κύματα στέλνονται μέσα στον κυματοδηγό. Αυτή η επιπλέον συνιστώσα κατά μήκος της διάδοσης είναι αυτή που κάνει τα ηλεκτρικά και μαγνητικά κύματα μεταξύ τους να μην είναι κάθετα. Εφόσον υπάρχουν δύο διαφορετικές βασικές μέθοδοι για μετάδοση, πρέπει να δοθούν ονόματα στα κύματα που προκύπτουν για να διαχωριστούν μεταξύ τους. Δυστυχώς, η νομεκλατούρα αυτών των modes υπήρξε πάντα ένα δυσάρεστο ερώτημα. Το αμερικάνικο σύστημα ονομάζει τα modes ανάλογα με την συμπεριφορά του στοιχείου στο κενό. Επομένως, modes τα οποία δεν παρουσιάζουν ηλεκτρικό

πεδίο στην κατεύθυνση της μετάδοσης ονομάζονται ανάστροφα ηλεκτρικά (transverse electric (TE)) modes και ανάστροφα μαγνητικά για εκείνα που δεν παρουσιάζουν μαγνητικό πεδίο. Στο αντίστοιχο ευρωπαϊκό σύστημα τα modes ονομάζονται H και M αντίστοιχα. Εδώ χρησιμοποιούμε αποκλειστικά το αμερικάνικο σύστημα.



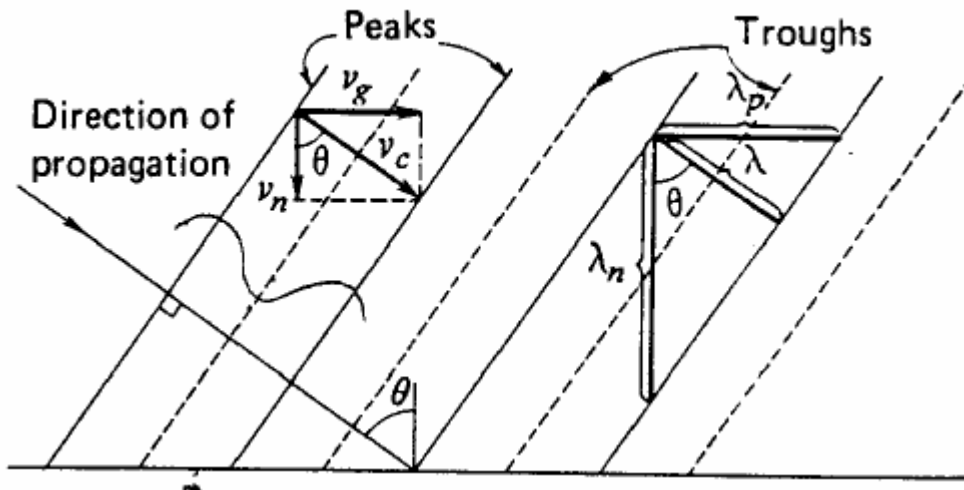
Σχήμα 2: Αντανάκλαση από αγώγιμη επιφάνεια

Επίπεδα κύματα (Plane Waves) σε αγώγιμη επιφάνεια: Το σχήμα 3 δείχνει μέτωπα κύματος που προσπίπτουν σε ένα τέλεια επίπεδο αγωγό (για απλότητα δεν εμφανίζεται η ανάκλαση). Τα κύματα ταξιδεύουν διαγώνια από αριστερά προς τα δεξιά, όπως φαίνεται και έχουν γωνία πρόσπτωσης θ . Εάν η πραγματική ταχύτητα των κυμάτων είναι V_c , με απλή τριγωνομετρία φαίνεται πως η ταχύτητα παράλληλη στον τοίχο V_g και η ταχύτητα κάθετη στον τοίχο V_n δίνονται από τις εξισώσεις

$$V_g = V_c \sin \theta \quad (1)$$

$$V_n = V_c \cos \theta \quad (2)$$

Όπως είναι φανερό, τα κύματα στον κυματοδηγό, ταξιδεύουν πολύ πιο αργά από ότι στο απόλυτο κενό.



Σχήμα 3: Επίπεδα κύματα (PlaneWaves) σε αγωγή επιφάνεια

Παράλληλο και κανονικό μήκος κύματος Η σύλληψη του μήκους κύματος έχει διάφορες περιγραφές ή ορισμούς, όλοι εννοούν την απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών ίδιων σημείων του κύματος, όπως δύο διαδοχικές κορυφές. Σε αυτό πρέπει τώρα να προσθέσουμε «προς την κατεύθυνση μέτρησης» γιατί μέχρι τώρα μετρούσαμε στην κατεύθυνση που έχει η διάδοση (κάτι το οποίο δεν αναφερόταν). Δεν υπάρχει κάτι που να μας εμποδίζει να μετράμε το μήκος κύματος προς μια άλλη κατεύθυνση, αλλά δεν υπήρχε εφαρμογή για αυτό μέχρι τώρα. Άλλες πρακτικές εφαρμογές υπάρχουν, όπως η κοπή corrugated υλικών οροφής σε μια γωνία ώστε να συναντώνται με άλλα τμήματα corrugated υλικών. Εάν συμβουλευτούμε πάλι το σχήμα 10-3, βλέπουμε πως το μήκος κύματος προς την κατεύθυνση μετάδοσης είναι λ , δηλαδή η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών κορυφών. Η απόσταση μεταξύ δύο κορυφών παράλληλα στον κυματοδηγό είναι λ_p ενώ το μήκος κύματος κάθετα στον κυματοδηγό είναι λ_n . Με απλούς υπολογισμούς έχουμε

$$\lambda_p = \frac{\lambda}{\sin \theta} \quad (3)$$

$$\lambda_n = \frac{\lambda}{\cos \theta} \quad (4)$$

Αυτό δείχνει ότι το μήκος κύματος εξαρτάται από την κατεύθυνση στην οποία μετράται αλλά και ότι είναι μεγαλύτερο όταν μετράται σε μία κατεύθυνση διαφορετική από την κατεύθυνση διάδοσης.

Ταχύτητα φάσεως: Κάθε ηλεκτρομαγνητικό κύμα έχει δύο ταχύτητες: Η μία είναι η ταχύτητα διάδοσης και η άλλη είναι η ταχύτητα με την οποία αλλάζει φάση. Στο κενό, αυτές οι ταχύτητες είναι οι ίδιες, και αποκαλούνται «η ταχύτητα του φωτός» V_c όπου V_c είναι το γινόμενο μεταξύ της απόστασης δύο διαδοχικών κορυφών και ο αριθμός των κορυφών ανά δευτερόλεπτο. Πιο τυπικά, είναι το γινόμενο του μήκους κύματος και συχνότητάς του, επομένως

$$V_c = f \lambda = 3 \times 10^8 \text{m / sec στο κενό διάστημα (5)}$$

Για το σχήμα 3 φάνηκε πως ισχύει ότι η ταχύτητα μετάδοσης είναι $V_g = V_c \sin \theta$ Εάν f είναι η συχνότητα εναλλαγής φάσης, θα ισχύει

$$\begin{aligned} V_p &= f \lambda_p \\ &= \frac{f \lambda}{\sin \theta} \quad (6) \end{aligned}$$

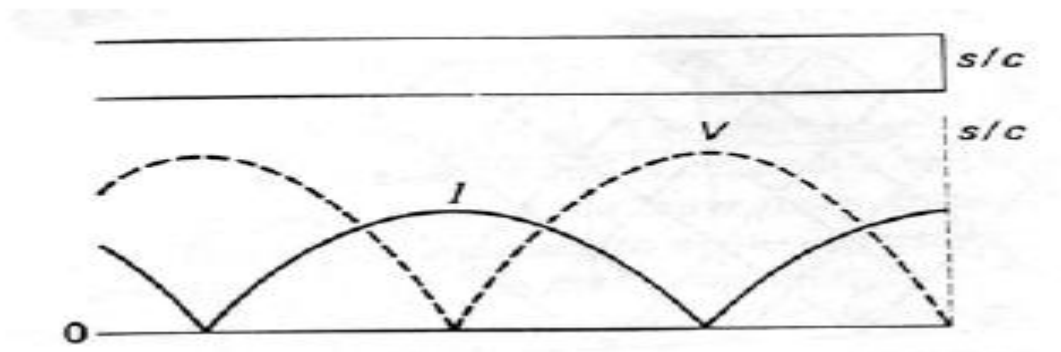
$$= \frac{V_c}{\sin \theta} \quad (7)$$

Όπου V_p είναι η ταχύτητα φάσης.

Ένα πολύ εντυπωσιακό αποτέλεσμα είναι πως υπάρχει μια έμμεση ταχύτητα που σχετίζεται με ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα σε ένα φράγμα, η οποία είναι ακόμα μεγαλύτερη από την ταχύτητα διάδοσης σε αυτή την κατεύθυνση V_g ή V_c στο κενό. Πρέπει να αναφέρουμε εδώ πως αυτό δεν συνιστά παραβίαση της θεωρίας της σχετικότητας, καθώς ούτε μάζα ούτε ενέργεια, ούτε σήμα μπορεί να ταξιδέψει σε αυτή την ταχύτητα. Είναι απλώς η ταχύτητα με την οποία ένα κύμα αλλάζει φάση σε ένα επίπεδο όριο. Ένα σύνολο από άλλες έμμεσες ταχύτητες υπάρχουν στην φύση, όπως ένα θαλάσσιο κύμα σε μια ακτή που την πλησιάζει υπό γωνία. Το ενδιαφέρον φαινόμενο που συνοδεύει αυτό το γεγονός είναι πως η άκρη του κύματος φαίνεται να ταξιδεύει πιο γρήγορα στο μήκος της ακτής από το ίδιο το κύμα προς αυτή. Αυτό που παρατηρούμε είναι την ταχύτητα φάσεως που παρέχει αυτό το φαινόμενο. Οι δύο αυτές ταχύτητες θα συζητηθούν ξανά σε επόμενη παράγραφο.

