



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

*Σχεδίαση Παθητικών Στοιχείων
Ολίσθησης Φάσης
και Διαιρετών Ισχύος
για Χιλιοστομετρική Στοιχειοκεραία*

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Στέλιος Α. Τιμοθέου

Επιβλέπων: Νικόλαος Ουζούνογλου

Καθηγητής ΕΜΠ

– Αθήνα, Ιούλιος 2005 –



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

*Σχεδίαση Παθητικών Στοιχείων
Ολίσθησης Φάσης
και Διαιρετών Ισχύος
για Χιλιοστομετρική Στοιχειοκεραία*

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Στέλιος Α. Τιμοθέου

Επιβλέπων: Νικόλαος Ουζούνογλου
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 11^η Ιουλίου 2005

.....
Ν.Ουζούνογλου
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Π. Φράγκος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Δ. Κακλαμάνη
Επ. Καθηγήτρια ΕΜΠ

– Αθήνα, Ιούλιος 2005 –

.....
Στέλιος Α. Τιμοθέου

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

Copyright © Στέλιος Α. Τιμοθέου, 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 τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

– ΠΕΡΙΛΗΨΗ –

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση ολισθητών φάσης και διαιρετών ισχύος γραμμικής στοιχειοκεραίας ανομοιόμορφης διέγερσης για εφαρμογές LMDS συστημάτων στα 26GHz.

Το κείμενο είναι διαρθρωμένο σε έξι κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια ανασκόπηση των συστημάτων LMDS. Στο δεύτερο, εξετάζεται ο τρόπος σχεδίασης του κυκλώματος τροφοδοσίας μιας στοιχειοκεραίας. Μελετάται η αρχιτεκτονική του όλου συστήματος και εξάγονται μέσω ενός προγράμματος σε Matlab χρήσιμα χαρακτηριστικά των στοιχείων της στοιχειοκεραίας (αντίσταση εισόδου, ισχύς και τάση τροφοδοσίας) βάση των οποίων υπολογίζονται η στροφή φάσης και η διαίρεση ισχύος που απαιτούνται για την ορθή διέγερση των στοιχείων.

Η επίδραση διάφορων PBG διατάξεων στη στροφή φάσης εξετάζεται στο τρίτο κεφάλαιο. Συγκεκριμένα εξετάζονται διάφορες διατάξεις με περιοδικές οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα της μικροταινίας καθώς και στο επίπεδο της γης και βρίσκεται η στροφή φάσης που παράγει κάθε μια από αυτές. Επίσης εξάγεται η σχέση που υπάρχει μεταξύ της στροφής φάσης και της θέσης της ζώνης αποκοπής στο φάσμα συχνοτήτων που παράγεται από τη διάταξη.

Για την επίτευξη μεταβλητής στροφής φάσης μελετήθηκε, στο τέταρτο κεφάλαιο, μια δεύτερη διάταξη με διηλεκτρικό ή αγωγίμο επίστρωμα πάνω από τη μικροταινία. Σε αυτή τη διάταξη, ο έλεγχος της στροφής φάσης επιτυγχάνεται με αυξομείωση του ύψους του επιστρώματος από τη μικροταινία. Από την ανάλυση προέκυψε ότι και με τα δύο είδη υλικών επιτυγχάνεται στροφή φάσης, με καλύτερα χαρακτηριστικά στην περίπτωση του αγωγίμου επιστρώματος. Επίσης δείχθηκε η γραμμική σχέση της στροφής φάσης συναρτήσει του μήκους της διάταξης.

Τέλος, στο πέμπτο κεφάλαιο, εξετάστηκαν διάφορες περιπτώσεις τρίθυρων διαιρετών ισχύος τόσο με ωμικές αντιστάσεις όσο και με συζευγμένες γραμμές για άνιση διαίρεση ισχύος, ενώ στο τελευταίο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παρούσα διπλωματική εργασία.

– Λέξεις κλειδιά –

Στοιχειοκεραία, Ολισθητής φάσης, Διαιρετής ισχύος, PBG διατάξεις, Κύκλωμα τροφοδοσίας, Συστήματα LMDS, Συζευγμένες γραμμές, Μικροταινία, Επίστρωμα

– ABSTRACT–

The purpose of this diploma thesis is the design of phase shifters and power dividers for a linear antenna array with non-uniform excitation that will be used for LMDS applications at 26GHz.

The document is comprised of six chapters. The first chapter is an overview of the LMDS systems. The second one deals with the design of the feeding system of the antenna array. The architecture of the whole system is studied while important characteristics of the antenna array elements (input impedance, power and voltage) are extracted with the use of a Matlab program in order to calculate the required phase shift and power division, for the proper excitation of the elements.

The effect of various PBG structures in the phase shift is examined in the third chapter. Specifically, various structures with periodic holes in the microstrip dielectric substrate, the ground plane and the trace are studied so as to find produced phase shift. In addition, the relationship between the phase shift and the position in the frequency spectrum of the band gap produced by the structure is extracted.

To achieve variable phase shift, a second configuration with a dielectric or conducting superstrate was investigated in the fourth chapter. In this configuration the control of the phase shift was accomplished by fluctuating the height between the superstrate and the microstrip. The results of the analysis for the two types of superstrate materials showed that both attain phase shift. In fact, the conducting superstrate produced better phase shift characteristics. Furthermore, the linear relationship between the phase shift and the superstrate's length was demonstrated.

Finally, in chapter five, various cases of three-port unequal power dividers were investigated both with the use of chip resistors and coupled lines while in the last chapter the points concluded from this diploma thesis are summarized.

– Key Words–

Antenna array, Phase shifter, Power divider, PBG Structures, Feeding network, LMDS systems, Coupled lines, Microstrip, Superstrate

– ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ –

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκε στο Εργαστήριο Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου, υπό την επίβλεψη του Καθηγητή Νικόλαου Ουζούνογλου.

Για την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή μου κ. Νικόλαο Ουζούνογλου ο οποίος καθ' όλη την περίοδο εκπόνησης της εργασίας έδειχνε το ενδιαφέρον του όχι μόνο για την περάτωση της τελευταίας αλλά και για μένα προσωπικά. Ο τρόπος με τον οποίο αντιμετώπιζε τα προβλήματα που προέκυψαν στα διάφορα στάδια της εργασίας, η στάση του ως μηχανικός όπως και η γενικότερη συμπεριφορά του ως άνθρωπος, μου ενέπνευσαν βαθιά εκτίμηση και σεβασμό απέναντι στο πρόσωπό του, ενώ θεωρώ ότι αποτελούν εφόδια για την περαιτέρω πορεία μου ως ηλεκτρολόγος μηχανικός και μηχανικός υπολογιστών.

Ευχαριστίες θα ήθελα να εκφράσω επίσης στον υποψήφιο διδάκτορα του εργαστηρίου Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών της ΣΥΜΜΗ ΕΜΠ, Γεώργιο Μητρόπουλο, ο οποίος με τη συνεχή καθοδήγηση και τις γνώσεις του γύρω από το θέμα με το οποίο ασχολήθηκα με ενεθάρρυνε και συνετέλεσε σημαντικότερα στην ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας.

Τέλος, ευχαριστώ τη σύζυγό μου, Μαρία, για τη συμβολή της στην μορφοποίηση της εργασίας αλλά και για την κάθε είδους υποστήριξη που μου παρείχε τόσο κατά την εκπόνηση της εργασίας όσο και καθ' όλη τη διάρκεια των προπτυχιακών μου σπουδών.

Αθήνα, Ιούλιος 2005

– ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ –

ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	5
ABSTRACT.....	6
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ.....	7
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....	8
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΤΟ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ LMDS	11
1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	11
1.2 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΩΝ LMDS	12
1.3 ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΤΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ	13
1.4 ΜΕΘΟΔΟΙ ΠΡΟΣΠΕΛΑΣΗΣ.....	16
1.5 ΖΗΤΗΜΑΤΑ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ.....	19
1.6 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ	20
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ ΓΡΑΜΜΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ....	21
2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	21
2.2 ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΕΣ.....	21
2.2.1 Γενικά.....	21
2.2.2 Ορισμοί	22
2.2.3 Γενική θεωρία στοιχειοκεραιών.....	24
2.2.4 Γραμμικές στοιχειοκεραιές.....	27
2.3 ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ.....	28
2.4 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΩΝ ΤΑΣΕΩΝ, ΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ ΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΗΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ	30
2.4.1 Θεωρητική ανάλυση.....	30
2.4.2 Αποτελέσματα	35
2.5 ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ.....	49
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΧΡΗΣΗ ΟΠΩΝ ΣΕ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΠΙΤΕΥΞΗ ΣΤΡΟΦΗΣ ΦΑΣΗΣ	50
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	50
3.2 ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΟΙ ΚΑΝΟΝΕΣ ΓΙΑ ΔΟΜΕΣ PBG	55
3.3 ΓΕΝΙΚΑ ΣΧΟΛΙΑ ΓΙΑ ΟΛΑ ΤΑ ΜΟΝΤΕΛΑ.....	57
3.4 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΕΥΡΕΣΗΣ ΤΗΣ ΣΧΕΤΙΚΗΣ ΣΤΡΟΦΗΣ ΦΑΣΗΣ ΜΕΤΑΞΥ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΜΕ ΟΠΕΣ ΚΑΙ ΤΗΣ ΑΠΛΗΣ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΣ.....	57
3.5 ΔΙΑΤΑΞΗ ΑΠΛΗΣ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΣ	62
3.6 ΔΙΑΤΑΞΗ PBG ΜΕ ΟΠΕΣ ΣΤΟ ΔΙΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ ΚΑΙ ΤΟ ΕΠΙΠΕΔΟ ΤΗΣ ΓΗΣ.....	64
3.7 ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΔΥΟ ΣΕΙΡΕΣ ΟΠΩΝ ΣΤΟ ΔΙΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ	72

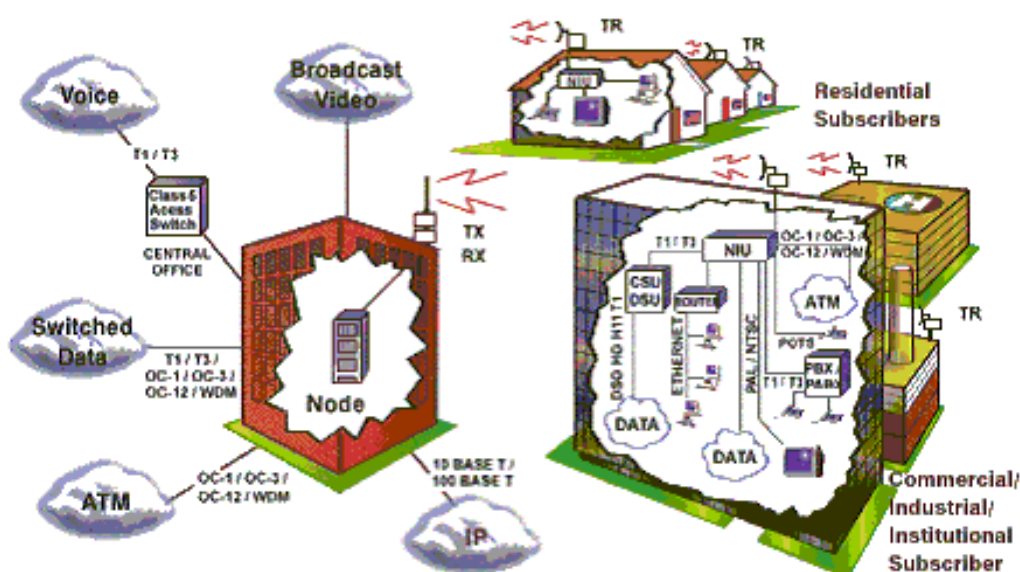
3.8 ΔΙΑΤΑΞΗ ΡΒG ΜΕ ΟΠΕΣ ΣΤΟ ΔΙΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑ	76
3.9 ΔΙΑΤΑΞΗ ΡΒG ΜΕ ΟΠΕΣ ΜΟΝΟ ΣΤΟ ΕΠΙΠΕΔΟ ΤΗΣ ΓΗΣ	91
3.10 ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΟΠΕΣ ΣΤΟ ΔΙΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ, ΤΟ ΕΠΙΠΕΔΟ ΤΗΣ ΓΗΣ ΚΑΙ ΚΑΤΩ ΑΠΟ ΤΗ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑ	96
3.11 ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ.....	101
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΕΠΙΤΕΥΞΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΣΤΡΟΦΗΣ ΦΑΣΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΕΠΙΣΤΡΩΜΑΤΟΣ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΤΗ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑ.....	103
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	103
4.2 ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΔΙΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΥΛΙΚΟ ROGERS TMM 10(TM) ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΤΗ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑ	104
4.3 ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΕ ΥΛΙΚΑ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΗΣ ΔΙΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΣΤΑΘΕΡΑΣ ΑΠΟ ΑΥΤΗ ΤΟΥ ΥΠΟΣΤΡΩΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΣ.....	116
4.3.1 Διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Teflon πάνω από τη μικροταινία	117
4.3.2 Διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Silicon πάνω από τη μικροταινία.....	118
4.4 ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΔΙΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΚΑΙ ΜΕΤΑΛΛΙΚΟ ΥΛΙΚΟ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΤΗ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑ	124
4.5 ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΕΠΙΣΤΡΩΜΑ ΑΓΩΓΙΜΟΥ ΥΛΙΚΟΥ ΠΑΝΩ ΑΠΟ ΤΗ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑ.....	126
4.6 ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΕ ΜΗΚΟΣ ΜΕΓΑΛΥΤΕΡΟ ΑΠΟ λ_{AIR}	133
4.6.1 Διάταξη με διηλεκτρικό υλικό τύπου Rogers TMM 10(tm) μήκους $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$ πάνω από μικροταινία.....	134
4.6.2 Διάταξη με χαλκό μήκους $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$ πάνω από μικροταινία.....	138
4.7 ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ.....	143
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΔΙΑΙΡΕΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ.....	145
5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	145
5.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΡΙΘΥΡΩΝ ΔΙΑΙΡΕΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΩΜΙΚΩΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ	147
5.3 ΤΡΙΘΥΡΟΙ ΔΙΑΙΡΕΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ ΣΥΖΕΥΓΜΕΝΕΣ ΓΡΑΜΜΕΣ	149
5.4 ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ.....	173
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	175
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι.....	178
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ.....	181
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	193

Κεφάλαιο 1: Το επικοινωνιακό σύστημα LMDS

1.1 Εισαγωγή

Το LMDS (Local Multipoint Distribution Service) είναι ένα ασύρματο (wireless) σημείου προς πολλαπλά σημεία (point to multipoint) επικοινωνιακό σύστημα ευρείας ζώνης (broadband) που λειτουργεί σε συχνότητες από 24-40 GHz, ανάλογα με τη χώρα και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να παρέχει διάφορους τύπους ψηφιακών υπηρεσιών όπως φωνή, δεδομένα, Internet, και βίντεο.

Το γενικό διάγραμμα ενός LMDS συστήματος απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.1: Σύστημα LMDS.

Το ακρωνύμιο LMDS παράγεται από τις ακόλουθες λέξεις:

L (local): Υποδηλώνει ότι τα χαρακτηριστικά των σημάτων σε αυτές τις συχνότητες περιορίζουν τη περιοχή κάλυψης μιας κυψέλης (cell) σε ένα με τέσσερα μίλια ανάλογα με τις καιρικές συνθήκες. Επίσης απαιτεί περιβάλλον οπτικής επαφής (Line Of Side, LOS) μεταξύ της κεραιάς του πομπού και του δέκτη.

M (multipoint): Δηλώνει ότι τα σήματα εκπέμπονται από το σταθμό βάσης (base station) είτε με τη μέθοδο σημείου προς πολλαπλά σημεία (point-to-multipoint) είτε με εκπομπή (broadcast). Αντίθετα η μετάδοση από ένα συνδρομητή (subscriber) στο σταθμό βάσης είναι σημείου προς σημείο (point-to-point).

D (distribution): Αναφέρεται στην κατανομή των σημάτων, τα οποία μπορεί να αποτελούνται από πολλούς τύπους δεδομένων ταυτόχρονα όπως φωνή, Internet, και κινούμενη εικόνα.

S (service): Εκφράζει τη συνδρομητική φύση της σχέσης μεταξύ του πελάτη και του παροχέα του δικτύου LMDS· οι υπηρεσίες που προσφέρονται είναι ολοκληρωτικά εξαρτημένες από τις επιλογές του παροχέα.

1.2 Πλεονεκτήματα δικτύων LMDS

Τα σταθερά σημεία προς σημείο ασύρματα δίκτυα αναπτύχθηκαν κυρίως για να παρέχουν αποκλειστικές ζεύξεις υψηλής ταχύτητας σε κόμβους με μεγάλη τηλεπικοινωνιακή κίνηση. Πρόσφατες εξελίξεις στα δίκτυα σημείου προς πολλαπλά σημεία έχουν δώσει μια μέθοδο στους παροχείς υπηρεσιών να προσφέρουν τοπική πρόσβαση (local access) υψηλής χωρητικότητας, η οποία αναπτύσσεται πιο γρήγορα από ένα ενσύρματο δίκτυο και προσφέρει συνδυασμό υπηρεσιών. Επίσης επειδή ένα μεγάλο μέρος του κόστους του δικτύου δεν εμφανίζεται μέχρι την τοποθέτηση του εξοπλισμού εγκατάστασης του πελάτη (Customer Premises Equipment, CPE), ο παροχέας μπορεί να ρυθμίσει τα βασικά έξοδα του ώστε να συμπίπτουν με την εγγραφή νέων πελατών. Έτσι, τα δίκτυα LMDS παρέχουν μια αποτελεσματική λύση τύπου "last-mile" για τον επίσημο παροχέα υπηρεσίας, ενώ μπορούν να χρησιμοποιηθούν και από ανταγωνιστικούς παροχείς για να προσφέρουν υπηρεσίες κατευθείαν στους τελικούς χρήστες (end users). Με βάση τα παραπάνω είναι φανερό ότι τέτοια δίκτυα είναι κατάλληλα για περιπτώσεις όπου σε ένα μεγάλο κτήριο ή ένα συγκρότημα δεν υπάρχουν ακόμα επικοινωνίες μεγάλου εύρους ζώνης, αφού αντί να σκαφθεί το έδαφος για την εγκατάσταση οπτικών ινών είναι πιο εύκολο να τοποθετηθεί ένας δέκτης LMDS στην οροφή του κτηρίου.

Συνοπτικά τα πλεονεκτήματα των LMDS δικτύων είναι τα εξής:

- Χαμηλό κόστος έναρξης και ανάπτυξης του δικτύου
- Ευκολία και ταχύτητα ανάπτυξης (το σύστημα αναπτύσσεται χωρίς να παρενοχλείται η κοινότητα και το περιβάλλον όπως θα συνέβαινε π.χ. σε ένα ενσύρματο δίκτυο)
- Γρήγορη απόδοση του κεφαλαίου (λόγω της γρήγορης ανάπτυξης)
- Δυνατότητα εύκολης επέκτασης του δικτύου βάσει της ζήτησης των πελατών
- Μετατόπιση του κόστους από σταθερά σε μεταβλητά εξαρτήματα (με τα παραδοσιακά ενσύρματα συστήματα το μεγαλύτερο μέρος του κεφαλαίου της επένδυσης είναι στην υποδομή, ενώ στα LMDS ένα μεγάλο μέρος του κεφαλαίου

μετατοπίζεται στο CPE που σημαίνει ότι ο παροχέας δίνει χρήματα μόνο όταν θα εγγραφεί ένα πελάτης που θα αποδώσει αμέσως έσοδα)

- Δεν σπαταλιέται κεφάλαιο όταν οι πελάτες είναι αναποφάσιστοι (πρώτα γίνονται συνδρομητές, ύστερα αποσύρονται κ.ο.κ.)
- Αποδοτικότητα του κόστους διαχείρισης, συντήρησης και λειτουργίας του δικτύου.

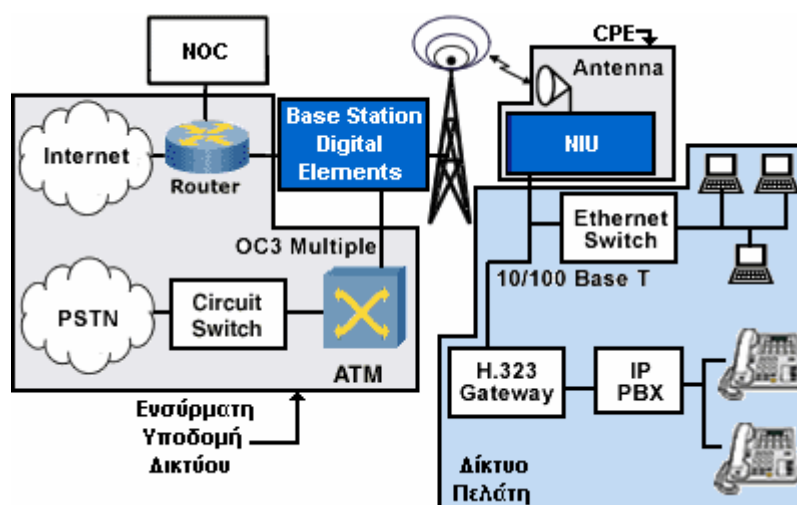
1.3 Αρχιτεκτονική του δικτύου

Στη σχεδίαση συστημάτων LMDS είναι δυνατό να εφαρμοστούν διάφορες αρχιτεκτονικές δικτύων. Η πλειονότητα των παροχέων χρησιμοποιούν ασύρματη πρόσβαση σημείου προς πολλαπλά σημεία, παρόλο που σε ένα δίκτυο LMDS μπορούν να χρησιμοποιηθούν συστήματα σημείου προς σημείο και διανομής τηλεόρασης. Επειδή οι υπηρεσίες LMDS είναι συνδυασμός φωνής, βίντεο και δεδομένων σαν τρόποι μεταφοράς δεδομένων μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο ο ασύγχρονος τρόπος μεταφοράς (ATM), όσο και το πρωτόκολλο IP (Internet Protocol) μέσα στο ευρύτερο τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

Η αρχιτεκτονική του δικτύου LMDS αποτελείται κυρίως από τέσσερα μέρη:

- Κέντρο Λειτουργιών Δικτύου (Network Operations Center, NOC)
- Ενσύρματη υποδομή του δικτύου
- Σταθμός βάσης
- Εξοπλισμός εγκατάστασης του πελάτη (CPE)

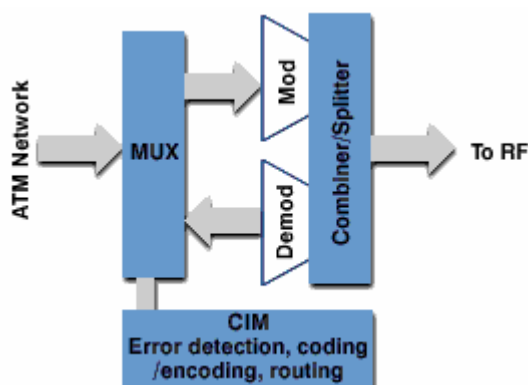
Το σχήμα 1.2 παριστάνει το μπλοκ διάγραμμα ενός απλού δικτύου LMDS με όλα τα μέρη που αναφέραμε πιο πάνω.



Σχήμα 1.3: Μπλοκ διάγραμμα δικτύου LMDS.

Το κέντρο λειτουργιών δικτύου NOC περιέχει τον εξοπλισμό του συστήματος διαχείρισης δικτύου (Network Management System, NMS) το οποίο διαχειρίζεται μεγάλες περιοχές του δικτύου πελατών. Η ενσύρματη υποδομή αποτελείται συνήθως από οπτικές ζεύξεις, τον εξοπλισμό του κεντρικού γραφείου (Central Office, CO), ATM και IP μεταγωγικά συστήματα, καθώς και διασυνδέσεις με το Internet και το δημόσιο μεταγωγικό τηλεφωνικό δίκτυο (Public Switched Telephone Network, PSTN).

Ο σταθμός βάσης είναι εκεί που γίνεται η μετατροπή από την ενσύρματη υποδομή στην ασύρματη. Ο εξοπλισμός του σταθμού βάσης περιλαμβάνει τη διεπαφή του δικτύου όπου τερματίζει η ενσύρματη υποδομή και τις λειτουργίες διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης (Base Station Digital Elements ή Network Node Equipment, NNE) που βρίσκονται στο εσωτερικό κάποιου κτηρίου. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.3 άλλες λειτουργίες του NNE περιλαμβάνουν τη πολυπλεξία δεδομένων, την ανίχνευση λαθών, την κωδικοποίηση/αποκωδικοποίηση, τη δρομολόγηση και τη συμπίεση δεδομένων.



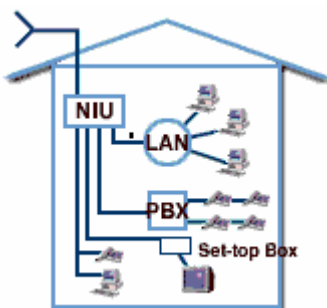
Σχήμα 1.4: Αρχιτεκτονική του NNE.

Εκτός από το NNE ο εξοπλισμός του σταθμού βάσης περιλαμβάνει και τον εξοπλισμό που είναι απαραίτητος για τη μικροκυματική μετάδοση και λήψη, ο οποίος είναι τοποθετημένος στη οροφή του ίδιου ή διαφορετικού κτηρίου. Ο εξοπλισμός αυτός περιλαμβάνει πομπούς (transmitters), δέκτες (receivers), πομποδέκτες (transceivers) καθώς και τις κεραιές που τροφοδοτούν. Οι λειτουργίες ενός πομπού είναι να επιτελεί άνω μετατροπή συχνότητας (frequency up-conversion), ενίσχυση και τροφοδότηση στην κεραιά εκπομπής των σημάτων που λαμβάνει από τον NNE. Σημειώνεται ότι τα σήματα στον NNE είναι σε μια ενδιάμεση συχνότητα (Intermediate Frequency), που βρίσκεται στη ζώνη VHF, και για να εκπεμφθούν πρέπει να ολισθήσουν στην επιθυμητή συχνότητα φέροντος, δηλαδή στη συχνότητα που λειτουργεί το LMDS σύστημα.

Σημειώνεται ότι οι λειτουργίες του δεκτή είναι αντίστοιχες με αυτές του πομπού αλλά στην πλευρά της λήψης, ενώ ένας πομποδέκτης επιτελεί τις λειτουργίες και των δύο.

Ένας σταθμός βάσης μπορεί να έχει δυνατότητα τοπικής μεταγωγής ή όχι. Η τοπική μεταγωγή είναι η λειτουργία στην οποία δύο πελάτες επικοινωνούν μεταξύ τους χωρίς να εισέρχονται στο ενσύρματο μέσο· δηλαδή όλες οι απαραίτητες λειτουργίες για να καταστεί δυνατή η επικοινωνία τους παρέχονται από το σταθμό βάσης. Με αυτό τον τρόπο αποφορτώνονται οι μεταγωγείς του δικτύου από τη τηλεπικοινωνιακή κίνηση μεταξύ των πελατών που ανήκουν στην ίδια κυψέλη.

Ο εξοπλισμός της εγκατάστασης του πελάτη CPE ποικίλει ανάλογα με το κατασκευαστή. Εντούτοις όλοι οι σχηματισμοί πρέπει να περιέχουν εξωτερικό (outdoor) μικροκυματικό εξοπλισμό (πομποδέκτη) και εσωτερικό (indoor) ψηφιακό εξοπλισμό που να πραγματοποιεί διαμόρφωση, αποδιαμόρφωση, έλεγχο και λειτουργίες διασύνδεσης με το δίκτυο του πελάτη. Όλος ο εσωτερικός εξοπλισμός συνήθως περιλαμβάνεται σε ένα ενιαίο κουτί που ονομάζεται NIU (Network Interface Unit). Όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.4 ο NIU πρέπει να έχει πολλές διεπαφές ώστε να υποστηρίζει τουλάχιστον τις βασικές υπηρεσίες για μέση επιχείρηση όπως 10BaseT, video, POTS(Plain Old Telephone Service), frame relay, ATM καθώς και διεπαφές ISDN(Integrated Services Digital Network) βασικού ρυθμού (Basic-Rate Interface, BRI) και κύριου ρυθμού (Primary-Rate Interface, PRI). Σκοπός του NIU, λοιπόν, είναι να παρέχει σε ένα συνδρομητή τη δυνατότητα ανάπτυξης εφαρμογών πολυμέσων όπως φωνής, Internet, και βίντεο σε ένα μόνο κουτί. Εδώ βέβαια πρέπει να σημειωθεί ότι το μέγεθος και ο τύπος των εγκαταστάσεων του πελάτη μπορεί να κυμαίνονται από ένα απλό γραφείο ή μια οικία σε μια μεγάλη επιχείρηση ή ένα συγκρότημα. Ανάλογα λοιπόν με το μέγεθος και το τύπο της εγκατάστασης θα εξαρτηθεί ο εξοπλισμός και ο τρόπος τιμολόγησης.



Σχήμα 1.5: Υλοποίηση δικτύου πελάτη μέσω του NIU.

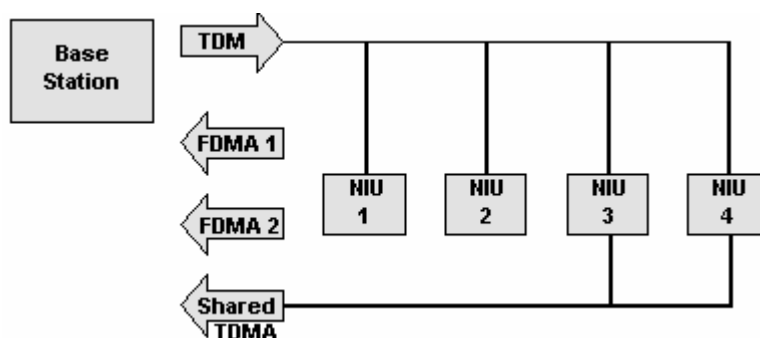
Αναφορικά με τις επιλογές προσπέλασης για το CPE σε ένα LMDS δίκτυο περιλαμβάνονται η πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης συχνότητας (Frequency Division Multiple Access, FDMA), η πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης χρόνου (Time Division Multiple Access, TDMA) και η πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης κώδικα (Code Division Multiple Access, CDMA). Η επιλογή του είδους της προσπέλασης που θα χρησιμοποιηθεί είναι θέμα του παροχέα και του σχεδιαστή του δικτύου και εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της τηλεπικοινωνιακής κίνησης του κάθε πελάτη. Για τα θέματα προσπέλασης στο δίκτυο θα ασχοληθούμε στην επόμενη ενότητα.

1.4 Μέθοδοι προσπέλασης

Η σχεδίαση ασύρματων συστημάτων στηρίζεται κυρίως σε τρεις μεθόδους προσπέλασης: TDMA, FDMA, CDMA. Αυτές οι τρόποι προσπέλασης χρησιμοποιούνται στη σύνδεση από τη θέση των εγκαταστάσεων του πελάτη στο σταθμό βάσης. Η κατεύθυνση αυτή ονομάζεται κατεύθυνση ανόδου (up-stream direction). Αυτή την περίοδο χρησιμοποιούνται κυρίως οι μέθοδοι TDMA και FDMA.

Στην κατεύθυνση καθόδου (downstream direction), δηλαδή από το σταθμό βάσης στη θέση των εγκαταστάσεων του πελάτη χρησιμοποιείται κυρίως πολυπλεγμένες ροές διαίρεσης χρόνου (TDM streams), είτε σε μια συγκεκριμένη θέση χρήστη (point-to-point) είτε σε πολλές θέσεις χρηστών (point-to-multipoint).

Το σχήμα 1.5 δείχνει ένα μικτό σχεδιασμό TDMA και FDMA. Όπως φαίνεται από το σχήμα όλοι οι χρήστες μοιράζονται την ίδια σύνδεση καθόδου. Αντίθετα στη σύνδεση ανόδου, από τη μια οι χρήστες 1 και 2 χρησιμοποιούν FDMA πρόσβαση και γι' αυτό έχει καταχωρηθεί διαφορετικό εύρος συχνοτήτων για τον καθένα, και από την άλλη οι χρήστες 3 και 4 χρησιμοποιούν TDMA πρόσβαση και γι' αυτό μοιράζονται μια σύνδεση ανόδου.



Σχήμα 1.6: Μικτό σχήμα πρόσβασης TDMA και FDMA.

Επειδή κάθε μέθοδος πρόσβασης έχει τα δικά της ιδιαίτερα χαρακτηριστικά είναι επόμενο η κάθε μέθοδος να είναι κατάλληλη για διαφορετικού τύπου χρήστες. Έτσι από τη μια η FDMA, επειδή δεσμεύει εύρος ζώνης που είναι σταθερό στο χρόνο, προσφέρεται για πελάτες που ενδιαφέρονται να έχουν μια αποκλειστική ζεύξη με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 24 ώρες την ημέρα. Τέτοιες περιπτώσεις έχουμε όταν οι πελάτες είναι μεγάλα συγκροτήματα που χρειάζεται μια δομή τύπου DS-3 (44.736 Mbps) είτε πολλαπλές δομές DS-1 (1.544 Mbps).

Από την άλλη η μέθοδος TDMA είναι κατάλληλη για περιπτώσεις όπου έχουμε πολλούς χρήστες αλλά με μικρές απαιτήσεις σε εύρος ζώνης επειδή πολλοί πελάτες μοιράζονται το ίδιο κανάλι. Ένα παράδειγμα τέτοιου πελάτη είναι ένα απλός χρήστης που χρειάζεται απλώς μια θύρα 10BaseT για πρόσβαση στο Internet.

Βέβαια υπάρχουν περιπτώσεις όπου στις εγκαταστάσεις ενός πελάτη υπάρχουν εφαρμογές που αντιστοιχούν και στις δύο περιπτώσεις. Σε αυτή την περίπτωση ο σχεδιαστής του δικτύου πρέπει να λάβει υπόψη του διάφορες παραμέτρους του συστήματος προτού να αποφασίσει ποια μέθοδος πρόσβασης είναι η καλύτερη.

Οι κυριότερες από τις παραμέτρους αυτές είναι η μέγιστη και η μέση αναμενόμενη τηλεπικοινωνιακή κίνηση καθώς και το ποια κίνηση μπορεί να πολυπλεχθεί και να μεταλλαχθεί έτσι ώστε να μειωθούν οι καταιγισμοί δεδομένων (data bursts). Άλλα θέματα που πρέπει να ληφθούν υπόψη είναι η αποδοτικότητα του ασύρματου πρωτοκόλλου ελέγχου προσπέλασης του μέσου, η αποδοτικότητα του διαύλου, ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης κατά τη διάρκεια της ώρας μέγιστης τηλεπικοινωνιακής κίνησης, καθώς και το μήκος της μικροκυματικής ζεύξης.

Η χωρητικότητα του συστήματος για τις δύο μεθόδους προσπέλασης μπορεί να μετρηθεί ως προς τον ρυθμό δεδομένων (data-rate) καθώς και τον αριθμό των πελατών που μπορεί να υποστηρίξει.

Στη μέθοδο προσπέλασης FDMA ο ρυθμός δεδομένων μιας κυψέλης προκύπτει ως εξής:

$$data\ rate = N_{sector} \times se_{modulation} \times \frac{B_{sector}}{2 \times fr} \quad \text{Σχέση 1.1}$$

όπου N_{sector} είναι ο αριθμός των τομέων που χωρίζεται κάθε κυψέλη (κάθε τομέας χρησιμοποιεί όλο το φάσμα συχνοτήτων του συστήματος), $se_{modulation}$ η φασματική απόδοση (spectral efficiency) του τύπου διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται σε b/s/Hz, B_{sector} είναι το διαθέσιμο φάσμα ενός τομέα, άρα και του συστήματος, fr είναι ο παράγοντας επαναχρησιμοποίηση συχνότητας (frequency reuse) μέσα στο τομέα,

ενώ το 2 εκφράζει το γεγονός ότι το φάσμα μοιράστηκε εξίσου στην κατεύθυνση ανόδου και καθόδου. Αντίστοιχα ο αριθμός πελατών που μπορούν να εξυπηρετηθούν σε μια κυψέλη είναι:

$$N_{customers} = N_{sector} \times \frac{B_{sector}}{2 \times fr \times B_{customer}} \quad \text{Σχέση 1.2}$$

όπου $N_{customer}$ είναι ο αριθμός των πελατών σε μια κυψέλη και $B_{customer}$ είναι το εύρος ζώνης που δεσμεύει για κάθε πελάτη. Ένα τυπικό αριθμητικό παράδειγμα είναι το εξής:

Αν το εύρος του συστήματος είναι 1000MHz, χρησιμοποιείται διαμόρφωση QAM-16 με φασματική απόδοση 3.5 b/s/Hz, ο συντελεστής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας ισούται με 2, το εύρος ζώνης κάθε πελάτη είναι 5 MHz και ο αριθμός τομέων είναι 6 τότε ο ρυθμός δεδομένων μιας κυψέλης είναι 5250Mbps και ο αριθμός των πελατών είναι 300 με κάθε πελάτη να απολαμβάνει ρυθμού 17.5Mbps.

Στη μέθοδο TDMA τα μεγέθη αυτά εξαρτώνται από τον αριθμό των γραμμών 64Kbps που μπορεί να υποστηρίξει το κάθε κανάλι. Ο αριθμός λοιπόν των πελατών σε μια κυψέλη είναι:

$$N_{customers} = N_{sector} \times N_{channel_users} \times \frac{B_{sector}}{2 \times fr \times B_{channel}} \quad \text{Σχέση 1.3}$$

όπου $B_{channel}$ είναι το εύρος κάθε καναλιού και $N_{channel_users}$ είναι ο αριθμός των χρηστών των 64Kbps που μπορεί να υποστηρίξει κάθε κανάλι. Έτσι αν θεωρήσουμε ότι έχουμε το ίδιο φάσμα με προηγουμένως με κανάλια των 5MHz τότε ο αριθμός των χρηστών 64Kbps που μπορεί να υποστηρίξει το κάθε κανάλι είναι περίπου 80. Συνολικά λοιπόν μια κυψέλη υποστηρίζει 24000 χρήστες των 64Kbps με συνολικό ρυθμό δεδομένων $24000 \times 64Kbps = 1536Mbps$.

Είναι φανερό λοιπόν ότι η TDMA είναι κατάλληλη για να υποστηρίξει πολλούς πελάτες με μικρό ρυθμό δεδομένων ενώ έχει μικρότερο συνολικό ρυθμό δεδομένων από την FDMA. Από την άλλη η μέθοδος FDMA είναι κατάλληλη όταν έχουμε λιγότερους χρήστες με μεγάλη ζήτηση και σταθερή για ρυθμούς δεδομένων. Γενικά όμως και στις δύο περιπτώσεις ο κύριος περιοριστικός παράγοντας είναι η εμβέλεια του συστήματος παρά η χωρητικότητα του.

1.5 Ζητήματα μικροκυματικής διάδοσης

Επειδή η διάδοση στα συστήματα LMDS γίνεται σε χιλιοστομετρικές κυρίως συχνότητες είναι επόμενο να είναι πιο ευάλωτα στην απόσβεση λόγω βροχόπτωσης παρά στην απόσβεση λόγω των πολλαπλών διαδρομών (multipath fading). Εκτός από τη μεγάλη συχνότητα, υπάρχουν και άλλοι παράγοντες οι οποίοι περιορίζουν τα φαινόμενα πολλαπλών διαδρομών καθιστώντας κατ' αυτό τον τρόπο τη βροχόπτωση ως τον κύριο περιοριστικό παράγοντα της διάδοσης. Οι παράγοντες αυτοί περιλαμβάνουν το γεγονός ότι η διάδοση στα LMDS συστήματα γίνεται αναγκαστικά με οπτική επαφή (LOS) καθώς και το ότι οι κεραιές τόσο του πομπού όσο και του δέκτη είναι πολύ κατευθυντικές, δεν κινούνται (όπως π.χ. στην κινητή τηλεφωνία) και βρίσκονται σε μεγάλο ύψος (οροφές κτηρίων).

Εκτός από τη βροχόπτωση, το φύλλωμα το δέντρων μπορεί να επηρεάσει τη διάδοση σε αυτές τις συχνότητες αλλά με δεδομένο ότι οι κεραιές είναι σε ένα σταθερό σημείο και σε μεγάλο ύψος μπορεί να ληφθεί πρόνοια ώστε οι κεραιές να τοποθετηθούν σε τέτοια σημεία ώστε να μην επηρεάζονται από αυτό τον παράγοντα.

Δεδομένου όμως ότι μια περιοχή βρίσκεται σε μια κλιματική ζώνη με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά βροχόπτωσης ποιοι άλλοι παράγοντες παίζουν ρόλο στον καθορισμό της εμβέλειας μιας κυψέλης; Οι παράγοντες λοιπόν που παίζουν πρωτεύοντα ρόλο στον καθορισμό της εμβέλειας του συστήματος είναι οι εξής:

- Διαθεσιμότητα του συστήματος
- Σχήμα διαμόρφωσης

Όσο αυξάνεται η απαιτούμενη διαθεσιμότητα του συστήματος, μειώνεται η εμβέλεια μια κυψέλης. Για παράδειγμα αν για διαθεσιμότητα του συστήματος 99.9% η εμβέλεια είναι 14km, τότε αν η διαθεσιμότητα αυξηθεί στο 99.99% και 99.999% η εμβέλεια μειώνεται στα 5km και 2.5km αντίστοιχα.

Αντίστοιχη είναι και η συμπεριφορά στη μεταβολή του σχήματος διαμόρφωσης. Όσο μεγαλύτερη φασματική απόδοση έχει το σύστημα τόσο μικρότερη είναι και η εμβέλεια. Για παράδειγμα, ενώ για σχήμα διαμόρφωσης 4-QAM η εμβέλεια είναι 10km, για σχήμα διαμόρφωσης 16-QAM η εμβέλεια μειώνεται στα 5km. Δεδομένου λοιπόν ότι ένα σύστημα LMDS περιορίζεται κυρίως από την εμβέλεια παρά από τη χωρητικότητα πολλές φορές επιλέγονται σχήματα με μικρή φασματική απόδοση για να αυξηθεί η εμβέλεια του συστήματος.

1.6 Εφαρμογές

Στο τέλος του παρόντος κεφαλαίου παρατίθενται μερικές από τις πιο σημαντικές εφαρμογές των LMDS δικτύων:

- Διασύνδεση ιδιωτικών δικτύων για υπηρεσίες δεδομένων, φωνής και βίντεο
- Σύνδεση των χρηστών με τις διευκολύνσεις των παροχέων Internet
- Σύνδεση γραφείων στο σπίτι με το εταιρικό δίκτυο ή με υπηρεσίες Internet
- Μάθηση εξ αποστάσεως (distance learning)
- Τηλε-ιατρική
- Επέκταση δημόσιων δικτύων
- Εναλλακτική λύση για τα ενσύρματα δίκτυα

Κεφάλαιο 2: Σχεδίαση κυκλώματος τροφοδοσίας γραμμικών στοιχειοκεραιών

2.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό επεξηγείται συνοπτικά η διαδικασία εύρεσης των απαραίτητων στοιχείων για τη σχεδίαση του κυκλώματος τροφοδοσίας μιας στοιχειοκεραίας.

Αρχικά γίνεται μια ανασκόπηση των στοιχειοκεραιών και ειδικότερα των γραμμικών στοιχειοκεραιών. Επίσης εξηγείται η γενική ιδέα εύρεσης των ρευμάτων διέγερσης μιας στοιχειοκεραίας με σκοπό τη παραγωγή συγκεκριμένου διαγράμματος ακτινοβολίας. Αναλύεται επίσης η αρχιτεκτονική του κυκλώματος τροφοδότησης μιας τυπικής γραμμικής στοιχειοκεραίας και επεξηγούνται τα μέρη από τα οποία αποτελείται. Ακόμα, αναλύεται ο τρόπος υπολογισμού άλλων απαραίτητων στοιχείων που πρέπει να ληφθούν υπόψη για τη σχεδίαση του κυκλώματος τροφοδοσίας, όπως είναι η αντίσταση εισόδου, καθώς και η τάση και ισχύς τροφοδοσίας λαμβάνοντας υπ' όψη και τη σύζευξη μεταξύ των στοιχείων.

Στην πορεία του κεφαλαίου όλα αυτά εφαρμόζονται στη στοιχειοκεραία που μας ενδιαφέρει. Η στοιχειοκεραία αυτή είναι γραμμική, χωρικά ομοιόμορφη με βήμα μεταξύ των στοιχείων της $d = \lambda_{air}/2$ και αποτελείται από 8 στοιχεία τύπου Marconi-Franklin. Το σύστημα της στοιχειοκεραίας προορίζεται να χρησιμοποιηθεί σε ραδιοζεύξεις δικτύων σημείου προς πολλαπλά σημεία στο εύρος συχνοτήτων 25.5 GHz – 26.5 GHz με συχνότητα λειτουργίας 26GHz για τον τομέα παρατήρησης (scanning sector) των 90° με διάστημα παρατήρησης [60° – 120°].

2.2 Στοιχειοκεραίες

2.2.1 Γενικά

Είναι γνωστό ότι οι κεραίες είναι διατάξεις που ακτινοβολούν ή λαμβάνουν ηλεκτρομαγνητικά (ΗΜ) κύματα που μεταφέρουν πληροφορία. Εντούτοις, σε πολλές πρακτικές εφαρμογές δεν είναι δυνατή η επίτευξη της επιθυμητής κατευθυντικότητας ή του επιθυμητού εύρους δέσμης με χρήση απλών κεραιών. Επίσης, σε αρκετές εφαρμογές είναι επιθυμητή η στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας με ηλεκτρονικό τρόπο. Μια κατάλληλη μέθοδος για να αντιμετωπισθούν οι απαιτήσεις αυτές είναι ο σχηματισμός στοιχειοκεραιών. Οι στοιχειοκεραίες είναι διατάξεις που αποτελούνται από πολλούς όμοιους ακτινοβολητές που έχουν τον ίδιο προσανατολισμό και

ακτινοβολούν ή λαμβάνουν ταυτοχρόνως. Με κατάλληλη επιλογή της ρευματικής διέγερσης (πλάτος και φάση) κάθε στοιχείου επιτυγχάνονται βελτιωμένα χαρακτηριστικά σε σχέση με ένα απλό στοιχείο της. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα επιμέρους πεδία των στοιχείων ακτινοβολίας συμβάλλουν στις επιθυμητές κατευθύνσεις του χώρου, ενώ αλληλοαναιρούνται σε άλλες. Το συνολικό μακρινό πεδίο μιας στοιχειοκεραίας προσδιορίζεται με ανυσματική άθροιση των επιμέρους πεδίων των ακτινοβολητών που την αποτελούν. Η διαδικασία αυτή προϋποθέτει ότι δεν υπάρχει σύζευξη μεταξύ των στοιχείων που ακτινοβολούν, δηλαδή η ρευματική κατανομή κάθε στοιχείου δεν επηρεάζεται από την παρουσία των υπόλοιπων στοιχείων. Η ισχύς της παραδοχής αυτής εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ των στοιχείων.

Οι στοιχειοκεραίες βρίσκουν ευρεία εφαρμογή γιατί παρέχουν τις εξής ιδιότητες:

- Αύξηση της κατευθυντικότητας
- Σύνθεση επιθυμητών διαγραμμάτων ακτινοβολίας
- Στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας με ηλεκτρονικό τρόπο

2.2.2 Ορισμοί

Χωρικά ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες: Είναι οι στοιχειοκεραίες που τα στοιχεία τους απέχουν μεταξύ τους ίση απόσταση d που ονομάζεται βήμα της στοιχειοκεραίας.

Ομοιόμορφη διέγερση στοιχειοκεραιών: Έχουμε όταν τα ρεύματα στο σημείο τροφοδοσίας των στοιχείων είναι του ίδιου μέτρου και προοδευτικής διαφοράς φάσης δηλαδή

$$I_m = I \exp(jm\delta) \quad m=0,1,\dots,M-1$$

Σχέση 2.1

όπου I_m το ρεύμα τροφοδότησης του m -οστού στοιχείου, I η σταθερή τιμή του πλάτους του ρεύματος, δ η προοδευτική διαφορά φάσης μεταξύ των στοιχείων και M είναι το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας.

Ρευματικοί συντελεστές: Στις στοιχειοκεραίες μας ενδιαφέρει η σχετική διέγερση των ρευμάτων των στοιχείων. Έτσι αν I_0 είναι ο φασιθέτης του ρεύματος διέγερσης του στοιχείου της στοιχειοκεραίας που θεωρείται ως στοιχείο αναφοράς, τότε το ρεύμα διέγερσης του m -οστού στοιχείου μπορεί να εκφραστεί μέσω κατάλληλου μιγαδικού συντελεστή αναλογίας που ονομάζεται ρευματικός συντελεστής c_m ως εξής:

$$I_m = c_m I_0 \quad m=1,2,\dots,M-1$$

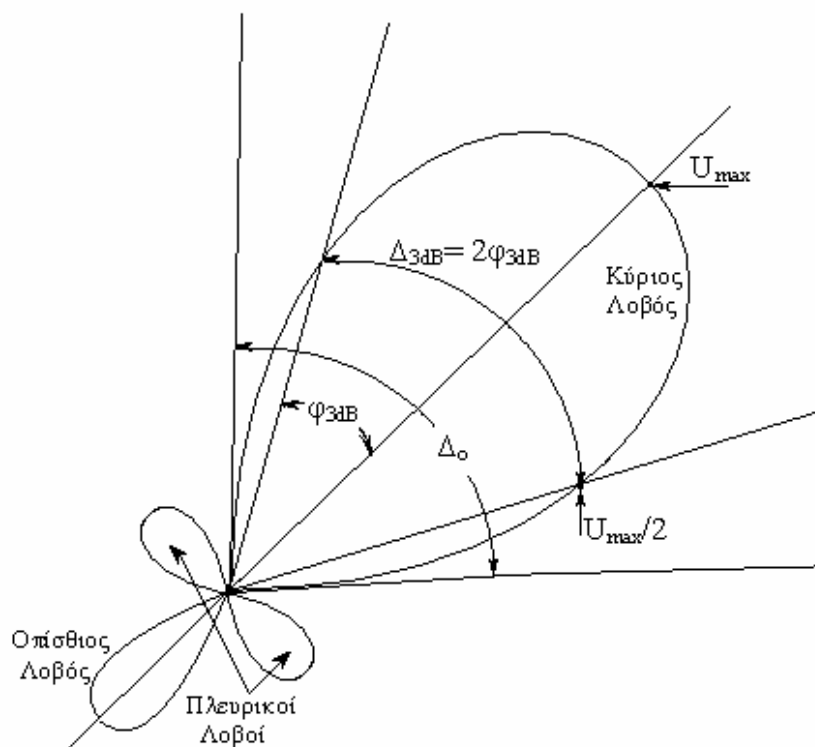
Σχέση 2.2

Παράγοντας διάταξης (Array factor ή Array Pattern): Αποδεικνύεται ότι το μακρινό πεδίο μιας στοιχειοκεραίας αποτελείται από δύο πολλαπλασιαστικούς παράγοντες. Ο ένας είναι το μακρινό πεδίο του ενός από τους όμοιους ακτινοβολητές της στοιχειοκεραίας ενώ ο δεύτερος έχει να κάνει με τη διάταξη των στοιχείων και γι' αυτό ονομάζεται παράγοντας διάταξης. Στην ενότητα 2.2.3 εξετάζεται αναλυτικά.

Διάγραμμα ακτινοβολίας (Radiation Pattern): Είναι η γραφική παράσταση του τρόπου ακτινοβολίας μιας κεραίας ή μιας στοιχειοκεραίας καθώς μεταβάλλεται το σημείο παρατήρησης. Συνήθως το μέγεθος που χρησιμοποιείται για την χάραξη του είναι η ένταση ακτινοβολίας $U(\theta, \varphi)$. Σημειώνεται ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας ισχύει μόνο στην περιοχή μακρινού πεδίου (far field). Το σχήμα 2.1 δείχνει ένα τυπικό διάγραμμα ακτινοβολίας καθώς και τα είδη των λοβών αυτού.

Γωνιακό εύρος Δ_0 κύριου λοβού ακτινοβολίας: Είναι η γωνία που σχηματίζουν οι διευθύνσεις μηδενισμών ή ελαχίστων μεταξύ των οποίων περιλαμβάνεται η διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας.

Άνοιγμα μισής ισχύος Δ_{3dB} : Είναι η γωνία που σχηματίζουν οι διευθύνσεις εκατέρωθεν της διεύθυνσης μέγιστου για την οποία η ένταση ακτινοβολίας είναι η μισή της μέγιστης τιμής.



Σχήμα 2.1: Τυπικό διάγραμμα ακτινοβολίας

2.2.3 Γενική θεωρία στοιχειοκεραιών

Στη σχεδίαση στοιχειοκεραιών ενδιαφέρουν δύο σημεία. Το πρώτο έχει να κάνει με την εύρεση των ρευματικών συντελεστών σε μια στοιχειοκεραία ώστε το προκύπτον διάγραμμα ακτινοβολίας να παρουσιάζει κάποια συγκεκριμένα χαρακτηριστικά δηλαδή να τηρεί κάποιες προδιαγραφές. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται σύνθεση στοιχειοκεραιών. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι κατά την σύνθεση στοιχειοκεραιών ενδιαφέρει μόνο το μέτρο του παράγοντα διάταξης. Για τη σύνθεση στοιχειοκεραιών χρησιμοποιούνται διάφορες μέθοδοι ειδικά στις χωρικά ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες όπως οι μέθοδοι Chebyshev – Dolph και Riblet.

Το δεύτερο έχει να κάνει με την αναλυτική εύρεση του διαγράμματος ακτινοβολίας όταν η διάταξη της στοιχειοκεραίας και οι ρευματικοί συντελεστές είναι γνωστά. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται ανάλυση στοιχειοκεραιών. Για την ανάλυση στοιχειοκεραιών υπάρχουν διάφορες μέθοδοι, όπως η μέθοδος ανάλυσης γραμμικών χωρικά ομοιόμορφων στοιχειοκεραιών με ομοιόμορφη διέγερση καθώς και πολυωνυμική μέθοδο ανάλυσης Schelkunoff για γραμμικές χωρικά ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες με ρευματικούς συντελεστές μεταβλητού πλάτους αλλά προοδευτικής διαφοράς φάσης.

Στην περίπτωση χωρικά ανομοιόμορφων κεραιών οι θεωρητικές μέθοδοι ανάλυσης είναι πολύ δύσκολο να εφαρμοστούν και έτσι έχουν περιορισμένη χρησιμότητα. Στην πράξη για τέτοιου είδους στοιχειοκεραίες χρησιμοποιούνται τεχνικές δοκιμής και σφάλματος. Στη συνέχεια θα αναφερθούν μόνο κάποια γενικά στοιχεία τις θεωρίας των στοιχειοκεραιών, αφού η ανάλυση των πιο πάνω μεθόδων είναι έξω από τα πλαίσια αυτής της διπλωματικής.

Με βάση το γεγονός ότι το μακρινό πεδίο μιας στοιχειοκεραίας ισούται με το γινόμενο το μακρινού πεδίου ενός από τα όμοια στοιχεία της στοιχειοκεραίας και του παράγοντα διάταξης προκύπτει ότι η ένταση ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας δίνεται από τη σχέση:

$$U(\theta, \phi) = U_0(\theta, \phi) \cdot |S(\theta, \phi)|^2$$

Σχέση 2.3

όπου $U_0(\theta, \phi)$ είναι η ένταση ακτινοβολίας των όμοιων στοιχείων της στοιχειοκεραίας και $S(\theta, \phi)$ είναι ο παράγοντας διάταξης της στοιχειοκεραίας.

Με τη βοήθεια του σχήματος 2.2 προσδιορίζεται ο παράγοντας διάταξης σε ένα τυχαίο σημείο $P(r, \theta, \phi)$ συναρτήσεως των συντεταγμένων της θέσης των στοιχείων ακτινοβολίας O_i όπου $i=0, 1, \dots, M-1$. Είναι

$$S(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m \exp(jkr_m \cos \psi_m)$$

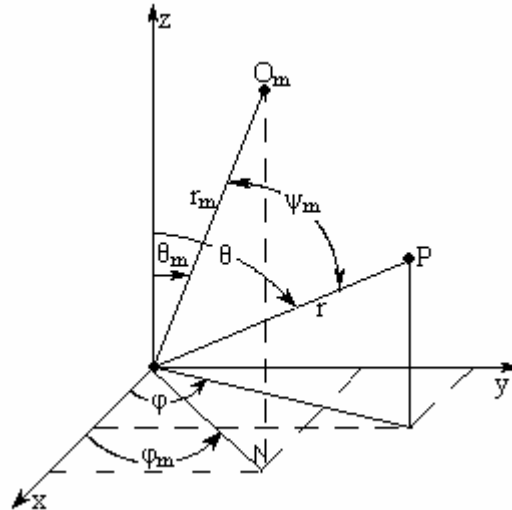
Σχέση 2.4

όπου

$$\cos \psi_m = \cos \theta_m \cos \theta + \sin \theta_m \sin \theta \cos(\phi - \phi_m)$$

Σχέση 2.5

και $k=2\pi/\lambda$ ο κυματικός αριθμός του μέσου διάδοσης.



Σχήμα 2.2: Γεωμετρία στοιχειοκεραίας

Από τη σχέση 2.4 φαίνεται ότι ο παράγοντας διάταξης άρα και η ένταση ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας εξαρτώνται από:

- Γεωμετρία της στοιχειοκεραίας (γραμμική, κυκλική, επίπεδη κλπ.)
- Συχνότητα λειτουργίας
- Απόσταση μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας
- Σχετική ρευματική διέγερση των στοιχείων ακτινοβολίας
- Πλήθος στοιχείων ακτινοβολίας

Πρέπει να τονιστεί ότι ο παράγοντας διάταξης δεν εξαρτάται από το είδος των ακτινοβολητών που την αποτελούν και συνήθως προσδιορίζεται αντικαθιστώντας τα στοιχεία ακτινοβολίας με ιστροπικούς ακτινοβολητές τοποθετημένους στα κέντρα διέγερσής τους.

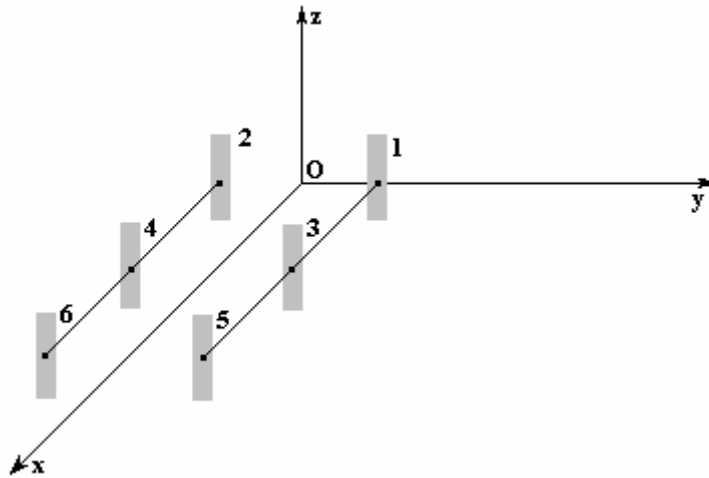
Μια πολύ σημαντική ιδιότητα του παράγοντα διάταξης είναι η αρχή του πολλαπλασιασμού των παραγόντων διάταξης. Συγκεκριμένα, ένα στοιχείο ακτινοβολίας που ανήκει σε μια στοιχειοκεραία με παράγοντα διάταξης $S_1(\theta, \phi)$ μπορεί και το ίδιο να είναι μια στοιχειοκεραία με παράγοντα διάταξης $S_2(\theta, \phi)$. Σε αυτή την περίπτωση ο συνολικός παράγοντας διάταξης είναι το γινόμενο των δύο.

$$S(\theta, \phi) = S_1(\theta, \phi)S_2(\theta, \phi)$$

Σχέση 2.6

Για παράδειγμα αν θεωρηθεί η διάταξη του σχήματος 2.3 τότε η στοιχειοκεραία μπορεί να εκληφθεί είτε ως έξι ανεξάρτητοι ακτινοβολητές, είτε ως στοιχειοκεραία τριών στοιχείων (παράγοντας διάταξης $S_{12-34-56}(\theta, \phi)$) όπου τα στοιχεία είναι τα ζεύγη ακτινοβολητών (1,2), (3,4) και (5,6) (παράγοντας διάταξης ζεύγους $S_{12}(\theta, \phi)$). Επίσης η στοιχειοκεραία μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από δύο στοιχεία (παράγοντας διάταξης $S_{135-246}(\theta, \phi)$), με τα στοιχεία να είναι οι τριάδες ακτινοβολητών (1,3,5) και (2,4,6) (παράγοντας διάταξης τριάδας $S_{135}(\theta, \phi)$). Ο παράγοντας διάταξης, λοιπόν, για τις πιο πάνω τρεις περιπτώσεις θα υπολογιστεί με βάση την αντίστοιχη ισότητα στην παρακάτω σχέση:

$$S(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^5 c_m \exp(jkr_m \cos \psi_m) = S_{12}(\theta, \phi)S_{12-34-56}(\theta, \phi) = S_{135}(\theta, \phi)S_{135-456}(\theta, \phi) \quad \text{Σχέση 2.7}$$

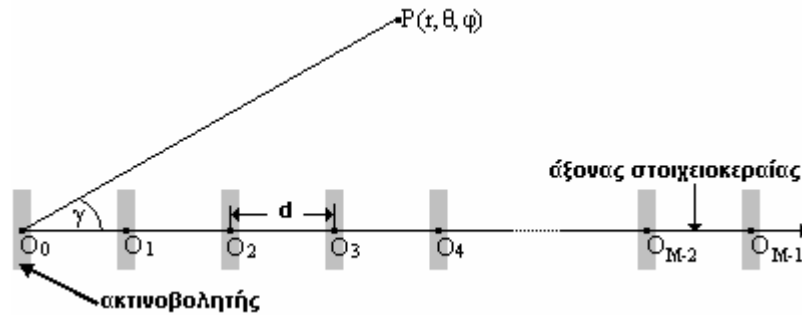


Σχήμα 2.3: Παράδειγμα στοιχειοκεραίας με στοιχεία ακτινοβολίας στοιχειοκεραιές.

Πρέπει να σημειωθεί ότι το μέτρο του παράγοντα διάταξης δεν μεταβάλλεται όταν υπάρξει πεπερασμένη μετατόπιση του κέντρου συντεταγμένων. Η επιλογή λοιπόν του κέντρου των συντεταγμένων είναι ελεύθερη με κριτήριο την ευκολία προσδιορισμού του παράγοντα διάταξης και την απλότητα της μαθηματικής του έκφρασης. Έτσι, συνήθως επιλέγεται κάποιο χαρακτηριστικό σημείο της διάταξης όπως π.χ. το γεωμετρικό κέντρο της στοιχειοκεραίας.

2.2.4 Γραμμικές στοιχειοκεραίες

Είναι οι στοιχειοκεραίες που αποτελούνται από ακτινοβολητές των οποίων τα κέντρα τους βρίσκονται επί μιας ευθείας, τον άξονα της στοιχειοκεραίας. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η περίπτωση μιας γραμμικής χωρικά ομοιόμορφης στοιχειοκεραίας M στοιχείων που αντιστοιχεί στη περίπτωση που μας ενδιαφέρει.



Σχήμα 2.4: Γραμμική χωρικά ομοιόμορφη στοιχειοκεραία M στοιχείων.

Λόγω της ιδιαιτερότητας των γραμμικών στοιχειοκεραίων αναμένεται ότι ο παράγοντας διάταξης θα είναι απλοποιημένος. Η εύρεση του παράγοντα διάταξης γίνεται με βάση το σχήμα 2.4 θεωρώντας ως κέντρο των συντεταγμένων το σημείο O_0 . Το σημείο παρατήρησης είναι το P , ενώ χρησιμοποιείται σφαιρικό σύστημα συντεταγμένων. Συγκρίνοντας τα σχήματα 2.4 και 2.2 και θεωρώντας χωρίς βλάβη της γενικότητας ότι ο άξονας της στοιχειοκεραίας είναι ο άξονας x προκύπτουν οι εξής συσχετίσεις:

$$r_m = md \quad \text{Σχέση 2.8}$$

$$\psi_m = \gamma \quad \text{Σχέση 2.9}$$

$$\theta_m = 90^\circ \text{ και } \phi_m = 0^\circ \quad \forall m \Rightarrow \cos \gamma = \sin \theta \cos \phi \quad \text{Σχέση 2.10}$$

όπου d είναι η απόσταση δύο διαδοχικών στοιχείων που ονομάζεται βήμα της στοιχειοκεραίας. Επομένως η σχέση 2.4 ανάγεται στην μορφή:

$$S(\gamma) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m \exp(jkmd \cos \gamma) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(jkmd(\cos \gamma - \cos \gamma_m)) \quad \text{Σχέση 2.11}$$

όπου έχει υποτεθεί ότι

$$c_m = a_m \exp(-jkmd \cos \gamma_m) \quad a_m, c_m \in \mathbb{C} \quad \text{Σχέση 2.12}$$

όπου γ_m είναι η γωνία στην οποία παρουσιάζεται το μέγιστο του παράγοντα διάταξης.

Η ανάλυση μπορεί να διευκολυνθεί αν ορισθεί η βοηθητική μεταβλητή ψ μέσω της σχέσης

$$\psi = kd(\cos \gamma - \cos \gamma_m) \quad \text{Σχέση 2.13}$$

Έτσι ο παράγοντας διάταξης προκύπτει ίσος με

$$S(\psi) = \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_m \exp(jm\psi) \quad \text{Σχέση 2.14}$$

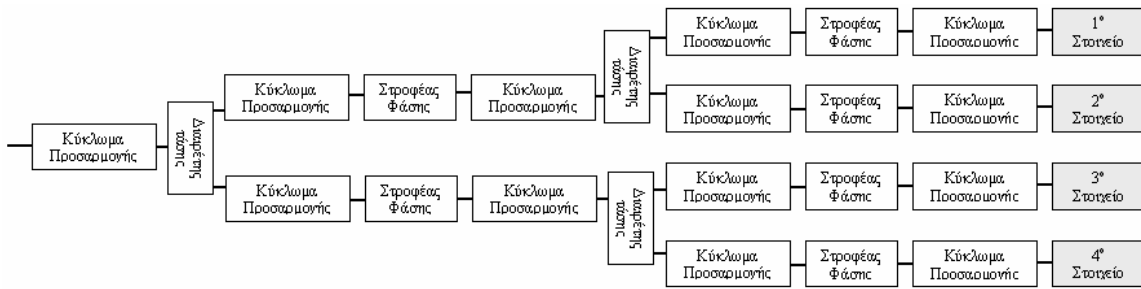
Με βάση την παραπάνω σχέση είναι εμφανές ότι το μέγιστο του παράγοντα διάταξης είναι στην γωνία $\psi=0$. Από την σχέση 2.14 είναι φανερό ότι ο παράγοντας διάταξης μπορεί να εκφραστεί ως περιοδική συνάρτηση της μεταβλητής ψ με περίοδο 2π . Έτσι αφού σχεδιαστεί το καρτεσιανό διάγραμμα ακτινοβολίας του $|S(\psi)|$ μπορεί να αντιστοιχισθεί με το πολικό διάγραμμα $|S(\gamma)|$. Σημειωτέον ότι η ψ είναι απλώς μια μεταβλητή και χρησιμοποιείται για διευκόλυνση. Σε μια στοιχειοκεραία μας ενδιαφέρει να γνωρίζουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας $|S(\gamma)|$ για όλες τις τιμές της γ δηλαδή από 0 ως 2π . Με βάση το σχήμα 2.4 είναι εμφανές ότι το $|S(\gamma)|$ είναι συμμετρικό περί τον άξονα της στοιχειοκεραίας οπότε η μεταβολή της γ αρκεί να είναι στο διάστημα $[0, \pi]$. Άρα οι τιμές που μας ενδιαφέρουν για τη ψ βρίσκονται στην περιοχή:

$$-kd(1 + \cos \gamma_m) \leq \psi \leq kd(1 - \cos \gamma_m) \quad \text{Σχέση 2.15}$$

Η περιοχή αυτή ονομάζεται ορατή περιοχή του ψ . Το εύρος αυτής καθορίζεται από το ηλεκτρικό βήμα kd , ενώ η θέση της από το παράγοντα $-kd\cos\gamma_m$.

2.3 Αρχιτεκτονική συστήματος στοιχειοκεραίας

Εκτός από την εύρεση του σωστών ρευματικών συντελεστών στη σχεδίαση μιας στοιχειοκεραίας είναι σημαντική και η σχεδίασης του συστήματος τροφοδότησης των στοιχείων ώστε οι ρευματικοί συντελεστές στην είσοδο των στοιχείων να είναι οι σωστοί. Για να κατανοηθεί ο τρόπος που υλοποιείται το κύκλωμα τροφοδότησης μιας στοιχειοκεραίας παρατίθεται στο σχήμα 2.5 ένα απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του συστήματος τροφοδότησης μιας στοιχειοκεραίας τεσσάρων στοιχείων.



Σχήμα 2.5: Αρχιτεκτονική συστήματος τροφοδότησης στοιχειοκεραίας

Όπως φαίνεται από το σχήμα το κύκλωμα τροφοδότησης αποτελείται από κυκλώματα προσαρμογής, διαιρέτες ισχύος, και στροφείς ή ολισθητές φάσης.

Οι διαιρέτες ισχύος (power dividers) χρησιμοποιούνται για τη διαίρεση της ισχύος μιας πηγής ή την άθροιση της ισχύος δύο κυμάτων. Με τους διαιρέτες ισχύος είναι δυνατή η τροφοδότηση των στοιχείων με το σωστό πλάτος της τάσης $|V_{in}|$ στο σημείο τροφοδοσίας.

Από την άλλη για την επίτευξη της σωστής φάσης της τάσης χρησιμοποιούνται οι στροφείς φάσης (phase shifters). Η λειτουργία των στροφένων φάσης είναι να παράγουν ελεγχόμενα διαφορετική φάση από ότι θα παρήγαγε στο ίδιο μήκος η απλή μικροταινία.

Τέλος εκτός από τη σωστή τροφοδότηση των στοιχείων πρέπει να υπάρχει καλή προσαρμογή μεταξύ του κυκλώματος και των στοιχείων ακτινοβολίας. Επιπρόσθετα, καλή προσαρμογή απαιτείται τόσο στην είσοδο του όλου συστήματος όσο και μεταξύ των διαφόρων μονάδων που αποτελούν το σύστημα τροφοδοσίας. Αν σε οποιοδήποτε σημείο του κυκλώματος δεν υπάρχει καλή προσαρμογή τότε το κύμα όταν θα φθάνει σε αυτό το σημείο θα ανακλάται προς τα πίσω (συντελεστής ανάκλασης στο σημείο αυτό κοντά στη μονάδα) με αποτέλεσμα το όλο σύστημα να παρουσιάζει μη προβλεπόμενη συμπεριφορά. Για τους παραπάνω λόγους όπου δεν υπάρχει καλή προσαρμογή πρέπει να χρησιμοποιούνται προσαρμοστικά κυκλώματα (matching networks).

Στην περίπτωση που η στοιχειοκεραία πρέπει να έχει τη δυνατότητα να στρέφει ηλεκτρονικά το διάγραμμα ακτινοβολίας της, τότε θα πρέπει τα παραπάνω στοιχεία να παρουσιάζουν μεταβλητή συμπεριφορά η οποία θα ελέγχεται μέσω ενός κυκλώματος ελέγχου.

Τέλος σημειώνεται ότι η αρχιτεκτονική που παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.5 είναι η απλούστερη περίπτωση αρχιτεκτονικής που χρησιμοποιείται σε γραμμικές στοιχειοκεραίες. Σε πολλές όμως πρακτικές περιπτώσεις για να επιτευχθούν πιο εύκολα κάποιοι σχεδιαστικοί στόχοι χρησιμοποιούνται μη συμμετρικά κυκλώματα.

2.4 Υπολογισμός των τάσεων, της αντίστασης εισόδου και της ισχύος τροφοδοσίας των στοιχείων της στοιχειοκεραίας

2.4.1 Θεωρητική ανάλυση

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας δεν χρειάστηκε να γίνει η σύνθεση της στοιχειοκεραίας για την οποία προορίζονταν τα προς σχεδίαση κυκλώματα των ολισθητών φάσης και των διαιρετών ισχύος γιατί είχαν βρεθεί από προηγουμένως οι ρευματικοί συντελεστές που ικανοποιούσαν τις προδιαγραφές που είχαν τεθεί για τη στοιχειοκεραία. Για την εύρεση των μιγαδικών ρευματικών συντελεστών και βελτιστοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας αναπτύχθηκε ένα λογισμικό εργαλείο βασισμένο στη θεωρία γενετικών αλγορίθμων, αφού με τις διάφορες μεθόδους σύνθεσης δεν ικανοποιήθηκαν οι προδιαγραφές ούτε με χωρικά ομοιόμορφη στοιχειοκεραία με σταθερό πλάτος και μεταβλητή φάση, αλλά ούτε με στοιχειοκεραία με μεταβλητή απόσταση μεταξύ των στοιχείων της. Το γεγονός ότι οι ρευματικοί συντελεστές είναι μιγαδικοί δυσχεραίνει πολύ τη σχεδίαση του κυκλώματος τροφοδότησης της στοιχειοκεραίας αφού πέρα από τη διαφορετική φάση τα στοιχεία διαθέτουν και διαφορετικό πλάτος. Πρέπει να σημειωθεί ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας χωρίστηκε σε τρεις περιοχές και βρέθηκαν οι ρευματικοί συντελεστές και για τις τρεις περιοχές. Οι περιοχές αυτές ήταν:

- Περιοχή I: $60^\circ - 72.5^\circ$
- Περιοχή II: $75^\circ - 105^\circ$
- Περιοχή III: $107.5^\circ - 120^\circ$

Το πλάτος και η φάση των ρευματικών συντελεστών για τις περιοχές αυτές φαίνονται στους πίνακες 2.1 και 2.2 αντίστοιχα.

Πλάτη ρευματικών συντελεστών								
Περιοχή	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7	I_8
I	0.204	0.238	0.154	0.242	0.712	1	0.918	0.48
II	0.082	0.415	0.834	1	0.765	0.281	0.066	0.251
III	0.458	0.87	1	0.706	0.25	0.151	0.233	0.181

Πίνακας 2.1: Πλάτη ρευματικών συντελεστών

Φάσεις ρευματικών συντελεστών								
Περιοχή	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_5	δ_6	δ_7	δ_8
I	201	172	145	20.8	6.83	10.3	13.5	17
II	96.3	97	95.7	95.7	95.7	95.7	-91.6	-83.3
III	10.3	5.2	1.8	0	8.8	132	163	193

Πίνακας 2.2: Φάσεις ρευματικών συντελεστών

Πρέπει να σημειωθεί ότι οι πιο πάνω συντελεστές με βάση τη σχέση 2.12 αντιστοιχούν στις τιμές a_m και όχι στις c_m , ενώ στους πίνακες ισχύει ότι:

$$a_m = I_m \exp(j\delta_m) \quad m=1,2,\dots,8 \quad \text{Σχέση 2.16}$$

Οι πραγματικές λοιπόν διεγέρσεις που πρέπει να χρησιμοποιηθούν για τη στοιχειοκεραία δίνονται από τους συντελεστές c_m που αντιστοιχούν στις τρεις περιοχές δηλαδή

$$c_{mr} = a_{mr} \exp(-jmkd \cos \gamma_{mr}) = I_{mr} \exp j(\delta_{mr} - mkd \cos \gamma_{mr}) \quad \text{Σχέση 2.17}$$

όπου c_{mr} είναι ο ρευματικός συντελεστής του m-οστού στοιχείου της περιοχής r, I_{mr} και δ_{mr} το πλάτος και η φάση του ρευματικού συντελεστή του m-οστού στοιχείου της περιοχής r με βάση τους πίνακες 2.1 και 2.2 αντίστοιχα, και γ_{mr} είναι η γωνία μεγίστου στην περιοχή r. Σημειώνεται ότι στη σχέση 2.17 ως στοιχείο αναφοράς ($m=0$) θεωρήθηκε αυτό που έχει το μοναδιαίο πλάτος με αποτέλεσμα τα προηγούμενα στοιχεία να έχουν $m=-1$, $m=-2$ κοκ και τα επόμενα $m=1$, $m=2$ κ.ο.κ. Οι γωνίες μεγίστου γ_m των τριών περιοχών φαίνονται στον πίνακα 2.3:

Περιοχή	Γωνία μεγίστου γ_m [deg]
I	70
II	90
III	110

Πίνακας 2.3: Γωνίες μεγίστου για τις προς εξέταση τρεις περιοχές.

Έχοντας υπολογίσει τους κανονικούς ρευματικούς συντελεστές c_{mr} πρέπει να βρούμε τη μήτρα των αντιστάσεων της στοιχειοκεραίας για να μπορέσουμε να υπολογίσουμε την τάση διέγερσης και την αντίσταση εισόδου των στοιχείων.

Για να υπολογίσουμε τη μήτρα των αντιστάσεων πρέπει να βρούμε την μήτρα των S παραμέτρων της διάταξης

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{18} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{28} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{81} & S_{82} & \cdots & S_{88} \end{bmatrix} \quad \text{Σχέση 2.18}$$

όπου S_{ii} είναι ο συντελεστής ανάκλασης του i -στού στοιχείου, ενώ S_{ij} είναι ο συντελεστής σύζευξης του i -στού και του j -στού στοιχείου. Επειδή τα στοιχεία είναι όλα όμοια είναι επόμενο ότι από τη μια ο συντελεστής ανάκλασης σε όλα τα στοιχεία θα είναι ίδιος και από την άλλη η σύζευξη μεταξύ του i -στού στοιχείου με το στοιχείο $i-k$ και το στοιχείο $i+k$ θα είναι η ίδια, ανεξαρτήτως του στοιχείου i . Επιπρόσθετα με βάση την απόσταση των στοιχείων ($d=\lambda_{air}/2$) αναμένεται ότι όταν δύο στοιχεία βρίσκονται αρκετά μακριά μεταξύ τους τότε η σύζευξη θα είναι αμελητέα. Για το λόγο αυτό θεωρήθηκε ότι στοιχεία με απόσταση πάνω από λ_{air} δεν αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Με βάση τα παραπάνω η σχέση για τη μήτρα των S παραμέτρων απλοποιείται στην ακόλουθη μορφή:

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{12} & S_{11} & S_{12} & S_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{13} & S_{12} & S_{11} & S_{12} & S_{13} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{13} & S_{12} & S_{11} & S_{12} & S_{13} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{13} & S_{12} & S_{11} & S_{12} & S_{13} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{13} & S_{12} & S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{13} & S_{12} & S_{11} & S_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \quad \text{Σχέση 2.19}$$

Αυτό που μένει για τον υπολογισμό της μήτρας των S παραμέτρων είναι η εύρεση των τιμών των S_{11} , S_{12} και S_{13} . Για να γίνει αυτό εισήχθησαν τρία στοιχεία της στοιχειοκεραίας σε απόσταση $d=\lambda_{air}/2$ και έγινε εξομοίωση αυτών με βάση το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ανάλυσης πλήρους κύματος HFSS v9.0. Οι τιμές που προέκυψαν από τις εξομοιώσεις φαίνονται στον πίνακα 2.4. Εδώ πρέπει να σημειωθεί

ότι οι τιμές παρόλο που είναι ανεξάρτητες από την περιοχή παρατήρησης, εξαρτώνται από τη συχνότητα.

