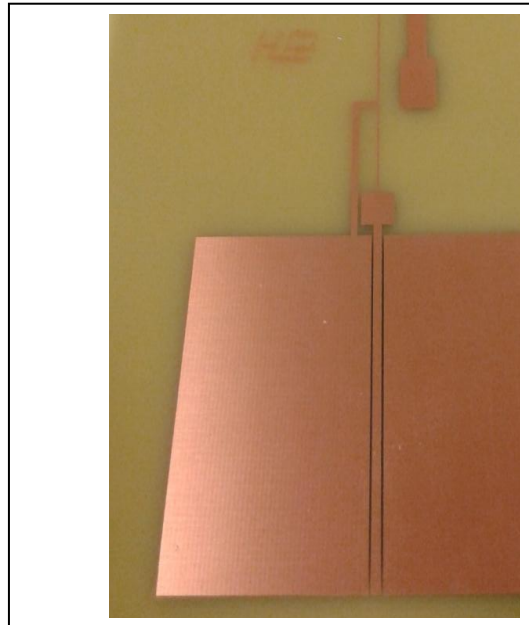


Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών  
*Διαδικτυωμένα Ηλεκτρονικά Συστήματα*

Master of Science in  
*Internetworked Electronic Systems*

## ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σχεδίαση και Κατασκευή Ευφούς Κεραίας για Δίκτυα Ασύρματων Αισθητήρων



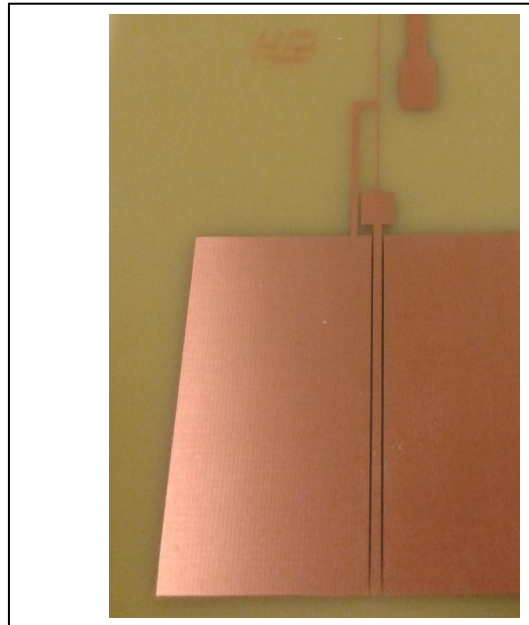
Μεταπτυχιακός Φοιτητής: Νικόλαος Απέργης, Α.Μ.: 0002  
Επιβλέπων: Στυλιανός Μυτιληναίος, Επίκουρος Καθηγητής

Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών  
*Διαδικτυωμένα Ηλεκτρονικά Συστήματα*

Master of Science in  
*Internetworked Electronic Systems*

## MSc Thesis

Design and Development of a Smart Antenna for Wireless Sensor Networks



Student: Nikolaos Apergis, Reg. Number: 0002

MSc Thesis Supervisor: Stylianos Mitilineos, Assistant Professor

ATHENS-EGALEO, MARCH 2019

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Ο σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας ήταν η σχεδίαση κεραιών που θα χρησιμοποιηθούν ως ευφυείς κεραιές σε κόμβους που προορίζονται για τεχνολογίες δικτύων όπως τα IoT και WSN δίκτυα, στην συχνότητα λειτουργίας των 868 MHz.

Η πρωτοτυπία της σχεδίασης έγκειται στην χρήση τεχνολογιών μείωσης του όγκου της με παράλληλη διατήρηση των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας της.

Για την θεωρητική σχεδίαση των κεραιών και τις προσομοιώσεις αυτών που είναι και το βασικό κομμάτι της εργασίας, χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα ηλεκτρονικής προσομοίωσης CST Studio Suite, και συγκεκριμένα οι πλατφόρμες Microwave Studio και Design Studio. Για όλες τις απαραίτητες δοκιμαστικές κατασκευές που πραγματοποιήθηκαν, χρησιμοποιήθηκε τεχνολογία PCB και η υλοποίηση έγινε από εμάς τους ίδιους στους χώρους του Εργαστηρίου Κεραιών του Τμήματος στο Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής, τηρώντας αυστηρά τα μέτρα ασφάλειας για τέτοιου είδους εργασίες. Για πραγματικές μετρήσεις πέρα από τον χώρο και εξοπλισμό του τμήματος, χρησιμοποιήθηκαν επίσης και οι εγκαταστάσεις της εταιρείας EMC HELLAS A.E. (θυγατρική εταιρεία της Ελληνικής Αεροπορικής Βιομηχανίας) που βρίσκεται στην Τανάγρα και διαθέτει ανηχοϊκό θάλαμο μεγάλων διαστάσεων.

Μέσω προσομοιώσεων η μελέτη ανέδειξε αρκετές υποψήφιες επιλογές κεραιών για σχεδίαση και ανάπτυξη, με την κάθε μία να έχει τα προτερήματά της. Καταβλήθηκε η μέγιστη δυνατή προσπάθεια ώστε να εισαχθούν στο κείμενο της εργασίας όλες οι λεπτομέρειες που αφορούν την μεθοδολογία και τους συλλογισμούς που οδήγησαν στα τελικά συμπεράσματα, ούτως ώστε να είναι εφικτό να λειτουργήσει αυτή η διπλωματική εργασία και ως οδηγός για μελλοντικές παρεμφερείς μελέτες και επεκτάσεις. Για τον παραπάνω λόγο στα παραδοτέα αρχεία έχουν συμπεριληφθεί και όλα τα αρχεία των προσομοιώσεων του CST Studio Suite.

**ΛΕΞΕΙΣ – ΚΛΕΙΔΙΑ:** (Δίκτυα ασύρματων αισθητήρων, Ευφυείς κεραιές, Ηλεκτρομαγνητικοί αριθμητικοί επιλύτες, Παθητικά στοιχεία, Παρασιτικά στοιχεία, Συνεπίπεδος κυματοδηγός, Τυπωμένα κυκλώματα).

## ABSTRACT

The purpose of this thesis was the design of smart antennas in order to be used at sensor networks' nodes in IoT and WSN applications at the operating frequency of 868 MHz. The originality of the design lies in the use of technologies that reduce the array size while maintaining its radiation characteristics.

For the theoretical design of antennas and simulations, the CST Studio Suite was used and in particular the Microwave Studio and Design Studio applications. For all the necessary testing designs that were fabricated, PCB technology was used and the implementation was done by ourselves in the premises of the Antenna Lab of the Department within the University of Western Attica. All the necessary safety measures were strictly followed during the implementation procedures. Furthermore, complementary measurements, on top of the premises and equipment of the Department, the facilities of the company EMC HELLAS S.A. (a subsidiary of the Hellenic Air Industry) were also used; the company is located in Tanagra and is equipped with an anechoic chamber of much larger dimensions compared to the chamber of the Department.

The proposed study highlight the parameters and specifications of several candidate antennas for design and future development, each of which with its particular benefits and drawbacks. Utmost effort was made to include in this manuscript all the details regarding the methodology and our thoughts that led to the final conclusions and designs, so that this Thesis can be used as a guideline for similar studies in the future. For this same reason, all the simulation files that were created with the CST Studio Suite are also included in the Thesis' deliverables.

**KEYWORDS:** Wireless sensor networks; Smart antennas; Coplanar waveguide; Passive elements; Parasitic elements; Printed circuit boards; Electromagnetic solvers.

## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να εκφράσω τις βαθύτατες ευχαριστίες μου στον Επίκουρο Καθηγητή κύριο *Στυλιανό Μυτιληναίο* για την μεγάλη συμβολή του στην επιτυχή εκπόνηση αυτής της διπλωματικής εργασίας. Από την αρχή έως και το τέλος τούτης της εργασίας πέρα από την εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπο μου, ο κύριος Μυτιληναίος μου στάθηκε τόσο σαν καθηγητής προσφέροντας μου καθοδήγηση και γνώσεις, αλλά και ως καλός φίλος στηρίζοντας με σε δυσκολίες που αντιμετώπισα σε προσωπικό επίπεδο κατά την διάρκεια εκπόνησης.

Παράληψη θα ήταν να μην εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όλους τους καθηγητές του τμήματος Ηλεκτρολόγων & Ηλεκτρονικών Μηχανικών του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής, που φροντίζουν με την προσπάθειά τους το τμήμα και οι φοιτητές τους να διαπρέπουν. Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τους αξιόλογους καθηγητές *Νικόλαο Σταθόπουλο* και *Στυλιανό Σαββαΐδη* για όλες τις εποικοδομητικές συζητήσεις που είχαμε και για τις γνώσεις που μου πρόσφεραν στο προπτυχιακό, αλλά και συνέχισαν να μου προσφέρουν μέσα από τις διαλέξεις τους και σε αυτό το μεταπτυχιακό.

Επιπροσθέτως, είμαι ευγνώμων που στα πλαίσια υλοποίησης της εργασίας, μου δόθηκε η ευκαιρία να συνεργαστώ πάνω σε μία παρεμφερή μελέτη με δύο από τους καλύτερους φοιτητές του τμήματος, τους *Ιωάννη Ιγγλέση* και *Συμεών Βασιλειάδη*. Έχοντας όρεξη και πείρα στο αντικείμενο της μελέτης, τα σχόλια τους και οι συζητήσεις μαζί τους μου έδωσαν πολλές χρήσιμες πληροφορίες και γνώσεις.

Τέλος, με την ευκαιρία που μου δίνεται εδώ, θέλω να εκφράσω ένα τεράστιο ευχαριστώ στην *οικογένεια* μου που παρ' όλες τις όποιες δυσκολίες, μου προσέφεραν αδιάκοπα την στήριξη και την εμπιστοσύνη τους όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου.

## ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

1. Εισαγωγή.....	9
2. Κεραίες και Συστήματα Κεραίων .....	12
2.1 Κεραίες – Γενικά.....	12
2.1.1 Ομοιοκατευθυντικές Κεραίες.....	13
2.1.2 Κατευθυντικές Κεραίες .....	13
2.2 Ευφυείς κεραίες .....	14
2.2.1 Τύποι ευφύων κεραίων.....	14
2.2.2 Τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της τεχνολογίας ευφύων κεραίων .....	16
2.2.3 Εφαρμογές .....	17
2.3 Ανάλυση ευφύων κεραίων – στοιχειοκεραίων .....	18
2.3.1 Αντίσταση εισόδου κεραίας και μήτρα αντιστάσεων.....	19
2.3.2 Υπολογισμός διαγράμματος ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας.....	20
2.3.3 Υπολογισμός διαγράμματος ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με παθητικά στοιχεία	21
3. Ασύρματα δίκτυα αισθητήρων – WSN .....	23
3.1 Χρήση ευφύων κεραίων στα WSN.....	24
3.2 Σύγκριση επιδόσεων μεταξύ ομοιοκατευθυντικών και ευφύων κεραίων σε ένα WSN	26
3.2.1 Επιδόσεις συναρτήσει του Node Density .....	26
3.2.2 Επιδόσεις συναρτήσει της παραμέτρου λ.....	28
3.2.3 Επιδόσεις συναρτήσει της κατανάλωσης ενέργειας .....	28
4. Τυπωμένες κεραίες και γραμμές.....	32
4.1 Χαρακτηριστικά τυπωμένων μικροταινιακών κεραίων .....	32
4.2 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα .....	35
4.3 Συνηθέστερες μέθοδοι τροφοδοσίας .....	36
4.3.1 Μικροταινιακή γραμμή τροφοδοσίας .....	36
4.3.2 Ομοαξονικός σηματολήπτης.....	37
4.4 Coplanar Waveguide (CPW).....	37
4.4.1 Grounded Coplanar Waveguide (GCPW).....	39
5. Ανάλυση, σχεδίαση και βελτιστοποίηση της αρχικής τυπωμένης μικροταινιακής κεραίας με το CST Microwave Studio .....	40
5.1 Παρουσίαση .....	40
5.2 Σχεδιασμός .....	43
5.3 Παράμετροι βελτιστοποίησης.....	46
5.3.1 Αλλαγές στο επίπεδο γείωσης.....	46

5.3.2	Αλλαγές στο μήκος της κεραίας.....	49
5.3.3	Αλλαγές στο πλάτος της κεραίας.....	51
5.3.4	Βελτιστοποιημένη κεραία (SMA τροφοδοσία) .....	54
6.	Μετατροπή τροφοδοσίας αρχικής κεραίας με χρήση γραμμής CPW .....	57
6.1	Δοκιμές απλής γραμμής GCPW .....	57
6.2	Τροφοδοσία CPW .....	61
6.2.1	Δοκιμή “taper” .....	63
6.3	Παράμετροι Βελτιστοποίησης .....	64
6.3.1	Αλλαγές σε $p$ και $d$ .....	65
6.3.2	Αλλαγές σε $n$ και $d$ .....	66
6.3.3	Αλλαγές σε $c$ .....	66
6.3.4	Αλλαγές σε $p$ και $e$ .....	67
6.3.5	Αλλαγές σε $h$ .....	67
6.3.6	Αλλαγές σε $i$ .....	68
6.3.7	Αλλαγές σε $j$ .....	68
6.3.8	Αλλαγές σε $g$ .....	69
6.3.9	Αλλαγές σε $k$ .....	69
6.3.10	Αλλαγές σε $l$ .....	70
6.3.11	Αλλαγές σε $m$ και $l$ .....	70
6.3.12	Συμπεράσματα.....	71
6.4	Δοκιμές προσαρμογής και βελτιστοποίησης.....	71
6.4.1	Προσαρμογή κεραίας για μεταβολές σε $p$ , $n$ και $d$ .....	71
6.4.2	Βελτιστοποίηση κεραίας για μεταβολές σε $m$ και $l$ .....	73
6.4.3	Επαναξιολόγηση προσθήκης “taper” .....	76
7.	Χρήση ειδώλου.....	79
7.1	Διερεύνηση της σύζευξης με την προσθήκη ειδώλου.....	79
7.2	Τερματισμός κεραίας είδωλο .....	84
7.3	Δοκιμές τοποθέτησης δεύτερης κεραίας Mirror - Unmirror σε απόσταση $\lambda/2$ .....	90
7.3.1	Waveguide Port 1 active .....	92
7.3.2	Waveguide Port 2 active .....	105
7.3.3	Waveguide Ports 1 and 2 simultaneously active .....	115
7.3.4	Συμπεράσματα.....	118
7.4	Δοκιμές τοποθέτησης δεύτερης κεραίας Reverse Mirror σε απόσταση $\lambda/2$ .....	119
7.4.1	Waveguide Port 1 active .....	119
7.4.2	Waveguide Port 2 active .....	124

8.	Αλλαγές στην ενδιάμεση γείωση και την απόσταση των δύο στοιχείων .....	130
8.1	Ανακλαστήρας σχήματος κλεψύδρας .....	132
8.2	Δοκιμές αφαίρεσης ενδιάμεσης γείωσης και διαφορετικών αποστάσεων στοιχείων .	135
8.3	Δοκιμές προσθήκης Πυκνωτή – διόδου Varactor .....	145
9.	Παθητικά ενδιάμεσα στοιχεία για απόσταση κεραιών $\lambda/3$ .....	151
9.1	Δοκιμές σε οριζόντια λωρίδα και γείωση .....	168
9.2	Δοκιμές κάθετης λωρίδας – Ανακλαστήρων .....	179
9.3	Δοκιμές στις διαστάσεις των δύο ενεργών στοιχείων.....	188
9.3.1	Δοκιμές για temp1=-1.4 GP MOD 1 .....	190
9.3.2	Δοκιμές για temp1=-1.4 GP MOD 10 .....	193
10.	Μελέτη προσαρμογής της σύνθετης αντίστασης .....	197
10.1	Πείραμα αύξησης του Local Mesh .....	197
10.2	Δοκιμές προσαρμογής της σύνθετης αντίστασης στα 924.6 MHz και στα 868 MHz .	201
10.2.1	Δοκιμές χωρίς την χρήση του Local Mesh .....	207
10.2.2	Δοκιμές με την χρήση του Local Mesh .....	212
10.2.3	Τελικός συνδυασμός τεχνικών για προσαρμογή στα 868 MHz .....	214
11.	Συμπεράσματα – Προτάσεις για μελλοντικές προεκτάσεις.....	217
	<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ – ΠΗΓΕΣ</b> .....	230
	Παράρτημα Α. Δοκιμές αλλαγής διαγράμματος ακτινοβολίας αρχικής κεραία με τροφοδοσία SMA.....	234
	Παράρτημα Β. RF switch Evaluation Board και θωράκιση .....	244
	Παράρτημα Γ. Butler Matrix 2x2 – Ορθογώνιο Υβριδικό (Branch line coupler) .....	246
	Παράρτημα Δ. Matlab program for Array pattern calculation .....	254
	Παράρτημα Ε. Εργαστηριακές μετρήσεις και αποτελέσματα .....	259



# 1. Εισαγωγή

Όλος ο κλάδος των τηλεπικοινωνιών τις τελευταίες δεκαετίες παρουσιάζει μία συνεχόμενη ραγδαία εξέλιξη τόσο στις παρεχόμενες υπηρεσίες, όσο και στην ποιότητα και αξιοπιστία αυτών. Ένα καλό παράδειγμα είναι τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας 3<sup>ης</sup> και 4<sup>ης</sup> γενιάς, με εκείνα της 5<sup>ης</sup> γενιάς να είναι σύντομα κοντά μας. Ένας άλλος σημαντικός τομέας τηλεπικοινωνιών που παρουσιάζει ιδίως τα τελευταία χρόνια ιδιαίτερη ανάπτυξη και μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον είναι τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων (Wireless Sensor Networks, WSNs) και Διαδικτύου των Αντικειμένων (Internet of Things, IoT). Σε ό,τι αφορά τα μέν, όπως και πολλές άλλες τεχνολογίες το αρχικό κίνητρο ανάπτυξης τους ήταν οι στρατιωτικές εφαρμογές [17], αλλά τα οφέλη της τεχνολογίας και για άλλες εφαρμογές δεν άργησαν να αναγνωριστούν.

Τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων στην πράξη δεν είναι κάτι άλλο πέρα από διασκορπισμένους *αυτόνομους* αισθητήρες, που χωρίζονται σε ομάδες – κόμβους ανάλογα την εφαρμογή. Η βασική λειτουργία ενός τέτοιου δικτύου είναι η παρακολούθηση διαφόρων φαινομένων όπως θερμοκρασία, ατμοσφαιρική πίεση, αλλά και πίεση π.χ. μιας βαλβίδας ασφαλείας κλπ., τα οποία μέσω συνεργασίας των κόμβων μεταφέρονται ασύρματα σε ένα συγκεκριμένο σημείο.

Τα μειονεκτήματα που παρουσιάζουν ωστόσο τέτοια δίκτυα είναι κυρίως η μη ανθεκτικότητα σε παρεμβολές και η κακή διαχείριση της περιορισμένης ενέργειας τους, επειδή όπως είναι λογικό θα ήταν απαγορευτικό να αλλάζουν συχνά οι μπαταρίες σε κάθε έναν από τους αισθητήρες που μπορεί να είναι χιλιάδες. Σαφώς απαγορευτική επίσης θα ήταν η περίπτωση μεγάλης καθυστέρησης (delay) σε περίπτωση μίας παρεμβολής ή δυσλειτουργίας κάποιου αισθητήρα, αλλά αυτό είναι ένα θέμα που αφορά και την δρομολόγηση – προγραμματισμό του συνολικού δικτύου και δεν το εξετάζουμε στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής.

Μία ισχυρή τεχνική για την καταπολέμηση και εξισορρόπηση αυτών των μειονεκτημάτων, είναι η χρήση συστημάτων ευφών κεραιών. Ο λόγος για τον οποίον αποτελούν υποψήφια λύση για τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων είναι η ικανότητα τους να μπορούν να συγκεντρώνουν την ακτινοβολία μόνο στην επιθυμητή κατεύθυνση και να είναι εφικτό να προσαρμοστούν (αλλάζοντας το διάγραμμα ακτινοβολίας τους) στις μεταβαλλόμενες συνθήκες του περιβάλλοντος και της ζήτησης. Άρα, πέρα από ένα σύστημα το οποίο μπορεί να ανταποκριθεί στις μελλοντικές ανάγκες, παρέχεται ταυτόχρονη μείωση σε σπατάλη ισχύος από εκπομπή προς κατευθύνσεις που δεν υπάρχει ανάγκη ενώ, επιπλέον, με την ελεγχόμενη κατευθυντική πλέον εκπομπή έχουμε σημαντική ελάττωση των παρεμβολών ανάμεσα από τους κόμβους.

Στην παρούσα διπλωματική επιχειρείται μία σύντομη θεωρητική παρουσίαση πάνω στα WSNs και τις ευφείς κεραιές, με σκοπό μέσα από ανάλυση και προσομοιώσεις να κατασκευαστεί μία κεραία που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σαν ευφυής κεραία σε δίκτυα τύπου WSN και IoT στην ελεύθερη συχνότητα των 868 MHz. Βασική προδιαγραφή είναι οι μικρότερες δυνατές διαστάσεις της τελικής κεραιάς που

θα προκύψει και για αυτό τον λόγο όλη η μελέτη έχει στηριχτεί πάνω στην τεχνολογία επίπεδων τυπωμένων μικροκυματικών κεραιών, οι οποίες παρουσιάζουν χαμηλό προφίλ, μικρό κατασκευαστικό κόστος και σχετικά απλούστερη κατασκευή σε σχέση με άλλους τύπους κεραιών.

Η διάρθρωση της διπλωματικής εργασίας σε κεφάλαια έχει ως εξής:

Στο κεφάλαιο 2 γίνεται μία γενική εισαγωγή στην τεχνολογία των ευφών κεραιών. Πραγματοποιείται μια συνοπτική παρουσίαση της τεχνολογίας τους και ταξινομούνται τα είδη των συστημάτων ευφών κεραιών. Επίσης, παρουσιάζονται συνοπτικά βασικές αριθμητικές τεχνικές για την σχεδίαση – ηλεκτρομαγνητική ανάλυση στοιχειοκεραιών.

Στο κεφάλαιο 3 περιγράφεται η βασική αρχή λειτουργίας των ασύρματων δικτύων αισθητήρων (WSNs) και αναλύονται τα τεχνικά τους χαρακτηριστικά, ενώ πραγματοποιείται ανάλυση-σχολιασμός των επιδόσεών τους με χρήση ομοιοκατευθυντικών και ευφών κεραιών.