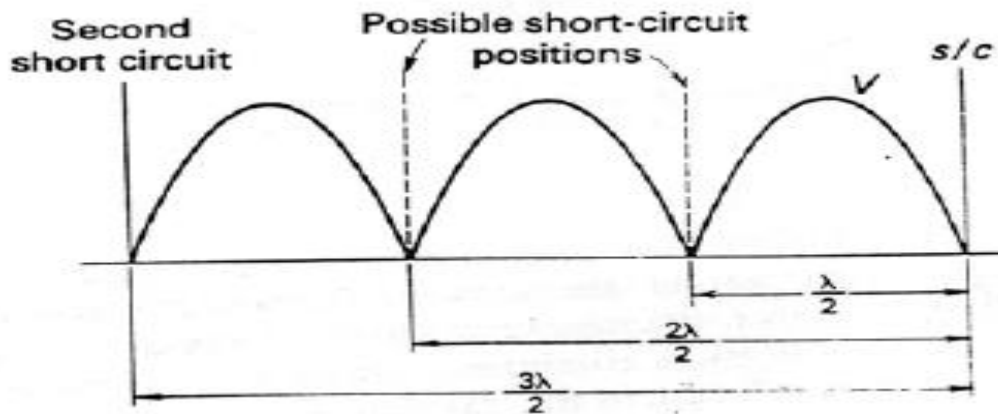
1.4 Κυματοδηγός παράλληλων επιπέδων

Γνωρίζουμε ότι σε σύνδεση με τις γραμμές μεταφοράς, ότι οι ανακλάσεις και τα στάσιμα κύματα παράγονται εάν μια γραμμή τερματίζεται σε βραχυκύκλωμα, ενώ υπάρχει μια μηδενική τάση και μέγιστο ρεύμα σε εκείνο το σημείο. Αυτό φαίνεται ξανά στο σχήμα 4, επειδή εφαρμόζεται απευθείας στην περίπτωση που περιγράφηκε στο προηγούμενο τμήμα που αφορά ηλεκτρομαγνητικά κύματα και αγωγή φράγμα. Ένας ορθογώνιος κυματοδηγός έχει δύο ζεύγη τοιχωμάτων, και θα σκεφτούμε την πρόσθεσή τους μία φορά για κάθε ζεύγος. Είναι αυτή την στιγμή απαραίτητο να μελετήσουμε εάν ο δεύτερος τοίχος σε ένα ζεύγος μπορεί να τοποθετηθεί σε οποιαδήποτε απόσταση από τον πρώτο, ή προτιμώνται κάποιες αποστάσεις και εάν ναι, με ποια κριτήρια αυτές εκλέγονται. Τα ισοδύναμα των γραμμών μεταφοράς θα συνεχίσουν να χρησιμοποιούνται, γιατί σίγουρα βοηθούν στο να εξηγήσουν την περίπτωση



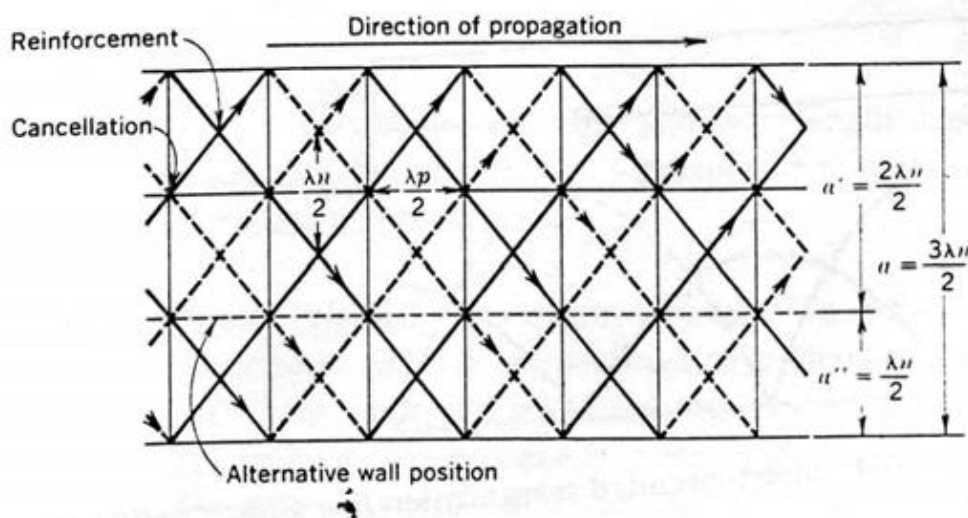
Σχήμα 4: . Στάσιμα κύματα κατά μήκος βραχυκυκλωμένης γραμμής μεταφοράς

Πρόσθεση του δεύτερου τοιχώματος Εάν ένα δεύτερο βραχυκύκλωμα προστεθεί στο σχήμα 4, πρέπει να φροντίσουμε πως δεν θα διαταράσσει την υπάρχουσα μορφή του κύματος (η πηγή τροφοδοσίας πρέπει κάπως να τοποθετηθεί ανάμεσα στις δύο βραχυκυκλωμένες άκρες). Τρεις κατάλληλες θέσεις για το δεύτερο βραχυκύκλωμα φαίνονται στο σχήμα 5. Φαίνεται πως κάθε μία από αυτές είναι ένα σημείο στο οποίο υπάρχει μηδενική τάση στην γραμμή και κάθε ένα είναι τοποθετημένο σε μία απόσταση από το πρώτο βραχυκύκλωμα σε ένα πολλαπλάσιο του μισού μήκους κύματος.



Σχήμα 5: Placement on second short circuit on transmission line

Η παρουσία ενός ηλεκτρομαγνητικού τοιχώματος κάνει για τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα αυτό που κάνει και η παρουσία βραχυκυκλώματος στις γραμμές μεταφοράς. Ένα σχήμα υπάρχει και θα καταστραφεί, εκτός και αν το δεύτερο τοίχωμα τοποθετηθεί στην σωστή θέση. Η συμπεριφορά αυτή φαίνεται στο σχήμα 10-6, το οποίο δείχνει το δεύτερο τοίχωμα τοποθετημένο σε απόσταση τριών μισών του μήκους κύματος και το προκύπτων σχήμα κυμάτων ανάμεσα στα δύο τοιχώματα.



Σχήμα 6: Ανακλάσεις κατά μήκος ενός κυματοδηγού παράλληλου επιπέδου

Μια σημαντική διαφορά μεταξύ της συμπεριφοράς των γραμμών μεταφοράς και των κυματοδηγών, είναι πως στους κυματοδηγούς το μήκος κύματος δεν είναι το ίδιο με εκείνο στο κενό αλλά έχουμε $a=3\lambda n/2$ όπως φαίνεται. Άλλη μια σημαντική διαφορά είναι πως αντί να λέμε πως «ο δεύτερος τοίχος τοποθετείται σε απόσταση που είναι πολλαπλάσια μισού μήκους κύματος» θα πρέπει να λέμε ότι «το σήμα διατάσσεται με τέτοιο τρόπο όταν οι αποστάσεις μεταξύ των τοιχωμάτων είναι πολλαπλάσιες του μισού μήκους κύματος», εάν κάτι τέτοιο είναι εφικτό. Η διάταξη αυτή επιτυγχάνεται από μια αλλαγή στην γωνία πρόσπτωσης, αρκεί να μην απαιτείται να έχουμε γωνία πρόσπτωσης μεγαλύτερη από 90 μοίρες. Πριν αρχίσουμε την μαθηματική ανάλυση, πρέπει να τονίσουμε πως το δεύτερο τοίχωμα θα μπορούσε να τοποθετηθεί σε απόσταση τέτοια ώστε $a'=2\lambda n/2$ ή $a=\lambda n/2$, χωρίς να διαταράσσουμε το σχήμα του κύματος που δημιουργείται από τον πρώτο τοίχο

Μήκος κύματος αποκοπής: Εάν ένα δεύτερο τοίχωμα προστεθεί από το πρώτο σε μία απόσταση a από αυτό, τότε πρέπει να τοποθετηθεί σε ένα σημείο όπου η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου λόγω του πρώτου τοιχώματος να είναι μηδέν, το οποίο συμβαίνει σε αποστάσεις που είναι ακέραια πολλαπλάσια μισού μήκους κύματος. Η μαθηματική έκφραση αυτού του πράγματος είναι

$$a = \frac{m\lambda_n}{2} \quad (8)$$

όπου a είναι η απόσταση μεταξύ των τοιχωμάτων λ_n είναι το μήκος κύματος σε διεύθυνση κάθετη στα δύο τοιχώματα m ένας ακέραιος αριθμός που συμβολίζει το πολλαπλάσια μεταξύ των δύο αποστάσεων που πρέπει να τοποθετηθούν τα δύο τοιχώματα Αντικαθιστώντας την τιμή του λ_n όπως την έχουμε υπολογίσει σε προηγούμενη παράγραφο έχουμε

$$a = \frac{m(\lambda / \cos \theta)}{2} = \frac{m\lambda}{2 \cos \theta} \Rightarrow \cos \theta = \frac{m\lambda}{2a} \quad (9)$$

Οι προηγούμενες δηλώσεις τώρα τοποθετούνται σε σωστή προοπτική. Η παραπάνω εξίσωση δείχνει ότι για μια δεδομένη απόσταση τοιχωμάτων, η γωνία πρόσπτωσης καθορίζεται από το μήκος κύματος στο κενό του σήματος, τον ακέραιο m και την

απόσταση μεταξύ των τοιχωμάτων. Χρησιμοποιώντας τώρα την εξίσωση 9 μπορούμε να έχουμε μια πιο χρήσιμη έκφραση για το λ_p που είναι το μήκος κύματος του σήματος που διαδίδεται κατά μήκος του κυματοδηγού. Τότε έχουμε

$$\lambda_p = \frac{\lambda}{\sin \theta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \cos^2 \theta}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (m\lambda / 2a)^2}} \quad (10)$$

Από την εξίσωση (10) είναι εύκολο να δει κανείς πως καθώς το μήκος κύματος στο κενό αυξάνει, υπάρχει ένα σημείο πέρα από το οποίο το κύμα δεν μπορεί πλέον να διαδοθεί στον κυματοδηγό με σταθερά a και m . Το μήκος κύματος στο κενό για το οποίο συμβαίνει αυτό ονομάζεται *μήκος κύματος αποκοπής* και ορίζεται ως το μικρότερο μήκος κύματος στο κενό που αδυνατεί να μεταδοθεί κάτω από δοσμένες συνθήκες. Αυτό υπονοεί πως οποιοδήποτε κύμα μεγαλύτερου μήκους δεν μπορεί να διαδοθεί. Από την εξίσωση (10) μπορούμε να πάρουμε το μήκος κύματος αποκοπής για το οποίο το λ_p γίνεται άπειρο και ο παρανομαστής γίνεται ίσος με μηδέν

$$1 - \left(\frac{m\lambda_0}{2a} \right)^2 = 0 \Rightarrow \frac{m\lambda_0}{2a} = 1 \Rightarrow \lambda_0 = \frac{2a}{m} \quad (11)$$