Συχνότητα [GHz]	S ₁₁		S ₁₂		S ₁₃	
	Πλάτος	Φάση	Πλάτος	Φάση	Πλάτος	Φάση
25.50	0.71	-14.08	0.0227	99.75	0.0218	-155.69
25.60	0.62	-29.05	0.0319	81.59	0.0226	179.02
25.70	0.49	-48.58	0.0451	58.57	0.0208	150.49
25.80	0.32	-76.80	0.0603	31.17	0.0155	120.98
25.90	0.16	-134.85	0.0731	1.76	0.0081	97.89
26.00	0.21	138.96	0.0796	-26.54	0.0025	133.25
26.10	0.35	102.29	0.0799	-51.58	0.0057	179.62
26.20	0.47	81.95	0.0767	-72.78	0.0087	169.07
26.30	0.56	67.46	0.0721	-90.59	0.0104	155.25
26.40	0.62	56.07	0.0674	-105.72	0.0111	142.44
26.50	0.66	46.61	0.0630	-118.84	0.0112	131.09

Πίνακας 2.4: Τιμές των παραμέτρων S₁₁, S₂₁ και S₃₁ για τρία στοιχεία της στοιχειοκεραιάς σε απόσταση $d = \lambda_{air}/2$ για το εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5GHz με βήμα συχνότητας 0.1GHz.

Από τη θεωρία μικροκυματικών διθύρων προκύπτει ότι η σχέση μετασχηματισμού της μήτρας S ενός πολυθύρου, στην περίπτωση μας η μήτρα S παραμέτρων των στοιχείων της στοιχειοκεραιάς, στην μήτρα αντιστάσεων Z είναι:

$$\bar{Z} = \bar{Z}_o^{-1/2} \cdot (\bar{I} + \bar{S}) \cdot (\bar{I} - \bar{S})^{-1} \cdot \bar{Z}_o^{-1/2} \quad \text{Σχέση 2.20}$$

όπου \bar{I} είναι η μοναδιαία μήτρα 8×8, ενώ η μήτρα $\bar{Z}_o^{-1/2}$ δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{Z}_o^{-1/2} = \begin{bmatrix} Z_{o1}^{1/2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_{o2}^{1/2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & Z_{o8}^{1/2} \end{bmatrix} \quad \text{Σχέση 2.21}$$

όπου Z_{om} η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς που τροφοδοτεί τη m-οστή θύρα. Για όλα τα στοιχεία της στοιχειοκεραιάς θεωρήθηκε ότι τροφοδοτούνται

από γραμμές μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω. Σημειώνεται ότι στη μήτρα αντιστάσεων τα Z_{ii} αντιπροσωπεύουν της ίδια αντίσταση (self impedance) του i-οστού στοιχείου και Z_{ij} την αμοιβαία αντίσταση (mutual impedance) μεταξύ των στοιχείων i και j. Από τη σχέση 2.21 λοιπόν προκύπτει μια μήτρα των αντιστάσεων της στοιχειοκεραίας για κάθε μια από τις συχνότητες του πίνακα 2.4.

Για την εύρεση των τάσεων στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας πρέπει να υπολογιστεί και η τάση που επάγεται από τα άλλα στοιχεία. Έτσι, αν V_{nm} η τάση που επάγεται στο στοιχείο n λόγω της ρευματικής κατανομής στο στοιχείο m, τότε η τάση τροφοδοσίας V_n του n-οστού στοιχείου μπορεί να βρεθεί από τη σχέση:

$$V_n = \sum_{m=1}^M V_{nm} = \sum_{m=1}^M Z_{nm} I_m \quad \text{όπου } n = 1, 2, \dots, M \quad \text{Σχέση 2.22}$$

Σε μορφή μήτρων η αντίστοιχη σχέση είναι:

$$\bar{V} = \bar{Z} \cdot \bar{I} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{M1} & Z_{M2} & \dots & Z_{MM} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_M \end{bmatrix} \quad \text{Σχέση 2.23}$$

όπου M ο αριθμός των στοιχείων της στοιχειοκεραίας δηλαδή M=8.

Από τη σχέση 2.23 υπολογίζεται το διάνυσμα των τάσεων τροφοδοσίας των στοιχείων της στοιχειοκεραίας διαστάσεων 1×8 για κάθε μια από τις συχνότητες του πίνακα 2.4 και για τις τρεις περιοχές.

Για τον υπολογισμό της αντίστασης εισόδου Z_{in} κάθε στοιχείου χρησιμοποιείται η σχέση:

$$Z_n^{in} = \frac{V_n}{I_n} = \frac{\sum_{m=1}^M Z_{nm} \cdot I_m}{I_n} \quad \text{όπου } n = 1, 2, \dots, M \quad \text{Σχέση 2.24}$$

όπου Z_n^{in} , V_n και I_n είναι η αντίσταση εισόδου, η τάση και το ρεύμα στο σημείο τροφοδοσίας του n-οστού στοιχείου αντίστοιχα. Για την εξαγωγή αυτής της σχέσης έχει γίνει η ρεαλιστική υπόθεση ότι στην περίπτωση που οι ακροδέκτες του στοιχείου είναι ανοικτοκυκλωμένοι τότε το ρεύμα στο σημείο τροφοδότησης είναι μηδενικό. Από τη σχέση αυτή προέκυψε το διάνυσμα των αντιστάσεων εισόδου των στοιχείων της

στοιχειοκεραίας διαστάσεων 1×8 για κάθε μια από τις συχνότητες του πίνακα 2.4 και για τις τρεις περιοχές.

Για τον υπολογισμό της απαιτούμενης πραγματικής ισχύος που χρειάζεται κάθε στοιχείο ισχύει:

$$P_n^{in} = \operatorname{Re}\{V_n I_n^*\} = \operatorname{Re}\{Z_n^{in} \cdot I_n \cdot I_n^*\} = |I_n|^2 \operatorname{Re}\{Z_n^{in}\} = \frac{|V_n|^2 \operatorname{Re}\{Z_n^{in}\}}{|Z_n^{in}|^2} \quad \text{Σχέση 2.25}$$

Η σχέση 2.25 δίνει μια τιμή ισχύος για το κάθε στοιχείο στην περιοχή συχνοτήτων [25.5, 26.5] σε μια περιοχή παρατήρησης. Σημειώνεται ότι παρόλο που οι σχέσεις 2.22–2.25 αναφέρονται στις μη κανονικοποιημένες τιμές των ρευμάτων των στοιχείων εντούτοις μπορούν να εφαρμοστούν και στην περίπτωση όπου έχουμε κανονικοποιημένες τιμές των ρευμάτων δηλαδή τους ρευματικούς συντελεστές c_m .

2.4.2 Αποτελέσματα

Για να βρεθούν τα παραπάνω στοιχεία αναπτύχθηκε ένα πρόγραμμα στο Matlab R13. Όπως θα δειχθεί στη συνέχεια, πέραν από τα παραπάνω παράχθηκαν και οι γραφικές παραστάσεις των προς εξέταση μεγεθών συναρτήσει της συχνότητας. Το πρόγραμμα παρατίθεται στο παράρτημα II μαζί με επεξηγηματικά σχόλια. Σε αυτή την υποενότητα θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα που χρειάζονται για την σχεδίαση των στοιχείων που αποτελούν το σύστημα τροφοδοσίας της στοιχειοκεραίας όπως προέκυψαν από το πρόγραμμα και θα σχολιαστούν.

Τα χρήσιμα αποτελέσματα αφορούν την αντίσταση εισόδου που χρειάζεται στην επίτευξη προσαρμογής, την τάση των στοιχείων με έμφαση στην φάση της τάσης, που θα χρειαστεί στην σχεδίαση των στροφών φάσης, καθώς και την πραγματική ισχύ των στοιχείων βάσει της οποίας θα βρεθεί η διαίρεση ισχύος που πρέπει να γίνει μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας.

Στους πίνακες 2.5 – 2.10 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν για την για το πλάτος και τη φάση της αντίστασης εισόδου Z_{in} για τις τρεις περιοχές παρατήρησης.

Πλάτος της αντίστασης εισόδου $ Z_{in} $ για την πρώτη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1° Στοιχείο	274.8	157.7	97.0	61.6	41.2	34.0	38.2	48.6	61.6	76.4	93.2
2° Στοιχείο	239.1	135.0	83.5	54.7	40.1	38.0	45.1	56.7	70.7	86.7	105.1

3 ^ο Στοιχείο	283.8	129.2	64.5	35.4	29.0	37.3	50.8	66.4	83.6	102.9	125.4
4 ^ο Στοιχείο	351.0	206.9	126.0	78.2	48.6	32.5	30.3	38.3	50.6	65.1	81.7
5 ^ο Στοιχείο	272.7	165.2	103.8	67.6	47.0	39.4	42.6	52.1	64.6	79.2	95.8
6 ^ο Στοιχείο	255.4	153.2	96.3	63.5	45.9	41.2	46.3	56.7	69.8	84.9	102.3
7 ^ο Στοιχείο	243.2	143.9	90.1	59.8	45.0	43.0	49.9	61.2	75.1	90.9	108.9
8 ^ο Στοιχείο	236.1	135.5	83.5	56.0	45.2	47.3	57.0	70.4	86.1	104.0	124.6

Πίνακας 2.5: Πλάτος της αντίστασης εισόδου $|Z_{in}|$ κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην πρώτη περιοχή παρατήρησης.

Φάση της αντίστασης εισόδου Z_{in} για την πρώτη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1 ^ο Στοιχείο	-38.0	-48.1	-48.4	-41.0	-23.3	5.5	31.6	46.8	54.7	58.7	60.4
2 ^ο Στοιχείο	-42.0	-48.0	-44.3	-32.4	-10.5	16.8	37.3	48.7	54.7	57.5	58.4
3 ^ο Στοιχείο	-60.1	-68.6	-60.7	-35.5	6.9	37.2	51.3	57.8	60.6	61.5	60.8
4 ^ο Στοιχείο	-23.6	-42.6	-49.1	-47.9	-37.8	-13.6	20.7	44.8	57.1	63.4	66.8
5 ^ο Στοιχείο	-27.6	-40.6	-42.4	-36.0	-20.0	4.9	28.1	42.7	50.7	54.8	56.5
6 ^ο Στοιχείο	-31.3	-41.8	-41.5	-32.7	-14.4	10.4	31.0	43.5	50.1	53.4	54.5
7 ^ο Στοιχείο	-34.5	-42.9	-40.8	-29.7	-9.2	15.4	33.8	44.4	49.9	52.5	53.0
8 ^ο Στοιχείο	-37.4	-44.1	-39.3	-24.6	-0.8	22.6	37.8	45.9	49.7	50.9	50.3

Πίνακας 2.6: Φάση της αντίστασης εισόδου Z_{in} σε μοίρες κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην πρώτη περιοχή παρατήρησης.

Πλάτος της αντίστασης εισόδου $ Z_{in} $ για την δεύτερη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1 ^ο Στοιχείο	99.7	116.1	101.8	86.0	73.8	66.6	64.5	66.4	71.0	77.2	84.5
2 ^ο Στοιχείο	207.6	138.9	95.9	69.4	54.5	49.4	51.9	59.4	69.8	82.2	96.3
3 ^ο Στοιχείο	230.5	145.3	95.8	66.7	51.0	46.5	50.4	59.4	71.1	84.8	100.4
4 ^ο Στοιχείο	236.1	147.2	96.1	66.2	50.3	45.9	50.1	59.3	71.3	85.2	101.2
5 ^ο Στοιχείο	231.1	145.5	95.8	66.5	50.9	46.3	50.3	59.2	71.0	84.7	100.3
6 ^ο Στοιχείο	204.4	137.6	96.0	70.6	56.3	51.1	53.5	60.7	70.8	83.0	96.9
7 ^ο Στοιχείο	444.5	239.5	131.3	70.1	36.9	33.0	48.3	67.8	88.6	111.4	137.0
8 ^ο Στοιχείο	261.3	155.2	95.1	59.9	41.5	38.0	45.2	57.3	71.7	88.0	106.5

Πίνακας 2.7: Πλάτος της αντίστασης εισόδου $|Z_{in}|$ κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην δεύτερη περιοχή παρατήρησης.

Φάση της αντίστασης εισόδου Z _{in} για την δεύτερη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1 ^ο Στοιχείο	4.8	-4.3	-9.6	-9.7	-5.5	1.8	10.2	17.5	22.9	26.1	27.5
2 ^ο Στοιχείο	-26.1	-33.0	-32.1	-24.5	-10.7	7.0	23.1	34.4	41.2	44.9	46.4
3 ^ο Στοιχείο	-28.6	-37.2	-36.2	-27.6	-11.5	8.9	26.6	38.1	44.7	48.0	49.1
4 ^ο Στοιχείο	-29.0	-38.0	-37.1	-28.4	-11.9	9.2	27.2	38.7	45.3	48.5	49.6
5 ^ο Στοιχείο	-28.7	-37.3	-36.3	-27.8	-11.6	8.9	26.7	38.2	44.7	48.1	49.2
6 ^ο Στοιχείο	-25.5	-31.9	-30.6	-23.1	-9.9	6.8	22.2	33.1	39.8	43.4	44.8
7 ^ο Στοιχείο	-28.6	-49.7	-56.9	-52.9	-28.2	20.2	46.1	55.1	58.0	58.2	56.6
8 ^ο Στοιχείο	-33.1	-44.4	-44.9	-35.9	-14.7	14.3	36.1	47.8	53.7	56.3	56.9

Πίνακας 2.8: Φάση της αντίστασης εισόδου Z_{in} σε μοίρες κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην δεύτερη περιοχή παρατήρησης.

Πλάτος της αντίστασης εισόδου Z _{in} για την τρίτη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1 ^ο Στοιχείο	236.6	135.5	83.6	56.1	45.3	47.4	57.0	70.3	85.9	103.7	124.0
2 ^ο Στοιχείο	243.2	143.9	90.1	59.9	45.3	43.5	50.4	61.8	75.6	91.5	109.7
3 ^ο Στοιχείο	253.9	152.2	95.7	63.0	45.6	41.1	46.4	56.9	70.1	85.3	102.7
4 ^ο Στοιχείο	273.3	165.3	103.8	67.6	47.0	39.4	42.6	52.0	64.5	79.0	95.5
5 ^ο Στοιχείο	343.3	204.0	125.0	78.2	49.3	34.0	32.2	40.0	52.1	66.3	82.6
6 ^ο Στοιχείο	290.6	132.8	65.8	34.9	27.7	36.4	50.4	66.3	83.8	103.5	126.4
7 ^ο Στοιχείο	239.7	135.0	83.4	54.5	39.8	37.5	44.4	55.9	69.8	85.7	103.9
8 ^ο Στοιχείο	278.1	158.7	97.5	61.9	41.2	33.6	37.6	47.8	60.7	75.4	92.1

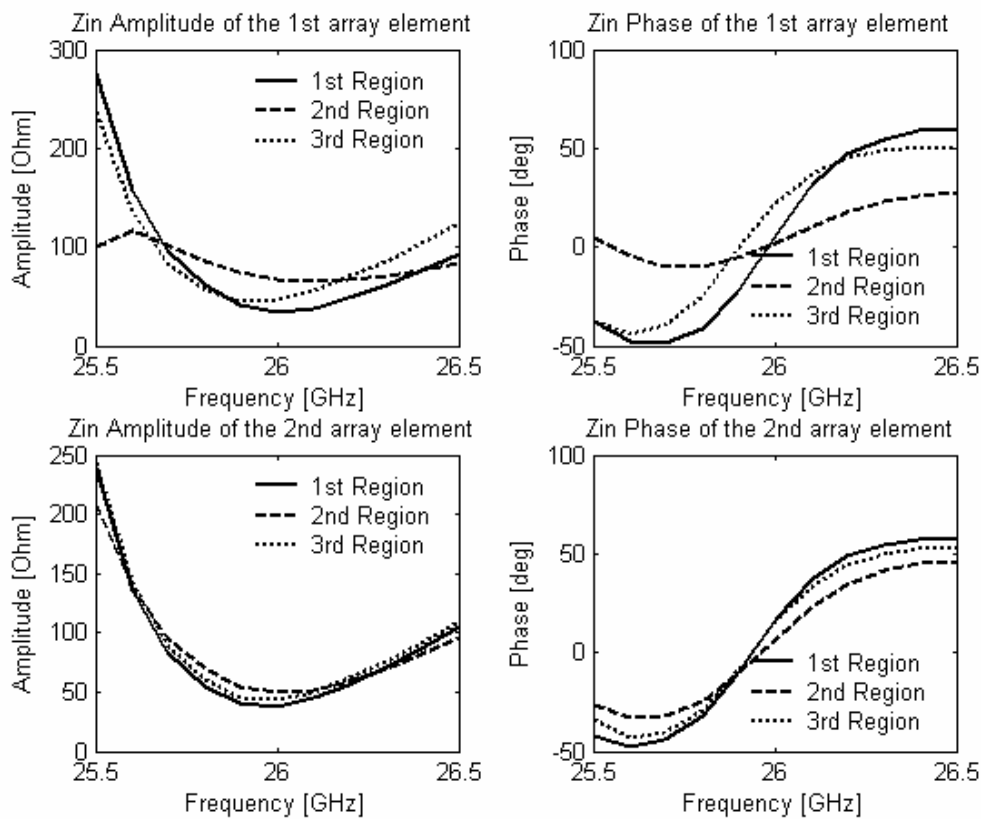
Πίνακας 2.9: Πλάτος της αντίστασης εισόδου |Z_{in}| κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην τρίτη περιοχή παρατήρησης.

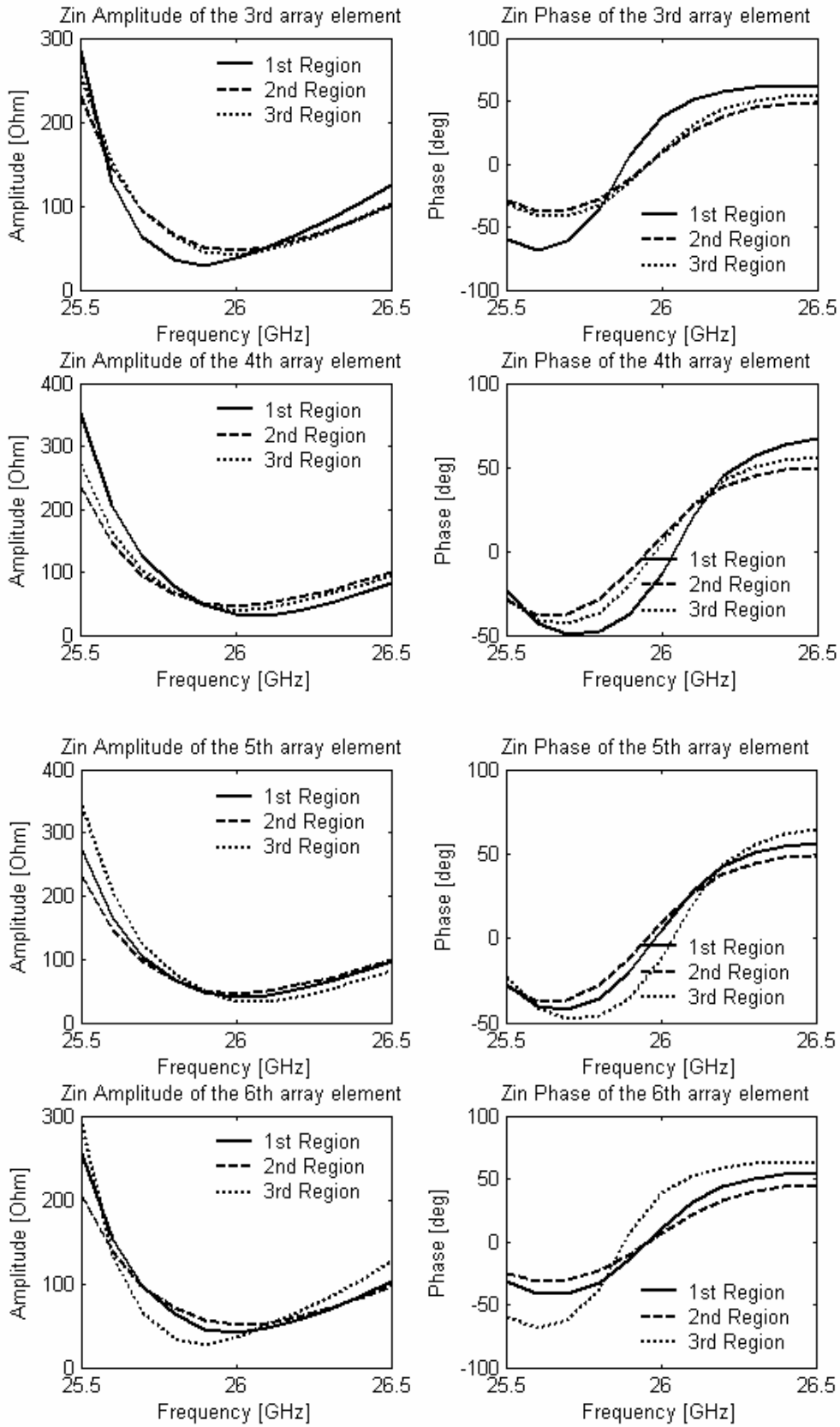
Φάση της αντίστασης εισόδου Z _{in} για την τρίτη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1 ^ο Στοιχείο	-37.8	-44.3	-39.5	-24.7	-1.0	22.3	37.4	45.5	49.3	50.5	49.9
2 ^ο Στοιχείο	-34.3	-42.8	-40.6	-29.4	-8.8	15.6	33.7	44.2	49.7	52.2	52.6
3 ^ο Στοιχείο	-31.5	-41.8	-41.5	-32.6	-14.1	10.9	31.5	43.8	50.4	53.7	54.8
4 ^ο Στοιχείο	-27.9	-40.8	-42.6	-36.2	-20.1	4.6	27.9	42.5	50.5	54.6	56.4
5 ^ο Στοιχείο	-22.6	-41.3	-47.6	-46.1	-35.5	-11.7	20.5	43.3	55.3	61.5	64.8
6 ^ο Στοιχείο	-59.3	-68.9	-62.3	-37.9	6.7	38.6	52.7	59.0	61.8	62.5	61.8

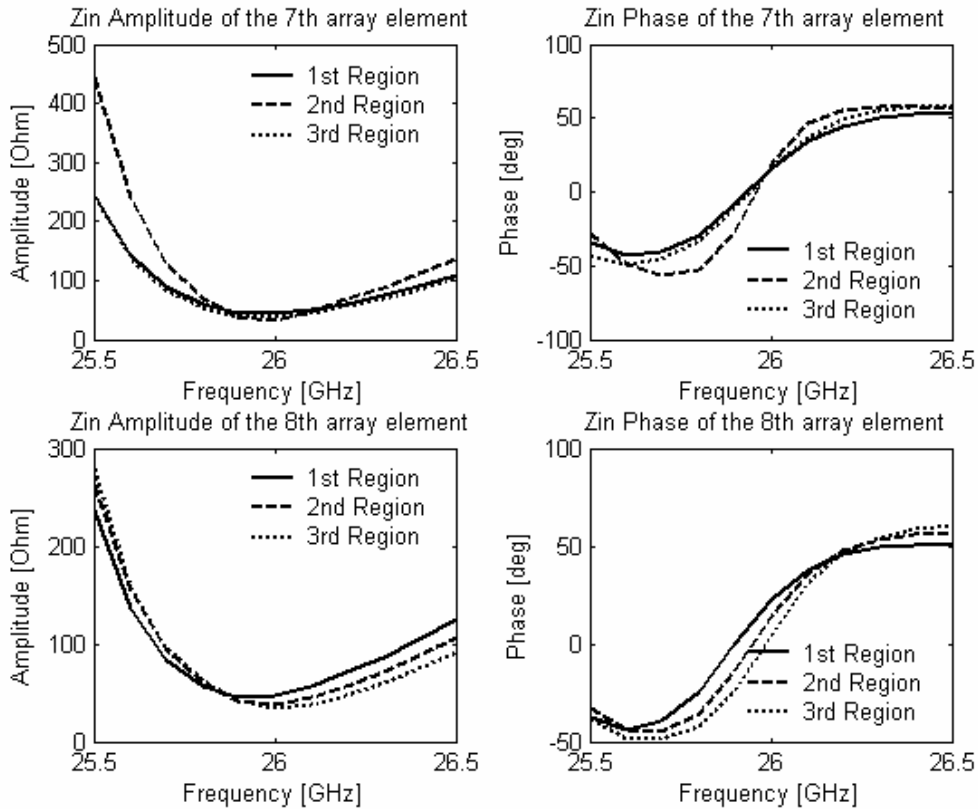
7° Στοιχείο	-42.5	-48.5	-44.8	-33.0	-11.1	16.4	37.2	48.8	54.9	57.8	58.8
8° Στοιχείο	-38.6	-48.7	-49.0	-41.8	-24.3	4.4	31.1	46.6	54.6	58.7	60.5

Πίνακας 2.10: Φάση της αντίστασης εισόδου Z_{in} σε μοίρες κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην τρίτη περιοχή παρατήρησης.

Με προσεκτική παρατήρηση των αποτελεσμάτων φαίνεται ότι για τιμές γύρω από τα 26 GHz η αντίσταση εισόδου είναι κοντά στα 50Ω. Επιπρόσθετα από τα αποτελέσματα φαίνεται ότι για τιμές κυρίως στα 25.5 και 25.6 GHz και λιγότερο στα 26.4 και 26.5 οι τιμές της αντίστασης εισόδου αποκτούν πολύ μεγάλη τιμή πράγμα που δεν είναι επιθυμητό. Οι πιο πάνω παρατηρήσεις επιβεβαιώνονται και από τις επόμενες γραφικές παραστάσεις του πλάτους και της φάσης της αντίστασης εισόδου για κάθε ένα από τα οκτώ στοιχεία στις τρεις περιοχές παρατήρησης.

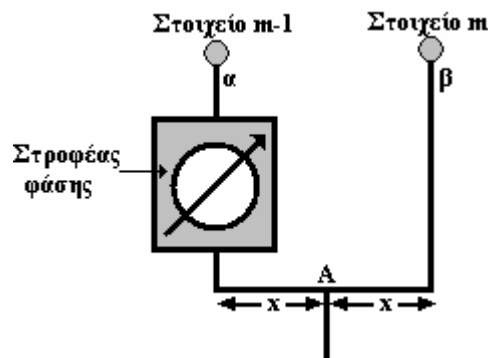






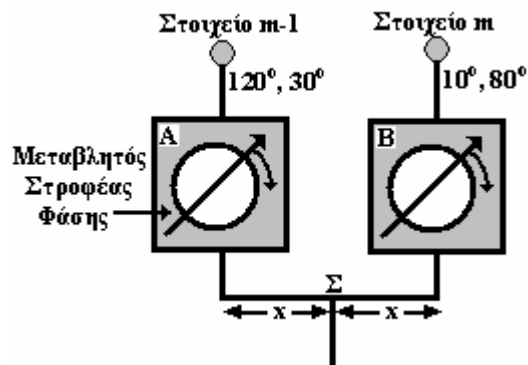
Σχήμα 2.6: Γραφικές παραστάσεις του πλάτους και της φάσης της Z_{in} των στοιχείων στις τρεις περιοχές παρατήρησης στη ζώνη συχνοτήτων 25.5-26.5 GHz

Εκτός από την αντίσταση εισόδου υπολογίστηκε και η τάση των στοιχείων για να βρεθεί πόσο μεγάλη είναι η διαφορά φάσης που πρέπει να επιτευχθεί μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Αυτό έγινε γιατί το μέγεθος που ελέγχεται για να επιτευχθεί σωστή φάση των ρευματικών συντελεστών είναι η φάση της τάσης. Για να γίνει αντιληπτός ο όρος 'διαφορά φάσης' παρατίθεται το σχήμα 2.7.



Σχήμα 2.7: Σταθερή στροφή φάσης στη στοιχειοκεραία

Στο σχήμα φαίνεται ένα μέρος του κυκλώματος τροφοδότησης των στοιχείων μιας στοιχειοκεραίας που δεν πραγματοποιεί ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας. Συγκεκριμένα βλέπουμε δύο στοιχεία τα $m-1$ και m τα οποία πρέπει να τροφοδοτηθούν με τάση που να έχουν φάση α και β . Για να μπορέσει να γίνει σωστή τροφοδότηση πρέπει η φάση στο σημείο A να είναι τέτοια ώστε, αν συμπεριλάβουμε και τη στροφή φάσης λόγω της γραμμής μεταφοράς, η φάσης στο σημείο τροφοδότησης του στοιχείου m να είναι ακριβώς β . Η κατάλληλη φάση στο σημείο A μπορεί να επιτευχθεί με την τοποθέτηση στροφέων φάσης στο κύκλωμα τροφοδότησης πριν απ' αυτό. Είναι εμφανές ότι αν δεν υπήρχε ο στροφέας φάσης τότε δεν θα ήταν δυνατή η επίτευξη σωστής τροφοδότησης στο στοιχείο $m-1$. Για να τροφοδοτηθεί σωστά λοιπόν αυτό το στοιχείο, πρέπει ο στροφέας φάσης να παράγει $(\alpha-\beta)^\circ$ στροφή φάσης. Σημειώνεται ότι μπορεί πάντα να επιτυγχάνεται διαφορά φάσης μικρότερη από 180° με τοποθέτηση του στροφέας φάσης είτε στο στοιχείο m είτε στο $m-1$.



Σχήμα 2.8: Μεταβλητή στροφή φάσης στη στοιχειοκεραία

Η περίπτωση που η στοιχειοκεραία κάνει ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας παρουσιάζεται στο σχήμα 2.8. Σε αυτή την περίπτωση ο τομέας παρατήρησης της στοιχειοκεραίας χωρίζεται σε περιοχές παρατήρησης και ανάλογα με τη περιοχή που πρέπει να στραφεί το διάγραμμα ακτινοβολίας γίνεται η κατάλληλη τροφοδότηση. Για να επιτευχθεί όμως αυτό, τα στοιχεία που αποτελούν το κύκλωμα της στοιχειοκεραίας πρέπει να έχουν την δυνατότητα να παρουσιάσουν μεταβλητή συμπεριφορά. Αυτό σημαίνει ότι οι στροφείς φάσης πρέπει να έχουν την δυνατότητα να παράγουν μεταβλητή στροφή φάσης.

Στο σχήμα φαίνεται η περίπτωση όπου ο τομέας παρατήρησης είναι χωρισμένος σε δύο περιοχές. Αναφορικά με τη πρώτη περιοχή το στοιχείο $m-1$ πρέπει να έχει φάση 120° και το στοιχείο m 10° . Αυτό σημαίνει ότι αν γίνει διευθέτηση ώστε στο

σημείο Σ η φάση να είναι τέτοια που να απαιτείται στροφή φάσης 0° από το στροφέα Β τότε από το στροφέα Α θα απαιτείται 110° στροφή φάσης. Αυτή είναι και η λιγότερη στροφή φάσης που μπορεί να επιτευχθεί στη συγκεκριμένη περίπτωση. Όταν η στοιχειοκεραία πρέπει να λειτουργήσει στη δεύτερη περιοχή παρατήρησης τότε η μικρότερη στροφή φάσης που μπορεί να χρειαστεί είναι όταν ο στροφέας φάσης Α χρειαστεί να παράγει μηδενική στροφή φάσης και ο στροφέας φάσης Β να παράγει στροφή $80-30=50^\circ$.

Στους πίνακες 2.11 – 2.13 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν για την φάση της τάσης στο σημείο τροφοδότησης των στοιχείων στο διάστημα συχνοτήτων [25.5, 26.5] GHz και για τις τρεις περιοχές παρατήρησης.

Φάση της τάσης εισόδου Vin για την πρώτη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1° Στοιχείο	110.8	100.7	100.4	107.8	125.5	154.3	-179.6	-164.4	-156.5	-152.5	-150.8
2° Στοιχείο	16.3	10.2	14.0	25.8	47.7	75.0	95.5	107.0	113.0	115.8	116.7
3° Στοιχείο	-90.4	-98.9	-91.0	-65.8	-23.4	6.9	21.0	27.5	30.3	31.1	30.5
4° Στοιχείο	120.3	101.3	94.8	96.0	106.1	130.3	164.6	-171.2	-158.9	-152.6	-149.3
5° Στοιχείο	40.8	27.8	26.0	32.4	48.4	73.3	96.5	111.1	119.1	123.2	124.9
6° Στοιχείο	-21.0	-31.5	-31.2	-22.4	-4.1	20.7	41.3	53.8	60.4	63.7	64.8
7° Στοιχείο	-82.5	-91.0	-88.9	-77.8	-57.2	-32.7	-14.3	-3.7	1.9	4.4	4.9
8° Στοιχείο	-143.6	-150.2	-145.5	-130.7	-106.9	-83.5	-68.3	-60.3	-56.4	-55.2	-55.9

Πίνακας 2.11: Φάση της τάσης εισόδου Vin σε μοίρες κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην πρώτη περιοχή παρατήρησης.

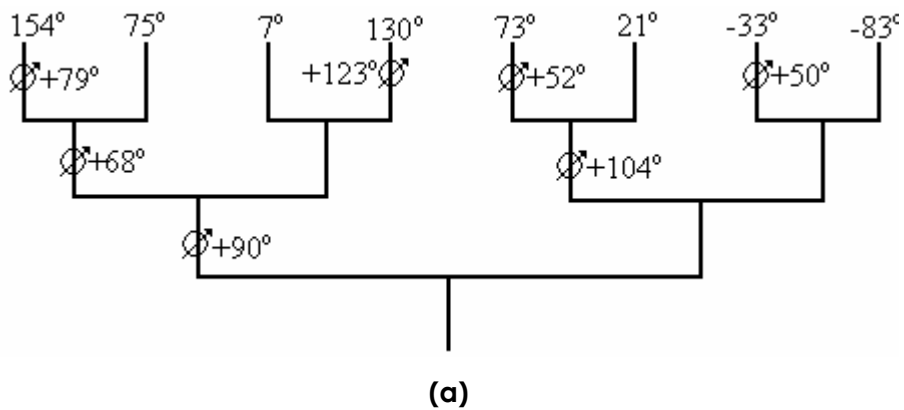
Φάση της τάσης εισόδου Vin για την δεύτερη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1° Στοιχείο	101.1	92.0	86.7	86.6	90.8	98.1	106.5	113.8	119.2	122.4	123.8
2° Στοιχείο	70.9	64.0	64.9	72.5	86.3	104.0	120.1	131.4	138.2	141.9	143.4
3° Στοιχείο	67.1	58.5	59.5	68.1	84.2	104.6	122.3	133.8	140.4	143.7	144.8
4° Στοιχείο	66.7	57.7	58.6	67.3	83.8	104.9	122.9	134.4	141.0	144.2	145.3
5° Στοιχείο	67.0	58.4	59.4	67.9	84.1	104.6	122.4	133.9	140.4	143.8	144.9
6° Στοιχείο	70.2	63.8	65.1	72.6	85.8	102.5	117.9	128.8	135.5	139.1	140.5
7° Στοιχείο	-120.2	-141.3	-148.5	-144.5	-119.8	-71.4	-45.5	-36.5	-33.6	-33.4	-35.0
8° Στοιχείο	-116.4	-127.7	-128.2	-119.2	-98.0	-69.0	-47.2	-35.5	-29.6	-27.0	-26.4

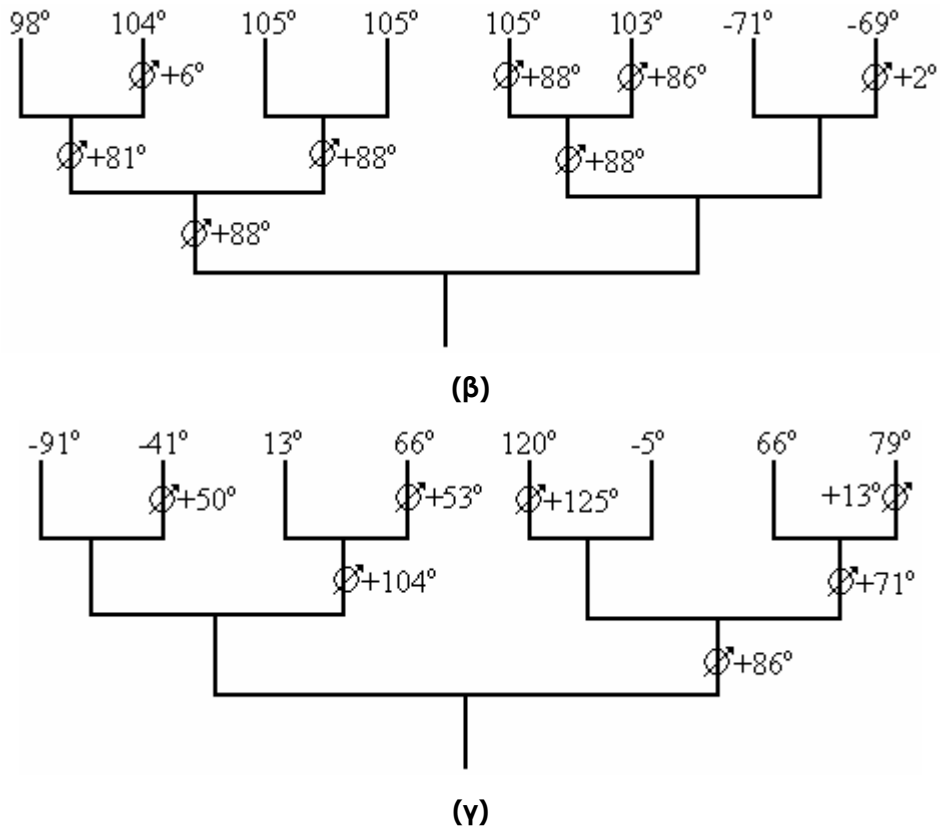
Πίνακας 2.12: Φάση της τάσης εισόδου Vin σε μοίρες κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην δεύτερη περιοχή παρατήρησης.

Φάση της τάσης εισόδου Vin για την τρίτη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1ο Στοιχείο	-150.6	-157.2	-152.3	-137.6	-113.9	-90.6	-75.4	-67.4	-63.5	-62.3	-63.0
2ο Στοιχείο	-90.7	-99.1	-96.9	-85.8	-65.1	-40.8	-22.6	-12.1	-6.7	-4.2	-3.7
3ο Στοιχείο	-29.7	-40.0	-39.7	-30.8	-12.3	12.7	33.3	45.6	52.2	55.5	56.6
4ο Στοιχείο	33.6	20.7	18.9	25.4	41.4	66.2	89.4	104.1	112.0	116.2	117.9
5ο Στοιχείο	109.4	90.6	84.3	85.9	96.4	120.3	152.5	175.2	-172.8	-166.5	-163.3
6ο Στοιχείο	-102.6	-112.2	-105.6	-81.2	-36.6	-4.7	9.4	15.7	18.5	19.2	18.5
7ο Στοιχείο	6.7	0.7	4.5	16.2	38.1	65.7	86.4	98.1	104.2	107.1	108.0
8ο Στοιχείο	102.2	92.1	91.8	99.0	116.5	145.3	171.9	-172.6	-164.6	-160.5	-158.7

Πίνακας 2.23: Φάση της τάσης εισόδου Vin σε μοίρες κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην τρίτη περιοχή παρατήρησης.

Για να βρεθεί η ακριβής στροφή φάσης που χρειάζεται να επιτευχθεί έγινε μια ανάλυση της στροφής φάσης που απαιτείται στη συχνότητα λειτουργίας (26GHz) για τις τρεις περιοχές παρατήρησης όταν δεν απαιτείται ηλεκτρονική στροφή φάσης. Η ανάλυση αυτή συνοψίζεται στο επόμενο σχήμα όπου παρουσιάζονται τα συμμετρικά κυκλώματα τροφοδότησης των στοιχείων της στοιχειοκεραίας στις τρεις περιοχές παρατήρησης. Στο σχήμα σημειώνονται οι φάσεις των στοιχείων καθώς και οι στροφείς φάσης πρέπει να τοποθετηθούν στο κύκλωμα μαζί με τη στροφή φάσης που πρέπει να επιτύχουν για τη σωστή τροφοδότηση των στοιχείων.





Σχήμα 2.9: Σχηματικά διαγράμματα της στροφής φάσης που πρέπει να παραχθεί από τους στροφείς φάσης για τη σωστή διέγερση των στοιχείων στην **(α)** πρώτη, **(β)** δεύτερη και **(γ)** τρίτη περιοχή παρατήρησης αντίστοιχα.

Όπως προκύπτει λοιπόν από το σχήμα η μέγιστη στροφή φάσης που απαιτείται είναι στη τρίτη περιοχή παρατήρησης και είναι +125°. Κάτι αξιοπρόσεκτο είναι ότι στο σχήμα σε όλες τις περιπτώσεις σημειώνεται η στροφή φάσης με + σαν πρόσημο. Αυτό γίνεται για να τονιστεί ότι ένα είδος στροφέα φάσης μπορεί να παράγει στροφή φάσης είτε μόνο θετική είτε μόνο αρνητική σε σχέση με τη μικροταινία. Τέλος σημειώνεται ότι η πηγή που θα τοποθετηθεί στο κύκλωμα θα πρέπει να έχει τέτοια φάση ώστε να τροφοδοτείται σωστά το 8^ο(φάση -83°), το 7^ο(φάση -71°) και το 1^ο(φάση -91°) στοιχείο στις τρεις περιπτώσεις αντίστοιχα.

Εκτός από τη Z_{in} και τη φάση της V_{in} μας ενδιαφέρει και η ισχύς τροφοδοσίας των στοιχείων P_{in} για να βρεθεί η διαίρεση ισχύος που πρέπει να επιτευχθεί από τους διαιρέτες ισχύος (power dividers) του κυκλώματος. Η ισχύς P_{in} όπως αναφέρθηκε προηγουμένως προκύπτει από τη σχέση 2.25.

Στους πίνακες 2.14 – 2.16 παρατίθενται τα αποτελέσματα που προέκυψαν για την ισχύ στις τρεις περιοχές παρατήρησης. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι επειδή χρησιμοποιήθηκαν ρευματικοί συντελεστές αντί για κανονικές τιμές ρεύματος οι

παρακάτω τιμές αντιστοιχούν σε ισχύ σε W μόνο στην περίπτωση που το ρεύμα αναφοράς I_0 έχει τιμή 1A (σχέση 2.2).

Ισχύς τροφοδοσίας P_{in} για την πρώτη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1° Στοιχείο	9.02	4.38	2.68	1.93	1.57	1.41	1.35	1.38	1.48	1.65	1.92
2° Στοιχείο	10.06	5.12	3.39	2.62	2.23	2.06	2.03	2.12	2.31	2.63	3.12
3° Στοιχείο	3.36	1.12	0.75	0.68	0.68	0.70	0.75	0.84	0.97	1.17	1.45
4° Στοιχείο	18.83	8.92	4.83	3.07	2.25	1.85	1.66	1.59	1.61	1.70	1.89
5° Στοιχείο	122.47	63.57	38.85	27.73	22.38	19.89	19.08	19.42	20.77	23.15	26.78
6° Στοιχείο	218.27	114.27	72.15	53.38	44.46	40.53	39.69	41.17	44.75	50.62	59.33
7° Στοιχείο	168.98	88.79	57.49	43.79	37.47	34.98	34.95	36.88	40.70	46.65	55.28
8° Στοιχείο	43.20	22.43	14.88	11.74	10.42	10.06	10.38	11.30	12.83	15.11	18.35

Πίνακας 2.34: Ισχύς τροφοδοσίας κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην πρώτη περιοχή παρατήρησης.

Ισχύς τροφοδοσίας P_{in} για την δεύτερη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1° Στοιχείο	0.67	0.78	0.68	0.57	0.49	0.45	0.43	0.43	0.44	0.47	0.50
2° Στοιχείο	32.10	20.05	13.99	10.87	9.23	8.44	8.23	8.45	9.05	10.03	11.44
3° Στοιχείο	140.73	80.57	53.80	41.08	34.76	31.92	31.35	32.49	35.18	39.48	45.70
4° Στοιχείο	206.44	116.01	76.66	58.26	49.25	45.26	44.52	46.24	50.17	56.45	65.54
5° Στοιχείο	118.65	67.71	45.15	34.46	29.16	26.78	26.30	27.26	29.51	33.12	38.35
6° Στοιχείο	14.57	9.22	6.53	5.13	4.38	4.01	3.91	4.01	4.30	4.76	5.43
7° Στοιχείο	1.70	0.68	0.31	0.18	0.14	0.14	0.15	0.17	0.20	0.26	0.33
8° Στοιχείο	13.79	6.99	4.25	3.06	2.53	2.32	2.30	2.43	2.68	3.08	3.66

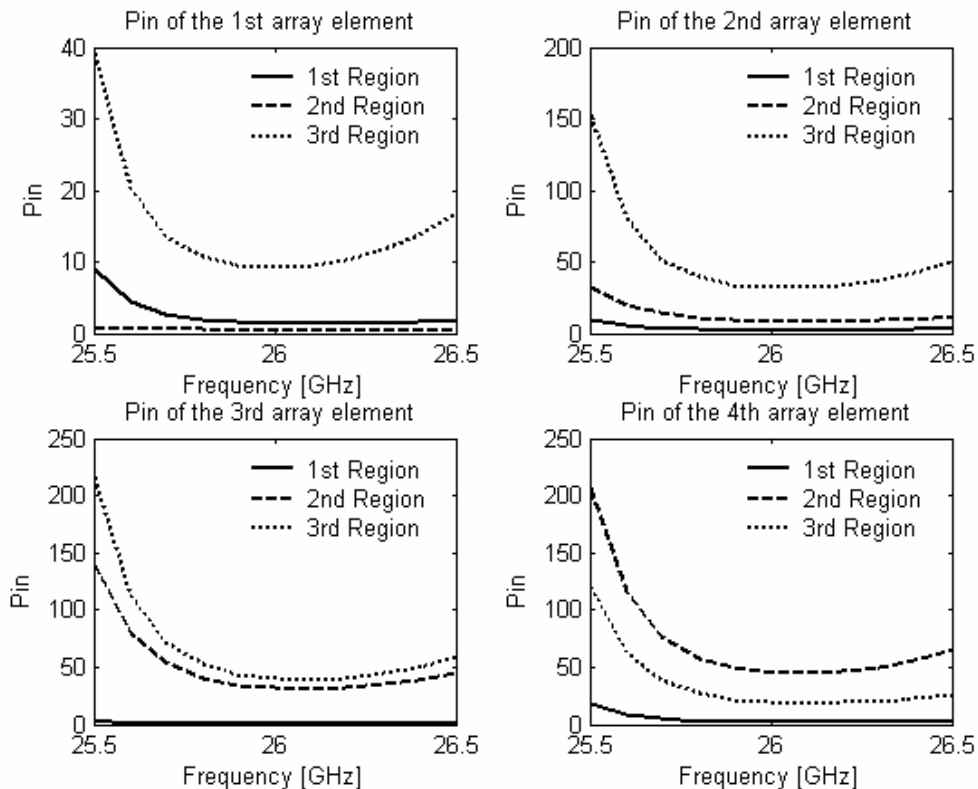
Πίνακας 2.45: Ισχύς τροφοδοσίας κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην δεύτερη περιοχή παρατήρησης.

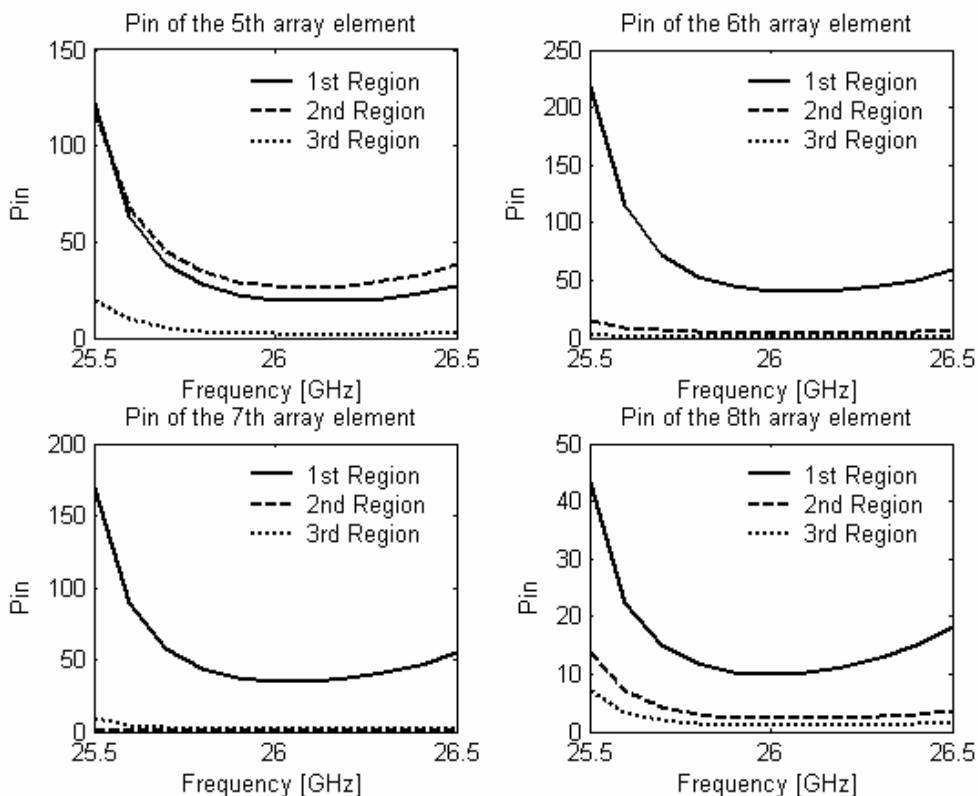
Ισχύς τροφοδοσίας P_{in} για την τρίτη περιοχή παρατήρησης											
Συχνότητα [GHz]	25.5	25.6	25.7	25.8	25.9	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5
1° Στοιχείο	39.21	20.34	13.52	10.70	9.51	9.20	9.50	10.34	11.75	13.82	16.77
2° Στοιχείο	152.03	79.93	51.82	39.53	33.89	31.68	31.70	33.50	37.01	42.47	50.37
3° Στοιχείο	216.49	113.43	71.69	53.09	44.25	40.36	39.54	41.02	44.62	50.51	59.26

4 ^ο Στοιχείο	120.34	62.32	38.08	27.21	21.99	19.56	18.77	19.12	20.45	22.80	26.36
5 ^ο Στοιχείο	19.81	9.57	5.27	3.39	2.51	2.08	1.88	1.82	1.85	1.97	2.20
6 ^ο Στοιχείο	3.38	1.09	0.70	0.63	0.63	0.65	0.70	0.78	0.90	1.09	1.36
7 ^ο Στοιχείο	9.59	4.85	3.21	2.48	2.12	1.95	1.92	2.00	2.18	2.48	2.93
8 ^ο Στοιχείο	7.12	3.43	2.10	1.51	1.23	1.10	1.06	1.08	1.15	1.28	1.48

Πίνακας 2.56: Ισχύς τροφοδοσίας κάθε στοιχείου στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz στην τρίτη περιοχή παρατήρησης.

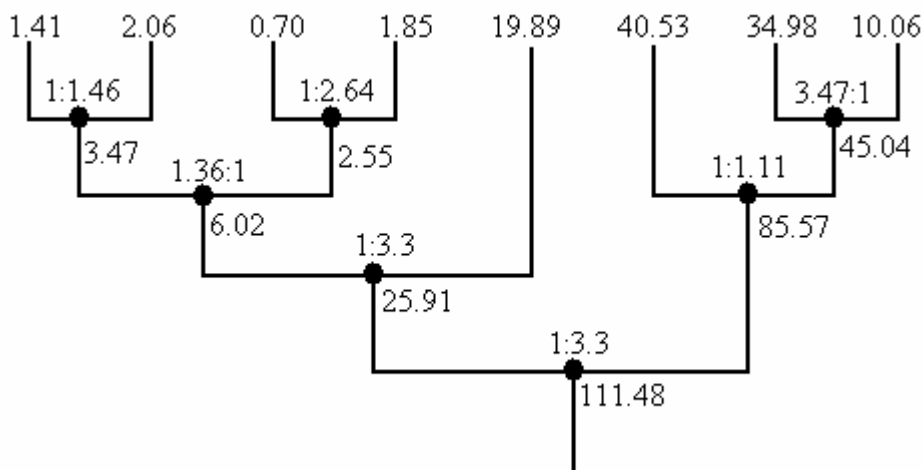
Όπως φαίνεται από τα παραπάνω αποτελέσματα οι τιμές της ισχύος έχουν αρκετή διαφορά μεταξύ των διάφορων στοιχείων στην κάθε περιοχή. Επίσης παρατηρείται ότι οι τιμές στις χαμηλές συχνότητες (25.5-25.7 GHz) διαφέρουν αρκετά σε σχέση με τη συχνότητα λειτουργίας (26GHz) πράγμα μη επιθυμητό αφού στο σχεδιασμό της στοιχειοκεραίας επιδιώκεται σταθερή ισχύς σε όλο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας. Τα πιο πάνω συμπεράσματα επιβεβαιώνονται και από το σχήμα 2.10.



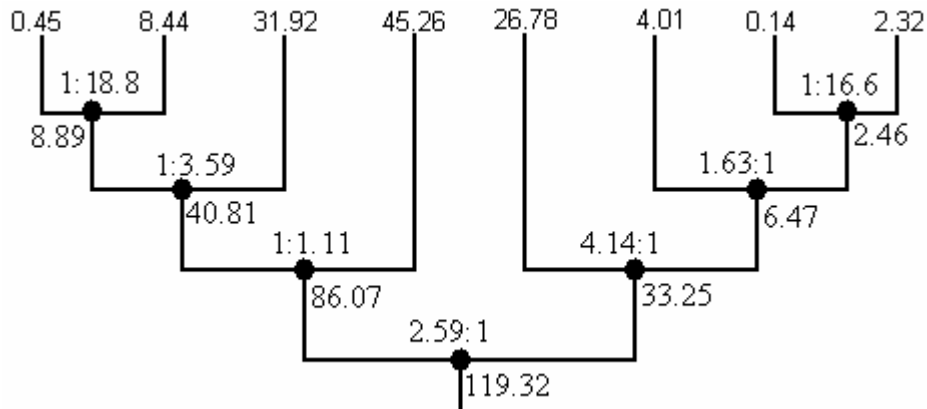


Σχήμα 2.10: Γραφικές παραστάσεις της πραγματικής ισχύος P_{in} των στοιχείων στις τρεις περιοχές παρατήρησης στη ζώνη συχνοτήτων 25.5-26.5 GHz.

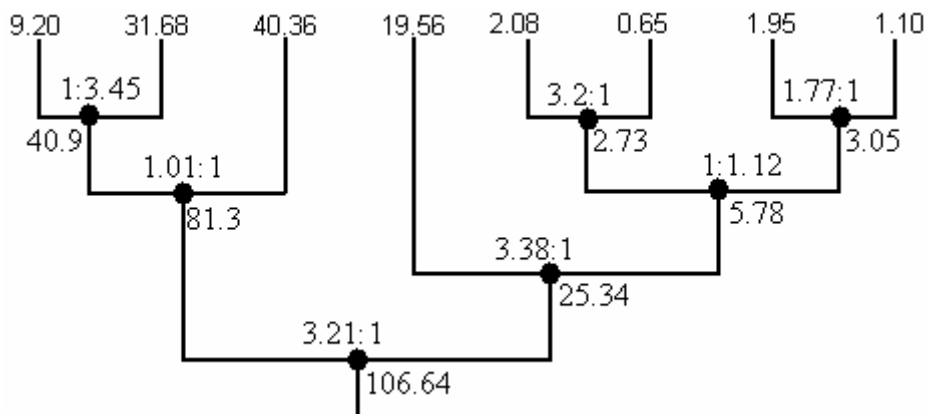
Για να βρεθεί η ακριβής διαίρεση ισχύος που χρειάζεται να επιτευχθεί έγινε μια ανάλυση της διαίρεσης ισχύος που απαιτείται στη συχνότητα λειτουργίας (26GHz) για τις τρεις περιοχές παρατήρησης όταν δεν απαιτείται ηλεκτρονική στροφή φάσης. Για την ανάλυση αυτή εξετάστηκαν τόσο συμμετρικά κυκλώματα όσο και ασύμμετρα κυκλώματα. Στο σχήμα 2.11 παρουσιάζονται οι καλύτερες περιπτώσεις για τις τρεις περιοχές παρατήρησης.



(a)



(β)



(γ)

Σχήμα 2.11: Σχηματικά διαγράμματα της διαιρέσης ισχύος που πρέπει να παραχθεί από τους διαιρέτες ισχύος για τη σωστή διέγερση των στοιχείων στην **(α)** πρώτη, **(β)** δεύτερη και **(γ)** τρίτη περιοχή παρατήρησης αντίστοιχα.

Στο σχήμα σημειώνονται οι P_{in} των στοιχείων στην συχνότητα λειτουργίας (26GHz) καθώς και οι διαιρέτες ισχύος μαζί με τη διαιρέση ισχύος που πρέπει να επιτύχουν για τη σωστή τροφοδότηση των στοιχείων. Όπως φαίνεται στην πρώτη και στη τρίτη περιοχή παρατήρησης η μεγαλύτερη διαιρέση που απαιτείται είναι 3.47:1 που αντιστοιχεί σε $10\log(3.47)=5.4\text{dB}$ διαφορά μεταξύ των S παραμέτρων των δύο εξόδων του διαιρέτη ισχύος δηλαδή $|S_{21[\text{dB}]}-S_{31[\text{dB}]}|=5.4\text{ dB}$. Αντίθετα στην δεύτερη περιοχή παρατήρησης η διαιρέση ισχύος που απαιτείται είναι πάρα πολύ μεγάλη με αποτέλεσμα να είναι εξαιρετικά δύσκολη η επίτευξη της επιθυμητής διαιρέσης ισχύος. Συγκεκριμένα η μέγιστη ισχύ που παρατηρείται είναι 18.8:1 που αντιστοιχεί σε διαφορά $10\log(18.8)=12.74\text{dB}$ μεταξύ των $S_{21[\text{dB}]}$ και $S_{31[\text{dB}]}$. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι αν γίνει η ίδια ανάλυση για τη διαιρέση ισχύς με συμμετρικά όμως κυκλώματα προκύπτει πάλι η

ίδια μέγιστη διαίρεση ισχύος αλλά με μεγαλύτερες τιμές διαίρεσης ισχύος όσον αφορά τις υπόλοιπες περιπτώσεις.

Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι η υλοποίηση μεταβλητών διαιρετών ισχύος δεν μπορεί να επιτευχθεί σε τεχνολογία μικροταινίας εκτός αν το υλικό του διηλεκτρικού υποστρώματος παρουσιάζει ειδικά χαρακτηριστικά, με αποτέλεσμα να μην είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί ένα ενιαίο κύκλωμα τροφοδοσίας στοιχειοκεραίας και για τις τρεις περιοχές.

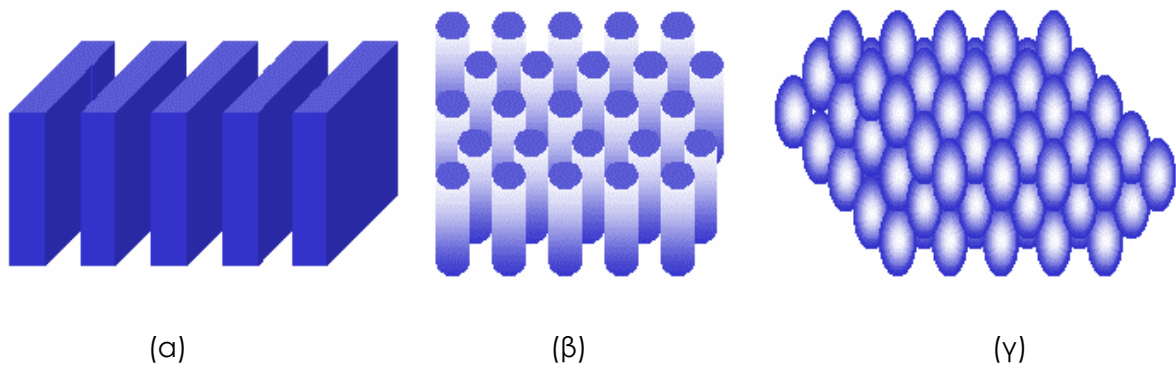
2.5 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο μελετήθηκε συνοπτικά η διαδικασία εύρεσης των απαραίτητων στοιχείων για τη σχεδίαση του κυκλώματος τροφοδοσίας μιας στοιχειοκεραίας. Συγκεκριμένα εξηγήθηκε πως βρίσκονται οι ρευματικοί συντελεστές και πως από αυτούς μπορεί να υπολογιστεί η στροφή φάσης και η διαίρεση ισχύος που απαιτείται για τη σωστή τροφοδότηση των στοιχείων του κυκλώματος. Βρέθηκε λοιπόν ότι η μέγιστη στροφή φάσης που απαιτείται όταν έχουμε συμμετρικά κυκλώματα είναι 125° , ενώ η μέγιστη διαίρεση ισχύος ακόμα και όταν δεν είναι συμμετρικά τα κυκλώματα είναι σχεδόν 13dB.

Κεφάλαιο 3: Χρήση οπών σε μικροταινιακή γραμμή μεταφοράς για την επίτευξη στροφής φάσης

3.1 Εισαγωγή

Η θεωρία στην οποία στηρίζεται η χρήση οπών σε υλικά είναι αυτή των Φωτονικών/ Ηλεκτρομαγνητικών κρυστάλλων (Photonic/Electromagnetic Crystals) που αναπτύχθηκε από τους Yablonovitch και John στα τέλη της δεκαετίας του 1980 στο οπτικό φάσμα συχνοτήτων. Η ιδέα ήταν να σχεδιαστούν υλικά τα οποία θα επηρέαζαν τις ιδιότητες των φωτονίων όπως οι ημιαγωγικοί κρύσταλλοι επηρεάζουν τις ιδιότητες των ηλεκτρονίων. Έτσι οι Yablonovitch και John εισηγήθηκαν ότι οι διατάξεις με περιοδικές μεταβολές στη διηλεκτρική σταθερά θα επηρέαζαν την φύση των φωτονικών τρόπων διάδοσης στο υλικό, δημιουργώντας περιοχές συχνοτήτων και κατευθύνσεις στις οποίες δεν θα επιτρεπόταν η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Το φαινόμενο αυτό ονομάστηκε Photonic Band Gap (PBG) και τα υλικά PBG κρύσταλλοι ή απλά φωτονικοί κρύσταλλοι (photonic crystals). Στο σχήμα 3.1 φαίνονται φωτονικοί κρύσταλλοι με περιοδικές μεταβολές της διηλεκτρικής σταθεράς σε μία, δύο και τρεις διαστάσεις.

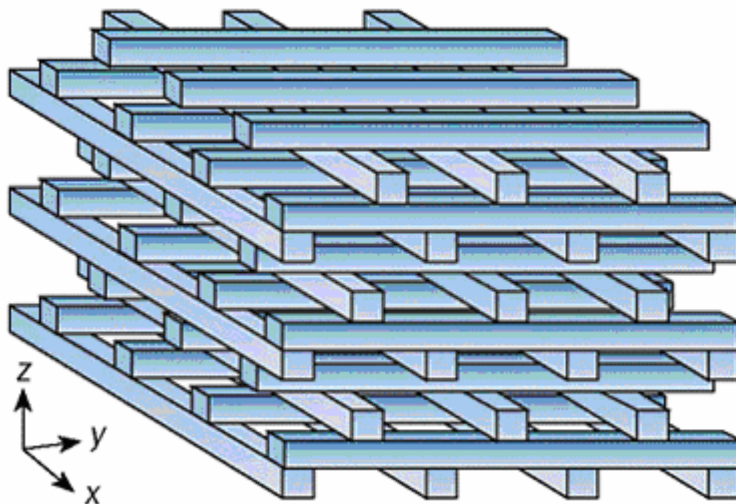


Σχήμα 3.1: Φωτονικοί κρύσταλλοι που παρουσιάζουν περιοδικές μεταβολές σε: (α) μια διάσταση, (β) δύο διαστάσεις, (γ) τρεις διαστάσεις

Παρόλο που αρχικά η έρευνα επικεντρώθηκε στο οπτικό φάσμα συχνοτήτων εντούτοις οι ιδιότητες των φωτονικών κρυστάλλων μπορούν να κλιμακωθούν και να εφαρμοστούν σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων αφού βασίζονται στις εξισώσεις Maxwell που είναι εφαρμόσιμες σε κάθε συχνότητα. Έτσι σύντομα οι φωτονικοί κρύσταλλοι έκαναν την εμφάνισή τους σε μικροκυματικές και χιλιοστομετρικές εφαρμογές.

Αξιζει να σημειώσουμε ότι επειδή οι φωτονικοί κρύσταλλοι χρησιμοποιήθηκαν και σε συχνότητες πέραν από τις οπτικές εισήχθη η ορολογία “Ηλεκτρομαγνητικοί Κρύσταλλοι” (Electromagnetic Crystals) για αυτές τις συχνότητες για να μην υπάρχει ασάφεια στον όρο. Αντίστοιχα αντί για διατάξεις PBG εισήχθη η ορολογία “διατάξεις” EBG (Electromagnetic Band Gap). Εντούτοις, επειδή συνήθως γίνεται η χρήση του όρου διατάξεις PBG ακόμα και σε συχνότητες μη οπτικές, στην συνέχεια του κειμένου θα αναφέρω τις διατάξεις αυτές σαν PBG διατάξεις.

Αρχικά, στις μικροκυματικές συχνότητες οι διατάξεις PBG πραγματοποιήθηκαν κλιμακώνοντας αυτές που χρησιμοποιούνταν στις οπτικές συχνότητες. Αυτό περιελάμβανε την εισαγωγή οπών σε διηλεκτρική πλάκα για το σχηματισμό δισδιάστατης περιοδικής μεταβολής στη διηλεκτρική σταθερά του υλικού. Επίσης πλάκες μπορούσαν να συνενωθούν για τη δημιουργία τρισδιάστατων περιοδικών μεταβολών της διηλεκτρικής σταθεράς. Ένας τέτοιος κρύσταλλος είναι και αυτός του σχήματος 3.2 ο οποίος αποτελείται από ράβδους αλουμίνιας.

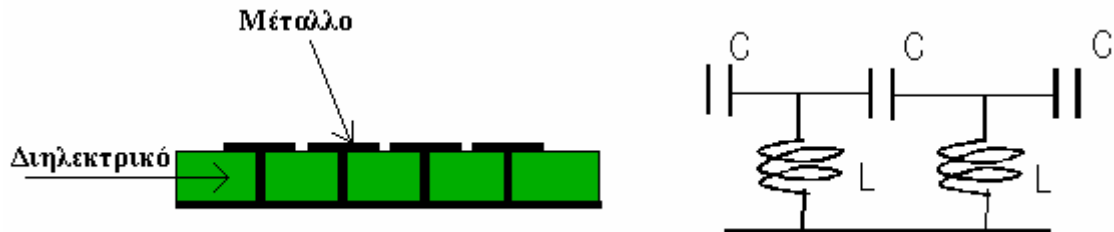


Σχήμα 3.2: Τρισδιάστατος PBG κρύσταλλος από ράβδους αλουμίνιας

Οι κύριες εφαρμογές που προτάθηκαν για αυτές τις διατάξεις ήταν η χρήση τους σαν διηλεκτρικά στρώματα σε επίπεδες κεραιές (planar antennas) για βελτίωση της αποδοτικότητας και του διαγράμματος ακτινοβολίας, η υλοποίηση ανακλαστήρων (reflectors) καθώς και η κατασκευή κοιλοτήτων συντονισμού (resonant cavities) και κυματοδηγών.

Εντούτοις παρά τη χρησιμότητα τους είχαν δύο κύρια μειονεκτήματα: Το μεγάλο ηλεκτρικό μέγεθος και τη δυσκολία παραγωγής τους. Γι αυτό στα μέσα της δεκαετίας του 90 προτάθηκαν μεταλλοδιηλεκτρικές διατάξεις (metallo-dielectric configurations) για να μειωθεί το μέγεθος των PBG κρυστάλλων. Αυτές οι διατάξεις αποτελούνται από

μια διηλεκτρική πλάκα στην οποία εναποτίθεται τετραγωνικά πλέγματα από τετραγωνικά μεταλλικά μπλοκ. Επειδή τα μπλοκ αυτά απέχουν μικρή απόσταση μεταξύ τους σχηματίζουν ένα περιοδικό δίκτυο πυκνωτών. Για τη δημιουργία LC δικτύου τα μεταλλικά μπλοκ συνδέονται μέσω μια τρύπας στη μέση τους με το έδαφος σχηματίζοντας το επαγωγικό μέρος του κυκλώματος (σχήμα 3.3).

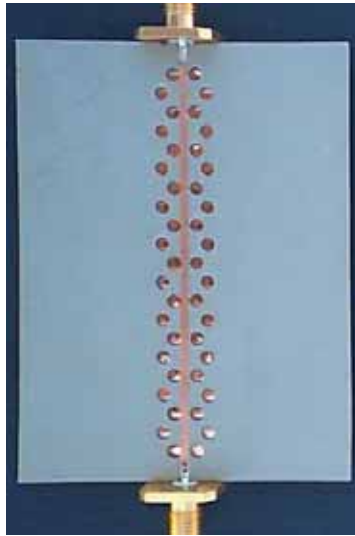


Σχήμα 3.3: (α) Μεταλλοδιηλεκτρική διάταξη (β) Ισοδύναμο κύκλωμα

Αυτές οι προσεγγίσεις αν και είναι πολύ αποδοτικές εντούτοις απαιτούν μη επίπεδη διαδικασία κατασκευής (non-planar fabrication process). Η πραγματική επανάσταση στην εφαρμογή των PBG διατάξεων στα μικροκυματικά και χιλιοστομετρικά κυκλώματα έγινε με την ανάπτυξη επίπεδων PBG διατάξεων αφού η επίπεδη τεχνολογία κατασκευής τέτοιων κυκλωμάτων έχει πολλά πλεονεκτήματα όπως μειωμένο μέγεθος και βάρος, χαμηλή κατανάλωση ισχύος και χαμηλό κόστος κατασκευής. Επιπρόσθετα, με την χρήση των διατάξεων PBG στα επίπεδα κυκλώματα βελτιώθηκε ένα από τα κύρια μειονεκτήματα τους που είναι οι σχετικά μεγάλες απώλειες όταν χρησιμοποιηθούν σε υψηλές συχνότητες.

Για την κατανόηση του τρόπου δημιουργίας τέτοιων κρυστάλλων παραθέτω στη συνέχεια τρία χαρακτηριστικά παραδείγματα. Πρώτο παράδειγμα είναι η διάνοιξη περιοδικών οπών κυλινδρικού σχήματος σε διηλεκτρικό υπόστρωμα μικροταινιας και την εισαγωγή άλλου διηλεκτρικού υλικού σε αυτές ή απλά την εισαγωγή αέρα διηλεκτρικής σταθεράς 1, αφήνοντας τις οπές άδειες. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.4 υπάρχει δυνατότητα εισαγωγής περισσότερων από μια σειρές οπών ολισθημένες η μια προς την άλλη για την επίτευξη καλύτερων αποτελεσμάτων. Στο σχήμα 3.5 φαίνεται μια δεύτερη διάταξη πάλι σε τεχνολογία μικροταινιας η οποία προκύπτει με την χάραξη κυκλικών οπών στο επίπεδο της γης (ground plane) χωρίς όμως την οποιαδήποτε επεξεργασία του διηλεκτρικού. Όπως φαίνεται στο σχήμα έχουν χαρακτηί τρεις στοιχισμένες σειρές οπών όπου μάλιστα η μία είναι ακριβώς κάτω από τη μικροταινία. Αξίζει να σημειώσουμε ότι η διάταξη του σχήματος 3.5 πλεονεκτεί ως αυτή του σχήματος 3.4 αφού είναι πιο εύκολη η κατασκευή της, είναι συμβατή με τη μονολιθική

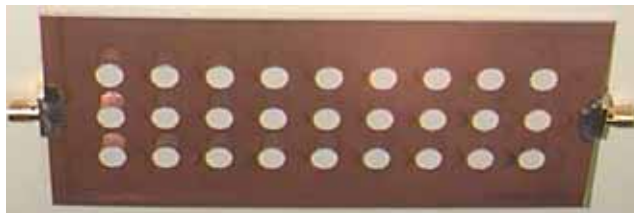
τεχνολογία κατασκευής μικροκυματικών κυκλωμάτων και επιτρέπει την εισαγωγή και άλλων μικροταινιακών στοιχείων στο άνω επίπεδο.



Σχήμα 3.4: Διάταξη PBG που δημιουργήθηκε με τη διάνοιξη οπών στο διηλεκτρικό.



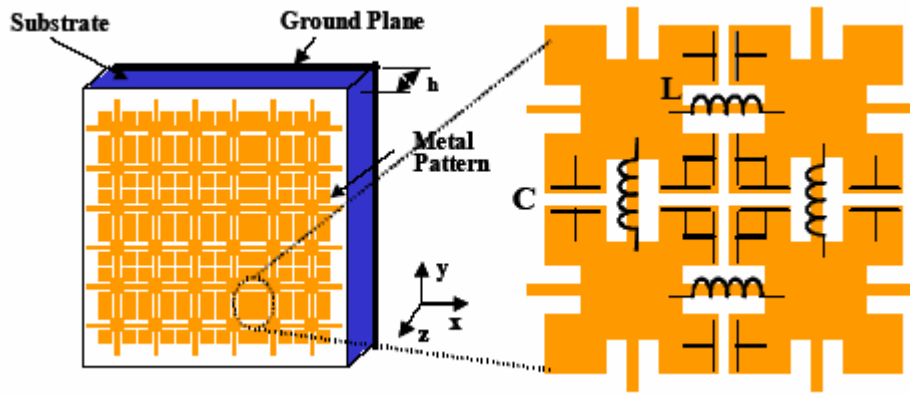
(α)



(β)

Σχήμα 3.5: Διάταξη PBG που δημιουργήθηκε με τη χάραξη πλέγματος κυκλικών οπών επίπεδο της γης (β), ενώ το άνω επίπεδο (μικροταινία) δεν παρουσιάζει καμία μεταβολή(α)

Τέλος στο σχήμα 3.6 βλέπουμε ένα τρίτο παράδειγμα PBG διάταξης για επίπεδα μικροκυματικά κυκλώματα που ονομάζεται Uniplanar Compact PBG (UC-PBG) και αποτελείται από ένα δισδιάστατο περιοδικό δίκτυο από LC κυκλώματα χωρίς την χρήση μετάλλου διαμέσου του διηλεκτρικού.



Σχήμα 3.6: Uniplanar Compact PBG

Λόγω των πλεονεκτημάτων των διατάξεων PBG στην κατασκευή (fabrication) επίπεδων μικροκυματικών κυκλωμάτων και της ελευθερίας που αφήνουν στο σχεδιαστή για την δημιουργία πρωτότυπων διατάξεων για τον έλεγχο της συμπεριφοράς των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, μεγάλο μέρος των ερευνητών έχουν επικεντρωθεί στο συγκεκριμένο αντικείμενο για την δημιουργία νέων σημαντικών εφαρμογών. Μερικές από τις εφαρμογές που έχουν αναφερθεί για αυτές τις διατάξεις είναι οι εξής:

- Καταπίεση των παραγώγων για την αύξηση της ισχύος εξόδου και της αποδοτικότητα σε ενισχυτές ισχύος, ταλαντωτές και μίκτες.
- Υλοποίηση μικροταινιακών βαθυπερατών φίλτρων με μεγάλο εύρος ζώνης αποκοπής
- Υλοποίηση μικροταινιακών ζωνοπερατών φίλτρων με καταπίεση των παρασιτικών συνιστωσών (spurious)
- Καταπίεση της ακτινοβολίας σε αρμονικές συχνότητες σε μικροταινιακές επίπεδες κεραίες (patch antennas) ή τη μείωση των απωλειών ισχύος και την βελτίωση της αποδοτικότητας και του διαγράμματος ακτινοβολίας τους λόγω της καταστολής των διεγερόμενων επιφανειακών κυμάτων (surface waves).
- Υλοποίηση στροφέων φάσης για μεταβλητή στροφή φάσης.

Από τις πιο πάνω εφαρμογές φαίνεται ότι εκμεταλλευόμενοι τις ιδιότητες των διατάξεων PBG (μεγάλο εύρος ζώνης αποκοπής, καταπίεση των επιφανειακών κυμάτων και των κυμάτων διαρροής (leaky waves), μεταβολή της φάσης των συντελεστών σκέδασης S_{ij}) μπορούν να επιτευχθούν πληθώρα χρήσιμων εφαρμογών.

Γι' αυτό το λόγο στα πλαίσια της διπλωματικής μου εργασίας ασχολήθηκα εκτεταμένα με την μοντελοποίηση τέτοιων διατάξεων σε τεχνολογία μικροταινιας με σκοπό την υλοποίηση ολισθητών φάσης. Στην προσπάθεια αυτή γίνεται εκμετάλλευση

του γεγονότος ότι οι διατάξεις PBG επιφέρουν και αλλαγή της σταθεράς διάδοσης άρα και αλλαγή της φάσης. Σε επόμενες ενότητες θα αναλυθούν τα μοντέλα που χρησιμοποιήθηκαν για να βρεθεί ποια διάταξη με ποια γεωμετρικά χαρακτηριστικά επιφέρει ικανοποιητική στροφή φάσης και καλό συντελεστή ανάκλασης.

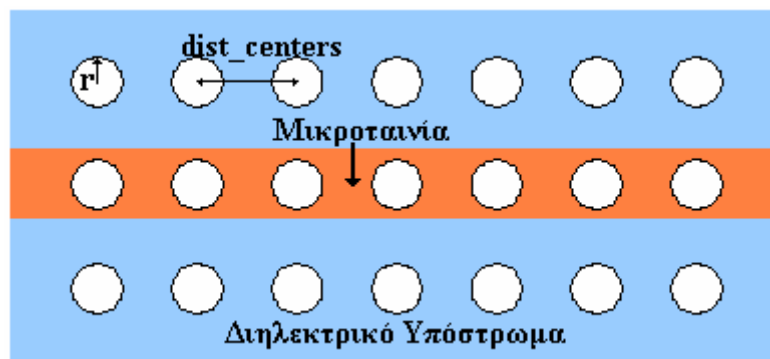
3.2 Σχεδιαστικοί κανόνες για δομές PBG

Επειδή ακόμα δεν έχουν βρεθεί αναλυτικοί τύποι βάσει των οποίων να μπορούν να προβλεφθούν τα κύρια χαρακτηριστικά των διατάξεων PBG (S παράμετροι, συχνότητα της μέγιστης εξασθένησης, τιμή της μέγιστης εξασθένησης, εύρος ζώνης αποκοπής) χρησιμοποιούνται σχεδιαστικοί κανόνες για να προβλεφθεί μερικώς η συμπεριφορά τους.