Στο κεφάλαιο 4 πραγματοποιείται μία αναφορά πάνω στην τεχνολογία των τυπωμένων μικροταινιακών κεραιών-γραμμών, στους ομοεπίπεδους τυπωμένους κυματοδηγούς CPW και GCPW, και στους συνηθέστερους τρόπους τροφοδοσίας RF σήματος σε κεραίες.

Στο κεφάλαιο 5 γίνεται μία ανάλυση – αξιολόγηση της αρχικής τυπωμένης κεραίας όπου επιλέξαμε ως βάση της έρευνας. Ακολουθεί η σχεδίαση της και προσομοίωσης της από εμάς στο CST Microwave Studio και, τέλος, η ανάλυση των βασικών παραμέτρων βελτιστοποίησης που αναγνωρίσαμε.

Στο κεφάλαιο 6 πραγματοποιούμε κάποιες βασικές δοκιμές και πειράματα με απλή γραμμή GCPW για να δούμε πώς συμπεριφέρεται στην πράξη, καθώς δεν υπάρχουν έτοιμα μοντέλα στο CST. Κατόπιν, μετατρέπουμε την τροφοδοσία της κεραίας που εξετάσαμε στο κεφάλαιο 5 από SMA σε CPW και έπειτα ακολουθεί πειραματισμός για να βρεθούν οι σημαντικές προς την βελτιστοποίηση διαστάσεις. Προς το τέλος του κεφαλαίου γίνονται κάποιες δοκιμές προσθήκης σχήματος “taper” στην είσοδο της κεραίας, προσπαθώντας να βελτιώσουμε την προσαρμογή. Κλείνοντας το κεφάλαιο, γίνεται μία πρώτη βελτιστοποίηση στην κεραία που έχει προκύψει.

Στο κεφάλαιο 7, όπως και στα επόμενα κεφάλαια, συνεχίζουμε και δουλεύουμε με την κεραία που προέκυψε από το κεφάλαιο 6. Το κεφάλαιο έχει σαν σκοπό την διερεύνηση της προσθήκης ενός δεύτερου στοιχείου στην διάταξη και συγκεκριμένα ενός ειδώλου και τα θέματα σύζευξης που προκύπτουν από αυτό. Γίνεται μία πληθώρα προσομοιώσεων για να εξεταστούν τα θέματα τερματισμού του ειδώλου και οι τρόποι τοποθέτησης του στην διάταξη για την σημαντική απόσταση μεταξύ των 2 στοιχείων.

Στο κεφάλαιο 8 συνοψίζουμε τους στόχους μας μέσω κάποιων κατευθυντήριων γραμμών όπως αυτές προκύπτουν με την μέχρι τώρα κατανόηση και πορεία μας. Ύστερα, βάσει αυτών των κατευθυντήριων γραμμών, οι δοκιμές που γίνονται πέρα από κάποιες αλλαγές στο σχήμα της ενδιάμεσης γείωσης ανάμεσα στα 2 πλέον στοιχεία, αφορούν και αλλαγές στην απόσταση μεταξύ των στοιχείων. Επίσης, δοκιμάζεται και η τοποθέτηση διακοπών πάνω στο σώμα της κεραίας και πάνω στην γραμμή CPW.

Τέλος, ελέγχουμε αν υπάρχει η δυνατότητα χρήσης varactor ως διακοπτικό στοιχείο για σκοπούς σύνδεσης/αποσύνδεσης τμημάτων στην διάταξη.

Στο κεφάλαιο 9 δοκιμάζουμε την τοποθέτηση παθητικών στοιχείων ενδιάμεσα από τα δύο back to back τοποθετημένα στοιχεία, σε απόσταση  $\lambda/3$  με κενή την ενδιάμεση γείωση. Τα σχήματα παθητικών στοιχείων που δοκιμάζονται είναι κάθετες και οριζόντιες λωρίδες, καθώς και ο μεταξύ συνδυασμός τους. Επίσης δοκιμάζονται, σε κάποιες διατάξεις που προκύπτουν, και οι αλλαγές σε βασικές διαστάσεις των ενεργών στοιχείων για τα οποία έχουμε διαπιστώσει από προηγούμενες ενότητες ότι επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά της κεραίας.

Το κεφάλαιο 10 ως συνέχεια του κεφαλαίου 9, αφορά την προσαρμογή της αντίστασης εισόδου της κεραίας με την χρήση διακριτών στοιχείων σε επιλεγμένες διατάξεις του κεφαλαίου 9. Για τις ανάγκες αυτών των δοκιμών πραγματοποιείται έρευνα πάνω στην χρήση Local mesh για μεγαλύτερη ανάλυση τοπικά πάνω στα στοιχεία, για λόγους που εξηγούνται στο κείμενο.

Η διπλωματική εργασία επίσης περιέχει κάποια παραρτήματα με τα παρακάτω περιεχόμενα:

Στο παράρτημα Α παρουσιάζουμε κάποιες δοκιμές με ανακλαστήρες που είχαν γίνει στην αρχή της εργασίας στην αρχική κεραία, πριν εφαρμοστεί η τροφοδοσία με γραμμή CPW σε αυτήν. Σκοπός τους ήταν η αναζήτηση τρόπου διαμόρφωσης του αρχικού ομοιοκατευθυντικού διαγράμματος ακτινοβολίας.

Στο παράρτημα Β παρουσιάζουμε το σχέδιο στο CST που κατασκευάστηκε και υλοποιήθηκε για δοκιμή κάποιων RF διακοπών στα πλαίσια τούτης της εργασίας και όχι μόνο.

Στο παράρτημα Γ γίνεται σύντομη θεωρητική περιγραφή και μαθηματική ανάλυση ενός απλού Butler Matrix  $2 \times 2$  και ύστερα, βάσει υπολογισμών για τις διαστάσεις του, πραγματοποιείται υλοποίησή του σε Design Studio και Microwave Studio.

Στο παράρτημα Δ επισυνάπτουμε τον κώδικα ενός προγράμματος που δημιουργήσαμε στο Matlab στα πλαίσια της διπλωματικής, για θεωρητικό υπολογισμό και απεικόνιση διαγράμματος ακτινοβολίας μεταξύ δύο στοιχείων όταν αυτά έχουν διαφορά φάσης μεταξύ τους. Μαζί με τον κώδικα δίνονται και κάποια σχόλια – διευκρινήσεις.

Στο παράρτημα Ε παρουσιάζουμε και συγκρίνουμε αποτελέσματα εργαστηριακών μετρήσεων με αυτά των προσομοιώσεων, όλες οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν από εμάς. Το σχέδιο που μετρήθηκε και κατασκευάστηκε ήταν η κεραία που προέκυψε στο κεφάλαιο 6 ύστερα από αλλαγή τροφοδοσίας από SMA σε CPW.

## 2. Κεραίες και Συστήματα Κεραιών

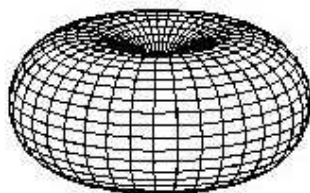
### 2.1 Κεραίες – Γενικά

Η κεραία είναι μία διάταξη με σκοπό την λήψη ή εκπομπή ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας. Πρακτικά μετατρέπει ηλεκτρομαγνητικά κύματα σε ρεύματα και αντίστροφα. Οι εφαρμογές τις είναι αμέτρητες καθώς μας επιτρέπει την λήψη και διάδοση πληροφορίας ακόμα και σε μεγάλες αποστάσεις, χωρίς να φέρει τα μεγάλα κόστη τοποθέτησης και συντήρησης καλωδιώσεων που υπάρχουν στις ενσύρματες επικοινωνίες. Φυσικά, μεγάλες είναι οι δυνατότητες και σε ταχύτητες μετάδοσης όγκου πληροφορίας, παρ' ότι η διάδοση γίνεται μέσω του αέρα, που ως γνωστόν σαν μέσο διάδοσης είναι δύσκολο να προβλέψεις και δεν εξαρτάται από τον άνθρωπο, γεγονός που γεννά την ανάγκη ειδικών στατιστικών μελετών ακόμα και για τοποθέτηση απλών τηλεπικοινωνιών συστημάτων με την χρήση κεραιών. Την χρήση κεραιών συναντά κανείς ακόμα και σε υποβρύχια ή πιο σπάνια μέσα σε χώμα και πέτρα τουλάχιστον όταν πρόκειται για μικρές αποστάσεις.

Στην πράξη οι κεραίες δεν είναι τίποτα άλλο από μία διεύθυνση ενός ή και περισσότερων αγωγίμων στοιχείων. Κατά την εκπομπή, ένα εναλλασσόμενο ρεύμα δημιουργείται πάνω στο αγωγίμο τμήμα της κεραίας προκαλώντας την διάδοση ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Αντίστροφα, κατά την λήψη, προσπίπτει πάνω στο αγωγίμο τμήμα της κεραίας ένα ηλεκτρομαγνητικό πεδίο από μία άλλη πηγή (κεραία εκπομπής) οπότε δημιουργείται ένα ρεύμα και αντίστοιχα μία τάση στα άκρα της κεραίας λήψης.

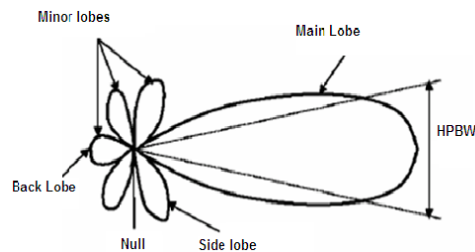
Οι κεραίες γενικά χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες ανάλογα με το διάγραμμα ακτινοβολίας τους, το οποίο σε 3D μορφή μας δείχνει το πως εκπέμπει και λαμβάνει μια κεραία στον χώρο (μια κεραία έχει ίδια χαρακτηριστικά κατεύθυνσης τόσο στην λήψη όσο και στην εκπομπή).

1) Ομοιοκατευθυντική, είναι η κεραία που εκπέμπει - λαμβάνει ομοιόμορφα από όλες τις κατευθύνσεις. Βλέπε εικόνα 1 σαν χαρακτηριστικό παράδειγμα.



Εικόνα 1. Παράδειγμα διαγράμματος ακτινοβολίας ομοιοκατευθυντικής κεραίας σε 3D

2) Κατευθυντική, είναι η κεραία που εκπέμπει – λαμβάνει περισσότερο προς μία κατεύθυνση. Βλέπε εικόνα 2 σαν χαρακτηριστικό παράδειγμα.



Εικόνα 2. Παράδειγμα διαγράμματος ακτινοβολίας κατευθυντικής

### 2.1.1 Ομοιοκατευθυντικές Κεραίες

Συνήθως αναφερόμαστε σε κεραίες οι οποίες λαμβάνουν ομοιόμορφα σε έναν οριζόντιο άξονα συναρτήσει της τοποθέτησης τους, έχοντας μειωμένη λήψη – («μηδενισμούς») πλησιάζοντας προς το πάνω ή κάτω μέρος τους. Κλασσική κεραία με τα παραπάνω χαρακτηριστικά είναι το απλό και γνωστό σε όλους δίπολο του οποίου το 3D διάγραμμα ακτινοβολίας είναι σαν αυτό της Εικόνας 1.