Όπου λ_0 είναι το μήκος κύματος αποκοπής

Η μεγαλύτερη τιμή που μπορεί να πάρει το λ_0 είναι ίση με $2a$ για $m=1$. Αυτό σημαίνει πως το μεγαλύτερο μήκος κύματος στο κενό που μπορεί να έχει ένα σήμα και να διαδίδεται μέσα στον κυματοδηγό είναι μικρότερο από το διπλάσιο της απόστασης των τοιχωμάτων. Επιπλέον, όταν ένας κυματοδηγός αποτυγχάνει να διαδώσει ένα σήμα, αυτό συμβαίνει γιατί το μήκος κύματος είναι πολύ μεγάλο. Εάν αυτό το σήμα πρέπει να διαδοθεί, πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα mode με μεγαλύτερο μήκος κύματος αποκοπής. Αυτό σημαίνει πως το m πρέπει να γίνει μικρότερο και εάν είναι ήδη 1, τότε πρέπει να χρησιμοποιηθεί κυματοδηγός με μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ των τοιχωμάτων. Τέλος, η εξίσωση (11) μπορεί να αντικατασταθεί στην εξίσωση (10) για να μας δώσει μια πολύ καθολική εξίσωση για το φέρων μήκος κύματος το οποίο δεν εξαρτάται ούτε από την γεωμετρία του κυματοδηγού, ούτε από το mode (τιμή του

m) που χρησιμοποιήθηκε. Το φέρων μήκος κύματος εκφράζεται σαν συνάρτηση του μήκους κύματος στο κενό και του μήκους κύματος αποκοπής

$$\lambda_p = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - [(\mu/2a)]^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - [\lambda(1/\lambda_0)]^2}}$$

$$\lambda_p = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_0)^2}} \quad (12)$$

Ταχύτητα διάδοσης και φάσης στον κυματοδηγό: Όπως έχουμε ήδη δείξει, ένα κύμα που ανακλάται από ένα αγωγίμο τοίχωμα, έχει δύο ταχύτητες, την ταχύτητα διάδοσης και την ταχύτητα φάσης. Η πρώτη είχε αναπαρασταθεί σαν V_g στην εξίσωση (1) και η δεύτερη σαν V_p στις εξισώσεις (6) και (7). Οι δύο αυτές εξισώσεις έχουν ακριβώς το ίδιο νόημα στον κυματοδηγό παραλλήλων τοιχωμάτων και πρέπει να αναλυθούν ακόμα περισσότερο.

Εάν οι εξισώσεις (1) και (7) πολλαπλασιαστούν μαζί παίρνουμε

$$v_g v_p = v_c \sin \theta \frac{v_c}{\sin \theta} \Rightarrow v_g v_p = v_c^2 \quad (13)$$

Επομένως το γινόμενο των δύο ταχυτήτων είναι ίσο με το τετράγωνο της ταχύτητα του φωτός στο κενό. Να σημειωθεί πως στο κενό, υπάρχουν οι ταχύτητες διάδοσης και εναλλαγής φάσης, αλλά τότε είναι ίσες. Είναι τώρα δυνατό να υπολογίσουμε τις δύο ταχύτητες με το μήκος κύματος αποκοπής, παίρνοντας ξανά καθολικές εξισώσεις. Από την εξίσωση (6) έχουμε

$$v_p = f \lambda_p = f \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_0)^2}} \quad (14)$$

Με αντικατάσταση στην (13) με την (14) έχουμε

$$v_g = \frac{v_c^2}{v_p} = v_c^2 \frac{1}{v_p} = v_c^2 \frac{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_0)^2}}{v_c} \Rightarrow v_g = v_c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2} \quad (15)$$

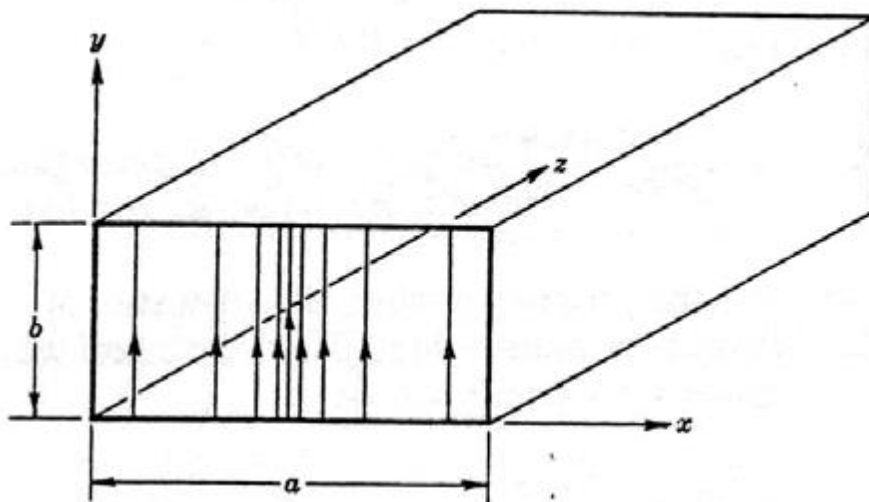
Η εξίσωση (15) είναι πολύ σημαντική και δείχνει πως η ταχύτητα διάδοσης είναι σημαντικά μικρότερη από την ταχύτητα διάδοσης στο κενό. Επίσης, όπως επισημάναμε και προηγουμένως, η ταχύτητα διάδοσης μειώνεται καθώς το μήκος κύματος στο κενό πλησιάζει το μήκος κύματος αποκοπής, φτάνοντας τελικά σε μηδενική ταχύτητα διάδοσης, γεγονός που αντιστοιχεί σε γωνία πρόσπτωσης μεγαλύτερη από 90 μοίρες, και το κύμα ανακλάται πίσω στον αποστολέα. Δεν υπάρχει κάτι ισοδύναμο στις γραμμές μεταφοράς, θα μπορούσαμε όμως να δούμε τον κυματοδηγό σαν ένα υπερπαρατό φίλτρο που δεν έχει καθόλου εξασθένηση στην ζώνη διάβασης (για μήκη κύματος μικρότερα από λ_0 αλλά πολύ υψηλή εξασθένηση στην ζώνη αποκοπής).

1.5 Ορθογώνιοι κυματοδηγοί

Όταν προσθέσουμε τα πάνω και κάτω τοιχώματα στον κυματοδηγό παράλληλων επιπέδων, το αποτέλεσμα είναι η δημιουργία του κλασικού ορθογώνιου κυματοδηγού που χρησιμοποιείται στην πράξη. Τα δύο νέα τοιχώματα δεν επηρεάζουν κανένα από τα αποτελέσματά μας που έχουμε αποκομίσει, και δεν χρειάζονται με την θεωρία. Στην πράξη, η παρουσία τους απαιτείται για να περιορίζουν το κύμα (και να κρατάνε τα άλλα δύο τοιχώματα σε απόσταση)

Modes Έχουμε ήδη δει πως ένα κύμα μπορεί να ταξιδέψει μέσα σε ένα κυματοδηγό με ένα σύνολο από διαφορετικές ρυθμίσεις. Μέχρι τώρα, αυτό σήμαινε πως για ένα δοθέν σήμα, ο αριθμός μισών μηκών κύματος μεταξύ δύο τοιχωμάτων μπορεί να ρυθμιστεί για να καλύψει τις απαιτήσεις. Όταν δύο επιπλέον τοιχώματα προσθέτονται, μεταξύ των οποίων επίσης να υπάρχει απόσταση πολλαπλάσια του μήκους κύματος, κάποιο σύστημα πρέπει να καθιερωθεί για να γίνει καθολικά κατανοητή η περιγραφή οποιουδήποτε mode μετάδοσης. Η περίπτωση ήταν

μπερδεμένη, αλλά μετά το 1955 το Ινστιτούτο Ραδιομηχανικών (Institute of RadioEngineers) Προτύπων εκδόθηκε, και σταδιακά επήλθε η τάξη. Τα modes σε ορθογώνιους κυματοδηγούς ονομάζονται $TE_{m,n}$ εάν πρόκειται για ανάστροφα ηλεκτρικά, ή $TM_{m,n}$ αν πρόκειται για ανάστροφα μαγνητικά. Σε κάθε περίπτωση m και n είναι ακέραιοι που δείχνουν τον αριθμό μισών μηκών κύματος (ηλεκτρικού για TE mode ή μαγνητικών για TM modes) ανάμεσα σε κάθε ζεύγος κυμάτων, το m μετράται κατά μήκος του άξονα X του κυματοδηγού (για την διάσταση a), ενώ το n κατά μήκος του άλλου άξονα. Και τα δύο φαίνονται στο σχήμα 7. Η ρύθμιση του ηλεκτρικού πεδίου φαίνεται στο $TE_{1,0}$ του σχήματος 7. Το μαγνητικό πεδίο παραλείπεται για λόγους απλότητας αλλά θα εμφανίζεται σε ακόλουθα σχήματα. Είναι σημαντικό να κατανοήσουμε πως το ηλεκτρικό πεδίο εκτείνεται προς μία κατεύθυνση αλλά αλλαγές στο πεδίο συμβαίνουν σε κατάλληλες γωνίες προς αυτή την κατεύθυνση. Αυτό είναι παρόμοιο με μια λεωφόρο πολλών λωρίδων με σταδιακές λωρίδες ταχύτητας. Όλα τα αμάξια ταξιδεύουν στην ίδια κατεύθυνση, αλλά με διαφορετικές ταχύτητες στις παράλληλες γραμμές. Παρόλο που όλα τα αμάξια σε μια λωρίδα ταξιδεύουν με μεγάλες ταχύτητες, σε αυτή την λωρίδα δεν παρατηρούνται αλλαγές στην ταχύτητα. Αντίθετα, αλλαγές στην ταχύτητα παρατηρούνται καθώς κάποιος μετακινείται από μια λωρίδα στην επόμενη. Με τον ίδιο τρόπο, το ηλεκτρικό πεδίο για το $TE_{1,0}$ mode επεκτείνεται στον άξονα Y αλλά είναι σταθερό σε αυτή την κατεύθυνση, ενώ αλλάζει η έντασή του στην κατεύθυνση X . Σαν αποτέλεσμα $m=1$, $n=0$, και το mode είναι $TE_{1,0}$. Το ακριβές mode διάδοσης επιτυγχάνεται με μια ειδική διάταξη από κεραίες, όπως περιγράφεται στην παράγραφο 10-3.1



Σχήμα 7: Ο ρυθμός TE_{1,0} κατά μήκος ορθογώνιου κυματοδηγού

Τα TE_{m,0} modes: Εφόσον τα TE_{m,0} modes, δεν χρησιμοποιούν τα τοιχώματα με το μεγαλύτερο πλάτος (η ανάκλαση γίνεται μεταξύ των στενότερων τοιχωμάτων), δεν επηρεάζονται από την προσθήκη του δεύτερου ζεύγους τοιχωμάτων. Συνεπώς, όλες οι εξισώσεις που έχουν εξαχθεί μέχρι τώρα για τον κυματοδηγό παραλλήλων επιπέδων, ισχύουν για τον κυματοδηγό με διαμόρφωση TE_{m,0} χωρίς καμία αλλαγή. Οι πιο σημαντικές είναι οι εξισώσεις (11), (12), (14) και (15) από τις οποίες όλες εκτός από την πρώτη είναι καθολικές. Σε αυτές τις εξισώσεις πρέπει να προσθέσουμε τώρα και μία νέα. Αυτή είναι η εξίσωση για την χαρακτηριστική αντίσταση κύματος στον κυματοδηγό. Αυτή προφανώς σχετίζεται με το Z, την χαρακτηριστική αντίσταση του κενού και δίνεται από

$$Z_0 = \frac{Z}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_0)^2}} \quad (16)$$