Ξεκινώντας θα πρέπει να αναφέρουμε ότι οι γενικοί κανόνες για όλες τις μικροταινιακές διατάξεις PBG που θα αναπτυχθούν στην συνέχεια είναι όμοιοι. Μάλιστα αντίστοιχοι κανόνες ισχύουν και για τους συνήθεις PBG κρυστάλλους που αναφέρουμε στην προηγούμενη ενότητα.

Ο πρώτος και βασικότερος σχεδιαστικός κανόνας αναφέρεται στην εύρεση της κεντρικής συχνότητας της ζώνης αποκοπής f_{stop} η οποία εξαρτάται από την περιοδική απόσταση $dist_centers$ μεταξύ δύο οπών στην ευθεία παράλληλα με τη μικροταινία (σχήμα 3.7) και δίνεται από την σχέση 3.1:

$$f = \frac{c}{2 \cdot dist_centers \frac{\beta}{\beta_0}} = \frac{c}{2 \cdot dist_centers \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\lambda_0}} = \frac{c}{2 \cdot dist_centers \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{Σχέση 3.1}$$



Σχήμα 3.7: Μικροταινιακή διάταξη PBG.

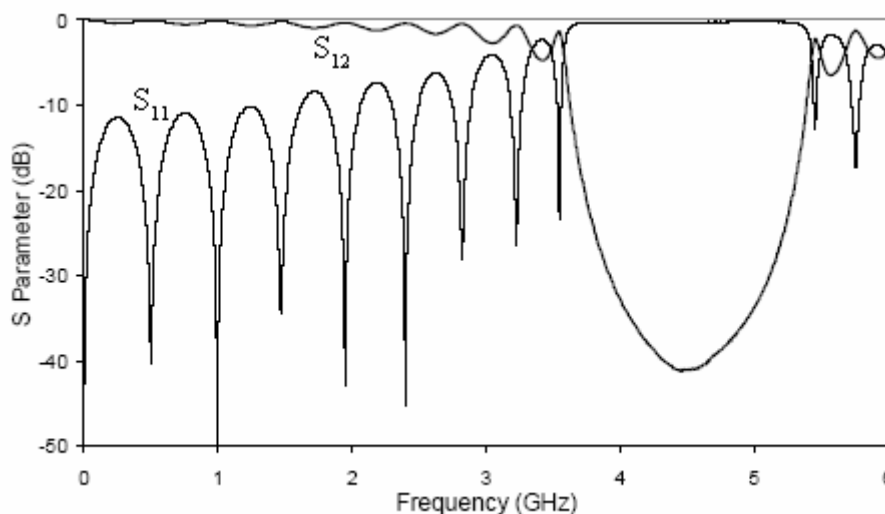
όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός στο κενό, β είναι η σταθερά διάδοσης στη διάταξη, β_0 είναι η σταθερά διάδοσης στον αέρα και $dist_centers$ είναι η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών οπών, λ_0 το μήκος κύματος στο κενό και ϵ_{eff} η ενεργός διηλεκτρική σταθερά στη διάταξη. Λόγω όμως των οπών η ενεργός διηλεκτρική σταθερά άρα και η σταθερά διάδοσης β διαταράσσονται και για αυτό είναι διαφορετικές από τις τιμές στην περίπτωση της απλή μικροταινίας. Έτσι η σχέση 3.1 δεν μπορεί να εφαρμοστεί με ακρίβεια. Εντούτοις, σαν πρώτη προσέγγιση μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ενεργός διηλεκτρική σταθερά για την μικροταινία χωρίς οπές και στην συνέχεια να προσαρμόσουμε τη διάταξη μας ανάλογα.

Πέρα από το προσδιορισμό της f_{stop} υπάρχουν και άλλοι κανόνες για να επιτυγχάνεται μεγάλη τιμή στη ζώνη αποκοπής χωρίς όμως να επηρεάζεται η ζώνη διέλευσης του σήματος. Όπως είναι φυσικό αύξηση του αριθμού των οπών σε μια γραμμή κάνει πιο έντονη τη διαταραχή αυξάνοντας τη μέγιστη τιμή της απόσβεσης στη ζώνη αποκοπής. Εντούτοις δεν υπάρχουν απλοί κανόνες για τον προσδιορισμό του αριθμού των οπών που απαιτούνται για την επίτευξη συγκεκριμένης τιμής μέγιστης απόσβεσης.

Επίσης η απόσβεση εξαρτάται και από τη ακτίνα των οπών. Συγκεκριμένα αύξηση της ακτίνας οδηγεί σε αύξηση της μέγιστης τιμής στη ζώνη αποκοπής αλλά ταυτόχρονα μπορεί να επηρεάσει και τη ζώνη διέλευσης αν έχει μεγάλη τιμή. Από την άλλη μικρές τιμές έχουν σαν αποτέλεσμα η διαταραχή να μην είναι σημαντική. Έχει αποδειχτεί πειραματικά ότι οι βέλτιστες τιμές για την ακτίνα επιτυγχάνονται όταν:

$$0.15 < r/dist_centers < 0.25$$

Για να κατανοηθεί καλύτερα πως είναι ένα καλό διάγραμμα S παραμέτρων για μια μικροταινιακή PBG διάταξη παρατίθεται το σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8: Τυπικό διάγραμμα S παραμέτρων για μια μικροταινιακή PBG διάταξη

Εντούτοις, πρέπει να σημειωθεί ότι ακόμα και με τους εμπειρικούς σχεδιαστικούς κανόνες κατά κύριο λόγο η μοντελοποίησή των PBG διατάξεων γίνεται με την μέθοδο δοκιμής και λάθους (trial and error). Μάλιστα επειδή οι εξομοιώσεις που απαιτούνται μπορούν να γίνουν μόνο με προγράμματα ηλεκτρομαγνητικής εξομοίωσης πλήρους κύματος η όλη διαδικασία είναι εξαιρετικά χρονοβόρα.

3.3 Γενικά σχόλια για όλα τα μοντέλα

Η συχνότητα λειτουργίας των επιθυμητών στροφέων φάσης είναι 26GHz με εύρος συχνοτήτων από 25.5 GHz μέχρι 26.5 GHz .

Όλα τα μοντέλα έχουν υλοποιηθεί σε διηλεκτρικό υπόστρωμα με τα εξής χαρακτηριστικά:

Όνομα:	Rogers TMM 10(tm)
Σχετική διηλεκτρική σταθερά:	9.2
Σχετική μαγνητική διαπερατότητα:	1
Αγωγιμότητα στο κενό:	0
Διηλεκτρικές απώλειες:	0.0022

Το αγώγιμο υλικό που χρησιμοποιήθηκε τόσο για τη μικροταινία όσο και για το επίπεδο της γης ήταν χαλκός με αγωγιμότητα 5.8×10^7 Siemens/m. Για τους σκοπούς των εξομοιώσεων το πάχος του αγώγιμου υλικού αγνοήθηκε επειδή έχει πολύ μικρή επίδραση στη συμπεριφορά της μικροταινίας για να μειωθεί η πολυπλοκότητα της διάταξης.

Όλα τα μοντέλα που θα δειχθούν στη συνέχεια καθώς και τα αποτελέσματά τους έχουν προκύψει από εξομοιώσεις στο πρόγραμμα Ansoft HFSS version 9 το οποίο κάνει ηλεκτρομαγνητική εξομοίωση πλήρους κύματος με βάση τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων (Finite Element Method).

3.4 Μεθοδολογία εύρεσης της σχετικής στροφής φάσης μεταξύ διατάξεων με οπές και της απλής μικροταινίας

Η εύρεση της στροφής φάσης γίνεται με βάση την ηλεκτρική καθυστέρηση μιας διάταξης με οπές σε σχέση με μικροταινία χωρίς οπές ίδιου μήκους. Έτσι η σχετική στροφή φάσης της PBG διάταξης δίνεται από τη σχέση:

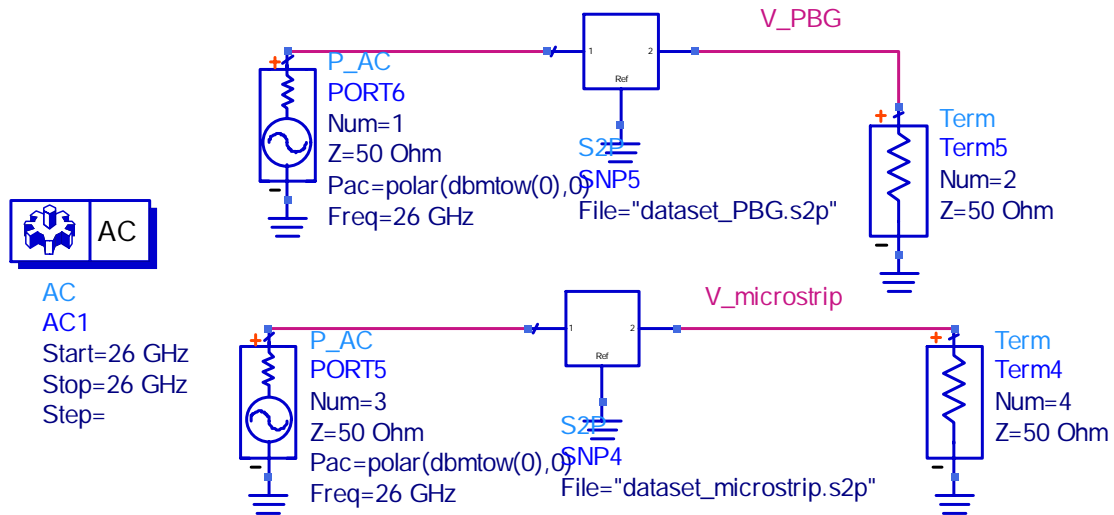
$$\text{στροφή φάσης} = \frac{\tau_{\text{microstrip_line}} - \tau_{\text{PBG}}}{1/f} \times 360^\circ$$

Σχέση 3.2

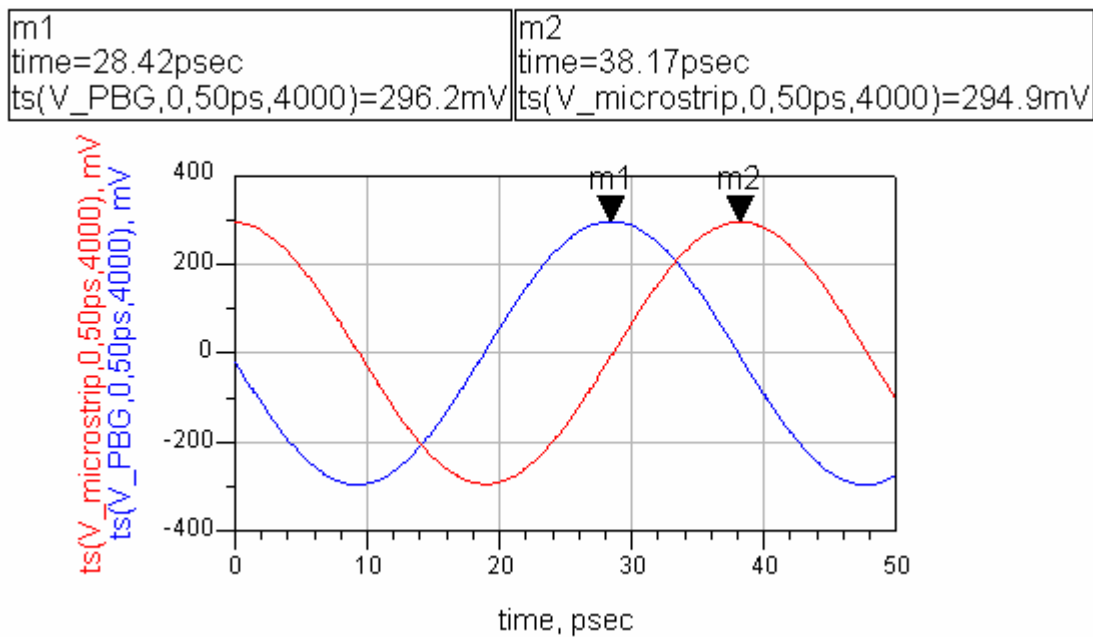
όπου f είναι η συχνότητα λειτουργίας, τ_{PBG} είναι η ηλεκτρική καθυστέρηση της διάταξης PBG και $\tau_{microstrip_line}$ είναι η ηλεκτρική καθυστέρηση της απλής μικροταινίας. Για την εύρεση της διαφοράς της ηλεκτρικής καθυστέρησης έγινε χρήση του προγράμματος Agilent HP-ADS 2002. Συγκεκριμένα εισάγοντας τις S παραμέτρους που προέκυπταν από το πρόγραμμα HFSS μιας διάταξης στο HP-ADS σαν δίθυρο και παράγοντας την χρονική ημιτονική κυματομορφή της διάταξης στην συχνότητα λειτουργίας μετρώντας τη χρονική διαφορά μεταξύ των πρώτων μεγίστων των κυματομορφών της διάταξης και της απλής μικροταινίας λαμβανόταν η διαφορά ηλεκτρικής καθυστέρησης $\tau_{microstrip_line} - \tau_{PBG}$ από την οποία υπολογιζόταν η διαφορά φάσης. Για να κατανοηθεί η διαδικασία για την εύρεση της στροφής φάσης παρατίθεται το ακόλουθο παράδειγμα.

Παράδειγμα υπολογισμού της σχετικής στροφής φάσης μεταξύ μιας διάταξης με οπές και της απλής μικροταινίας:

Αφού γίνει ηλεκτρομαγνητική εξομοίωση μιας διάταξης μέσω του HFSS τα αποτελέσματα που έχουν προκύψει για τις S παραμέτρους μπορούν να μετατραπούν σε αρχείο υπό μορφή Touchstone ή αλλιώς $s2p$ και να μπορούν να χρησιμοποιηθούν από άλλα προγράμματα. Στην ουσία τα αρχεία αυτά χρησιμοποιούνται για την αποθήκευση των S , Y και Z παραμέτρων ενός πολυθύρου όταν υπάρχει εξάρτηση αυτών ως προς τη συχνότητα. Αφού λοιπόν δημιουργηθούν τα αρχεία αυτά για μια PBG διάταξη και για την απλή μικροταινία και περαστούν στα δεδομένα μιας εργασίας (project) στο HP-ADS πραγματοποιούνται τα παρακάτω κυκλώματα (σχήμα 3.9). Όπως φαίνεται και από το σχήμα τα κυκλώματα αυτά αποτελούνται από μια πηγή ισχύος AC, η οποία δουλεύει και σαν τερματισμός στην ανάλυση των S παραμέτρων, από ένα δίθυρο που η συμπεριφορά του καθορίζεται από αρχείο δεδομένων τύπου Touchstone καθώς και από ένα τερματισμό σε χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω . Στην έξοδο κάθε διθύρου το καλώδιο έχει ονομαστεί ώστε να υπάρχει δυνατότητα να ληφθεί η κυματομορφή της αντίστοιχης τάσης εξόδου. Πραγματοποιώντας ανάλυση AC στην συχνότητα λειτουργίας δηλαδή στα 26GHz λαμβάνεται η χρονική απόκριση της τάσης εξόδου τόσο της διάταξης PBG όσο και της διάταξης της μικροταινίας. Οι χρονικές ημιτονικές κυματομορφές που προέκυψαν για τα κυκλώματα του σχήματος 3.9 παρουσιάζονται στο σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.9: Κυκλώματα που χρησιμοποιούνται στο HP-ADS για την εύρεση της στροφής φάσης.



Σχήμα 3.10: Αποτελέσματα εξομοίωσης των κυκλωμάτων του σχήματος 3.9. Η κυματομορφή με το δείκτη m2 είναι για την μικροταινία ενώ η κυματομορφή με το δείκτη m1 είναι για τη PBG διάταξη.

Στο σχήμα 3.10 παρουσιάζεται επίσης η χρονική στιγμή που εμφανίζεται το πρώτο μέγιστο για την κάθε κυματομορφή. Με βάση τα παραπάνω από τη σχέση 3.1 υπολογίζεται η στροφή φάσης ως εξής:

$$\text{στροφή φάσης} = \frac{\tau_{\text{microstrip_line}} - \tau_{\text{PBG}}}{1/f} \times 360^\circ = \frac{(38.17 - 28.42) \cdot 10^{-12}}{1}{26 \cdot 10^9} \times 360^\circ = 91.26^\circ$$

Το θετικό πρόσημο στην στροφή φάση υποδηλώνει ότι η σταθερά διάδοσης στην PBG διάταξη είναι μικρότερη από αυτή της μικροταινίας. Λαμβάνοντας υπόψη την ταχύτητα του κύματος στην διάταξη PBG το κύμα ταξιδεύει πιο γρήγορα με αποτέλεσμα η καθυστέρησή του να είναι μικρότερη από αυτή της μικροταινίας. Τονίζουμε ότι η στροφή μπορεί να είναι είτε θετική είτε αρνητική ανάλογα με τα χαρακτηριστικά της διάταξης. Εδώ αξίζει να σημειωθεί ότι η μέθοδος υπολογισμού της στροφής φάσης που αναλύθηκε πιο πάνω μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τον πειραματικό υπολογισμό της στροφής φάσης.

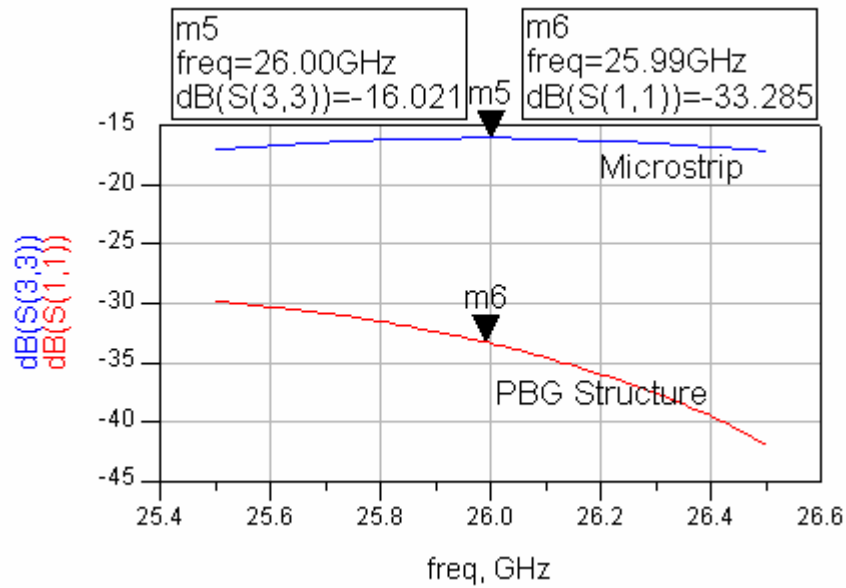
Κλείνοντας την παράγραφο για την μεθοδολογία εύρεσης της στροφής φάσης θα ήθελα να αναφέρω και ένα απλό εμπειρικό τρόπο για την εύρεση της στροφής φάσης μεταξύ δύο διατάξεων. Με βάση της θεωρία μικροκυματικών διθύρων η εξερχόμενη κανονικοποιημένη τάση που προκύπτει σε μια θύρα δίνεται από τη σχέση:

$$b_1(0) = S_{11} \cdot a_1(0) + S_{12} \cdot a_2(0)$$

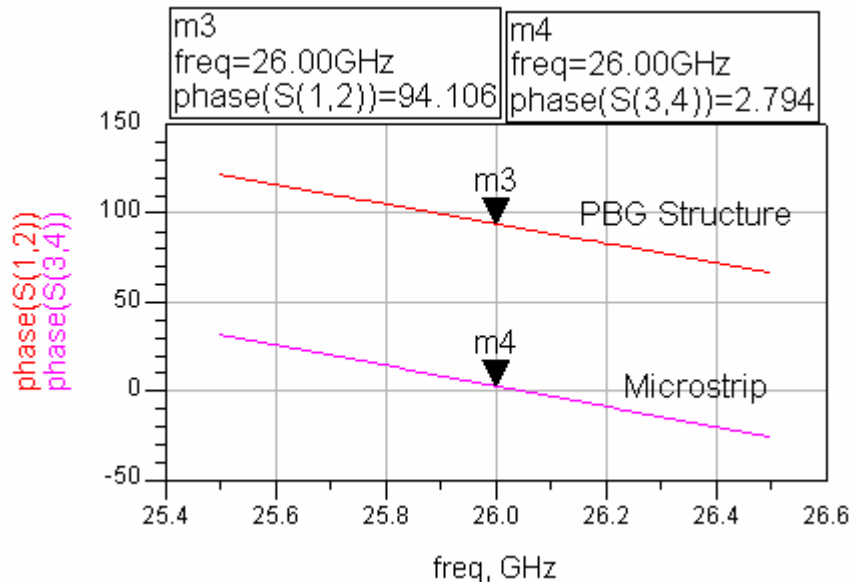
Σχέση 3.3

Με βάση τη σχέση 3.3 υποθέτοντας ότι η παράμετρος S_{11} έχει αμελητέα τιμή καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η κανονικοποιημένης τάσης εξόδου εξαρτάται κατά κύριο λόγο από το δεύτερο γινόμενο της σχέσης 3.3. Στην περίπτωση που έχουμε να συγκρίνουμε την φάση του κύματος εξόδου δύο διθύρων με αμελητέο συντελεστή ανάκλασης και ίδιο σήμα εισόδου η διαφορά φάση που προκύπτει από τα δύο δίθυρα θα είναι η διαφορά φάσης των S_{12} συντελεστών των δύο διθύρων. Η προσέγγιση αυτή είναι απόλυτα ακριβείς στην ιδανική περίπτωση που ο S_{11} είναι μηδενικός ενώ θα δίνει καλύτερη προσέγγιση όσο πιο κοντά στο μηδέν είναι ο S_{11} .

Για να εξεταστεί η ακρίβεια αυτού του εμπειρικού κανόνα παρατίθεται στο επόμενο σχήμα οι φάσεις του S_{21} για τις δύο διατάξεις καθώς και οι συντελεστές ανάκλασης S_{11} του παραδείγματος που αναλύθηκε πιο πάνω.



(α)



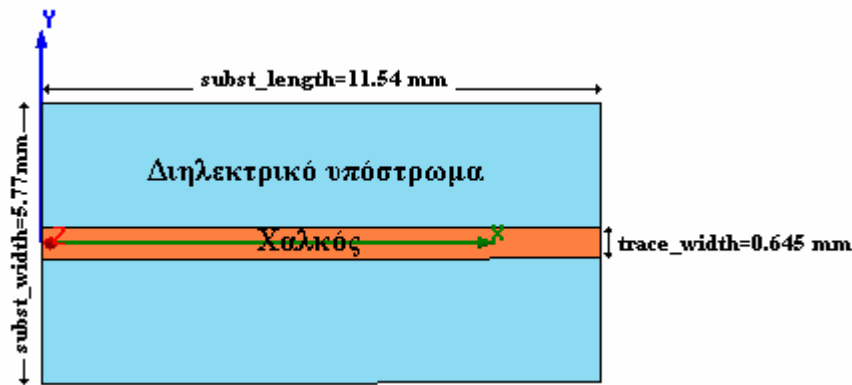
(β)

Σχήμα 3.11: (α) Συντελεστές ανάκλασης S_{11} σε dB και (β) Φάσεις των συντελεστών μετάδοσης S_{12} σε μοίρες για τα δίθυρα του σχήματος 3.9.

Με βάση το παραπάνω σχήμα η διαφορά φάσης των συντελεστών S_{21} των δύο δίθυρων είναι $92./106-2.794=-91.312^\circ$ που είναι σε απόλυτη συμφωνία με το αποτέλεσμα που υπολογίσαμε προηγουμένως. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι συντελεστές ανάκλασης των δύο δίθυρων έχουν πολύ μικρή τιμή που προσεγγίζει το μηδέν.

3.5 Διάταξη απλής μικροταινίας

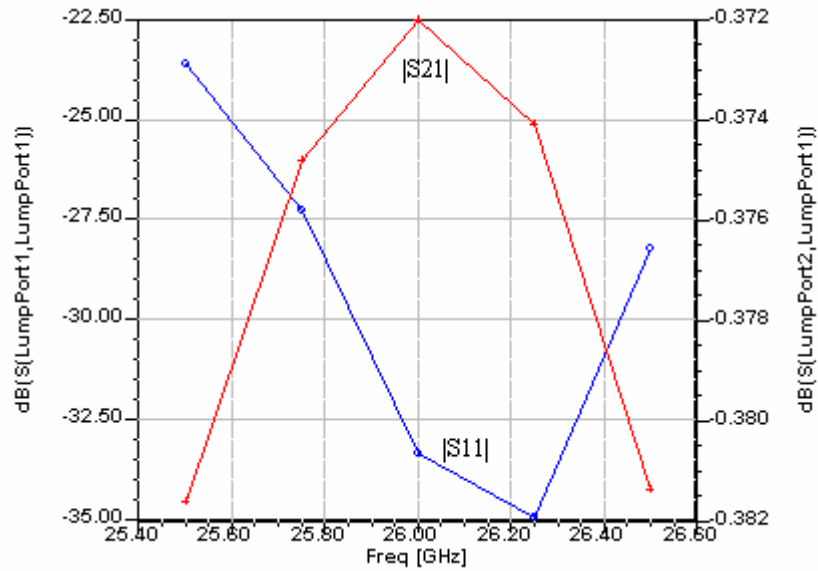
Για να μπορέσουμε να πραγματοποιήσουμε τη σύγκριση μεταξύ της απλής μικροταινίας και των στροφών φάσης αρχικά μοντελοποιήσαμε μια απλή μικροταινία με χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω . Το αρχικό μήκος της μικροταινίας επιλέχθηκε να είναι 11.54 mm το οποίο αντιστοιχεί στο μήκος κύματος της διάταξης στο κενό στη συχνότητα λειτουργίας 26 GHz . Στην πορεία της μοντελοποίησης των ολισθητών φάσης επειδή με το μήκος αυτό δεν επιτεύχθηκε ικανοποιητική στροφή φάσης χρησιμοποιήθηκε μεγαλύτερο μήκος με το ίδιο πλάτος μικροταινίας. Συγκεκριμένα το νέο μήκος ήταν 17 mm . Παρακάτω παρατίθενται το μοντέλο για την απλή μικροταινία που χρησιμοποιήθηκε για τις εξομοιώσεις στο πρόγραμμα Ansoft HFSS version 9 μήκους $\lambda_{\text{air}} = 11.54 \text{ mm}$.



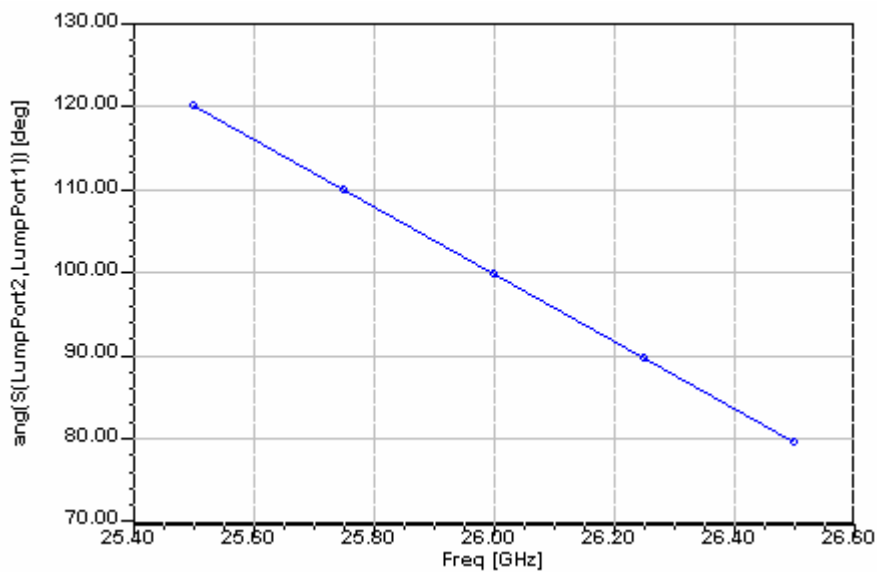
Σχήμα 3.12: Μοντέλο για την απλή μικροταινία που χρησιμοποιήθηκε για τις εξομοιώσεις στο πρόγραμμα Ansoft HFSS version 9

Στα πλαίσια των εξομοιώσεων έπρεπε να επιλεγεί τέτοιο πλάτος διηλεκτρικού έτσι ώστε από τη μια να είναι αρκετά μεγάλο για να είναι μικρό το σφάλμα λόγω του πεπερασμένου πλάτους του και από την άλλη να είναι αρκετά μικρό ώστε να μην δημιουργείται υπολογιστικό πρόβλημα ή πρόβλημα πόρων. Επιπρόσθετα, έπρεπε να ληφθεί πρόνοια ώστε να υπάρχει αρκετός χώρος για την εισαγωγή των οπών στα πλευρά της μικροταινίας. Τέλος, επειδή οι ολισθητές φάσης θα χρησιμοποιηθούν σε γραμμική στοιχειοκεραία έπρεπε το πλάτους του διηλεκτρικού υποστρώματος να μην υπερβαίνει την απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Για τους παραπάνω λόγους επιλέχθηκε η τιμή $\lambda_{\text{air}}/2=5.77 \text{ mm}$ που ικανοποιεί τις πιο πάνω προδιαγραφές και ταυτόχρονα είναι η συνήθης τιμή που χρησιμοποιείται σαν απόσταση μεταξύ των στοιχείων γραμμικής στοιχειοκεραίας.

Τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων που προέκυψαν για τις S παραμέτρους για μήκη 11.54mm και 17mm φαίνονται στα σχήματα 3.13 και 3.14 αντίστοιχα.

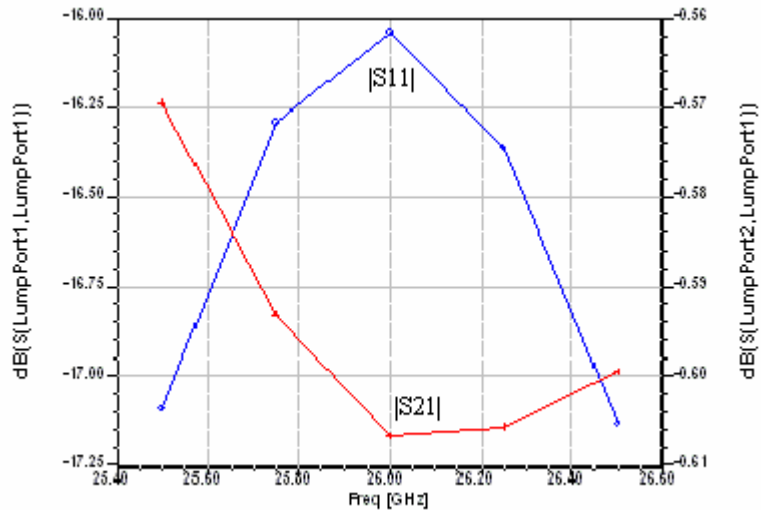


(α)

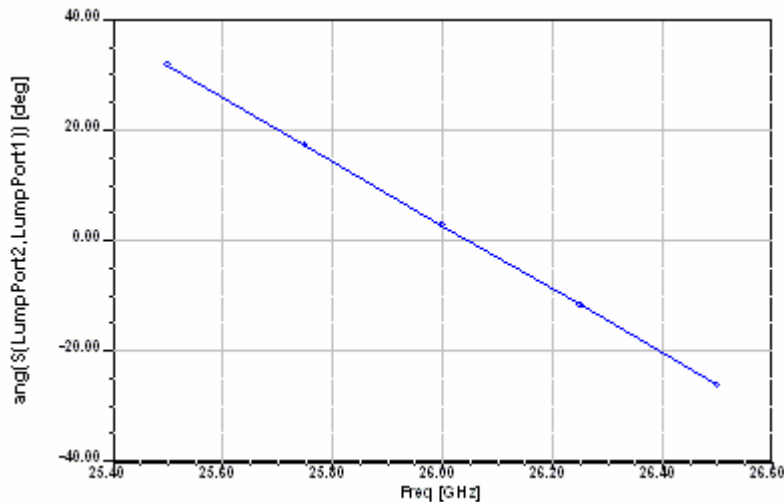


(β)

Σχήμα 3.13:(α) Το πλάτος του S_{11} και S_{21} σε dB, **(β)** η φάση του S_{21} σε μοίρες στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz για απλή μικροταινία μήκους 11.54mm.



(α)

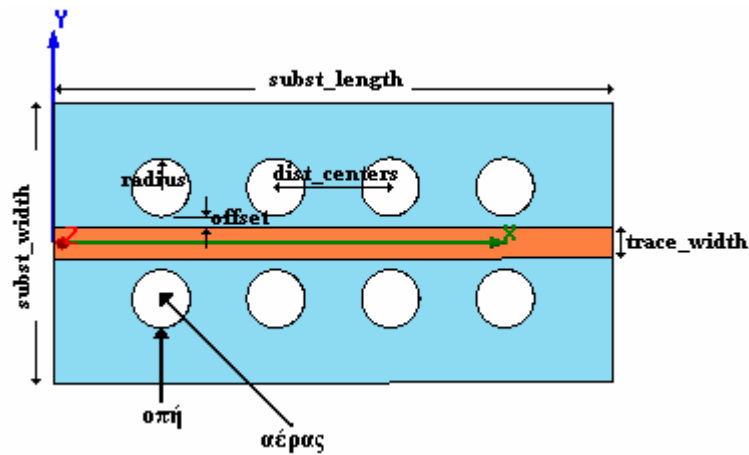


(β)

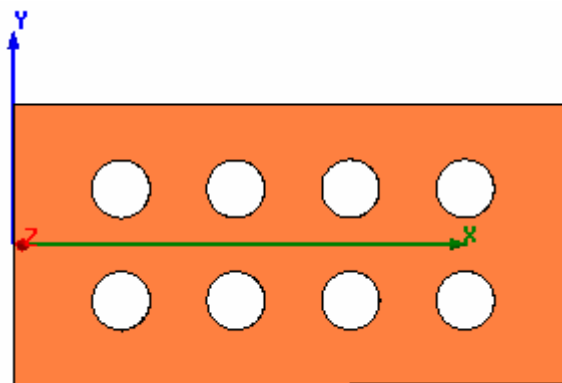
Σχήμα 3.14:(α) Διάγραμμα πλάτους του S_{11} και S_{21} σε dB, **(β)** η φάση του S_{21} σε μοίρες στο εύρος συχνοτήτων 25.5 – 26.5 GHz για απλή μικροταινία μήκους 17mm.

3.6 Διάταξη PBG με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και το επίπεδο της γης

Η πρώτη διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την επίτευξη στροφής φάσης ήταν με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα μήκους λ_{air} και με 4 οπές ανά σειρά σε δύο σειρές μια δεξιά και μια αριστερά από τη μικροταινία. Όπως φαίνεται και από το σχήμα 3.15 οι οπές εκτός από το διηλεκτρικό υπόστρωμα διαπερνούν και το επίπεδο της γης. Αυτό έγινε για καθαρά λόγους ευκολίας στο στάδιο της κατασκευής.



(α)



(β)

Σχήμα 3.15: Μοντέλο με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα που χρησιμοποιήθηκε για τις εξομοιώσεις. **(α)** Άνω όψη (μικροταινια), **(β)** Κάτω όψη (Επίπεδο της γης)

Οι ακριβείς διαστάσεις του μοντέλου που χρησιμοποιήθηκε είναι οι εξής:

- Πλάτος της μικροταινιας ($trace_width$): 0.645mm
- Μήκος του διηλεκτρικού($subst_length$): 11.54mm
- Πλάτος του διηλεκτρικού($subst_width$): 5.77mm
- Απόσταση της μικροταινιας από το πλησιέστερο άκρο των οπών ($offset$): Μεταβλητή
- Ακτίνα των οπών ($radius$): Μεταβλητή
- Απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών οπών ($dist_centers$): Μεταβλητή

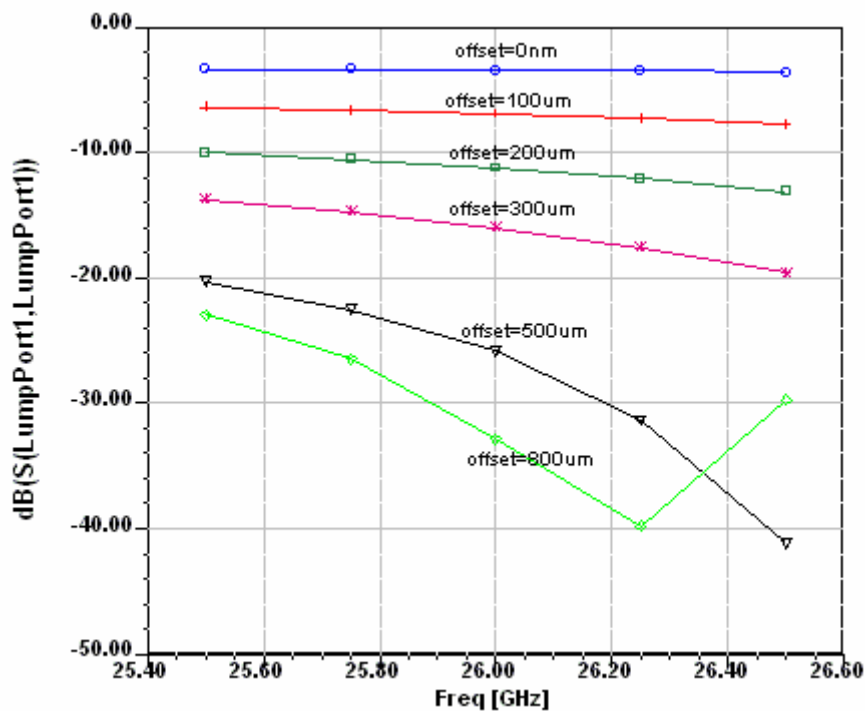
Ξεκινώντας τη διαδικασία της μοντελοποίησης αρχικά έγιναν κάποιες παραμετρικές εξομοιώσεις για να βρεθεί πως επηρεάζει η κάθε παράμετρος τη συμπεριφορά της διάταξης. Με άλλα λόγια, μεταβάλλοντας μια παράμετρο και διατηρώντας τις υπόλοιπες σταθερές εξετάζονταν οι S παράμετροι. Περισσότερη έμφαση στο συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} αφού από τη μια μεταβάλλεται πολύ πιο έντονα η τιμή του με αλλαγή κάποιας παραμέτρου σε σχέση με το συντελεστή

μετάδοσης S_{21} και αφετέρου η διάταξη είναι συμμετρική και δεν χρειάζεται να εξεταστεί και ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου S_{22} .

Πρώτα εξετάστηκε η συμπεριφορά της μεταβλητής offset δηλαδή της απόσταση του άκρου των οπών από τη μικροταινία. Οι σταθερές τιμές που χρησιμοποιήθηκαν για την ακτίνα των οπών radius και την απόσταση των κέντρων διαδοχικών οπών dist_centers ήταν οι εξής:

- radius = 0.7 mm
- dist_centers = 2.2 mm

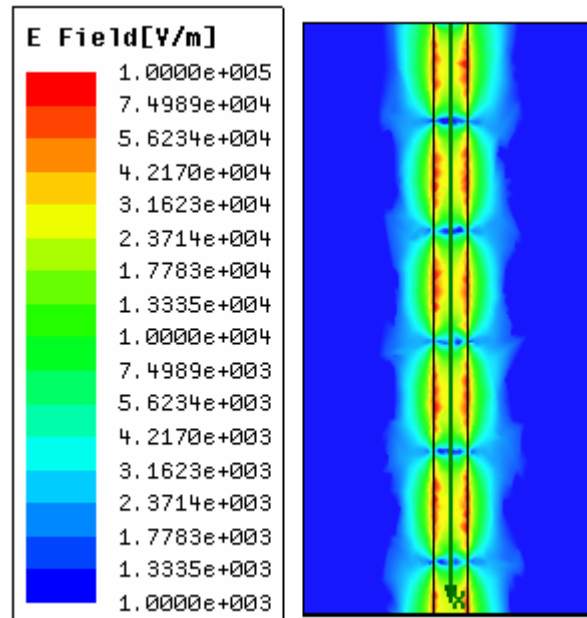
Με βάση τα αποτελέσματα που προέκυψαν (σχήμα 3.16) φαίνεται ότι όταν οι οπές είναι επαπτόμενες με τη μικροταινία (offset=0mm) η μεταβολή του S_{11} είναι πολύ έντονη ενώ καθώς οι οπές απομακρύνονται από τη αυτή (μεγαλώνει το offset) όπως η επίδραση στο συντελεστή ανάκλασης μειώνεται. Αξιοσημείωτο όμως είναι το γεγονός ότι η επίδραση επί του στο συντελεστή ανάκλασης γίνεται ασήμαντη για σχετικά μικρό offset (>0.5mm).



Σχήμα 3.16: Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} με αύξηση της απόστασης των οπών από τη μικροταινία (offset).

Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η διηλεκτρική σταθερά ϵ_r του υποστρώματος της μικροταινίας έχει μεγάλη τιμή με αποτέλεσμα το κύμα να διαδίδεται κυρίως στο χώρο κάτω από τη μικροταινία και όχι στο διηλεκτρικό υπόστρωμα μακριά από αυτή. Αυτό φαίνεται και από το διάγραμμα του πλάτους του ηλεκτρικού πεδίου $|E|$ στην άνω

όψη της απλής μικροταινίας (σχήμα 3.17). Παρατηρώντας προσεκτικά το σχήμα αυτό φαίνεται ότι η μέγιστη τιμή του πλάτους του ηλεκτρικού πεδίου παρατηρείται στα άκρα της μικροταινίας (τιμή 1×10^5) ενώ ελάχιστα έξω από αυτή η τιμή του $|E|$ μειώνεται στο $1/10$ (τιμή 1×10^4). Τελικά η τιμή του $|E|$ μειώνεται στο $1/100$ της μέγιστης τιμής σε απόσταση 0.75mm από τη μικροταινία (τιμή 1×10^3).



Σχήμα 3.17: Διάγραμμα του πλάτους του ηλεκτρικού πεδίου στην άνω όψη της απλής μικροταινίας.

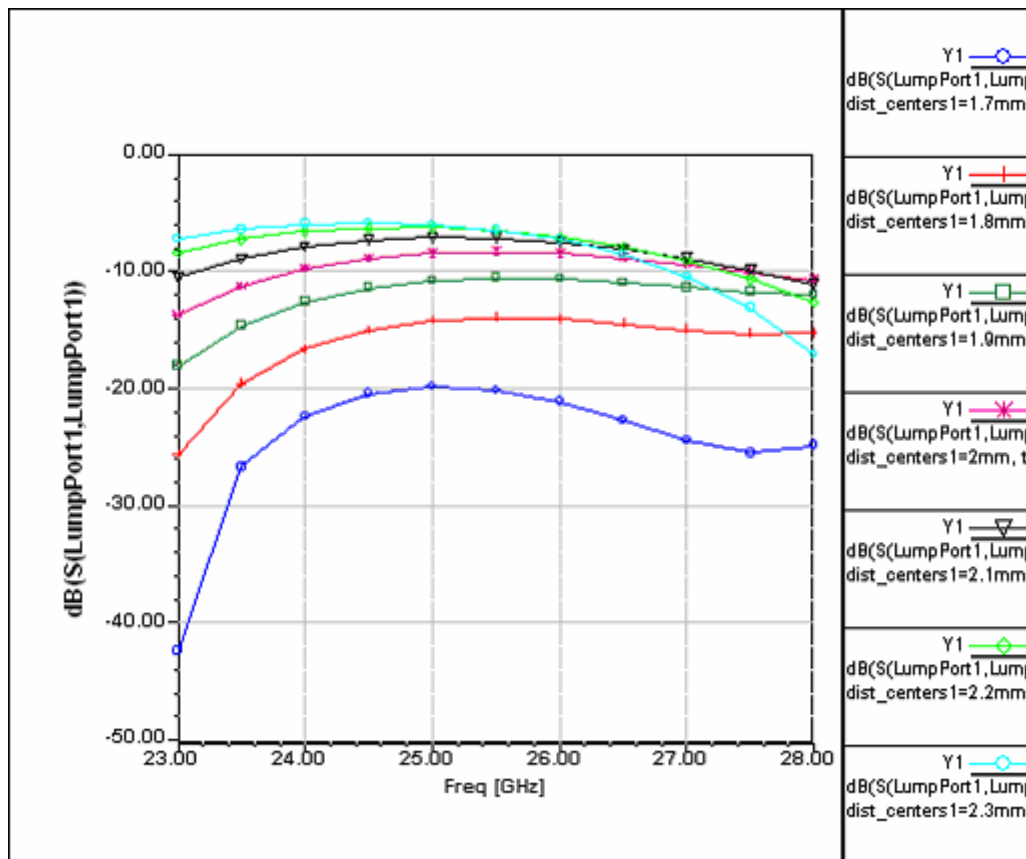
Η τιμή που επιλέγηκε για τη μεταβλητή offset είναι 0.1mm γιατί από τη μια αποφεύγονται οι πολύ έντονες μεταβολές στις S παραμέτρους και έτσι αποτρέπονται σημαντικά σφάλματα λόγω ανακρίβειας κατά τη διαδικασία της κατασκευής, και από την άλλη η μεταβολή των παραμέτρων, άρα και της φάσης, θα είναι σημαντική.

Μετά την επιλογή τιμής για το offset έγινε προσπάθεια για να βρεθεί η ζώνη αποκοπής και να μετακινηθεί στα 26GHz με μεταβολή της απόστασης των κέντρων των οπών dist_centers . Η σταθερή τιμή που χρησιμοποιήθηκε για την ακτίνα των οπών ήταν 0.7mm . Μια πρώτη προσέγγιση της απόστασης αυτής μπορεί να γίνει όπως αναφέρθηκε και στους σχεδιαστικούς κανόνες από τη σχέση 3.1 θεωρώντας σαν ϵ_{eff} αυτό της απλής μικροταινίας. Το ϵ_{eff} της απλής μικροταινίας μπορεί να υπολογιστεί με βάση αναλυτικούς τύπους ή ακόμα και με τη χρήση υπολογιστικών προγραμμάτων που κάνουν χρήση αυτών των τύπων. Ένα τέτοιο εργαλείο, το LineCalc, διαθέτει και το πρόγραμμα HP-ADS v2002. Για την συγκεκριμένη μικροταινία που χρησιμοποιείται στη μοντελοποίηση με τα χαρακτηριστικά του διηλεκτρικού υποστρώματος που αναφέραμε

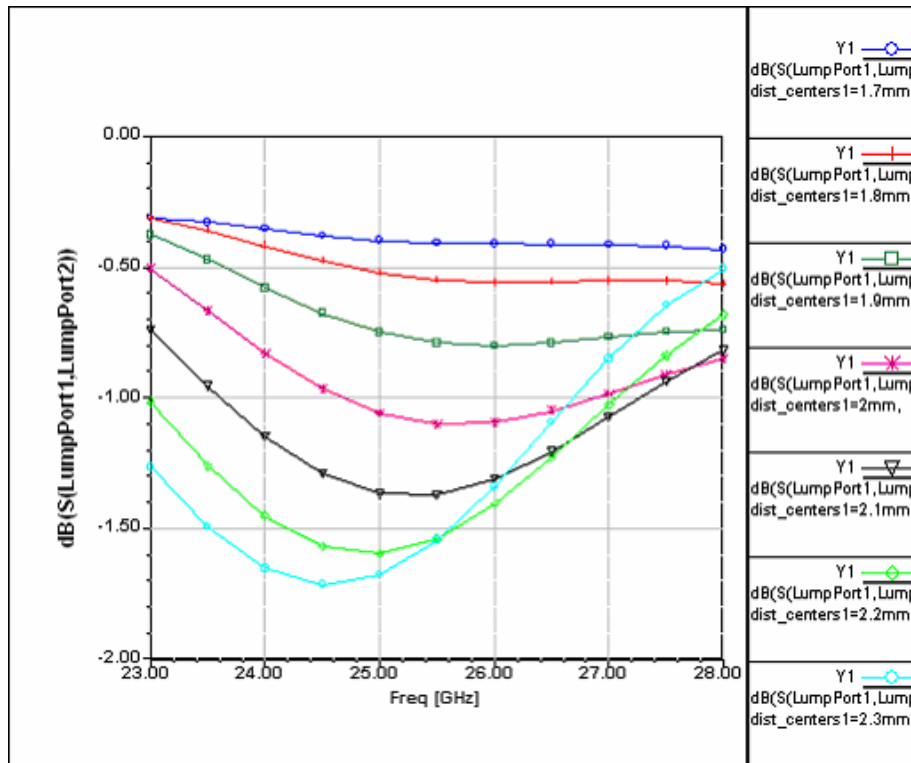
Πιο πάνω και τη συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας η ενεργός διηλεκτρική σταθερά προέκυψε $\epsilon_{eff} = 6.82$. Έτσι από τη σχέση 3.1 υπολογίζεται μια πρώτη προσέγγιση της απόστασης μεταξύ των οπών $dist_centers$ για να είναι η ζώνη αποκοπής στα 26 GHz.

$$f_{stop} = \frac{c}{2 \cdot dist_centers \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \Leftrightarrow dist_centers = \frac{c}{2f_{stop} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \cdot 26 \times 10^9 \cdot \sqrt{6.84}} \approx 2.2mm$$

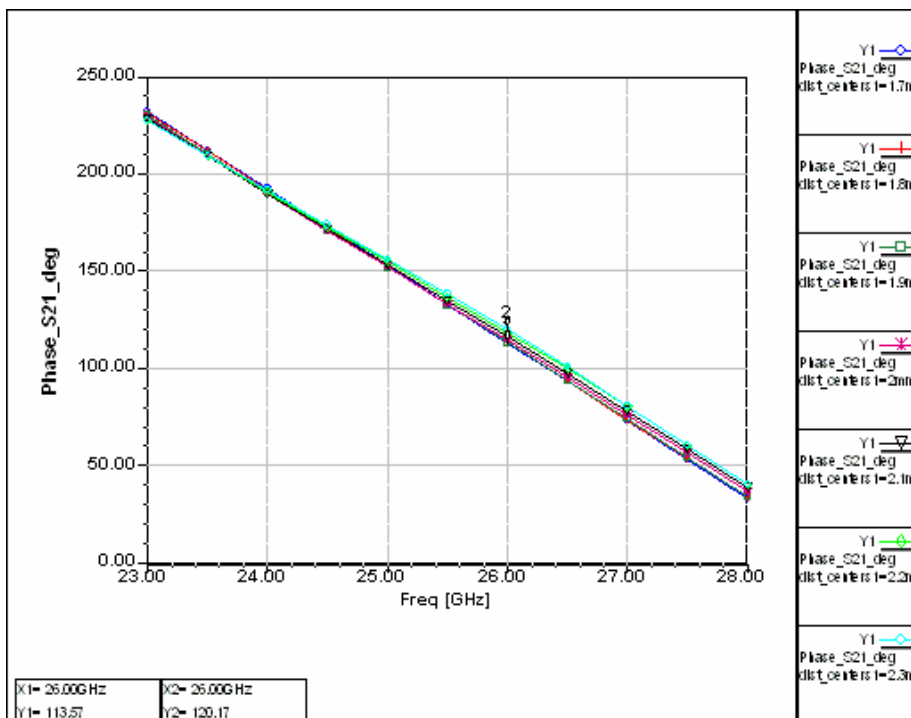
Πραγματοποιώντας εξομοιώσεις γύρω από αυτή την απόσταση φαίνεται ότι η πιο πάνω προσέγγιση είναι αρκετά ακριβής. Συγκεκριμένα πραγματοποιήθηκαν εξομοιώσεις για αποστάσεις 1.7, 1.8, 1.9, 2.0, 2.1, 2.2 και 2.3. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν φαίνονται στα παρακάτω διαγράμματα:



(a)



(β)



(γ)

Σχήμα 3.18 (α) Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} και **(β)** του συντελεστή μετάδοσης S_{21} σε dB καθώς και **(γ)** της φάσης του S_{21} σε μοίρες με αύξηση απόστασης μεταξύ των οπών (dist_centers) για διάταξη με τέσσερις οπές στο διηλεκτρικό.

Από τα παραπάνω σχήματα προκύπτουν οι εξής παρατηρήσεις:

- Η απόσταση $dist_centers$ για την οποία παρατηρείται μέγιστη απόσβεση του S_{21} στα 26GHz είναι περίπου 2mm, ενώ για την απόσταση 2.2mm βάση της οποίας έγινε η αρχική προσέγγιση το μέγιστο παρατηρείται στα 25 GHz δηλαδή πολύ κοντά στη συχνότητα λειτουργίας.
- Ανάλογη με την αύξηση της απόσβεσης είναι και η αύξηση του συντελεστή ανάκλασης.
- Με αύξηση της απόστασης $dist_centers$ παρατηρείται μετακίνηση της κεντρικής συχνότητας της περιοχής αποκοπής f_{stop} προς τα αριστερά δηλαδή προς μικρότερες συχνότητες. Η συμπεριφορά αυτή επαληθεύεται και από τη σχέση 3.1.
- Η μέγιστη τιμή της απόσβεσης (1 – 2 dB) είναι πολύ μικρή και δείχνει ότι δεν υπάρχει μεγάλη επίδραση των οπών με αποτέλεσμα και η στροφή φάσης να μην είναι μεγάλη.
- Χρησιμοποιώντας τον εμπειρικό κανόνα που αναφέρθηκε προηγουμένως η στροφή φάσης κυμαίνεται μεταξύ 15 και 20 μοιρών ανάλογα με την το αν το S_{21} βρίσκεται στην ζώνη αποκοπής ή όχι. Κάτι αξιοπρόσεκτο είναι ότι για αποστάσεις 1.7,1.8 και 1.9 η στροφή φάσης είναι η ίδια. Αυτό συμβαίνει γιατί το S_{21} αυτών δε βρίσκεται στην ζώνη αποκοπής στη συχνότητα λειτουργίας. Από την άλλη το S_{11} για αυτές τις αποστάσεις δίνει διαφορετικά αποτελέσματα. Έτσι εκμεταλλεόμενοι το γεγονός αυτό υπάρχει δυνατότητα να επιτυγχάνεται αρκετή στροφή φάσης ακόμα και όταν η ζώνη λειτουργίας είναι στην περιοχή διέλευσης ενώ ταυτόχρονα υπάρχει δυνατότητα επίτευξης πολύ καλής τιμής για το συντελεστή ανάκλασης. Το να δουλεύουμε σε αυτή την περιοχή έχει και το πλεονέκτημα ότι χρησιμοποιούμε μικρότερες τιμές για τις αποστάσεις $dist_centers$ από αυτές που οδηγούν στην ζώνη αποκοπής και έτσι υπάρχει δυνατότητα να εισαχθούν περισσότερες οπές με τον ίδιο μήκος γραμμής.

Από τις παραπάνω παρατηρήσεις φαίνεται ότι η διάταξη αυτή δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την επίτευξη μεγάλης στροφής φάσης. Επίσης, φαίνεται ότι η διάταξη με οπές μόνο στο διηλεκτρικό δεν επηρεάζει πολύ τις S παραμέτρους και έτσι η στροφή φάσης είναι πολύ μικρή. Εντούτοις, το ενθαρρυντικό αποτέλεσμα που εξάχθηκε ήταν ότι μπορούν να παράγουν σημαντική στροφή φάσης ακόμα και στη ζώνη διέλευσης.

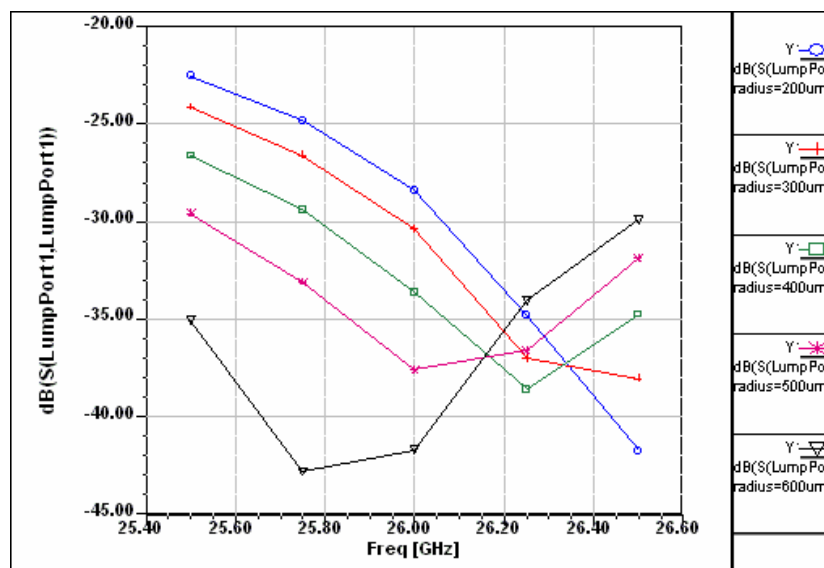
Για να εξεταστεί περισσότερο αυτή η περίπτωση πραγματοποιήθηκε μια δεύτερη διάταξη με 8 οπές. Τα χαρακτηριστικά της διάταξης αυτής είναι τα εξής:

- $dist_centers$: 1.3mm
- $offset$: 0.1mm

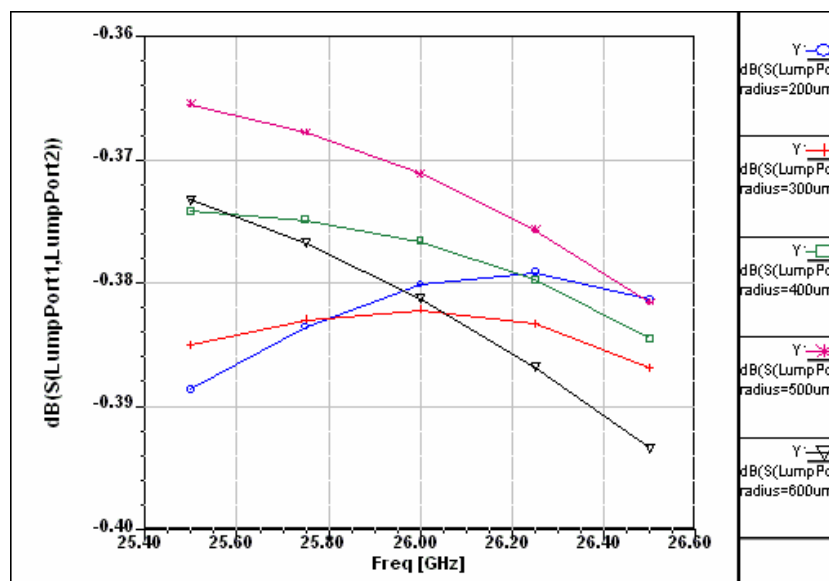
– radius : 0.2 – 0.6mm

Τονίζεται ότι η απόσταση $dist_centers$ επιλέχθηκε έτσι ώστε ο συντελεστής ανάκλασης να τείνει στο μηδέν. Επίσης αξίζει να σημειωθεί ότι για μήκος μικροταινιας $\lambda_{air}=11.54mm$ ενώ για $dist_centers=2mm$ μπορούν να διανοιχτούν μέχρι 6 οπές για $dist_centers=1.3mm$ μπορούν να διανοιχτούν μέχρι και 8 οπές ακτίνας μέχρι και 0,6mm. Αυτό σημαίνει ότι θα μπορεί να παραχθεί περισσότερη στροφή φάσης.

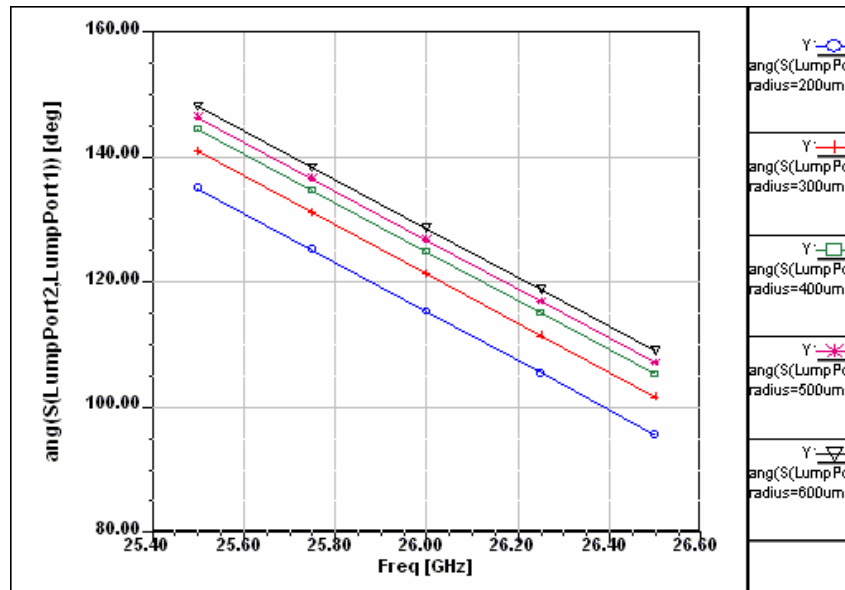
Τα αποτελέσματα των S παραμέτρων που προέκυψαν για αυτή τη διάταξη παρουσιάζονται στο σχήμα 3.19. Παρατηρώντας το σχήμα βλέπουμε ότι από τη μια έχουμε πολύ καλό συντελεστή ανάκλασης και από την άλλη έχουμε ικανοποιητική στροφή φάσης που κυμαίνεται από $15^\circ - 30^\circ$.



(a)



(b)



(γ)

Σχήμα 3.19: Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} (**α**) και του συντελεστή μετάδοσης S_{21} (**β**) σε dB καθώς και της φάσης του S_{21} σε μοίρες (**γ**) με αύξηση της ακτίνας των οπών (radius) για διάταξη με οκτώ οπές στο διηλεκτρικό.

Έχοντας εξετάσει δύο περιπτώσεις για τη διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα που διαπερνούν όμως και επίπεδο της γης καταλήγουμε στα εξής συμπεράσματα:

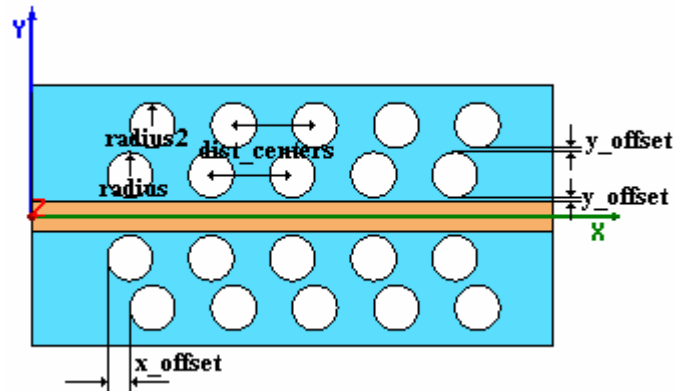
- Οι S παράμετροι δεν επηρεάζονται πολύ από τη διάταξη αυτή επειδή το κύμα ταξιδεύει κυρίως γύρω από τη μικροταινία λόγω της μεγάλης διηλεκτρικής σταθεράς. Το γεγονός αυτό μπορεί να εκμεταλλευτεί με την εισαγωγή οπών που να διαπερνούν εκτός τη μικροταινία και το διηλεκτρικό υπόστρωμα κάτω από αυτή. Η διάταξη αυτή αναλύεται σε επόμενη ενότητα.
- Η στροφή φάσης που επιτυγχάνεται είναι μικρή αλλά από τη μια επιτυγχάνεται πολύ καλός συντελεστής ανάκλασης και από την άλλη η διάταξη είναι ιδιαίτερα ανθεκτική σε κατασκευαστικές ανοχές. Έτσι μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε περιπτώσεις που η απαιτούμενη στροφή φάσης είναι σχετικά μικρή.

3.7 Διάταξη με δύο σειρές οπών στο διηλεκτρικό υπόστρωμα

Για να επιβεβαιωθεί ότι οι οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα δεν έχουν μεγάλη επίδραση στη στροφή φάσης εξετάστηκε και η περίπτωση όπου έχουμε δύο σειρές οπών δεξιά και αριστερά από τη μικροταινία.

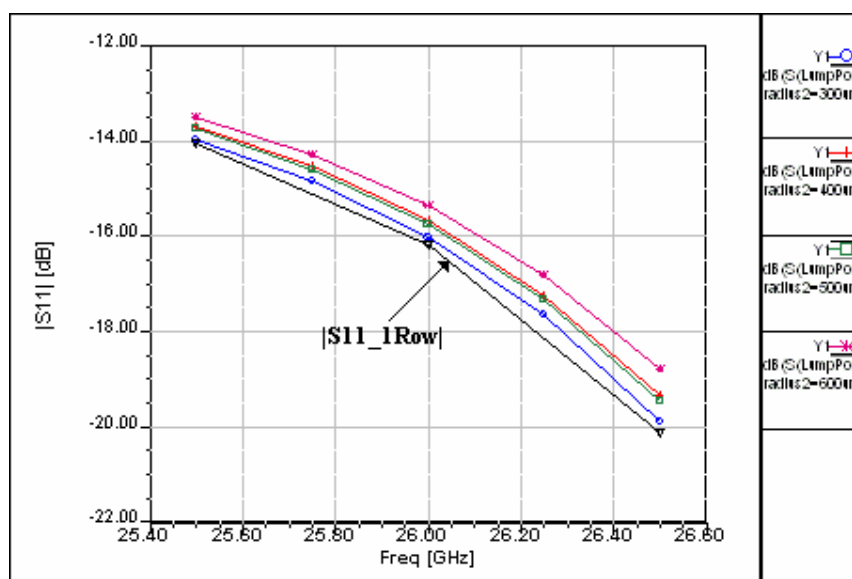
Τα χαρακτηριστικά που χρησιμοποιήθηκαν για τη διάταξη (σχήμα 3.20) είναι τα εξής:

- radius = 0.5mm
- radius2 = 0.5mm
- y_offset = 0.1mm
- Αριθμός οπών ανά σειρά = 5
- subst_length = $\lambda_{air} = 11.54\text{mm}$
- dist_centers = 1.6mm
- x_offset = 0 mm

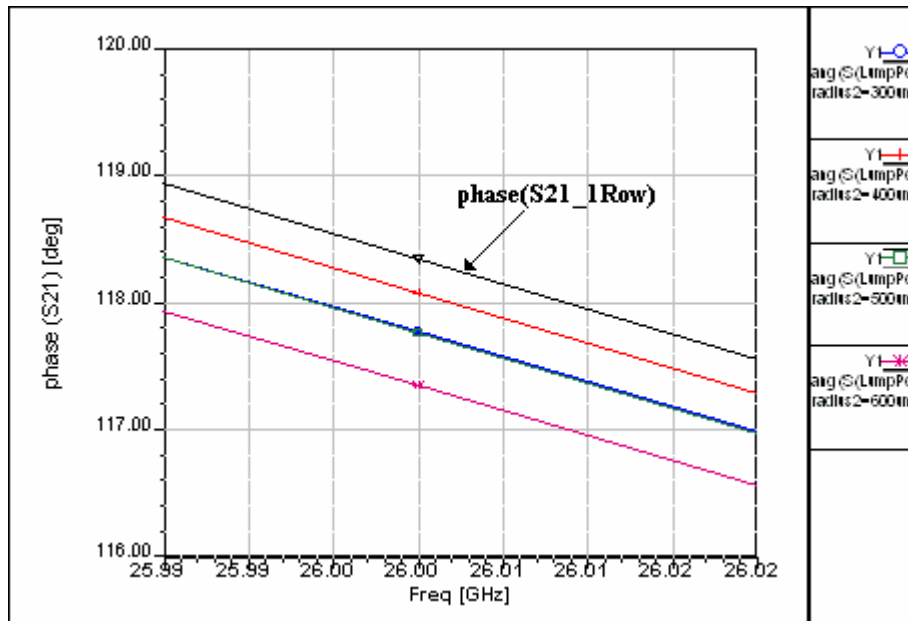


Σχήμα 3.20: Μοντέλο με δύο σειρές οπών στο διηλεκτρικό υπόστρωμα.

Η διάταξη εξετάστηκε πρώτα με μεταβλητή την ακτίνα της δεύτερης σειράς των οπών (radius2), διατηρώντας τις δύο σειρές οπών συνευθειακές ($x_offset=0$). Αυτό έγινε για να εξεταστεί κατά πόσο η επίδραση της δεύτερης σειράς είναι ικανοποιητική στη στροφή φάσης. Εξομοιώσεις έγιναν από 0.3 μέχρι 0.6 mm με βήμα 0.1mm. Τα αποτελέσματα παρατίθενται στο σχήμα 3.21.



(a)

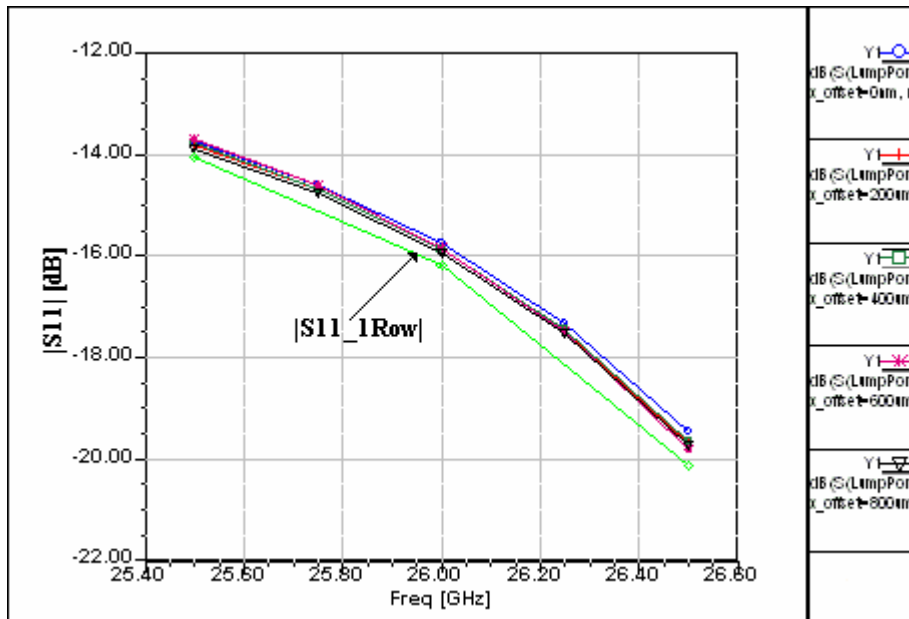


(β)

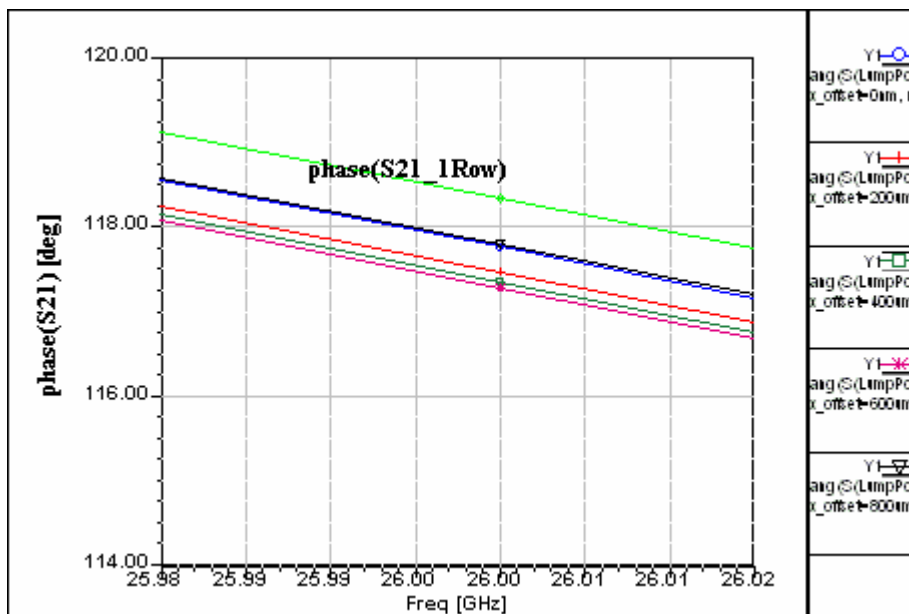
Σχήμα 3.21: (α) Διαγράμματα του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} σε dB καθώς και (β) της φάσης του S_{21} σε μοίρες με αύξηση της ακτίνας των οπών της δεύτερης σειράς (radius2) για τη διάταξη του σχήματος 3.20. Στα διαγράμματα συμπεριλαμβάνεται και η περίπτωση μιας σειράς οπών για σύγκριση των αποτελεσμάτων.

Από τα αποτελέσματα βλέπουμε τη πολύ μικρή επίδραση τόσο στο πλάτος του συντελεστή ανάκλασης (0.5 – 1dB διαφορά) όσο και στη φάση του συντελεστή μετάδοσης (1° διαφορά). Επειδή λοιπόν η διάταξη αυτή έχει αμελητέα επίδραση στις S παραμέτρους, τουλάχιστον στην περίπτωση που οι δύο σειρές οπών είναι συνευθειακές ($x_{\text{offset}} = 0$), δεν έχει νόημα να χρησιμοποιείται αφού αυξάνει την πολυπλοκότητα και το χρόνο εξομοίωσης χωρίς ουσιαστικό κέρδος.

Αφού η επίδραση της ακτίνας της δεύτερης σειράς οπών είναι αμελητέα εξετάστηκε η περίπτωση όπου οι δύο σειρές οπών δεν είναι συνευθειακές ($x_{\text{offset}} \neq 0$). Για το σκοπό αυτό έγιναν εξομοιώσεις από $x_{\text{offset}} = 0$ μέχρι $x_{\text{offset}} = \text{dist_centers}/2 = 0.8\text{mm}$ με βήμα 0.2mm. Για την ακτίνα radius2 χρησιμοποιήθηκε η τιμή 0.5mm. Όπως φαίνεται και από τα αποτελέσματα (σχήμα 3.22) ούτε αυτή η διάταξη δεν επέφερε ουσιαστική αλλαγή.



(α)



(β)

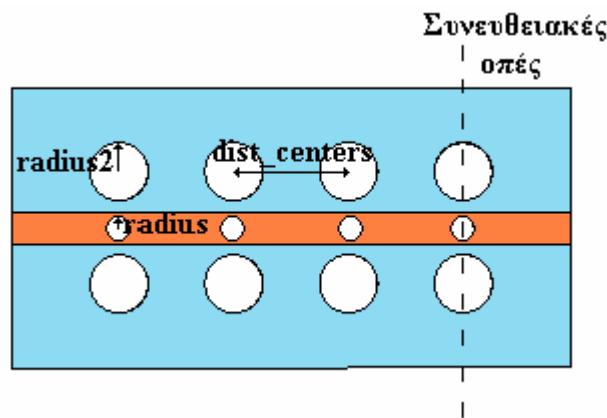
Σχήμα 3.22: Διαγράμματα του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} **(α)** σε dB καθώς και της φάσης του S_{21} σε μοίρες **(β)** με αύξηση της μεταβλητής x_{offset} της διάταξη του σχήματος 3.20. Στα διαγράμματα συμπεριλαμβάνεται και η περίπτωση μιας σειράς οπών για σύγκριση των αποτελεσμάτων.

Με βάση λοιπόν τα αποτελέσματα που προέκυψαν από αυτή την ενότητα εδραιώθηκε το συμπέρασμα ότι οι οπές πρέπει να βρίσκονται κοντά ή πάνω στη μικροταινία. Επίσης προέκυψε το συμπέρασμα ότι δεξιά και αριστερά από τη μικροταινία πρέπει να χρησιμοποιείται μόνο μια σειρά οπών. Έχοντας αυτά κατά νου,

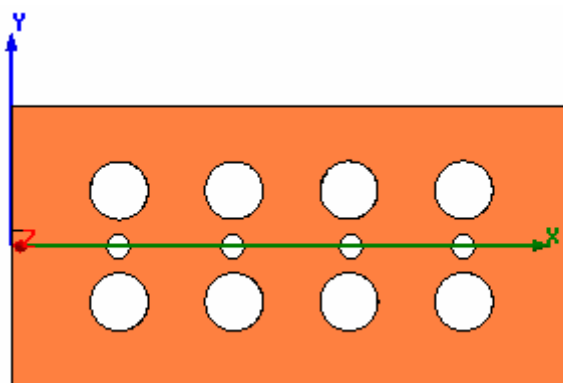
εξετάζεται στην επόμενη ενότητα διάταξη με οπές και στο διηλεκτρικό υπόστρωμα αλλά και στη μικροταινία.

3.8 Διάταξη PBG με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στην μικροταινία

Για να αυξηθεί η στροφή φάσης σε σχέση με τη πρώτη διάταξη που εξετάστηκε προστέθηκαν σε αυτή οπές που διαπερνούν την μικροταινία καθώς και το διηλεκτρικό υπόστρωμα και το επίπεδο της γης κάτω από αυτή (σχήμα 3.23). Για σύγκριση των αποτελεσμάτων με την πρώτη διάταξη χρησιμοποιήθηκαν τα ίδια χαρακτηριστικά με προηγουμένως. Συγκεκριμένα η νέα διάταξη έχει μήκος λ_{air} και 4 οπές ανά σειρά σε δύο σειρές δεξιά και αριστερά από τη μικροταινία. Η απόσταση του άκρου των οπών στο διηλεκτρικό από τη μικροταινία (offset) είναι 0.1mm, ενώ η ακτίνα τους (radius2) είναι 0.7mm. Οι τέσσερις οπές στη μικροταινία έχουν ακτίνα (radius) 0.25mm. Σημειώνεται ότι τα κέντρα των οπών που ανήκουν στην ίδια στήλη είναι συνευθειακά.