Όπως γίνεται κατανοητό όταν η θέση των παραληπτών δεν είναι γνωστή καταφεύγουμε στον σχεδιασμό συστήματος με ομοιοκατευθυντικές κεραίες. Το πρόβλημα σε αυτό είναι πως η ισχύ εκπομπής διασκορπίζεται στον χώρο με μόνο ένα πολύ μικρό κομμάτι της να φτάνει στους παραλήπτες, πράγμα το οποίο δημιουργεί αρκετούς περιορισμούς στην σχεδίαση και στην απόσταση της ζεύξης. Η μόνη διαθέσιμη στρατηγική καταπολέμησης των απωλειών (ισχύς που πάει χαμένη) σε τέτοια συστήματα είναι η αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος, όμως αυτό με την σειρά του δημιουργεί προβλήματα ανεπιθύμητων παρεμβολών σε άλλους χρήστες και συστήματα.

Οι στρατηγικές με ομοιοκατευθυντικές κεραίες επηρεάζουν άμεσα και αρνητικά την απόδοση της χρήσης διαθέσιμου φάσματος, περιορίζοντας την επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων, οι οποίες σαν πόρος, λόγω φυσικών περιορισμών, δεν μπορεί να θεωρηθεί απεριόριστος. Όλα τα παραπάνω δένουν τα χέρια των σχεδιαστών συστημάτων και δικτύων που αναγκάζονται να καταφεύγουν σε πολύ κοστοβόρα διορθωτικά μέτρα.

### 2.1.2 Κατευθυντικές Κεραίες

Όλες οι κεραίες εκ φύσεων εκπέμπουν προς όλες τις κατευθύνσεις αλλά με προσεκτική μελέτη και κατασκευή έχουμε στόχευση της εκπομπής και λήψης και αυτό είναι που ονομάζουμε κατευθυντική κεραία. Με τον όρο κατευθυντική κεραία, αναφερόμαστε σε μία κεραία που το διάγραμμα ακτινοβολίας της είναι στοχευμένο σε μία στενή δέσμη προς μία συγκεκριμένη κατεύθυνση, με αποτέλεσμα να είναι κεραίες υψηλότερου κέρδους σε σύγκριση με της ομοιοκατευθυντικές που εκπέμπουν προς όλες τις κατευθύνσεις.

Σε εφαρμογές που η ζεύξη γίνεται μεταξύ γνωστών σημείων καταφεύγουμε στην χρήση κατευθυντικών κεραιών για την επίτευξη επικοινωνίας, ειδικά εάν πρόκειται για μακρινές αποστάσεις, μειώνοντας έτσι τις απαιτήσεις σε ισχύ εκπομπής. Επίσης, πολλές φορές χρησιμοποιούμε παραπάνω από μία τέτοια κεραία δημιουργώντας τομείς εκπομπής και πετυχαίνοντας κάλυψη 360°, κρατώντας την ωφέλιμη ισχύ σε υψηλότερα επίπεδα (υψηλότερο κέρδος) και ταυτόχρονα δίνεται η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων στους τομείς, άρα μεγιστοποίηση της απόδοσης χρήσης του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων. Δεν εξαλείφει το πρόβλημα των παρεμβολών αλλά σίγουρα η απόδοση είναι πολύ καλύτερη.

## 2.2 Ευφυείς κεραιές

Σε όλα τα παραπάνω προβλήματα στοχεύει η τεχνολογία των ευφυών κεραιών, η οποία αποδεδειγμένα προσφέρει την δυνατότητα υψηλότερης χωρητικότητας στα ασύρματα δίκτυα, μειώνοντας αποτελεσματικά τις πολλαπλές διαδρομές και την διασυμβολική παρεμβολή, χωρίς να είναι απαραίτητοι περισσότεροι φασματικοί ή ενεργειακοί πόροι. Στην ουσία, οι ευφυείς κεραιές είναι *στοιχειοκεραίες* με ηλεκτρονικά προσαρμοζόμενα και ελεγχόμενα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας (ωστόσο, γενικά είναι δυνατό να διαθέτουν διαφορετικών τύπων στοιχεία, με διαφορετικό προσανατολισμό). Ο ορισμός αυτός είναι πολύ ευρύς και περιλαμβάνει τόσο την μορφοποίηση του διαγράμματος - λοβού ακτινοβολίας όσο και τις περιπτώσεις διαφορισιμότητας κεραίας ή τα συστήματα MIMO (multiple input and multiple output). Ένας πιο στενός ορισμός για τις έξυπνες κεραιές περιλαμβάνει μόνο τις κεραιές μορφοποίησης διαγράμματος ακτινοβολίας και είναι και ο ορισμός που αφορά την εργασία.

Οι ευφυείς κεραιές μορφοποίησης διαγράμματος ακτινοβολίας αποτελούνται από ένα σύνολο ακτινοβολητών, με τα σήματα τους να συνδυάζονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να σχηματίζουν ένα κινούμενο ή μετατρέψιμο επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας. Εν γένει, οι κεραιές αυτές αποτελούνται από στοιχεία τοποθετημένα σε κοντινές θέσεις μεταξύ τους, σε αποστάσεις της τάξης του μισού μήκους κύματος. Αντίθετα, τα στοιχεία των κεραιών που χρησιμοποιούνται για διαφορισιμότητα ή συστήματα MIMO είναι τοποθετημένα σε πιο μακρινές αποστάσεις μεταξύ τους, αφού απαιτείται ασυσχέτιστη λήψη.

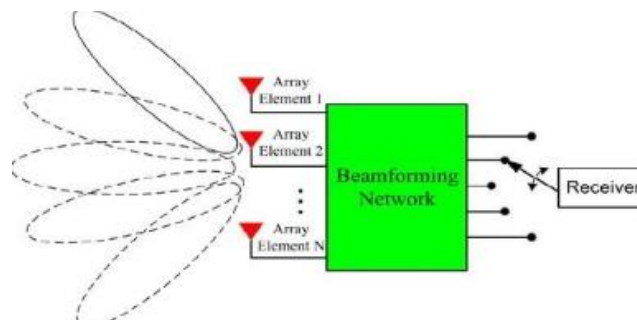
### 2.2.1 Τύποι ευφυών κεραιών

Οι ευφυείς κεραιές διακρίνονται σε 3 βασικές κατηγορίες με την πρώτη να είναι αυτή που αφορά την παρούσα πτυχιακή εργασία:

- 1) Ευφυείς κεραιές μεταγωγής λοβού (switched-beam arrays)
- 2) Ευφυείς κεραιές προσαρμοζόμενης φάσης (phased arrays)
- 3) Πλήρως προσαρμοζόμενες ευφυείς κεραιές (adaptive arrays)

Η πρώτη κατηγορία, οι ευφυείς κεραιές μεταγωγής λοβού έχουν έναν περιορισμένο και προκαθορισμένο αριθμό διαγραμμάτων ακτινοβολίας με το καθένα να έχει υψηλότερο κέρδος προς μία συγκεκριμένη διεύθυνση. Αυτά τα συστήματα ανιχνεύουν το εισερχόμενο σήμα και ανάλογα με τα χαρακτηριστικά και το κριτήριο επιλογής που έχει τεθεί (μεγιστοποίηση λαμβανόμενης ισχύος ή ελαχιστοποίηση ρυθμού λαθών κ.α.) γίνεται αλλαγή του λοβού στον καταλληλότερο. Άλλες φορές, στην ευφυΐα του συστήματος προβλέπεται και ο παροδικός έλεγχος των ανενεργών λοβών, ειδικά στην περίπτωση που ο χρήστης είναι κινητός, επειδή μπορεί κάποιος από αυτούς τους λοβούς να ικανοποιεί καλύτερα τα κριτήρια που έχει σαν απαιτούμενα η επικοινωνία. Στην έξοδο των κεραιών μεταγωγής λοβού μπορούμε να εμφανίζουμε ταυτόχρονα όλους τους δυνατούς λοβούς ή να εμφανίζεται μόνο ένας λοβός κάθε χρονική στιγμή.

Σαν συστήματα είναι απλούστερα και σαφώς πολύ πιο οικονομικά από τα υπόλοιπα, καθώς η μεταγωγή από λοβό σε λοβό γίνεται απλά αλλάζοντας τις διεγέρσεις των στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Ωστόσο, δεν έχει δυνατότητα να διαχωρίσει τα επιθυμητά από τα παρεμβαλλόμενα σήματα και μπορεί να οδηγηθούμε σε ενίσχυση των παρεμβολών. Επίσης, δεν υπάρχει πρόβλεψη για μεταβολή των μηδενισμών στο διάγραμμα ακτινοβολίας ως εκ τούτου σαν σύστημα προσφέρει περιορισμένη καταστολή παρεμβολής από τα γύρω κανάλια.

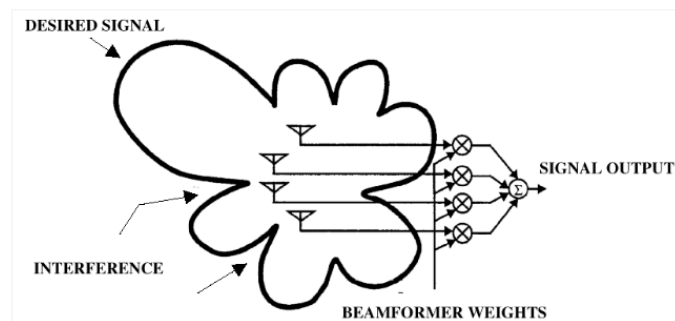


Εικόνα 3. Ευφυής κεραιά μεταγωγής λοβού

Η δεύτερη κατηγορία, οι ευφυείς κεραιές προσαρμοζόμενης φάσης, είναι κεραιές ελεγχόμενες από την φάση στην τροφοδοσία των στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Δεν διαθέτει προκαθορισμένο αριθμό διαγραμμάτων ακτινοβολίας, αλλά αντίθετως το διάγραμμα ακτινοβολίας της είναι διαρκώς κινούμενο προς την κατεύθυνση της ισχυρότερης λήψης, λαμβάνοντας υπόψη ότι το κριτήριο είναι η αύξηση του λαμβανόμενου σήματος. Εδώ το μειονέκτημα είναι ξανά η αδυναμία τους να καταστείλουν τις παρεμβολές και να αντιμετωπίσουν το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης.

Η τρίτη κατηγορία, οι πλήρως προσαρμοζόμενες ευφυείς κεραιές, είναι η πιο προηγμένη τεχνολογία πάνω στον τομέα. Το παραπάνω σύστημα μπορεί και διαμορφώνει ψηφιακά τον κύριο λοβό στην κατεύθυνση του επιθυμητού σήματος, ενώ παράλληλα το διάγραμμα ακτινοβολίας διαμορφώνεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε, να υπάρχουν πλευρικοί λοβοί στις κατευθύνσεις των πολυδιαδρομικών συνιστωσών του κύριου σήματος για περαιτέρω ενίσχυση, και μηδενισμοί στις κατευθύνσεις των

παρεμβαλλόντων σημάτων. Μόνο αυτό το σύστημα παρέχει βέλτιστο κέρδος, ενώ ταυτόχρονα αναγνωρίζει, ακολουθεί και ελαχιστοποιεί τα σήματα παρεμβολών. Για αυτήν την μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας γίνεται χρήση αναλογικών ενισχυτών και στροφένων φάσης, είτε με ψηφιοποίηση των σημάτων κάθε στοιχείου και ψηφιακή διαμόρφωση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Όλα τα παραπάνω ακούγονται πολύ ιδεατά, αλλά στην πράξη το κόστος κατασκευής και υλοποίησης είναι πολύ μεγάλο και πολλές φορές απαγορευτικό (οι αναλογικοψηφιακοί μετατροπείς εκτός από το γεγονός πως είναι αργοί, δεν λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες και έχουν μεγάλο κόστος κτήσης).