Όπου Z₀ η χαρακτηριστική αντίσταση του κυματοδηγού Z = 120π = 377Ω. Παρόλο που η εξίσωση 16 δεν μπορεί να εξαχθεί εδώ, είναι λογικά συσχετισμένη με τις άλλες εξισώσεις των κυματοδηγών και με τις συνθήκες διάδοσης στο κενό του κεφαλαίου 8. Φαίνεται πως η προσθήκη των τοιχωμάτων έχει αυξήσει την χαρακτηριστική αντίσταση, συγκρινόμενη με αυτή του κενού, για τις συγκεκριμένες διαμορφώσεις διάδοσης. Θα φανεί από την εξίσωση (16) πως η χαρακτηριστική αντίσταση κύματος ενός κυματοδηγού, πλησιάζει το μήκος κύματος αποκοπής για αυτή τη διαμόρφωση. Αυτό συνιστά το ηλεκτρικό ανάλογο της εξίσωσης (15) η οποία δηλώνει πως κάτω από αυτές τις συνθήκες η ταχύτητα διάδοσης μειώνεται. Στην πραγματικότητα είναι προφανές πως v_g=0 και Z₀=άπειρο, όχι μόνο συμβαίνουν ταυτόχρονα, όταν λ=λ₀ αλλά είναι δύο τρόποι για να πούμε το ίδιο πράγμα: ότι οι διαστάσεις του κυματοδηγού είναι πολύ μικρές για να επιτρέψουν σε αυτό το κύμα να διαδοθεί. Μια ματιά στην εξίσωση (11) υπενθυμίζει πως διαφορετικές διαμορφώσεις TE_{m,0} έχουν διαφορετικά μήκη κύματος αποκοπής, επομένως έχουν διαφορετικές χαρακτηριστικές αντιστάσεις κύματος. Επομένως, ένα σήμα θα συναντήσει μια τιμή Z₀ όταν μεταδοθεί σε διαμόρφωση TE_{3,0} και άλλη όταν μεταδοθεί σε διαμόρφωση TE_{2,0}. Αυτός είναι και ο λόγος για την έκφραση «χαρακτηριστική αντίσταση κύματος». Φανερά, η τιμή της

εξαρτάται από την διαμόρφωση της διάδοσης, καθώς και στις διαστάσεις του οδηγού. Μερικά από τα επόμενα παραδείγματα θα δείξουν αυτό ακριβώς. **Οι διαμορφώσεις $TE_{m,n}$** : Οι διαμορφώσεις $TE_{m,n}$ δεν χρησιμοποιούνται στην πράξη τόσο συχνά όσο οι διαμορφώσεις $TE_{m,0}$ (με την πιθανή εξαίρεση της διαμόρφωσης $TE_{1,1}$ για ορισμένες πρακτικές εφαρμογές). Όλες οι εξισώσεις μέχρι τώρα εφαρμόζονται σε αυτές, με εξαίρεση την εξίσωση για το μήκος κύματος αποκοπής, η οποία τώρα πρέπει να είναι διαφορετική, μιας και χρησιμοποιούμε και το δεύτερο ζεύγος τοιχωμάτων. Το μήκος κύματος αποκοπής για διαμορφώσεις $TE_{m,n}$ δίνεται από την σχέση

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}} \quad (17)$$

Για άλλη μια φορά, η εξαγωγή της εξίσωσης αυτής είναι πολύ πολύπλοκη για να τοποθετηθεί εδώ, αλλά η επάρκειά της φαίνεται από το γεγονός πως αυτή είναι η *καθολική* εξίσωση για το μήκος κύματος αποκοπής ορθογώνιων κυματοδηγών, και εφαρμόζεται εξίσου σε όλες τις διαμορφώσεις συμπεριλαμβανομένης της $TE_{m,0}$. Στη διαμόρφωση $TE_{m,0}$ έχουμε $n=0$ και η εξίσωση (17) γράφεται

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2 + (0/b)^2}} = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2}} = \frac{2}{m/a} = \frac{2a}{m}$$

Επειδή αυτό είναι ταυτόσημο με την εξίσωση (11), φαίνεται πως η εξίσωση (17) είναι συνεπής. Για να κάνουμε υπολογισμούς για την διαμόρφωση $TE_{m,n}$ υπολογίζουμε με την εξίσωση (17) το μήκος κύματος αποκοπής και στην συνέχεια χρησιμοποιούμε τις ίδιες εξισώσεις που χρησιμοποιήσαμε και για τους άλλους υπολογισμούς, όπως χρησιμοποιήσαμε και για την διαμόρφωση $TE_{m,0}$. **Οι διαμορφώσεις $TM_{m,n}$** : Η προφανής διαφορά μεταξύ της διαμόρφωσης $TE_{m,n}$ και με αυτές που περιγράφηκαν μέχρι τώρα είναι ότι μόνο το μαγνητικό πεδίο είναι κάθετο πλέον, ενώ το ηλεκτρικό πεδίο έχει την διεύθυνση της διάδοσης. Αυτό προφανώς απαιτεί μια διαφορετική διάταξη κεραίας για την λήψη ή την αποστολή τέτοιων διαμορφώσεων. Αν και οι περισσότερες συμπεριφορές που επιδεικνύουν αυτές οι διαμορφώσεις είναι όμοιες με τις διαμορφώσεις TE , υπάρχει ένα σύνολο διαφορών. Μια πρώτη διαφορά είναι εξαιτίας του γεγονότος πως οι μαγνητικές δυνάμεις είναι κλειστοί βρόγχοι. Κατά συνέπεια, εάν υπάρχει ένα μαγνητικό πεδίο και αλλάζει κατά την διεύθυνση x , πρέπει

να υπάρχει και ένα κατα την διεύθυνση y . Επομένως δεν μπορεί να υπάρξουν διαμορφώσεις $TM_{m,0}$ (σε ορθογώνιους κυματοδηγούς). Οι διαμορφώσεις TM περιγράφονται από σχέσεις παρόμοιες με αυτές που καθορίζουν τις διαμορφώσεις $TE_{m,n}$ με την διαφορά πως η χαρακτηριστική εμπέδηση κύματος αντιστρέφεται και τείνει στο μηδέν καθώς το μήκος κύματος στο κενό πλησιάζει το μήκος κύματος αποκοπής (ενώ έτεινε προς το άπειρο στις διαμορφώσεις TE). Η περίπτωση αυτή είναι ανάλογη με το ρεύμα και την τάση τροφοδοσίας σε κεραίες. Ο τύπος για την χαρακτηριστική αντίσταση κύματος στις διαμορφώσεις TM είναι

$$Z_0 = Z \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2} \quad (18)$$

Η εξίσωση (18) δίνει τιμές αντίστασης που είναι πάντα μικρότερες από 377Ω και αυτός είναι ο κύριος λόγος για τον οποίο χρησιμοποιούμε μερικές φορές διαμόρφωση TM και ειδικά $TM_{1,1}$. Μερικές φορές είναι προτιμότερο να τροφοδοτήσουμε ένα κυματοδηγό κατευθείαν από μια ομοαξονική γραμμή μεταφοράς. Στην περίπτωση αυτή όμως, θα πρέπει να έχουμε αντίσταση εισόδου του κυματοδηγού μικρότερη από 377Ω

Όπως και το $TE_{1,1}$ είναι η θεμελιώδης διαμόρφωση $TE_{m,n}$ έτσι και η κύρια διαμόρφωση TM είναι η $TM_{1,1}$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΓΡΑΜΜΕΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ

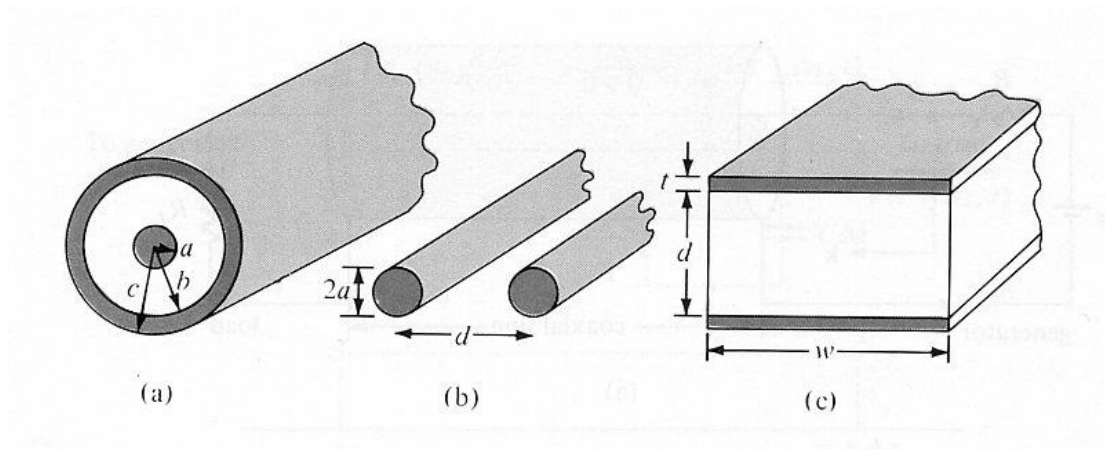
2.1 Εισαγωγή στις Γραμμές Μεταφοράς

Στο προηγούμενο μέρος μελετήσαμε τη διάδοση των κυμάτων σε απεριόριστο χώρο. Αυτή η διάδοση κυμάτων ονομάζεται διάδοση χωρίς καθοδήγηση (unguided) με την έννοια ότι το ομοιόμορφο, επίπεδο κύμα υπάρχει σε όλο το χώρο και η

ηλεκτρομαγνητική ενέργεια που έχει το κύμα διασκορπίζεται σε μια μεγάλη επιφάνεια. Αυτό το είδος μετάδοσης κυμάτων χρησιμοποιείται στη ραδιοφωνική και τηλεοπτική αναμετάδοση (broadcasting) όπου οι πληροφορίες που μεταφέρονται προορίζονται για οποιονδήποτε ενδιαφέρεται. Αυτό το είδος διάδοσης κυμάτων δεν είναι όμως επιβοηθητικό σε περιπτώσεις όπως η τηλεφωνική συνομιλία, όπου οι πληροφορίες λαμβάνονται προσωπικά από ένα άτομο. Ακόμα ένα μέσο μεταφοράς ενέργειας ή πληροφοριών είναι οι καθοδηγούμενες κατασκευές (guided structures). Οι καθοδηγούμενες κατασκευές βοηθούν στο να καθοδηγούν τη μεταφορά ενέργειας από την πηγή στον προορισμό. Τυπικά παραδείγματα είναι οι γραμμές μεταφοράς (transmission lines) και κυματοδηγοί (waveguides). Οι γραμμές μεταφοράς συνήθως χρησιμοποιούνται στη διανομή ενέργειας (power distribution) σε χαμηλές συχνότητες και στις τηλεπικοινωνίες (communications) σε ψηλές συχνότητες. Μια γραμμή μεταφοράς βασικά αποτελείται από δύο ή περισσότερους αγωγούς που χρησιμοποιούνται για να ενώσουν την πηγή με το φορτίο. Τυπικές γραμμές μεταφοράς περιλαμβάνουν ομοαξονικά καλώδια (coaxial cables) και γραμμές με παράλληλες πλάκες (parallel-plate line). Τα προβλήματα γραμμών μεταφοράς συνήθως λύνονται χρησιμοποιώντας θεωρία ηλεκτρομαγνητικών πεδίων και θεωρία ηλεκτρικών κυκλωμάτων, δηλαδή τις δύο πιο μεγάλες θεωρίες στις οποίες βασίζεται η ηλεκτρική εφαρμοσμένη μηχανική.