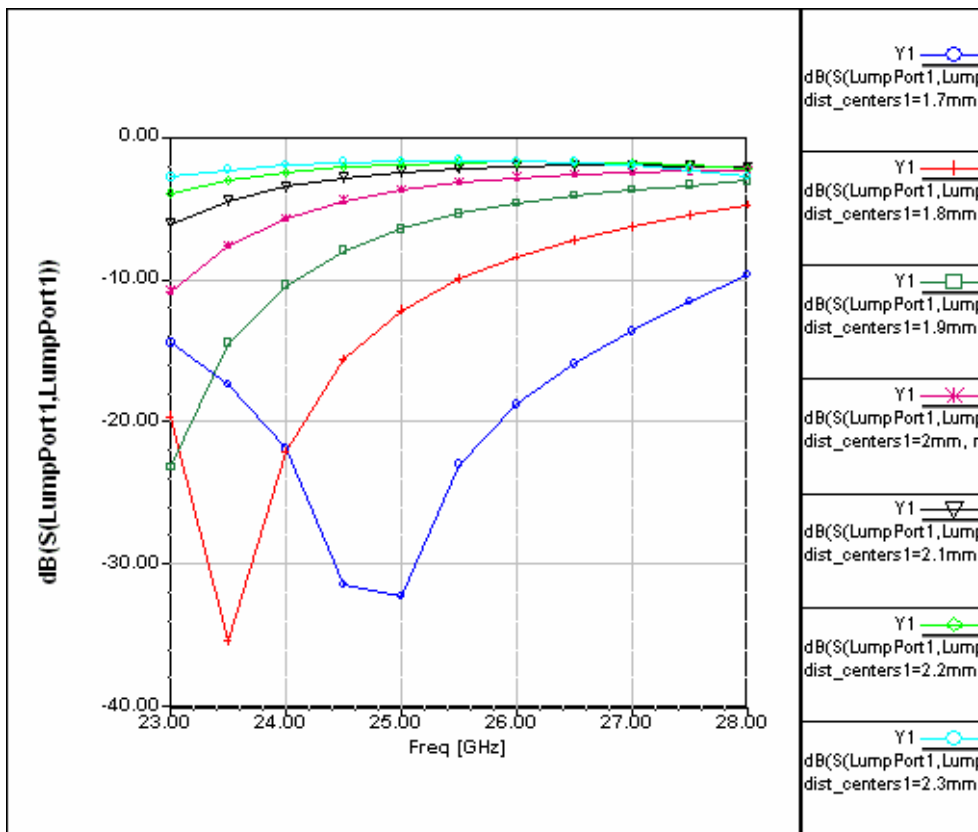


(α)

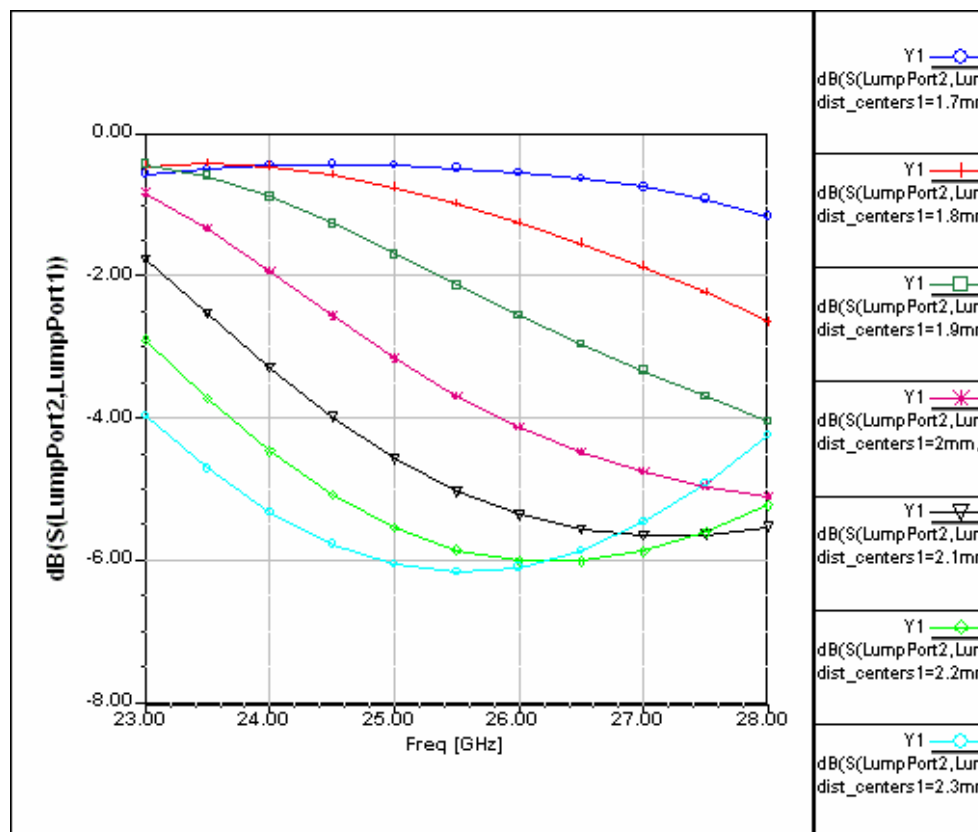


(β)

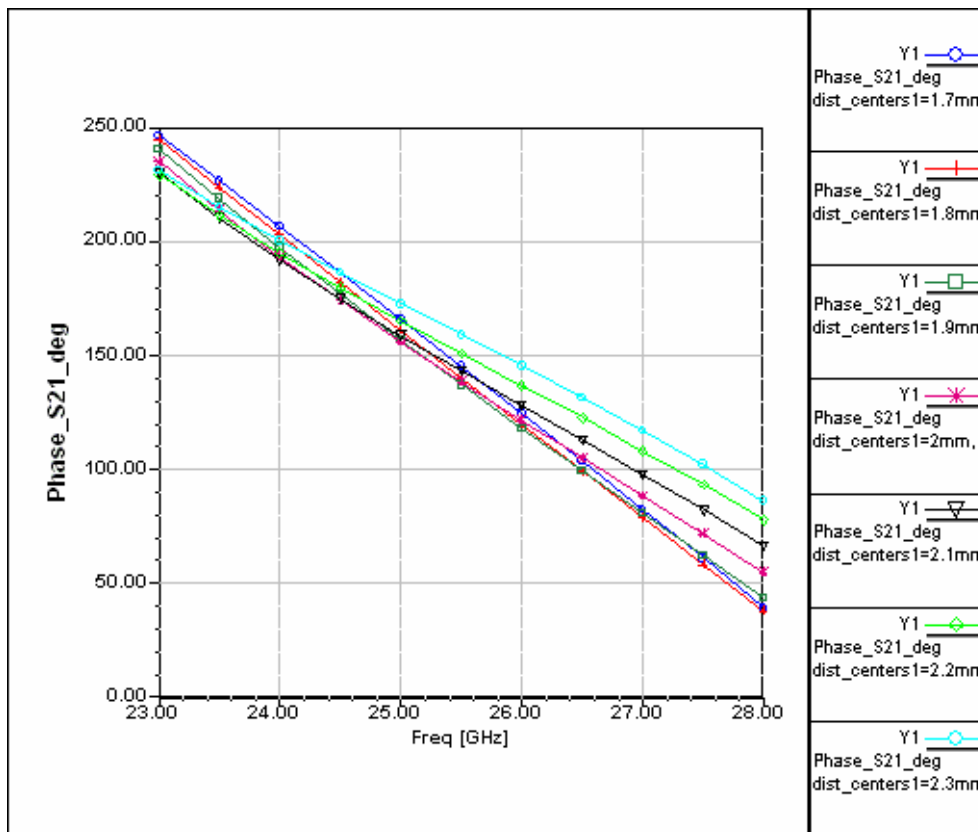
Σχήμα 3.23: Μοντέλο με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στην μικροταινία που χρησιμοποιήθηκε για τις εξομοιώσεις **(α)** Άνω όψη (μικροταινία), **(β)** Κάτω όψη (Επίπεδο της γης)



(a)



(b)



(γ)

Σχήμα 3.24: Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} (**α**) και του συντελεστή μετάδοσης S_{21} (**β**) σε dB καθώς και της φάσης του S_{21} σε μοίρες (**γ**) με αύξηση της απόστασης μεταξύ των οπών (offset) για διάταξη με τέσσερις οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στην μικροταινία.

Από τα αποτελέσματα της διάταξης αυτής (σχήμα 3.24) και από την σύγκρισή τους με αυτά της διάταξης με οπές μόνο στο διηλεκτρικό υπόστρωμα (σχήμα 3.18) εξάγονται τα εξής συμπεράσματα:

- Η διάταξη με οπές και στη μικροταινία έχει μεγαλύτερη επίδραση στις S παραμέτρους. Αυτό φαίνεται τόσο από τους συντελεστές ανάκλασης (μέγιστη τιμή -2dB σε σύγκριση με -6dB από τη πρώτη διάταξη) και από τους συντελεστές μετάδοσης (μέγιστη απόσβεση 6dB σε σύγκριση με 2dB).
- Αυξάνεται η στροφή φάσης κατά 30° (50° έναντι 20°) με επίπτωση όμως στο συντελεστή ανάκλασης του οποίου οι τιμές είναι απαγορευτικές για την λειτουργία της διάταξης μέσα στην περιοχή αποκοπής.
- Μια άλλη σημαντική παρατήρηση είναι ότι η φάση του S_{21} στην περιοχή αποκοπής έχει μη γραμμική συμπεριφορά.

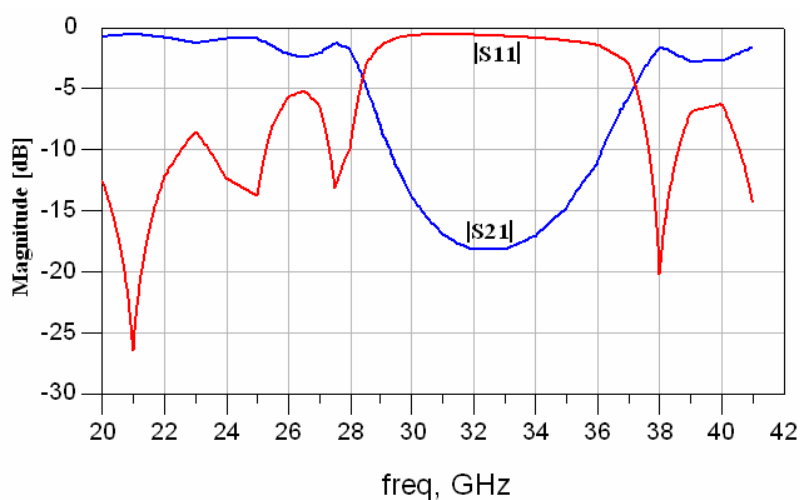
Μπορεί λοιπόν να γίνει εκμετάλλευση αυτής της ιδιότητας και να βρεθεί η περιοχή που παρουσιάζει τη μεγαλύτερη στροφή φάσης και ταυτόχρονα έχει ικανοποιητικό συντελεστή ανάκλασης ($S_{11} < -10\text{dB}$ από 25.5 – 26.5GHz). Με άλλα λόγια πρέπει να εξεταστεί αν είναι καλύτερα η συχνότητα λειτουργίας να βρίσκεται στην ζώνη διέλευσης μακριά από την ζώνη αποκοπής ή ακριβώς πριν τη περιοχή αποκοπής ή μετά από την περιοχή αποκοπής.

Για το σκοπό αυτό πραγματοποιήθηκε ένα μοντέλο όμοιο με αυτό που εξετάζεται τώρα αλλά με οκτώ οπές και με μήκος 17mm ώστε τα αποτελέσματα να είναι ακόμα πιο έντονα. Η αύξηση του μήκους έγινε απλώς για να μπορέσουν να τοποθετηθούν σωστά οι οπές με την επιθυμητή απόσταση. Τα ακριβή χαρακτηριστικά του μοντέλου αυτού είναι τα εξής:

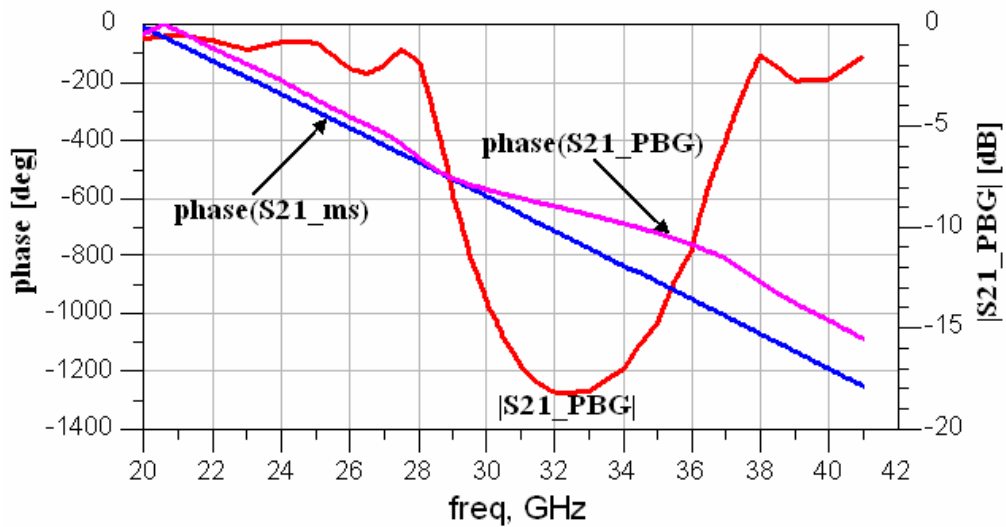
- radius = 0.25mm
- radius2 = 0.6mm
- dist_centers = 1.8 mm
- offset = 0.1mm
- Αριθμός οπών ανά σειρά = 8

Η διάταξη εξομοιώθηκε σε μεγάλο εύρος τιμών (20-41 GHz) ώστε οι προαναφερθείσες περιοχές να είναι όλες ορατές.

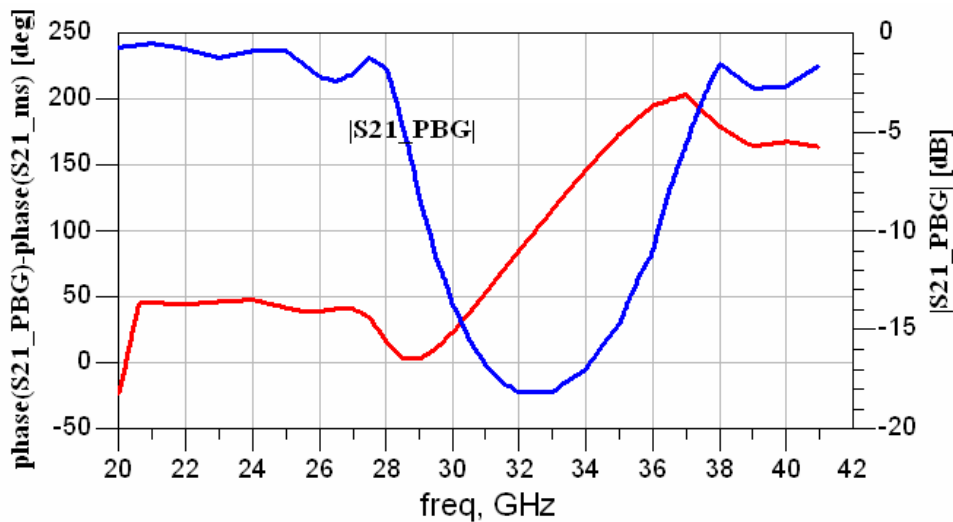
Το σχήμα 3.25 παρουσιάζει τις S παραμέτρους ενώ το σχήμα 3.26 παρουσιάζει δύο γραφικές παραστάσεις για τη σύγκριση των αποτελεσμάτων. Η πρώτη παρουσιάζει τη φάση του S_{21} της διάταξης και της απλής μικροταινίας μήκους 17mm καθώς και το διάγραμμα του πλάτους του S_{21} της διάταξης, ενώ η δεύτερη τη διαφορά φάσης του S_{21} μεταξύ της διάταξης και της μικροταινίας και το πλάτους του S_{21} .



Σχήμα 3.25: Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} και του συντελεστή μετάδοσης S_{21} σε dB για διάταξη με οκτώ οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στη μικροταινία.



(α)



(β)

Σχήμα 3.26: (α) Διάγραμμα των φάσεων του S21 της διάταξης PBG και της απλής μικροταινίας μήκους 17mm καθώς του πλάτους S21 της διάταξης PBG και (β) διάγραμμα της διαφορά φάσης του S21 μεταξύ της διάταξης και της μικροταινίας και το πλάτους του S21.

Με βάση τα διαγράμματα του σχήματος 3.26 προκύπτουν οι εξής παρατηρήσεις:

- Η σχετική στροφή φάσης μεταξύ της διάταξης και της μικροταινίας είναι θετική σε όλο το εύρος συχνοτήτων. Αυτό σημαίνει ότι η ηλεκτρική καθυστέρηση της διάταξης PBG είναι μικρότερη από αυτή της μικροταινίας, άρα το ηλεκτρομαγνητικό κύμα στη διάταξη PBG ταξιδεύει πιο γρήγορα από ότι στη μικροταινία. Επιπρόσθετα αυτό σημαίνει ότι η σταθερά διάδοσης β της PBG διάταξης είναι μικρότερη από αυτή της μικροταινίας. Η εξήγηση για το πώς προκύπτουν αυτά τα συμπεράσματα παρατίθεται στη συνέχεια της ενότητας.

- Παρατηρώντας το σχήμα 3.26β διακρίνονται τέσσερις περιοχές όπου η στροφή φάσης έχει διαφορετική συμπεριφορά. Οι περιοχές αυτές είναι οι εξής:
 - I. Η ζώνη διέλευσης μέχρι την αρχή της ζώνης αποκοπής (20 – 27GHz): υπάρχει μια σχετικά μικρή (50°) αλλά και σταθερή στροφή φάσης η οποία μειώνεται ελαφρώς πλησιάζοντας την περιοχή αποκοπής.
 - II. Το κομμάτι της ζώνης αποκοπής όπου υπάρχει συνεχής μείωση της κλίσης του πλάτους του S21 μέχρι το σημείο της μέγιστης αρνητικής κλίσης (27-29 GHz): η στροφή φάσης μειώνεται πολύ γρήγορα και στο μέσο της περιοχής αυτής παρουσιάζει τη μικρότερη τιμή.
 - III. Το μέρος της ζώνης αποκοπής στο οποίο υπάρχει συνεχής αύξηση της κλίσης πλάτους του S21 (29-37 GHz): Η στροφή φάσης αυξάνεται συνεχώς και φθάνει τη μέγιστη τιμή της που είναι στο δεξιό άκρο της ζώνης αποκοπής.
 - IV. Η ζώνη συχνοτήτων στο τέλος της ζώνης αποκοπής (37-41 GHz): Η στροφή φάσης αρχικά μειώνεται έπειτα όμως σταθεροποιείται σε μια μεγάλη τιμή.

Το γεγονός όμως ότι στη περιοχή IV η στροφή φάσης είναι μεγάλη δεν σημαίνει ότι αν μετακινηθεί αυτή η ζώνη στην συχνότητα λειτουργίας, αυξάνοντας το $dist_centers$ και διατηρώντας σταθερά τα άλλα χαρακτηριστικά της διάταξης, η στροφή φάσης θα είναι η ίδια ή εξίσου σημαντική για δύο λόγους. Ο πρώτος λόγος είναι ότι η στροφή φάσης εξαρτάται από τη συχνότητα. Έτσι έχοντας την ίδια χρονική καθυστέρηση στα 26 και στα 40 GHz η στροφή φάσης στη δεύτερη περίπτωση θα είναι σχεδόν διπλάσια. Ο δεύτερος λόγος είναι ότι ειδικά στην περιοχή IV που οι συχνότητες είναι μεγαλύτερες από τη συχνότητα λειτουργίας αναμένεται να υπάρχει μεγάλο σφάλμα επειδή το μοντέλο αναλύθηκε σε πολύ μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Αυτό συμβαίνει γιατί το πλέγμα (mesh) τετραέδρων βάσει του οποίου γίνεται η εξομοίωση σε όλες τις συχνότητες υπολογίζεται μόνο στην συχνότητα λειτουργίας (26 GHz). Ως αποτέλεσμα ειδικά στις συχνότητες πάνω από τη συχνότητα λειτουργίας όπου το μήκος κύματος είναι μικρότερο οι διαστάσεις των τετραέδρων του πλέγματος μπορεί να είναι σχετικά μεγάλες και να μην παραχθούν αποτελέσματα με ικανοποιητική ακρίβεια.

Σε αυτό το σημείο κρίνεται σκόπιμο να εξηγηθούν οι λόγοι για τους οποίους παρουσιάζεται χρονικό προβάδισμα της διάταξης PBG σε σχέση με τη μικροταινία. Προτού αρχίσει όμως αυτή η ανάλυση πρέπει να εξηγηθεί πως επηρεάζεται η ενεργός διηλεκτρική σταθερά ϵ_{eff} από την εισαγωγή οπών στο διηλεκτρικό υπόστρωμα. Εισάγοντας οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα (οι οποίες είναι γεμάτες με αέρα) μειώνεται η ενεργός διηλεκτρική σταθερά αφού κομμάτια διηλεκτρικού με σταθερά $\epsilon_r=9.2$ αντικαθιστούνται με διηλεκτρικό σταθεράς 1 (αέρας). Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι

δεν υπάρχει γραμμική σχέση μεταξύ της ενεργού διηλεκτρικής σταθεράς και της εισαγωγής οπών αφού το κύμα δεν διαδίδεται ομοιόμορφα αλλά κυρίως κοντά στη μικροταινία. Γι' αυτό άλλωστε οπές κοντά ή κάτω από τη μικροταινία έχουν μεγαλύτερη επίδραση από τις οπές που είναι μακριά από αυτή, αφού επηρεάζουν περισσότερο τη διηλεκτρική σταθερά. Γιατί όμως η αλλαγή της ϵ_{eff} επηρεάζει την χρονική καθυστέρηση της διάταξης;

Η χρονική καθυστέρηση τ_d μιας, μικροταινιακής γραμμής μεταφοράς άρα και της διάταξης μας ορίζεται από τη σχέση:

$$\tau_d = \frac{1}{U_p} \quad \text{Σχέση 3.4}$$

όπου U_p η ταχύτητα φάσης στη διάταξη. Η ταχύτητα φάσης όμως συνδέεται με τη ενεργό διηλεκτρική σταθερά της μικροταινιακής διάταξης ϵ_{eff} μέσω της σχέσης:

$$U_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{Σχέση 3.5}$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός. Έτσι από τις σχέσεις 3.3 και 3.4 προκύπτει η σχέση που συνδέει το χρονική καθυστέρηση τ_d με την ϵ_{eff} :

$$\tau_d = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \quad \text{Σχέση 3.6}$$

Από τη σχέση 3.6 καθίσταται σαφές ότι με μείωση της ενεργού διηλεκτρικής σταθεράς μειώνεται και η καθυστέρηση. Πέρα από τη σχέση της ενεργού διηλεκτρικής σταθεράς με την ταχύτητα φάσης και την ηλεκτρική καθυστέρηση αξίζει να αναφερθούμε και στη σχέση της με τη σταθεράς διάδοσης β .

Η σταθεράς διάδοσης δίνεται από τη σχέση:

$$\beta = \frac{\omega}{U_p} = \frac{\omega}{\frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{2\pi}{\lambda_o} \sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad \text{Σχέση 3.7}$$

όπου λ_o και λ_g το μήκος κύματος στο κενό και στη μικροταινία αντίστοιχα. Από τη σχέση 3.7 φαίνεται ότι η μείωση του ϵ_{eff} έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση και της σταθεράς διάδοσης β . Όσον αφορά τις περιοχές II και III η έντονη μεταβολή στην κλίση του πλάτους S21 επιφέρει έντονη μεταβολή της σταθεράς διάδοσης β . Συγκεκριμένα μείωση της κλίσης του πλάτους S21 επιφέρει αύξηση της σταθεράς διάδοσης και αντίθετα.

Όμως, πέρα από τη στροφή φάσης απαιτείται και μικρός συντελεστής ανάκλασης πράγμα που δεν ισχύει στην περιοχή III όπου παρουσιάζεται η μεγαλύτερη

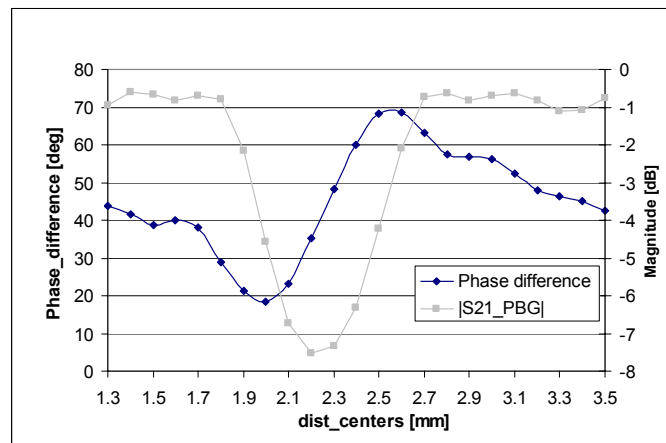
στροφή φάσης. Οι μόνες περιοχές στις οποίες υπάρχει δυνατότητα να λειτουργήσει η διάταξη είναι η I και η III.

Πριν όμως καταλήξουμε ποια από τις δύο περιοχές είναι η καλύτερη πρέπει να εξετάσουμε τη στροφή φάσης και το συντελεστή ανάκλασης στις δύο περιοχές όταν αυτές βρίσκονται στο εύρος λειτουργίας χρησιμοποιώντας την ίδια διάταξη. Βέβαια, το $dist_centers$ θα είναι διαφορετικό ώστε η διάταξη να λειτουργεί στην περιοχή που εξετάζεται κάθε φορά. Τα χαρακτηριστικά της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για το σκοπό αυτό είναι τα εξής:

- $radius = 0.25\text{mm}$
- $radius2 = 0.6\text{mm}$
- $offset = 0.1\text{mm}$
- Αριθμός οπών ανά σειρά = 5
- $subst_length = 17\text{mm}$
- $dist_centers = \text{Μεταβλητή}$

Για τη μεταβλητή $dist_centers$ χρησιμοποιήθηκαν τιμές από 1.3mm μέχρι 3.5mm για να μελετηθεί η μεταβολή της στροφής φάσης και του συντελεστή ανάκλασης.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η γραφική παράσταση της στροφής φάσης καθώς και το πλάτος του συντελεστή διέλευσης συναρτήσει της απόστασης $dist_centers$ στην συχνότητα λειτουργίας.



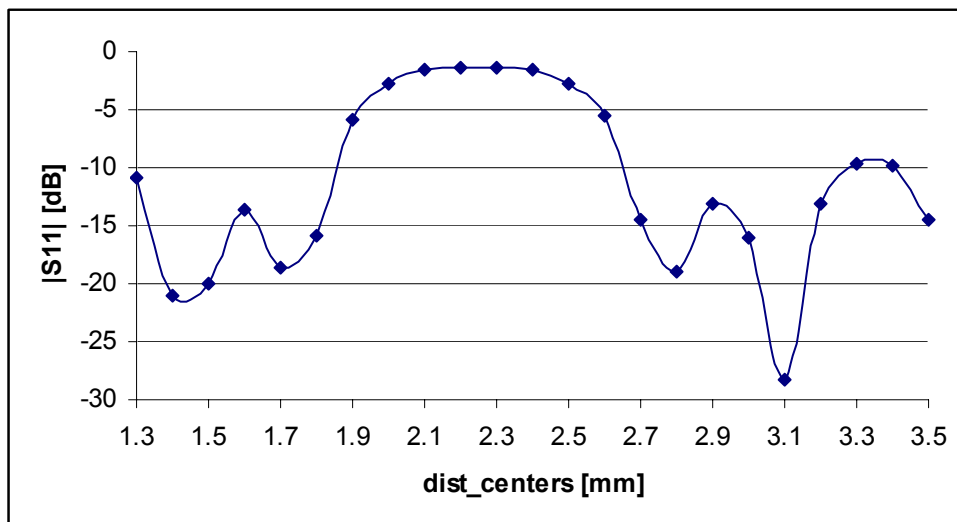
Σχήμα 3.27: Διάγραμμα της στροφής φάσης και του πλάτους του συντελεστή διέλευσης συναρτήσει της απόστασης $dist_centers$ στη συχνότητα 26 GHz για τη διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στην μικροταινιαία.

Από το παραπάνω σχήμα φαίνεται καθαρά η σχέση της στροφής φάσης συναρτήσει της μεταβολής του πλάτους του συντελεστή διέλευσης στη ζώνη αποκοπής. Μάλιστα επιβεβαιώνονται σε μεγάλο βαθμό και τα συμπεράσματα που

εξάχθηκαν από τα σχήματα 3.25 και 3.26. Η μόνο διαφοροποίηση είναι στην περιοχή IV όπου η στροφή φάσης επανέρχεται στη τιμή που είχε και στην περιοχή I (~40°).

Πέρα όμως από τα προηγούμενα συμπεράσματα προκύπτουν ακόμα δύο σημαντικές παρατηρήσεις. Η πρώτη προκύπτει από τη περιοχή IV όπου υπάρχει ένα μικρό εύρος τιμών για τη μεταβλητή *dist_centers* από 3.7 μέχρι 3mm όπου η στροφή φάσης είναι αυξημένη κατά περίπου 15 – 20°. Η δεύτερη σημαντική παρατήρηση είναι ότι στη περιοχή I η στροφή φάσης παρουσιάζει μια αυξητική τάση για μικρότερες τιμές της απόστασης μεταξύ των οπών.

Όσον αφορά το συντελεστή ανάκλασης *S11* (σχήμα 3.28) παρατηρείται ότι τόσο στην περιοχή I όσο και στην περιοχή IV έχει ικανοποιητική τιμή. Μάλιστα η τιμή του συντελεστή ανάκλασης στην περιοχή I είναι κατά μέσο όρο καλύτερη από ότι στην περιοχή IV. Επιπρόσθετα από το σχήμα φαίνεται ότι με μικρές αλλαγές στην μεταβλητή *dist_centers* (0.1mm) μπορεί να βελτιωθεί ο συντελεστής ανάκλασης σημαντικά.



Σχήμα 3.28: Συντελεστής ανάκλασης *S11* συναρτήσει της απόστασης *dist_centers* στη συχνότητα 26 GHz για τη διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στην μικροταινία.

Από τη παραπάνω ανάλυση φαίνεται ότι τόσο η περιοχή I όσο και η περιοχή IV μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την επίτευξη στροφής φάσης. Εντούτοις η περιοχή I πλεονεκτεί έναντι της περιοχής IV γιατί απαιτεί σημαντικά μικρότερες αποστάσεις (π.χ. 1.4 αντί 2.8mm) και έτσι υπάρχει δυνατότητα να τοποθετηθούν περισσότερες οπές για σταθερό μήκος μικροταινίας και να δώσουν περισσότερη στροφή από ότι θα έδινε μια διάταξη που λειτουργεί στην περιοχή IV αφού για τη τελευταία θα τοποθετούνταν αναγκαστικά πολύ μικρότερος αριθμός οπών και έτσι η στροφή φάσης θα ήταν σημαντικά μικρότερη. Με βάση τα παραπάνω αποφάσισα λοιπόν ότι η διάταξη θα

λειτουργεί στη περιοχή I με όσο το δυνατό μικρότερη την απόσταση $dist_centers$ όταν απαιτείται μεγάλη στροφή φάσης.

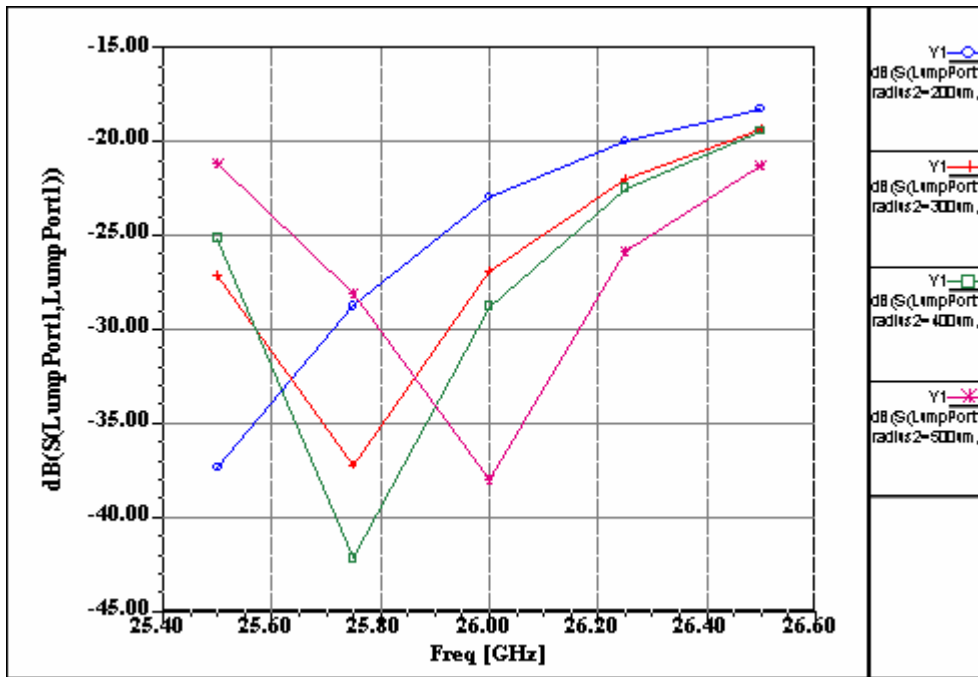
Έχοντας καθορίσει την περιοχή λειτουργίας το μόνο που μένει να εξεταστεί είναι σε πιο βαθμό επηρεάζει τη στροφή φάσης η μεταβολή των $radius$ (ακτίνα των οπών στη μικροταινία) και $radius2$ (ακτίνα των οπών στο διηλεκτρικό) καθώς και το πώς ο αριθμός των οπών επηρεάζει τη στροφή φάσης. Αρχικά θα εξεταστεί η επίδραση των παραμέτρων $radius$ και $radius2$. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκε διάταξη με τα εξής χαρακτηριστικά:

- $radius = 0.2\text{mm}$ (όταν είναι σταθερή)
- $radius2 = 0.5\text{mm}$ (όταν είναι σταθερή)
- $offset = 0.1\text{mm}$
- Αριθμός οπών ανά σειρά = 6
- $subst_length = 17\text{mm}$
- $dist_centers = 1.45\text{mm}$

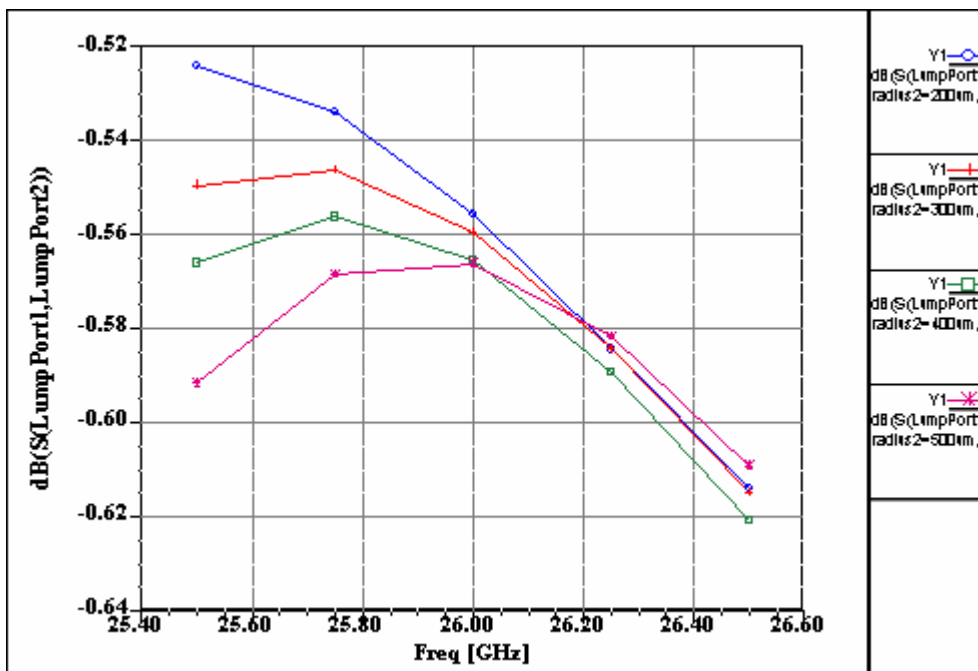
Όπως φαίνεται και από τη τιμή της $dist_centers$ η διάταξη λειτουργεί στην περιοχή I, ενώ λήφθηκε πρόνοια ώστε με αυτή την τιμή της $dist_centers$ να επιτυγχάνεται πολύ καλός συντελεστής ανάκλασης.

Για την εξέταση της επίδρασης της μεταβλητής $radius2$ στην στροφή φάσης έγιναν εξομοιώσεις για τιμές αυτής από 0.2 μέχρι 0.5 με βήμα 0.1mm. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν φαίνονται στο επόμενο σχήμα.

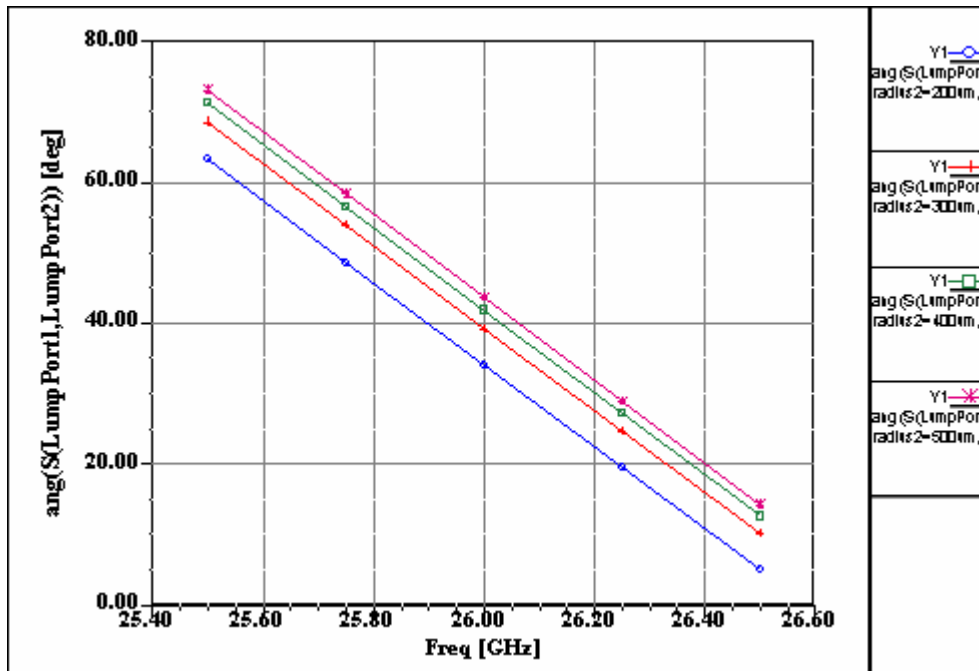
Από τα διαγράμματα φαίνεται καθαρά ότι με αύξηση της μεταβλητής $radius2$ αυξάνεται η στροφή φάσης κατά 2° περίπου εκτός από την περίπτωση μετάβασης από 0.2 σε 0.3mm όπου η στροφή φάσης είναι 5° . Όσον αφορά το πλάτος των S συντελεστών, παρατηρείται αύξηση της απόσβεσης και μετακίνηση τόσο του συντελεστή ανάκλασης όσο και του συντελεστή μετάδοσης προς τα δεξιά με αύξηση της μεταβλητής $radius2$.



(α)



(β)

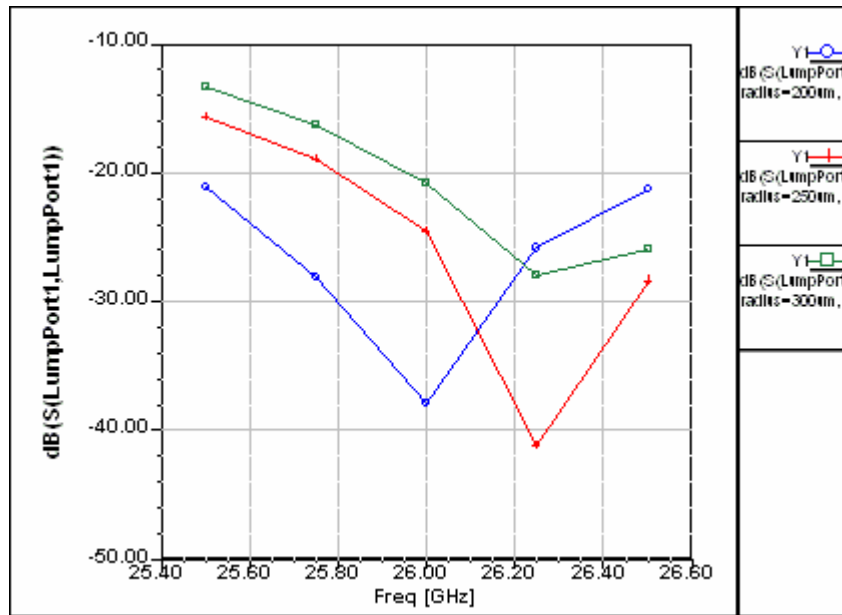


(γ)

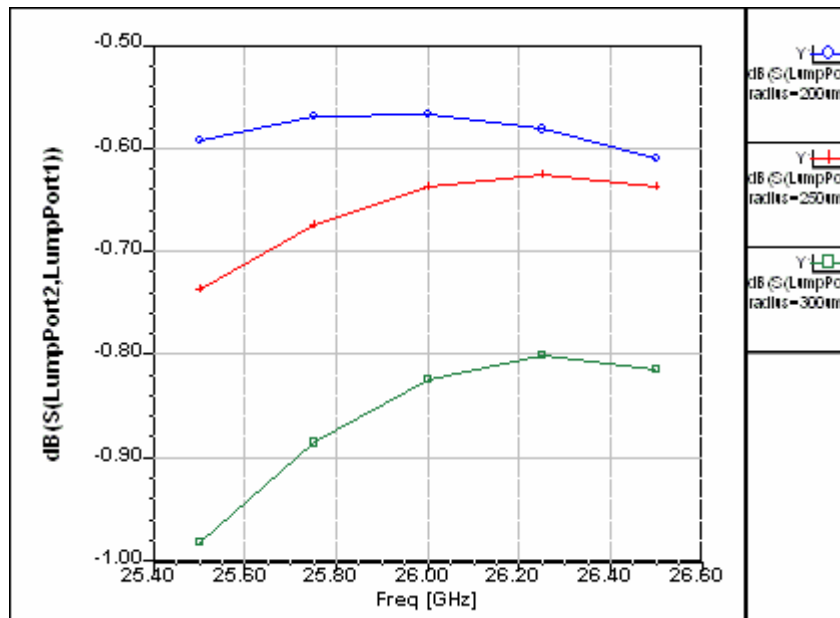
Σχήμα 3.29: Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} (**α**) και του συντελεστή μετάδοσης S_{21} (**β**) σε dB καθώς και της φάσης του S_{21} σε μοίρες (**γ**) με αύξηση της ακτίνας των οπών στο διηλεκτρικό (radius2) για διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στην μικροταινία.

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι η μετακίνηση αυτή είναι αναμενόμενη και οφείλεται στο γεγονός ότι με αύξηση της radius2 μειώνεται ακόμα περισσότερο η ενεργός διηλεκτρική σταθερά ϵ_{eff} . Ως αποτέλεσμα, με βάση τη σχέση 3.1 αυξάνεται η κεντρική συχνότητα στη ζώνη αποκοπής f_{stop} και έτσι μετακινούνται τα διαγράμματα πλάτους των S συντελεστών προς τα δεξιά.

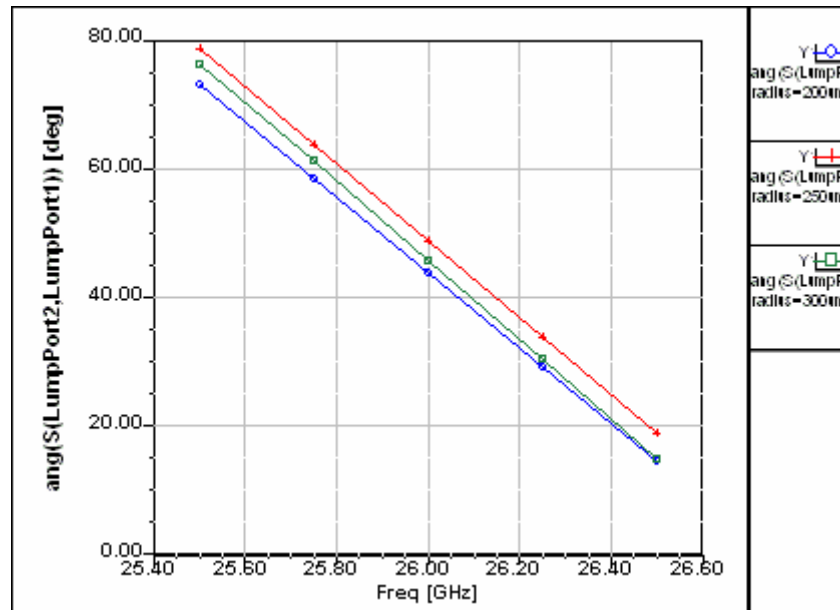
Για την εξέταση της επίδρασης της μεταβλητής radius στην στροφή φάσης έγιναν εξομοιώσεις για τιμές αυτής από 0.2 μέχρι 0.3 με βήμα 0.05mm. Ο λόγος για τον οποίο δεν πάρθηκαν και άλλες τιμές είναι γιατί από τη μια μικρότερες οπές είναι δύσκολο να υλοποιηθούν στο στάδιο της κατασκευής (fabrication) καθώς και να παραχθούν ακριβή αποτελέσματα από την εξομοίωση και από την άλλη μεγαλύτερες οπές θα είχαν ως αποτέλεσμα να χαρακτηί όλο το πλάτος της μικροταινίας πράγμα μη επιθυμητό. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν φαίνονται στο επόμενο σχήμα.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 3.30: Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} (**α**) και του συντελεστή μετάδοσης S_{21} (**β**) σε dB καθώς και της φάσης του S_{21} σε μοίρες (**γ**) με αύξηση της ακτίνας των οπών μικροταινία (radius) για διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στην μικροταινία.

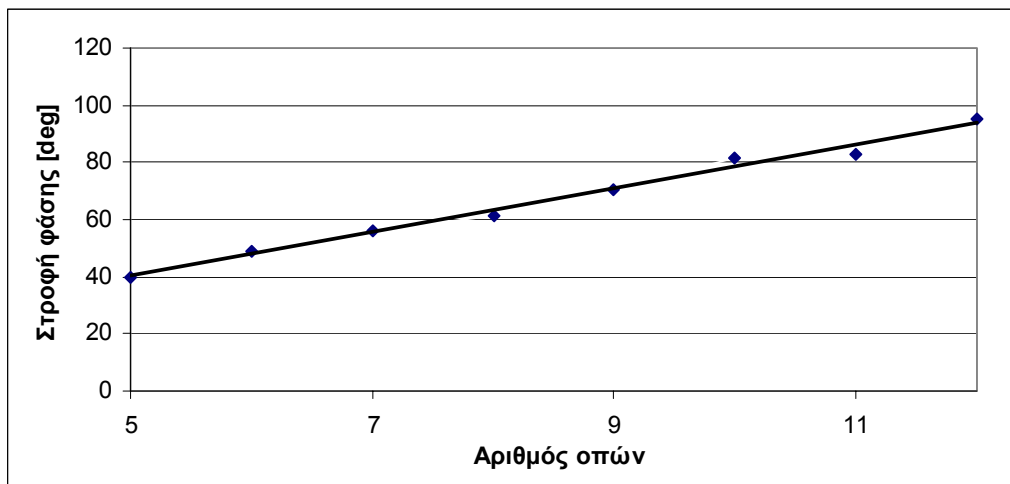
Από τα διαγράμματα παρατηρείται ότι με αύξηση της μεταβλητής radius τόσο το πλάτος του συντελεστή ανάκλασης όσο και η απόσβεση αυξάνονται με ταυτόχρονη μετακίνηση τόσο του συντελεστή ανάκλασης όσο και του συντελεστή μετάδοσης προς μεγαλύτερες συχνότητες όπως και προηγουμένως. Παρόλο όμως ότι έχουμε αύξηση της απόσβεσης η στροφή φάσης στην περίπτωση που η μεταβλητή radius είναι ίση με 0.3mm μειώνεται. Από αυτό φαίνεται ότι η παράμετρος radius επηρεάζει την στροφή φάσης και μπορεί να την αυξήσει αλλά αυτό δεν είναι βέβαιο. Είναι καλύτερα λοιπόν να χρησιμοποιούμε για την μεταβλητή radius τις τιμές 0.2 και 0.25 mm γιατί από τη μια η στροφή φάσης η ικανοποιητική και από την άλλη έχουμε καλό συντελεστή ανάκλασης.

Μια άλλη σημαντική παρατήρηση από τα διαγράμματα των S παραμέτρων για τις περιπτώσεις μεταβολής των ακτινών radius και radius2 είναι ότι η στροφή φάσης για συγκεκριμένο αριθμό οπών (στην περίπτωσή μας έξι οπές ανά σειρά) είναι σε ένα εύρος τιμών (στην περίπτωσή μας από 30 μέχρι 45°) και η τιμή σε αυτό το εύρος εξαρτάται από αυτές τις δύο μεταβλητές.

Για να βρεθεί η επίδραση του αριθμού των οπών ανά σειρά στη στροφής φάσης χρησιμοποιήθηκε διάταξη με σταθερά χαρακτηριστικά αλλά με διαφορετικό αριθμό οπών. Τα χαρακτηριστικά της διάταξης αυτής ήταν τα εξής:

- radius = 0.25mm
- radius2 = 0.55mm
- offset = 0.1mm
- subst_length = 17mm
- dist_centers = 1.3mm

Ο αριθμός των οπών μεταβλήθηκε από 4 μέχρι και 12 και στη συνέχεια χαράχτηκε το διάγραμμα της στροφής φάσης συναρτήσεως του αριθμού των οπών (σχήμα 3.31). Από το διάγραμμα είναι φανερό η γραμμική σχέση μεταξύ της στροφής φάσης με του αριθμού των οπών. Αυτό σημαίνει ότι τοποθετώντας περισσότερες οπές ανά σειρά μπορούμε να αυξήσουμε την στροφή φάσης και με αυτό τον τρόπο να πετύχουμε όση στροφή φάσης θέλουμε αρκεί να έχουμε και το ανάλογο μήκος.



Σχήμα 3.31: Διάγραμμα της στροφής φάσης συναρτήσεως του αριθμού των οπών ανά σειρά στη συχνότητα λειτουργίας για διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και στην μικροταινία.

Έχοντας εξετάσει τη διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και τη μικροταινία που διαπερνούν όμως και επίπεδο της γης καταλήγουμε στα εξής συμπεράσματα:

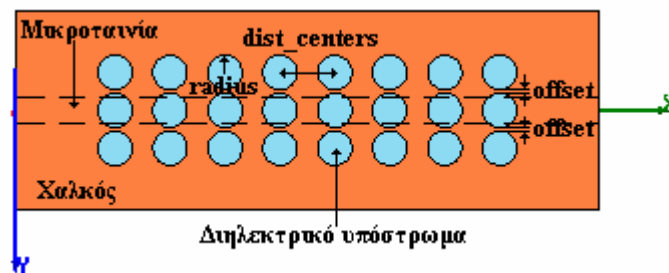
- Η καταλληλότερη περιοχή λειτουργίας του συστήματος είναι η περιοχή I δηλαδή για τιμές $dist_centers$ μικρότερες από 1.8mm αφού επιτυγχάνεται και καλή στροφή φάσης και καλός συντελεστής ανάκλασης.
- Παρόλο που οι 5 παράμετροι επηρεάζονται αρκετά υπάρχει δυνατότητα ελέγχου αυτών ώστε να επιτυγχάνεται ικανοποιητικός συντελεστής ανάκλασης με μικρές αλλαγές στη μεταβλητή $dist_centers$.
- Η στροφή φάσης που επιτυγχάνεται είναι ικανοποιητική και αυξάνεται με αύξηση του αριθμού των οπών ανά σειρά.

- Για σταθερό αριθμό οπών η στροφή φάσης είναι σε ένα διάστημα τιμών. Η τιμή της σε αυτό το διάστημα εξαρτάται από τις μεταβλητές $radius$ και $radius2$. Έτσι υπάρχει δυνατότητα ελέγχου της στροφής φάσης και μέσα σε αυτό το διάστημα τιμών.

3.9 Διάταξη PBG με οπές μόνο στο επίπεδο της γης

Σε αυτή την ενότητα εξετάζεται η διάταξη με οπές μόνο στο επίπεδο της γης. Έχει αναφερθεί για την διάταξη αυτή ότι παράγει ζώνη αποκοπής με μεγαλύτερη απόσβεση και σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης από τη προηγούμενη διάταξη και για αυτό θεωρήθηκε σκόπιμο να εξεταστεί και η επίδραση της στη στροφή φάσης. Το μοντέλο που θα χρησιμοποιηθεί στην ενότητα αυτή φαίνεται στο σχήμα 3.33. Όπως φαίνεται και από το σχήμα η ακτίνα όλων των οπών στην περίπτωση αυτή είναι η ίδια.

Βέβαια, όπως αναφέρθηκε και στους σχεδιαστικούς κανόνες όλες οι διατάξεις PBG διέπονται από τις ίδιες αρχές. Έτσι γενικά η συμπεριφορά των μεταβλητών αναμένεται να είναι η ίδια.



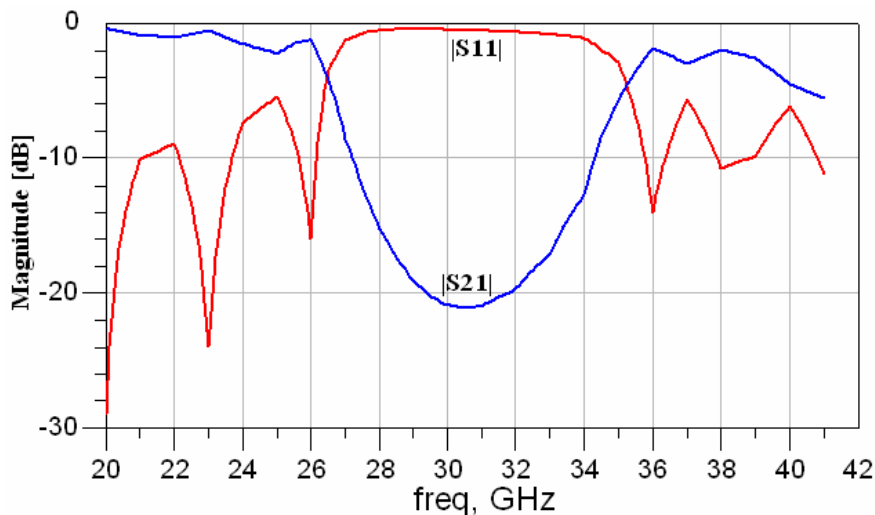
Σχήμα 3.32: Κάτω όψη μοντέλου με οπές στο επίπεδο της γης. Με διακεκομμένη γραμμή συμβολίζεται η μικροταινία που βρίσκεται στο άνω επίπεδο.

Για να εξεταστεί με ποιο τρόπο οι περιοχές συχνοτήτων γύρω από τη μικροταινία επιδρούν στη στροφή φάσης, έγινε εξομοίωση σε μια διάταξη σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων ώστε να συμπεριλαμβάνονται στο εύρος αυτό τόσο η περιοχή αποκοπής όσο και οι περιοχές γύρω από αυτή. Τα χαρακτηριστικά της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε είναι τα εξής:

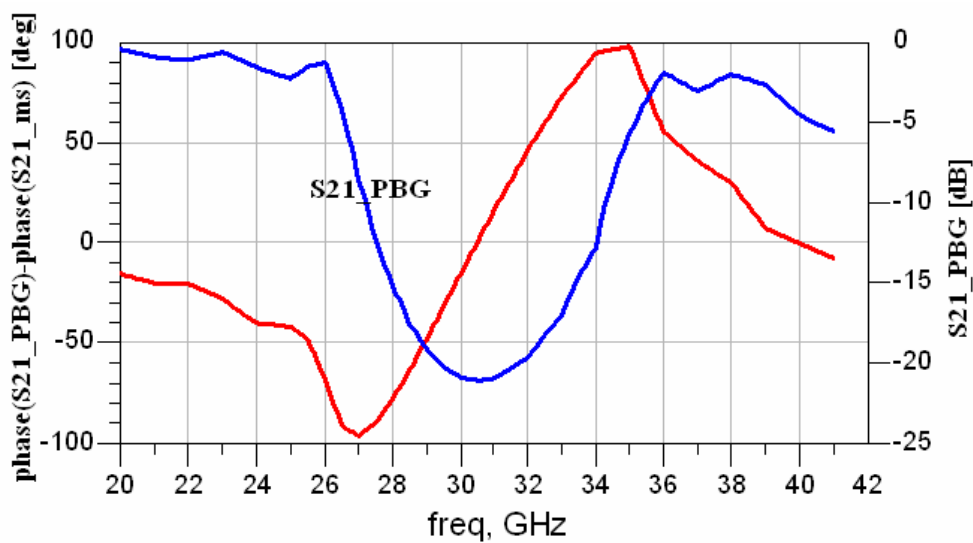
- $radius = 0.6\text{mm}$
- $dist_centers = 1.8\text{mm}$
- $offset = 0.1\text{mm}$
- Αριθμός οπών ανά σειρά = 8

Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι έγινε προσπάθεια ώστε τα χαρακτηριστικά της διάταξης να είναι αντίστοιχα με αυτά της διάταξης με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και τη μικροταινία που χρησιμοποιήθηκε για τον ίδιο σκοπό (σχήματα 3.25 και 3.26). Τα

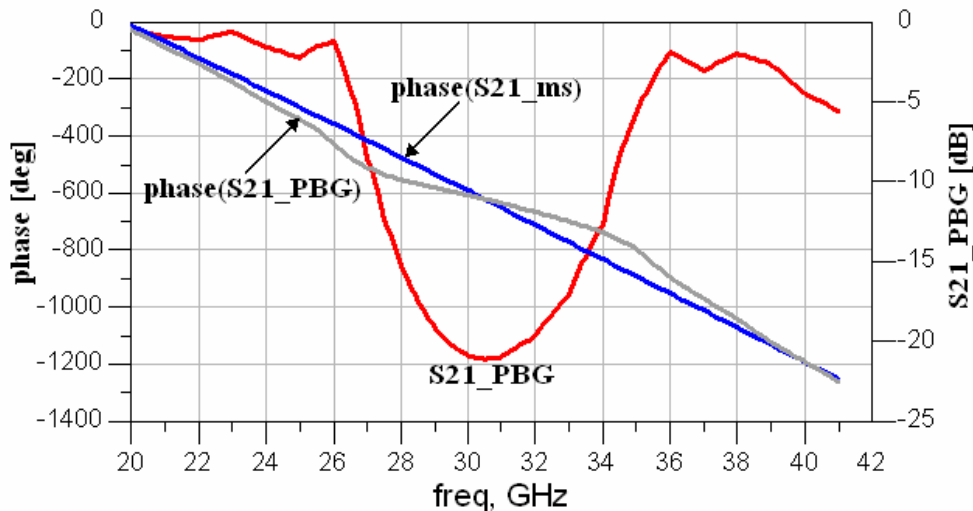
σχήματα 3.33 και 3.34 απεικονίζουν τα αποτελέσματα που προέκυψαν για την περίπτωση που εξετάζουμε τώρα. Συγκεκριμένα το σχήμα 3.33 παρουσιάζει τις S παραμέτρους ενώ το σχήμα 3.34 παρουσιάζει δύο γραφικές παραστάσεις για τη σύγκριση των αποτελεσμάτων που προκύπτουν στις διάφορες συχνότητες. Η πρώτη παρουσιάζει τη φάση του S21 της διάταξης και της απλής μικροταινιας μήκους 17mm καθώς και το διάγραμμα του πλάτους του S21 της διάταξης, ενώ η δεύτερη τη διαφορά φάσης του S21 μεταξύ της διάταξης και της μικροταινιας και το πλάτους του S21.



Σχήμα 3.33: Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} και του συντελεστή μετάδοσης S_{21} σε dB για διάταξη με οκτώ οπές ανά σειρά στο επίπεδο της γης.



(a)



(β)

Σχήμα 3.34: (α) Διάγραμμα των φάσεων του S21 της διάταξης PBG και της απλής μικροταινίας μήκους 17mm καθώς του πλάτους S21 της διάταξης PBG με οπές στο επίπεδο της γης και (β) διάγραμμα της διαφορά φάσης του S21 μεταξύ της διάταξης και της μικροταινίας και το πλάτους του S21.

Με βάση τα διαγράμματα του σχήματος 3.34 προκύπτουν οι εξής παρατηρήσεις:

- Η συμπεριφορά της στροφής φάσης σε σχέση με τη μεταβολή του πλάτους του S21 είναι αντίστοιχη με αυτή του σχήματος 3.26. Έτσι πάλι μπορεί να χωριστεί η διάταξη σε τέσσερις όμοιες περιοχές. Βέβαια οι περιοχές αυτές δεν παρουσιάζουν εντελώς την ίδια συμπεριφορά γιατί η διάταξη είναι διαφορετική.
- Η απόσβεση σε αυτή τη διάταξη είναι πράγματι μεγαλύτερη από ότι στην προηγούμενη που εξετάστηκε.
- Η μεγάλη διαφορά όμως σε σχέση με το σχήμα 3.26 είναι ότι η αρχική σχετική στροφή φάσης (περιοχή Ι) είναι αρνητική και όχι θετική. Αυτό σημαίνει ότι η ηλεκτρική καθυστέρηση της διάταξης PBG είναι μεγαλύτερη από αυτή της μικροταινίας και το ηλεκτρομαγνητικό κύμα στη διάταξη PBG ταξιδεύει πιο αργά. Επιπρόσθετα σημαίνει ότι η σταθερά διάδοσης της PBG διάταξης είναι μεγαλύτερη από αυτή της μικροταινίας. Το συμπέρασμα λοιπόν που εξάγεται είναι ότι η ενεργός διηλεκτρική σταθερά ϵ_{eff} αυξάνεται στην διάταξη με οπές μόνο στο επίπεδο της γης ενώ όπως είδαμε προηγουμένως στη διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και τη μικροταινία ότι η ενεργός διηλεκτρική σταθερά μειώνεται.
- Κάτι που επιβεβαιώνει τη σχέση των ϵ_{eff} στις δύο διατάξεις που εξετάσαμε σε σχέση με τη μικροταινία είναι και η τιμή της f_{stop} . Παρατηρώντας τα σχήματα 3.34 και 3.26 προκύπτει η τιμή για την f_{stop} βάση της οποίας μπορούμε να υπολογίσουμε την ενεργό διηλεκτρική για κάθε περίπτωση. Έτσι έχουμε:

$$\left. \begin{aligned} f_{stop_diel} &= \frac{c}{2 \cdot dist_centers \sqrt{\epsilon_{eff_diel}}} = 32.5 \text{GHz} \Rightarrow \epsilon_{eff_diel} = 6.57 \\ f_{stop_gp} &= \frac{c}{2 \cdot dist_centers \sqrt{\epsilon_{eff_gp}}} = 30.5 \text{GHz} \Rightarrow \epsilon_{eff_gp} = 7.47 \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\epsilon_{eff_diel} < \epsilon_{eff_ms} < \epsilon_{eff_gp}$$

όπου ϵ_{eff_diel} η ενεργός διηλεκτρική σταθερά της διάταξης με οπές στο διηλεκτρικό και στη μικροταινία, ϵ_{eff_ms} η ενεργός διηλεκτρική σταθερά της απλής μικροταινίας και ϵ_{eff_gp} η ενεργός διηλεκτρική σταθερά της διάταξης με οπές στο επίπεδο της γης.

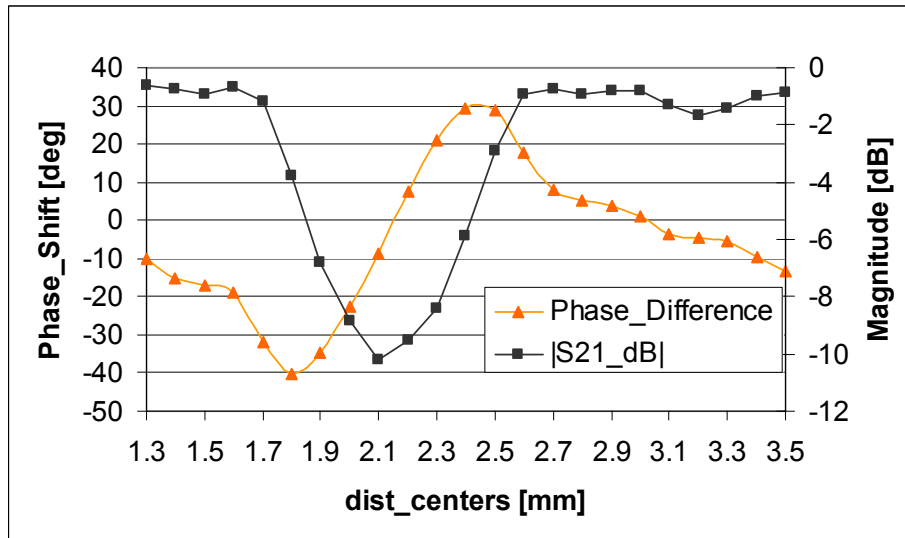
Με μια πρώτη ματιά αναφορικά με τη στροφή φάσης στις τέσσερις περιοχές φαίνεται ότι η περιοχή I είναι και πάλι η καταλληλότερη με τη διαφορά όμως ότι σε αυτή τη διάταξη όταν η συχνότητα λειτουργίας είναι κοντά στην περιοχή αποκοπής τότε η στροφή φάσης είναι μεγαλύτερη και έτσι είναι προτιμότερο να λειτουργεί η διάταξη εκεί.

Για να επιβεβαιωθούν οι παρατηρήσεις και να εξακριβωθεί που ακριβώς είναι καλύτερα να λειτουργεί η διάταξη χρησιμοποιήθηκε διάταξη με σταθερά χαρακτηριστικά και μεταβλητό $dist_centers$ ώστε να εξεταστεί η συμπεριφορά όλων των περιοχών στην συχνότητα λειτουργίας. Τα χαρακτηριστικά της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για το σκοπό αυτό είναι τα εξής:

- radius = 0.6mm
- offset = 0.1mm
- Αριθμός οπών ανά σειρά = 5
- subst_length = 17mm
- dist_centers = Μεταβλητή

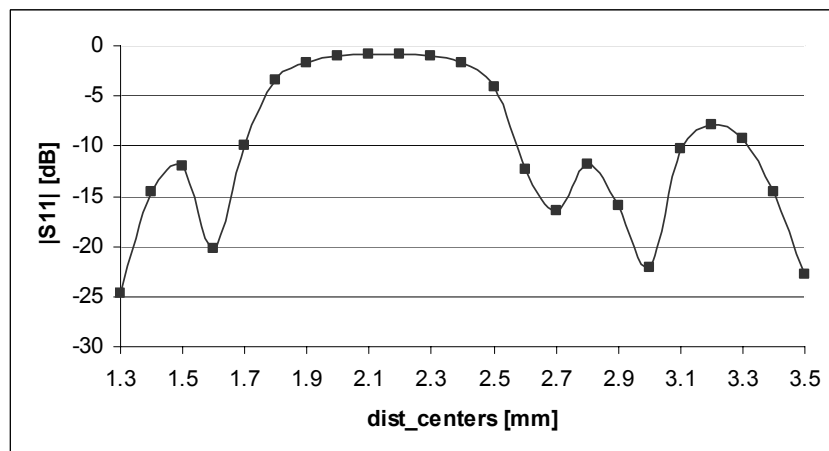
Για τη μεταβλητή $dist_centers$ χρησιμοποιήθηκαν τιμές από 1.3mm μέχρι 3.5mm και μελετήθηκε η μεταβολή της στροφής φάσης σε σχέση με το πλάτος του συντελεστή μετάδοσης (σχήμα 3.35) καθώς και το πλάτος του συντελεστή ανάκλασης (σχήμα 3.36).

Από το σχήμα 3.35 φαίνεται ότι η μεταβολή της φάσης είναι όπως περιγράφηκε προηγουμένως. Συμπεραίνεται λοιπόν ότι και για αυτή τη διάταξη η καλύτερη περιοχή για τη λειτουργία της διάταξης είναι πάλι η περιοχή I ($dist_centers$ από 1.3 μέχρι 1.7 mm). Το θέμα είναι όμως σε πιο ακριβώς σημείο της περιοχής I έχουμε την καλύτερη στροφή φάσης και τον καλύτερο συντελεστή ανάκλασης; Το γεγονός ότι αυξανόμενου του $dist_centers$ η στροφή φάσης μεγαλώνει πρέπει να βρούμε για ποιες τιμές του $dist_centers$ έχουμε την καλύτερη τιμή για το $|S_{11}|$.



Σχήμα 3.35: Διάγραμμα της στροφής φάσης και του πλάτους του συντελεστή διέλευσης συναρτήσει της απόστασης $dist_centers$ στη συχνότητα 26 GHz για τη διάταξη με οπές στο επίπεδο της γης.

Παρατηρώντας το σχήμα 3.36 φαίνεται ότι για $dist_centers$ μικρότερο ή ίσο με 1.6 mm ο συντελεστής ανάκλασης είναι ικανοποιητικός. Από την άλλη όμως πρέπει να σημειωθεί ότι η μεγάλη αύξηση της στροφής φάσης γίνεται για τιμές του $dist_centers$ μεγαλύτερες από 1.6 mm. Αν πάρουμε την οριακή τιμή 1.6 τότε παρόλο που έχουμε ικανοποιητικό $|S_{11}|$ εντούτοις τη στροφή φάσης δεν είναι καν 20° πράγμα που δεν μας ικανοποιεί. Μάλιστα συγκριτικά με την προηγούμενη περίπτωση, δηλαδή της διάταξης με οπές στο διηλεκτρικό η σχετική στροφή φάσης στην περιοχή I και με μικρότερο $dist_centers$ είναι υπερδιπλάσια.



Σχήμα 3.36: Συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει της απόστασης $dist_centers$ στη συχνότητα 26 GHz για τη διάταξη με οπές στο επίπεδο της γης.

Το γεγονός ότι η στροφή φάσης είναι μικρότερη σε αυτή την περίπτωση μπορεί να οφείλεται στο ότι η διηλεκτρική σταθερά του υλικού μας είναι μεγάλη ($\epsilon_r = 9.2$) και το κύμα διαδίδεται κοντά στη μικροταινία. Έτσι η επίδραση των οπών στο επίπεδο της γης έξω από την περιοχή αποκοπής είναι μικρή και γι' αυτό δεν επιδρά πολύ στην στροφή φάσης.

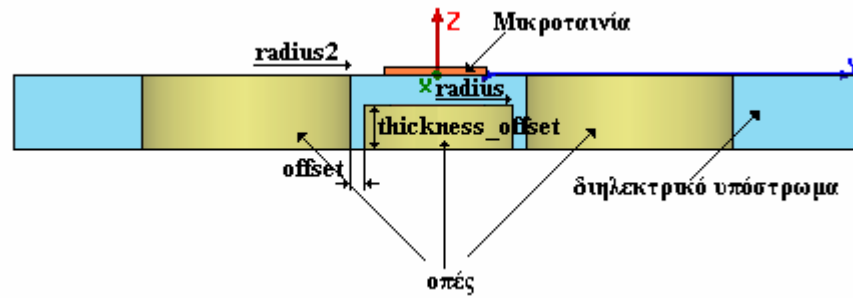
Από τη διάταξη αυτή λοιπόν προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα:

- Η καταλληλότερη περιοχή λειτουργίας του συστήματος είναι η περιοχή I δηλαδή για τιμές `dist_centers` μικρότερες από 1.8mm αφού επιτυγχάνεται και αρκετή στροφή φάσης και καλός συντελεστής ανάκλασης.
- Η σχετική στροφή φάσης που επιτυγχάνεται είναι αρνητική δηλαδή η φάση της μικροταινίας είναι μεγαλύτερη από αυτή της διάταξη σε αντίθεση με τη διάταξη με οπές στην οποία η σχετική στροφή φάσης είναι θετική.

Μια παρατήρηση λοιπόν που μπορεί να ειπωθεί με βάση τη συμπεριφορά της διάταξης έχοντας οπές σε διάφορα μέρη της (διηλεκτρικό υπόστρωμα, μικροταινία, επίπεδο γης) είναι ότι οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα προκαλούν θετική σχετική στροφή φάσης ενώ οπές στα μεταλλικά μέρη αρνητική στροφή. Το πιο πιθανόν λοιπόν είναι οι οπές στα μεταλλικά μέρη να μειώνουν τη στροφή φάσης που μπορεί να επιτευχθεί από τις οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα. Εφόσον μάλιστα είδαμε ότι η στροφή από τις οπές στο επίπεδο της γης είναι μικρή, ειδικά μάλιστα για τις τιμές του `dist_centers` που χρησιμοποιούμε στη διάταξη της προηγούμενης παραγράφου, είναι πιθανό μεγάλη μείωση στη στροφή φάσης να είναι αποτέλεσμα των οπών στην μικροταινία (άνω αγωγίμο τμήμα). Κρίθηκε σκόπιμο λοιπόν να εξεταστεί διάταξη με οπές που να μην διαπερνούν και την μικροταινία. Η διάταξη αυτή εξετάζεται στην επόμενη ενότητα.

3.10 Διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα, το επίπεδο της γης και κάτω από τη μικροταινία

Σε αυτή την ενότητα εξετάζεται διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα που διαπερνούν και το επίπεδο της γης. Η ιδιαιτερότητα αυτής της διάταξης είναι ότι οι οπές που είναι κάτω από τη μικροταινία δεν διαπερνούν τη μικροταινία. Μάλιστα εξετάζεται και η περίπτωση όπου οι οπές κάτω από τη μικροταινία δεν διαπερνούν καν ολόκληρο το διηλεκτρικό. Για την πλήρη κατανόηση της διάταξης που θα χρησιμοποιηθεί στις εξομοιώσεις σε αυτή την ενότητα παρατίθεται μια κάθετη τομή του μοντέλου όπου σημειώνονται οι σημαντικότερες μεταβλητές (σχήμα 3.37).

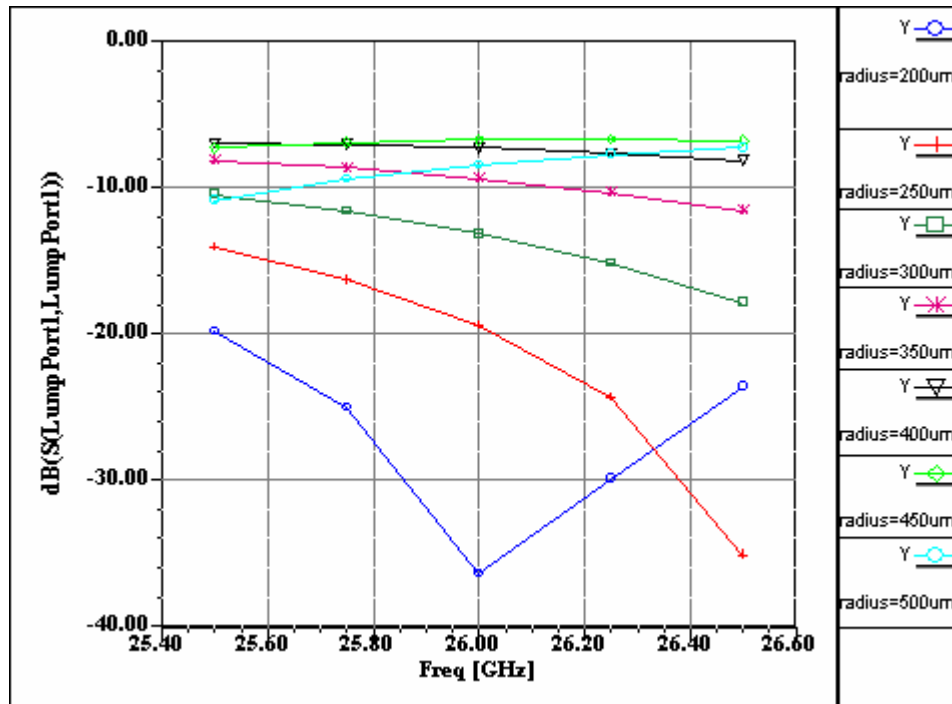


Σχήμα 3.37: Κάθετη τομή μοντέλου με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα που δεν διαπερνούν τη μικροταινία

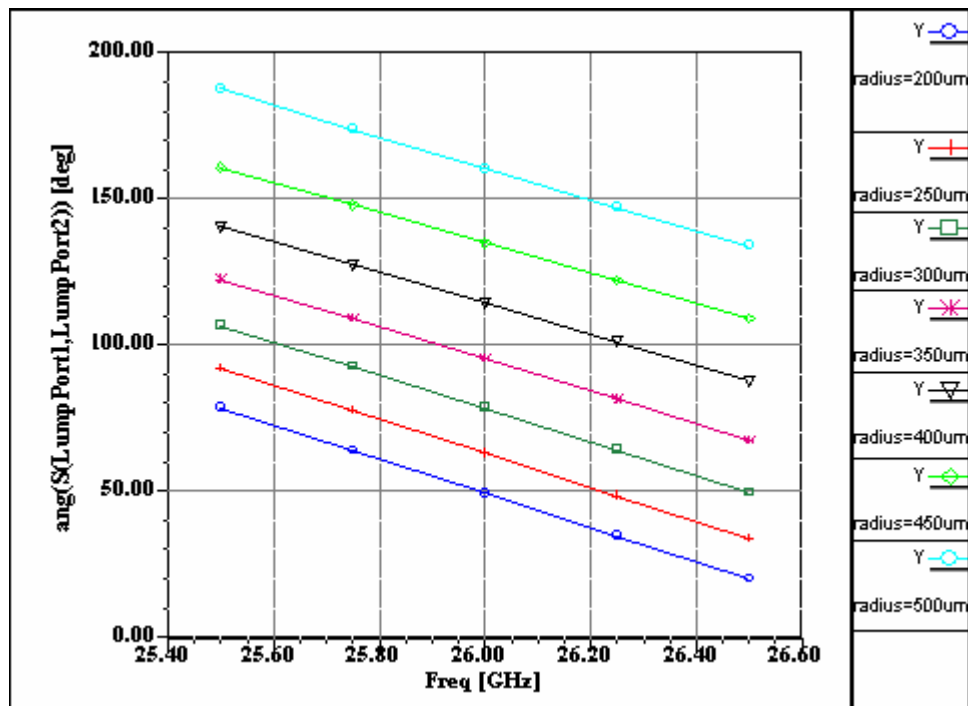
Ένα σημαντικό πλεονέκτημα αυτής της διάταξης είναι ότι οι οπές κάτω από τη μικροταινία μπορούν να έχουν διάμετρο μεγαλύτερη από αυτή του πλάτους της μικροταινίας. Η μελέτη του μοντέλου αυτού αποτελείται από την εξέταση της επίδρασης των παραμέτρων $radius$ και $thickness_offset$. Τα σταθερά χαρακτηριστικά της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε ήταν τα εξής:

- $radius = 0.4\text{mm}$ (όταν είναι σταθερή)
- $radius2 = 0.5\text{mm}$
- $offset = 0.1\text{mm}$
- $thickness_offset = 0.51\text{mm}$ (όταν είναι σταθερό)
- $subst_length = 17\text{mm}$
- $dist_centers = 1.45\text{mm}$

Αρχικά εξετάστηκε η μελέτη της επίδρασης της μεταβλητής $radius$ με οπές οι οποίες διαπερνούσαν όλο το υπόστρωμα αλλά όχι τη μικροταινία ($thickness_offset = 0.51\text{mm}$). Για το σκοπό μεταβλήθηκε η παράμετρος $radius$ από 0.2 μέχρι 0.5mm με βήμα 0.05mm . Τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων φαίνονται στο σχήμα 3.38.



(α)



(β)

Σχήμα 3.38: (α) Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} σε dB και (β) της φάσης του S_{21} σε μοίρες με αύξηση της ακτίνας των οπών μικροταινία (radius) για τη διάταξη του σχήματος 3.37.