Εικόνα 4. Πλήρως προσαρμοζόμενη κεραία

### 2.2.2 Τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της τεχνολογίας ευφυών κεραιών

Υπάρχουν πολλά πλεονεκτήματα στην χρήση συστημάτων ευφυών κεραιών. Επιγραμματικά, τα σημαντικότερα από αυτά είναι:

a) Μείωση της παρεμβολής των γειτονικών καναλιών.

b) Αύξηση της χωρητικότητας καναλιού. Εφόσον αυτά τα συστήματα επιτρέπουν σε έναν βαθμό (ανάλογα την τεχνολογία) μείωση παρεμβολών από τα γειτονικά κανάλια και στόχευση εκπομπής προς τον επιθυμητό δέκτη, οδηγούμαστε στην δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων του περιορισμένου διαθέσιμου φάσματος το οποίο φυσικά, συνεπάγεται αύξηση της χωρητικότητας καναλιού που με την σειρά της οδηγεί σε μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης ή εξυπηρέτηση περισσότερων χρηστών με τους ήδη υπάρχοντες ρυθμούς.

c) Αύξηση της απόστασης κάλυψης. Η λειτουργία των ευφυών κεραιών είναι τέτοια που το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι πολύ κατευθυντικό διαθέτοντας κύριο λοβό με στενή δέσμη, άρα και μεγάλο κέρδος. Σαν αποτέλεσμα των παραπάνω, με την ίδια ισχύ που θα χρησιμοποιούσαμε σε ένα άλλο σύστημα μας δίνεται η δυνατότητα να φτάσουμε σε μεγαλύτερες αποστάσεις και να διατηρήσουμε τα επιθυμητά κριτήρια της ζεύξης.

d) Μείωση της αναγκαίας εκπεμπόμενης ισχύος. Οι κλασικές κεραίες για εφαρμογές κάλυψης σε 360° είναι ομοιοκατευθυντικές, εκπέμποντας ενέργεια προς όλες τις κατευθύνσεις, άρα υπάρχει μεγάλη σπατάλη σε αντίθεση με τις ευφυείς κεραίες που εκπέμπουν μόνο στην επιθυμητή κατεύθυνση. Σαν αποτέλεσμα των παραπάνω



χρειάζεται λιγότερη ισχύ για να λειτουργήσει ικανοποιητικά το σύστημα και ταυτόχρονα έχουμε και μείωση της παρεμβολής προς τους άλλους.

e) Αυξημένη ασφάλεια, εφόσον δεν έχουμε εκπομπή προς όλες τις κατευθύνσεις εάν κάποιος επιθυμεί να υποκλέψει την όποια εκπομπή θα έπρεπε να είναι στην ίδια τοποθεσία με τον παραλήπτη ή κάπου ενδιάμεσα μεταξύ πομπού και δέκτη.

f) Εύκολη ενσωμάτωση σε ήδη υπάρχοντα συστήματα επειδή οι ευφυείς κεραιές δεν είναι κάποιο νέο πρότυπο ή πρωτόκολλο, άρα εύκολα μπορούν να αντικαταστήσουν απλές κεραιές.

Σαν μειονεκτήματα θα μπορούμε να ξεχωρίσουμε τα παρακάτω:

a) Την πολυπλοκότητα. Σαν συστήματα είναι πολύ πιο πολύπλοκα από τις απλές κεραιές. Αυτό συνεπάγεται δυσκολότερη εύρεση και αντιμετώπιση τυχόν προβλημάτων.

b) Το κόστος κατασκευής είναι πολύ μεγαλύτερο, ωστόσο εδώ μπορεί κανείς να σκεφτεί ότι εξίσου μεγάλο είναι και το κόστος για άδεια χρήσης των συχνοτήτων που όπως είδαμε οι ευφυείς κεραιές μας επιτρέπουν καλύτερη αξιοποίηση τους. Άρα το οικονομικό κομμάτι προκύπτει ανάλογα τις ανάγκες του εκάστοτε δικτύου.

c) Οι διαστάσεις είναι μεγαλύτερες για να πετύχουμε τα επιθυμητά χαρακτηριστικά (δηλαδή ένα λογικό κέρδος) και όλες τις δυνατότητες που αναφέραμε, γίνεται χρήση πολλών στοιχείων με αποστάσεις περίπου μισό μήκος κύματος. Σε πολλές εφαρμογές αυτό δημιουργεί πρόβλημα. Επίσης δεν είναι πάντα εύκολο να τις κρατήσεις κρυφές για αποφυγή καταστροφών και βλαβών είτε από βανδαλισμούς είτε από φυσικά αίτια.

d) Η τοποθεσία παίζει πολύ μεγάλο ρόλο για την επιθυμητή λειτουργία του συστήματος.

### 2.2.3 Εφαρμογές

Η χρησιμότητα τους απλώνεται σε όλους βασικούς κλάδους τεχνολογίας των RF όπως τα τηλεφωνικά δίκτυα, τα ασύρματα δίκτυα και τα ραντάρ.

Στα κυψελωτά συστήματα TDMA η αύξηση του λόγου σήματος προς παρεμβολή μπορεί να οδηγήσει σε μείωση της απαιτούμενης απόστασης επαναχρησιμοποίησης συχνότητας με συνέπεια την αύξηση της χωρητικότητας. Παρομοίως, στα συστήματα CDMA η μείωση των παρεμβολών βελτιώνει σημαντικά την επίδοση του συστήματος, αφού μειώνει τις συνέπειες των ψευδο-ορθογωνικών κωδικών διασποράς. Επίσης, στα συστήματα CDMA οι ευφυείς κεραιές μπορούν να βοηθήσουν στην αντιμετώπιση του φαινομένου near-far που προκύπτει όταν ένας χρήστης είναι πολύ κοντά στον σταθμό βάσης σε σχέση με τους υπολοίπους.

Από τις πιο σημαντικές εφαρμογές των ευφύων κεραιών είναι η μείωση των επιπτώσεων του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Οι ευφυείς κεραιές μπορούν να κατευθύνουν το διάγραμμα ακτινοβολίας με τρόπο τέτοιο ώστε να

λαμβάνονται ορισμένες μόνο συνιστώσες του σήματος και να απορρίπτονται οι συνιστώσες σκέδασης. Έτσι είναι δυνατή η εξομάλυνση των διαλείψεων μικρής κλίμακας με ορατές ευεργετικές συνέπειες στις διακυμάνσεις της ισχύος, την διασυμβολική παρεμβολή, τις επιλεκτικές διαλείψεις, την διασπορά του φάσματος Doppler κλπ. Με τις ευφυείς κεραίες μειώνεται η απόσταση συνοχής, προσφέροντας ασυσχέτιστη λήψη και βελτίωση των συστημάτων διαφορισιμότητας κεραίας. Ακόμη, προσφέρεται μια νέα τεχνική διαφορισιμότητας, η διαφορισιμότητα διαγράμματος ακτινοβολίας (radiation pattern diversity). Ωστόσο, η τάση στο πεδίο των ευφύων κεραιών είναι πλέον ουσιαστικά προς την εκμετάλλευση της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Με κατάλληλη στροφή της φάσης των συνιστωσών σκέδασης, είναι δυνατή τελικά η δημιουργία εποικοδομητικής συμβολής στον δέκτη και η αύξηση με τον τρόπο αυτό του ρυθμού μετάδοσης και της χωρητικότητας της ζεύξης.

Άλλη σημαντική εφαρμογή τους είναι όταν για οικονομικούς λόγους απαιτείται πιο αραιό δίκτυο, χωρίς την αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος.

Η δυνατότητα ανίχνευσης της γωνίας άφιξης του σήματος επίσης αποτελεί μία ακόμα σημαντική εφαρμογή. Η εύρεση της γωνίας αυτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί όπως είπαμε για την βέλτιστη μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας, αλλά και για τον εντοπισμό της ασύρματης συσκευής. Η πληροφορία για τη θέση της ασύρματης συσκευής εφαρμόζεται σε διάφορες υπηρεσίες, όπως ο εντοπισμός των κλήσεων έκτακτης ανάγκης, ο εντοπισμός κλεμμένων τερματικών, διάφορες στρατιωτικές εφαρμογές κτλ.

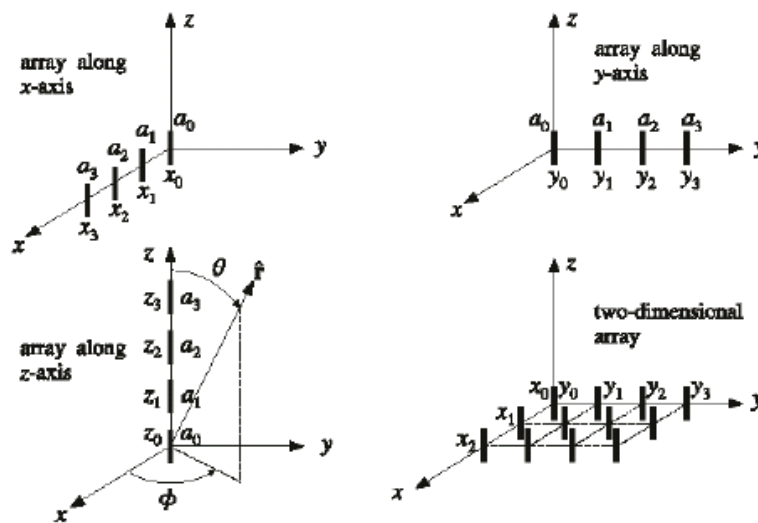
Απ' όλα τα παραπάνω φαίνεται ξεκάθαρα γιατί καταφεύγουμε σε αυτή την τεχνολογία. Βρίσκεται υπό συνεχή εξέλιξη με τα πιο σημαντικά ζητήματα προς βελτιστοποίηση να είναι το μέγεθος, καθώς και το κόστος ανάπτυξης και χρήσης.

### 2.3 Ανάλυση ευφύων κεραιών – στοιχειοκεραιών

Σε αυτό το σημείο θα εξετάσουμε σε μία απλοποιημένη μορφή το κομμάτι της θεωρίας που έχει να κάνει με το διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχειοκεραιών και στοιχειοκεραιών με παρασιτικά στοιχεία από μαθηματική σκοπιά, το οποίο εξηγεί κάποιες από τις πειραματικές δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν στην συνέχεια της εργασίας κατά το κομμάτι των προσομοιώσεων, καθώς και τις σκέψεις που μας οδήγησαν σε αυτές. Επίσης θα αναφερθούμε στην αντίσταση εισόδου κεραιών και την μήτρα αντιστάσεων.

Όπως είπαμε σε προηγούμενες ενότητες, στην πράξη όλες οι ευφυείς κεραίες είναι ουσιαστικά στοιχειοκεραίες, με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα να είναι αυτά που δίνουν την ευφυΐα. Με τον όρο στοιχειοκεραία αναφερόμαστε σε μια διάταξη ομοίων ακτινοβολητών που έχουν τον *ίδιο προσανατολισμό* και ακτινοβολούν ή λαμβάνουν ταυτοχρόνως. Τα ρεύματα των στοιχείων ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας είναι δυνατό να διαφέρουν κατά μέτρο ή και τη φάση. Γενικά χωρίζονται σε δύο ευρύτερες κατηγορίες, τις χωρικά ομοιόμορφες και τις χωρικά ανομοιόμορφες στοιχειοκεραίες. Όπως πιθανά αντιλαμβάνεται κανείς από το όνομα, οι χωρικά ομοιόμορφες είναι πιο εύκολες στην θεωρητική τους ανάλυση, σε σχέση με της ανομοιόμορφες, οι οποίες είναι

δυσκολότερες αλλά δίνουν μεγάλο βαθμό ελευθερίας στον σχεδιαστή. Στην εικόνα 5 βλέπουμε κάποιες τυπικές χωρικά ομοιόμορφες διατάξεις στοιχειοκεραίων.