2.2 Παράμετροι Γραμμών Μεταφοράς

Είναι συνηθισμένο και βολικό να περιγράψουμε μια γραμμή μεταφοράς με βάση τις παραμέτρους της γραμμής της, που είναι η αντίσταση ανά μονάδα μήκους R , η επαγωγή (inductance) ανά μονάδα μήκους L , η χωρητικότητα (capacitance) ανά μονάδα μήκους C και η αγωγιμότητα ανά μονάδα μήκους G . Παραδείγματα γραμμών μεταφοράς φαίνονται πιο κάτω. Οι παράμετροι R , L , C μπορούν να υπολογισθούν με συγκεκριμένους τύπους για κάθε είδος.



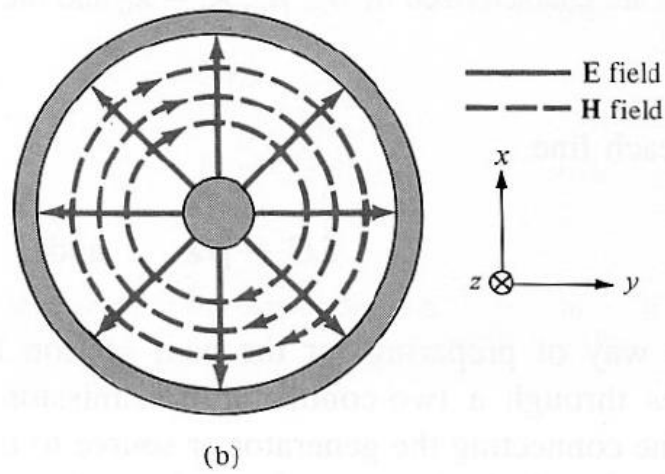
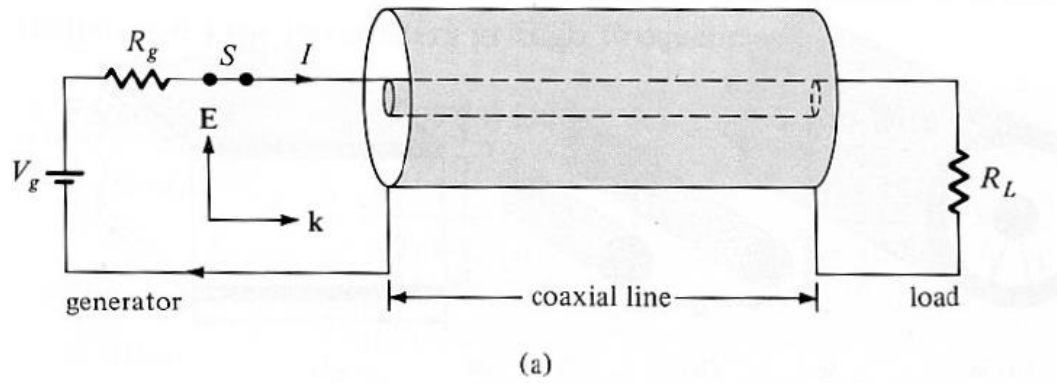
Το πιο πάνω σχήμα δείχνει (α) ομοαξονική γραμμή (coaxialline), (β) γραμμή με δύο σύρματα (two-wireline) και (γ) επίπεδη γραμμή (planarline).

Σημείωση:

1. Οι παράμετροι της γραμμής R , L , C και G διανέμονται ομοιόμορφα σε όλο το μήκος της γραμμής
2. Για κάθε γραμμή, οι αγωγοί χαρακτηρίζονται από σ_c , μ_c , $\epsilon_c = \epsilon_0$ και το ομογενές διηλεκτρικό υλικό που χωρίζει τους δύο αγωγούς χαρακτηρίζεται από σ , μ και ϵ .
3. $G \neq \frac{1}{R}$ αφού η R είναι η εναλλασσόμενη αντίσταση ανά μονάδα μήκους του αγωγού και η G είναι η αγωγιμότητα ανά μονάδα μήκους λόγω του διηλεκτρικού υλικού που χωρίζει τους δύο αγωγούς.
4. Η εσωτερική επαγωγή (inductance) $L_{in} = R/\omega$ είναι αμελητέα σε ψηλές συχνότητες, στις οποίες λειτουργούν τα πιο κοινά συστήματα επικοινωνιών.
5. Για κάθε γραμμή, $LC = \mu\epsilon$, και $\frac{G}{C} = \frac{\sigma}{\epsilon}$

Πιο κάτω θα δούμε πως ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα διαδίδεται μέσα από μια γραμμή μεταφοράς με δύο αγωγούς (a two-conductor transmission line). Για παράδειγμα, ας

θεωρήσουμε ότι έχουμε την ομοαξονική γραμμή, που φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα, να ενώνει τη πηγή με το φορτίο.



Όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός, ο εσωτερικός αγωγός γίνεται θετικός σε σύγκριση με τον εξωτερικό, έτσι ώστε το E και το H είναι όπως φαίνονται στο πιο πάνω σχήμα. Το διάνυσμα Poynting δείχνει την κατεύθυνση της γραμμής μεταφοράς. Έτσι κλείνοντας το διακόπτη S απλά δημιουργείται μια διαταραχή, η οποία εμφανίζεται ως

εγκάρσιο ηλεκτρομαγνητικό κύμα (transverse electromagnetic wave - TEM) που ταξιδεύει στη κατεύθυνση της γραμμής. Αυτό το κύμα είναι ένα ανομοιόμορφο επίπεδο κύμα και με αυτό μεταφέρεται η ενέργεια μέσα στη γραμμή.

2.3 Εξισώσεις των γραμμών μεταφοράς

Έχουμε τις πιο κάτω διαφορικές εξισώσεις (για την τάση V):

$$\frac{d^2 V_s}{dz^2} - \gamma^2 V_s = 0$$

Οπου

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

Και

$$\frac{d^2 I_s}{dz^2} - \gamma^2 I_s = 0$$

Το γ στις πιο πάνω εξισώσεις είναι η σταθερά διάδοσης (propagation constant) και μετριέται ανά μέτρο, το α είναι η σταθερά εξασθένησης (attenuation constant) και μετριέται σε dB/m και το β είναι η σταθερά φάσης (phase constant) που μετριέται σε radians/m. V_s και I_s ορίζονται ως οι φάσορες της τάσης και ρεύματος αντίστοιχα.

Το μήκος κύματος λ και η ταχύτητα του κύματος u δίνονται από

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$$

Και

$$u = \frac{\omega}{\beta} = f\lambda$$

Η λύση των γραμμικών διαφορικών εξισώσεων

$$\frac{d^2 V_s}{dz^2} - \gamma^2 V_s = 0 \quad \text{και} \quad \frac{d^2 I_s}{dz^2} - \gamma^2 I_s = 0$$

δίνεται από

$$V_s(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z}$$

$\begin{array}{ccc} \rightarrow & & \leftarrow \\ +z & & -z \end{array}$

και

$$I_s(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z}$$

$\begin{array}{ccc} \rightarrow & & \leftarrow \\ +z & & -z \end{array}$

όπου V_o^+ , V_o^- , I_o^+ και I_o^- είναι τα πλάτη της τάσης και ρεύματος και τα σύμβολα + και - αντιπροσωπεύουν την κατεύθυνση που ταξιδεύει το κύμα στις κατευθύνσεις +z και -z. Έτσι βρίσκουμε τη στιγμιαία έκφραση της τάσης (instantaneous expression for voltage) που είναι

$$V(z, t) = \text{Re}(V_s(z) e^{-j\omega t})$$

$$V(z, t) = V_o^+ e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + V_o^- e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z)$$

2.4 Χαρακτηριστική Αντίσταση της Γραμμής

Ορίζουμε ως χαρακτηριστική αντίσταση Z_o της γραμμής την αναλογία του θετικού κύματος τάσης (positive traveling voltage wave) που ταξιδεύει με το κύμα ρεύματος σε κάθε σημείο στη γραμμή. Το Z_o είναι ανάλογο του η , της εγγενούς αντίστασης (intrinsic impedance) του μέσου που διαδίδεται το κύμα.

Το Z_o δίνεται από

$$Z_o = \frac{V_o^+}{I_o^+} = -\frac{V_o^-}{I_o^-} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \frac{\gamma}{G + j\omega C}$$

ή

$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = R_o + jX_o$$

Όπου R_o (σε Ohms) και X_o (σε Ohms) είναι το πραγματικό και φανταστικό μέρος του Z_o αντίστοιχα. Το γ και η Z_o είναι πολύ σημαντικές ιδιότητες της γραμμής γιατί εξαρτώνται από τις παραμέτρους της γραμμής R, L, G, C και τη συχνότητα.

Επίσης

$$Y_o = 1/Z_o$$

Η πιο πάνω ανάλυση είναι η γενική περίπτωση δηλαδή για τη περίπτωση με απώλειες (οι αγωγοί δεν είναι τέλειοι $\sigma_c \neq \infty$ και το διηλεκτρικό υλικό μεταξύ των αγωγών έχει απώλειες $\sigma \neq 0$). Πιο κάτω θα μελετήσουμε τη γραμμή μεταφοράς χωρίς απώλειες (loss less line) η οποία είναι μια ειδική περίπτωση.

2.5 Γραμμή μεταφοράς χωρίς απώλειες

Για να είναι μια γραμμή μεταφοράς χωρίς απώλειες πρέπει οι αγωγοί της γραμμής να είναι τέλειοι ($\sigma_c \approx \infty$) και το διηλεκτρικό υλικό που χωρίζει τους δύο αγωγούς να μην έχει απώλειες ($\sigma = 0$).