Όπως είναι αναμενόμενο με αύξηση της ακτίνας αυξάνεται η στροφή φάσης αλλά χειροτερεύει το πλάτος του συντελεστή ανάκλασης με ταυτόχρονη ολίσθηση

προς μεγαλύτερες συχνότητες. Αξιοσημείωτο είναι όμως το γεγονός ότι η στροφή φάσης αυξάνεται κατά $10 - 20^\circ$ με αύξηση της ακτίνας κατά 0.05 mm . Μάλιστα όσο μεγαλύτερη είναι η ακτίνα τόσο μεγαλύτερη είναι και η αύξηση της στροφής φάσης.

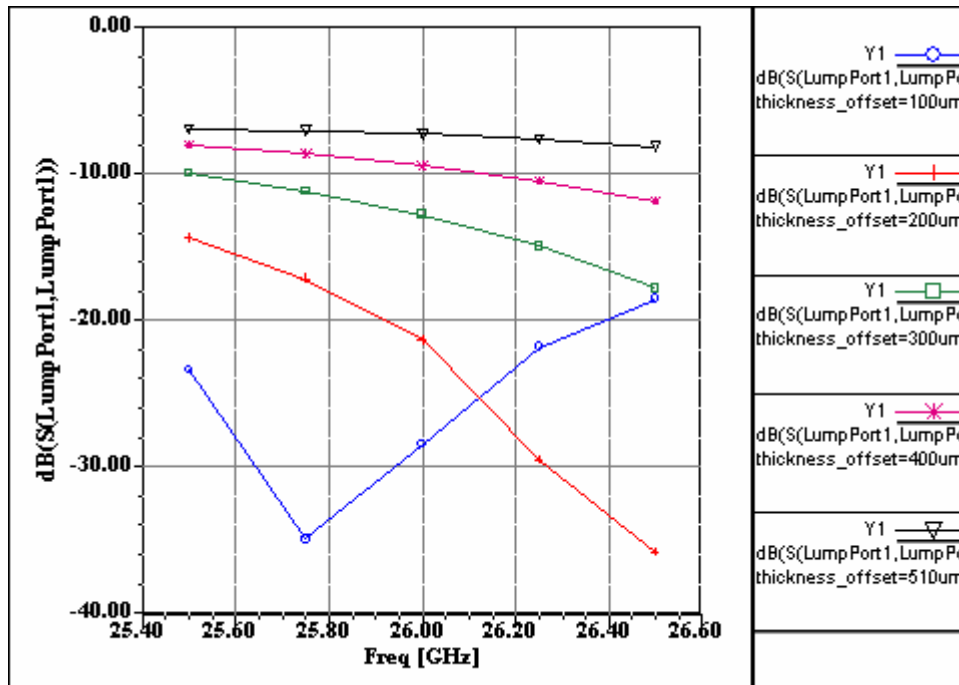
Με βάση όμως τα παραπάνω διαγράμματα μπορεί να γίνει και σύγκριση με διαγράμματα τα οποία ανήκουν σε διάταξη με τα ίδια χαρακτηριστικά αλλά με οπές και στη μικροταινία (σχήμα 3.30). Από τη σύγκριση αυτή φαίνεται ότι η στροφή φάσης είναι μεγαλύτερη στην περίπτωση που εξετάζουμε και μάλιστα ενώ για μικρή ακτίνα των οπών ($\text{radius}=0.2\text{mm}$) η στροφή φάσης είναι σχεδόν ίδια όσο μεγαλώνει η ακτίνα η διαφορά της στροφής φάσης μεγαλώνει. Επιπλέον, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, η διάταξη αυτή πλεονεκτεί στο γεγονός ότι οι οπές κάτω από τη μικροταινία μπορούν να είναι αυθαίρετης ακτίνας. Βέβαια, αντάλλαγμα της αυξημένης στροφής φάσης είναι η χειροτέρευση του συντελεστή ανάκλασης ο οποίος όμως μπορεί να βελτιωθεί με μεταβολή της παραμέτρου `dist_centers`. Το συμπέρασμα που προκύπτει από την ανάλυση αυτή είναι ότι οι οπές στη μικροταινία προκαλούν αρνητική στροφή φάσης και έτσι μειώνουν τη θετική στροφή φάσης που παράγεται από τις οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα.

Εκτός από την επίδραση της παραμέτρου `radius` στη διάταξη εξετάστηκε και η επίδραση του ύψους των κυλινδρικών οπών που είναι κάτω από τη μικροταινία (`thickness_offset`). Χρησιμοποιώντας λοιπόν τα χαρακτηριστικά της διάταξης που αναφέρθηκαν προηγουμένως έγιναν εξομοιώσεις για τιμές από 0.1 μέχρι 0.51 mm (όσο το πάχος του διηλεκτρικού υποστρώματος) με βήμα 0.1 mm .

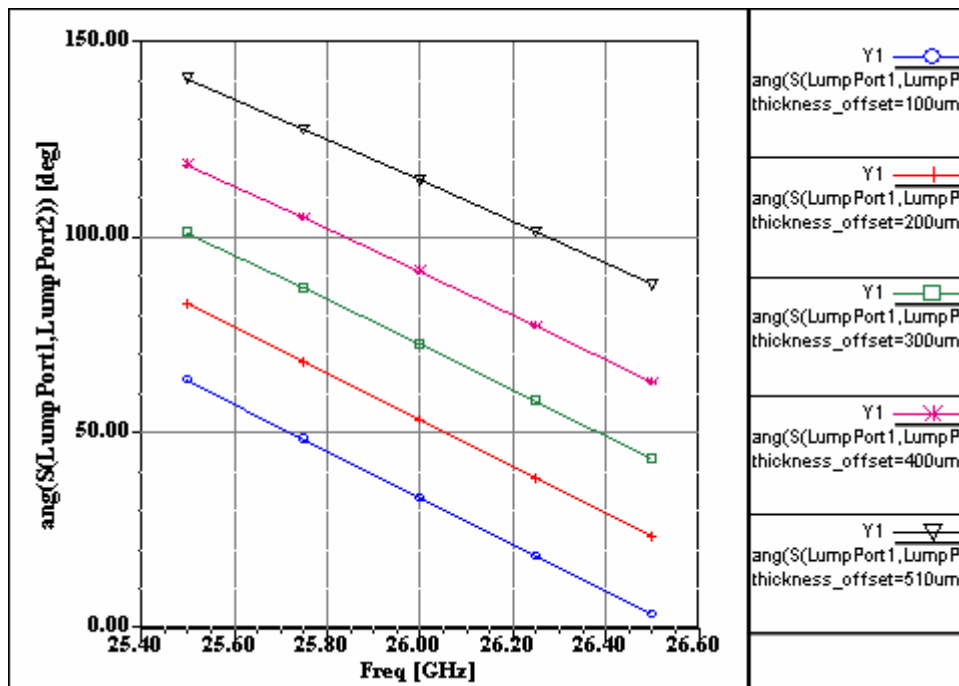
Τα αποτελέσματα που προέκυψαν (σχήμα 3.39) δείχνουν ότι με κάθε αύξηση 0.1 mm της παραμέτρου η μεταβολή της στροφής φάσης είναι γραμμική και ίση με 20° περίπου, ενώ όπως είναι αναμενόμενο ο συντελεστής ανάκλασης μικραίνει.

Ποια τα μειονεκτήματα όμως αυτής της διάταξης; Το γεγονός ότι η διάταξη αυτή έχει μεγάλη στροφή φάσης από τη μια είναι πλεονέκτημα, από την άλλη όμως υπάρχει μεγάλη ευαισθησία του συστήματος γιατί με μικρές αλλαγές τόσο της παραμέτρου `radius` όσο και της `thickness_offset` η στροφή φάσης αλλά και ο συντελεστής ανάκλασης επηρεάζονται έντονα π.χ. ένα σφάλμα της τάξεως των 0.05 mm για την ακτίνα οδηγεί σε σφάλμα φάσης κατά μέσο όρο 15° , ενώ αντίστοιχο σφάλμα στην παράμετρο `thickness_offset` οδηγεί σε σφάλμα 10° . Το γεγονός ότι για τη διάνοιξη της κάθε οπής ξεχωριστά θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί laser το οποίο θα πρέπει να πετύχει το απαραίτητο ύψος από το επίπεδο της γης αυξάνει ακόμα περισσότερο τη πιθανότητα σφάλματος σε σχέση με το αν οι οπές έπρεπε απλά να διαπερνούν όλα τα στρώματα από τη μια πλευρά της διάταξης στην άλλη. Συμπερασματικά λοιπόν η διάταξη αυτή μπορεί να παράγει τη μεγαλύτερη στροφή φάσης από τις διατάξεις που

έχουν εξεταστεί μέχρι τώρα αλλά έχει μεγάλη ευαισθησία τόσο στις παραμέτρους radius και thickness_offset και γι' αυτό πρέπει να χρησιμοποιείται μόνο όταν μπορεί να εγγυηθεί ικανοποιητική ακρίβεια στην κατασκευή.



(α)



(β)

Σχήμα 3.39: (α) Μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης εισόδου S_{11} σε dB και (β) της φάσης του S_{21} σε μοίρες με αύξηση της παραμέτρου thickness_offset για τη διάταξη του σχήματος 3.37.

3.11 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο εξετάστηκαν διάφορες διατάξεις PBG για την επίτευξη στροφής φάσης. Στόχος ήταν να βρεθεί μια διάταξη η οποία θα προκαλούσε σημαντική στροφή φάσης και ικανοποιητικό συντελεστή ανάκλασης. Ταυτόχρονα υπήρχε η ανάγκη για μικρή ευαισθησία στις διάφορες παραμέτρους της διάταξης ώστε τα σφάλματα τιμών που θα εισαχθούν στο στάδιο της κατασκευής να μην επηρεάζουν πολύ τα αποτελέσματα.

Αρχικά εξετάστηκε διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα που διαπερνούν το επίπεδο τη γης και δείχθηκε ότι αυτή η διάταξη παράγει μικρή στροφή φάσης με αποτέλεσμα να μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο όταν η απαιτούμενη στροφή φάσης είναι μικρή.

Εξετάστηκε επίσης διάταξη με περισσότερες από μία σειρές οπών στο διηλεκτρικό υπόστρωμα από την οποία εξήχθη το συμπέρασμα ότι μία σειρά οπών πρέπει να χρησιμοποιείται στο διηλεκτρικό υπόστρωμα δεξιά και αριστερά της μικροταινίας , αφού περισσότερες από μια σειρές οπών όχι μόνο δεν οδηγούν σε σημαντική αύξηση της στροφής φάσης αλλά ταυτόχρονα αυξάνουν την πολυπλοκότητα του μοντέλου και τους υπολογιστικούς πόρους του συστήματος που απαιτούνται κατά τις εξομοιώσεις .

Αφού λοιπόν είδαμε ότι οι πολλές σειρές οπών δεν βοηθούν εξετάστηκε ένα μοντέλο στο οποίο είχαν διανοιχτεί οπές εκτός από το διηλεκτρικό υπόστρωμα και στη μικροταινία. Τα αποτελέσματα της διάταξης αυτής ήταν σημαντικά αφού από τη μια επιτεύχθηκε ικανοποιητική στροφή φάσης και από την άλλη ο συντελεστή ανάκλασης όχι μόνο ήταν ικανοποιητικός αλλά υπήρχε δυνατότητα με μεταβολή της παραμέτρου $dist_centers$ να παρουσιάζει βέλτιστη τιμή. Επιπρόσθετα για τη διάταξη αυτή μελετήθηκε η στροφή φάσης σε σχέση με τη σχετική θέση της ζώνη λειτουργίας του συστήματος (25.5 – 26.5 GHz) ως προς την περιοχή αποκοπής και βρέθηκε ότι η καταλληλότερη περιοχή λειτουργίας είναι αυτή που είναι πριν από την περιοχή αποκοπής και μάλιστα μακριά από αυτή.

Μια άλλη διάταξη που εξετάστηκε εκτεταμένα ήταν αυτή με οπές μόνο στο επίπεδο της γης. Για τη διάταξη αυτή βρέθηκε ότι παρά το γεγονός ότι η απόσβεση σε σχέση με την προηγούμενη διάταξη είναι μεγαλύτερη στη ζώνη αποκοπής εντούτοις η στροφή φάσης είναι η μισή. Επίσης αποδείχθηκε ότι το σύστημα παρουσιάζει την καλύτερη δυνατή στροφή φάσης όταν λειτουργεί ακριβώς πριν την έναρξη της περιοχής αποκοπής.

Τέλος μια τελευταία διάταξη που εξετάστηκε ήταν αυτή του σχήματος 3.37 η οποία παρουσίαζε πολύ μεγάλη στροφή φάσης αλλά με μικρές μεταβολές τόσο της ακτίνας (radius) όσο και της παραμέτρου `thickness_offset` παρουσίαζε μεγάλες μεταβολές της στροφής φάσης.

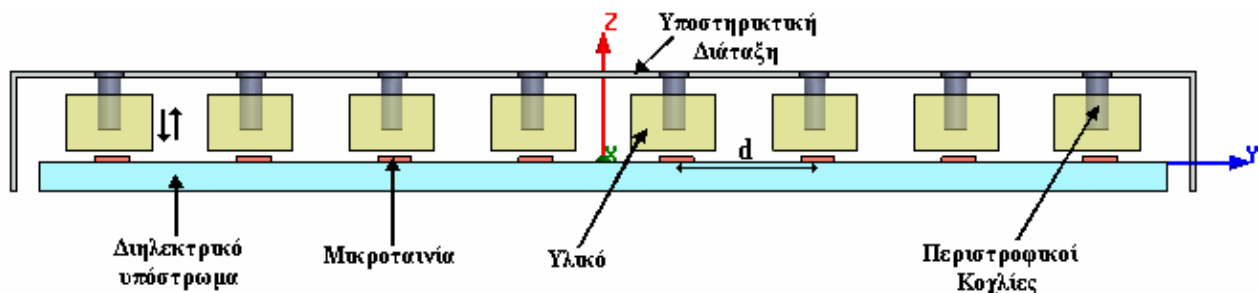
Από τις παραπάνω διατάξεις κρίθηκε ότι η καλύτερη για την περίπτωση μας ήταν η διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και τη μικροταινία αφού παρουσιάζει ικανοποιητική στροφή φάσης και δυνατότητα ελέγχου αυτής μέσω των διαφόρων παραμέτρων της καθώς και δυνατότητα αύξησης της με αύξηση του αριθμού των οπών. Παράλληλα, η ευαισθησία της στις διάφορες παραμέτρους ήταν μικρή ενώ η ακρίβεια στις διαδικασίες της κατασκευής θα ήταν μεγάλη σε αντίθεση με την ακρίβεια που θα υπήρχε αν χρησιμοποιούνταν η διάταξη του σχήματος 3.37. Έτσι με αυτή τη διάταξη έγινε η τελική μοντελοποίηση με στόχο την επίτευξη στροφής φάσης μέχρι και 120°. Τα ακριβή αποτελέσματα της μοντελοποίησης δίνονται στο παράρτημα I.

Κεφάλαιο 4: Επίτευξη μεταβλητής στροφής φάσης με χρήση επιστρώματος πάνω από τη μικροταινία

4.1 Εισαγωγή

Μια δεύτερη μέθοδος που εξετάστηκε για την επίτευξη μεταβλητής στροφής φάσης ήταν η χρήση υλικού (διηλεκτρικό υλικό, αγώγιμο υλικό ή συνδυασμός των δύο) πάνω από τη μικροταινία. Η ιδέα είναι ότι με τη χρήση κάποιου επιστρώματος πάνω από τη μικροταινία μεταβάλλεται η ενεργός διηλεκτρική σταθερά της διάταξης, άρα και η σταθερά διάδοσης, και έτσι δημιουργείται στροφή φάσης. Η μεταβλητή στροφή φάσης δημιουργείται με μεταβολή της απόστασης μεταξύ της μικροταινίας και του επιστρώματος. Στόχος λοιπόν ήταν να βρεθεί κατάλληλο υλικό για το επίστρωμα ώστε να παράγει ικανοποιητική στροφή φάσης, καλό συντελεστή ανάκλασης και να υπάρχει γραμμική εξάρτηση του ύψους του υλικού σε σχέση με τη στροφή φάσης. Επίσης έπρεπε να επιλεγούν κατάλληλες διαστάσεις για το υλικό (πλάτος και πάχος) καθώς και το μήκος της συνολικής διάταξης.

Για να κατανοηθεί καλύτερα η γενική μορφή της διάταξης που θα χρησιμοποιηθεί για την επίτευξη της μεταβλητής στροφής φάσης παρατίθεται το σχήμα 4.1. Όπως φαίνεται στο σχήμα υπάρχουν οκτώ μικροταινιακές γραμμές και πάνω από την κάθε μια υπάρχει ένα στρώμα κάποιου υλικού, σταθερών χαρακτηριστικών, το οποίο προκαλεί τη στροφή φάσης. Η ύπαρξη οκτώ γραμμών υποδηλώνει το γεγονός ότι η διάταξη τροφοδοτεί στοιχειοκεραία οκτώ στοιχείων. Τα στρώματα στηρίζονται πάνω από κάθε μικροταινία με τη βοήθεια των περιστροφικών κοχλιών και της υποστηρικτικής διάταξης. Για να επιτευχθεί μεταβλητή στροφή φάσης υπάρχει δυνατότητα ανεξάρτητης μεταβολής του ύψους του κομματιού του υλικού που είναι πάνω από μια μικροταινία με περιστροφή του αντίστοιχου κοχλία κατά μια συγκεκριμένη γωνία. Η ελάχιστη μεταβολή του ύψους που μπορεί να επιτευχθεί είναι 50 μm .



Σχήμα 4.1: Κάθετη τομή γενικού μοντέλου για την επίτευξη μεταβλητής στροφής φάσης με χρήση υλικού πάνω από τη μικροταινία.

Στην συνέχεια του κεφαλαίου θα μελετηθούν διατάξεις με διάφορα υλικά πάνω από τις μικροταινιακές γραμμές όπως Teflon, Rogers TMM 10(tm), Silicon, χαλκός (Copper) καθώς και συνδυασμός των υλικών Rogers TMM 10(tm) και χαλκού.

4.2 Διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία

Στη πρώτη διάταξη που μελετήθηκε το υλικό που τοποθετήθηκε πάνω από τη μικροταινία ήταν το ίδιο με αυτό του διηλεκτρικού υποστρώματος δηλαδή Rogers TMM 10(tm) με χαρακτηριστικά:

Σχετική διηλεκτρική σταθερά:	9.2
Σχετική μαγνητική διαπερατότητα:	1
Αγωγιμότητα στο κενό:	0
Διηλεκτρικές απώλειες:	0.0022

Το αγώγιμο υλικό που χρησιμοποιήθηκε τόσο για τη μικροταινία όσο και για το επίπεδο της γης ήταν χαλκός με αγωγιμότητα 5.8×10^7 Siemens/m. Το πάχος του αγώγιμου υλικού που χρησιμοποιήθηκε ήταν 50 μm . Όπως είναι γνωστό το πάχος του αγώγιμου υλικού δεν επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τη συμπεριφορά της μικροταινίας.

Αναφορικά με το μοντέλο των εξομοιώσεων, εξετάστηκε όπως ήταν φυσικό η περίπτωση για την οποία υπάρχει ένα στρώμα υλικού πάνω από μια μικροταινιακή γραμμή ενώ αμελήθηκε η επίδραση τόσο της υποστηρικτικής διάταξης όσο και των περιστροφικών κοχλιών η οποία άλλωστε είναι πολύ μικρή. Επίσης, αν και αμελήθηκε το πάχος του αγώγιμου υλικού από το οποίο αποτελείται το επίπεδο της γης, το πάχος της μικροταινίας δεν αμελήθηκε γιατί όπως θα δειχθεί στη συνέχεια το ύψος μεταξύ του επιστρώματος και του διηλεκτρικού υποστρώματος της μικροταινίας για το οποίο υπάρχει ουσιαστική στροφή φάσης είναι συγκρίσιμο με το πάχος της μικροταινίας. Για το λόγο αυτό κρίθηκε σκόπιμο να συμπεριληφθεί στις εξομοιώσεις για να επιτευχθούν καλύτερα αποτελέσματα.

Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τις εξομοιώσεις καθώς και οι κύριες παράμετροι που χρησιμοποιούνται στη μελέτη αυτής απεικονίζονται στο σχήμα 4.2. Παρακάτω εξηγείται επακριβώς τι παριστάνει η κάθε παράμετρος:

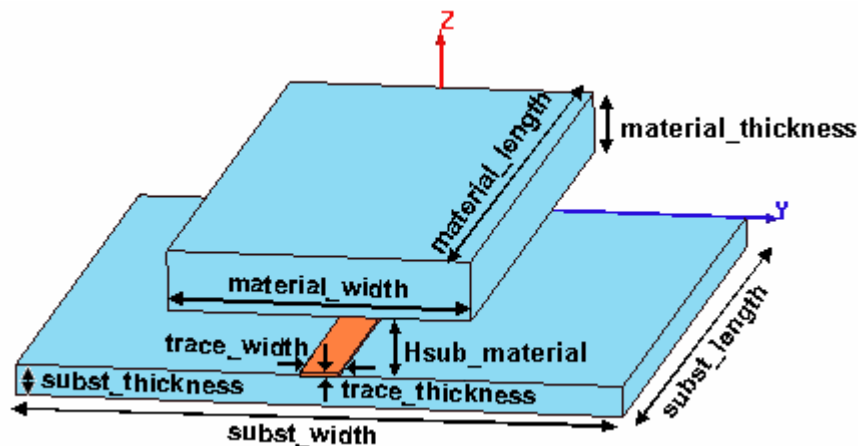
- *subst_width*: Το πλάτος του διηλεκτρικού υποστρώματος. Η τιμή που χρησιμοποιήθηκε ήταν 10 mm.
- *subst_thickness*: Είναι το πάχος του διηλεκτρικού υποστρώματος. Η τιμή του είναι προκαθορισμένη και ίση με 0.51 mm.

- *subst_length*: Είναι το μήκος του διηλεκτρικού υποστρώματος. Η παράμετρος αυτή είναι πολύ σημαντική αφού πρέπει να έχει τέτοια τιμή ώστε από τη μια να παράγεται η επιθυμητή στροφή φάσης και από την άλλη το μήκος του να μην είναι πολύ μεγάλο ώστε να είναι μικρές οι απώλειες διηλεκτρικού. Η αρχική τιμή που χρησιμοποιήθηκε για αυτή την μεταβλητή ήταν όσο και το μήκος κύματος στον αέρα δηλαδή:

$$\lambda_{\text{air}} = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{26 \times 10^9} = 11.54 \text{mm}$$

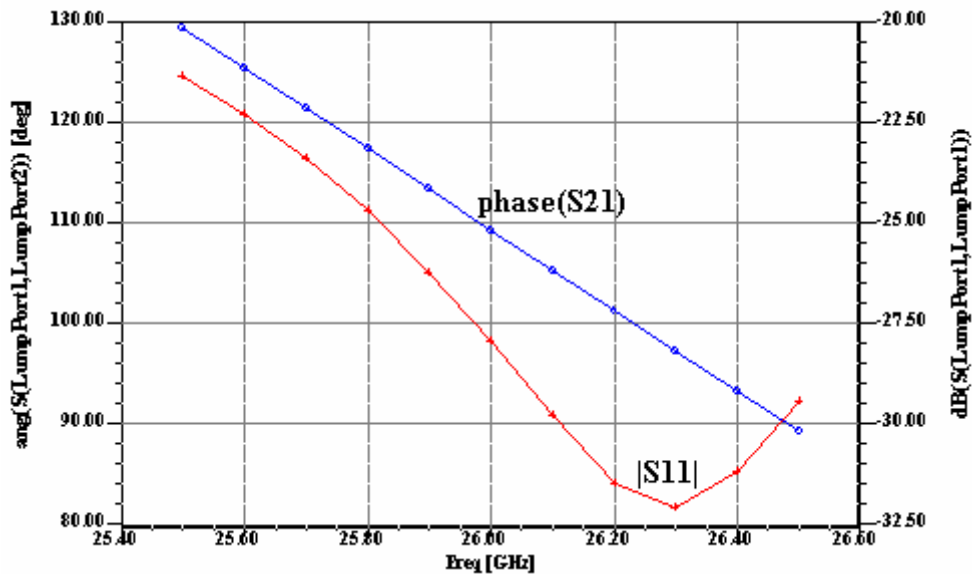
Στη συνέχεια του κεφαλαίου αναλύθηκαν και διατάξεις με μήκη $2\lambda_{\text{air}}$ και $3\lambda_{\text{air}}$ για να επιτευχθεί ικανοποιητική στροφή φάσης.

- *material_length*: Είναι το μήκος του στρώματος υλικού που είναι τοποθετημένο πάνω από τη μικροταινία. Η τιμή του λήφθηκε σε όλες τις διατάξεις όση είναι και αυτή του διηλεκτρικού υποστρώματος δηλαδή *subst_length* για να υπάρχει η μέγιστη δυνατή στροφή φάσης.
- *material_width*: Είναι το πλάτος του στρώματος υλικού και είναι προς εξέταση ώστε να βρεθεί ποια είναι η βέλτιστη τιμή.
- *material_thickness*: Είναι το πάχος του στρώματος υλικού και είναι επίσης προς εξέταση.
- *trace_width*: Είναι το πλάτος της μικροταινίας. Η τιμή που χρησιμοποιείται για αυτή τη μεταβλητή είναι 0.645 mm.
- *trace_thickness*: Είναι το πάχος της μικροταινίας. Η τιμή που χρησιμοποιείται για αυτή τη μεταβλητή είναι 0.05mm.
- *Hsub_material*: Είναι η απόσταση μεταξύ του επιστρώματος και του διηλεκτρικού υποστρώματος. Αυτή είναι και η πιο σημαντική παράμετρος αφού είναι η μόνη που στην ουσία θα μεταβάλλεται στην πραγματική διάταξη, ενώ βάσει αυτής θα ελέγχεται η στροφή φάσης.



Σχήμα 4.2: Διάταξη με διηλεκτρικό υλικό πάνω από τη μικροταινία.

Πριν ξεκινήσει η ανάλυση της διάταξης είναι χρήσιμο να δειχθούν οι S παράμετροι της απλής μικροταινίας. Παρόλο που τα χαρακτηριστικά της είναι τα σχεδόν τα ίδια με αυτά της μικροταινίας μήκους λ_{air} που χρησιμοποιήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, εντούτοις διαφέρει ως προς το πάχος της μικροταινίας και το πλάτος του διηλεκτρικού υποστρώματος. Έτσι αν και τα χαρακτηριστικά δεν επηρεάζουν πολύ τη συμπεριφορά τη μικροταινίας παρατίθενται παρακάτω τα διαγράμματα του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης και της φάσης του συντελεστή μετάδοσης.



Σχήμα 4.3: Διάγραμμα της φάσης του συντελεστή μετάδοσης σε μοίρες και του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης σε dB για την απλή μικροταινία.

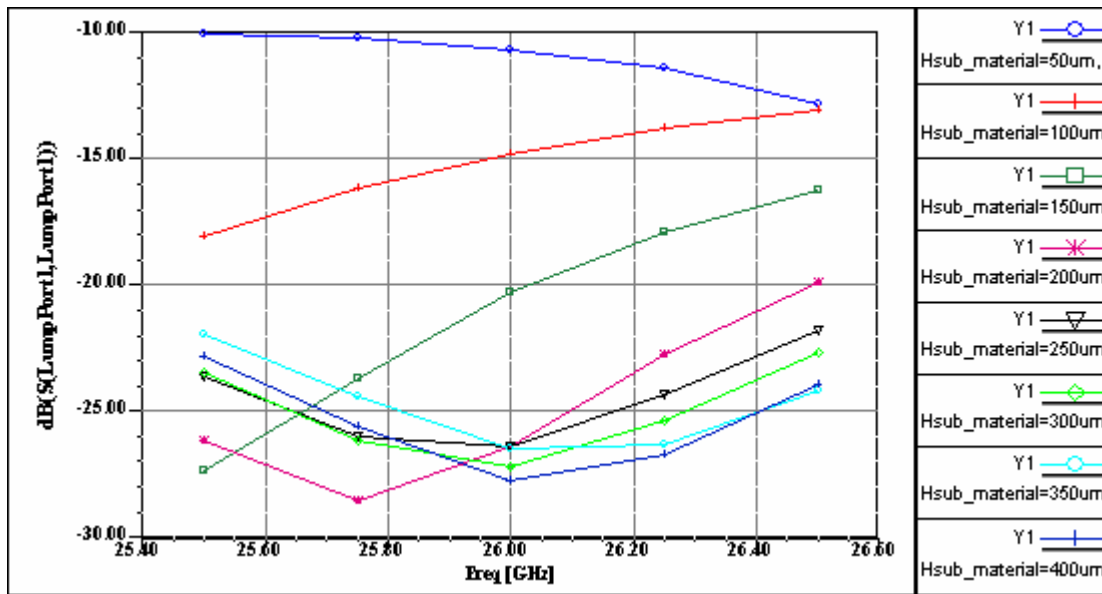
Ξεκινώντας την ανάλυση της διάταξης το πρώτο πράγμα που έπρεπε να γίνει ήταν να βρεθούν ποιες είναι οι κατάλληλες διαστάσεις για το υλικό πάνω από τη μικροταινία. Όπως σημειώθηκε και πιο πάνω το μήκος του επιστρώματος λήφθηκε ίσο με αυτό της μικροταινίας. Αυτό έγινε γιατί μικρότερο μήκος απλώς θα μείωνε τη στροφή φάσης χωρίς ουσιαστικό λόγο. Πέρα όμως από αυτό η συμπεριφορά της διάταξης για τις άλλες διαστάσεις του επιστρώματος (*material_width*, *material_thickness*) πρέπει να μελετηθεί προσεκτικά ώστε να εξαχθούν οι βέλτιστες τιμές.

Πριν όμως γίνει αυτό μελετήθηκε η συμπεριφορά της διάταξης με μεταβολή του ύψους *Hsub_material* χρησιμοποιώντας σταθερή τιμή τόσο για το πλάτος (*material_width*=4.5mm) όσο και για το πάχος (*material_thickness*=1mm) του διηλεκτρικού. Για τους σκοπούς της εξομοίωσης οι τιμές που χρησιμοποιήθηκαν για την παράμετρο *Hsub_material* ήταν από 0.05 mm μέχρι 0.4 mm με βήμα 0.05 mm. Παρακάτω (σχήμα 4.4) φαίνονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τις

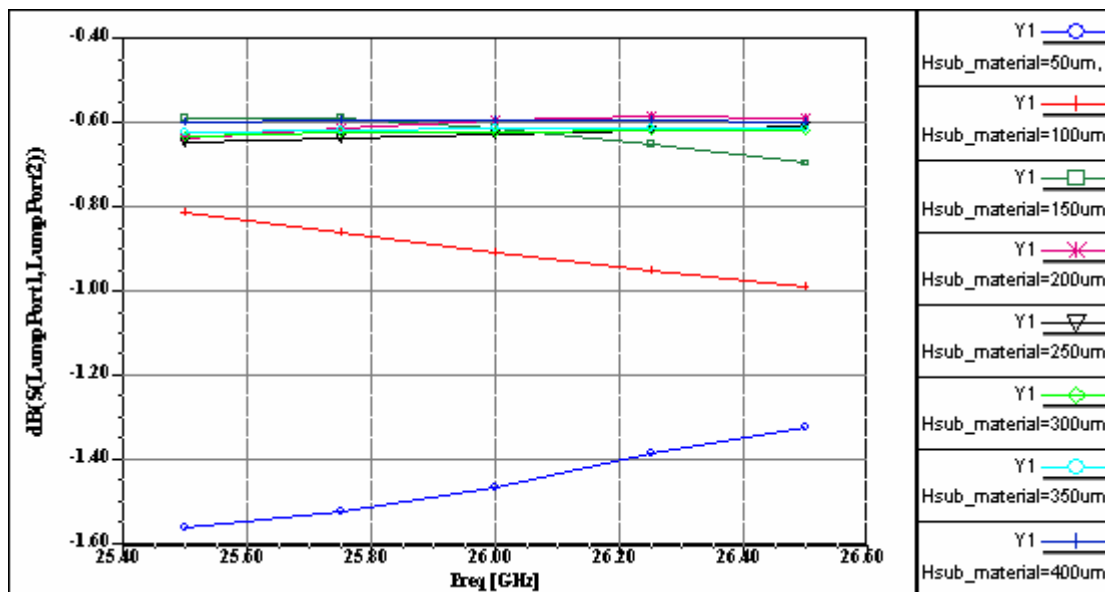
εξομοιώσεις τόσο για το πλάτος των συντελεστών S_{11} και S_{21} όσο και για τη φάση του συντελεστή S_{21} που μας ενδιαφέρουν άμεσα. Εκτός από τις S παραμέτρους αυτή η διάταξη είναι πιθανό να παρουσιάσει και μεγάλες απώλειες εξαιτίας της ύπαρξης του υλικού πάνω από τη μικροταινία. Έτσι εκτός από τις S παραμέτρους για τη διάταξη αυτή παρατίθεται και το ποσοστό απωλειών. Η σχέση που χρησιμοποιήθηκε για την εύρεση των απωλειών είναι η εξής:

$$loss = 1 - (|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2)$$

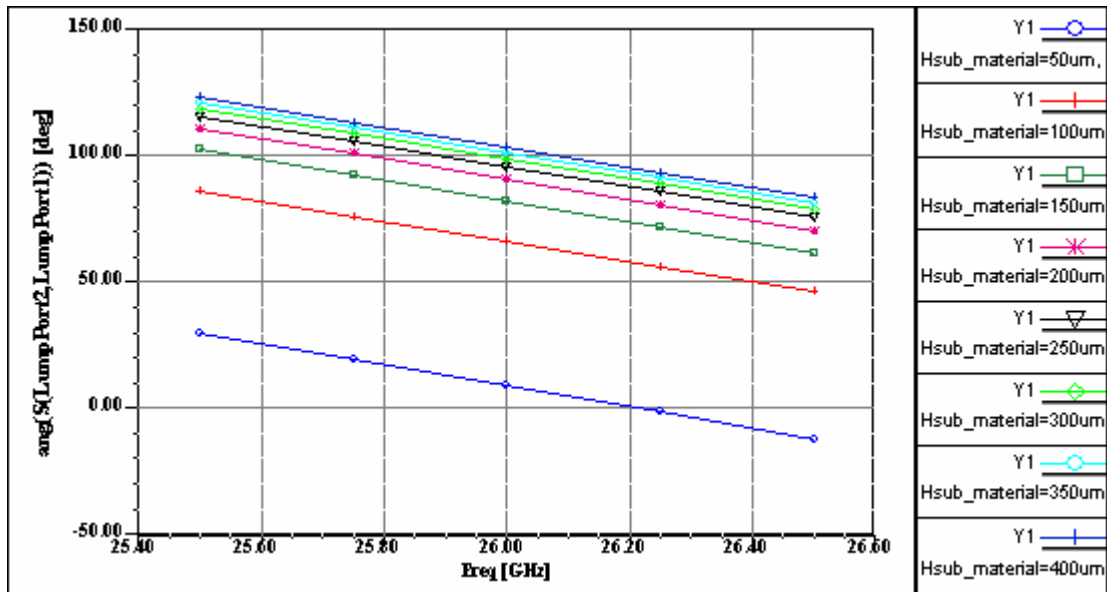
Σχέση 4.1



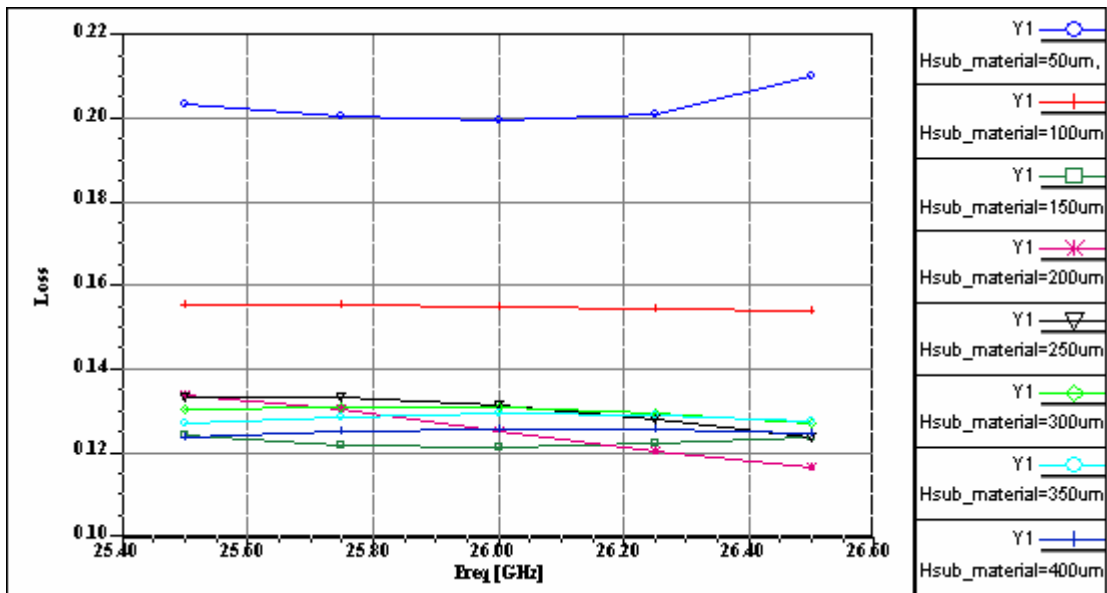
(α)



(β)



(γ)



(δ)

Σχήμα 4.4: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} και (β) του συντελεστή μετάδοσης S_{21} , (γ) της φάσης του S_{21} καθώς και (δ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου $H_{sub_material}$ για διάταξη με διηλεκτρικό υπόστρωμα ($\epsilon_r=9.2$) πάνω από τη μικροταινία.

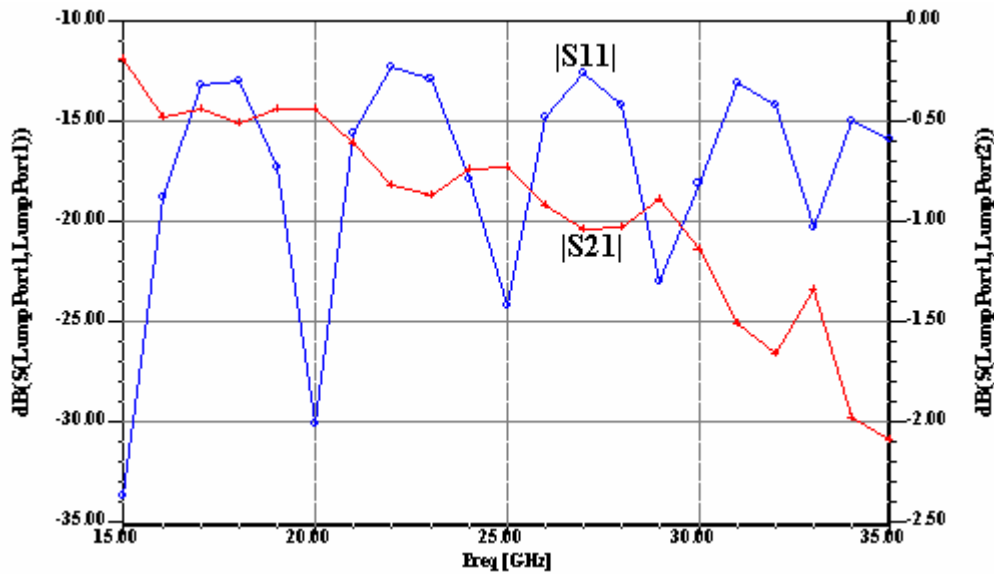
Από τα παραπάνω διαγράμματα προκύπτουν οι εξής παρατηρήσεις:

- Το πλάτος του συντελεστή ανάκλασης χειροτερεύει με μείωση της παραμέτρου $H_{sub_material}$. Εντούτοις ακόμα και για την ελάχιστη δυνατή τιμή της παραμέτρου ο συντελεστής ανάκλασης είναι κάτω από -10 dB. Εδώ βέβαια πρέπει να σημειωθεί ότι το πλάτος του συντελεστή ανάκλασης αυξομειώνεται και στην απλή μικροταινία

οπότε η ελάττωση του συντελεστή ανάκλασης μπορεί να οφείλεται στην ολίσθηση συχνότητας που υφίσταται η διάταξη λόγω της επίδρασης επιστρώματος. Έτσι, για να βρεθεί η πραγματική επίδραση στο συντελεστή ανάκλασης της διάταξης γίνεται μελέτη αυτού στη συνέχεια και σε ποιο μεγάλο εύρος συχνοτήτων.

- Όσον αφορά τη στροφή φάσης ενώ για $H_{\text{sub_material}}=0.05\text{mm}$ η στροφή φάσης είναι 100° με αύξηση της παραμέτρου κατά το ελάχιστο βήμα (0.05 mm) η στροφή φάσης μειώνεται κατακόρυφα στις 42° . Ακόμα και για άλλες τιμές της παραμέτρου $H_{\text{sub_material}}$ παρατηρείται ότι η στροφή φάσης δεν είναι γραμμική ενώ για τιμές της παραμέτρου μεγαλύτερες από 0.3 mm η στροφή φάσης είναι ελάχιστη.
- Κάτι πολύ σημαντικό είναι ότι στη διάταξη αυτή η στροφή φάσης είναι αρνητική δηλαδή η φάση της μικροταινίας προηγείται της φάσης της διάταξης. Αυτό συνεπάγεται ότι η ηλεκτρική καθυστέρηση της διάταξης είναι μεγαλύτερη από αυτή της μικροταινίας, με αποτέλεσμα η ενεργός διηλεκτρική σταθερά της διάταξης να είναι μεγαλύτερη από αυτή της μικροταινίας. Μια διαισθητική εξήγηση αυτού είναι ότι η εισαγωγή διηλεκτρικού πάνω από τη μικροταινία αντί του αέρα αυξάνει τη ενεργό διηλεκτρική σταθερά.
- Αναφορικά με την επίδραση της παραμέτρου $H_{\text{sub_material}}$ στο συντελεστή μετάδοσης είναι φανερό ότι ουσιαστική επίδραση σε αυτόν υπάρχει μόνο για τις τιμές 0.05 και 0.1 mm . Η επίδραση αυτή είναι αποτέλεσμα της αύξησης των απωλειών όπως απεικονίζεται και στο σχήμα 4.4δ. Επίσης παρατηρείται ότι στην διάταξη αυτή παρά τη μεταβολή της παραμέτρου $H_{\text{sub_material}}$ ο συντελεστής μετάδοσης δεν παρουσιάζει οποιαδήποτε ειδική συμπεριφορά σε κάποιο εύρος συχνοτήτων όπως συμβαίνει στις διατάξεις PBG όπου παρουσιάζεται έντονη απόσβεση σε μια μεγάλη ζώνη συχνοτήτων.

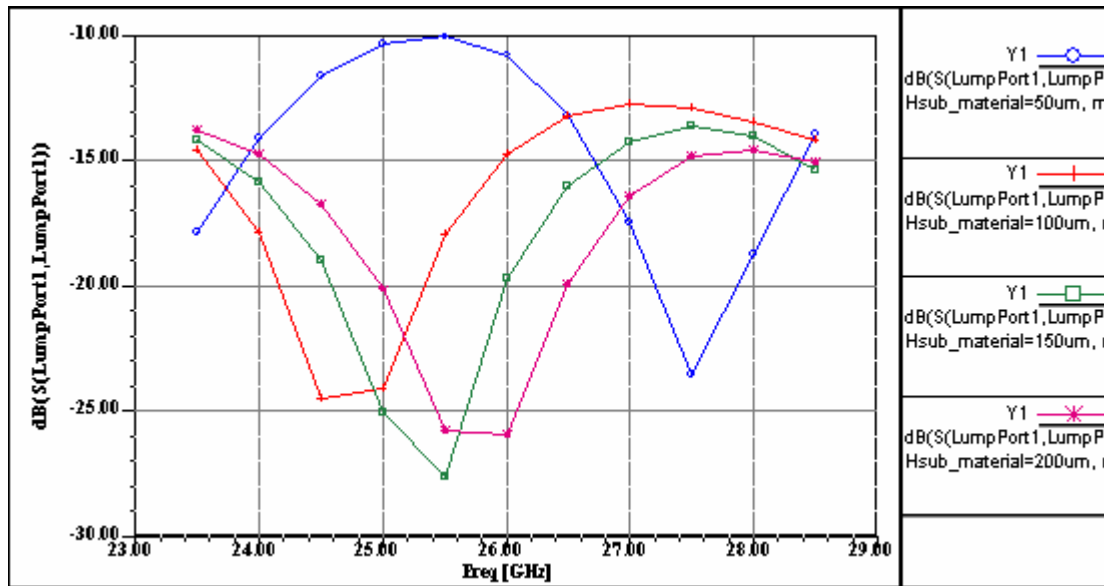
Για να επιβεβαιωθεί η τελευταία παρατήρηση πραγματοποιήθηκαν εξομοιώσεις για $H_{\text{sub_material}}=0.1\text{ mm}$ σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων ($15 - 35\text{ GHz}$). Τα αποτελέσματα παρατίθενται στο σχήμα 4.5.



Σχήμα 4.5: Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} και του συντελεστή μετάδοσης S_{21} σε dB σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων για $H_{sub_material}=0.1$ mm για διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία.

Από το παραπάνω σχήμα επιβεβαιώνεται ότι δεν υπάρχει οποιαδήποτε έντονη μεταβολή στο συντελεστή μετάδοσης, οπότε πλέον δεν χρειάζεται να αναπαριστάνεται στα διαγράμματα των αποτελεσμάτων αφού από τη μια δεν μας ενδιαφέρει ουσιαστικά στην επίτευξη στροφής φάσης και από την άλλη δεν παρουσιάζει οποιαδήποτε ιδιαίτερη συμπεριφορά ώστε να πρέπει να μελετηθεί. Εξάλλου η συμπεριφορά του συντελεστή μετάδοσης αντικατοπτρίζεται από το διάγραμμα απωλειών. Μια δεύτερη παρατήρηση που προκύπτει είναι ότι ο συντελεστής ανάκλασης ακολουθεί τη συμπεριφορά της μικροταινίας παρουσιάζοντας μέγιστα κάθε περίπου 5 GHz.

Πριν προχωρήσουμε στην εξέταση της επίδρασης άλλων παραμέτρων κρίθηκε σκόπιμο να εξεταστεί η μεταβολή του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης σε εύρος συχνοτήτων 5GHz γύρω από τη συχνότητα λειτουργίας, ώστε να φανεί η πραγματική μείωση που υφίσταται ο συντελεστής ανάκλασης πέρα από την ολίσθηση. Λέγοντας πραγματική μείωση εννοώ τη μείωση που υφίστανται οι μέγιστες τιμές του συντελεστή ανάκλασης. Για το σκοπό αυτό πραγματοποιήθηκαν εξομοιώσεις για τιμές 0.05, 0.1, 0.15 και 0.2 του $H_{sub_material}$. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν απεικονίζονται στο επόμενο σχήμα.



Σχήμα 4.6: Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} με μεταβολή του $H_{sub_material}$ στη ζώνη συχνοτήτων 23.5 – 28.5 GHz για διάταξη με υλικό Rogers TMM 10(tm) ($\epsilon_r=9.2$) πάνω από τη μικροταινία.

Από τα αποτελέσματα φαίνεται ότι ακόμα και στην περίπτωση που το διηλεκτρικό υπόστρωμα ακουμπά τη μικροταινία ($H_{sub_material} = 0.05\text{mm}$) ο συντελεστής ανάκλασης είναι στα επιθυμητά όρια (κάτω από -10dB). Επίσης παρατηρείται ότι για το αμέσως επόμενο βήμα της παραμέτρου, $H_{sub_material} = 0.1\text{mm}$, η μέγιστη τιμή του συντελεστή ανάκλασης είναι -12.5 dB που είναι αρκετά ικανοποιητικό. Βλέπουμε λοιπόν ότι υπάρχει δυνατότητα να έχουμε συντελεστή ανάκλασης καλύτερο από -12.5 dB για όλες τις περιπτώσεις αρκεί για τη χειρότερη περίπτωση να ληφθεί πρόνοια ώστε στην περιοχή λειτουργίας να παρουσιάζει καλό συντελεστή ανάκλασης (στο σχήμα η περίπτωση που περιγράφουμε είναι στο εύρος 27–28GHz). Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με μεταβολή του μήκους του υλικού πάνω από αυτή ($material_length$).

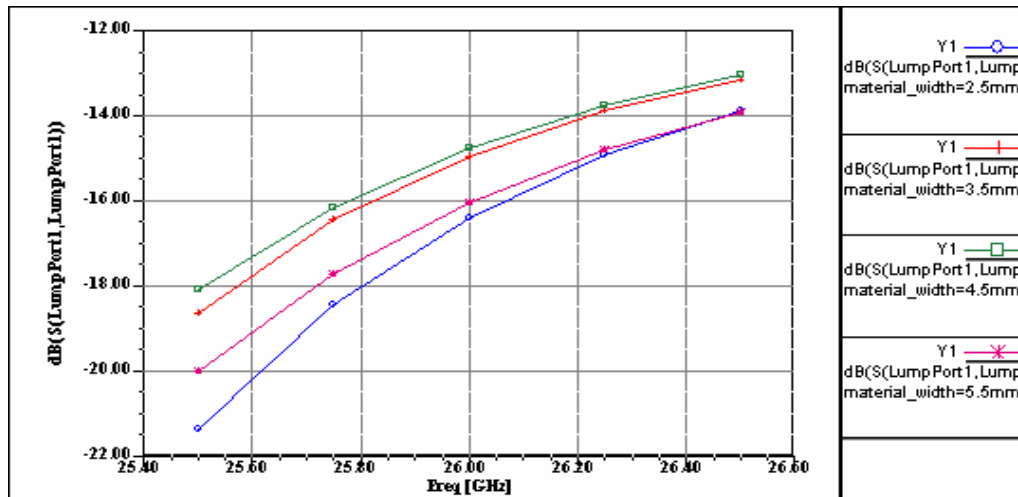
Έχοντας εξετάσει πλήρως την επίδραση της παραμέτρου $H_{sub_material}$ προχωρούμε στην εξέταση της παραμέτρου $material_width$. Πριν όμως προχωρήσουμε στην ανάλυση της επίδρασης της παραμέτρου πρέπει να αναφέρουμε δύο περιορισμούς που υπάρχουν. Ο πρώτος περιορισμός είναι αποτέλεσμα της διαμέτρου των περιστροφικών κοχλιών και υποβάλλει στην παράμετρο $material_width$ να είναι τουλάχιστον ίση με 3 mm. Ο δεύτερος περιορισμός είναι αποτέλεσμα της απόστασης μεταξύ των μικροταινιακών γραμμών στις οποίες θα εφαρμοστεί η διάταξη. Παρατηρώντας το σχήμα 4.1 βλέπουμε ότι το πλάτος του υλικού πάνω από την μικροταινία πρέπει να είναι μικρότερο από την απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών

μικροταινιακών γραμμών (d), διαφορετικά δεν θα μπορούν να τοποθετηθούν δύο διατάξεις στροφής φάσης στην ίδια ευθεία. Για παράδειγμα αν η διάταξη αυτή θα χρησιμοποιηθεί για την επίτευξη στροφής φάσης μεταξύ των στοιχείων μια στοιχειοκεραίας που απέχουν απόσταση $d=\lambda_{air}/2=5.77$ mm το πλάτος του υλικού δεν πρέπει να υπερβαίνει την τιμή αυτή. Έτσι στην περίπτωση αυτή οι τιμές του `material_width` πρέπει να κυμαίνονται στο διάστημα τιμών [3, 5.5]mm. Για τους παραπάνω λόγους οι επιθυμητές τιμές της παραμέτρου `material_width` θα κυμαίνονται στο διάστημα [3.0, 5.5]mm στα πλαίσια αυτής της μελέτης.

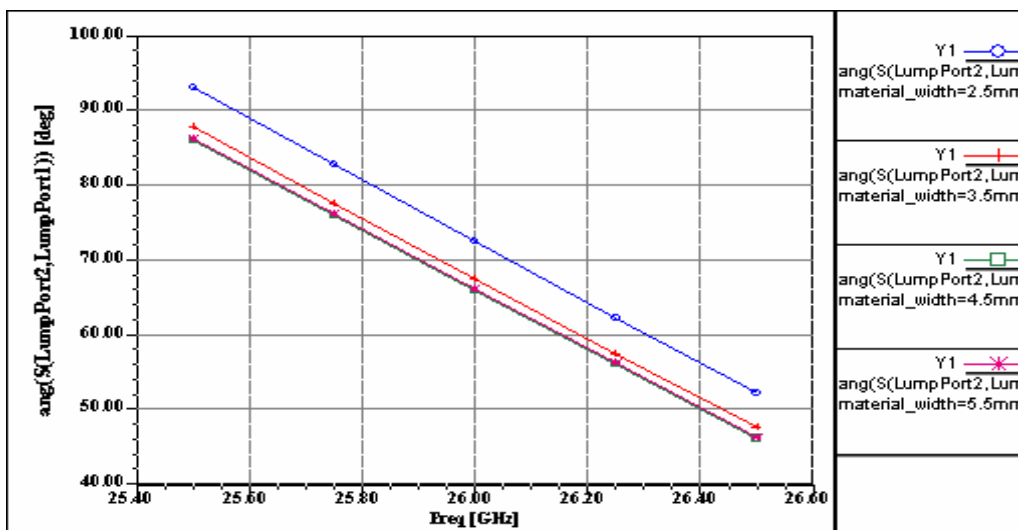
Για την εξέταση της επίδρασης της παραμέτρου `material_width` λοιπόν έγιναν εξομοιώσεις από 2.5 μέχρι 5.5 mm με βήμα 1 mm. Ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιήθηκε η τιμή 2.5 mm παρόλο που είναι κάτω από την ελάχιστη επιθυμητή είναι για να σχηματιστεί καθαρότερη εικόνα για την επίδραση της στην στροφή φάσης. Οι τιμές των άλλων σημαντικών παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν ήταν οι εξής:

- `Hsub_material` = 0.1mm
- `material_thickness` = 1mm

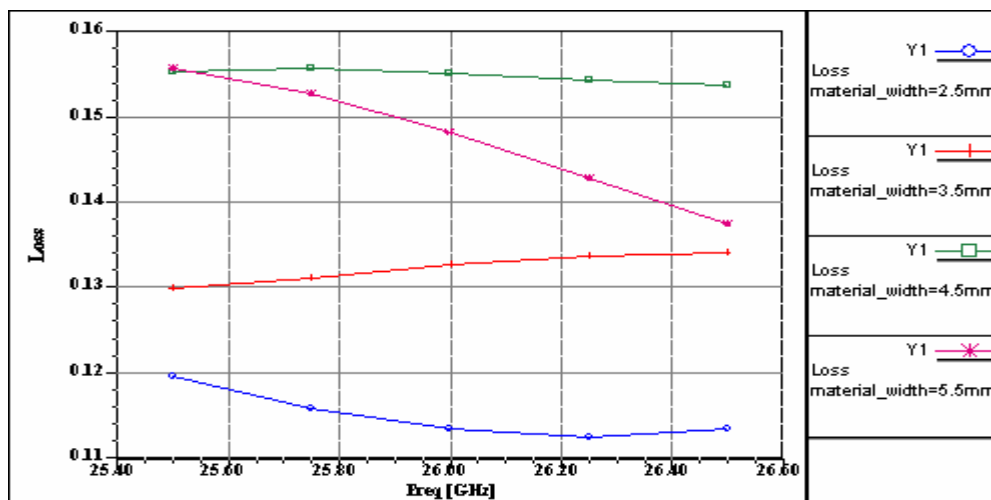
Από τα αποτελέσματα που προέκυψαν (σχήμα 4.7) φαίνεται ότι η επίδραση στο συντελεστή ανάκλασης είναι σχετικά μικρή (περίπου 2dB) και μάλιστα είναι και ακανόνιστη αφού ο χειρότερος συντελεστής παρατηρείται στην τιμή 4.5 mm. Επιπρόσθετα, αύξηση του πλάτους οδηγεί σε αύξηση της στροφής φάσης. Εντούτοις η αύξηση δεν είναι γραμμική. Συγκεκριμένα ενώ υπάρχει μια σχετικά μεγάλη αύξηση στη στροφή φάσης (5° περίπου) με αύξηση του `material_width` από 2.5 σε 3.5 mm, όταν η τιμή της παραμέτρου γίνει 4.5 mm η αύξηση είναι ελάχιστη. Μάλιστα κατά τη μετάβαση από 4.5 σε 5.5 mm δεν υπάρχει καθόλου μεταβολή στη στροφή φάσης. Τέλος παρατηρώντας τις απώλειες είναι φανερό ότι υπάρχει μια αυξητική πορεία με αύξηση της παραμέτρου `material_width`. Από τα παραπάνω λοιπόν φαίνεται ότι οι βέλτιστες τιμές για αυτή την παράμετρο είναι στο διάστημα [3.5, 4.5] mm με προτίμηση στις μικρότερες τιμές που έχουν και μικρότερες απώλειες.



(α)



(β)



(γ)

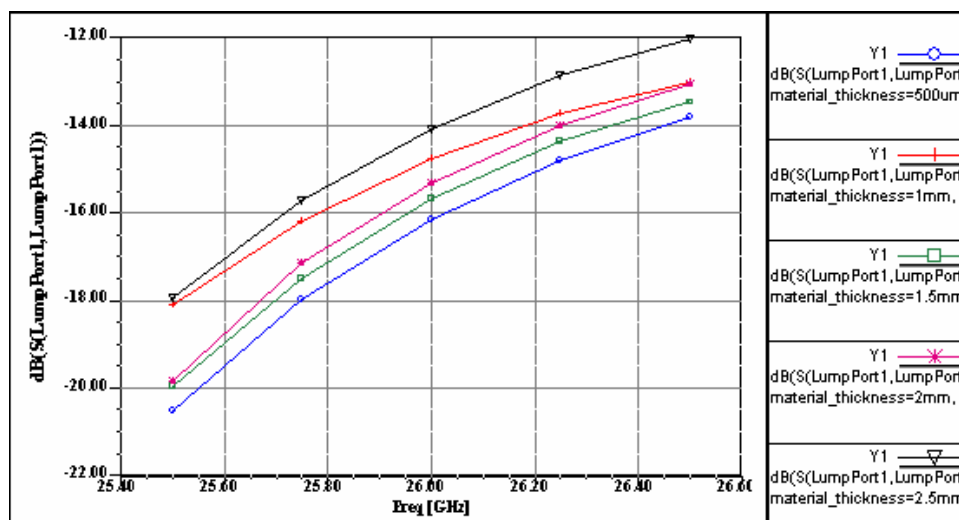
Σχήμα 4.7: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} (β) της φάσης του S_{21} καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου material_width για διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία.

Έχοντας εξετάσει την επίδραση των παραμέτρων `material_width` και `Hsub_material` απομένει να εξεταστεί η επίδραση της παραμέτρου `material_thickness`. Για το σκοπό αυτό έγιναν εξομοιώσεις για τιμές 0.5mm μέχρι 2.5mm με βήμα 0.5mm. Οι τιμές των άλλων σημαντικών παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν ήταν οι εξής:

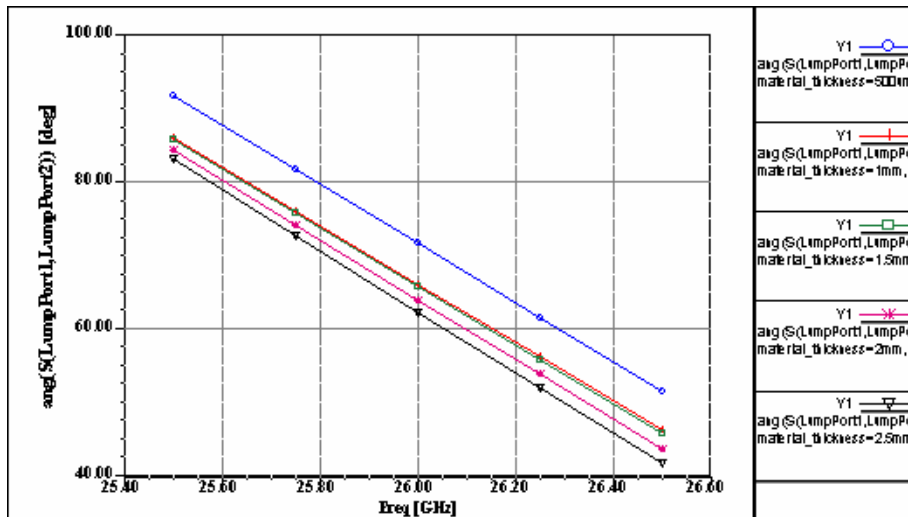
- `Hsub_material` = 0.1 mm
- `material_width` = 4.5 mm

Τα διαγράμματα που προέκυψαν τόσο για τις S παραμέτρους όσο και για τις απώλειες για κάθε περίπτωση παρουσιάζονται στο σχήμα 4.8. Με προσεκτική παρατήρηση των διαγραμμάτων φαίνεται ότι από τη μια ο συντελεστής ανάκλασης χειροτερεύει (τα μέγιστα που παρουσιάζει ο συντελεστής ανάκλασης τείνουν σε μεγαλύτερες τιμές με αύξηση της παραμέτρου) και από την άλλη η στροφή φάσης αυξάνεται. Εδώ βέβαια πρέπει να σημειωθεί ότι η αύξηση της στροφής φάσης για τιμές της παραμέτρου μεγαλύτερες από 1mm είναι μικρές. Επιπρόσθετα, από το διάγραμμα των απωλειών φαίνεται ότι η αύξηση της παραμέτρου `material_thickness` επιφέρει μείωση των απωλειών.

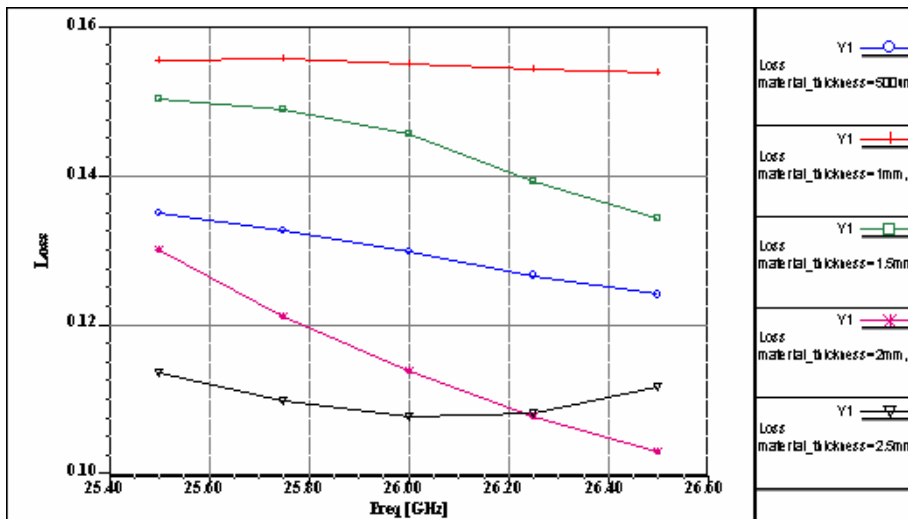
Από τα παραπάνω στοιχεία φαίνεται ότι για τη παράμετρο `material_thickness` δεν μπορεί να εξαχθεί με απόλυτο τρόπο η βέλτιστη τιμή. Η επιλογή τιμής για την παράμετρο αυτή εξαρτάται από το ποια προδιαγραφή θέλουμε να ικανοποιήσουμε περισσότερο (συντελεστής ανάκλασης, ποσοστό απωλειών, στροφή φάσης). Για παράδειγμα για `material_thickness`=1mm έχουμε καλό συντελεστή ανάκλασης αρκετή στροφή φάσης αλλά σχετικά μεγάλες απώλειες. Από την άλλη χρησιμοποίηση παχύτερου διηλεκτρικού (2.5 mm) θα αυξήσει λίγο τη στροφή φάσης (4°) θα βελτιωθεί κατά 4% το ποσοστό απωλειών αλλά θα χειροτερεύσει ο συντελεστής ανάκλασης.



(a)



(β)



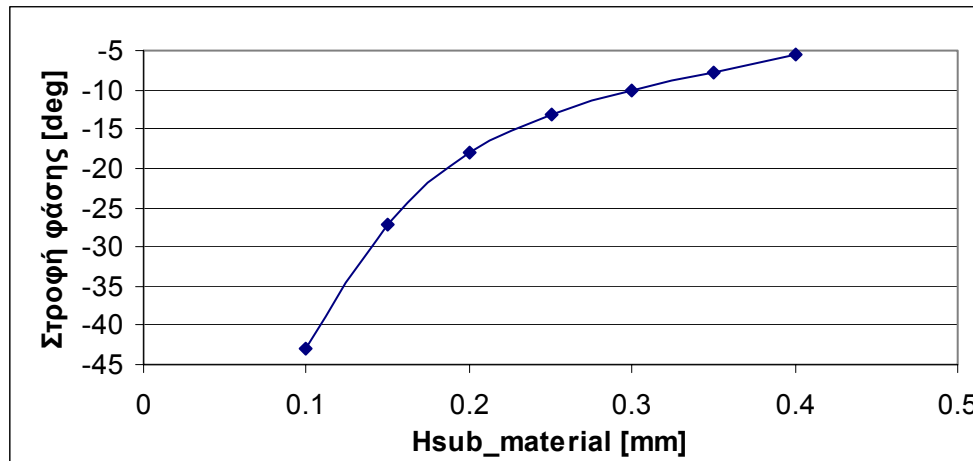
(γ)

Σχήμα 4.8: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S11 (β) της φάσης του S21 καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου material_thickness για διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία.

Μετά την πλήρη εξέταση της διάταξης παρατίθενται στον πίνακα 2.1 τα αποτελέσματα της στροφής φάσης στην περίπτωση που μεταβάλλεται η παράμετρος Hsub_material από 0.05 μέχρι 0.4mm όταν οι παράμετροι material_width και material_thickness έχουν τιμές 4.5 και 1mm αντίστοιχα, ενώ στο σχήμα 4.9 παρουσιάζεται το διάγραμμα της στροφής φάσης συναρτήσεως της παραμέτρου Hsub_material για τα αποτελέσματα που προέκυψαν.

Hsub_material [mm]	Στροφή φάσης [deg]
0.05	-100
0.1	-42.9
0.15	-27.2
0.2	-18
0.25	-13.2
0.3	-10
0.35	-7.7
0.4	-5.6

Πίνακας 4.1: Αποτελέσματα στροφής φάσης στα 26 GHz για διάταξη με υλικό τύπου Rogers TMM 10(†m) πάνω από τη μικροταινία.



Σχήμα 4.9: Γραφική παράσταση της στροφής φάσης συναρτήσει της παραμέτρου Hsub_material για διάταξη με υλικό Rogers TMM 10 (†m) πάνω από τη μικροταινία.

Το συμπέρασμα που εξάγεται παρατηρώντας τα παραπάνω αποτελέσματα είναι ότι αυτή η διάταξη μπορεί να επιτύχει στροφή φάσης αλλά από τη μια είναι μικρή και από την άλλη μειώνεται εκθετικά αντί γραμμικά. Για το σκοπό αυτό εξετάστηκαν και διατάξεις με άλλα διηλεκτρικά υλικά πάνω από τη μικροταινία.

4.3 Διατάξεις με υλικά διαφορετικής διηλεκτρικής σταθεράς από αυτή του υποστρώματος της μικροταινίας

Για να εξεταστεί η επίδραση της διηλεκτρικής σταθεράς στη στροφή φάσης εξετάστηκαν δύο διατάξεις με διηλεκτρικά υλικά πάνω από τη μικροταινία διαφορετικής διηλεκτρικής σταθεράς από αυτή του διηλεκτρικού υποστρώματος. Το ένα υλικό

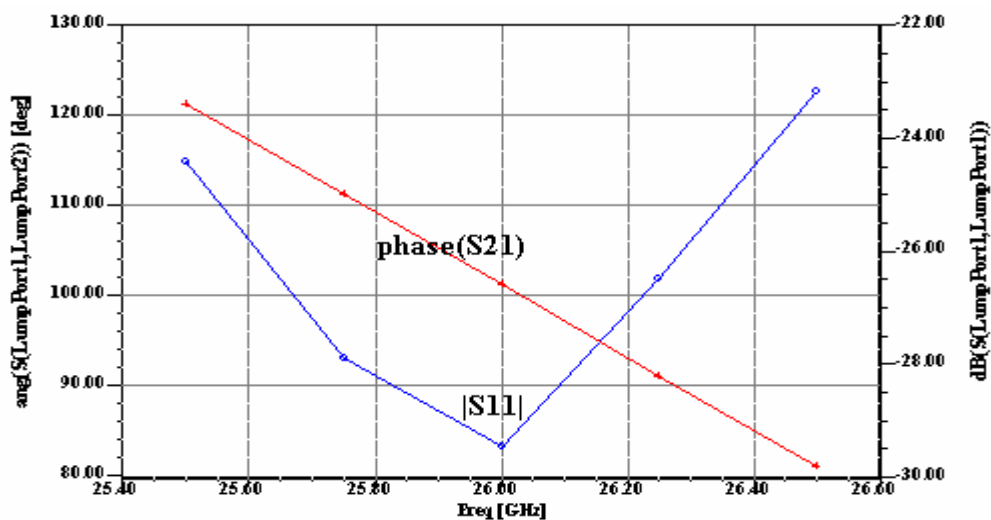
(Teflon) έχει μικρότερη διηλεκτρική σταθερά ($\epsilon_r=2.1$) και το άλλο (Silicon) έχει μεγαλύτερη ($\epsilon_r=12$).

4.3.1 Διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Teflon πάνω από τη μικροταινία

Για να εξεταστεί η επίδραση μικρότερης διηλεκτρικής σταθεράς από αυτή του υποστρώματος της μικροταινίας τοποθετήθηκε σαν υλικό πάνω από τη μικροταινία Teflon. Αρχικά έγινε εξομοίωση για διάταξη με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά για να φανεί αν υπάρχει ουσιαστική επίδραση. Τα χαρακτηριστικά της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για το σκοπό αυτό ήταν τα εξής:

- Hsub_material = 0.1 mm
- material_width = 4.5 mm
- material_thickness= 1 mm

Από τα αποτελέσματα της εξομοίωσης δημιουργήθηκαν τα διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης και της φάσης του συντελεστή διέλευσης (σχήμα 4.10).



Σχήμα 4.10: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S11 και **(β)** της φάσης του S21 για διάταξη με υλικό Teflon ($\epsilon_r=2.1$) πάνω από τη μικροταινία.

Όπως φαίνεται και από τα διαγράμματα η επίδραση τόσο στο συντελεστή ανάκλασης όσο και στη στροφή φάσης είναι πολύ μικρή. Για αυτό το λόγο είναι φανερό ότι το διηλεκτρικό υλικό Teflon δεν είναι κατάλληλο για την επίτευξη στροφής φάσης. Αυτό ήταν αναμενόμενο γιατί η επίτευξη της στροφής φάσης σε αυτές τις διατάξεις είναι αποτέλεσμα της αύξησης της ενεργού διηλεκτρικής σταθεράς λόγω του διηλεκτρικού πάνω από τη μικροταινία. Έτσι υλικό με μικρή διηλεκτρική σταθερά δεν

αναμένεται να επηρεάσει τη ενεργό διηλεκτρική σταθερά έντονα ώστε να αυξηθεί σημαντικά η στροφή φάσης.

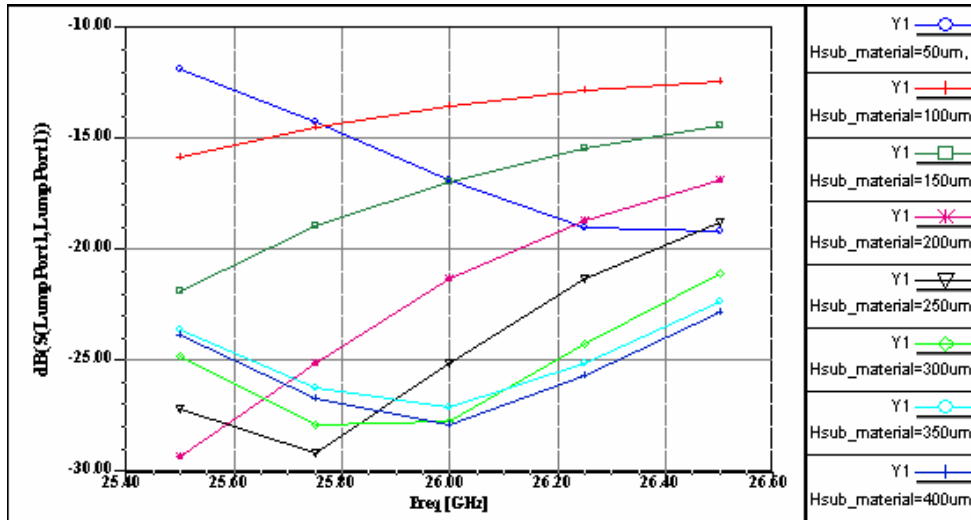
4.3.2 Διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Silicon πάνω από τη μικροταινία

Αφού λοιπόν υλικά με χαμηλή διηλεκτρική σταθερά δεν έχουν ουσιαστική επίδραση στη στροφή φάσης εξετάστηκε διάταξη με επίστρωμα υλικού Silicon πάνω από τη μικροταινία διηλεκτρικής σταθεράς μεγαλύτερη από αυτή του διηλεκτρικού υποστρώματος ($\epsilon_{r_silicon}=12>9.2$). Είναι γεγονός ότι βάσει της θεωρητικής ανάλυση που έγινε προηγουμένως, αυτή η διάταξη αναμένεται να δώσει μεγαλύτερη στροφή φάσης από τη αρχική διάταξη που εξετάστηκε και για αυτό το λόγο θα αναλυθεί εκτενώς. Οι σταθερές διαστάσεις του υλικού που χρησιμοποιήθηκαν ήταν οι ίδιες με αυτές του διηλεκτρικού Rogers TMM 10(tm) για σκοπούς σύγκρισης. Για ευκολία παρατίθενται ξανά:

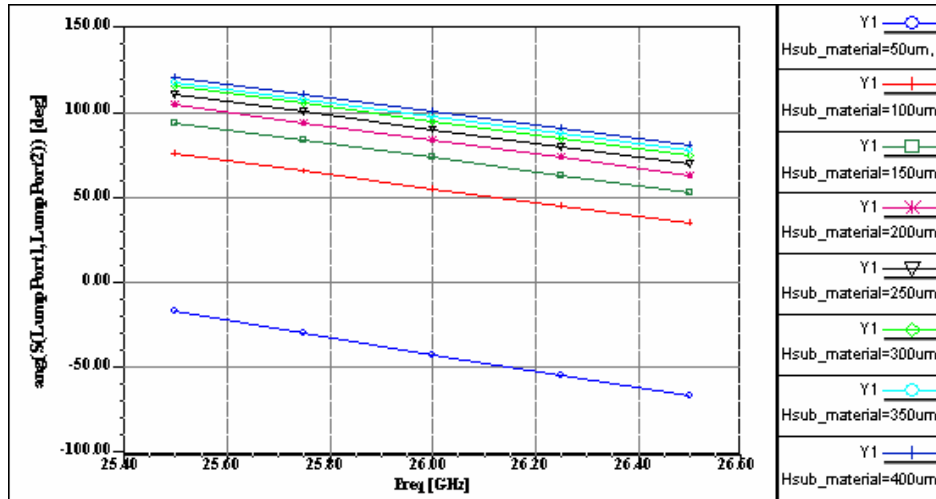
- Hsub_material = 0.1 mm
- material_width = 4.5 mm
- material_thickness= 1 mm

Για να μελετηθεί η διάταξη αυτή λοιπόν έγιναν εξομοιώσεις με μεταβλητές τόσο το Hsub_material όσο και το material_width και το material_thickness. Οι εξομοιώσεις έγιναν μεταβάλλοντας κάθε φορά μόνο μια από τις πιο πάνω παραμέτρους και διατηρώντας τις άλλες δύο μεταβλητές στη σταθερή τους τιμή. Συγκεκριμένα η παράμετρος Hsub_material μεταβλήθηκε από 0.05 mm μέχρι 0.4 mm με βήμα 0.05 mm, η material_width από 1.5 μέχρι 4.5 mm με βήμα 1 mm και η material_thickness από 0.5 μέχρι 2 mm για τις τιμές 0.5, 0.75, 1, 1.5, 2 mm.

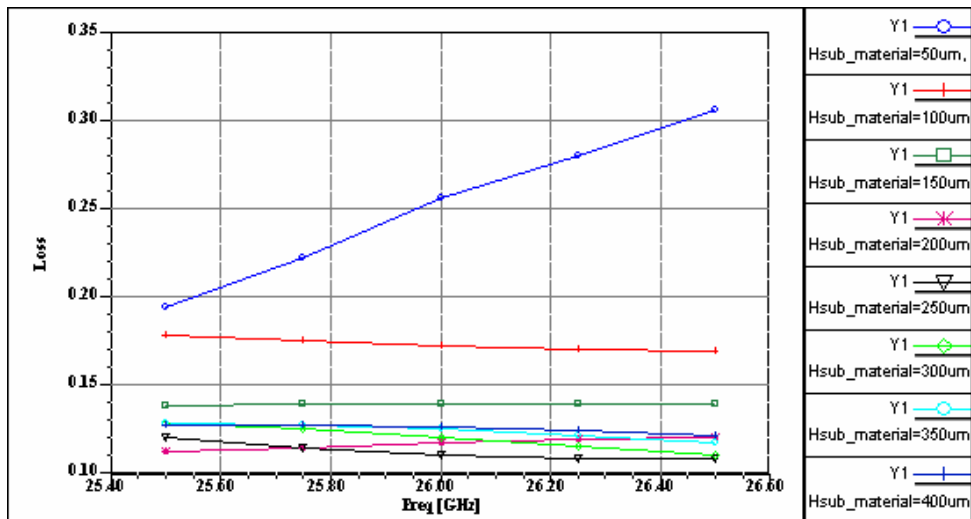
Τα αποτελέσματα των S παραμέτρων και του ποσοστού απωλειών που προέκυψαν για τις τρεις παραμέτρους απεικονίζονται στα σχήματα 4.11, 4.12 και 4.13 αντίστοιχα.