Εικόνα 5. Τυπικές διατάξεις Στοιχειοκεραίων

### 2.3.1 Αντίσταση εισόδου κεραίας και μήτρα αντιστάσεων

Γενικά, για μία οποιαδήποτε κεραία μπορούμε να πούμε ότι η αντίσταση εισόδου περιλαμβάνει δύο όρους, την ίδια αντίσταση της κεραίας και την αμοιβαία αντίσταση της κεραίας ως προς το περιβάλλον. Η ίδια αντίσταση της κεραίας μετράτε στο σημείο τροφοδοσίας όταν αυτή λειτουργεί σε ελεύθερο χώρο, μακριά από άλλες κεραίες και γενικά μεταλλικές διατάξεις, που θα μπορούσαν να αλληλοεπιδράσουν με το μεταδιδόμενο σήμα και να δημιουργήσουν διάφορα φαινόμενα σκέδασης ή ανάκλασης. Η αμοιβαία αντίσταση από την άλλη περιγράφει την επίδραση της σύζευξης της υπό μέτρηση κεραίας με κάθε άλλη πηγή ή σκεδαστή στον περιβάλλοντα χώρο. Έτσι, για παράδειγμα σε μία στοιχειοκεραία δύο στοιχείων, η αντίσταση εισόδου κάθε στοιχείου θα είναι το άθροισμα της ίδιας αντίστασής του και της αμοιβαίας αντίστασής του με το άλλο στοιχείο.

Έστω λοιπόν στοιχειοκεραία με  $N$  πλήθος γραμμικών στοιχείων. Στην περίπτωση αυτή η κατανομή των ρευμάτων πάνω στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας είναι κατά προσέγγιση ημιτονοειδής και για τον πλήρη προσδιορισμό της ρευματικής κατανομής, απαιτείται μόνο η γνώση του αντίστοιχου ρεύματος τροφοδότησης  $I_i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ), αντίστοιχα η τάση τροφοδότησης κάθε στοιχείου συμβολίζεται ως  $V_i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ). Αν με  $V_{ij}$  ( $i, j = 1,2,\dots,N$ ) συμβολίζονται οι τάσεις που επάγονται στο στοιχείο  $i$  λόγω της ρευματικής κατανομής του στοιχείου  $j$ , θα ισχύει:

$$V_{ij} = Z_{ij} * I_j \quad (1)$$

Η τάση  $V_i$  πρέπει να αντισταθμίζει το σύνολο των τάσεων  $V_{ij}$ , άρα θα ισχύει:

$$V_i = \sum_{j=1}^N V_{ij} = \sum_{j=1}^N Z_{ij} * I_j \quad (2)$$

ή σε μορφή πίνακα η σχέση (2) αποτυπώνεται ως:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (3)$$

Όταν οι επιβαλλόμενες τάσεις είναι γνωστές, οι ρευματικές κατανομές θα δίνονται από την εξίσωση:

$$I = Z^{-1} * V \quad (4)$$

Μέσω της σχέσης (4) υπολογίζονται οι ρευματικές κατανομές των στοιχείων και από εκεί το πεδίο της στοιχειοκεραίας, όπως θα δείξουμε στην επόμενη ενότητα (2.3.2). Αντίστροφα, αν είναι γνωστά τα απαραίτητα πλάτη ρεύματος για την επίτευξη επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας η σχέση (3) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό των απαραίτητων επιβαλλόμενων τάσεων.

Η αντίσταση εισόδου στο σημείο τροφοδότησης για κάθε στοιχείο θα είναι:

$$Z_{i,in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{\sum_{j=1}^N Z_{ij} * I_j}{I_i} \quad (5)$$

Η τιμή της ίδια αντίστασης υπολογίσθηκε όταν η κεραία είναι η μόνη στον χώρο και όχι με παρουσία των άλλων στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Στην πράξη, η τιμή αυτή δεν διαφοροποιείται σημαντικά λόγω της παρουσίας των υπόλοιπων στοιχείων, με την απόσταση να είναι σημαντικός παράγοντας για το πόσο ισχύει η παραπάνω παρατήρηση, καθώς σε πολύ κοντινές αποστάσεις (πολύ πιο κάτω από 10λ) μπορεί να έχουμε πιο σημαντικές διαφοροποιήσεις. Ακόμα αξίζει να αναφερθεί ότι στην περίπτωση μη-γραμμικών στοιχείων και η μορφή της ρευματικής κατανομής διαφοροποιείται με τη παρουσία περισσότερων στοιχείων, συνεπώς για ακριβείς υπολογισμούς καταφεύγουμε σε εφαρμογή πιο περίπλοκων μεθόδων ανάλυσης, όπως η μέθοδος των ροπών στην διάταξη της στοιχειοκεραίας, οι οποίες δεν έχουν σχέση με την παρούσα εργασία και δεν θα μπούμε σε λεπτομέρειες.

Τέλος, να σημειωθεί ότι, στην περίπτωση όπου οι ακροδέκτες ενός στοιχείου είναι ανοικτοί, η τιμή του ρεύματος στο σημείο τροφοδότησης είναι μηδενική, αυτό δεν συνεπάγεται μηδενισμό της ρευματικής κατανομής σε όλο το μήκος του στοιχείου. Κάνοντας χρήση της εξίσωσης (3) δεν συνυπολογίζεται η επίδραση του ανοιχτοκυκλωμένου στοιχείου, αλλά κατά προσέγγιση θεωρείται ότι σε αυτήν την περίπτωση, η ρευματική κατανομή στο ανοιχτοκυκλωμένο στοιχείο μπορεί να αγνοηθεί.

### 2.3.2 Υπολογισμός διαγράμματος ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας

Το διάγραμμα ακτινοβολίας μια στοιχειοκεραίας Μ στοιχείων υπολογίζεται από τη διανυσματική υπέρθεση των διανυσμάτων ακτινοβολίας όλων των επιμέρους

στοιχείων. Εάν  $\vec{N}_m$  είναι το διάνυσμα ακτινοβολίας ενός μεμονωμένου στοιχείου, τότε το συνολικό διάνυσμα ακτινοβολίας δίνεται από την σχέση:

$$\vec{N}_{ολ}(\theta, \phi) = \vec{N}_0(\theta, \phi) + \vec{N}_1(\theta, \phi) + \dots + \vec{N}_{n-1}(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \vec{N}_m(\theta, \phi) \quad (6)$$

Στην εργασία ωστόσο στοχεύουμε στην κατασκευή τυπωμένης κεραίας (patch antenna), άρα δεν έχουμε διαφοροποιήσεις στην χωροταξία των στοιχείων κατά τον άξονα z, οπότε θα μπορούσαμε να έρθουμε πιο κοντά σε μία πιο χρήσιμη σχέση αν θεωρήσουμε ότι η στοιχειοκεραία αποτελείται από όμοια γραμμικά στοιχεία, τα οποία είναι τοποθετημένα στο x-y επίπεδο, με το κέντρο της διάταξης να ταυτίζεται με την αρχή του συστήματος συντεταγμένων. Άρα εφόσον μας ενδιαφέρει μονάχα το x-y επίπεδο, το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας  $U(\varphi)$ , δίνεται από την σχέση:

$$U(\varphi) = U_0 |AF(\varphi)|^2 \quad (7)$$

Το  $U_0$  αντιπροσωπεύει το διάγραμμα του κάθε στοιχείου, το  $AF(\varphi)$  τον συντελεστή της στοιχειοκεραίας (array factor) και το  $\varphi$  την γωνία παρατήρησης στο επίπεδο x-y. Αν θεωρήσουμε ότι η στοιχειοκεραία αποτελείται από  $M$  χωρικά ομοιόμορφα στοιχεία τοποθετημένα πάνω σε έναν κύκλο, το  $AF$  θα δίνεται από την σχέση:

$$AF(\phi) = \sum_{m=1}^M c_m \exp(jkR \cos(\phi - \phi_m)) \quad (8)$$

Όπου το  $c_m = I_m / I_1$  (μπορεί να είναι μιγαδικός) είναι ο συντελεστής διέγερσης ρευματικού πλάτους με το  $I_1$  να είναι η διέγερση αναφοράς της πρώτης κεραίας. Ο κυματικός αριθμός είναι  $k = 2\pi/\lambda$ . Το  $R$  είναι η ακτίνα του κύκλου και το  $\phi_m$  η θέση πάνω στον κύκλο για το  $m$  στοιχείο.

Επιπρόσθετα το διάνυσμα διέγερσης ρευμάτων  $I$ , είναι συσχετιζόμενο με το διάνυσμα διέγερσης τάσεων  $V$  μέσω της μήτρας αντιστάσεων  $Z$ :

$$I = Z^{-1} * V \quad (9)$$

Με την χρήση της μήτρας αντιστάσεων (βλέπε ενότητα 2.3.1) υπολογίζεται η σύζευξη μεταξύ των στοιχείων.

### 2.3.3 Υπολογισμός διαγράμματος ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με παθητικά στοιχεία

Στα πλαίσια της εργασίας έχουν χρησιμοποιηθεί παθητικά στοιχεία με ένα μόνο να είναι ενεργό στην διάταξη, για αυτό και κρίνεται απαραίτητο να γίνει μία σύντομη αναφορά στους υπολογισμούς που αφορούν και αυτή την περίπτωση.

Έστω ότι έχουμε στοιχειοκεραία με ένα μόνο ενεργό στοιχείο και τα υπόλοιπα N-1 στοιχεία είναι παθητικά. Οι τάσεις και τα ρεύματα στο σημείο τροφοδοσίας κάθε στοιχείου θα συνδέονται με την σχέση:

$$V_k = Z_{1k} * I_1 + Z_{2k} * I_2 + \dots + Z_{kk} * I_k + \dots + Z_{Nk} * I_N \quad (10)$$

όπου  $V_k, I_k, Z_{kk}$  είναι η τάση, το ρεύμα και η ίδια αντίσταση του k στοιχείου. Το  $Z_{ik}$  είναι η αμοιβαία αντίσταση μεταξύ των στοιχείων i και k ( $i, k = 1, 2, \dots, N$ ).

Όλα τα παθητικά στοιχεία θεωρούμε πως έχουν φορτίο που περιγράφεται από την σχέση:

$$V_k = -I_1 * Z_{L,k} \quad (11)$$

όπου το  $Z_{L,k}$  υποδηλώνει την σύνθετη αντίσταση του k στοιχείου.