Για μια τέτοια γραμμή

$$\boxed{R = 0 = G}$$

Με τα πιο πάνω καταλήγουμε στο ότι

$$\alpha = 0$$

$$\gamma = j\beta = j\omega \sqrt{LC}$$

$$u = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = f\lambda$$

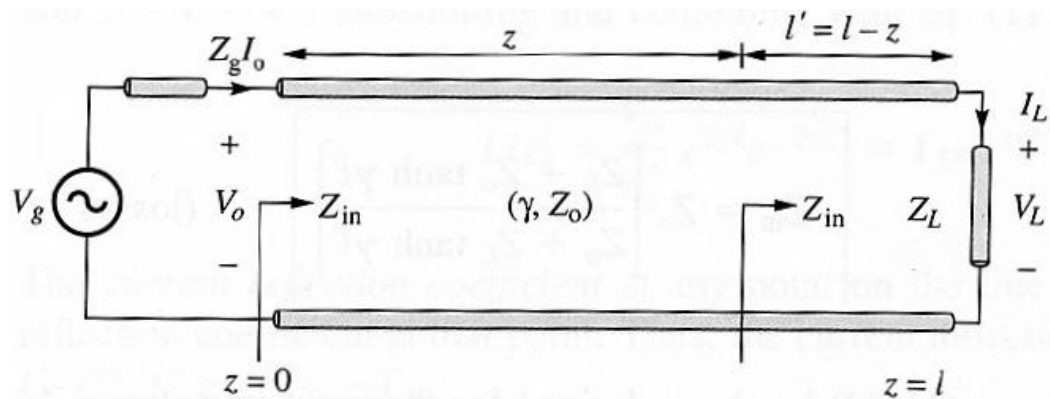
$$X_o = 0, \quad Z_o = R_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Περίπτωση (Case)	Σταθερά διάδοσης (Propagation constant) $\gamma = \alpha + j\beta$	Χαρακτηριστική αντίσταση (Characteristic impedance) $Z_o = R_o + jX_o$
Γενική	$\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$	$\sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$
Χωρίς απώλειες	$0 + j\omega\sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{L}{C}} + j0$

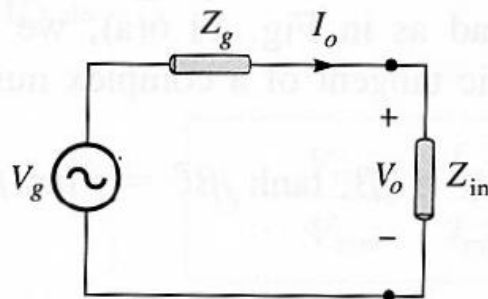
Πίνακας με τα χαρακτηριστικά γραμμής μεταφοράς.

2.6 Σύνθετη αντίσταση εισόδου-αναλογία στάσιμου κύματος-ισχύς

Ας θεωρήσουμε ότι έχουμε μια γραμμή μεταφοράς μήκους l , που χαρακτηρίζεται από το γ και το Z_o όπως φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα.



(a)



(b)

Κοιτάζοντας μέσα από τη γραμμή, η γεννήτρια βλέπει τη γραμμή με το φορτίο ως τη σύνθετη αντίσταση εισόδου Z_{in} . Σκοπός μας είναι να μπορούμε να υπολογίζουμε αυτή την αντίσταση όπως και την αναλογία στάσιμου κύματος και την ισχύ στη γραμμή.

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε τη γραμμή μεταφοράς που επεκτείνεται από το $z = 0$ στη γεννήτρια μέχρι το $z = l$ στο φορτίο. Πρώτα χρειαζόμαστε το V^+ και το I^+ . Από τις εξισώσεις

$$V_s(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z}$$

και

$$I_s(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-\gamma z} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{\gamma z}$$

και με συνθήκες στην είσοδο (input conditions) το

$$V_o = V(z=0), \quad I_o = I(z=0)$$

καταλήγουμε στο

$$V_o^+ = \frac{1}{2}(V_o + Z_o I_o)$$

και

$$V_o^- = \frac{1}{2}(V_o - Z_o I_o)$$

Αν η σύνθετη αντίσταση εισόδου στα τερματικά (terminals) εισόδου είναι Z_{in} , τότε η τάση εισόδου V_o και το ρεύμα εισόδου I_o εύκολα μπορούν να υπολογιστούν από το πιο πάνω σχήμα

$$V_o = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} V_g$$

και

$$I_o = \frac{V_g}{Z_{in} + Z_g}$$

Τώρα, αν μας δοθούν οι συνθήκες (conditions) στο φορτίο

$$V_L = V(z = l), \quad I_L = I(z = l)$$

και τις αντικαταστήσουμε στις εξισώσεις

$$V_s(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z}$$

και

$$I_s(z) = \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-\gamma z} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{\gamma z}$$

τότε παίρνουμε

$$V_o^+ = \frac{1}{2} (V_L + Z_o I_L) e^{\gamma l}$$

και

$$V_o^- = \frac{1}{2} (V_L - Z_o I_L) e^{-\gamma l}$$

Μετά υπολογίζουμε τη σύνθετη αντίσταση εισόδου

$$Z_{in} = V_s(z)/I_s(z)$$

σε οποιονδήποτε σημείο της γραμμής.

Για παράδειγμα στη γεννήτρια

$$Z_{in} = \frac{V_s(z)}{I_s(z)} = \frac{Z_o(V_o^+ + V_o^-)}{V_o^+ - V_o^-}$$

και αντικαθιστώντας τις εξισώσεις

$$V_o^+ = \frac{1}{2}(V_L + Z_o I_L)e^{\gamma l}$$

και

$$V_o^- = \frac{1}{2}(V_L - Z_o I_L)e^{-\gamma l}$$

Επίσης ξέροντας ότι

$$\tanh \gamma l = \frac{\sinh \gamma l}{\cosh \gamma l} = \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}$$

καταλήγουμε στο

$$Z_{in} = Z_o \left[\frac{Z_L + Z_o \tanh \gamma l}{Z_o + Z_L \tanh \gamma l} \right]$$

[Με απώλειες]

δείχνοντας ότι η σύνθετη αντίσταση εισόδου αλλάζει περιοδικά με την απόσταση l από το φορτίο. Η ποσότητα βl , στη πιο πάνω εξίσωση, ονομάζεται ηλεκτρικό μήκος (electric length) της γραμμής και μετριέται σε degrees ή radians.

Συντελεστής Αντανάκλασης Τάσης: Επίσης ορίζουμε το Γ_L ως το συντελεστή αντανάκλασης τάσης (voltage reflection coefficient) στο φορτίο. Το Γ_L είναι η αναλογία του κύματος τάσης που αντανακλάται προς το εισερχόμενο κύμα στο φορτίο και δίνεται ως

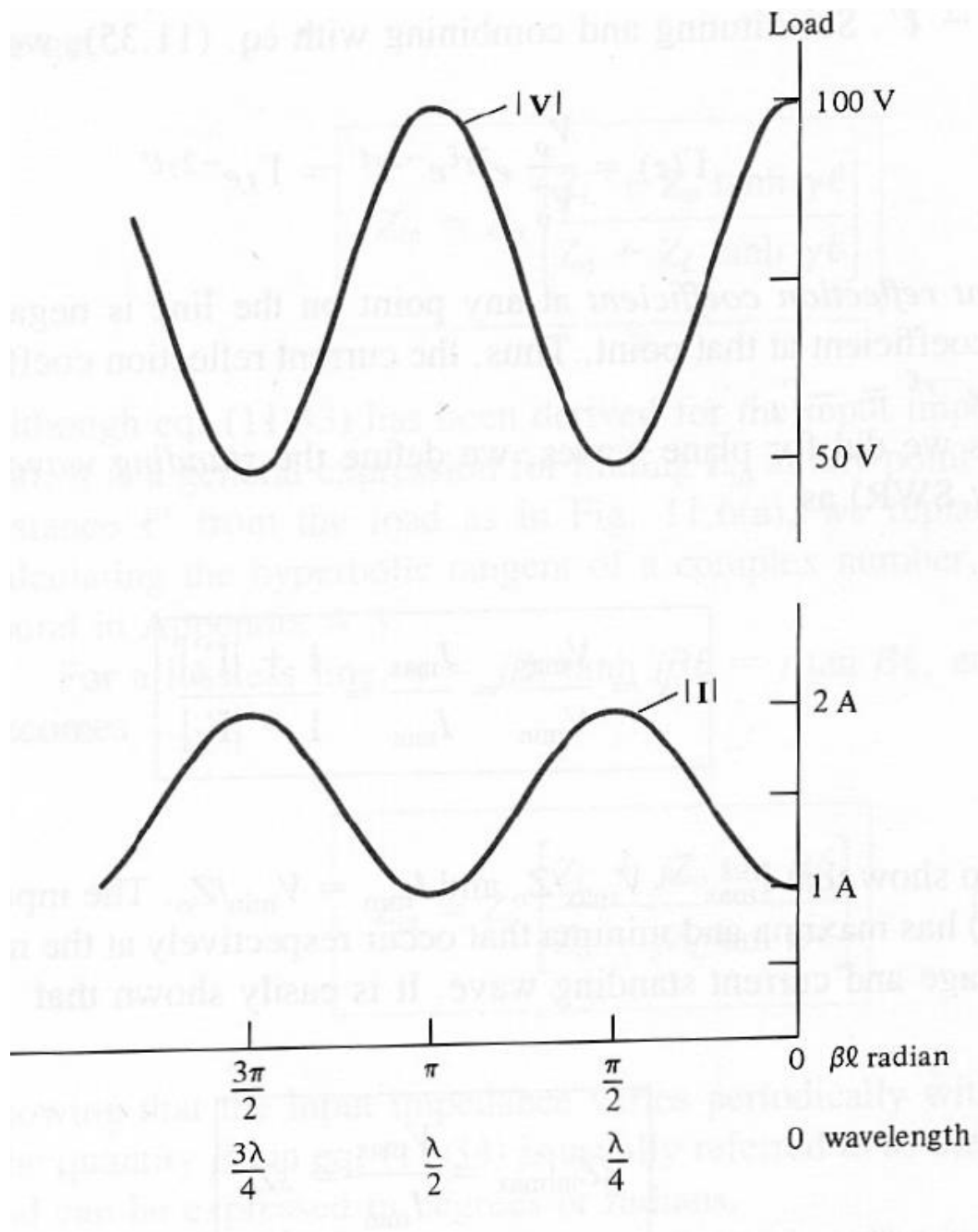
$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

Συντελεστής Αντανάκλασης Ρεύματος: Ο συντελεστής αντανάκλασης ρεύματος (current reflection coefficient), σε οποιοδήποτε σημείο στη γραμμή, είναι το αρνητικό του συντελεστή αντανάκλασης τάσης σε αυτό το σημείο.