(α)

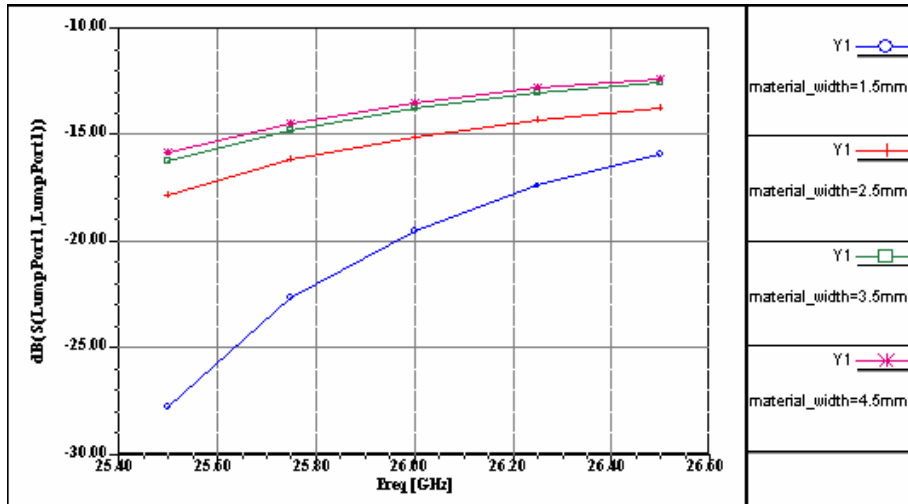


(β)

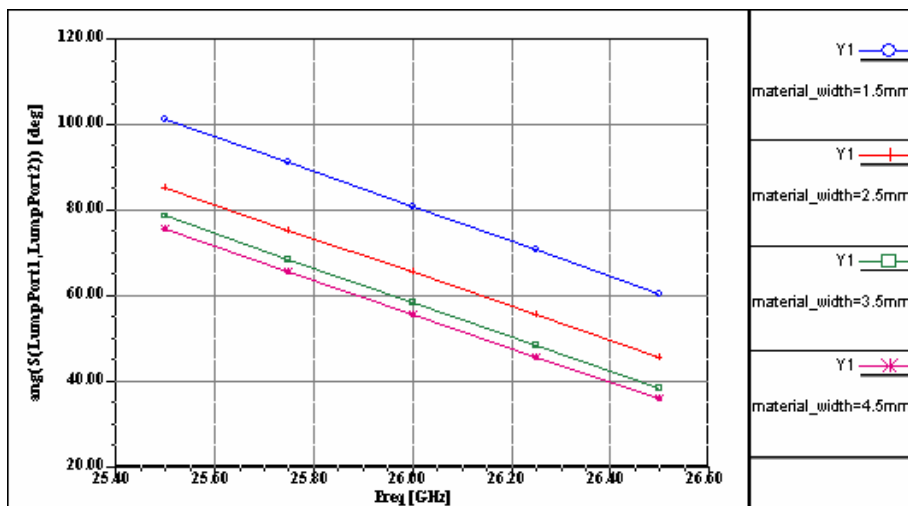


(γ)

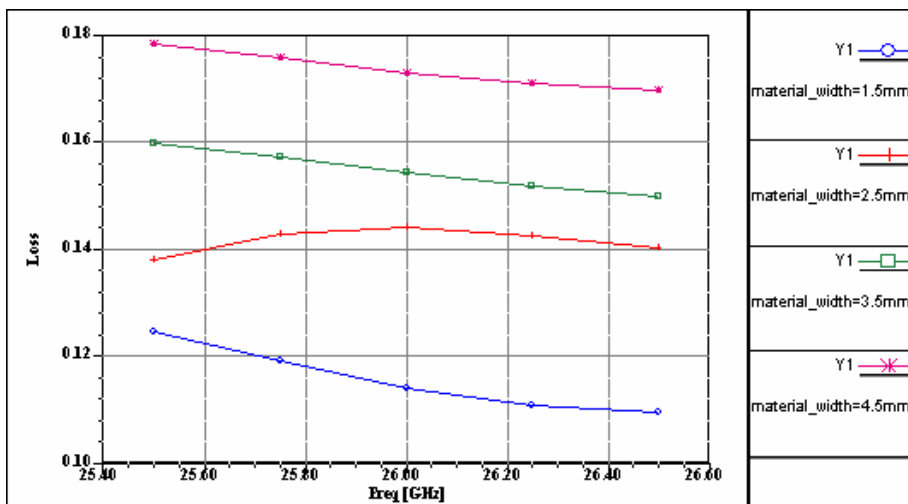
Σχήμα 4.11: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} (β) της φάσης του S_{21} καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου $H_{sub_material}$ για διάταξη με υλικό Silicon ($\epsilon_r=12$) πάνω από τη μικροταινία.



(α)

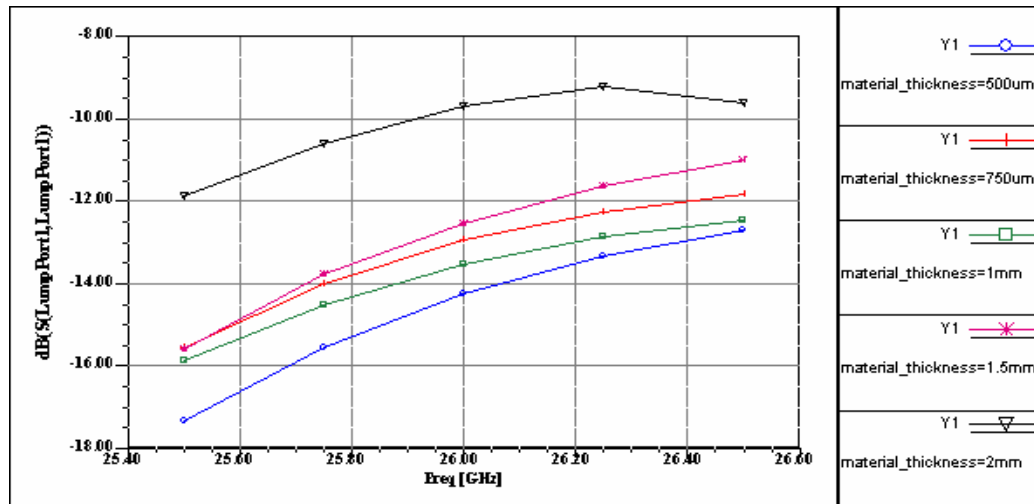


(β)

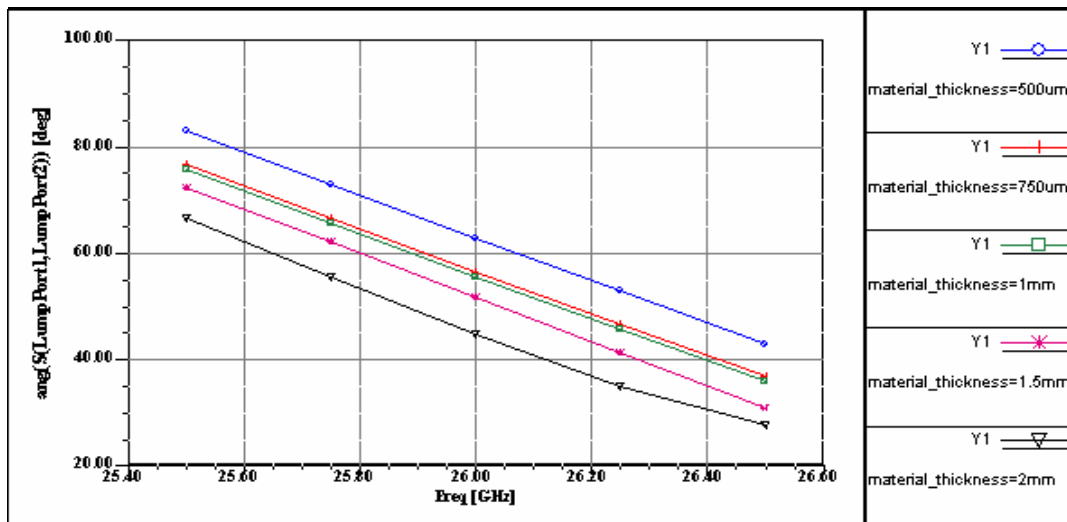


(γ)

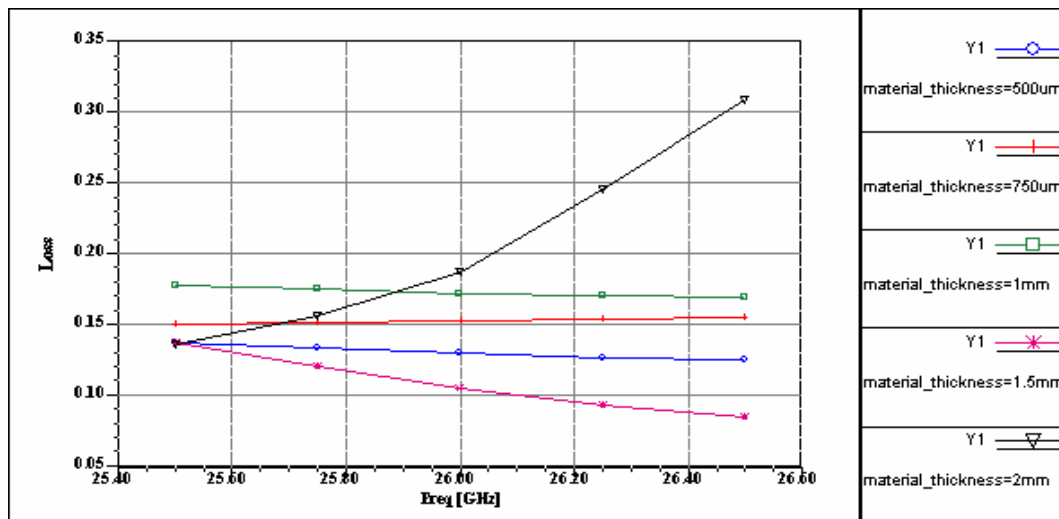
Σχήμα 4.12: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S11 (β) της φάσης του S21 καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου material_width για διάταξη με υλικό Silicon ($\epsilon_r=12$) πάνω από τη μικροταινία.



(α)



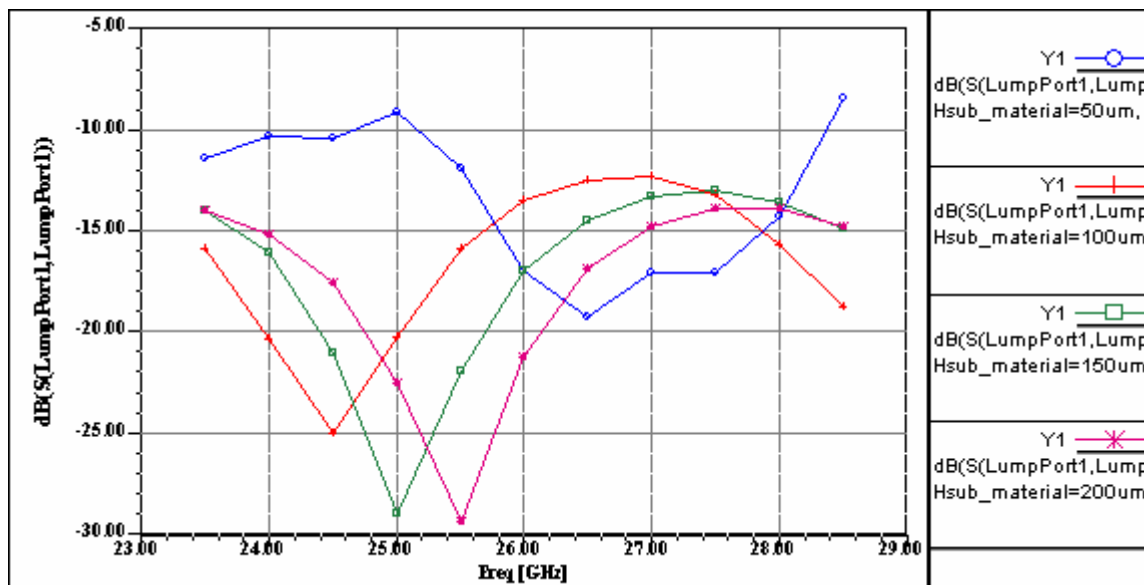
(β)



(γ)

Σχήμα 4.13: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S11 (β) της φάσης του S21 καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου material_thickness για διάταξη με υλικό Silicon ($\epsilon_r=12$) πάνω από τη μικροταινία.

Με βάση τα αποτελέσματα του σχήματος 4.11 προκύπτει ότι ο συντελεστής ανάκλασης είναι ικανοποιητικός (μικρότερος από -10dB) παρόλο που για να φανεί επακριβώς η επίπτωση της παραμέτρου $H_{sub_material}$ στο συντελεστή ανάκλασης πρέπει να γίνει εξέταση σε μεγαλύτερο εύρος. Σχετικά με τις απώλειες είναι εμφανές ότι αυξάνονται με αύξηση της τιμής της παραμέτρου ενώ στην περίπτωση που $H_{sub_material}=0.05\text{mm}$ η αύξηση των απωλειών είναι όχι μόνο μεγάλη αλλά και μη σταθερή αφού ενώ στα 25.5 GHz είναι 20% στα 26.5 GHz φτάνει στο 30% πράγμα που δεν είναι καθόλου επιθυμητό. Αναφορικά με τη στροφή φάσης ενώ είναι 150° $H_{sub_material}=0.05\text{mm}$, για μεγαλύτερες τιμές είναι μέχρι και 50° . Βλέπουμε λοιπόν ότι η συμπεριφορά της διάταξης στην μεταβολή της παραμέτρου $H_{sub_material}$ είναι αντίστοιχη με αυτή που παρατηρήθηκε και στην πρώτη διάταξη που εξετάστηκε όπου το υλικό πάνω από τη μικροταινία ήταν Rogers TMM 10(tm) (σχήμα 4.4). Μάλιστα, συγκρίνοντας τις δύο διατάξεις προκύπτει ότι υπάρχει αύξηση της στροφής φάσης κατά περίπου 10° , εκτός από την περίπτωση που το επίστρωμα ακουμπά την μικροταινία οπότε η αύξηση είναι πολύ μεγαλύτερη (πάνω από 50°), αλλά και αύξηση του ποσοστού απωλειών κατά περίπου 2%. Τέλος για να γίνει σύγκριση των συντελεστών ανάκλασης πραγματοποιήθηκαν εξομοιώσεις σε εύρος από 23.5 – 28.5 GHz για τιμές 0.05 μέχρι 0.2.



Σχήμα 4.14: Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} στη ζώνη συχνοτήτων 23.5 – 28.5 GHz με μεταβολή του $H_{sub_material}$ για διάταξη με υλικό Silicon ($\epsilon_r=12$) πάνω από τη μικροταινία.

Συγκρίνοντας το σχήμα 4.14 με το σχήμα 4.6 φαίνεται ότι η αύξηση του συντελεστή ανάκλασης είναι μόλις 0.5 dB όταν τα χαρακτηριστικά των δύο διατάξεων είναι τα ίδια. Άρα μπορεί να ειπωθεί ότι κάθε 1 dB μείωση του συντελεστή ανάκλασης επιτυγχάνεται αύξηση της στροφής φάσης κατά 20°.

Μια άλλη σημαντική παρατήρηση που προκύπτει από το σχήμα 4.14 για το συντελεστή ανάκλασης όταν η $H_{sub_material}=0.05\text{mm}$ είναι ότι η μορφή του είναι διαφορετική από τις υπόλοιπες περιπτώσεις. Αυτό αφήνει μια υπόνοια ότι η εξομοίωση μπορεί να μην εξάγει σωστά αποτελέσματα για την συγκεκριμένη περίπτωση μια και στη διάταξη το υλικό εφάπτεται της μικροταινίας. Λαμβάνοντας το γεγονός αυτό υπόψη καθώς και το ότι από τη μια η διάταξη έχει μεγάλες απώλειες και από την άλλη έχει πολύ μεγάλη στροφή φάσης που όμως είναι μη γραμμική, εξάγεται το συμπέρασμα ότι η τιμή $H_{sub_material}=0.05\text{ mm}$ είναι προτιμότερο να μην χρησιμοποιείται.

Επιστρέφοντας στον σχολιασμό των αποτελεσμάτων είναι εμφανές ότι με βάση το σχήμα 4.12 αύξηση της παραμέτρου $material_width$ αυξάνει τη στροφή φάσης αλλά και το ποσοστό απωλειών. Βέβαια για τιμές πάνω από 3.5 mm δεν παρατηρούνται ιδιαίτερες αλλαγές οπότε μπορεί να ειπωθεί ότι η βέλτιστη τιμή για τη παράμετρο αυτή είναι 3.5mm.

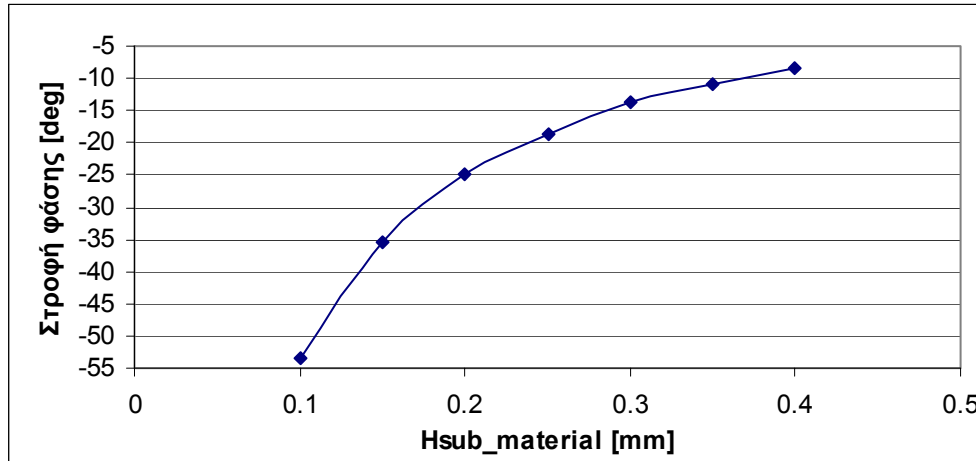
Αναφορικά τώρα με τη παράμετρο $material_thickness$ (σχήμα 4.13) είναι εμφανές ότι όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της παραμέτρου τόσο μεγαλύτερη είναι η στροφή φάσης. Από την άλλη η αύξηση της παραμέτρου οδηγεί σε χειροτέρευση του συντελεστή ανάκλασης, ενώ το ποσοστό απωλειών αυξομειώνεται με τάση όμως προς αύξηση. Για το λόγο αυτό βέλτιστες τιμές για το πάχος του υλικού είναι 1 – 1.5 mm.

Στο πίνακα 4.2 απεικονίζονται τα αποτελέσματα της στροφής φάσης στην περίπτωση που μεταβάλλεται η παράμετρος $H_{sub_material}$ και οι παράμετροι $material_width$ και $material_thickness$ έχουν τιμές 4.5 και 1mm αντίστοιχα .

$H_{sub_material}$ [mm]	Στροφή φάσης [deg]
0.05	-150.9
0.1	-53.3
0.15	-35.3
0.2	-25
0.25	-18.6
0.3	-13.8

0.35	-10.9
0.4	-8.4

Πίνακας 4.2: Αποτελέσματα στροφής φάσης στα 26 GHz για διάταξη με υλικό τύπου Silicon πάνω από τη μικροταινία.

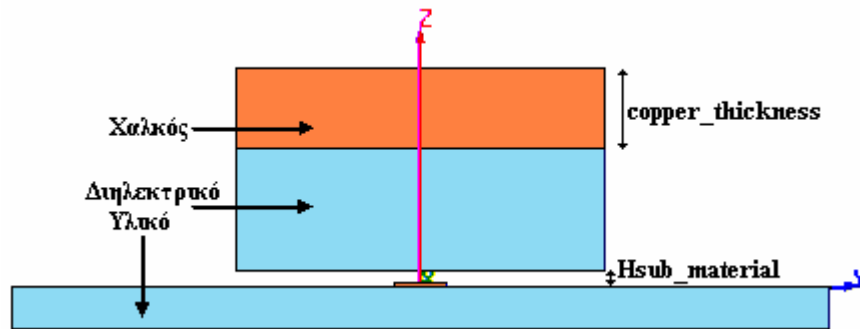


Σχήμα 4.15: Γραφική παράσταση της στροφής φάσης συναρτήσει της παραμέτρου Hsub_material για διάταξη με υλικό Silicon πάνω από τη μικροταινία.

Τα συμπεράσματα λοιπόν που βγαίνει από αυτή την ενότητα είναι ότι για την επίτευξη στροφής φάσης στη διάταξη πρέπει το διηλεκτρικό υλικό πάνω από την μικροταινία να έχει μεγάλη διηλεκτρική σταθερά. Εντούτοις παρόλο που τα υλικά Rogers TMM 10(tm) και Silicon επέφεραν στροφή φάσης η στροφή φάσης δεν είναι αρκετή. Για τη βελτίωση της στροφής φάσης πρέπει ή να βρεθεί άλλος τύπος υλικού που να δημιουργεί μεγαλύτερη στροφή φάσης ή να χρησιμοποιηθεί διάταξης με μεγαλύτερο μήκος.

4.4 Διάταξη με διηλεκτρικό και μεταλλικό υλικό πάνω από τη μικροταινία

Εφόσον οι διατάξεις με καθαρά διηλεκτρικό υλικό δεν μπορούσαν να δώσουν την επιθυμητή στροφή φάσης δοκιμάστηκε μια διάταξη με υλικό δύο στρωμάτων. Το στρώμα που ήταν κοντά στη μικροταινία ήταν διηλεκτρικό (Rogers TMM 10(tm)), ενώ το δεύτερο στρώμα πάνω από το πρώτο ήταν μεταλλικό (χαλκός). Η διάταξη φαίνεται στο σχήμα 4.15.

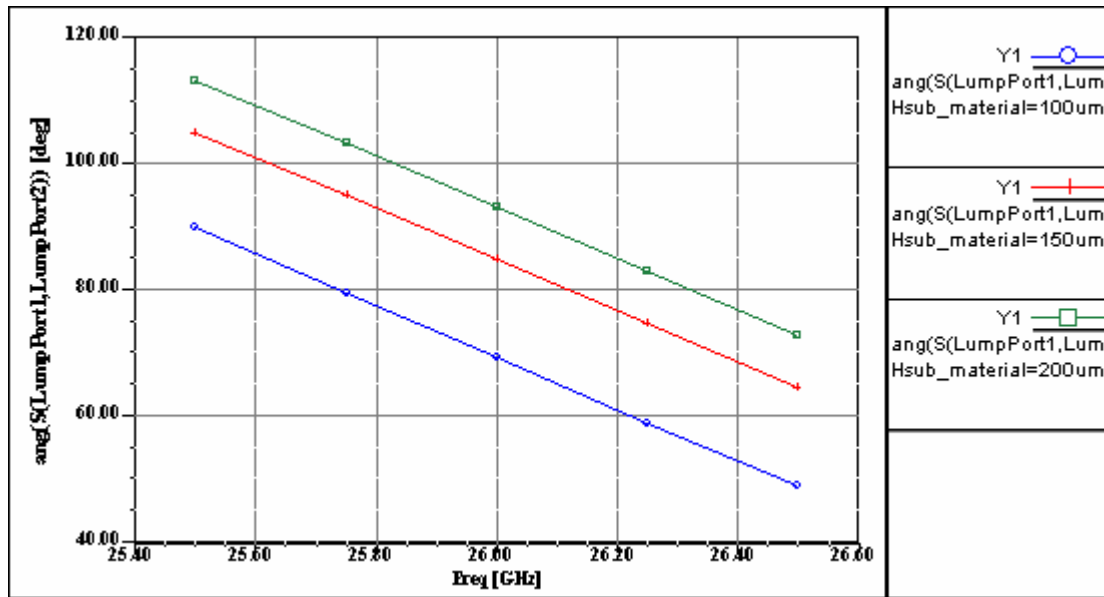


Σχήμα 4.16: Διάταξη με διηλεκτρικό και μεταλλικό υλικό πάνω από τη μικροταινία.

Για να συγκριθεί η συμπεριφορά της διάταξης αυτής σε σχέση με τη διάταξη που έχει μόνο διηλεκτρικό υλικό πάνω από τη μικροταινία έγιναν εξομοιώσεις για τιμές 0.1, 0.15 και 0.2mm της παραμέτρου $H_{sub_material}$ ενώ οι υπόλοιπες παράμετροι κρατήθηκαν σταθερές στις ακόλουθες τιμές:

- $H_{sub_material} = 0.1 \text{ mm}$
- $material_width = 4.5 \text{ mm}$
- $material_thickness = 1 \text{ mm}$
- $copper_thickness = 1 \text{ mm}$

Με βάση τα αποτελέσματα που προέκυψαν (σχήμα 4.16) φαίνεται ότι η στροφή φάσης είναι λίγο μικρότερη (3°) από τη στροφή φάσης που υπάρχει από την αντίστοιχη διάταξη με μόνο διηλεκτρικό επίστρωμα πάνω από τη μικροταινία (σχήμα 4.4γ). Αυτό σημαίνει ότι η εισαγωγή χαλκού προκαλεί θετική σχετική στροφή φάσης με αποτέλεσμα να υπάρχει καταστροφική αλληλεπίδραση με την αρνητική σχετική στροφή φάσης που προκαλεί το διηλεκτρικό υλικό. Το γεγονός ότι η επίδραση του χαλκού είναι μικρή δεν σημαίνει ότι ο χαλκός δεν επιφέρει στροφή φάσης αλλά είναι αποτέλεσμα της μεγάλης απόστασης του από τη μικροταινία λόγω και του πάχους του διηλεκτρικού υλικού (1mm). Για να φανεί λοιπόν η επίδραση του χαλκού στη στροφή φάσης μελετάται αναλυτικά στην επόμενη ενότητα η περίπτωση όπου πάνω από τη μικροταινία έχει τοποθετηθεί μόνο χαλκός.



Σχήμα 4.17: Διαγράμματα φάσης του συντελεστή μετάδοσης S12 με μεταβολή του Hsub_material για διάταξη με διηλεκτρικό υλικό και χαλκό πάνω από τη μικροταινία.

4.5 Διάταξη με επίστρωμα αγωγίμου υλικού πάνω από τη μικροταινία

Εκτός από τα διηλεκτρικά υλικά μελετήθηκε και η περίπτωση που πάνω από τη μικροταινία έχει τοποθετηθεί επίστρωμα αγωγίμου υλικού (χαλκός). Οι σταθερές διαστάσεις που χρησιμοποιήθηκαν για τον χαλκό ήταν οι εξής:

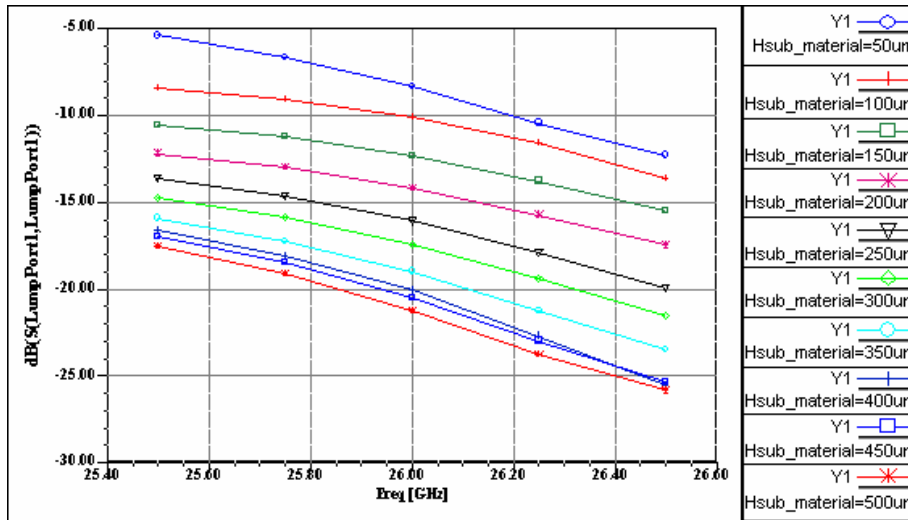
- Hsub_material = 0.1mm
- material_width = 3.5mm
- material_thickness= 1mm

Για να μελετηθεί η διάταξη αυτή λοιπόν έγιναν εξομοιώσεις με μεταβλητές τόσο το Hsub_material όσο και το material_width καθώς και το material_thickness. Οι εξομοιώσεις έγιναν μεταβάλλοντας κάθε φορά μόνο μια από τις πιο πάνω παραμέτρους και διατηρώντας τις άλλες δύο μεταβλητές στη σταθερή τους τιμή. Συγκεκριμένα η Hsub_material μεταβλήθηκε από 0.05 mm μέχρι 0.5 mm με βήμα 0.05 mm, η material_width από 2.5 μέχρι 5.5 mm με βήμα 1 mm και η παράμετρος material_thickness από 0.5 μέχρι 2.5 mm με βήμα 0.5mm.

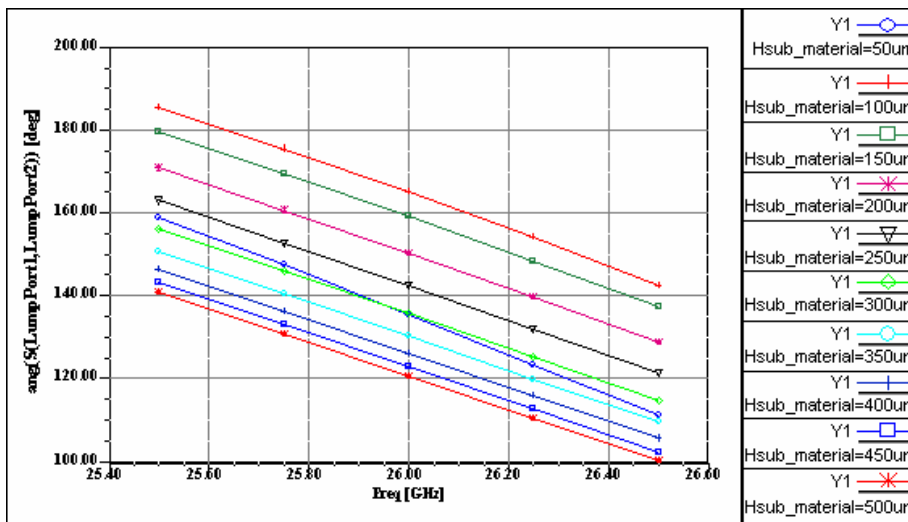
Τα αποτελέσματα των S παραμέτρων και του ποσοστού απωλειών που προέκυψαν για τις τρεις προς εξέταση παραμέτρους απεικονίζονται στα σχήματα 4.18, 4.19 και 4.20.

Με προσεκτική παρατήρηση των διαγραμμάτων μπορεί να ειπωθεί ότι η συμπεριφορά της διάταξης με μεταβολή των παραμέτρων Hsub_material και material_width είναι όμοια με αυτή που παρατηρήθηκε στις προηγούμενες διατάξεις όπου πάνω από τη μικροταινία υπήρχε διηλεκτρικό αντί αγωγίμο υλικό αφού με αύξηση των παραμέτρων

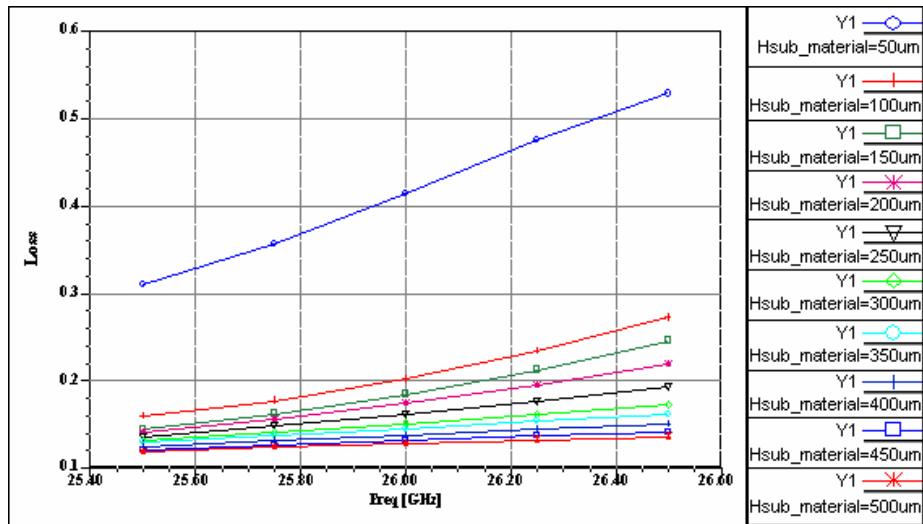
παρατηρείται αύξηση της στροφής φάσης και χειροτέρευση του συντελεστή ανάκλασης. Αξιοσημείωτο είναι ότι σε αυτή τη διάταξη οι μεταβολές είναι πιο έντονες. Βέβαια πιο μεγάλη είναι και η αύξηση των απωλειών. Μάλιστα οι απώλειες δεν είναι καν σταθερές σε όλο το εύρος συχνοτήτων. Μια σημαντική παρατήρηση είναι ότι ο συντελεστής ανάκλασης καθώς και οι απώλειες για $H_{sub_material}=0.05$ mm απαγορεύουν τη χρησιμοποίηση της διάταξης σε αυτό το ύψος.



(α)

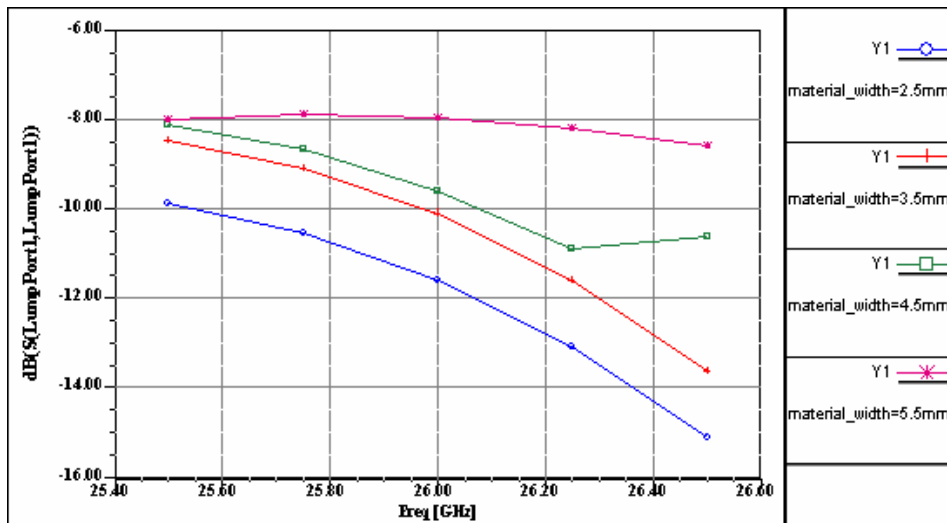


(β)

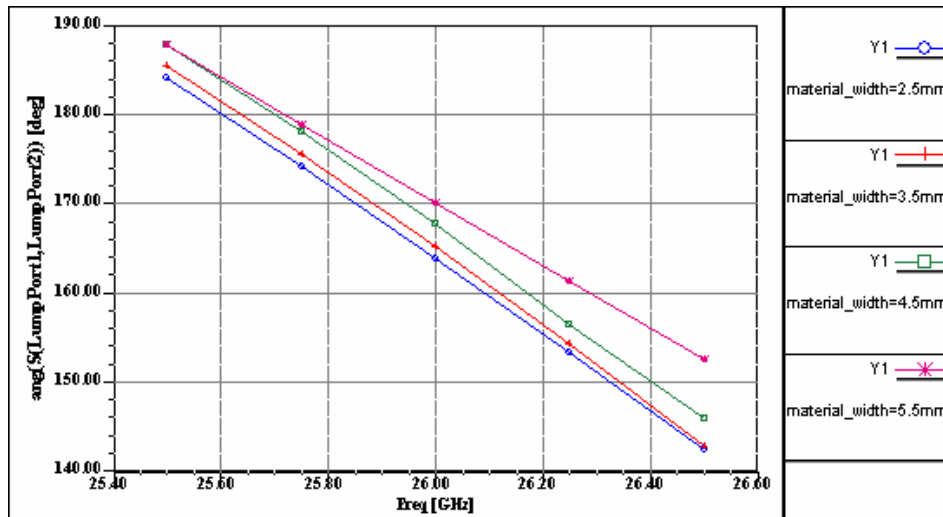


(γ)

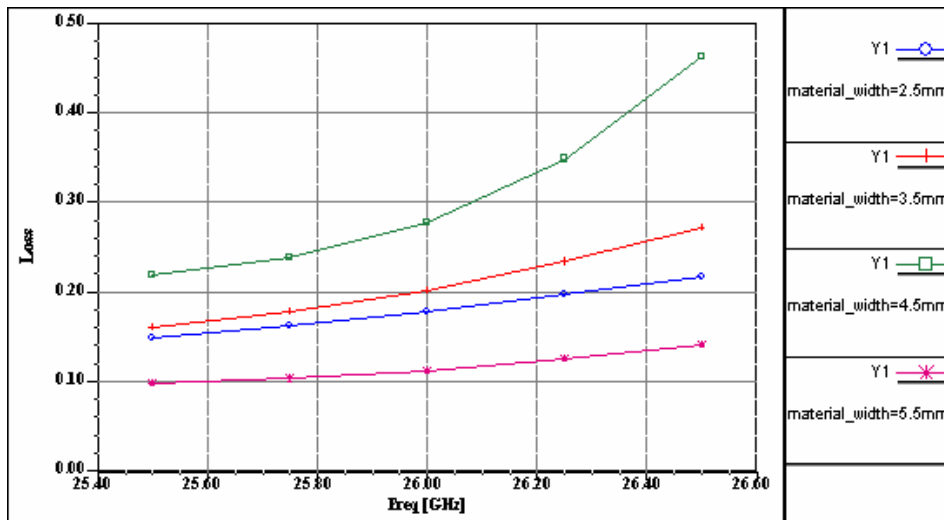
Σχήμα 4.18:(α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S11 **(β)** της φάσης του S21 καθώς και **(γ)** των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου Hsub_material για διάταξη με χαλκό πάνω από τη μικροταινία.



(α)

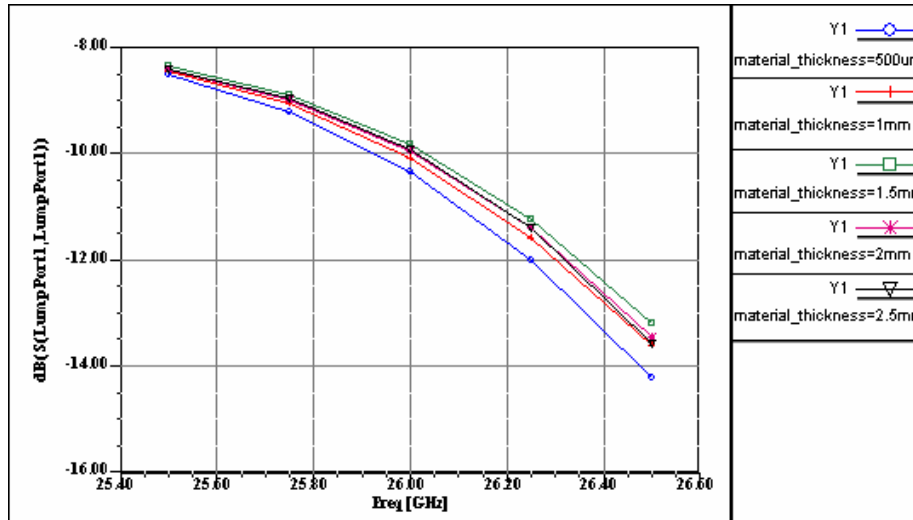


(β)

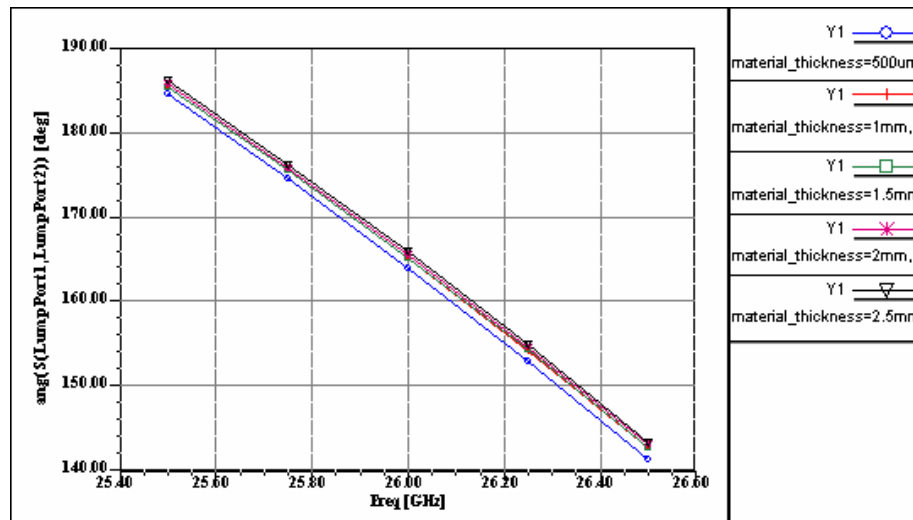


(γ)

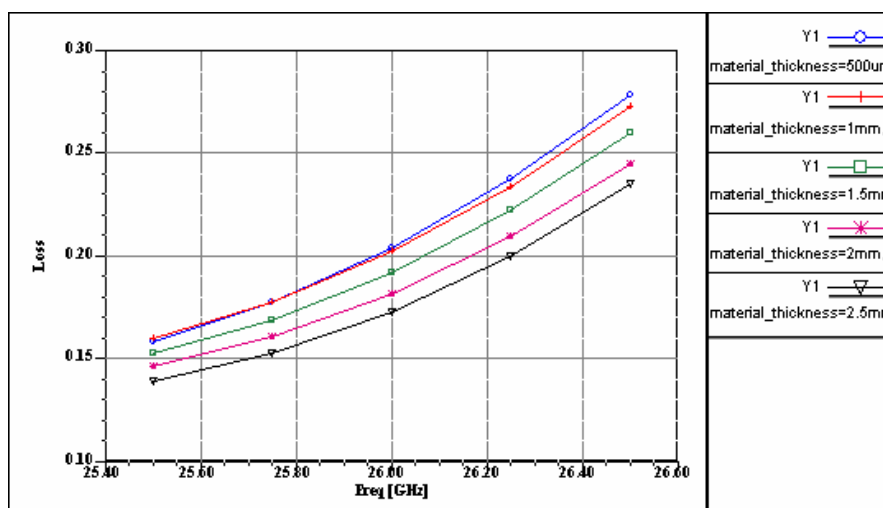
Σχήμα 4.19:(α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} **(β)** της φάσης του S_{21} καθώς και **(γ)** των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου `material_width` για διάταξη με χαλκό πάνω από τη μικροταινία.



(α)



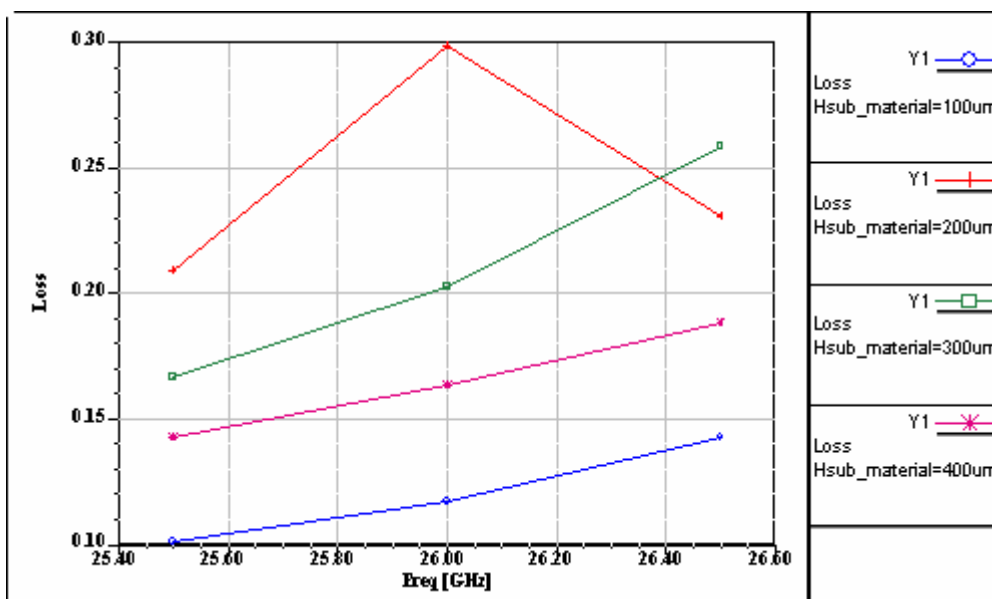
(β)



(γ)

Σχήμα 4.20:(α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} **(β)** της φάσης του S_{21} καθώς και **(γ)** των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου $material_thickness$ για διάταξη με χαλκό πάνω από τη μικροταινία.

Μια δεύτερη σημαντική παρατήρηση είναι ότι στη περίπτωση που το $material_width=5.5$ mm οι απώλειες είναι πάρα πολύ μικρές. Για να φανεί η ισχύς αυτής της παρατήρησης εξετάστηκε η επίδραση της παραμέτρου $H_{sub_material}$ στις απώλειες με τη μεταβλητή $material_width$ να είναι ίση με 5.5 mm. Προς αυτή τη κατεύθυνση έγιναν εξομοιώσεις για τιμές από 0.1 μέχρι 0.4 mm με βήμα 0.1 mm. Δυστυχώς όπως φαίνεται και από το παρακάτω σχήμα μόνο για τη περίπτωση $H_{sub_material}=0.1$ mm έχουμε καλό συντελεστή απωλειών ενώ στις υπόλοιπες περιπτώσεις οι απώλειες έχουν περίπου την ίδια τιμή με αυτές του σχήματος 4.18γ. Από τα παραπάνω λοιπόν μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η καταλληλότερη τιμή για την μεταβλητή $material_width$ στην περίπτωση αυτή είναι η 3.5 mm .

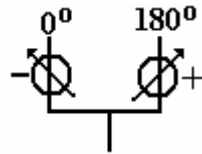


Σχήμα 4.21 : Διαγράμματα απωλειών με μεταβολή της παραμέτρου $H_{sub_material}$ όταν $material_width=5.5$ mm για διάταξη με χαλκό πάνω από τη μικροταινία.

Επανερχόμενος στη σύγκριση αυτής της διάταξης με τις προηγούμενες πρέπει να σημειωθεί μια πάρα πολύ σημαντική διαφορά που υπάρχει. Η σχετική στροφή φάσης στη διάταξη με αγωγίμο υλικό (χαλκός) πάνω από τη μικροταινία είναι θετική σε αντίθεση με την αρνητική σχετική στροφή φάσης που παρατηρείται στις διατάξεις με επίστρωμα διηλεκτρικού υλικού. Το γεγονός αυτό σημαίνει ότι η εισαγωγή αγωγίμων υλικών πάνω από τη μικροταινία μειώνει τη ενεργό διηλεκτρική σταθερά, με αποτέλεσμα η ηλεκτρική καθυστέρηση της διάταξης να είναι μικρότερη από αυτή της μικροταινίας και να παρατηρείται θετική στροφή φάσης.

Το γεγονός ότι οι διατάξεις με διηλεκτρικό επίστρωμα παράγουν αρνητική στροφή φάσης, ενώ οι διατάξεις με μεταλλικό επίστρωμα παράγουν θετική στροφή

φάσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την μείωση της στροφής φάσης που απαιτείται σε δύο στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί με τη βοήθεια του σχήματος 4.22.



Σχήμα 4.22: Χρησιμοποίηση ολισθητών φάσης τόσο με θετική όσο και με αρνητική στροφή φάσης για την τροφοδότηση των στοιχείων της στοιχειοκεραίας.

Όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό υπάρχουν δύο στοιχεία τα οποία πρέπει να έχουν διαφορά φάσης 180°. Αν για αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούνταν ολισθητές φάσης που παράγουν είτε μόνο θετική είτε μόνο αρνητική στροφή φάσης τότε θα έπρεπε να επιτευχθεί στροφή φάσης 180°. Αντίθετα αν χρησιμοποιηθούν στροφείς και των δύο ειδών τότε η στροφή φάσης που πρέπει να επιτευχθεί είναι μόνο 90° για κάθε στροφή.

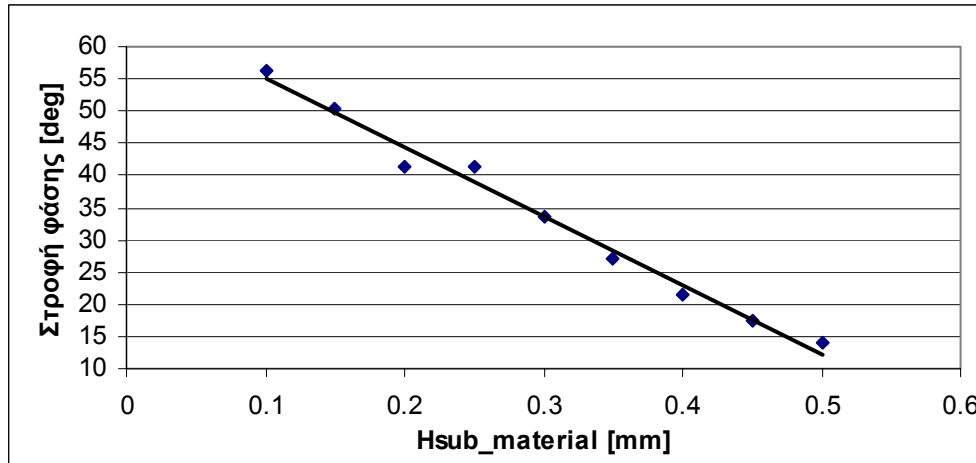
Σχετικά με τη συμπεριφορά της διάταξης ως προς τη παράμετρο `material_thickness`, όπως φαίνεται και από το σχήμα 4.20, για τιμές πάνω από 1 mm η στροφή φάσης καθώς και ο συντελεστής ανάκλασης δεν επηρεάζονται. Επηρεασμός υπάρχει μόνο στο ποσοστό απωλειών όπου παρατηρείται μικρή μείωση αυτού με αύξηση της παραμέτρου σε αντίθεση με τις διατάξεις με διηλεκτρικά υλικά πάνω από τη μικροταινία όπου η αύξησης του πάχους του υλικού είχε σαν αποτέλεσμα και την αύξηση των απωλειών. Μπορεί να ειπωθεί ότι η καλύτερη τιμή για το πάχος του χαλκού είναι 1 mm αφού η διάταξη παρουσιάζει καλά χαρακτηριστικά για αυτή την τιμή.

Με βάση λοιπόν τις τιμές που καταλήξαμε (`material_width=3.5mm` και `material_thickness=1mm`) η στροφή φάσης που επιτυγχάνεται για διάφορες τιμές της παραμέτρου `Hsub_material` παρουσιάζονται στο πίνακα 4.3.

<code>Hsub_material</code> [mm]	Στροφή φάσης [deg]
0.1	56.2
0.15	50.34
0.2	41.44
0.25	41.4
0.3	33.65
0.35	27
0.4	21.6
0.45	17.5

0.5	14.1
-----	------

Πίνακας 4.3: Αποτελέσματα στροφής φάσης στα 26 GHz για διάταξη με χαλκό πάνω από τη μικροταινία.



Σχήμα 4.23: Γραφική παράσταση της στροφής φάσης συναρτήσει της παραμέτρου Hsub_material για διάταξη με χαλκό πάνω από τη μικροταινία.

Από το παραπάνω διάγραμμα προκύπτει ένα πολύ σημαντικό συμπέρασμα. Η στροφή φάσης είναι γραμμική συνάρτηση της παραμέτρου Hsub_material πράγμα που είναι έντονα επιθυμητό.

Συμπερασματικά, παρατηρώντας τα αποτελέσματα που προέκυψαν για τις διατάξεις που εξετάστηκαν μέχρι τώρα από τους πίνακες 4.1, 4.2 και 4.3 είναι εμφανές ότι παρά το γεγονός ότι οι διατάξεις που χρησιμοποιήθηκαν πετυχαίνουν στροφή φάσης εντούτοις η στροφή αυτή δεν είναι ικανοποιητική. Για τα λόγο αυτό πρέπει να μελετηθούν διατάξεις με μεγαλύτερο μήκος.

4.6 Διατάξεις με μήκος μεγαλύτερο από λ_{air}

Εφόσον όπως είδαμε διατάξεις με μήκος λ_{air} δεν μπορούν να δώσουν ικανοποιητική στροφή φάσης εξετάστηκαν διατάξεις με μεγαλύτερο μήκος. Συγκεκριμένα εξετάστηκαν διατάξεις με δύο τύπους υλικών (διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) και χαλκό) για μήκη διάταξης $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$.

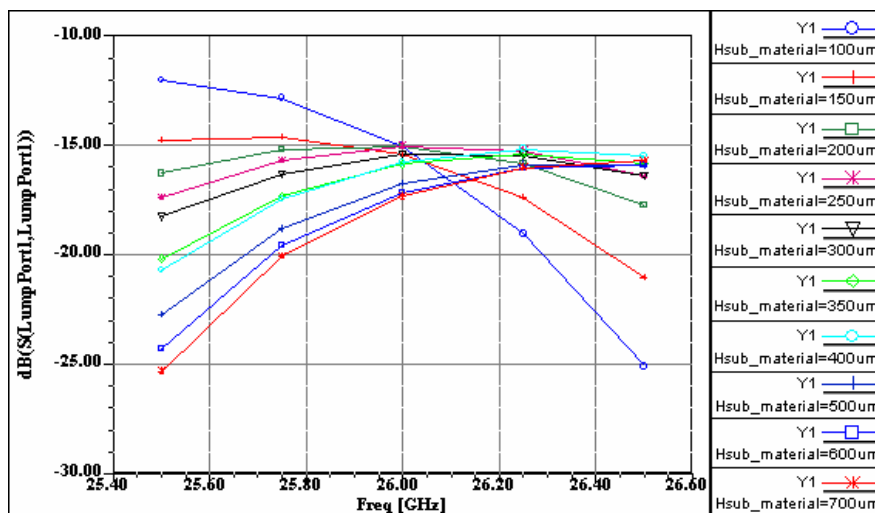
4.6.1 Διάταξη με διηλεκτρικό υλικό τύπου Rogers TMM 10(tm) μήκους $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$ πάνω από μικροταινία

Για να βρεθεί η στροφή φάσης που επιτυγχάνεται όταν διπλασιαστεί και τριπλασιαστεί το μήκος της διάταξης με διηλεκτρικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία έγιναν εξομοιώσεις για τιμές 0.1, 0.15, 0.2, 0.25, 0.3, 0.35, 0.4, 0.5, 0.6 και 0.7 mm της παραμέτρου $H_{sub_material}$ διατηρώντας τις υπόλοιπες παραμέτρους σταθερές στις ακόλουθες τιμές:

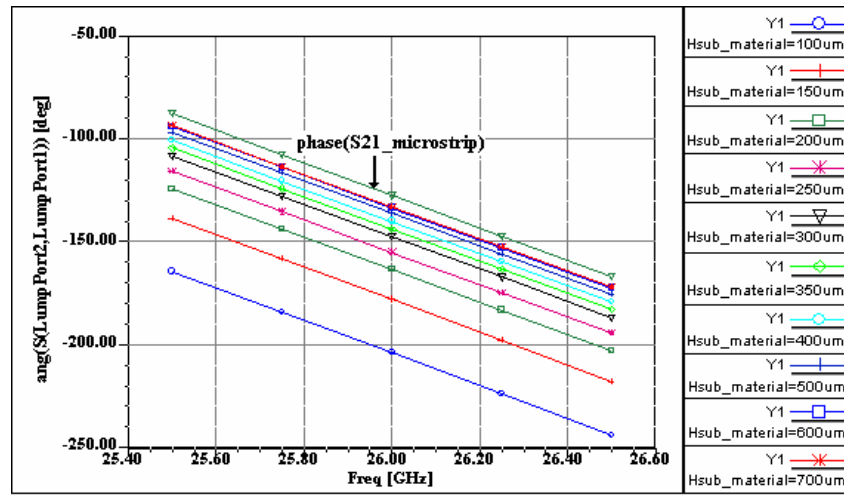
- material_width = 3.5 mm
- material_thickness = 1 mm

Στα σχήματα 4.24 και 4.25 παρουσιάζονται τα διαγράμματα του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης σε dB, της φάσης του συντελεστή μετάδοσης και το ποσοστό απωλειών που προέκυψαν από τις εξομοιώσεις στην περίπτωση που το μήκος της διάταξης είναι $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$ αντίστοιχα.

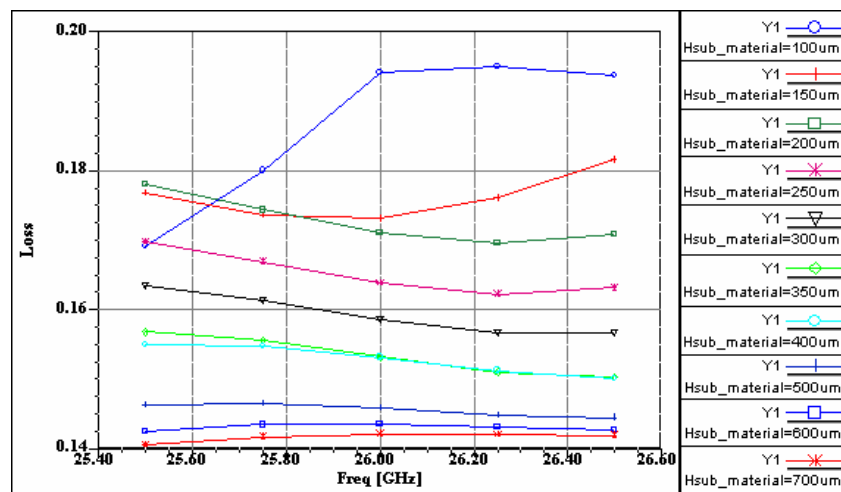
Παρατηρώντας τα σχήματα 4.24α και 4.25α φαίνεται ότι ο συντελεστής ανάκλασης είναι ικανοποιητικός για όλες τις περιπτώσεις και για τα δύο μήκη, δηλαδή είναι καλύτερος από -10 dB. Μάλιστα για τιμές του ύψους $H_{sub_material}$ μεγαλύτερες από 0.1 mm ο συντελεστής ανάκλασης είναι μικρότερος από -15 dB.



(α)

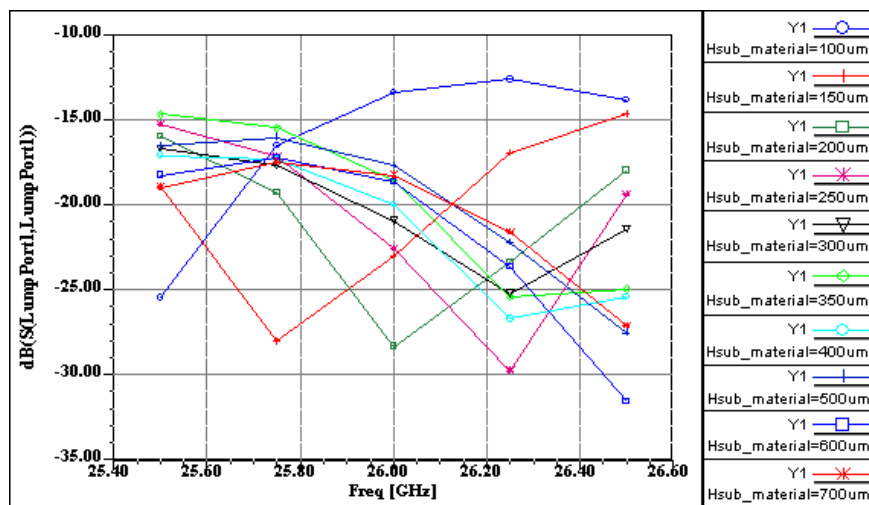


(β)

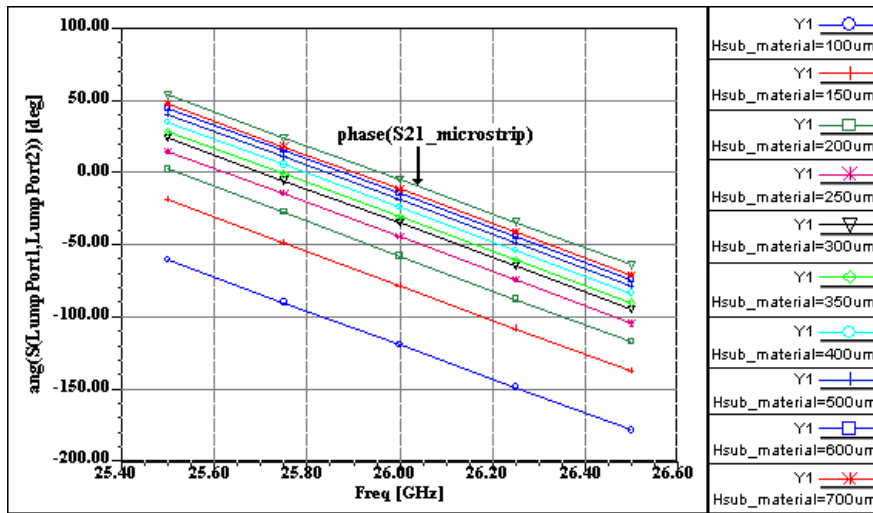


(γ)

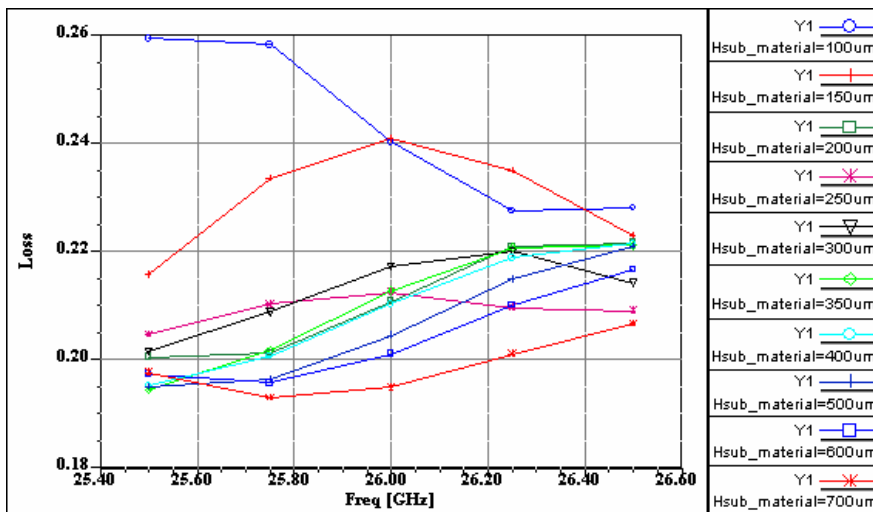
Σχήμα 4.24: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S11 (β) της φάσης του S21 καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή του Hsub_material για διάταξη μήκους $2\lambda_{air}$ με διηλεκτρικό Rogers TMM 10(fm) πάνω από τη μικροταινία.



(α)



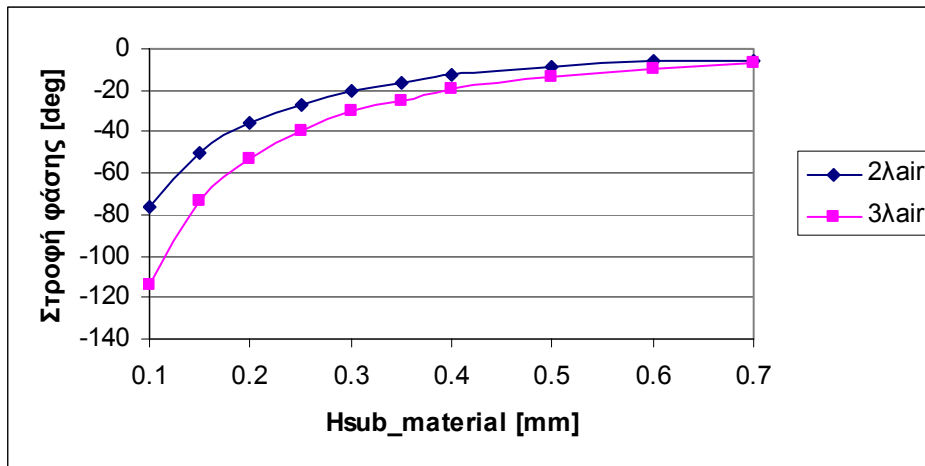
(β)



(γ)

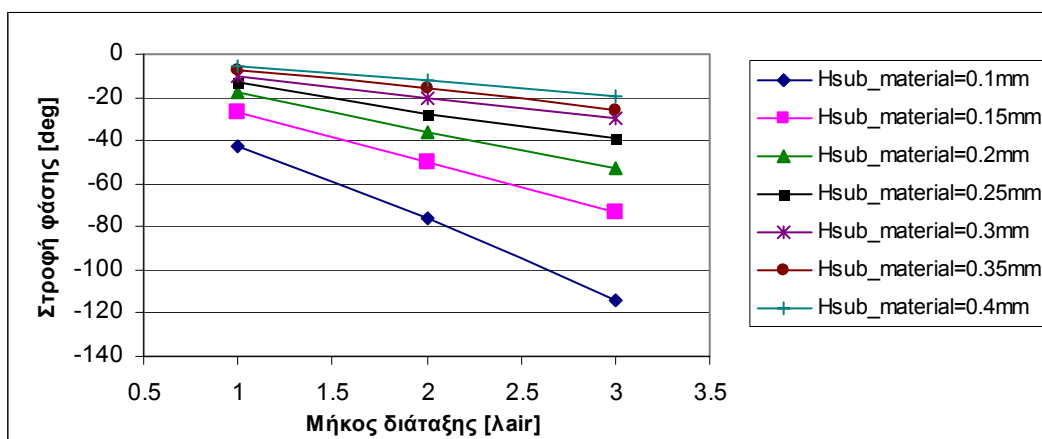
Σχήμα 4.25: (α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S11 (β) της φάσης του S21 καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή του Hsub_material για διάταξη μήκους $3\lambda_{air}$ με διηλεκτρικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία.

Παρατηρώντας τα σχήματα 4.24β και 4.25β φαίνεται ότι η μεταβολή της στροφής φάσης με αύξησης της παραμέτρου Hsub_material είναι όμοια. Με άλλα λόγια η στροφή φάση μειώνεται με τον ίδιο περίπου ρυθμό και στις δύο περιπτώσεις. Για να φανεί ο τρόπος μεταβολής της πραγματοποιήθηκε η γραφική παράσταση της στροφής φάσης συναρτήσε της παραμέτρου Hsub_material για τις δύο περιπτώσεις. Είναι λοιπόν εμφανές από το σχήμα 4.26 ότι η στροφή φάσης μειώνεται εκθετικά με αύξησης του ύψους του επιστρώματος πάνω από τη μικροταινία και μάλιστα με μεγάλο ρυθμό.



Σχήμα 4.26: Στροφή φάσης συναρτήσεως της παραμέτρου Hsub_material για διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία μήκους $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$.

Μια άλλη πολύ σημαντική παρατήρηση είναι ότι η στροφή φάσης είναι γραμμική συνάρτηση του μήκους της διάταξης. Αν θεωρηθεί για παράδειγμα η περίπτωση της μέγιστης στροφής φάσης, δηλαδή όταν $H_{sub_material}=0.1\text{mm}$, φαίνεται ότι από -42.9° στροφή φάσης για μήκος λ_{air} γίνεται -75.9° και -114.4° για μήκη $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$ αντίστοιχα, τιμές που είναι περίπου όση είναι και η αναλογία των μηκών. Αυτή η σχέση απεικονίζεται στο σχήμα 4.27 όπου έχει αναπαρασταθεί η στροφής φάσης συναρτήσεως του μήκους της διάταξης σε μήκη κύματος στον αέρα (λ_{air}) για διάφορες τιμές της παραμέτρου Hsub_material από 0.1 μέχρι 0.4mm στη συχνότητα λειτουργίας δηλαδή στα 26 GHz. Σημειώνεται ότι λόγω της γραμμικότητας της στροφής φάσης στη περιοχή λειτουργίας (25.5 – 26.5GHz) δεν παρατίθενται τα διαγράμματα που αντιστοιχούν στην ακραίες συχνότητες δηλαδή στις συχνότητες 25.5 και 26.5 GHz.



Σχήμα 4.27: Γραφική παράσταση της στροφής φάσης σε σχέση με το μήκος της διάταξης με υλικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία σε μήκη κύματος στον αέρα (λ_{air}) για διάφορες τιμές της παραμέτρου Hsub_material στη συχνότητα λειτουργίας (26GHz).

Τέλος, παρατηρώντας τις απώλειες που υπάρχουν στις δύο περιπτώσεις είναι εμφανές ότι για τιμές 0.1 και 0.15 mm της παραμέτρου $H_{sub_material}$ οι απώλειες είναι λίγο μεγαλύτερες από τις υπόλοιπες τιμές. Βέβαια, και στις υπόλοιπες τιμές της παραμέτρου οι απώλειες είναι αρκετά μεγάλες (της τάξεως του 0.2) αλλά τουλάχιστον είναι σταθερές σε όλο το εύρος λειτουργίας.

Ανακεφαλαιώνοντας παρατίθενται τη ακριβή στροφή φάση που προέκυψε για τα δύο μήκη της διάταξης στο παρακάτω πίνακα.

$H_{sub_material}$ [mm]	Στροφή φάσης [deg]	$H_{sub_material}$ [mm]	Στροφή φάσης [deg]
0.1	-75.9	0.1	-114.37
0.15	-50.2	0.15	-73.47
0.2	-35.7	0.2	-52.77
0.25	-27.4	0.25	-39.27
0.3	-20	0.3	-30.07
0.35	-16	0.35	-25.57
0.4	-12.3	0.4	-19.17
0.5	-8.6	0.5	-13.77
0.6	-5.8	0.6	-9.47
0.7	-5.4	0.7	-6.57

(α)

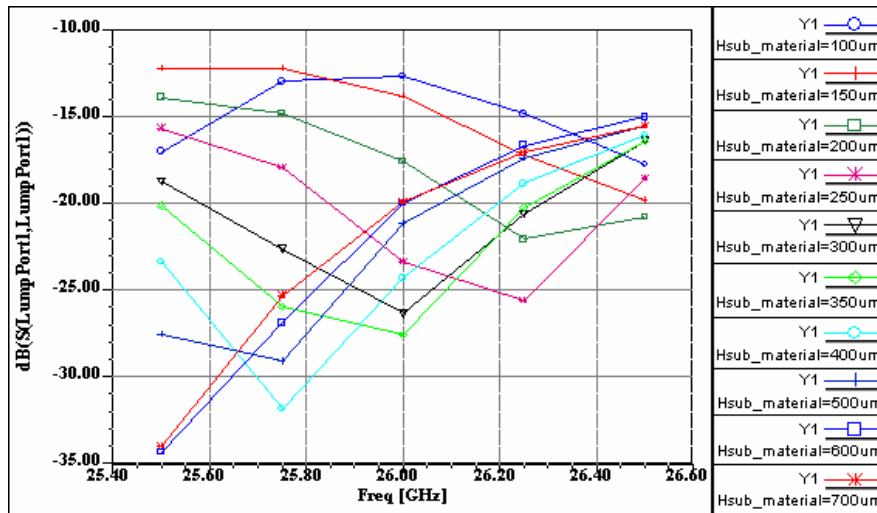
(β)

Πίνακας 4.4: Στροφή φάσης στη συχνότητα λειτουργίας για διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία μήκους (α) $2\lambda_{air}$ και (β) $3\lambda_{air}$ με μεταβολή της παραμέτρου $H_{sub_material}$.

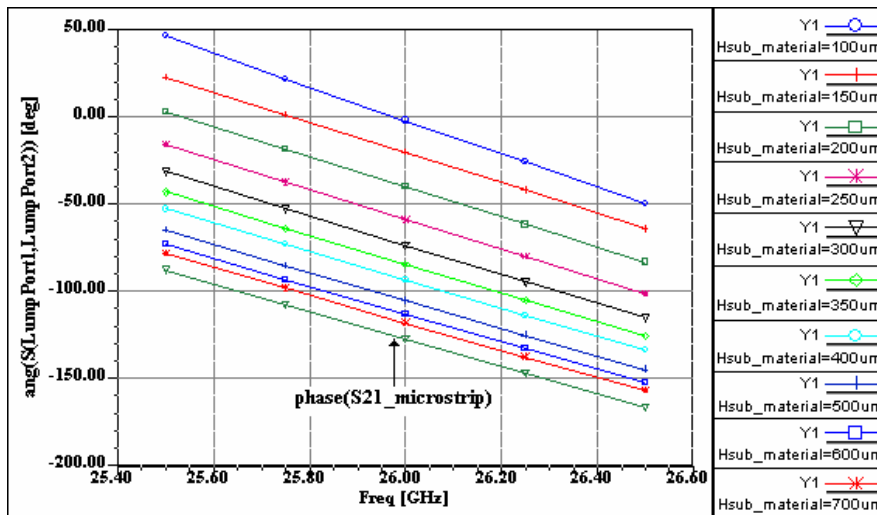
4.6.2 Διάταξη με χαλκό μήκους $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$ πάνω από μικροταινία

Κατά την εξέταση αυτής της περίπτωσης όπου πάνω από την μικροταινία έχει τοποθετηθεί επίστρωμα χαλκού χρησιμοποιήθηκαν τα ίδια χαρακτηριστικά με αυτά της προηγούμενης ενότητας για να υπάρχει δυνατότητα σύγκρισης των αποτελεσμάτων για τους δύο τύπους υλικών.

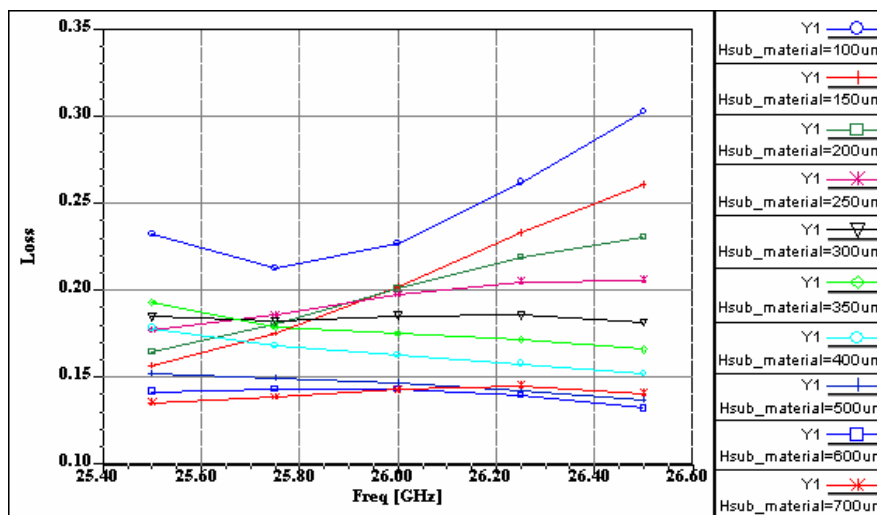
Στα σχήματα 4.28 και 4.29 παρουσιάζονται τα διαγράμματα του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης σε dB, της φάσης το συντελεστή μετάδοσης και του ποσοστού απωλειών που προέκυψαν από τις εξομοιώσεις για την περίπτωση που το μήκος της διάταξης είναι $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$ αντίστοιχα.



(α)

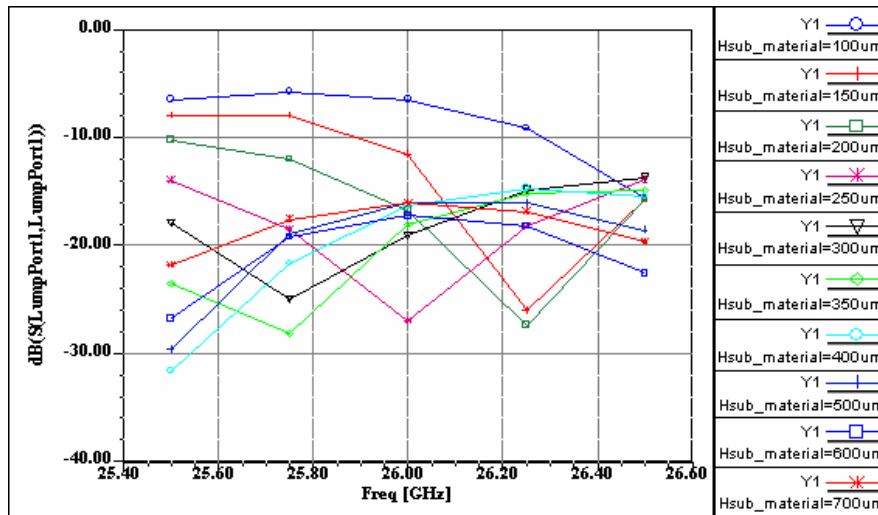


(β)

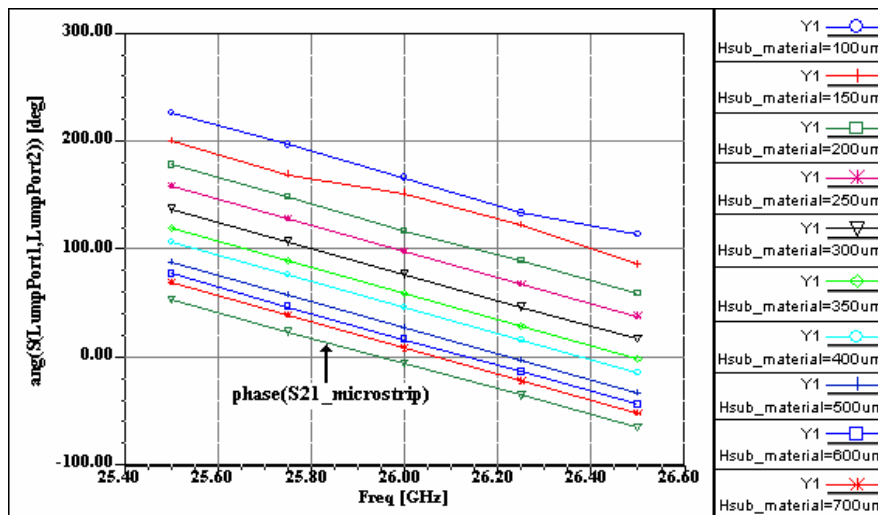


(γ)

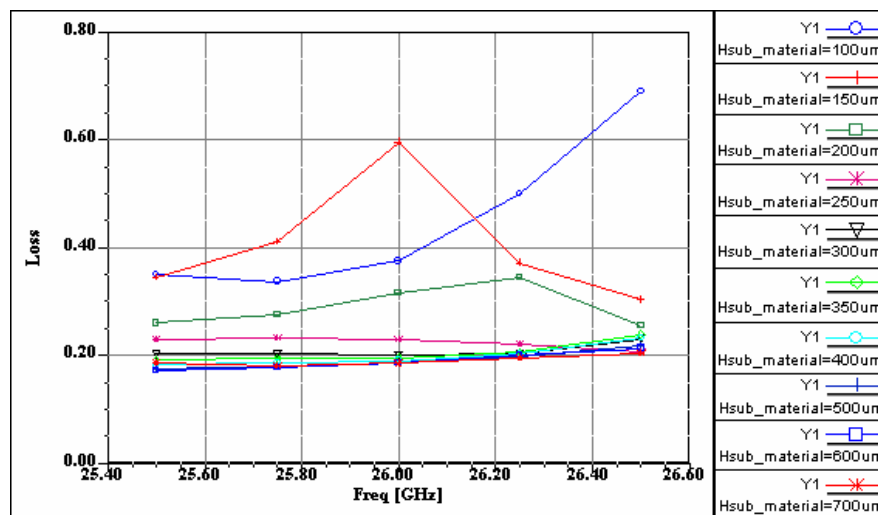
Σχήμα 4.28:(α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} (β) της φάσης του S_{21} καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου $H_{sub_material}$ για διάταξη μήκους $2\lambda_{air}$ με χαλκό πάνω από τη μικροταινία.