Αντικαθιστώντας την σχέση (11) στην (10) και θεωρώντας ότι  $V_1 = 1$  χωρίς βλάβη της γενικότητας προκύπτει:

$$\begin{aligned} 1 &= Z_{11} * I_1 + Z_{12} * I_2 + \dots + Z_{1k} * I_k + \dots + Z_{1N} * I_N \\ 0 &= Z_{12} * I_1 + (Z_{22} + Z_{L,2}) * I_2 + \dots + Z_{2k} * I_k + \dots + Z_{2N} * I_N \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ 0 &= Z_{1k} * I_1 + Z_{2k} * I_2 + \dots + (Z_{kk} + Z_{L,k}) * I_k + \dots + Z_{kN} * I_N \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ 0 &= Z_{1N} * I_1 + Z_{2N} * I_2 + \dots + Z_{kN} * I_k + \dots + (Z_{NN} + Z_{L,N}) * I_N \end{aligned} \quad (12)$$

Τα παραπάνω μπορούν να περιγραφούν με έναν πιο κομψό τρόπο μέσω της σχέσης πινάκων:

$$A * x = b \quad (13)$$

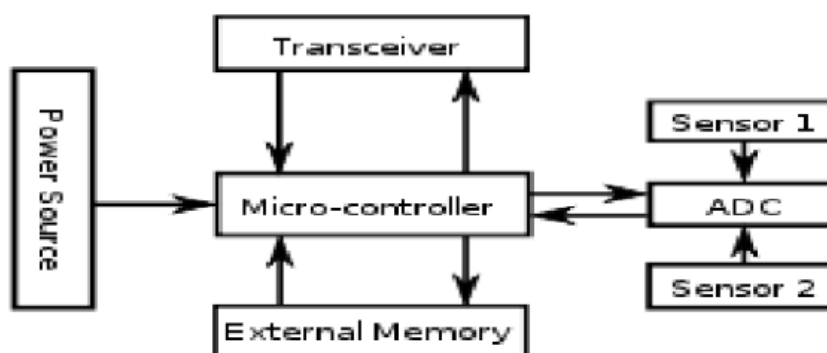
όπου  $x = [ I_1, I_2, \dots, I_k, \dots, I_N ]^T$ ,  $b = [ 1, 0, \dots, 0, \dots, 0 ]^T$  και με A να είναι:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{12} & Z_{22} + Z_{L,2} & \dots & Z_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{1N} & Z_{2N} & \dots & Z_{NN} + Z_{L,N} \end{bmatrix}$$

Για συγκεκριμένη τοπολογία και μήτρα αντιστάσεων, μέσω της εξίσωσης (13) μπορούν να υπολογιστούν τα ρεύματα των στοιχείων και έπειτα μέσω της εξίσωσης (7) το διάγραμμα ακτινοβολίας.

### 3. Ασύρματα δίκτυα αισθητήρων – WSN

Τα δίκτυα αισθητήρων με το πέρασμα του χρόνου έχουν γίνει μία αρκετά δημοφιλής τεχνολογία, καθώς το κόστος των αισθητήρων όλο και πέφτει και ταυτόχρονα μικραίνουν χωρίς να χάνουν την αξιοπιστία τους σαν τεχνολογία. Τα δίκτυα αισθητήρων είναι ασύρματα δίκτυα (επικοινωνία με ηλεκτρομαγνητικά κύματα μέσω του αέρα) που σχηματίζονται από αισθητήρες διασκορπισμένους σε μία περιοχή και τα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διάφορες εφαρμογές, όπως την μέτρηση θερμοκρασίας, ατμοσφαιρικής πίεσης, επιτάχυνσης κλπ. Οι περισσότεροι αυτών των αισθητήρων όπως γίνεται αντιληπτό είναι σε σημεία που δεν φτάνει ή τουλάχιστον δεν συμφέρει να φτάνει τροφοδοσία, οπότε χρησιμοποιούνται μπαταρίες για την τροφοδότηση τους. Εφόσον η μπαταρία είναι μία πηγή περιορισμένης ενέργειας ο χρόνος ζωής της εξαρτάται από το πόσο γρήγορα καταναλώνεται από τον αισθητήρα. Εξαιτίας του μεγάλου αριθμού μικροαισθητήρων που χρησιμοποιούνται σε τέτοιες εφαρμογές η αντικατάσταση της μπαταρίας δεν αποτελεί επιλογή, για αυτό είναι σημαντικό να καταναλώνουν το ελάχιστο απαιτούμενο ρεύμα κατά την λειτουργία τους. Οι αισθητήρες με την μπαταρία τροφοδοτούν το κύκλωμα τους και επικοινωνούν ασύρματα, με αυτή την λειτουργία να είναι η πιο ενεργειακά κοστοβόρα.



Εικόνα 6. Μπλοκ διάγραμμα ασύρματου αισθητήρα – κόμβου

Ένας ασύρματος αισθητήρας πέρα από την δυνατότητα ανίχνευσης και ασύρματης επικοινωνίας έχει και δυνατότητες μικρής αποθήκευσης δεδομένων (διαθέτει μία μικρή μνήμη) και περιορισμένης επεξεργαστικής ισχύος. Η πρόοδος στον κλάδο σχεδίασης ενσωματωμένων κυκλωμάτων φέρνει συνεχή μείωση στο μέγεθος, βάρος και κόστος των αισθητήρων, ενώ ταυτόχρονα βελτιώνονται τα χαρακτηριστικά τους.

Ταυτοχρόνως οι μοντέρνες τεχνολογίες διαχείρισης δικτύων επιτρέπουν τον συντονισμό και δικτύωση ενός μεγάλου αριθμού συσκευών. Ένα ασύρματο δίκτυο αισθητήρων (*Wireless Sensor Network – WSN*) απαρτίζεται από έναν μεγάλο αριθμό ασύρματων αισθητήρων που δουλεύουν σε συνεργασία για την επίτευξη ενός κοινού σκοπού, επιπροσθέτως η σύνθεση ή ο προκαθορισμός των θέσεων των κόμβων δεν είναι αναγκαίος το οποίο επιτρέπει τη τυχαία επέκταση σε εχθρικά περιβάλλοντα προστατεύοντας τα από απειλές, ένα μοναδικό χαρακτηριστικό το οποίο εν μέρει είναι υπεύθυνο για τη καθιέρωση αυτής της τεχνολογίας. Ένα WSN έχει έναν ή περισσότερους κόμβους οι οποίοι μαζεύουν δεδομένα από όλους τους αισθητήρες του δικτύου και τα προωθούν καταλλήλως (*concentrator*).

Το εύρος δυνατοτήτων αυτής της τεχνολογίας είναι σχεδόν απεριόριστο και βρίσκει εφαρμογή σε όλους τους χώρους (στρατιωτικούς, ναυτικούς, περιβαλλοντολογικούς, εμπορικούς και κοινωνικούς). Κάποιες εφαρμογές συμπεριλαμβάνουν στρατιωτική παρακολούθηση, έλεγχο παραγωγής σε βιομηχανικούς χώρους, βιομετρήσεις σε κλάδους της υγείας, παρακολούθηση βιοτόπων, δασών και καιρού, παρακολούθηση μεγάλων εκτάσεων καλλιέργειών, εφαρμογές σε έξυπνα σπίτια κτλ. Ο σχεδιασμός, η παραγωγή και δικτύωση ασύρματων αισθητήρων για υποστήριξη ενός τόσο μεγάλου εύρους εφαρμογών είναι ένα σύνθετο και περίπλοκο ζήτημα, το οποίο έχει οδηγήσει σε εκτενές μελέτες τα τελευταία χρόνια. Οι περισσότερες έρευνες και μελέτες έχουν στραφεί στη δρομολόγηση και την κατανομημένη επεξεργασία με απώτερο στόχο την βελτίωση της ποιότητας των παρεχόμενων υπηρεσιών καθώς και την ελαχιστοποίηση των παρεμβολών και του ρυθμού κατανάλωσης ισχύος κυρίως όταν πραγματοποιείται μεταφορά δεδομένων. Ο δικός μας στόχος είναι η κατασκευή μίας τυπωμένης έξυπνης κεραίας η οποία με το κατάλληλο λογισμικό για την δρομολόγηση θα μπορούσε να αποτελεί το RF κομμάτι του κάθε κόμβου στο δίκτυο.

Παρακάτω θα αφιερώσουμε κάποιες ενότητες για να εξετάσουμε περιληπτικά το πως και το γιατί συμφέρει ο συνδυασμός των ευφών κεραιών με τα WSN.

### 3.1 Χρήση ευφών κεραιών στα WSN

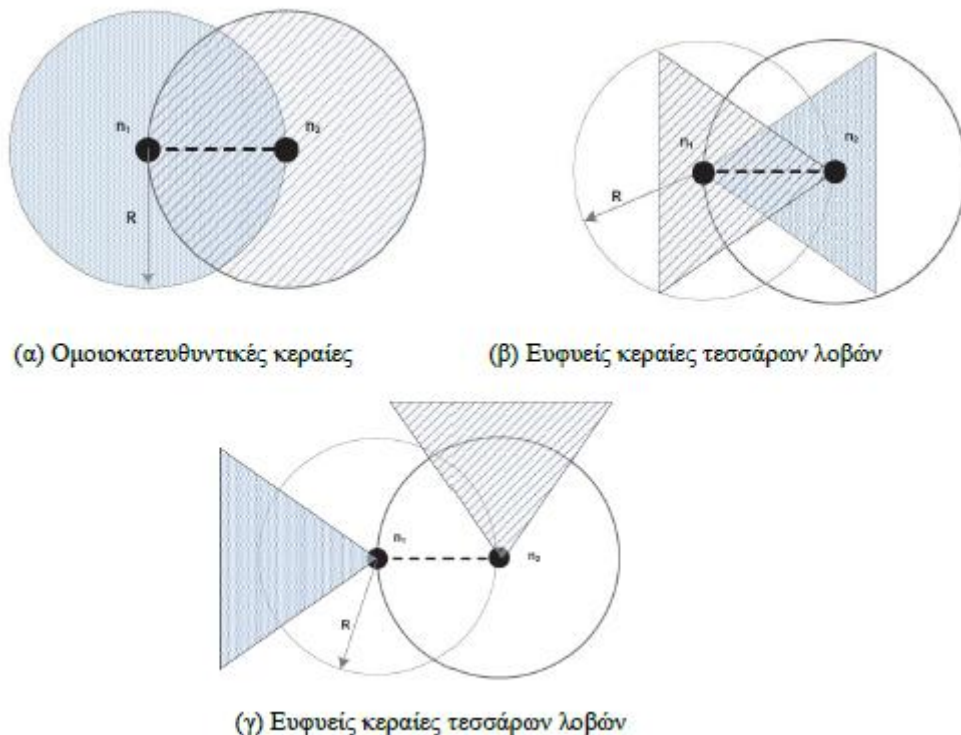
Η ενσωμάτωση ευφών κεραιών σε κόμβους ασύρματων αισθητήρων έχει προταθεί σαν εναλλακτική και πρωτοπόρα προσέγγιση σε φυσικό επίπεδο η οποία είναι ικανή να καταπολεμήσει συνηθισμένα μειονεκτήματα που αναφέραμε πιο πάνω. Μελέτες της συμπεριφοράς των WSN αποτελούμενων από διαφορετικούς τύπους κεραιών (ομοιοκατευθυντικών ή προσαρμωστικών κατευθυντικών) έχουν φέρει απροσδόκητα ευμενή αποτελέσματα, τα οποία βελτιώνουν την λειτουργία των συστημάτων δικτύων αυτού του τύπου.