Αναλογία Στάσιμου Κύματος: Ακόμα ορίζουμε την αναλογία στάσιμου κύματος s (SWR) ως

$$S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|}$$

Ένας τρόπος για να δείξουμε την εφαρμογή των πιο πάνω ιδεών, είναι να θεωρήσουμε ότι έχουμε μια γραμμή μεταφοράς χωρίς απώλειες και με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_0 = 50 \Omega$. Ακόμα υποθέτουμε ότι η γραμμή τερματίζεται με φορτίο που είναι μια αντίσταση $Z_L = 100 \Omega$ (πραγματική χωρίς μιγαδικό μέρος) και η τάση στο φορτίο είναι 100 V (rms) όπως φαίνονται στο πιο κάτω σχήμα. Σημειώστε από το σχήμα ότι οι συνθήκες στη γραμμή επαναλαμβάνονται κάθε μισό μήκος κύματος.



Μέση Ισχύ Εισόδου : Η μέση ισχύς εισόδου (average input power) σε μια απόσταση z από το φορτίο δίνεται από την εξίσωση

$$P_{aver} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[V_s(z)I_s^*(z)]$$

Τώρα θα μελετήσουμε ειδικές περιπτώσεις όπου η γραμμή είναι ενωμένη με φορτίο

$Z_L = 0$, $Z_L = \infty$ και $Z_L = Z_o$. Αυτές οι ειδικές περιπτώσεις μπορούν να λυθούν από τη γενική περίπτωση πιο πάνω.

Βραχυκυκλωμένη γραμμή $Z_L = 0$ (Shortedline):

Σε αυτή τη περίπτωση

$$Z_{sc} = Z_{in} \Big|_{Z_L=0} = jZ_o \tan \beta l$$

Ακόμα

$$\Gamma_L = -1 \text{ και } s = \infty \text{ (σχήμα πιο κάτω).}$$

Γραμμή με ανοιχτό κύκλωμα $Z_L = \infty$ (Opencircuitedline):

Σε αυτή τη περίπτωση

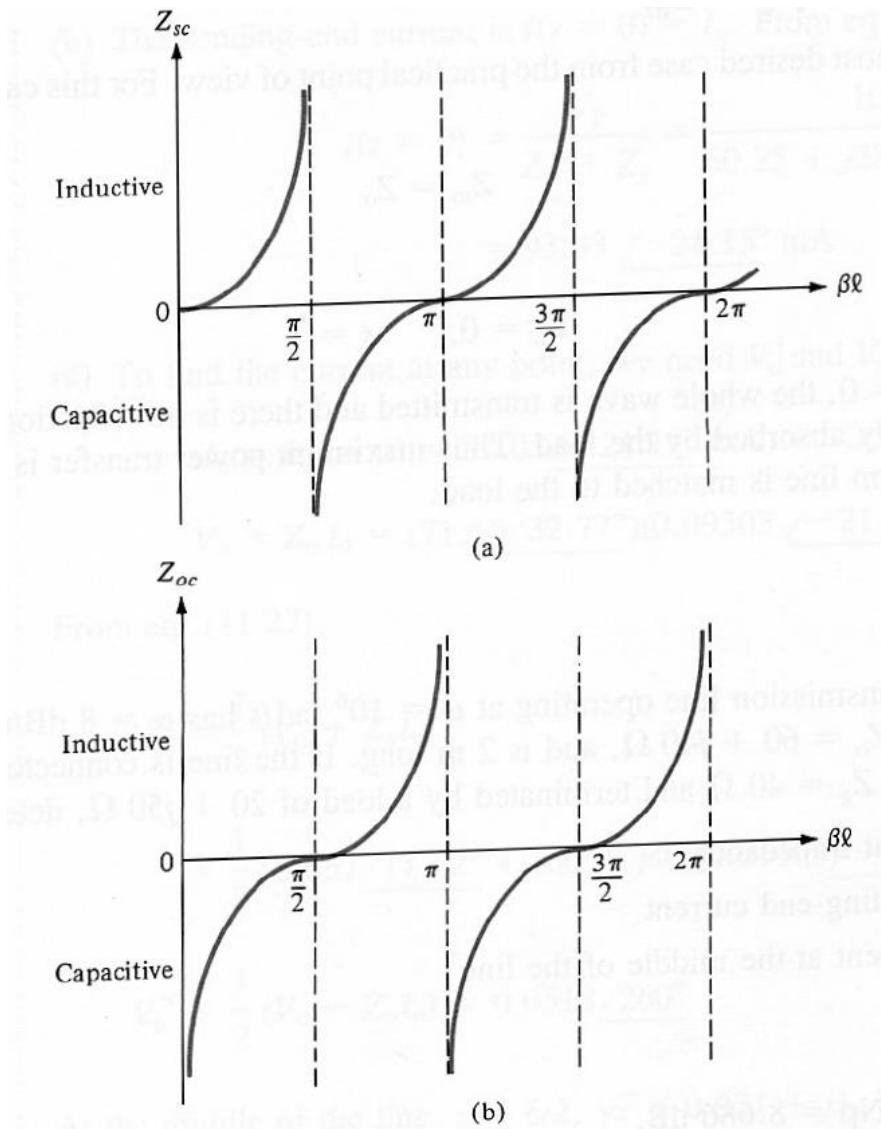
$$Z_{oc} = \lim_{Z_L \rightarrow \infty} Z_{in} = \frac{Z_o}{j \tan \beta l}$$

και

$$\Gamma_L = 1, s = \infty$$

Επίσης έχουμε το

$$Z_{sc}Z_{oc} = Z_o^2 \text{ (σχήμα πιο κάτω).}$$



Προσαρμοσμένες γραμμές $Z_L = Z_0$ (Matchedline): Αυτή είναι η πιο επιθυμητή περίπτωση για πρακτικούς λόγους. Σε αυτή την περίπτωση

$$Z_{in} = Z_0 \text{ και } \Gamma_L = 0, s = 1$$

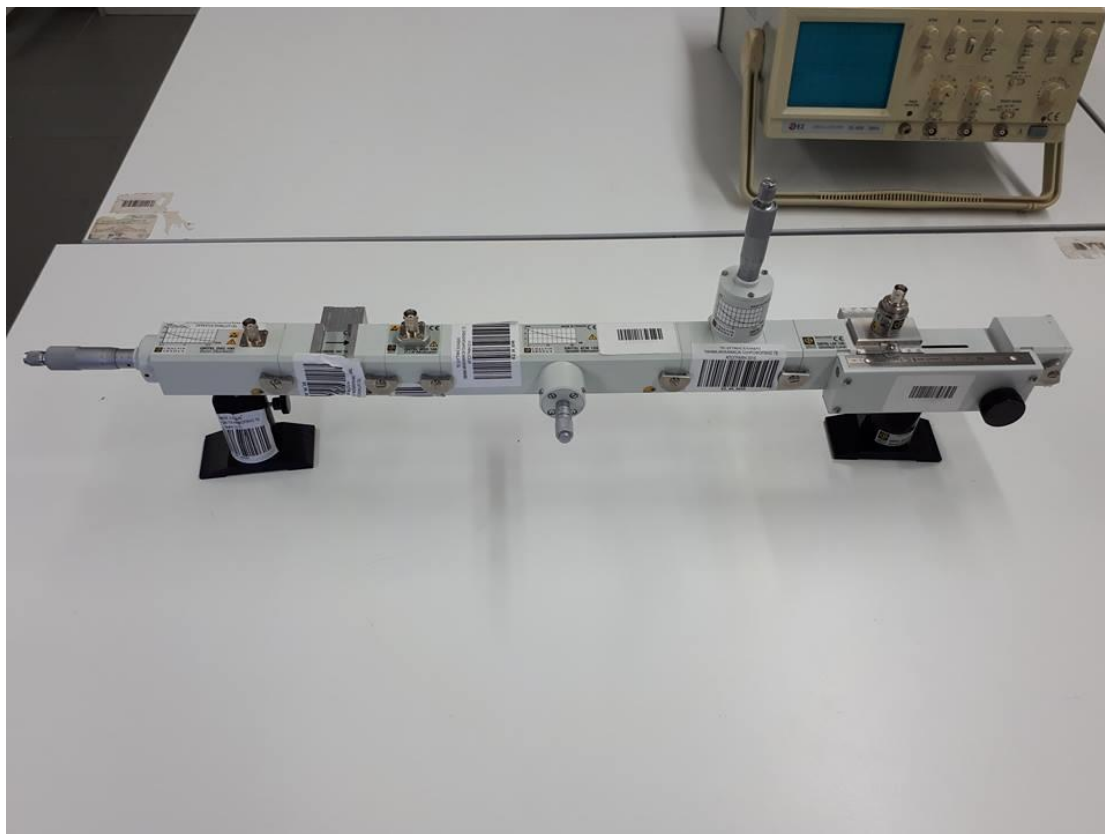
Όλο το κύμα μεταφέρεται και δεν υπάρχει αντανάκλαση. Η εισερχόμενη ισχύς απορροφάτε τελείως από το φορτίο. Έτσι επιτυγχάνεται μέγιστη μεταφορά ισχύς σε μια γραμμή μεταφοράς με φορτίο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΤΡΗΣΗ ΜΗΚΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΟΡΘΟΓΩΝΙΟ ΚΥΜΑΤΟΔΗΓΟ

Στο πειραματικό μέρος της εργασίας υπολογίσαμε το μήκος κύματος ενός ορθογώνιου κυματοδηγού. Τις πειραματικές μετρήσεις εκτελέσαμε στο εργαστήριο επικοινωνιών του Τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής ΤΕ.

3.1 Πειραματική διάταξη

Η διάταξη που χρησιμοποιήσαμε παρουσιάζεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα πειράματος

Η διάταξη αποτελείται από τα εξής όργανα:

1. Τροφοδοτικό **ORITEL CF 204A** τα τεχνικά χαρακτηριστικά του οποίου περιγράφονται στο εγχειρίδιο (manual) του **MICROWAVE EDUCATIONAL BENCH**

[45]



ORITEL CF 204A power supply unit (optional extra)

The power supply unit is specially designed to energize the Gunn-effect diode (ORITEL OSG 100) and the MOD 100 PIN diode modulator.

It supplies:

- a 0 to 10 V adjustable DC voltage,
- square signals at an adjustable frequency of approximately 1 kHz, modulating the microwave signal supplied by the Gunn diode.