(α)



(β)

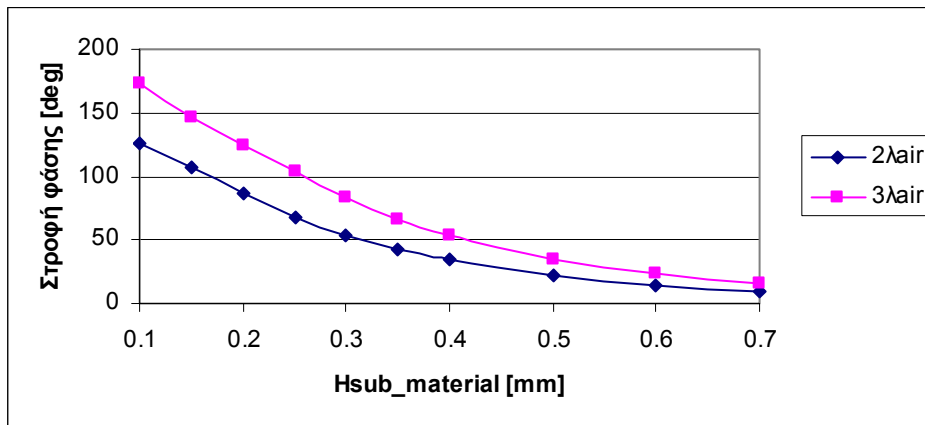


(γ)

Σχήμα 4.29:(α) Διαγράμματα πλάτους του συντελεστή ανάκλασης S_{11} (β) της φάσης του S_{21} καθώς και (γ) των απωλειών της διάταξης με μεταβολή της παραμέτρου $H_{sub_material}$ για διάταξη μήκους $3\lambda_{air}$ με χαλκό πάνω από τη μικροταινία.

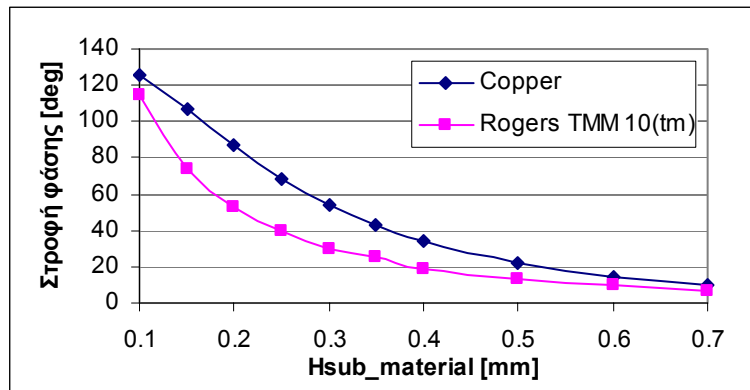
Παρατηρώντας τα σχήματα 4.28α και 4.29α φαίνεται ότι ενώ ο συντελεστής ανάκλασης στην περίπτωση που το μήκος της διάταξης είναι $2\lambda_{air}$ είναι κάτω από -12 dB για όλες τις τιμές, εντούτοις για μήκος $3\lambda_{air}$ υπάρχει μη ικανοποιητικός συντελεστής ανάκλασης για δύο τιμές του $H_{sub_material}$ (0.1 και 0.15), ενώ και για τιμή 0.2 mm ο συντελεστής ανάκλασης είναι οριακά στα -10 dB.

Αναφορικά με τη στροφή φάσης (σχήματα 4.28β και 4.29β) φαίνεται ότι μειώνεται εκθετικά και σε αυτή την περίπτωση. Αυτό άλλωστε φαίνεται και από το επόμενο σχήμα.



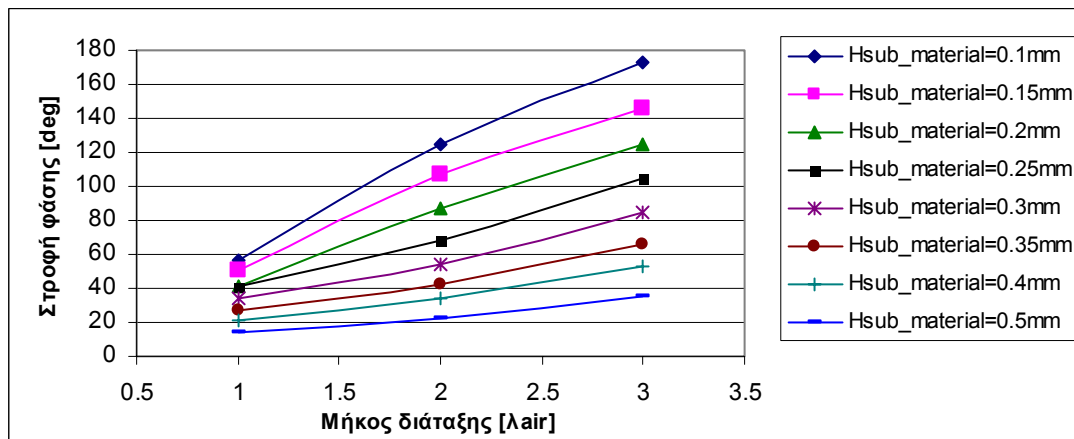
Σχήμα 4.30: Στροφή φάσης συναρτήσεως της παραμέτρου $H_{sub_material}$ για διάταξη με χαλκό πάνω από τη μικροταινία μήκους $2\lambda_{air}$ και $3\lambda_{air}$.

Εφόσον και για τα δύο υλικά η στροφή φάσης μειώνεται εκθετικά κρίθηκε σκόπιμο να γίνει μια σύγκριση μεταξύ τους. Για το σκοπό αυτό πραγματοποιήθηκε η γραφική παράσταση της στροφής φάσης συναρτήσεως της παραμέτρου $H_{sub_material}$ για διάταξη με χαλκό μήκους $2\lambda_{air}$ και διάταξη με διηλεκτρικό υλικό μήκους $3\lambda_{air}$. Ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιήθηκε διαφορετικό μήκος είναι γιατί αυτές οι διατάξεις παρουσιάζουν περίπου την ίδια μέγιστη στροφή. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι για να γίνει εφικτή η σύγκρισή λήφθηκε η απόλυτη τιμή της στροφής φάσης για τη διάταξη με διηλεκτρικό υλικό. Παρατηρώντας λοιπόν το σχήμα 4.31 είναι εμφανές ότι η μείωση της στροφής φάσης στην περίπτωση του χαλκού είναι πιο ομαλή από ότι στην διάταξη με διηλεκτρικό. Μάλιστα όπως φαίνεται και από το σχήμα μέχρι την τιμή 0.4mm περίπου, η στροφή φάσης στη διάταξη με το χαλκό παρουσιάζει σχεδόν γραμμική συμπεριφορά πράγμα που επαληθεύει τα αποτελέσματα προηγούμενης παραγράφου στην οποία φαίνεται ότι η συμπεριφορά της στροφής φάσης για διάταξη με χαλκό μήκους λ_{air} μέχρι και $H_{sub_material}=0.5$ mm είναι γραμμική.



Σχήμα 4.31: Στροφή φάσης συναρτήσεως της παραμέτρου Hsub_material για διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) μήκους $3\lambda_{air}$ και χαλκό μήκους $2\lambda_{air}$ πάνω από τη μικροταινία.

Μια άλλη πολύ σημαντική παρατήρηση είναι ότι η στροφή φάσης είναι γραμμική συνάρτηση του μήκους της διάταξης. Για να επιβεβαιωθεί αυτό πραγματοποιήθηκε η γραφική παράσταση της στροφής φάσης συναρτήσεως του μήκους της διάταξης σε μήκη κύματος στον αέρα (λ_{air}) για τιμές της παραμέτρου Hsub_material από 0.1 μέχρι 0.5mm στη συχνότητα λειτουργίας δηλαδή στα 26 GHz. Όπως φαίνεται από το σχήμα η στροφή φάσης είναι σχεδόν γραμμική, αλλά συγκριτικά με τη περίπτωση του υλικού Rogers TMM 10(tm) είναι λιγότερο γραμμική.



Σχήμα 4.32: Γραφική παράσταση της στροφής φάσης και του μήκους της διάταξης σε μήκη κύματος στον αέρα (λ_{air}) για διάφορες τιμές της παραμέτρου Hsub_material στη συχνότητα λειτουργίας (26GHz).

Τέλος παρατηρώντας τις απώλειες στις δύο διατάξεις (σχήματα 4.28γ και 4.29γ) είναι εμφανές ότι για τιμές 0.1 και 0.15 mm της παραμέτρου Hsub_material για μήκος $3\lambda_{air}$ οι απώλειες είναι πολύ μεγάλες. Μάλιστα το γεγονός αυτό αντικατοπτρίζεται στη

μη γραμμική μεταβολή της φάσης του συντελεστή μετάδοσης ως προς τη συχνότητα για αυτές τις δύο περιπτώσεις. Βέβαια και για τις υπόλοιπες περιπτώσεις οι απώλειες είναι αρκετά μεγάλες (της τάξεως του 0.2) ειδικά για μήκος $3\lambda_{air}$ αλλά είναι αποδεκτές οι τιμές τους. Επιπρόσθετα, συγκριτικά με τη διάταξη με διηλεκτρικό υλικό Rogers TMM 10(tm) πάνω από τη μικροταινία φαίνεται ότι οι απώλειες είναι μεγαλύτερες σε όλες τις περιπτώσεις.

Ανακεφαλαιώνοντας παραθέτουμε τη ακριβή στροφή φάση που προέκυψε για τα δύο μήκη της διάταξης στο παρακάτω πίνακα.

Hsub_material [mm]	Στροφή φάσης [deg]	Hsub_material [mm]	Στροφή φάσης [deg]
0.1	125.2	0.1	172.5
0.15	107.3	0.15	146.3
0.2	87.2	0.2	124.5
0.25	68.5	0.25	104.7
0.3	53.6	0.3	84.12
0.35	42.8	0.35	66.2
0.4	33.9	0.4	53.3
0.5	22.13	0.5	34.97
0.6	14.4	0.6	24.09
0.7	9.4	0.7	16.18

(α)

(β)

Πίνακας 4.5: Στροφή φάσης στη συχνότητα λειτουργίας για διάταξη με χαλκό πάνω από τη μικροταινία μήκους **(α)** $2\lambda_{air}$ και **(β)** $3\lambda_{air}$ με μεταβολή της παραμέτρου Hsub_material.

4.7 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο μελετήθηκε μια διάταξη για επίτευξη μεταβλητής στροφής φάσης. Σε αυτή τη διάταξη δεν γίνεται οποιαδήποτε επέμβαση στη μικροταινία, αλλά απλά εισάγεται ένα επίστρωμα κάποιου υλικού πάνω από αυτή. Για το σκοπό αυτό μελετήθηκαν διατάξεις με διάφορα διηλεκτρικά υλικά, χαλκό καθώς και συνδυασμό των δύο τύπων υλικών. Η ρύθμιση της στροφής φάσης γίνεται εφικτή με μεταβολή του ύψους μεταξύ του επιστρώματος και του διηλεκτρικού υποστρώματος της μικροταινίας.

Από τα διηλεκτρικά υλικά που μελετήθηκαν βρέθηκε ότι όσο πιο μεγάλη είναι η διηλεκτρική σταθερά του υλικού τόσο πιο μεγάλη είναι και η στροφή φάσης που επιτυγχάνεται. Μάλιστα σε αυτού το είδους τις διατάξεις η στροφή φάσης είναι αρνητική δηλαδή η φάση της μικροταινίας προηγείται της φάσης της διάταξης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η εισαγωγή διηλεκτρικού υλικού πάνω από τη μικροταινία

αυξάνει την ενεργό διηλεκτρική σταθερά της διάταξης με αποτέλεσμα να αυξάνεται και η ηλεκτρική καθυστέρηση που παρουσιάζει η διάταξη. Εντούτοις η στροφή φάσης που επιτυγχάνεται δεν είναι πολύ μεγάλη και έτσι για να επιτευχθεί στροφή φάσης 120° απαιτείται η διάταξη να έχει μήκος $3\lambda_{air}$. Από την άλλη μειώνεται εκθετικά και σχετικά απότομα σε σχέση με την απόσταση του υλικού από τη μικροταινία. Τέλος βρέθηκε ότι η μεταβολή της στροφής φάσης σε σχέση με το μήκος της διάταξης είναι γραμμική.

Αντίθετα στη διάταξη με επίστρωμα χαλκού πάνω από τη μικροταινία βρέθηκε ότι όχι μόνο παράγει μεγαλύτερη στροφή φάσης, αλλά και η στροφή φάσης παρόλο που μειώνεται εκθετικά εντούτοις πλησιάζει περισσότερο τη γραμμική προσέγγιση από ότι με τα διηλεκτρικά υλικά που μελετήθηκαν. Μια άλλη σημαντική ιδιότητα αυτής της διάταξης είναι ότι η στροφή φάσης είναι θετική αφού η εισαγωγή χαλκού πάνω από τη μικροταινία μειώνει τη διηλεκτρική σταθερά, άρα μειώνει και την ηλεκτρική καθυστέρηση που παρουσιάζει η διάταξη. Τέλος φάνηκε ότι ο χαλκός πάνω από τη μικροταινία εισάγει περισσότερες απώλειες από ότι τα διηλεκτρικά υλικά.

Κεφάλαιο 5: Σχεδίαση διαιρετών ισχύος

5.1 Εισαγωγή

Οι διαιρέτες ισχύος (power dividers) χρησιμοποιούνται για να διαιρούν την εισερχόμενη ισχύ σε ένα αριθμό μικρότερων ποσών ισχύος ή να αθροίζουν την ισχύ κυμάτων που έχουν μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ τους. Χρησιμοποιούνται κυρίως στα κυκλώματα τροφοδότησης στοιχειοκερραίων, στους πομπούς υψηλής ισχύος και σε συστήματα ενισχυτών.

Συνήθως μοιράζουν την ισχύ σε δύο ίσα ή άνισα μέρη (τρίθυροι διαιρέτες ισχύος), αλλά μπορεί να την μοιράζουν και σε N ίσα ή άνισα μέρη ($N+1$ θύρες). Οι προδιαγραφές που πρέπει να τηρούνται για την ορθή λειτουργία ενός διαιρέτη ισχύος είναι οι εξής:

- Οποιαδήποτε θύρα πρέπει να είναι προσαρμοσμένη όταν στις υπόλοιπες θύρες έχει συνδεθεί αντίσταση ίση με τη χαρακτηριστική τους.
- Όταν σε όλες τις θύρες έχουν συνδεθεί ωμικά φορτία ίσα με τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής που τροφοδοτεί την θύρα τότε δεν πρέπει να έχουμε σύζευξη μεταξύ των θυρών εξόδου. Αν π.χ. έχουμε ένα διαιρέτη ισχύος με μια θύρα εισόδου (θύρα 1) και τρεις θύρες εξόδου (θύρες 2,3,4) τότε δεν πρέπει να υπάρχει σύζευξη μεταξύ των θυρών 2,3,4.
- Οι φάσεις στις εξόδους του διαιρέτη ισχύος πρέπει ή να είναι ίσες ή να διαφέρουν 180° .
- Η ισχύς που εισέρχεται στη θύρα εισόδου πρέπει να διαιρείται με ένα λόγο ισχύος στις θύρες εξόδου. Αν για παράδειγμα θεωρηθεί η συνήθης περίπτωση ενός τρίθυρου διαιρέτη ισχύος που έχει λόγο διαίρεσης ισχύος $k:1$ τότε πρέπει να ισχύουν τα εξής για την ισχύ:

$$P_1 = P_2 + P_3 \quad \text{Σχέση 5.1}$$

$$P_2 = kP_3 \quad \text{Σχέση 5.2}$$

$$\Rightarrow 10\log P_2 - 10\log P_3 = 10\log k \Rightarrow P_{2[\text{dB}]} - P_{3[\text{dB}]} = 10\log k \quad \text{Σχέση 5.3}$$

Από τις παραπάνω σχέσεις φαίνεται ότι το λόγο ισχύων μπορούμε να τον εκφράσουμε είτε ως αναλογία είτε ως διαφορά σε dB. Ποια είναι όμως η σχέση του λόγου ισχύων με τις παραμέτρους σκέδασης;

Από την σχέση 5.2 και επειδή η ισχύς είναι ανάλογη του τετραγώνου των συντελεστών σκέδασης προκύπτει ότι:

$$|S_{12}|^2 = k|S_{13}|^2 \Rightarrow 20\log(|S_{12}|) = 20\log(|S_{13}|) + 10\log k \Rightarrow S_{12[dB]} - S_{13[dB]} = 10\log k \quad \text{Σχέση 5.4}$$

Από τις παραπάνω σχέσεις φαίνεται ότι για όταν θέλουμε να πετύχουμε συγκεκριμένο λόγο ισχύος μεταξύ των εξόδων 2 και 3 μπορούμε αυτό το λόγο να τον εκφράσουμε απλά στη διαφορά μεταξύ των S_{12} και S_{13} σε dB. Για παράδειγμα για διαίρεση ισχύος 2:1 τότε η διαφορά των S_{12} και S_{13} θα είναι $10\log 2 = 3\text{dB}$.

Με βάση τα παραπάνω μπορούμε να εκφράσουμε τη μήτρα σκέδασης ενός ιδανικού τρίθυρου διαιρέτη ισχύος ως εξής:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & 0 \\ S_{13} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Σχέση 5.5}$$

Όπως φαίνεται από τη σχέση 5.5 ο διαιρέτης αυτός έχει μηδενικούς συντελεστές ανάκλασης και μηδενική σύζευξη μεταξύ των θυρών 2 και 3. Επίσης επειδή είναι αμφίδρομο δίκτυο ισχύει ότι $S_{ij} = S_{ji}$.

Από τη θεωρία μικροκυματικών δικτύων είναι γνωστό ότι για ένα πολύθυρο N θυρών χωρίς απώλειες ισχύει η σχέση:

$$\bar{S}_a^* \cdot \bar{S} = I \quad \text{Σχέση 5.6}$$

όπου \bar{S}_a^* είναι η αναστροφοσυζυγής μήτρα της S και I η μοναδιαία μήτρα. Σε ανοικτή μορφή η σχέση 5.6 αναλύεται στις ακόλουθες σχέσεις:

$$|S_{1m}|^2 + |S_{2m}|^2 + \dots + |S_{Nm}|^2 = 1 \quad \text{για } m=1,2,\dots,N \quad \text{Σχέση 5.7}$$

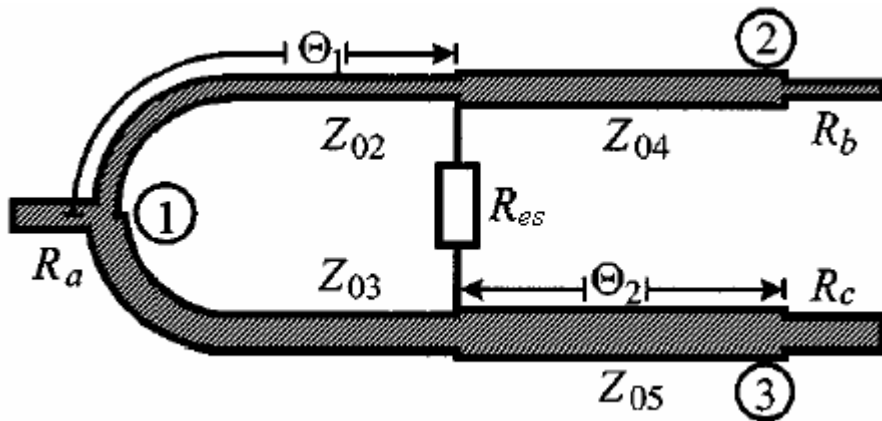
$$S_{1m}^* S_{1n}^* + S_{2m}^* S_{2n}^* + \dots + S_{Nm}^* S_{Nn}^* = 0 \quad \text{για } m \neq n \text{ και } m,n=1,2,\dots,N \quad \text{Σχέση 5.8}$$

Με βάση λοιπόν τις σχέσεις 5.7 και 5.5 είναι φανερό ότι διαιρέτης ισχύος που να τηρεί όλες τις προδιαγραφές και παράλληλα να είναι και χωρίς απώλειες δεν μπορεί να υλοποιηθεί αφού η σχέση 5.7 οδηγεί σε άτοπο. Για να υλοποιηθεί λοιπόν διαιρέτης ισχύος που να τηρεί όλες τις προδιαγραφές πρέπει να εισαχθούν στο δίκτυο του στοιχεία απωλειών. Συνήθως χρησιμοποιούνται ωμικές αντιστάσεις για την εισαγωγή απωλειών στο κύκλωμα. Επίσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν και κυκλώματα με συζευγμένες γραμμές. Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα μελετηθούν και οι δύο περιπτώσεις.

5.2 Σχεδίαση τρίθυρων διαιρετών ισχύος με χρήση ωμικών αντιστάσεων

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως οι τρίθυροι διαιρέτες ισχύος με χρήση ωμικών αντιστάσεων είναι οι πιο διαδεδομένοι και μάλιστα υπάρχουν και διάφορες παραλλαγές αυτών όπως είναι οι Wilkinson power divider, split-tee και hybrid ring. Μάλιστα κατά καιρούς έχουν αναφερθεί γενικές εξισώσεις που αναφέρονται για διάφορες περιπτώσεις διαιρετών ισχύος.

Οι Aih και συνεργάτες [3] πρότειναν γενικές εξισώσεις για τους τρίθυρους διαιρέτες ισχύος με αυθαίρετες σύνθετες αντιστάσεις τερματισμού των θυρών τους. Επίσης οι σχέσεις αυτές χρησιμοποιούνται για αυθαίρετες διαιρέσεις ισχύος. Το σχήμα 5.1 παριστάνει ένα τέτοιο διαιρέτη ισχύος ενώ οι σχέσεις 5.9-5.13 είναι οι γενικές εξισώσεις που ισχύουν στην περίπτωση που τα ηλεκτρικά μήκη των γραμμών μεταφοράς είναι $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$, δηλαδή τα φυσικά μήκη αυτών είναι $\lambda_g/4$, όπου λ_g το μήκος κύματος στη μικροταινία.



Σχήμα 5.1: Τρίθυρος διαιρέτης ισχύος τμήματα που αντιστοιχούν σε αυθαίρετη διαίρεση ισχύος στην περίπτωση που είναι τερματισμένος από αυθαίρετες αντιστάσεις

$$Z_{02} = \sqrt{AR_a K^2 (1 + K^2)} \quad \text{Σχέση 5.9}$$

$$Z_{03} = \sqrt{AR_a \frac{(1 + K^2)}{K^2}} \quad \text{Σχέση 5.10}$$

$$Z_{04} = K\sqrt{AR_b} \quad \text{Σχέση 5.11}$$

$$Z_{05} = \sqrt{AR_c} \quad \text{Σχέση 5.12}$$

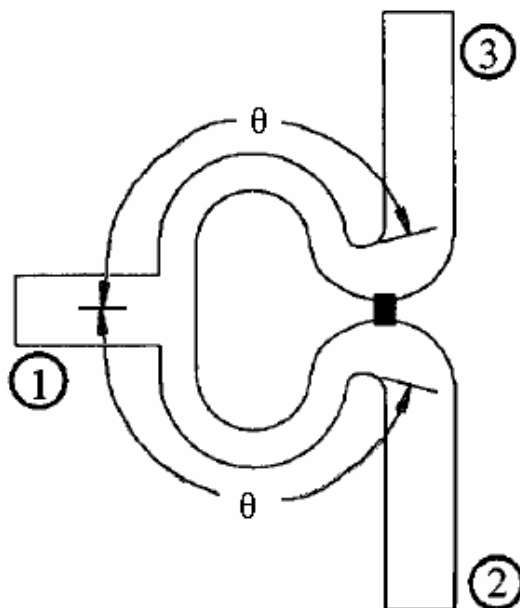
$$R_{es} = A(1 + K^2) \quad \text{Σχέση 5.13}$$

όπου K^2 είναι ο λόγος διαίρεσης ισχύος και A είναι αντίσταση αυθαίρετης τιμής.

Όμως ακόμα και με τις γενικές εξισώσεις η διαίρεση ισχύος που μπορεί να επιτευχθεί είναι περιορισμένη. Αυτό που εμποδίζει την επίτευξη μεγάλων λόγων διαίρεσης ισχύος είναι το ότι με αύξηση του κάποιες χαρακτηριστικές αντιστάσεις αποκτούν πολύ μεγάλες τιμές ενώ άλλες πολύ μικρές. Αν θεωρήσουμε τις γενικές εξισώσεις στην περίπτωση που μας ενδιαφέρει, δηλαδή σε τεχνολογία μικροταινίας, με διηλεκτρικό υπόστρωμα Rogers TMM 10(ϵ_r) διηλεκτρικής σταθεράς $\epsilon_r=9.2$ και συχνότητα λειτουργίας 26GHz οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις πρέπει να είναι στο διάστημα $[32,90]\Omega$, ώστε το πλάτος της μικροταινίας w να είναι στο εύρος τιμών $[0.1, 1.2]\text{mm}$.

Ακόμα όμως και για τους λόγους διαίρεσης που είναι εφικτοί υπάρχουν πρόσθετα προβλήματα. Καταρχάς στα 26 GHz είναι πολύ δύσκολο να βρεθούν αντιστάσεις που να παρουσιάζουν καθαρά ωμική συμπεριφορά και δυστυχώς δεν είχαμε στην κατοχή μας τέτοιου είδους αντιστάσεις, ενώ ο χρόνος δεν ήταν αρκετός για την παραγγελία και παράδοσή τους. Ακόμα οι αντιστάσεις που μπορούν να παρουσιάσουν καθαρά ωμική συμπεριφορά στα 26 GHz έχουν πολύ μικρό μέγεθος (της τάξης του $1 \times 0.5\text{mm}$) με αποτέλεσμα τα στελέχη του διαιρέτη ισχύος στα οποία θα τοποθετηθεί η αντίσταση να πρέπει να έρθουν πολύ κοντά για να ενωθεί πάνω τους η αντίσταση. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να υπάρχει ισχυρή σύζευξη μεταξύ των δύο γραμμών, πράγμα που αλλοιώνει το λόγο διαίρεσης ισχύος.

Στο σχήμα 5.2 παρουσιάζεται μια διάταξη τρίθυρου διαιρέτη ισχύος που περιορίζει τη σύζευξη μεταξύ των γραμμών. Εντούτοις αυτή η διάταξη παρουσιάζει άλλα προβλήματα.



Σχήμα 5.2: Τρίθυρος διαιρέτης ισχύος χωρίς σύζευξη μεταξύ των γραμμών στις οποίες ενώνεται αντίσταση.

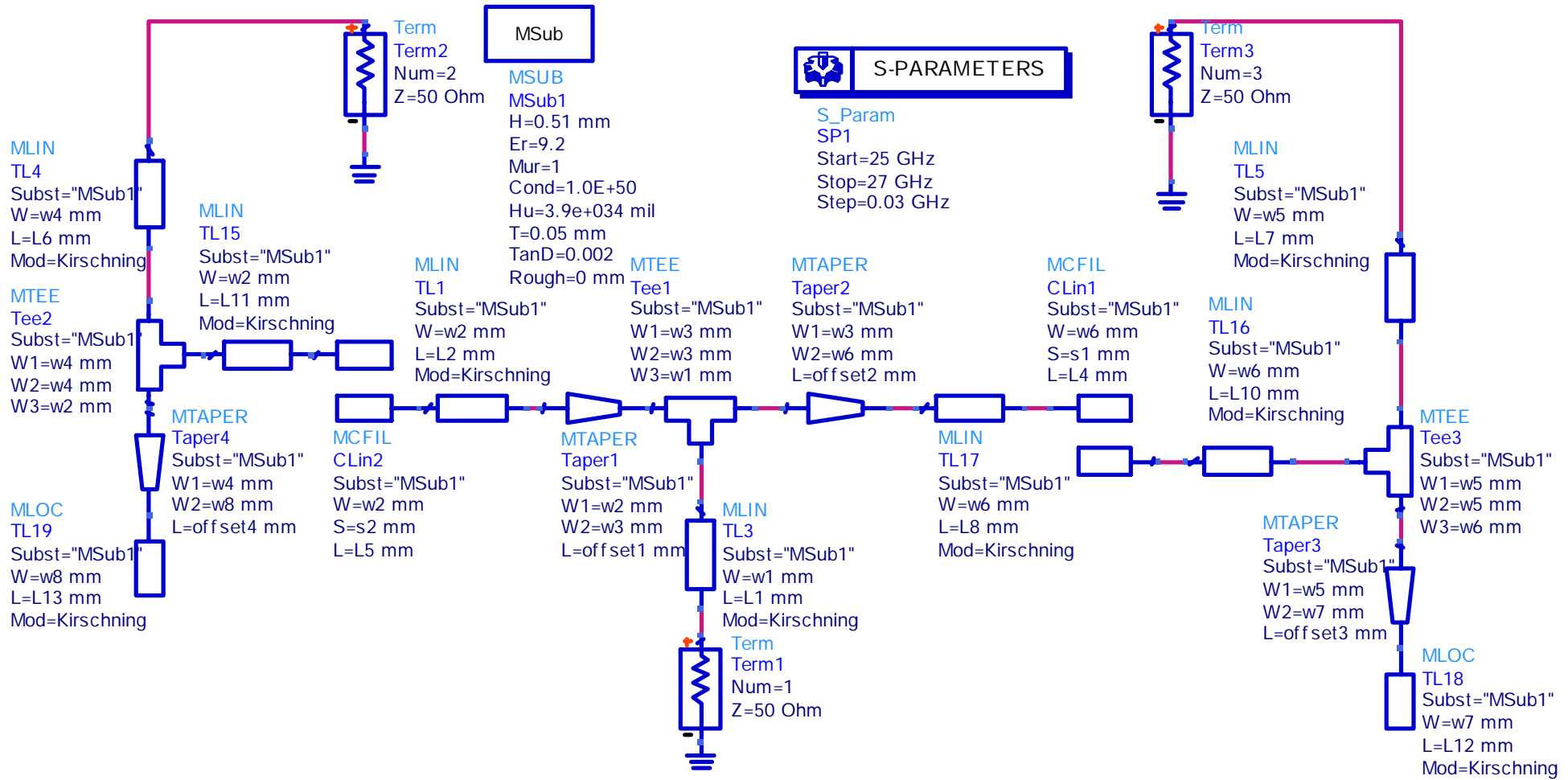
Πρώτο, οι γραμμές μεταφοράς που έχουν μικρή χαρακτηριστική αντίσταση είναι πλατιές με αποτέλεσμα να μην μπορούν να καμφθούν σε ημικύκλιο όταν το ηλεκτρικό μήκος τους είναι $\theta=90^\circ$. Αν π.χ. το πλάτος της γραμμής είναι 1.1 mm τότε για μήκος γραμμής $\lambda_g/4 \approx 1.1$ mm αυτή η γραμμή μεταφοράς είναι τετραγωνικού σχήματος. Και αυτό το πρόβλημα μπορεί αν επιλυθεί με τη χρήση γραμμών μεταφοράς ηλεκτρικού μήκους $\theta=270^\circ$ αντί για $\theta=90^\circ$. Αυτό είναι εφικτό γιατί μια γραμμή μεταφοράς παρουσιάζει την ίδια συμπεριφορά κάθε $\lambda_g/2$. Ένα δεύτερο πρόβλημα που δεν επιλύεται σε αυτή τη διάταξη ούτε με αυτά τα χαρακτηριστικά είναι ότι δεν μπορεί να γίνει ακριβής τοποθέτηση της αντίστασης στο σημείο που η διάταξη παρουσιάζει βέλτιστη συμπεριφορά. Επειδή λοιπόν η απόκριση του διαιρέτη ισχύος εξαρτάται από τη ακριβή θέση της αντίστασης η κατασκευή του καθίσταται πολύ δύσκολη.

Για όλους τους παραπάνω λόγους αποφασίστηκε να μην χρησιμοποιηθούν τέτοιου είδους διαιρέτες ισχύος. Στην επόμενη ενότητα μελετάται η περίπτωση διαιρετών ισχύος με συζευγμένες γραμμές.

5.3 Τρίθυροι διαιρέτες ισχύος με συζευγμένες γραμμές

Για τη περίπτωση διαιρετών ισχύος με συζευγμένες γραμμές δεν υπάρχει συγκεκριμένη θεωρία βάση της οποίας να μπορούν να εξαχθούν ακριβή αποτελέσματα. Γι' αυτό η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε με σκοπό την επίτευξη διαίρεσης ισχύος από 0 ως 12 dB ήταν η υλοποίηση κατάλληλου σχηματικού διαγράμματος στο πρόγραμμα ADVANCED DESIGN SYSTEM 2002 (ADS v.2002) βάσει του οποίου να γίνει βελτιστοποίηση για τις διάφορες περιπτώσεις που μας ενδιαφέρουν και στην συνέχεια να γίνει ηλεκτρομαγνητική ανάλυση στο λογισμικό Ansoft HFSS v9.0 για την εύρεση της ακριβούς συμπεριφοράς του κυκλώματος και τη βελτιστοποίηση αυτής. Ο λόγος για τον οποίο εκτός από την ανάλυση στο HP-ADS v.2002 απαιτείται και ηλεκτρομαγνητική ανάλυση είναι ότι το πρόγραμμα αυτό κάνει μόνο κυκλωματική ανάλυση χρησιμοποιώντας αναλυτικές σχέσεις που ισχύουν για τα διάφορα στελέχη που αποτελούν το όλο κύκλωμα. Έτσι παρόλο που δίνει αποτελέσματα γρήγορα και μάλιστα με βελτιστοποίηση εντούτοις ο τρόπος λειτουργίας του δεν είναι πολύ ακριβής για δυο λόγους. Πρώτο, παρόλο που οι σχέσεις αυτές είναι αρκετά ακριβής καθώς η συχνότητα μεγαλώνει η ακρίβεια μειώνεται, με αποτέλεσμα στη συχνότητα που μας ενδιαφέρει η ακρίβειά τους να είναι αμφισβητούμενη. Δεύτερο, δεν λαμβάνεται υπόψη οποιαδήποτε σύζευξη υπάρχει μεταξύ των διαφόρων στελεχών που αποτελούν το κύκλωμα. Αρχίζοντας με τη κυκλωματική ανάλυση, για την επίτευξη της απαιτούμενης διαίρεσης ισχύος χρησιμοποιήθηκε το σχήμα 5.3.

Κεφάλαιο 5: Σχεδίαση διαιρετών ισχύος



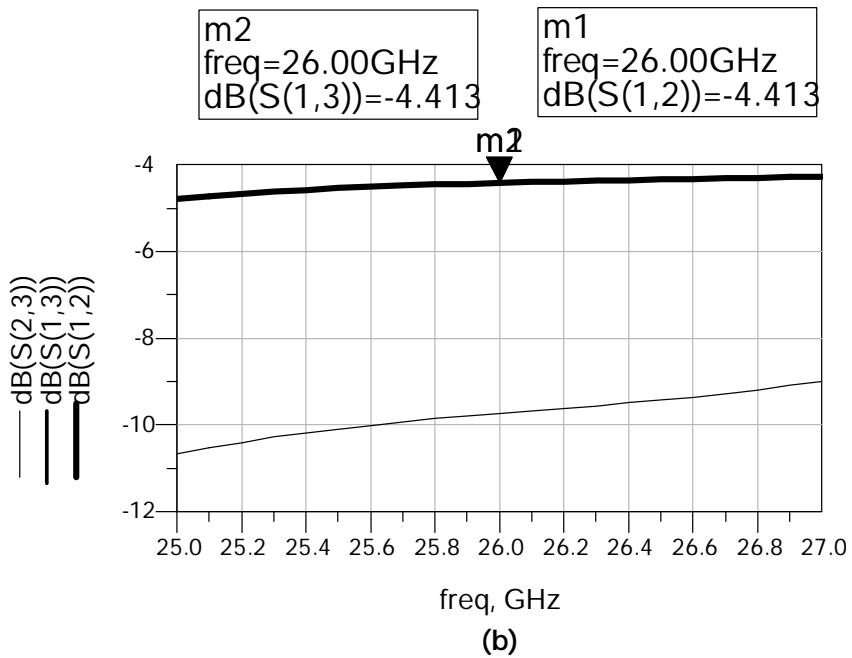
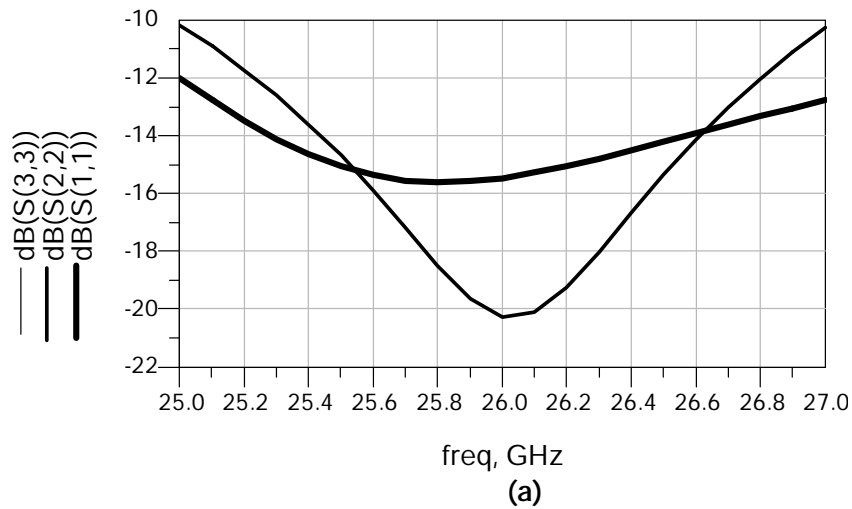
Σχήμα 5.3: Σχηματικό που χρησιμοποιήθηκε στο HP-ADS v.2002 για την επίτευξη της απαιτούμενης διάρθρωσης ισχύος

Στο σχήμα φαίνονται οι δύο συζευγμένες γραμμές δεξιά και αριστερά από το κεντρικό Ταφ(Tee1) που χρησιμοποιήθηκαν για την επίτευξη της διαιρέσης ισχύος, καθώς και διάφορα άλλα στελέχη (MTAPER, MLOC) που χρησιμοποιήθηκαν για την επίτευξη προσαρμογής στις θύρες του κυκλώματος. Για την επίτευξη της επιθυμητής διαιρέσης ισχύος χρησιμοποιήθηκε διαδικασία βελτιστοποίησης. Για το σκοπό αυτό οι διαστάσεις κάθε στελέχους θεωρήθηκαν μεταβλητές, με σκοπό να βρεθούν οι τιμές τους που ικανοποιούν τα κριτήρια ενός διαιρέτη ισχύος δηλαδή να έχει καλούς συντελεστές ανάκλασης, απομόνωση μεταξύ των θυρών εξόδου και την επιθυμητή διαιρέση. Με βάση τα παραπάνω, οι τιμές των μεταβλητών που βελτιστοποίησαν τη συμπεριφορά του κυκλώματος για λόγους διαιρέσης από 0 μέχρι 12 dB παρουσιάζονται στο πίνακα 5.1, ενώ τα αποτελέσματα που προέκυψαν για τους συντελεστές ανάκλασης (S_{11} , S_{22} , S_{33}), την απομόνωση(S_{23}) και τους συντελεστές μετάδοσης (S_{12} , S_{13}) στα σχήματα 5.4 – 5.16.

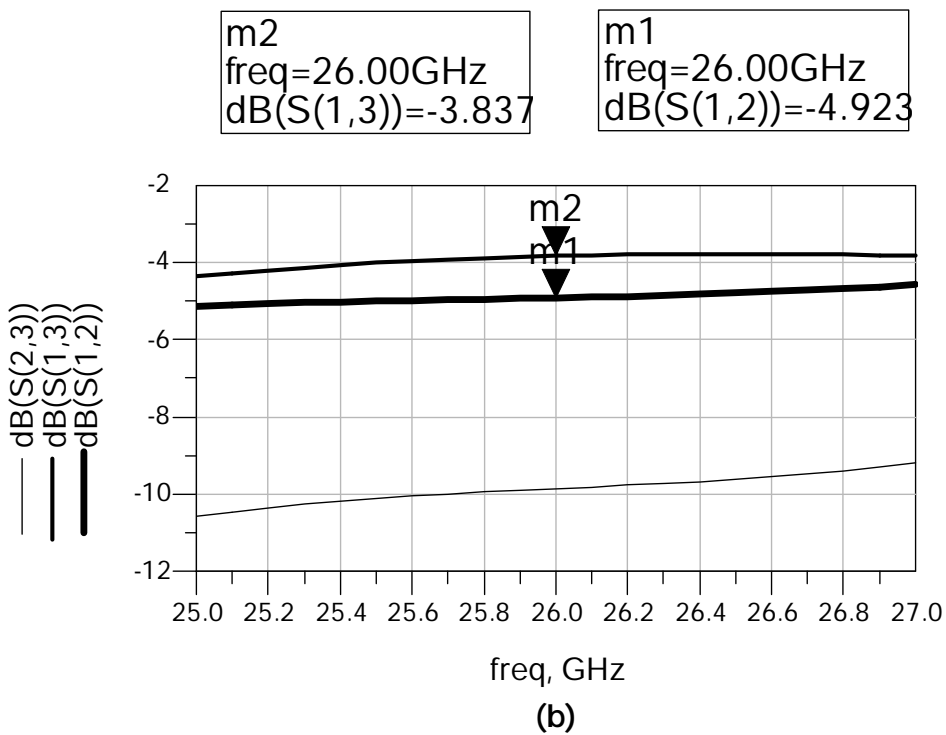
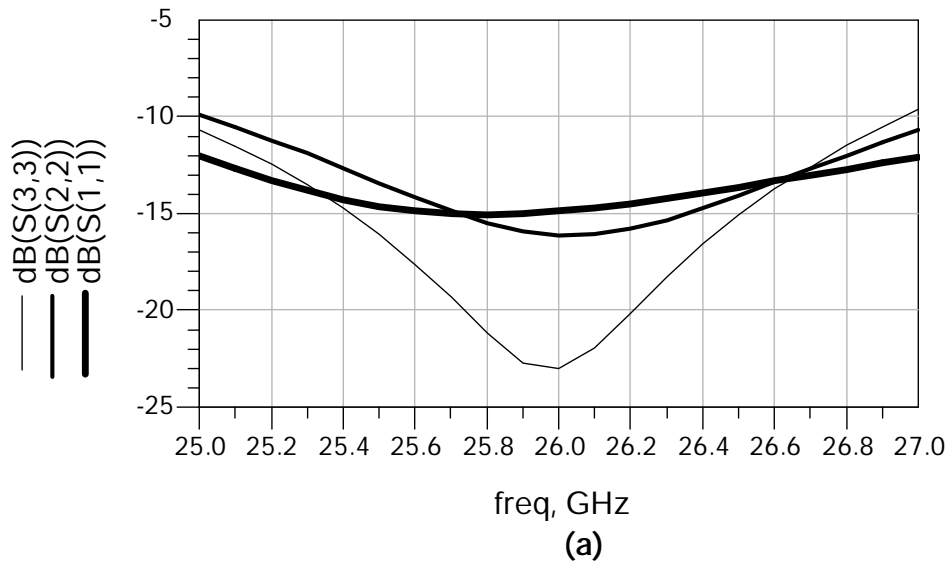
Μεταβλ. [mm]	Διαιρέση ισχύος [dB]												
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Offset4	1.31	0.96	1.03	0.98	0.99	1.03	1.01	1.03	1.33	2.02	0.78	2.38	1.04
offset3	1.31	1.29	0.50	0.64	1.10	1.78	0.89	1.79	1.04	1.98	1.63	1.42	0.65
offset2	1.54	1.42	1.54	1.70	2.24	0.60	2.02	0.45	2.01	2.44	1.31	2.03	0.30
offset1	1.54	1.49	1.96	1.64	1.98	1.56	0.27	1.63	0.40	0.68	0.30	0.63	0.67
L13	0.10	0.52	0.58	0.53	0.48	0.77	0.41	0.37	0.88	0.47	0.55	2.41	0.24
L12	0.10	0.10	1.06	0.76	0.57	0.84	0.60	0.95	0.18	2.04	2.33	0.23	2.63
L11	1.11	1.05	1.13	1.28	1.90	1.86	1.72	1.77	1.21	1.60	2.11	0.65	2.03
L10	1.11	1.00	1.00	1.37	1.69	0.71	1.45	2.21	0.25	2.29	1.37	0.99	1.44
L8	0.10	0.11	0.58	0.17	0.11	0.10	1.04	0.53	0.73	0.06	1.62	1.21	2.19
L6	1.87	1.95	2.37	1.90	1.89	0.35	1.86	1.83	0.58	0.44	1.95	1.83	1.91
L5	1.86	1.93	2.11	1.67	1.00	1.10	1.15	1.11	2.12	2.02	0.79	0.81	0.85
L4	1.86	2.02	2.05	1.62	1.27	0.69	1.48	1.42	0.51	0.57	1.50	1.66	1.41
L2	0.10	0.10	0.11	0.16	0.40	0.95	0.11	0.81	1.23	1.38	1.62	2.20	1.44
L1	3.06	3.08	2.29	3.03	3.02	2.83	2.17	2.28	3.12	5.07	3.10	2.53	2.57
s2	0.20	0.20	0.27	0.31	0.21	0.19	0.57	0.47	0.10	0.10	0.38	0.32	0.41
s1	0.20	0.15	0.18	0.21	0.10	0.11	0.34	0.20	0.10	0.10	0.10	0.10	0.10
w8	1.13	1.20	1.25	1.20	1.20	0.10	1.20	1.20	0.42	0.62	1.09	0.15	1.30
w7	1.13	1.20	1.20	1.20	0.12	0.10	0.88	0.52	1.20	0.10	0.12	1.07	1.20
w6	0.85	0.83	0.69	0.82	0.95	1.20	0.62	0.72	0.99	1.14	0.98	0.81	1.20
w5	0.94	0.92	1.15	0.88	0.81	0.16	0.58	0.10	1.20	1.40	0.21	0.21	0.59
w4	0.94	1.00	0.90	1.12	1.16	0.59	1.20	1.20	0.47	0.23	1.40	0.18	1.40

w3	0.51	0.52	0.25	0.49	0.40	0.54	0.41	0.49	0.52	0.50	0.26	0.28	0.15
w2	0.85	0.80	0.35	0.80	0.85	0.53	0.91	0.93	0.31	0.46	1.13	1.40	1.12
w1	1.20	1.20	0.10	1.20	1.12	1.20	0.10	0.10	1.20	1.46	1.33	0.10	1.40

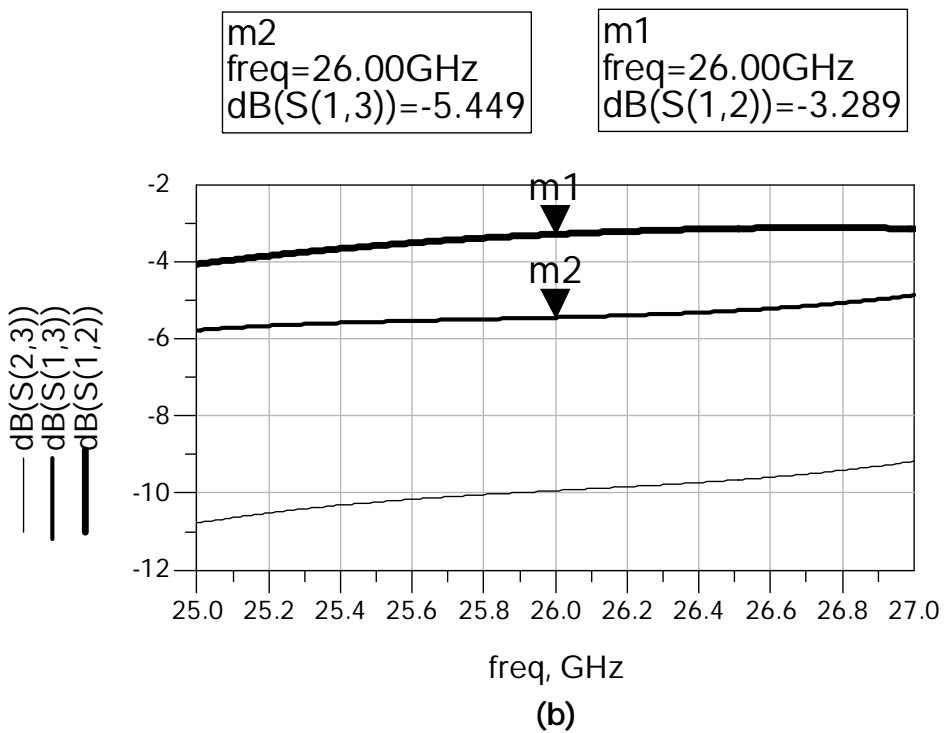
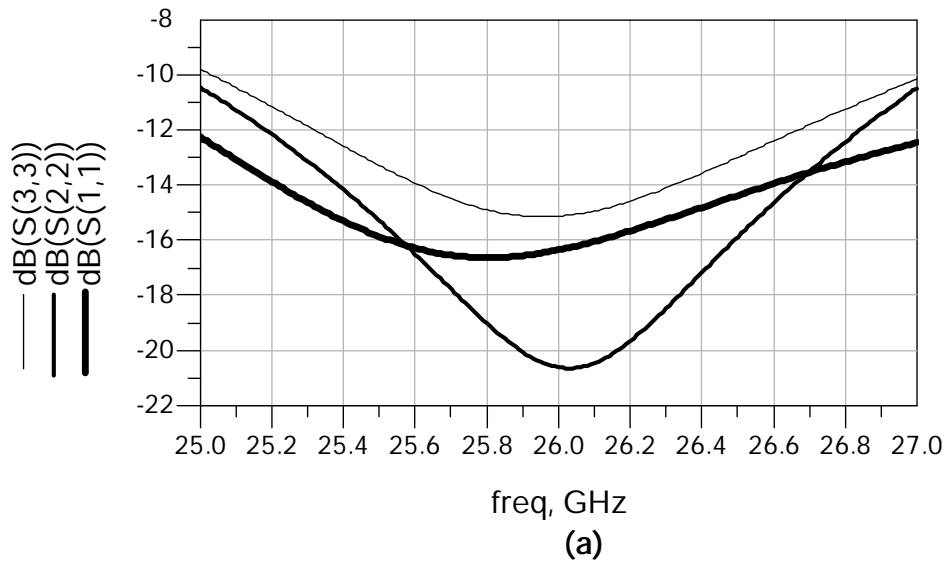
Πίνακας 5.1: Τιμές των μεταβλητών που χρησιμοποιήθηκαν στο κύκλωμα του σχήματος 5.3 για την επίτευξη διαίρεσης ισχύος από 0-12dB.



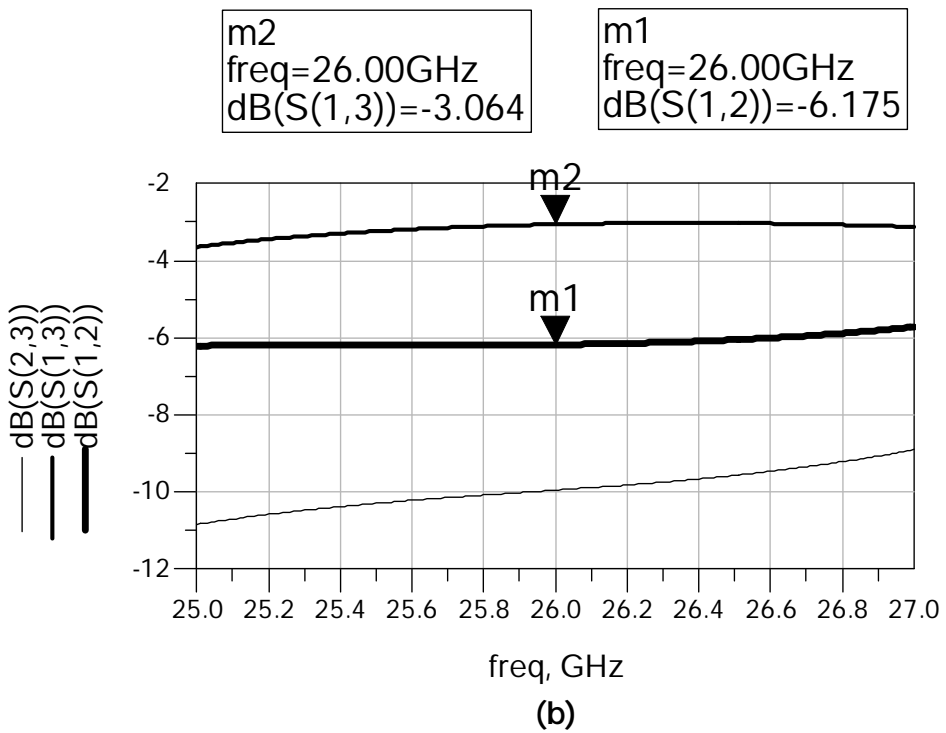
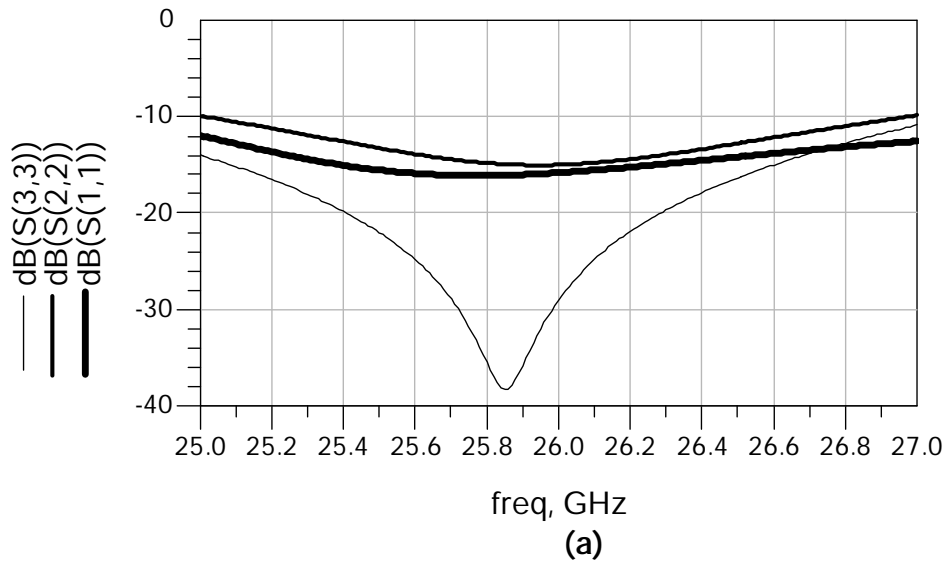
Σχήμα 5.4: (a) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (b) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 0dB.



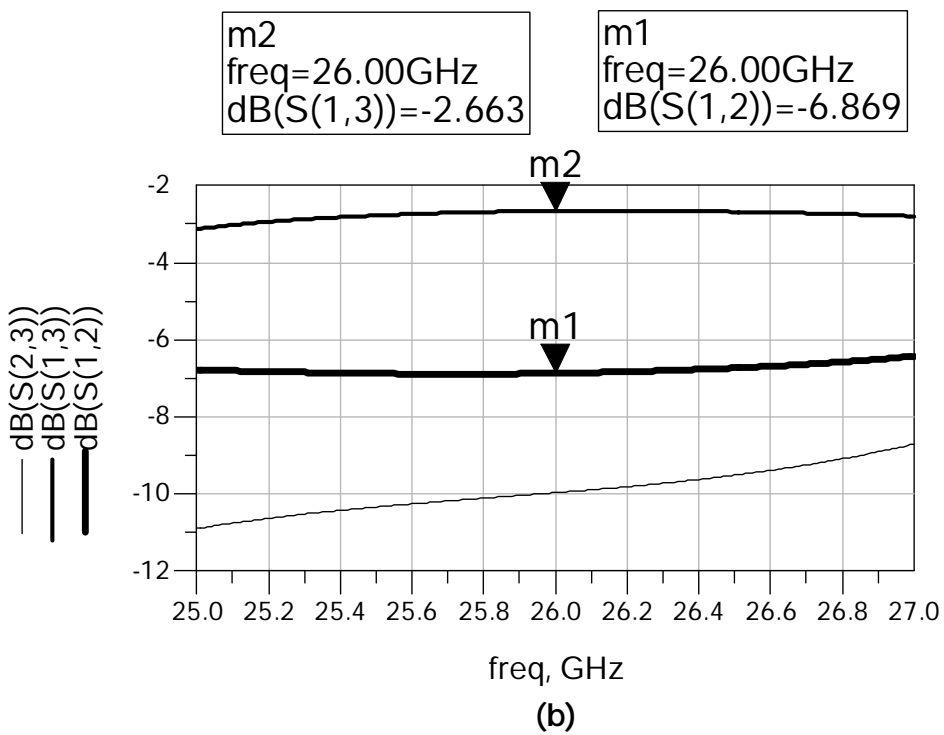
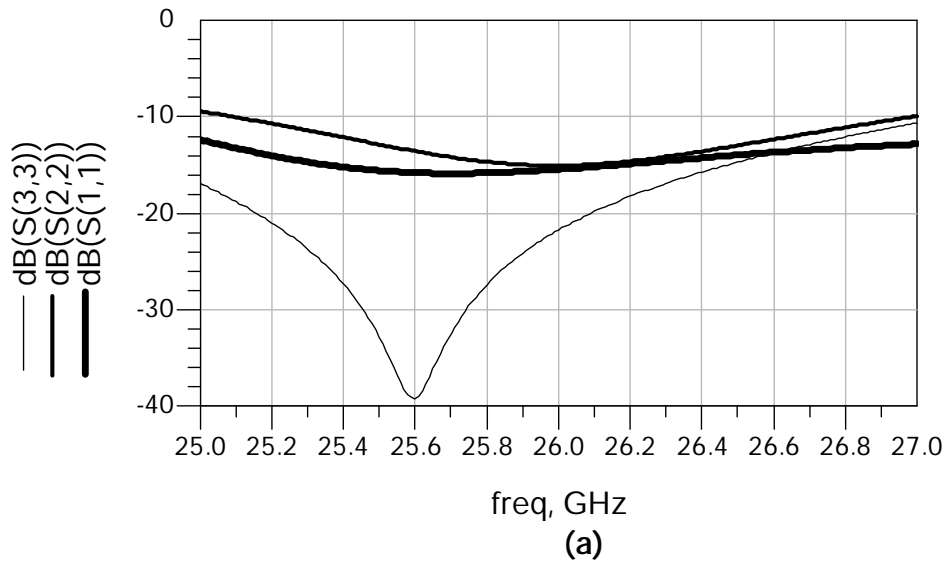
Σχήμα 5.5: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 1dB.



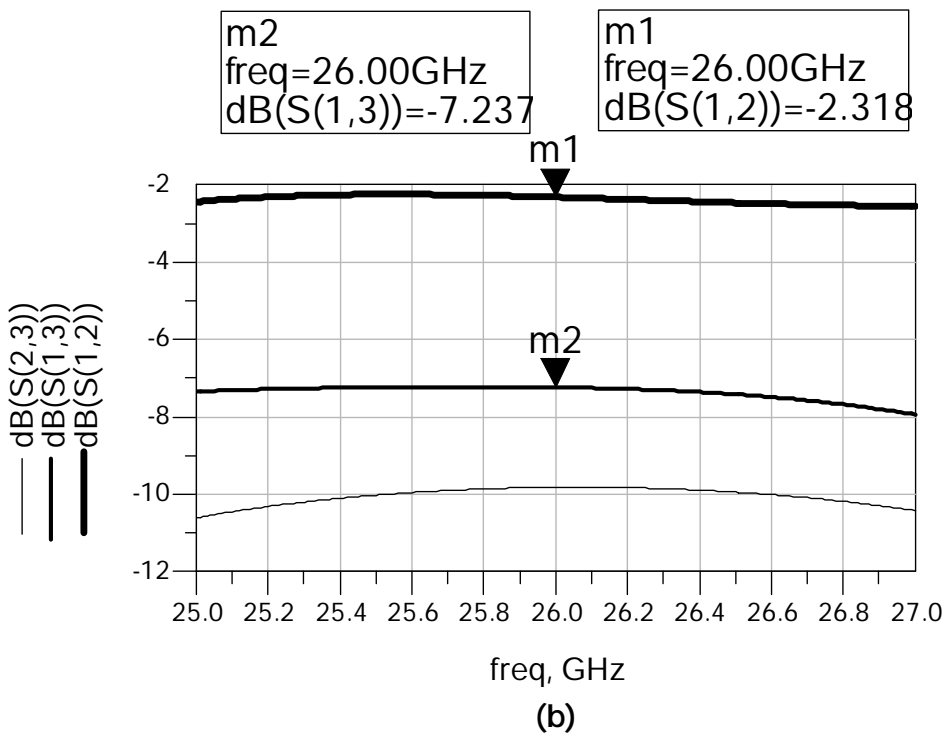
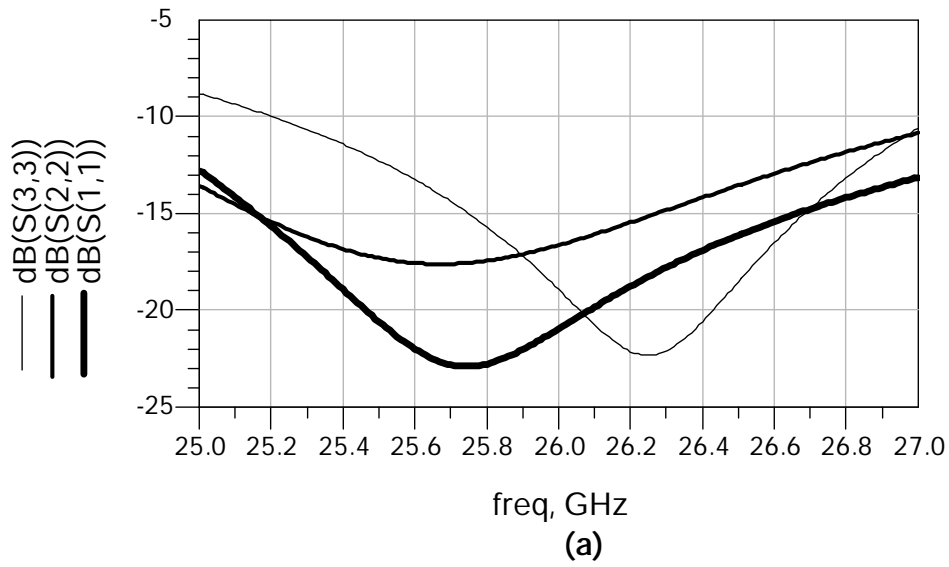
Σχήμα 5.6: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 2dB.



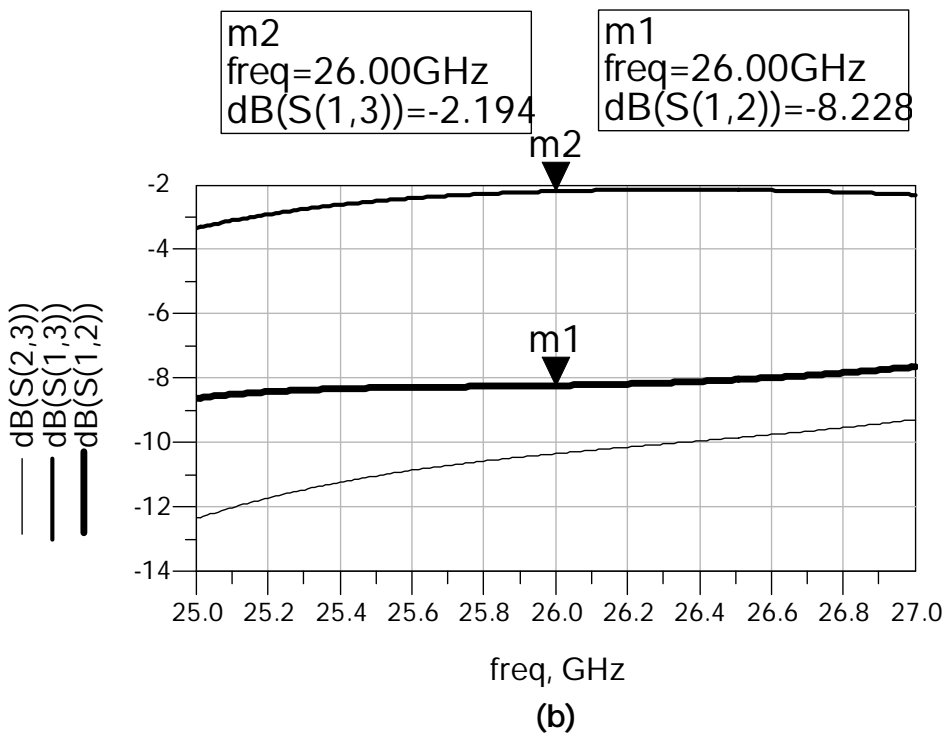
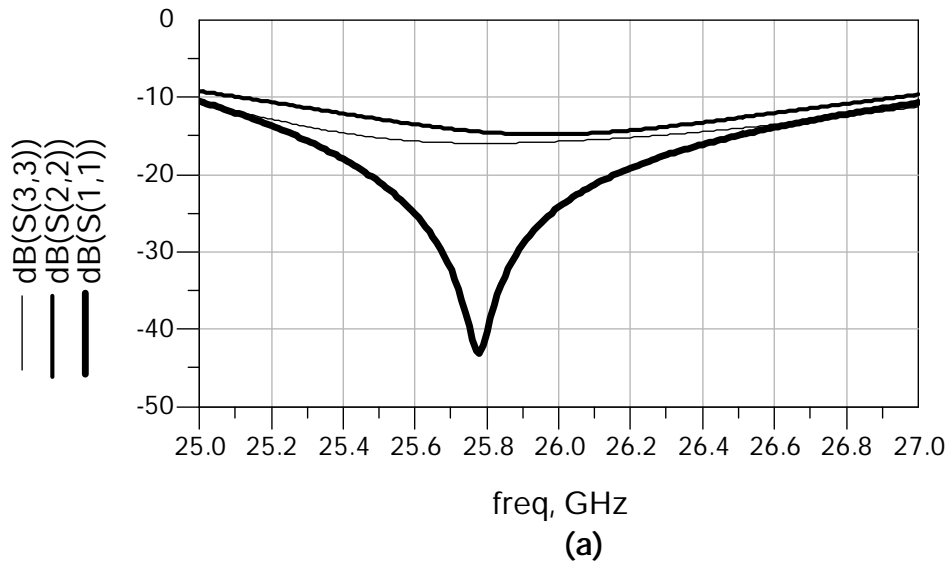
Σχήμα 5.7: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 3dB.



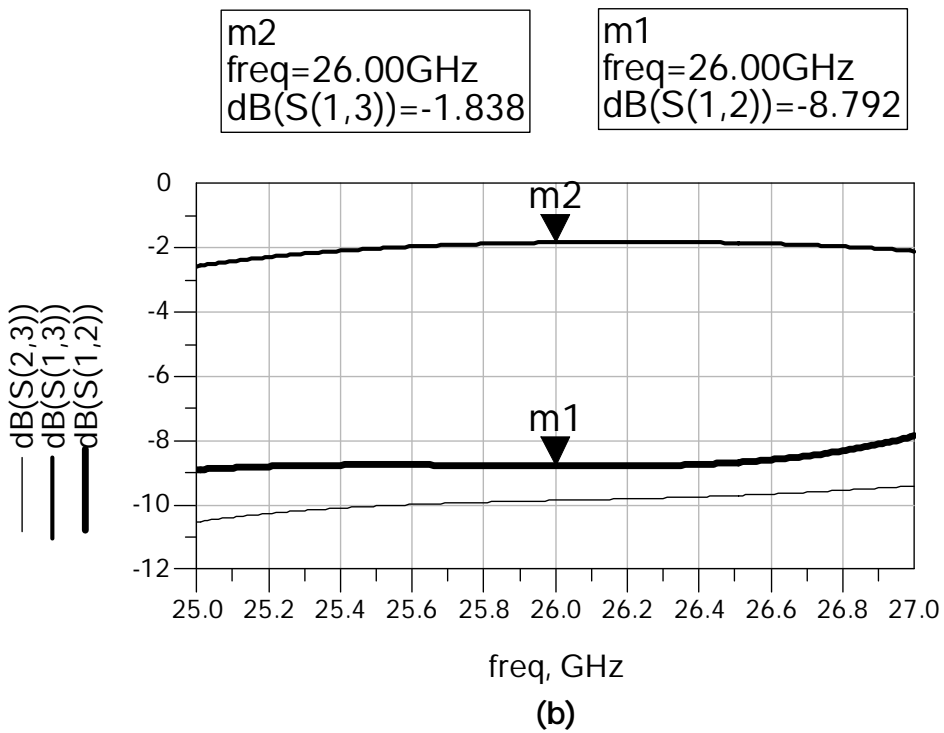
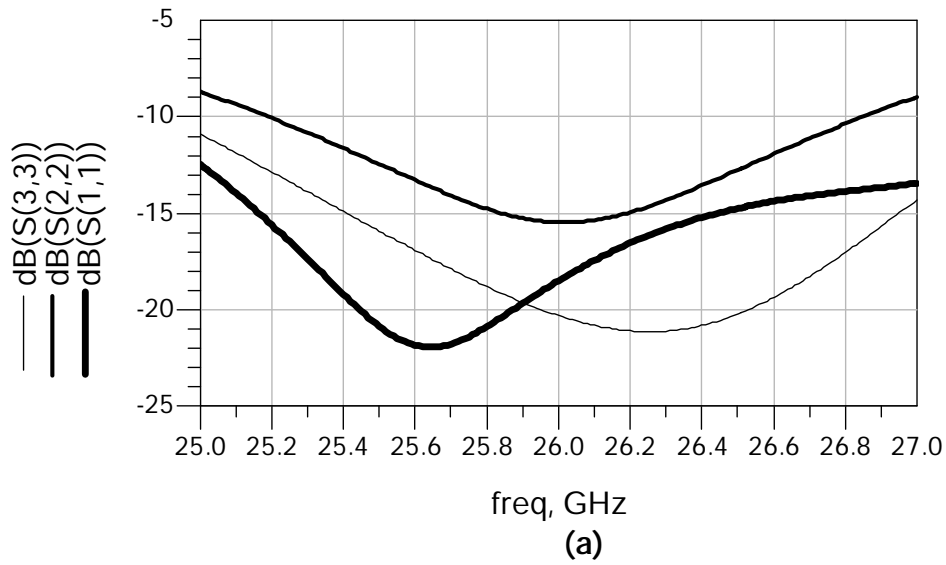
Σχήμα 5.8: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 4dB.



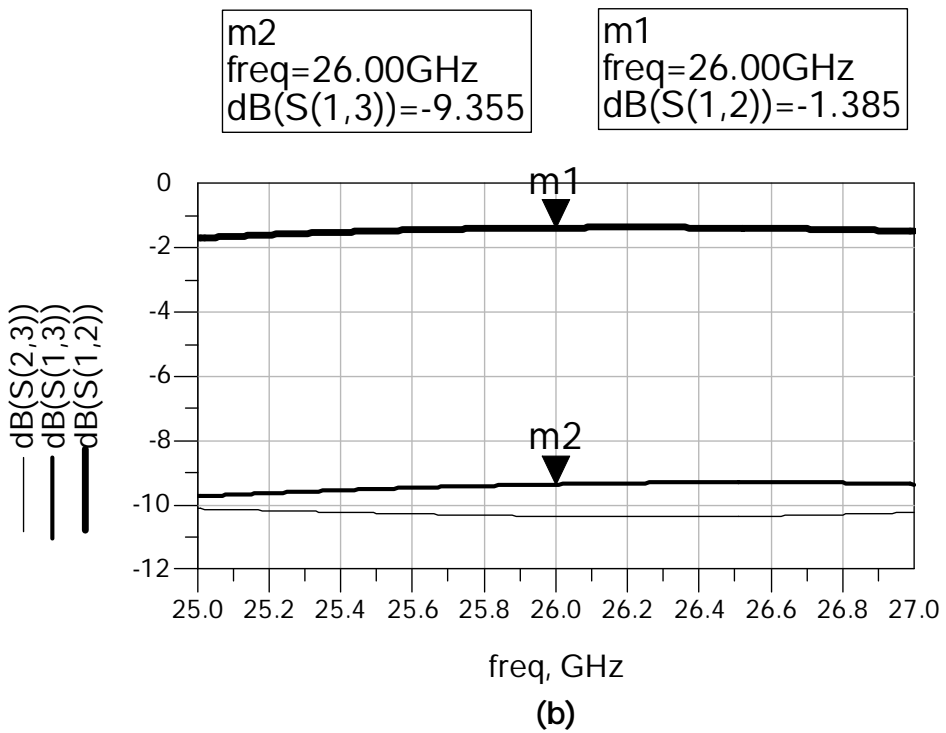
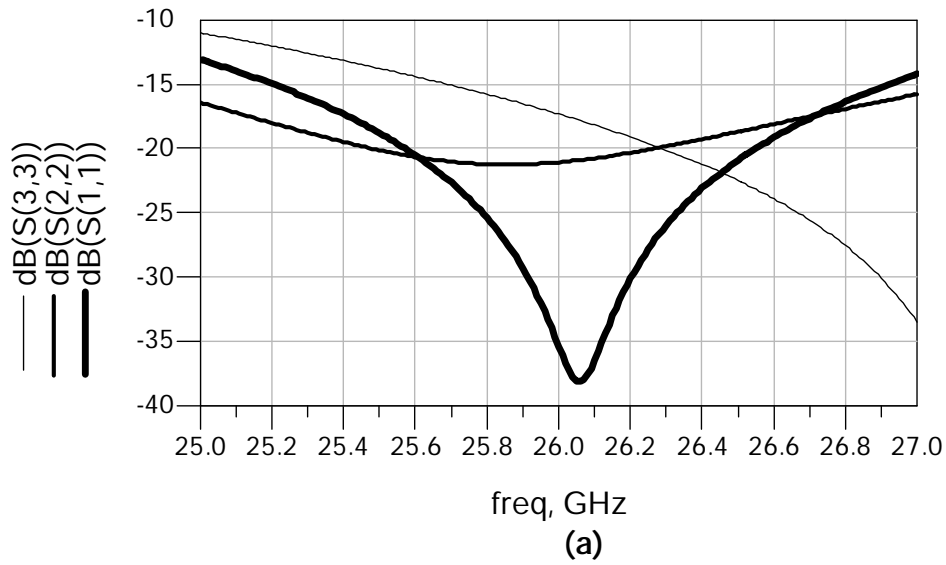
Σχήμα 5.9: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 5dB.



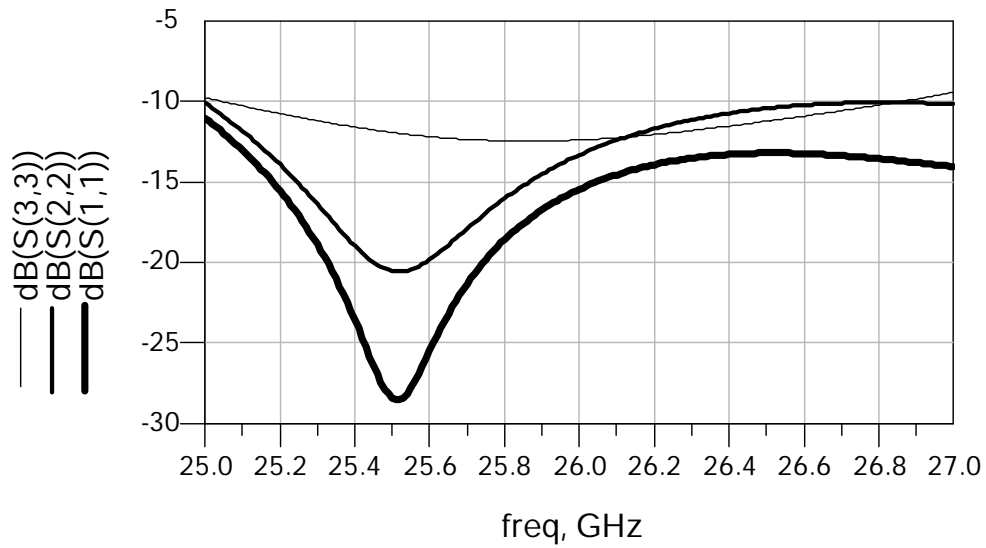
Σχήμα 5.10: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 6dB.



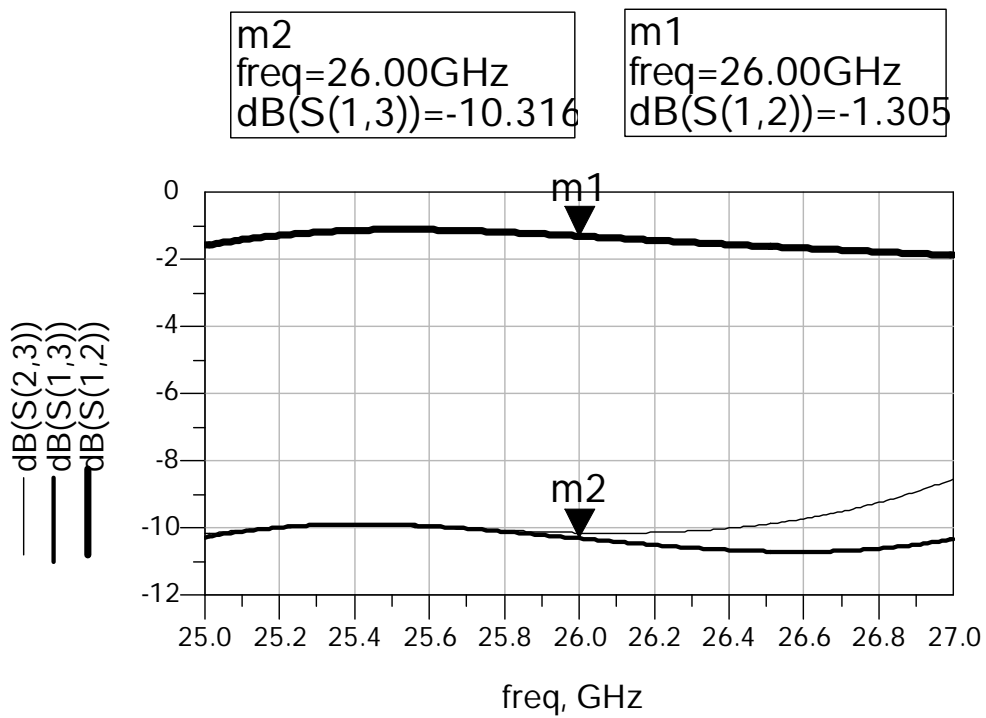
Σχήμα 5.11: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 7dB.



Σχήμα 5.12: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 8dB.