Gunn oscillator power supply

- Voltage adjustable between 0 V_{DC} and 10 V_{DC}
- Regulation ratio: better than $\pm 1 \cdot 10^{-3}$
- Current: limited inside the unit to 1.2 A max.
- female BNC output connector

Pin diode modulator-cum-attenuator power supply

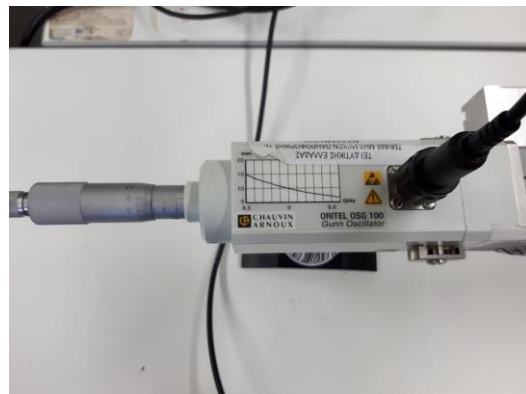
- Direct current: adjustable between 0 mA and + 10 mA
- Amplitude modulation: square signals from 0 mA to + 10 mA
frequency 1 kHz \pm 1.5% (adjustable on the front panel)
- female BNC output connector

General characteristics

- Mains power supply: 115 or 230 V \pm 10%, 40 to 60 Hz
- Consumption: approximately 35 VA
- Dimensions (length x height x depth): 240 x 100 x 215 mm
- Weight: approximately 2.4 kg



2. Δίοδος ταλαντωτή Gunn
ORITELOSG 100 τα τεχνικά
χαρακτηριστικά του οποίου
περιγράφονται στο εγχειρίδιο
(manual)
του **MICROWAVE EDUCATIONA
LBENCH**



ORITEL OSG 100 Gunn diode oscillator

The Gunn diode oscillator is the microwave energy source from which the ORITEL BDH-R100 educational bench is powered. This oscillator comprising a waveguide section, one of the ends of which is closed by a short-circuit, is tunable between 8.5 and 9.6 GHz by means of a micrometer screw.

- Frequency: 8.5 to 9.6 GHz
- Output power: > 17 dBm
- Supply voltage: 10 V_{DC}
- Waveguide: R100
- Flange: UBR 100
- Power supply connector: female BNC
- Weight: 535 g
- Dimensions: 53 x 59 x 225 mm



3. Απομονωτής Φερρίτη
ORITELISO 100 τα τεχνικά
χαρακτηριστικά του οποίου
περιγράφονται στο εγχειρίδιο
(manual)
του **MICROWAVEEDUCATIONAL
BENCH**



ORITEL ISO 100 ferrite isolator

The ferrite isolator protects the Gunn diode oscillator against load impedance variations as well as the mismatch caused by the PIN diode modulator.

The ferrite isolator lets microwave energy pass through with no attenuation in the oscillator-to-load direction, and produces a strong attenuation in the opposite direction.

- Frequency: 8.5 to 9.6 GHz
- Insertion loss: < 1 dB
- Isolation: > 20 dB
- SWR: ≤ 1.25
- Waveguide: R 100
- Flange: UBR 100
- Weight: 650 g (with 2 EASYFIX quick fastening lug adaptors)
- Dimensions: 99 x 46 x 87 mm



4. Διαμορφωτής Διόδου PIN
ORITELMOD 100 τα τεχνικά
χαρακτηριστικά του οποίου
περιγράφονται στο εγχειρίδιο (manual)
του **MICROWAVEEDUCATIONALBE
NCH**



ORITEL MOD 100 PIN diode modulator

The PIN diode modulator enables the microwave wave produced by the Gunn oscillator to be modulated by square signals at 1 kHz.

- Frequency: 8.5 to 9.6 GHz
- Insertion loss: < 1 dB
- Depth of modulation: > 20 dB between 8.5 and 9.6 GHz
- Waveguide: R 100
- Flange: UBR 100
- Weight: 200 g
- Dimensions: 51 x 57.5 x 68 mm



5. Εξασθενητής μεταβολής
ORITELATM 100 τα τεχνικά
χαρακτηριστικά του οποίου
περιγράφονται στο εγχειρίδιο
(manual)
του **MICROWAVE EDUCATION A
LBENCH**



ORITEL ATM 100 micrometer-adjustable variable attenuator

The variable attenuator mounted on the rectangular waveguide structure enables the energy transmitted on the line to be dosed and a comparison measurement of the dB levels to be carried out. The variable level control adjusted by means of a micrometer guarantees a high degree of accuracy and a good adjustment repeatability.

- Frequency: 8.5 to 9.6 GHz
- Max. attenuation: 20 dB
- SWR: 1.2 of 8.5 to 9.6 GHz
- Acceptable max. power: 1 average watt
- Waveguide: R100
- Flange: UBR 100
- Weight: 800 g
- Dimensions: 191 x 100 x 41.5 mm



6. Μετρητής Συχνότητας
ORITELOND 100 τα τεχνικά
χαρακτηριστικά του οποίου
περιγράφονται στο εγχειρίδιο
(manual)
του **MICROWAVE EDUCATIONAL
BENCH**



ORITEL OND 100 curve frequency meter

The absorption frequency meter, formed by a cavity coupled onto a waveguide by means of an iris, measures the frequency of the energy coming from the oscillator mounting.

The volume of the cavity is adjusted by a micrometer graduated in millimeters, and a calibration curve specifies the cavity's tuning frequency according to the graduation.

- Frequency: 8.5 to 9.6 GHz
- Readout accuracy: 5 MHz
- Absolute accuracy: 10^{-3}
- Waveguide: R100
- Flange: UBR 100
- Weight: 585 g
- Dimensions: 101 x 166 x 57.5 mm



7. Μετρητής Πλάτους και Φάσης
ORITEL LAF 100 τα τεχνικά
χαρακτηριστικά του οποίου
περιγράφονται στο εγχειρίδιο
(manual)
του **MICROWAVE EDUCATIONAL
BENCH**



ORITEL LAF 100 slottedline

The slotted line enables the amplitude and phase of the standing waves to be measured and, consequently, impedance measurements to be carried out.

A detector load, mounted on a sliding carriage, plunges into the waveguide through a longitudinal slot, draws a part of the energy and detects it. The sliding carriage makes movement along the whole length of the slot possible.

- Frequency: 8.5 to 9.6 GHz
- Residual SWR: < 1.05 between 8.5 and 9.6 GHz
- Waveguide: R100
- Flange: UBR 100
- Weight: 1,080 g
- Dimensions: 57 x 87 x 218 mm



8. Πινακίδα Βραχυκυκλώματος
ORITEL CC 100 τα τεχνικά
χαρακτηριστικά του οποίου
περιγράφονται στο εγχειρίδιο
(manual)
του **MICROWAVE EDUCATIONAL
BENCH**



ORITEL CC 100 short-circuit plate

This plate enables a perfect short circuit to be achieved in the reference plane of the transmission line achieved in the R100 waveguide.

- Frequency band: 8.5 to 9.6 GHz
- Wave guide: R100
- Bride : UBR 100
- Masse : 349 g
- Dimensions : 101 x 166 x 57,5 mm

3.2 Μετρήσεις

Χρησιμοποιώντας την τοπολογία της παραγράφου 3.1 εκτελέσαμε το πείραμα των μετρήσεων του μήκους κύματος, από το οποίο πήραμε τις μετρήσεις:

Μέγιστα

a/a	Αριθμός Μεγίστου (n_i)	L_i (cm)
1	2	4.1
2	3	6.6
3	4	9.0

Η μετρήσεις έγιναν με συχνότητα $f=9\text{GHz}$ συνεπώς υπολογίζουμε την θεωρητική τιμή του μήκους κύματος $\lambda_{\text{θεωρ}}$:

$$\lambda_{\text{θεωρ}} = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^9} = \frac{1}{3} \cdot 10^{-1} = 0.033\text{m} = 3.33\text{cm}$$

Υπολογίζουμε τώρα την πειραματική τιμή του μήκους κύματος μέσω της κλίσης (slope):

$$\text{slope} = \frac{L_2 - L_1}{n_2 - n_1} = \frac{6.6 - 4.1}{3 - 2} = 2.5$$

$$\text{Όμως γνωρίζουμε ότι: } \text{slope} = \frac{\lambda}{2} \Rightarrow 2.5 = \frac{\lambda}{2} \Rightarrow \lambda = 5\text{cm}$$

Άρα $\lambda_{\text{πειρ}}=5\text{cm}$.

Επαναλαμβάνουμε την διαδικασία μέσω των ελαχίστων τιμών απόστασης μεταξύ μηδενισμών:

Ελάχιστα

α/α	Αριθμός Ελαχίστου (n_i)	L_i (cm)
1	2	4.9
2	3	7.3
3	4	9.9

$$slope = \frac{L_2 - L_1}{n_2 - n_1} = \frac{7.3 - 4.9}{3 - 2} = 2.4$$

$$\text{Άρα: } slope = \frac{\lambda}{2} \Rightarrow 2.4 = \frac{\lambda}{2} \Rightarrow \lambda = 4.8 \text{ cm}$$

Υπολογίζοντας τα πειραματικά μήκη κύματος για τα ελάχιστα και τα μέγιστα παρατηρούμε ότι για την περίπτωση των μεγίστων πήραμε $\lambda_{\text{πειρ,max}}=5\text{cm}$ και για την περίπτωση των ελαχίστων $\lambda_{\text{πειρ,min}}=4.8 \text{ cm}$. Προέκυψε δηλαδή μία διαφορά της τάξης των 0.2 cm. Επίσης παρατηρούμε ότι η μέτρηση του μήκους κύματος με την χρήση των ελαχίστων ήταν ελαφρώς πλησιέστερη προς την θεωρητική τιμή.

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- 1) TRANSMISION LINES FOR DIGITAL AND COMMUNICATION NETWORKS, by Richard E. Matrick, McGraw-Hill Book Co., 1969.
- 2) Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments, by W. R. Leo, Spriger-Verlag, 1994.
- 3) Radiation Detection and Measurement, Third Edition, by Glenn F. Knoll, John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- 4) ELECTRICITY & MAGNETISM, Third Edition, by B. I. Bleanley and B. Bleanley, Oxford University Prees, 1978.
- 5) CLASSICAL ELECTRODYNAMICS, Third Edition, By John David Jackson, John Wiley & Sons, 1999.
- 6) ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ, του Παναγ. Γ. Κωττή, Εκδόσεις ΤΖΙΟΛΑ, Θεσσαλονίκη, 2003.
- 7) ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΑ, του Νικ. Κ. Ουζούνογλου, Β' ΕΚΔΟΣΗ, Εκδόσεις ΠΑΠΑΣΩΤΗΡΙΟΥ, Αθήνα 1994.
- 8) ΓΡΑΜΜΕΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ, Σημειώσεις, του Βασ. Κ. Παπαδιά, Έκδοση Β', Αθήνα 1982.
- 9) VARIATIONAL METHODS, WAVEGUIDES AND ACCELERATORS (University of Oklahoma, USA). Kimball A. Milton, J. Schwinger: Electronic Radiation: Εκδόσεις Springer, Ολλανδία, 2006. Μτφ Κ. Βαμβάκος,
- 10) Microwave Educational Bench , ORITEL BTH R100 , Experimentation Manual