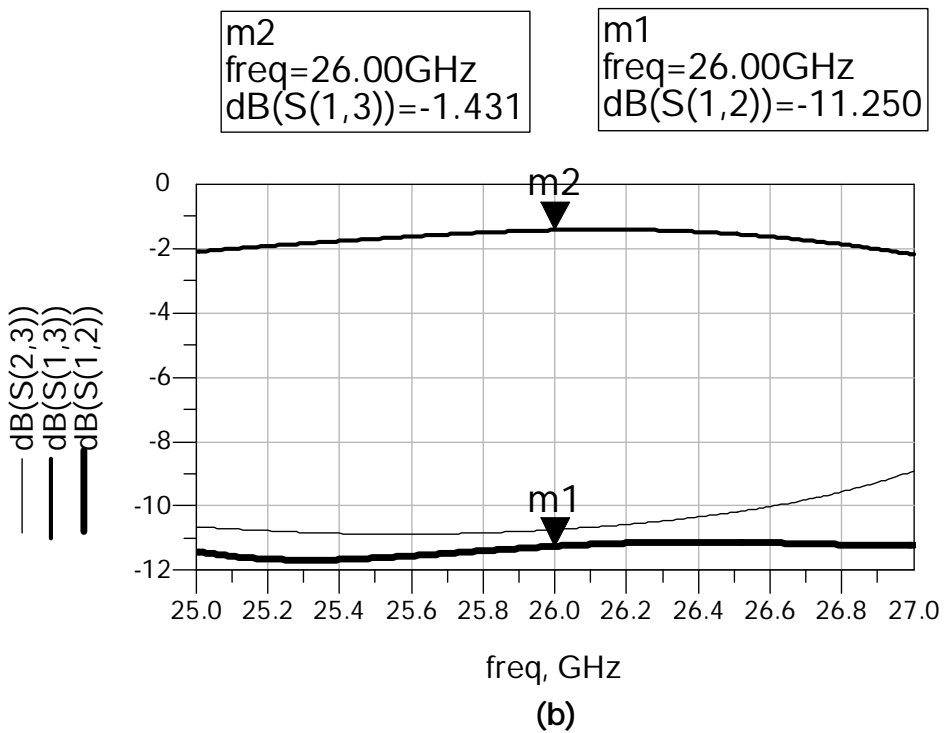
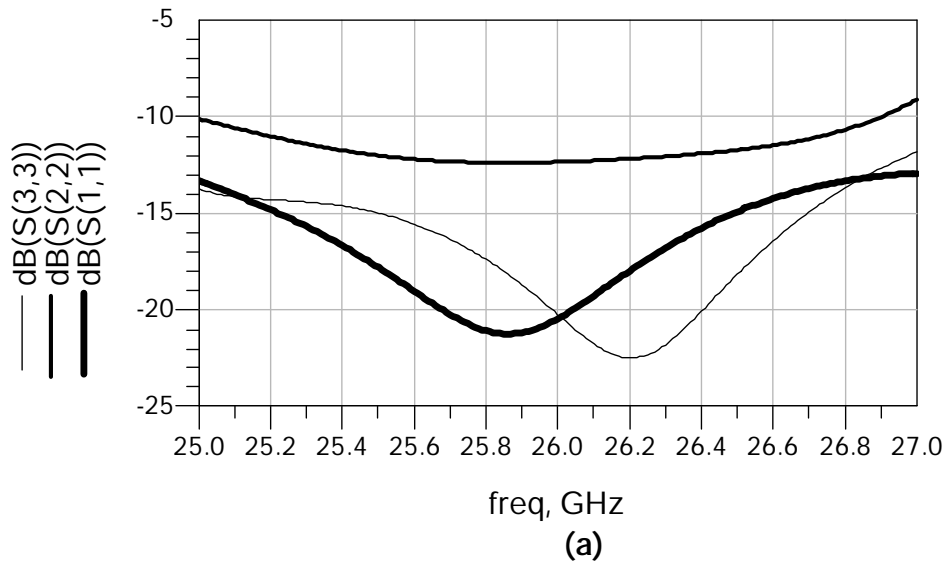


(a)

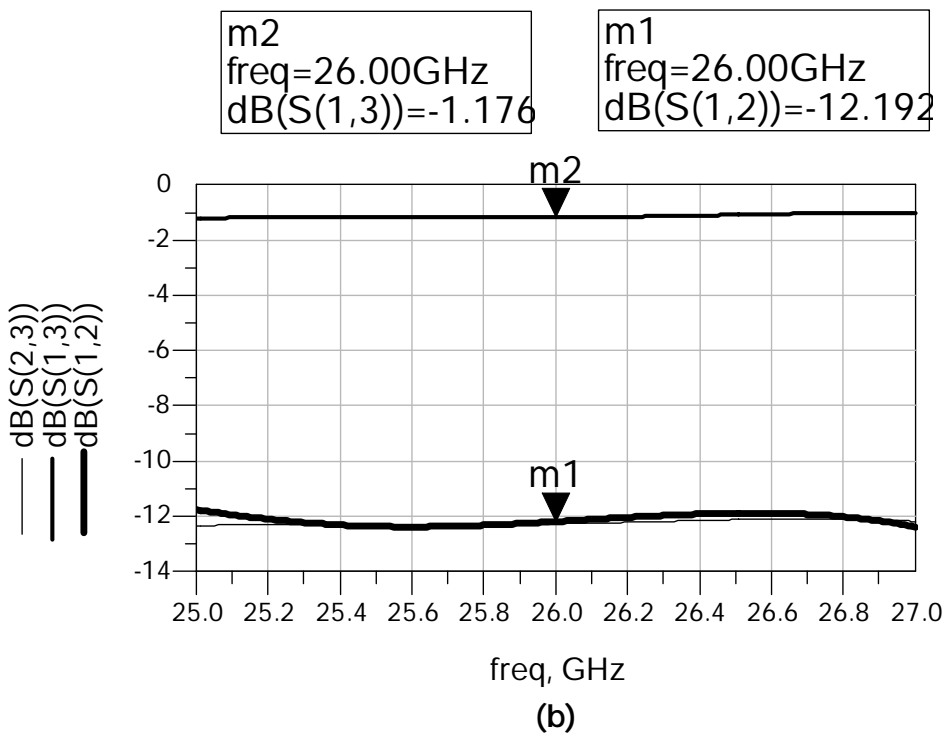
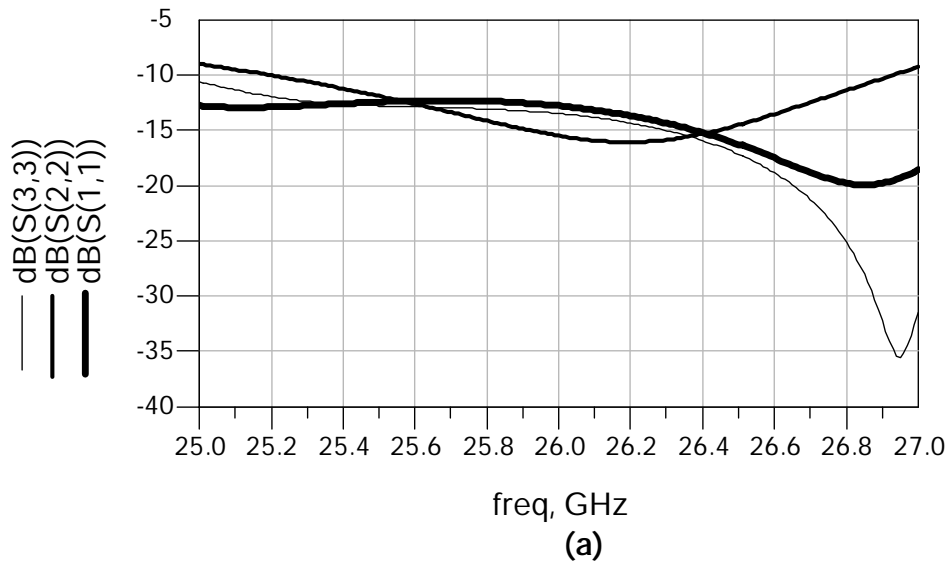


(b)

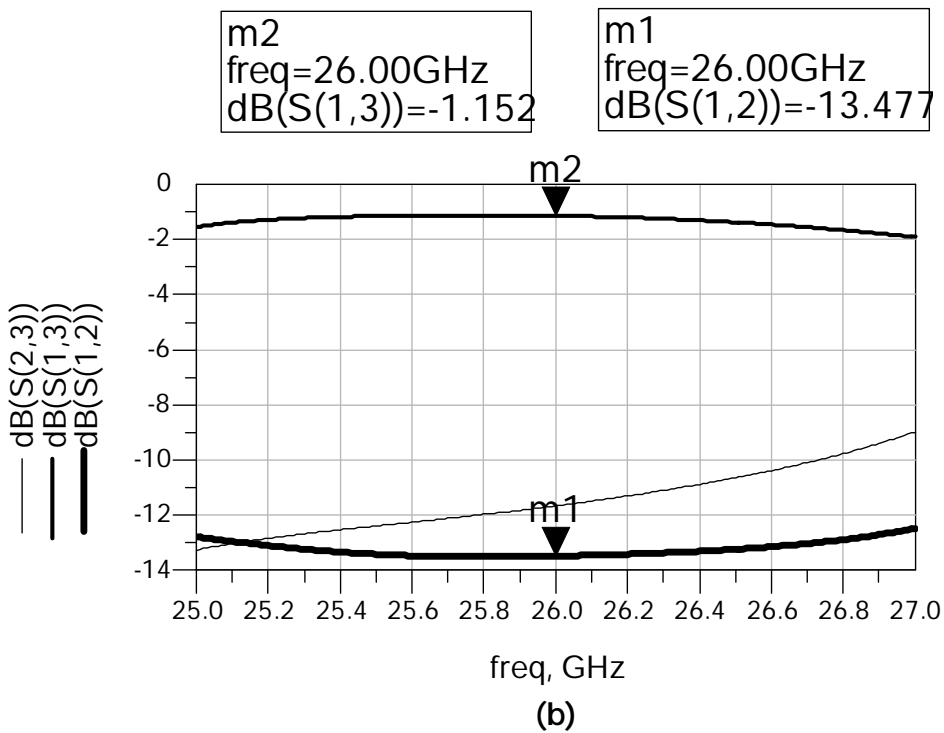
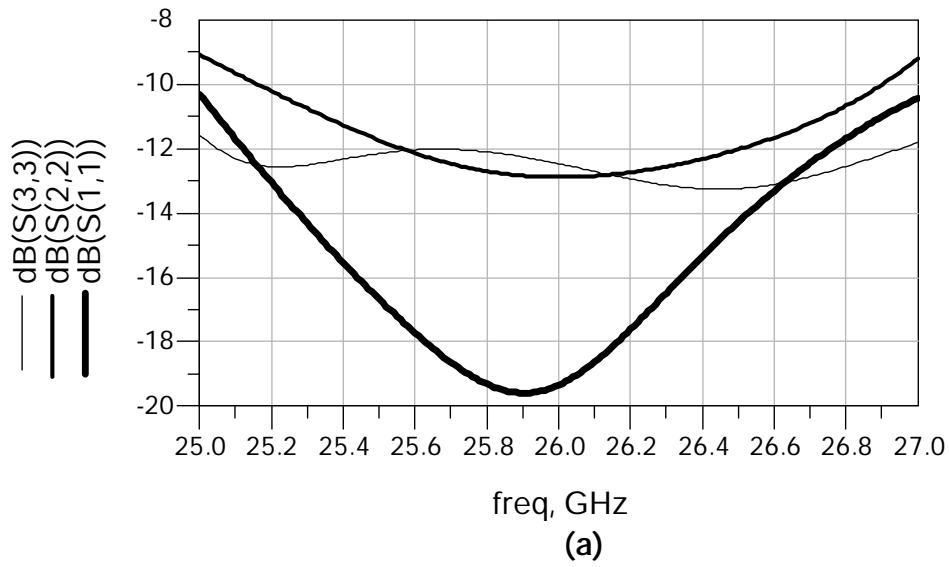
Σχήμα 5.13 (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 9dB.



Σχήμα 5.14: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 10dB.



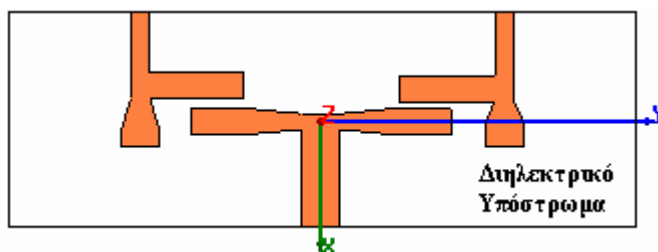
Σχήμα 5.15: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 11dB.



Σχήμα 5.16: (α) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (β) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 12dB.

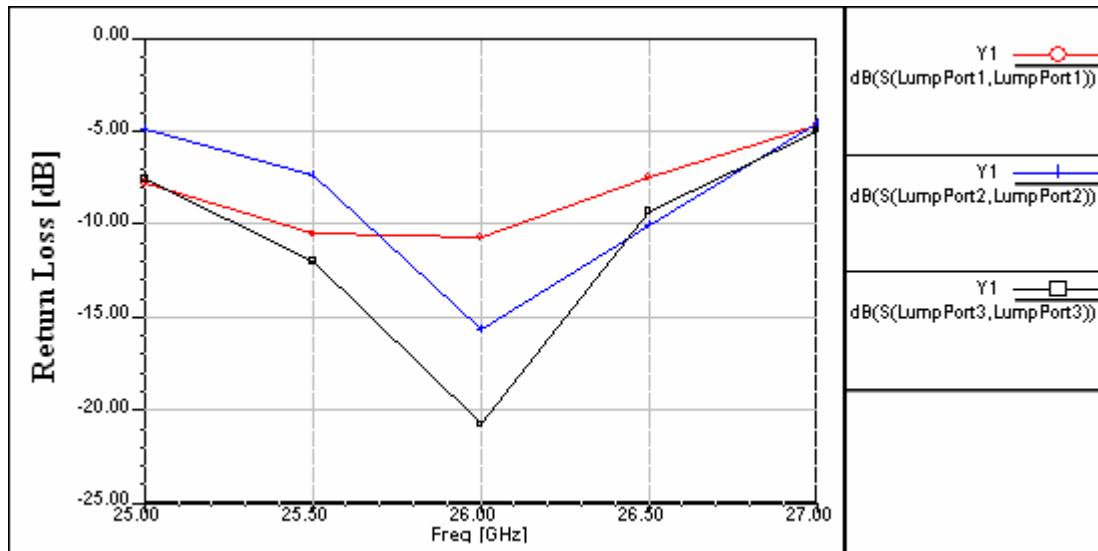
Παρατηρώντας τα πιο πάνω σχήματα προκύπτει ότι τα αποτελέσματα σε γενικές γραμμές είναι ικανοποιητικά. Οι λόγοι διαιρέσης ισχύος που επιτυγχάνονται είναι αρκετά σταθεροί και κοντά στις επιδιωκόμενες τιμές (απόκλιση $\pm 0.2\text{dB}$ σε όλο το εύρος συχνοτήτων), ενώ οι συντελεστές ανάκλασης είναι ικανοποιητικοί (κάτω από -10dB), και μάλιστα σε μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων από το επιθυμητό ($25\text{-}27\text{GHz}$). Εντούτοις, η απομόνωση δεν είναι πολύ μεγάλη (κοντά στα -10 dB), λόγω της μη ύπαρξης αντιστάσεων.

Για να ελεγχθεί η ορθότητα των αποτελεσμάτων εξομοιώθηκαν τα αποτελέσματα με χρήση του προγράμματος HFSS v.9.0 Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε προέκυψε βάσει του ADS σχηματικού(σχήμα 5.17).

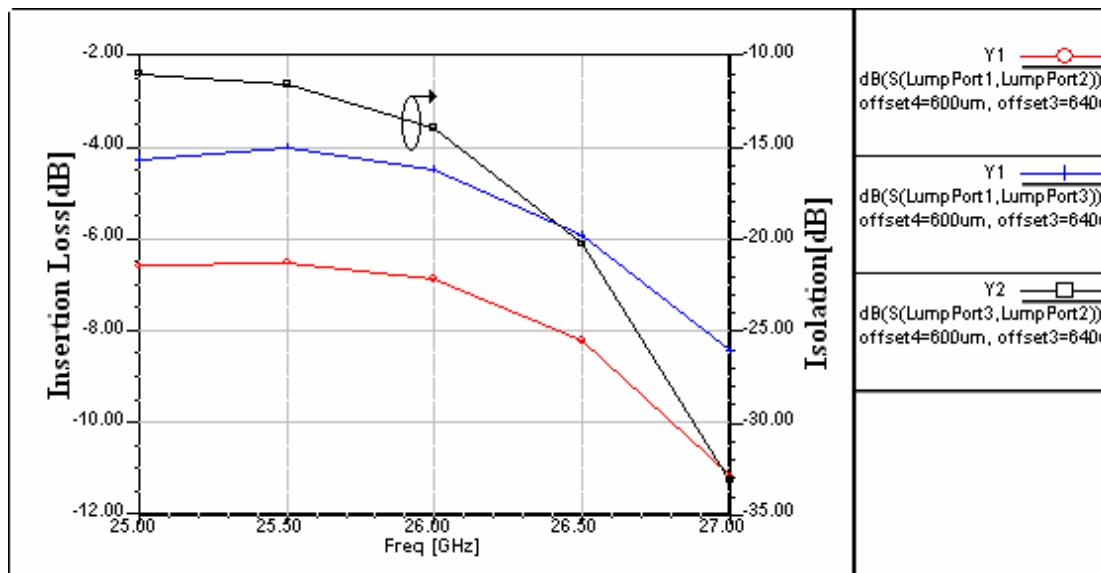


Σχήμα 5.17: Μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε στο HFSS v9.0 για την εξομοίωση του σχηματικού στο σχήμα 5.3

Αρχικά, προσομοιώθηκε η περίπτωση που αντιστοιχεί σε λόγο διαιρέσης ισχύος 3dB . Οι τιμές που χρησιμοποιήθηκαν ήταν αυτές που βρέθηκαν στο ADS (βλέπε πίνακας 5.1). Στο σχήμα 5.18α απεικονίζονται τα αποτελέσματα για τους συντελεστές ανάκλασης στις τρεις εξόδους S_{11} , S_{22} και S_{33} , ενώ στο σχήμα 5.18β τα αποτελέσματα της απομόνωσης (isolation, S_{23}) καθώς και των συντελεστών διάδοσης βάσει των οποίων θα προκύψει ο λόγος διαιρέσης ισχύος.



(α)



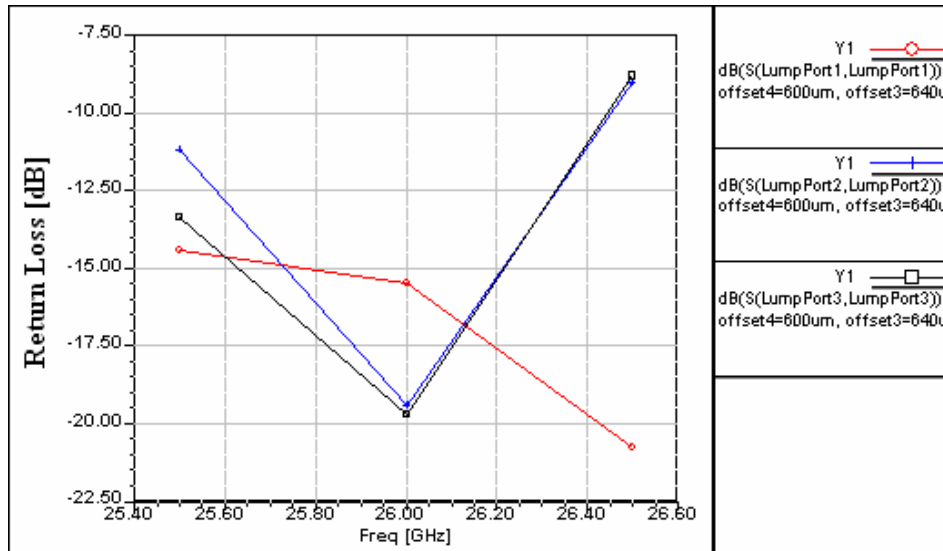
(β)

Σχήμα 5.18: Διαγράμματα που προέκυψαν στην περίπτωση διαιρέσης ισχύος 3dB με βάση τις τιμές που προέκυψαν από το ADS. **(α)** Διαγράμματα συντελεστών ανάκλασης, **(β)** Διαγράμματα συντελεστών μετάδοσης και της απομόνωσης.

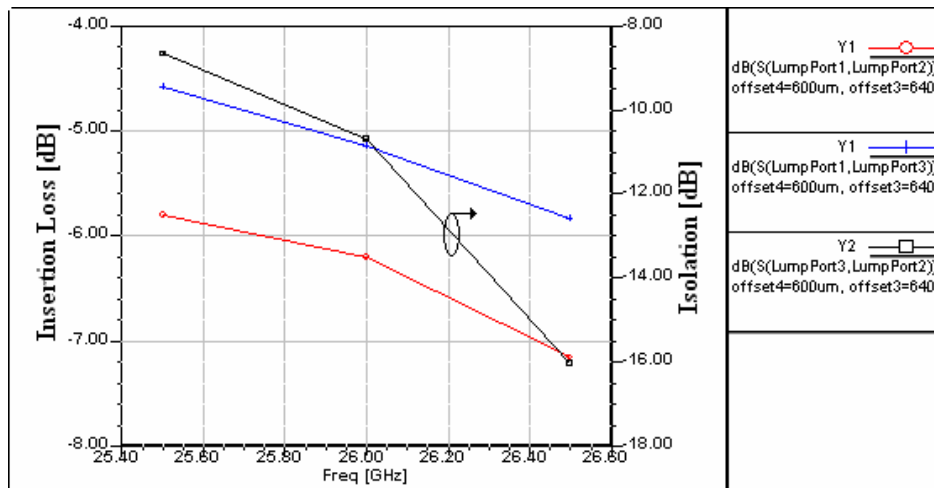
Από τα διαγράμματα φαίνεται ότι οι συντελεστές ανάκλασης δεν είναι ικανοποιητικοί αφού το εύρος συχνοτήτων που είναι κάτω από -10dB είναι αρκετά μικρό. Από την άλλη η απομόνωση είναι αρκετά καλή (μικρότερη από -11dB), ενώ η διαιρέση ισχύος κυμαίνεται από 2.3 ως 2.5 dB δηλαδή είναι αρκετά κοντά στα 3dB που είχαν βρεθεί από το ADS και αρκετά σταθερή.

Για τη βελτίωση του συντελεστή ανάκλασης μεταβλήθηκαν διάφορες παράμετροι, γύρω από τις τιμές που προέκυψαν από το ADS. Συγκεκριμένα

μεταβλήθηκαν οι μεταβλητές offset4, L6, L5, L4, L1, s2, s1, w8, w5, w4, w2, w1. Εντούτοις τα αποτελέσματα δεν ήταν ικανοποιητικά. Στο σχήμα 5.19 φαίνεται η περίπτωση με τα καλύτερα αποτελέσματα που μπόρεσε να επιτευχθεί ενώ στο πίνακα 5.2 οι αρχικές και οι τελικές τιμές των μεταβλητών που άλλαξαν για αυτή την περίπτωση.



(α)



(β)

Σχήμα 5.19: Διαγράμματα που προέκυψαν στην περίπτωση διαιρέσης ισχύος 3dB με βάση τις τιμές που προέκυψαν από το ADS. **(α)** Διαγράμματα συντελεστών ανάκλασης, **(β)** Διαγράμματα συντελεστών μετάδοσης και της απομόνωσης.

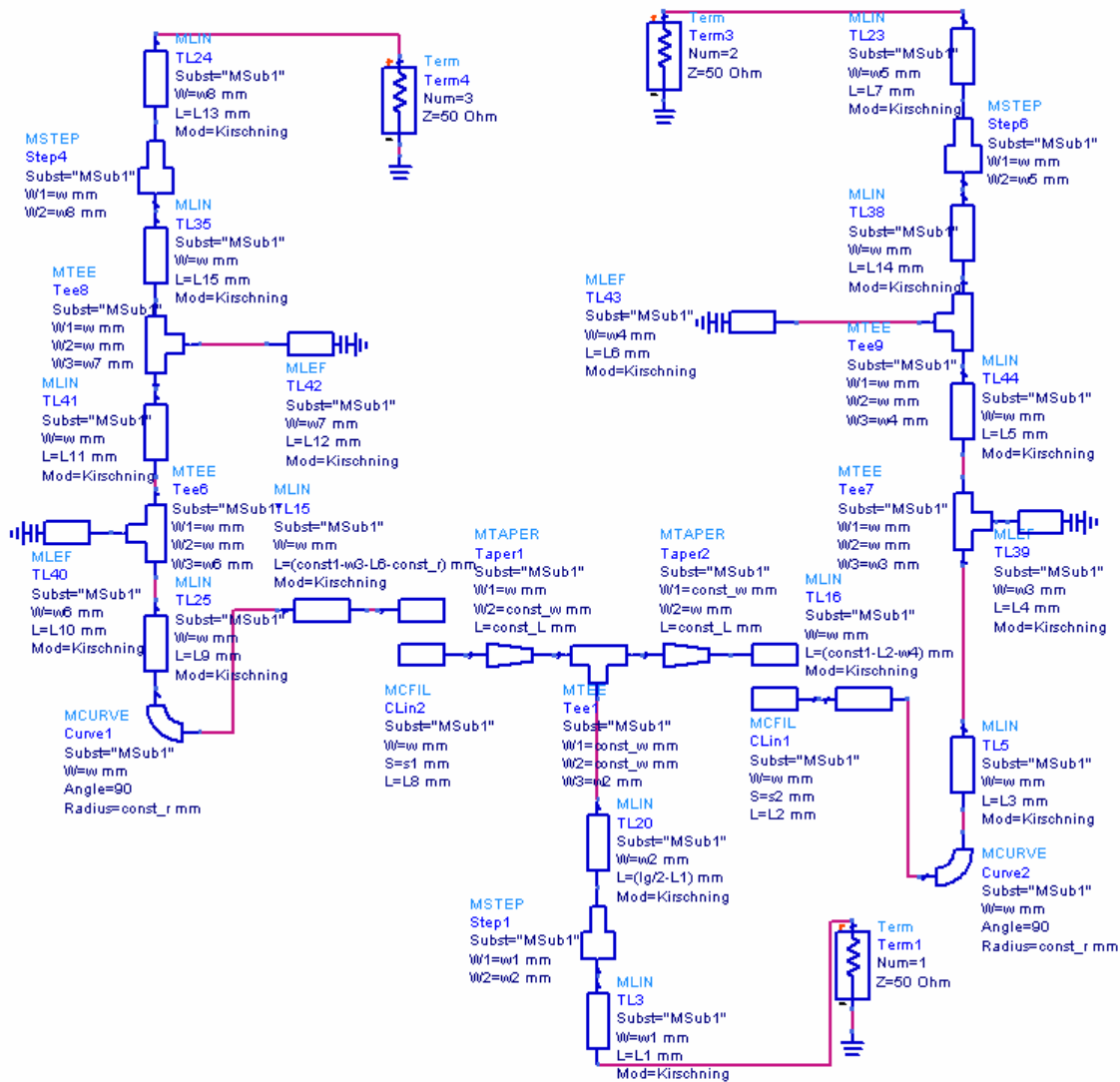
Τιμή	offset4 [mm]	L6 [mm]	L5 [mm]	L4 [mm]	L1 [mm]	s2 [mm]	s1 [mm]	w8 [mm]	w5 [mm]	w4 [mm]	w2 [mm]	w1 [mm]
Αρχική	0.98	1.9	1.67	1.62	3.03	0.31	0.21	1.2	0.88	1.12	0.8	1.2
Τελική	0.6	2.1	1.25	1.45	2.8	0.2	0.16	0.85	1.13	1.32	1	1.6

Πίνακας 5.2: Μεταβολή των μεταβλητών που χρησιμοποιήθηκαν στη βελτιστοποίηση.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα παρόλο που οι συντελεστές ανάκλασης βελτιώθηκαν εντούτοις το πρόβλημα με το μικρό εύρος ζώνης παραμένει. Και σε αυτό το σχήμα το εύρος ζώνης της διάταξης είναι ακριβώς όσο και το εύρος ζώνης λειτουργίας πράγμα που σημαίνει ότι με τη παραμικρή απόκλιση των μετρήσεων από τις εξομοιώσεις οι συντελεστές ανάκλασης δεν θα είναι ικανοποιητικοί. Επίσης αναφορικά με το λόγο διαίρεσης ισχύος είναι εμφανές ότι από 2.3 με 2.5 dB είναι περίπου ίσος με 1.3dB. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι στην προσπάθεια επίτευξης καλής προσαρμογής έγινε αλλαγή των τιμών των μεταβλητών που σχετίζονται με τη σύζευξη των γραμμών (w_2 , s_2 , s_1 , L_5 , L_4) με αποτέλεσμα να μεταβληθεί και η διαίρεση ισχύος.

Εκτός από την περίπτωση του διαιρέτη ισχύος 3dB εξετάστηκαν και άλλες περιπτώσεις διαίρεσης ισχύος αλλά επειδή τα αποτελέσματα και σε αυτές τις περιπτώσεις δεν ήταν ικανοποιητικά η χρήση αυτού του σχήματος για διαιρέτη ισχύος εγκαταλείφθηκε.

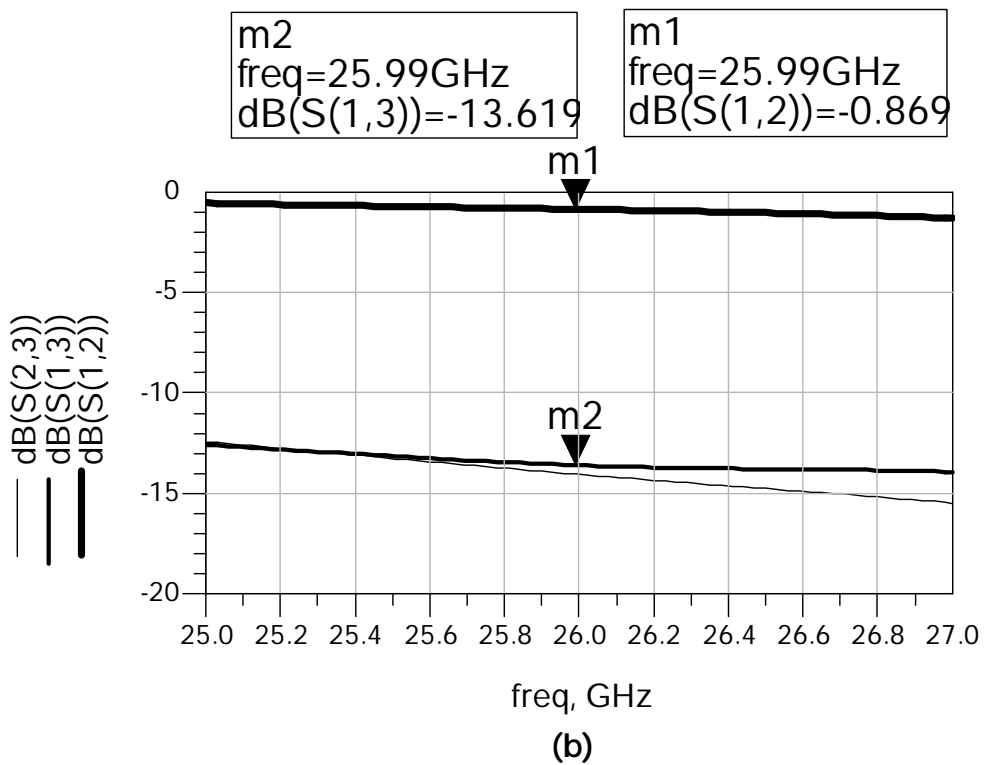
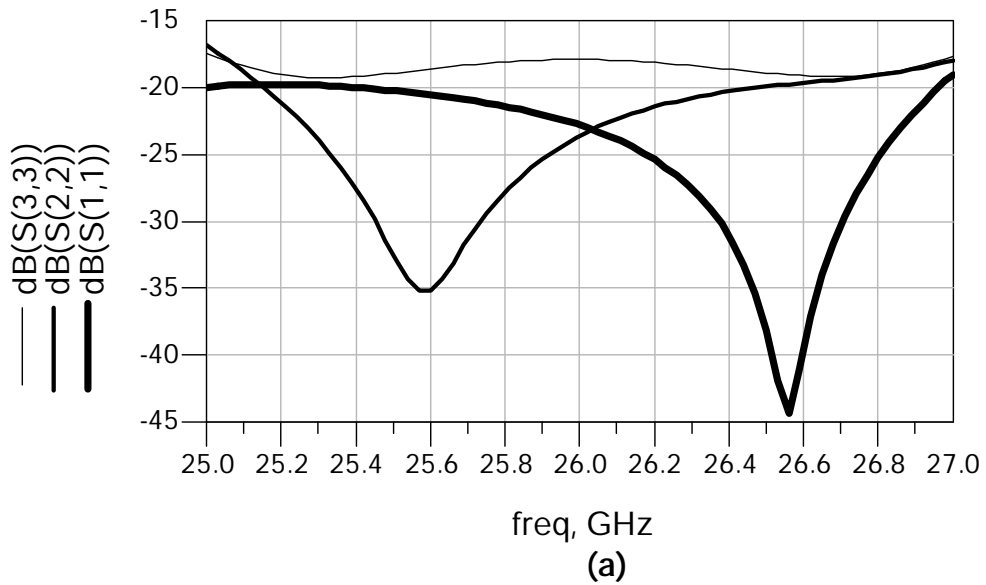
Εφόσον το σχήμα αυτό δεν απέδωσε αποτέλεσμα εξετάστηκε μια άλλη διάταξη. Οι διάταξη αυτή φαίνεται στο σχήμα 5.20.



Σχήμα 5.20: Σχηματικό που χρησιμοποιήθηκε στο ADS για την επίτευξη λόγου διαίρεσης ισχύος 12.5 dB.

Στο πιο πάνω σχήμα φαίνεται ότι σε κάθε θύρα εξόδου χρησιμοποιήθηκαν δύο ανοικτοκυκλωμένα στελέχη για την επίτευξη προσαρμογής, ενώ η ιδέα της επίτευξης του επιθυμητού λόγου διαίρεσης ισχύος παρέμεινε η ίδια, δηλαδή με χρήση συζευγμένων γραμμών.

Τα αποτελέσματα που προέκυψαν απεικονίζονται στο σχήμα 5.21, ενώ στο πίνακα 5.3 παρουσιάζονται οι τιμές των μεταβλητών που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτή την προσπάθεια.



Σχήμα 5.21: (a) Διαγράμματα των συντελεστών ανάκλασης S_{11} , S_{22} και S_{33} , καθώς και (b) της απομόνωσης S_{32} και των συντελεστών μετάδοσης S_{13} και S_{12} στην περίπτωση που η επιθυμητή διαίρεση ισχύος είναι 12.5dB με χρήση της διάταξης του σχήματος 5.20.

Μεταβλητή	Τιμή [mm]
const_L	0.91
L14	0.34
L15	1.89
L12	0.84
L11	0.02
L10	0.76
L9	1.29
L8	0.92
L7	0.47
L6	2.22
L5	2.69
L4	1.50
L3	2.32
L2	1.61
L1	1.76
s2	0.10
s1	0.10
const_w	0.20
w8	1.04
w7	0.83
w6	0.96
w5	0.47
w4	0.18
w3	0.11
w2	0.10
w1	0.27
w	0.93

Πίνακας 5.3: Τιμές των μεταβλητών που χρησιμοποιήθηκαν στο κύκλωμα του σχήματος 5.20 για την επίτευξη διαίρεσης ισχύος 12.5dB.

Παρατηρώντας το πίνακα και συγκρίνοντας με το σχήμα 5.20 φαίνεται ότι οι μεταβλητές L13 και const1 απουσιάζουν από το πίνακα. Αυτό οφείλεται στους περιορισμούς που τέθηκαν στο κύκλωμα.

Ο ένας περιορισμός έχει να κάνει με το πλάτος του διαιρέτη ισχύος αφού απαιτείται να τροφοδοτεί δύο διαδοχικά στοιχεία στη στοιχειοκεραία που απέχουν απόσταση $\lambda_{air}/2=5.77\text{mm}$. Για το σκοπό αυτό, το πλάτος του διαιρέτη ισχύος τέθηκε σε

σταθερή τιμή ίση με 2const1 , όπου const1 είναι το πλάτος του διαιρέτη μεταξύ της θύρας 1 και κάποιας από τις θύρες εξόδου. Η τιμή που δόθηκε στη const1 είναι 3.825mm και όχι μικρότερη γιατί θα ήταν δύσκολο να τοποθετηθούν όλα τα στελέχη του διαιρέτη ισχύος σε μικρότερο διάστημα και να δίνουν την επιθυμητή διαίρεση ισχύος. Έτσι το πλάτος του διαιρέτη ισχύος είναι ίσο με $2 \times \text{const1} = 2 \times 3.825 = 7.65\text{mm}$ και για να μπορεί να τροφοδοτήσει δύο διαδοχικά στοιχεία οι γραμμές μεταφοράς στις θύρες εξόδου πρέπει να συγκλίνουν προς τα μέσα.

Ο δεύτερος περιορισμός είναι να είναι συννευθιακές οι δύο θύρες εξόδου. Για το σκοπό αυτό στην μια θύρα όλες οι μεταβλητές μεταβάλλονται ελεύθερα, ενώ στην άλλη έχει τεθεί περιορισμός στη μεταβλητή $L13$ ώστε να ικανοποιείται η πιο πάνω απαίτηση. Η τιμή λοιπόν που προκύπτει για τη μεταβλητή αυτή είναι:

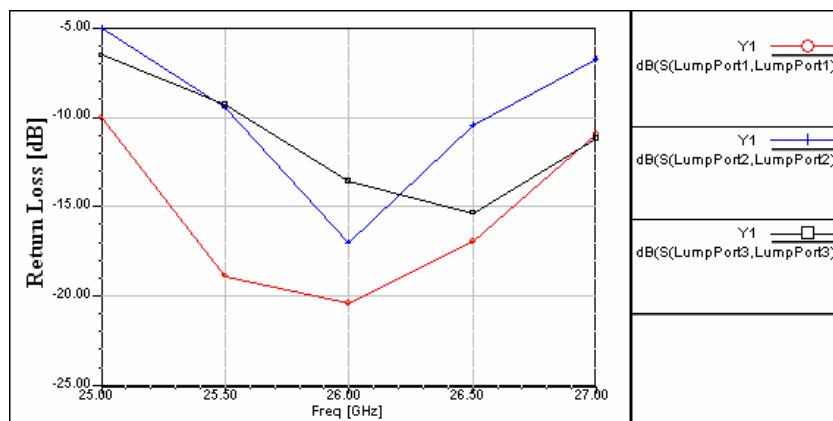
$$L13 = L3 + L5 + L7 + L14 - L15 + s2 + s1 + w4 + w3 + 2 * w - L9 - L11 - w6 - w7$$

Σχέση 5.14

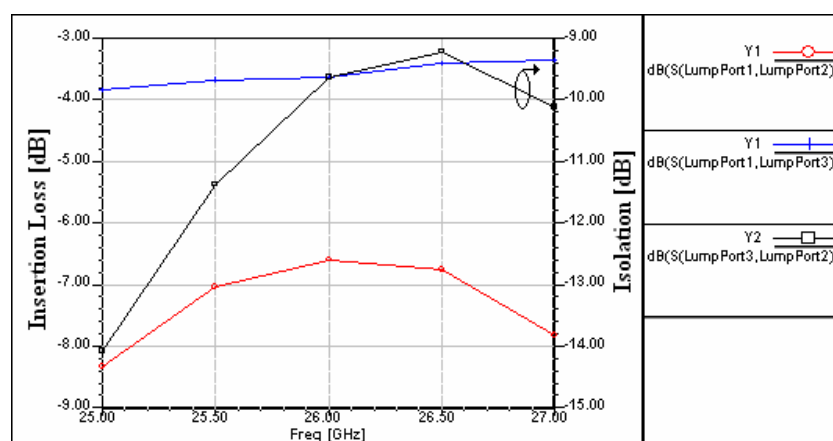
Όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα επιτυγχάνεται η επιθυμητή διαίρεση καθώς και πολύ καλές τιμές των συντελεστών ανάκλασης. Η απομόνωση είναι επίσης πολύ καλή με τιμές πάνω από 13dB . Αφού λοιπόν έγινε η κυκλωματική εξομοίωση ακολούθησε η ηλεκτρομαγνητική.

Στο σχήμα 5.22 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν σε αυτή τη περίπτωση. Συγκρίνοντας με τα αποτελέσματα του σχήματος 5.21 είναι εμφανές ότι η διαίρεση ισχύος σε αυτή τη περίπτωση είναι εντελώς διαφορετική αφού κυμαίνεται μεταξύ -3 και -3.5 dB σε αντίθεση με τα -12.5dB που είχαμε προηγουμένως. Βέβαια, παρόλο που δεν υπάρχει συμφωνία αποτελεσμάτων, εντούτοις τα αποτελέσματα έχουν δώσει ένα πολύ καλό διαιρέτη με λόγο -3 με -3.5 dB . Αυτό επιβεβαιώνεται τόσο από τους συντελεστές ανάκλασης που είναι πολύ καλοί όσο και από την απομόνωση που είναι περίπου -10 dB .

Η τεράστια απόκλιση των αποτελεσμάτων της κυκλωματικής και της ηλεκτρομαγνητικής ανάλυσης ίσως ωθήσει κάποιο να σκεφτεί ότι θα ήταν καλύτερα να γίνεται μόνο ηλεκτρομαγνητική ανάλυση αφού είναι ακριβής. Αυτό όμως δεν είναι εφικτό αφού από τη μια η διαδικασία αυτή είναι πολύ χρονοβόρα, ενώ από την άλλη ο μεγάλος αριθμός των μεταβλητών επιδεινώνει το πρόβλημα. Συμπερασματικά, η εξέταση τρίθυρων διαιρετών ισχύος σε χιλιοστομετρικές συχνότητες είναι πολύ δύσκολη, χρονοβόρα και χωρίς δυνατότητα υπολογισμού της επιθυμητής διαίρεσης ισχύος με κάποιο τρόπο πέρα από τη δοκιμή και το σφάλμα.



(α)



(β)

Σχήμα 5.22: Διαγράμματα που προέκυψαν στην περίπτωση διαιρέσης ισχύος 12.5dB με βάση τις τιμές που προέκυψαν από το ADS.(α) Διαγράμματα συντελεστών ανάκλασης, (β) Διαγράμματα συντελεστών μετάδοσης και της απομόνωσης.

5.4 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο μελετήθηκε η σχεδίαση διαιρετών ισχύος. Αρχικά έγινε μια εισαγωγή στις βασικές προδιαγραφές που πρέπει να τηρούν οι διαιρέτες ισχύος και εξηγήθηκε πως μπορεί να βρεθεί ο λόγος διαιρέσης ισχύος. Επίσης εξηγήθηκε γιατί δεν μπορεί να υπάρξει διαιρέτης ισχύος χωρίς απώλειες που να πληρεί όλες τις προδιαγραφές και ότι μόνο με τη χρήση στοιχείων απωλειών μπορεί να γίνει αυτό.

Στη συνέχεια αναλύθηκε η περίπτωση τρίθυρων διαιρετών ισχύος με ωμικές αντιστάσεις. Παρουσιάστηκαν γενικές εξισώσεις για αυθαίρετο λόγο διαιρέσης ισχύος και αυθαίρετες τερματικές αντιστάσεις και εξηγήθηκαν οι περιορισμοί που υπάρχουν. Επίσης αναλύθηκαν οι λόγοι για τους οποίους δεν χρησιμοποιήθηκε αυτή η μέθοδος στην σχεδίαση διαιρετών ισχύος.

Τέλος, στη τρίτη ενότητα παρουσιάστηκε η περίπτωση διαιρετών ισχύος με χρήση συζευγμένων γραμμών μεταφοράς. Συγκεκριμένα μελετήθηκαν δύο διαφορετικά σχηματικά τόσο κυκλωματικά όσο και ηλεκτρομαγνητικά και βρέθηκε ότι υπάρχει δυνατότητα επίτευξης διαίρεσης ισχύος. Το αρνητικό όμως είναι ότι τα αποτελέσματα της κυκλωματικής και της ηλεκτρομαγνητικής ανάλυσης είναι πολύ διαφορετικά με αποτέλεσμα να μην είναι δυνατή η επίτευξη της επιθυμητής διαίρεσης ισχύος. Επιπρόσθετα, η διεξαγωγή μόνο ηλεκτρομαγνητικών αναλύσεων μειονεκτεί στο γεγονός ότι είναι εξαιρετικά χρονοβόρα, ενώ ο μεγάλος αριθμός των μεταβλητών επιδεινώνει σε ακόμα μεγαλύτερο βαθμό το πρόβλημα.

Κεφάλαιο 6: Συμπεράσματα

Σε αυτή τη διπλωματική εργασία μελετήθηκαν διατάξεις επίτευξης στροφής φάσης και διαιρέσης ισχύος για το κύκλωμα τροφοδοσίας στοιχειοκεραίας που λειτουργεί στα 26 GHz.

Το πρώτο σημαντικό συμπέρασμα που εξάχθηκε είναι ότι πρέπει να γίνεται κάθε δυνατή προσπάθεια ώστε οι ρευματικοί συντελεστές των στοιχείων της στοιχειοκεραίας να έχουν σταθερό πλάτος. Αυτό πηγάζει από το γεγονός ότι από τη μια η σχεδίαση διαιρετών ισχύος που να επιτυγχάνουν μεταβλητό λόγο ισχύος δεν έχει αναπτυχθεί σε τεχνολογία μικροταινία και από την άλλη η επίτευξη μεγάλων λόγων διαιρέσης ισχύος είναι πολύ δύσκολη ειδικά στις χιλιοστομετρικές συχνότητες. Η δυσκολία αυτή φάνηκε κατά τη μελέτη των διαιρετών ισχύος τόσο με ωμικές αντιστάσεις όσο και με συζευγμένες γραμμές μεταφοράς.

Αναφορικά με τη στροφή φάσης, τόσο οι διατάξεις με οπές στη μικροταινία και στο διηλεκτρικό υπόστρωμα, δηλαδή οι διατάξεις PBG, όσο και οι διατάξεις με επίστρωμα πάνω από τη μικροταινία οδήγησαν σε ικανοποιητική στροφή φάσης. Συγκεκριμένα στις διατάξεις PBG οι οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα μειώνουν την ενεργό διηλεκτρική σταθερά μειώνοντας κατ' αυτό τον τρόπο την ηλεκτρική καθυστέρηση του κύματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η φάση της μικροταινίας να είναι μεγαλύτερη με αποτέλεσμα η στροφή φάσης να είναι θετική. Επίσης η εισαγωγή οπών κάτω από τη μικροταινία αυξάνει ακόμα περισσότερο τη στροφή φάσης με αποτέλεσμα να παράγεται ικανοποιητική στροφή φάσης η οποία μάλιστα αυξάνεται γραμμικά σε σχέση με τον αριθμό των οπών. Αντίθετα η χρήση οπών στο επίπεδο της μικροταινίας δεν παράγει αρκετή στροφή φάσης. Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό που διαχωρίζει τις διατάξεις PBG με οπές στο επίπεδο της γης από αυτές με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα είναι ότι οι πρώτες αυξάνουν τη διηλεκτρική σταθερά του υλικού με αποτέλεσμα η στροφή φάσης που παράγεται να είναι αρνητική.

Εκτός από τις διατάξεις PBG μελετήθηκαν και διατάξεις με επίστρωμα πάνω από τη μικροταινία με στόχο την επίτευξη μεταβλητής στροφής φάσης με αυξομείωση του ύψους μεταξύ του επιστρώματος και της μικροταινιακής γραμμής. Προς αυτή τη κατεύθυνση μελετήθηκαν διατάξεις με επιστρώματα δύο διαφορετικών τύπων υλικών: διηλεκτρικά και αγώγιμα. Η ανάλυση των διατάξεων με διηλεκτρικά επιστρώματα πάνω από τη μικροταινία έδειξε ότι αυξάνεται η διηλεκτρική σταθερά με αποτέλεσμα να αυξάνεται η ηλεκτρική καθυστέρηση και να παράγεται αρνητική στροφή φάσης. Επίσης αύξησης της διηλεκτρικής σταθεράς του επιστρώματος οδηγεί σε αύξηση της

στροφής φάσης. Επίσης αποδείχθηκε ότι υπάρχει εκθετική σχέση μεταξύ της στροφής φάσης και του ύψους του επιστρώματος πάνω από τη μικροταινία. Επιπρόσθετα, παρουσιάστηκε η επίδραση του μήκους της διάταξης στη στροφή φάσης και φάνηκε ότι υπάρχει γραμμική σχέση μεταξύ τους.

Αντίθετα, δείχθηκε ότι η χρήση αγώγιμου (χάλκινου) επιστρώματος πάνω από τη μικροταινία οδηγεί σε μείωση της διηλεκτρικής σταθεράς με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται θετική στροφή φάσης σε αντίθεση με τις διατάξεις με διηλεκτρικά υλικά οι οποίες επιτυγχάνουν αρνητική στροφή. Μάλιστα η διάταξη αυτή παρουσιάζει όχι μόνο μεγαλύτερη αλλά και πιο γραμμική στροφή φάσης σε συνάρτηση με το ύψος. Το μειονέκτημα αυτής της διάταξης είναι ότι παρουσιάζει μεγαλύτερες απώλειες και χειρότερο συντελεστή ανάκλασης.

Ένα τελευταίο συμπέρασμα που εξάχθηκε από αυτές τις διατάξεις ολίσθησης φάσης είναι ότι σε ένα κύκλωμα τροφοδοσίας αν χρησιμοποιηθούν τόσο διατάξεις που δημιουργούν αρνητική στροφή φάσης όσο και διατάξεις που δημιουργούν θετική στροφή φάσης τότε η στροφή φάσης που μπορεί να επιτευχθεί μεταξύ δύο διαδοχικών στοιχείων θα είναι το άθροισμα των δύο.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ Ι & ΙΙ

– ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι –

Στο Παράρτημα Ι παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν για τη στροφή φάσης στα 26GHz για τη διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα καθώς και τη διάταξη με οπές τόσο στο διηλεκτρικό υπόστρωμα όσο και στη μικροταινία. Και στις δύο περιπτώσεις όλες οι οπές διαπερνούν το επίπεδο της γης. Για κάθε διάταξη με συγκεκριμένες διαστάσεις παρουσιάζονται η μέγιστη (MAX) και η ελάχιστη (MIN) τιμή της στροφής φάσης που προέκυψε.

Διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα που διαπερνούν το επίπεδο της γης

Σταθερές διαστάσεις: Substrate Length= 17 mm
Trace Width= 0.645 mm
Offset=0.1 mm

1 Substrate Holes

Type	radius (mm)		Ma	Phase Shift (deg)
MIN – MAX	0.2	In the middle	-14	1.5

2 Substrate Holes

Type	radius (mm)		Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	1.3	-18	3.5
MAX	0.5	1.3	-20.5	7.2

3 Substrate Holes

Type	radius (mm)	dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	1.6	-15	5.5
MAX	0.4	1.6	-13.5	9.3

4 Substrate Holes

Type	radius (mm)	dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	1.6	-15.5	7.8
MAX	0.7	1.6	-14.5	13.5

5 Substrate Holes

Type	(mm)		Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.55	1.7	-35	16.5
MAX	0.7	1.6	-30	18

Διάταξη με οπές στο διηλεκτρικό υπόστρωμα και τη μικροταινία που διαπερνούν το επίπεδο της νης

4 Substrate Holes 4 Trace Holes

Type	radius (mm)	(mm)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.25	0.55	1.7	-18	23.3
MAX	0.2	0.75	2.85	-17	30

5 Substrate Holes 5 Trace Holes

Type	radius (mm)	radius2 (mm)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.5	1.5	-23.5	32.9
MAX	0.25	0.55	1.3	-12.3	39.8

6 Substrate Holes 6 Trace Holes

Type	radius (mm)	radius2 (mm)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.2	1.45	-40	31.3
MAX	0.25	0.5	1.45	-15	46.1

7 Substrate Holes 7 Trace Holes

Type	radius (mm)	s2)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.7	1.7	-19	42
MAX	0.25	0.55	1.3	-17	56.4

8 Substrate Holes 8 Trace Holes

Type	radius (mm)	(mm))	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.2	1.4	-19	40.7
MAX	0.25	0.6	1.4	-14.5	59.4

9 Substrate Holes 9 Trace Holes

Type	radius (mm)	radius2	Dist_centers (mm)	Max S11	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.55	1.3	-43	62.6
MAX	0.25	0.55	1.3	-30	70.3

10 Substrate Holes 10 Trace Holes

Type	radius (mm))	rs (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.5	1.2	-23	70.3
MAX	0.25	0.5	1.2	-24.5	82.3

11 Substrate Holes 11 Trace Holes

Type	radius (mm)	radius2	Dist_centers (mm)	Max S11	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.2	1.2	-20	59.4
MAX	0.2	0.5	1.2	-14	79.7

Παράρτημα Ι

12 Substrate Holes 12 Trace Holes

Type	radius (mm)	(mm)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.25	0.45	1.3	-15	91.6
MAX	0.25	0.55	1.3	-15	92.2

13 Substrate Holes 13 Trace Holes

Type	radius (mm)	ius2 m)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.2	0.75	-19.5	76.8
MAX	0.2	0.3	0.75	-16	91.7

14 Substrate Holes 14 Trace Holes

Type	radius (mm)	radius2 (mm)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.3	0.85	-30	91.2
MAX	0.2	0.3	0.7	-18	95

15 Substrate Holes 15 Trace Holes

Type	radius (mm)	(mm)		Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN-MAX	0.2	0.3	0.8	-26	99.5

16 Substrate Holes 16 Trace Holes

Type	radius (m)	radius2 (mm)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MAX	0.2	0.3	0.75	-28	107.9

17 Substrate Holes 17 Trace Holes

Type	radius (mm)	radius2 (mm)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MAX	0.2	0.3	0.85	-18	111.3

18 Substrate Holes 18 Trace Holes

Type	radius (mm)	2 (mm)	Dist_centers (mm)	Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.3	0.8	-16	116.3
MAX	0.25	0.35	0.9	-23	151

19 Substrate Holes 19 Trace Holes

Type	radius (mm)			Max S11 (dB)	Phase Shift (deg)
MIN	0.2	0.2	0.85	-32	107.5
MAX	0.2	0.3	0.85	-42	127.3

– ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ II –

Στο παράρτημα αυτό παρουσιάζεται το πρόγραμμα στη γλώσσα προγραμματισμού Matlab που χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή της αντίστασης εισόδου καθώς και της ισχύος και τάσης τροφοδοσίας των στοιχείων της στοιχειοκεραίας.

Εκτός από το κυρίως πρόγραμμα που είναι το Calculations παρουσιάζονται και οι συναρτήσεις που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτό.

Κυρίως Πρόγραμμα

```
function [Pin1_dB,Pin2_dB,Pin3_dB,Zin1,Zin2,Zin3] = Calculations ();
%Calculation of the currents on each element for the three regions
%Attention:Fmax is in rad
Fmax=[70*pi/180,90*pi/180,110*pi/180];

%Calculation of the current for the first region: Angle=60-72 deg.
Im(1,:)= [0.204 0.238 0.154 0.242 0.712 1 0.918 0.48];
Fm(1,:)= [201 172 145 20.8 6.83 10.3 13.5 17];

%Calculation of the current for the first region: Angle=75-105 deg.
Im(2,:)= [0.082 0.415 0.834 1 0.765 0.281 0.066 0.251];
Fm(2,:)= [96.3 97 95.7 95.7 95.7 95.7 -91.6 -83.3];

%Calculation of the current for the first region: Angle=107-120 deg.
Im(3,:)= [0.458 0.87 1 0.706 0.25 0.151 0.233 0.181];
Fm(3,:)= [10.3 5.2 1.8 0 8.8 132 163 193];

Ireg1=I_Calculation(Im(1,:),Fm(1,:),Fmax(1));
Ireg2=I_Calculation(Im(2,:),Fm(2,:),Fmax(2));
Ireg3=I_Calculation(Im(3,:),Fm(3,:),Fmax(3));

fid = fopen('Results_I.txt','w');
fprintf(fid,' Matrix I for the the first region: Angle=60-72 deg. with Fmax=70deg.\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(Ireg1,'Results_I.txt');
Ireg1=(Ireg1).';

fid = fopen('Results_I.txt','a');
fprintf(fid,' Matrix I for the the second region: Angle=74-106 deg. with Fmax=90deg.\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(Ireg2,'Results_I.txt');
Ireg2=(Ireg2).';

fid = fopen('Results_I.txt','a');
fprintf(fid,' Matrix I for the the third region: Angle=108-120deg. with Fmax=110deg.\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(Ireg3,'Results_I.txt');
Ireg3=(Ireg3).';

%File S11values.txt contains a table in the format:
%Frequency Maq Phase(degrees)
%Z Calculation
fid = fopen('S11values.txt');
```

```

S11exp = fscanf(fid,'%g %g %g',[3,Inf] ) ;
fclose(fid);
%conversion of the S11 exp. values in complex values
S11=S11exp(2,:).*exp(1i*(pi/180)*S11exp(3,:));

fid = fopen('S12values.txt');
S12exp = fscanf(fid,'%g %g %g',[3,Inf] ) ;
fclose(fid);
S12=S12exp(2,:).*exp(1i*(pi/180)*S12exp(3,:));

fid = fopen('S13values.txt');
S13exp = fscanf(fid,'%g %g %g',[3,Inf] ) ;
fclose(fid);
S13=S13exp(2,:).*exp(1i*(pi/180)*S13exp(3,:));

%Calculation of Z and V1,V2,V3 and Zin1, Zin2, Zin3 for the three regions respectively
freq=[25.5 25.6 25.7 25.8 25.9 26.0 26.1 26.2 26.3 26.4 26.5];
for n=1:11
    % 11 = number of sampled frequencies
    x1=S11(n);
    x2=S12(n);
    x3=S13(n);

    S=[x1 x2 x3 0 0 0 0 0 ;
        x2 x1 x2 x3 0 0 0 0 ;
        x3 x2 x1 x2 x3 0 0 0 ;
        0 x3 x2 x1 x2 x3 0 0 ;
        0 0 x3 x2 x1 x2 x3 0 ;
        0 0 0 x3 x2 x1 x2 x3;
        0 0 0 0 x3 x2 x1 x2;
        0 0 0 0 0 x3 x2 x1];

    Zosqrt =sqrt(50)*eye(8);

    Z_temp=Zosqrt*(eye(8)+S)*inv(eye(8)-S)*Zosqrt;
    Z(n)=struct('Values',Z_temp,'Frequency',freq(n));

    fid = fopen('Results_Z.txt','a');
    fprintf(fid,' Matrix Z for the the frequency:%4f\n',Z(n).Frequency);
    fclose(fid);
    printComplexMatrixToFile(Z(n).Values,'Results_Z.txt');

    %Vi contains the values for the 8 elements in the region i for all frequencies(8*11)
    V1(:,n)=Z(n).Values*Ireg1;
    V2(:,n)=Z(n).Values*Ireg2;
    V3(:,n)=Z(n).Values*Ireg3;

    %%Zini(j,k) represents the complex Zin value of the element j at frequency
    %(25.4+0.1*k)GHz in the i-th region(8*11)
    Zin1(:,n)=V1(:,n)./Ireg1;
    Zin2(:,n)=V2(:,n)./Ireg2;
    Zin3(:,n)=V3(:,n)./Ireg3;

V(n)=struct('Region1_values',V1(:,n),'Region2_values',V2(:,n),'Region3_values',V3(:,n),'Frequency
',freq(n));
end
%Zini(j,k) represents the complex Zin value of the element j at frequency
%(25.4+0.1*k)GHz in the i-th region

```

Παράρτημα II

```

S11_Calc_Save(50,Zin1,1,freq);
S11_Calc_Save(50,Zin2,2,freq);
S11_Calc_Save(50,Zin3,3,freq);

Pin1=Power_Calculation(Zin1,V1);
Pin2=Power_Calculation(Zin2,V2);
Pin3=Power_Calculation(Zin3,V3);

Pin1_dB=10*log10(Pin1);
Pin2_dB=10*log10(Pin2);
Pin3_dB=10*log10(Pin3);

for m=1:8
    V1_norm(m,:) = Vector_Normalization(abs(V1(m,:)));
    V2_norm(m,:) = Vector_Normalization(abs(V2(m,:)));
    V3_norm(m,:) = Vector_Normalization(abs(V3(m,:)));
end

for m=1:11
    [V1_norm_phase(:,m), maximum_phase_shiftV1(m)]=Vector_Phase_Normalization((V1(:,m)));
    [V2_norm_phase(:,m),
maximum_phase_shiftV2(m)]=Vector_Phase_Normalization((V2(:,m)).');
    [V3_norm_phase(:,m),
maximum_phase_shiftV3(m)]=Vector_Phase_Normalization((V3(:,m)).');
end

V1_norm_phase=V1_norm_phase.';
V2_norm_phase=V2_norm_phase.';
V3_norm_phase=V3_norm_phase.';

%Vi_norm_phase(j,k) is a matrix 11:8 containing the normalized to the
%minimum phase values [0,360] for region i for frequency 25.5+(j-1)*0.1 for
%element k
%maximum_phase_shiftVi(m) is a 1*11 vector contain the maximum phase shift
%required between the 8 elements for the frequency 25.5+(m-1)*0.1 in region i

%Plots for Vin
%=====

for m=1:8
    %For each element we create in the same plot a graph showing the
    %amplitude of the Vin and the other the phase of the Vin versus
    %frequency
    f_number=fix((m-1)/2)+1;
    figure(f_number);
    subplot(2,2,rem(m-1,2)*2+1);
    f = 25.5:0.1:26.5;
    %plot(f,V1_norm(m,:),f,V2_norm(m,:),f,V3_norm(m,:));
    plot(f,V1_norm(m,:), 'Color','k','LineStyle','-', 'LineWidth',1.5);
    hold on;
    plot(f,V2_norm(m,:), 'Color','k','LineStyle','--', 'LineWidth',1.5);
    plot(f,V3_norm(m,:), 'Color','k','LineStyle',':', 'LineWidth',1.5);
    hold off;
    xlabel('Frequency [GHz]');
    ylabel('Normalized Amplitude');
    legend('1st Region','2nd Region','3rd Region',1);
    legend('boxoff');
    switch m
        case 1
            title('Vin Amplitude of the 1st array element ');

```

Παράρτημα II

```

case 2
    title('Vin Amplitude of the 2nd array element ');
case 3
    title('Vin Amplitude of the 3rd array element ');
otherwise
    title(['Vin Amplitude of the ',int2str(m),'th array element ']);
end;

subplot(2,2,rem(m-1,2)*2+2);
plot(f,phase(V1(m,:))*180/pi,f,phase(V2(m,:))*180/pi,f,phase(V3(m,:))*180/pi);

plot(f,phase(V1(m,:))*180/pi,'Color','k','LineStyle','-','LineWidth',1.5);
hold on;
plot(f,phase(V2(m,:))*180/pi,'Color','k','LineStyle','--','LineWidth',1.5);
plot(f,phase(V3(m,:))*180/pi,'Color','k','LineStyle',':','LineWidth',1.5);
hold off;

xlabel('Frequency [GHz]');
ylabel('Phase [deg]');
legend('1st Region','2nd Region','3rd Region',4);
legend('boxoff');
switch m
    case 1
        title('Vin Phase of the 1st array element ');
    case 2
        title('Vin Phase of the 2nd array element ');
    case 3
        title('Vin Phase of the 3rd array element ');
    otherwise
        title(['Vin Phase of the ',int2str(m),'th array element ']);
end;
%save the plots in the C:\PROGRAMS\MATLAB6p5\work directory
if (rem(m,2)==0)
    saveas(gcf,['Vin_Elements_',int2str(m-1),'-',int2str(m)], 'bmp');
end
end;

%Plots for Zin
%=====

for m=1:8
    %For each element we create in the same plot a graph showing the
    %amplitude of the Zin and the other the phase of the Zin versus
    %frequency
    f_number=fix((m-1)/2)+5;
    figure(f_number);
    subplot(2,2,rem(m-1,2)*2+1);
    f = 25.5:0.1:26.5;
    %plot(f,abs(Zin1(m-8,:)),f,abs(Zin2(m-8,:)),f,abs(Zin3(m-8,:)));
    plot(f,abs(Zin1(m,:)),'Color','k','LineStyle','-','LineWidth',1.5);
    hold on;
    plot(f,abs(Zin2(m,:)),'Color','k','LineStyle','--','LineWidth',1.5);
    plot(f,abs(Zin3(m,:)),'Color','k','LineStyle',':','LineWidth',1.5);
    hold off;

    xlabel('Frequency [GHz]');
    ylabel('Amplitude [Ohm]');
    legend('1st Region','2nd Region','3rd Region',1);
    legend('boxoff');
    switch m

```

Παράρτημα II

```

case 1
    title('Zin Amplitude of the 1st array element ');
case 2
    title('Zin Amplitude of the 2nd array element ');
case 3
    title('Zin Amplitude of the 3rd array element ');
otherwise
    title(['Zin Amplitude of the ',int2str(m),'th array element ']);
end;

subplot(2,2,rem(m-1,2)*2+2);
%plot(f,phase(Zin1(m-8,:))*180/pi,f,phase(Zin2(m-8,:))*180/pi,f,phase(Zin3(m-8,:))*180/pi);
plot(f,phase(Zin1(m,:))*180/pi,'Color','k','LineStyle','-','LineWidth',1.5);
hold on;
plot(f,phase(Zin2(m,:))*180/pi,'Color','k','LineStyle','--','LineWidth',1.5);
plot(f,phase(Zin3(m,:))*180/pi,'Color','k','LineStyle',':','LineWidth',1.5);
hold off;
xlabel('Frequency [GHz]');
ylabel('Phase [deg]');
legend('1st Region','2nd Region','3rd Region',4);
legend('boxoff');
switch m
    case 1
        title('Zin Phase of the 1st array element ');
    case 2
        title('Zin Phase of the 2nd array element ');
    case 3
        title('Zin Phase of the 3rd array element ');
    otherwise
        title(['Zin Phase of the ',int2str(m),'th array element ']);
end;
%save the plots in the C:\PROGRAMS\MATLAB6p5\work directory
if (rem(m,2)==0)
    saveas(gcf,['Zin_Elements_',int2str(m-1),'-',int2str(m)], 'bmp');
end
end;

%Plots for Pin
%=====

for m=1:8
    %For each element we create in the same plot a graph showing the
    %amplitude of the Zin and the other the phase of the Zin versus
    %frequency
    f_number=fix((m-1)/4)+9;
    figure(f_number);
    subplot(2,2,rem(m-1,4)+1);
    f = 25.5:0.1:26.5;
    plot(f,abs(Pin1(m,:)),'Color','k','LineStyle','-','LineWidth',1.5);
    hold on;
    plot(f,abs(Pin2(m,:)),'Color','k','LineStyle','--','LineWidth',1.5);
    plot(f,abs(Pin3(m,:)),'Color','k','LineStyle',':','LineWidth',1.5);
    hold off;

    xlabel('Frequency [GHz]');
    ylabel('Pin ');
    legend('1st Region','2nd Region','3rd Region',1);
    legend('boxoff');
    switch m
        case 1

```


Παράρτημα II

```

        title('Pin of the 1st array element ');
    case 2
        title('Pin of the 2nd array element ');
    case 3
        title('Pin of the 3rd array element ');
    otherwise
        title(['Pin of the ',int2str(m),'th array element ']);
    end;
%save the plots in the C:\PROGRAMS\MATLAB6p5\work directory
if (rem(m,4)==0)
    saveas(gcf,['Pin_Elements_',int2str(m-3),'-',int2str(m)], 'bmp');
end
end;

%We write in a file the V matrices for the three regions
fid = fopen('Results_V.txt','w');
fprintf(fid,' Matrix V for the the first region: Angle=60-72 deg. with Fmax=70deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(V1.','Results_V.txt');

fid = fopen('Results_V.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix V for the the second region: Angle=74-106 deg. with Fmax=90deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(V2.','Results_V.txt');

fid = fopen('Results_V.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix V for the the third region: Angle=108-120deg. with Fmax=110deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(V3.','Results_V.txt');

%We write in a file the Vin_phase matrices for the three regions
fid = fopen('Results_Vin_phase.txt','w');
fprintf(fid,' Matrix Vin_phase for the first region: Angle=60-72 deg. with Fmax=70deg.\n');
fprintf(fid,' Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:11
    fprintf(fid,'% -10.3f',180/pi*angle(V1(:,m)));
    fprintf(fid,'\n');
end
fprintf(fid,'\n');

fid = fopen('Results_Vin_phase.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix Vin_phase for the second region: Angle=74-106 deg. with Fmax=90deg.\n');
fprintf(fid,' Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:11
    fprintf(fid,'% -10.3f',180/pi*angle(V2(:,m)));
    fprintf(fid,'\n');
end
fprintf(fid,'\n');

fid = fopen('Results_Vin_phase.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix Vin_phase for the third region: Angle=108-120deg. with Fmax=110deg.\n');
fprintf(fid,' Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');

```

```

for m=1:11
    fprintf(fid,'%-10.3f',180/pi*angle(V3(:,m)));
    fprintf(fid,'\n');
end
fclose(fid);

%We write in a file the Zin matrices for the three regions
fid = fopen('Results_Zin.txt','w');
fprintf(fid,' Matrix Zin for the the first region: Angle=60-72 deg. with Fmax=70deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(Zin1,'Results_Zin.txt');

fid = fopen('Results_Zin.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix Zin for the the second region: Angle=74-106 deg. with Fmax=90deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(Zin2,'Results_Zin.txt');

fid = fopen('Results_Zin.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix Zin for the the third region: Angle=108-120deg. with Fmax=110deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(Zin3,'Results_Zin.txt');

fid = fopen('Results_Vin_norm.txt','w');
fprintf(fid,' Matrix V for the the first region: Angle=60-72 deg. with Fmax=70deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(V1_norm.','Results_V.txt');

fid = fopen('Results_Vin_norm.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix V for the the second region: Angle=74-106 deg. with Fmax=90deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(V2_norm.','Results_V.txt');

fid = fopen('Results_Vin_norm.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix V for the the third region: Angle=108-120deg. with Fmax=110deg.\n');
fprintf(fid,' Each column represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fclose(fid);
printComplexMatrixToFile(V3_norm.','Results_V.txt');

%We write in a file the Vi_norm_phase matrices for the three regions
fid = fopen('Results_V_norm_phase.txt','w');
fprintf(fid,' Matrix V1_norm_phase for the first region: Angle=60-72 deg. with Fmax=70deg.\n');
fprintf(fid,' Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:11
    fprintf(fid,'%-10.3f',V1_norm_phase(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fprintf(fid,'\n');

fid = fopen('Results_V_norm_phase.txt','a');
fprintf(fid,'\n');

```

Παράρτημα II

```

fprintf(fid,' Matrix V2_norm_phase for the second region: Angle=74-106 deg. with
Fmax=90deg.\n');
fprintf(fid,' Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:11
    fprintf(fid,'% -10.3f',V2_norm_phase(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fprintf(fid,'\n');

fid = fopen('Results_V_norm_phase.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,' Matrix V_norm_phase for the third region: Angle=108-120deg. with
Fmax=110deg.\n');
fprintf(fid,' Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:11
    fprintf(fid,'% -10.3f',V3_norm_phase(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fclose(fid);

%We write in a file the Pini_dB matrices for the three regions
fid = fopen('Results__Pin_dB.txt','w');
fprintf(fid,'Matrix Pin1_dB for the first region: Angle=60-72 deg. with Fmax=70deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:8
    fprintf(fid,'% -7.3f',Pin1_dB(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fprintf(fid,'\n');

fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,'Matrix Pin2_dB for the second region: Angle=74-106 deg. with Fmax=90deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:8
    fprintf(fid,'% -7.3f',Pin2_dB(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fprintf(fid,'\n');

fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,'Matrix Pin3_dB for the third region: Angle=108-120deg. with Fmax=110deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:8
    fprintf(fid,'% -7.3f',Pin3_dB(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fclose(fid);

%We write in a file the Pini matrices for the three regions
fid = fopen('Results__Pin.txt','w');
fprintf(fid,'Matrix Pin1 for the first region: Angle=60-72 deg. with Fmax=70deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:8
    fprintf(fid,'% -8.2f',Pin1(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fprintf(fid,'\n');

fprintf(fid,'\n');

```

Παράρτημα II

```
fprintf(fid,'Matrix Pin2 for the second region: Angle=74-106 deg. with Fmax=90deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:8
    fprintf(fid,'%8.2f',Pin2(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fprintf(fid,'\n');

fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,'Matrix Pin3 for the third region: Angle=108-120deg. with Fmax=110deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
for m=1:8
    fprintf(fid,'%8.2f',Pin3(m,:));
    fprintf(fid,'\n');
end
fclose(fid);

%We write in a file the maximum_phase_shiftV1(m) matrices for the three regions
fid = fopen('Results_maximum_phase_shiftV.txt','w');
fprintf(fid,'Matrix maximum_phase_shiftV1 for the first region: Angle=60-72 deg. with
Fmax=70deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fprintf(fid,'%10.3f',maximum_phase_shiftV1);
fprintf(fid,'\n');

fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,'Matrix maximum_phase_shiftV2 for the second region: Angle=74-106 deg. with
Fmax=90deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fprintf(fid,'%10.3f',maximum_phase_shiftV2);
fprintf(fid,'\n');

fprintf(fid,'\n');
fprintf(fid,'Matrix maximum_phase_shiftV3 for the third region: Angle=108-120deg. with
Fmax=110deg.\n');
fprintf(fid,'Each row represents a frequency from 25.5GHz to 26.5GHz with step 0.1GHz\n');
fprintf(fid,'%10.3f',maximum_phase_shiftV3);
fclose(fid);
```

Συναρτήσεις

```
function I=L_Calculation(im,fm,fmax)
[i,max_col]=max(im);
num_col=length(im);
%conversion of the current values from the form "r*exp(j?)" to the form "a+jb"

imc=im.*exp(1i*(pi/180)*fm);
for n=1:num_col
    I(n)=imc(n)*exp(-(n-max_col)*1i*pi*cos(fmax));
    %kd=(2*pi/l)*l/2=pi
end
```

```
function Pin=Power_Calculation(Zin,Vin);
%Calculation of the Power needed by the elements for the three regions

Pin=((abs(Vin).^2)./(abs(Zin).^2)).*real(Zin);
```

```
function printComplexMatrixToFile(Mat,file)
fid = fopen(file,'a');
[i,j]=size(Mat);
for n=1:i
    for m=1:j-1
        a=real(Mat(n,m));
        b=imag(Mat(n,m));
        fprintf(fid,'% .4f',a);
        if( b<0)
            fprintf(fid,'%+ .4fj',b);
        elseif (b>0)
            fprintf(fid,'%+ .4fj',b);
        end
    end
    a=real(Mat(n,m+1));
    b=imag(Mat(n,m+1));
    fprintf(fid,'% .4f',a);
    if( b<0)
        fprintf(fid,'%+ .4fj\n',b);
    elseif (b>0)
        fprintf(fid,'%+ .4fj\n',b);
    end
end
fprintf(fid,'\n');
fclose(fid);
```

%This function calculates the S11 values for the elements in the
 %frequencies 25.5:0.1:26.5 GHz and saves the data in files with names of
 %the form S11Values_Elemi_Regionr

```
function S11_Calc_Save(Zo,Zin,r,freq);
%Zo:the reference resistance
%Zin(j,k): represents the complex Zin value of the element j at frequency
%{25.4+0.1*k}GHz in the r-th region
%freq is the vector of distances
```

```
[n,m]=size(Zin);
```

```

%n: # of elements
%m: # of frequencies
%Yosqrt=(1/sqrt(Zo))*eye(1);
for i=1:n
    for j=1:m
        S11(i,j)=(Zin(i,j)-Zo)/(Zin(i,j)+Zo);
    end
end
for i=1:n

str=strcat('C:\MATLAB6p5\toolbox\Diplomatiki\S11_values_region',int2str(r),'\S11Values','_
Elem',int2str(i),'_Region',int2str(r),'.s1p');
fid = fopen(str,'w');
fprintf(fid,'# GHZ S RI R 50 \n');
for j=1:m
    fid = fopen(str,'a');
    fprintf(fid,'%15d',freq(j));
    fprintf(fid,'%12g%-12g\n',real(S11(i,j)),imag(S11(i,j)))
    fclose(fid);
end
end

```

```

function [vector_norm_phase, maximum_phase_shift]=Vector_Phase_Normalization(vector);
%this function is used to normalize the values of a vector to 1 according to
%the maximum value
phase_vector = angle(vector)*180/pi;
%returns the phase angles, in degrees for each element of complex array Z. The angles lie
between -180 to 180.

```

```

min_value=min(phase_vector);
max_value=max(phase_vector);
maximum_phase_shift=max_value-min_value;
vector_norm_phase=phase_vector(:)-min_value;

```

```

function V=Vector_Normalization(vector);
%this function is used to normalize the values of a vector to 1 according to
%the maximum value
max_value=max(vector);
num_col=length(vector);
vector=vector(:)/max_value;

```


– ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ –

1. Καψάλης Χ., Κωπτής Π., **Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις**, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003
2. Ουζούνογλου Ν., **Εισαγωγή στα μικροκύματα**, 2^η Έκδοση, Παπασωτηρίου, 1994.
3. Ahn H-R Wolff I., **General Design Equations, Small-Sized Impedance Transformers, and Their Application to Small-Sized Three-Port 3-dB Power Dividers**, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, NO.7, pp. 1277-1288, July 2001.
4. Antsos D., Crist R., Sukamto L., **A novel Wilkinson power divider with predictable performance at K and Ka-band**, Microwave Symposium Digest, 1994., IEEE MTT-S International 23-27 May 1994 pp. 907-910 vol.2.
5. Beregaña J. M. L., **Photonic Bandgap structures in microstrip technology: Study using the coupled mode formalism and applications**, Περίληψη Διδακτορικής Διατριβής, Νοέμβριος 2002.
6. Collins RE, **Foundations of Microwave Engineering**, 2nd Ed. McGraw Hill, 1992.
7. Elamaran B., Chio I., Chen L.Y. and Chiao J.C., **A Beam-Steerer Using Reconfigurable PBG Ground Plane**, IEEE-MTT-S International Microwave Symposium, Boston, MA, June 2000.
8. Langston L., Marks R., Reese E., **Local Multipoint Distribution Service Tutorial**, 1999 IEEE Emerging Technologies Symposium on Wireless Communications and Systems, April 1999, Dallas Texas.
9. **Local Multipoint Distribution System (LMDS)**, IEC Tutorial.
10. Mattaei G., Young L., Jones EMT, **Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures**, Artech House Books, 1980.
11. Parad, LI & Moynihan, RL, **Split Tee Power Divider**, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 13, Issue 1, pp. 91-95, Jan 1965.
12. Radisic V., Qian Y., Itoh T., **Novel architectures for high efficiency amplifiers for wireless applications**, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 46, no. 11, pp. 1901-1909, Nov. 1998.
13. Wilkinson E., **An N-way hybrid power divider**, IRE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-8, pp. 116-118, Jan 1960.