Στην εικόνα 7 φαίνεται ένα απλό δίκτυο αποτελούμενο από 2 κόμβους  $n_1$  και  $n_2$  οι οποίοι σε φυσικό επίπεδο είναι εξοπλισμένοι είτε με ομοιοκατευθυντικές είτε με ευφυείς κεραίες. Με αυτό το απλό παράδειγμα βλέπουμε πως ο κάθε κόμβος αλληλοεπιδρά με τον διπλανό του και την περιοχή κάλυψής τους όταν γίνεται προσπάθεια εκπομπής. Στην εικόνα 7(α) ορίζεται η κοινή περιοχή κάλυψης ως η τομή των δίσκων, ενώ η ένωσή τους ορίζει τη περιοχή παρεμπόδισης στην οποία κάθε άλλος



κόμβος δεν μπορεί να μεταδώσει. Στην εικόνα 7(β) φαίνεται η συνολική περιοχή κάλυψης κατά την μετάδοση μεταξύ κόμβων  $n_1$  και  $n_2$  όταν χρησιμοποιούνται ευφρείς κεραίες και συνεπώς μόνο ένας από τους 4 λοβούς είναι ενεργός. Γίνεται ξεκάθαρο ότι η συνολική παρεμβολή μειώνεται σημαντικά, ένας μικρότερος αριθμός κόμβων μπλοκάρονται και περισσότερος ελεύθερος χώρος γίνεται διαθέσιμος για τους μη ενεργούς κόμβους στο δίκτυο.

Η εικόνα 7(γ) δείχνει ένα διαφορετικό παράδειγμα, όπου ο κόμβος  $n_1$  αντί να επικοινωνεί με τον  $n_2$  επικοινωνεί με κάποιον άλλον κόμβο στην περιοχή κάλυψης. Ενώ οι 2 κόμβοι μπορούν να επικοινωνήσουν μεταξύ τους, όταν έχουμε επικοινωνία με άλλους κόμβους δεν γίνεται παρεμβολή μεταξύ τους, κάτι το οποίο δεν συμβαίνει στις ομοιοκατευθυντικές κεραίες, π.χ. όπως βλέπουμε και στην εικόνα 7(α), την ώρα που στέλνει δεδομένα ο  $n_1$  προς έναν τρίτο κόμβο είναι αδύνατο ταυτόχρονα να στείλει και ο  $n_2$ . Μετά από αυτό το παράδειγμα αξίζει να περάσουμε σε κάποιες βασικές παραμέτρους οι οποίες χαρακτηρίζουν ένα WSN.



Εικόνα 7. Παράδειγμα λειτουργίας κεραιών σε ένα WSN [22]

Η εμφάνιση πακέτων προς αποστολή σε ένα WSN δίκτυο αποδεικνύεται ότι ακολουθεί τη κατανομή Poisson με την παράμετρο  $\lambda$  να καθορίζει το πόσο πυκνή ή αραιή είναι η κυκλοφορία μέσα στο δίκτυο, δηλαδή δείχνει τον ρυθμό με τον οποίο δημιουργούνται τα πακέτα κατά την διάρκεια κάθε χρονοθυρίδας. Βασική παράμετρος στα WSN είναι η κάλυψη, που δείχνει πόσο καλά οι αισθητήρες παρακολουθούν και καταγράφουν τα γεγονότα για τα οποία προορίζονται. Γενικά, η παραπάνω παράμετρος μπορεί να οριστεί ως το *QoS (Quality of Service)* ενός WSN και πρακτικά

είναι ο αριθμός των πακέτων των οποίων η μετάδοση έχει μόλις ξεκινήσει προς τον συνολικό αριθμό των πακέτων που έχουν εξαχθεί (φόρτος του δικτύου). Στην πράξη βέβαια δεν είναι ασυνήθιστο, οι ανάγκες κάλυψης να μεταβληθούν μετά την τοποθέτηση του WSN εξαιτίας αλλαγών στις απαιτήσεις της εφαρμογής ή λόγω περιβαλλοντολογικών συνθηκών, για αυτό γίνεται προσπάθεια πρόβλεψης ανάλογα την εφαρμογή. Η *πυκνότητα κόμβων (Node density)* είναι μία συσχετιζόμενη με τα παραπάνω παράμετρος, η οποία καθορίζει την πυκνότητα με την οποία οι κόμβοι ενός WSN κατανέμονται σε ένα χώρο. Άλλη άμεσα συσχετιζόμενη παράμετρος που δείχνει την επιτυχή λειτουργία της ασύρματης επικοινωνίας είναι η αποδοτικότητα (efficiency), δηλαδή ο αριθμός μηνυμάτων που παραδόθηκαν επιτυχώς από το πομπό στο δέκτη προς το συνολικό φορτίο του δικτύου. Το ποσοστό επί τοις εκατό (A%) των ενεργών κόμβων είναι ο μέσος αριθμός των κόμβων που επιτρέπεται να εκπέμπουν στην ίδια χρονοθυρίδα, χωρίς να παρεμποδίζονται από παρεμβολές κυκλοφορίας του ιδίου δικτύου.

### 3.2 Σύγκριση επιδόσεων μεταξύ ομοιοκατευθυντικών και ευφών κεραιών σε ένα WSN

Βάση των παραμέτρων που δώσαμε στην παραπάνω ενότητα ακολουθεί μία πιο ποσοτική αξιολόγηση της επίδοσης του WSN με την χρήση ευφών κεραιών έναντι των ομοιοκατευθυντικών, μέσω προσομοίωσης του δικτύου. Έτσι θα γίνουν πιο ξεκάθαρα τα πλεονεκτήματα ενός WSN που χρησιμοποιεί ευφείς κεραιές. Το θέμα θα εξεταστεί από πλευράς:

- Node Density (κόμβοι για κάθε  $m^2$ )
- Poisson parameter  $\lambda$
- Εκπεμπόμενη ισχύς  $P_t$

Να σημειωθεί ότι σχετικά με την παράμετρο  $\lambda$  δίνεται βάση στην μέγιστη επιτρεπτή τιμή που μπορεί στην πραγματικότητα να πάρει αυτή η παράμετρος, διαφορετικά θα οδηγηθούμε σε παραπλανητικά αποτελέσματα. Επίσης, με την εκπεμπόμενη ισχύ αναφερόμαστε στην εκπεμπόμενη ισχύ του κάθε κόμβου, κάνοντας την παραδοχή ότι εξετάζουμε ένα *ομοιογενές WSN* όπου κάθε κόμβος έχει πανομοιότυπα χαρακτηριστικά.

Για αυτήν την σημαντική ενότητα που αποτυπώνει ποσοτικά τα πλεονεκτήματα χρήσης ευφών κεραιών στηρίζομαστε στα αποτελέσματα της *εργασίας [22]*.

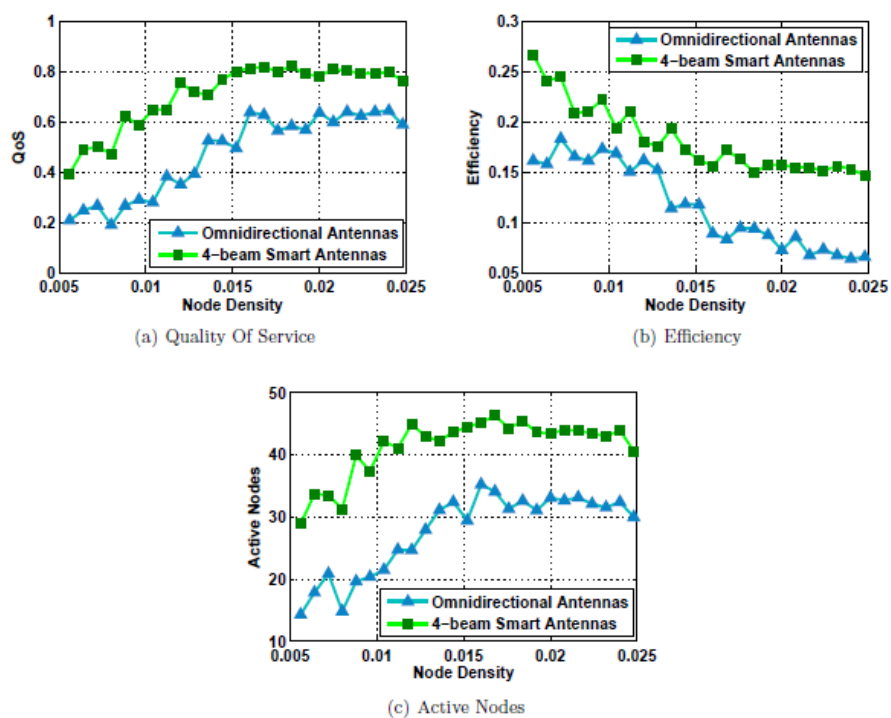
#### 3.2.1 Επιδόσεις συναρτήσει του Node Density

Στο γράφημα της εικόνας 8 βλέπουμε το πώς αλλάζουν το QoS, η αποδοτικότητα και οι ενεργοί κόμβοι συναρτήσει της πυκνότητας των κόμβων. Η πυκνότητα των κόμβων είναι ζωτικής σημασίας για την αποδοτικότητα του δικτύου, καθώς αποτελεί καθοριστικό παράγοντα για τις περιοχές σύγκρουσης και για τα συντομότερα μονοπάτια που χρησιμοποιούνται για τη διάδοση.

Στην αρχή οι υπολογισμοί ξεκινάνε για μία περιοχή  $50 \times 50 \text{ m}^2$  και μέσα σε αυτή την περιοχή γίνεται τοποθέτηση 1 κόμβου κάθε 15 μέτρα το οποίο αντιστοιχεί σε πυκνότητα κόμβων  $0.005 \text{ κόμβοι/m}^2$ . Έπειτα γίνεται σταδιακά αύξηση μέχρι να φτάσουμε στον ένα κόμβο ανά 6 μέτρα, που αντιστοιχεί σε  $0.025 \text{ κόμβους / m}^2$ .

Βάση των όλων παραπάνω που έχουμε πει, δεν εκπλησσόμαστε όταν βλέπουμε στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων πως η αύξηση των κόμβων, προκαλεί ταυτόχρονα στο δίκτυο μία αύξηση στους κόμβους που πέφτουν σε ίδια τμήματα και απενεργοποιούνται κατά την διάρκεια ενεργών μεταδόσεων και πως αυτό είναι πολύ πιο έντονο στην περίπτωση των ομοιοκατευθυντικών κεραιών όπου η εκπομπή, δεν γίνεται με επιλογή λοβού μόνο προς τον επιθυμητό δέκτη, αλλά σε ό,τι υπάρχει γύρω από τον κόμβο. Επίσης φαίνεται ότι η χρήση ευφυών κεραιών έχει μεγαλύτερη επίδραση σε πυκνά παρά σε αραιά δίκτυα.

Με πυκνότερο δίκτυο καταφέρνουμε καλύτερο QoS, ώσπου φτάνουμε σε μία τιμή σύγκλισης αποτελεσμάτων όπου φαίνεται να μην παίζει πλέον ρόλο η αύξηση της πυκνότητας των κόμβων. Η βελτίωση με την χρήση ευφυών κεραιών στο WSN για το QoS είναι περίπου 20% σε όλο το εύρος δοκιμών έναντι της χρήσης ομοιοκατευθυντικών κεραιών. Όσον αφορά την αποδοτικότητα του δικτύου βλέπουμε ραγδαία πτώση όσο αυξάνεται η πυκνότητα των κόμβων για την περίπτωση ομοιοκατευθυντικών κεραιών ενώ οι ευφυείς κεραιές κρατάνε την απόδοση σε ένα σταθερά υψηλό σημείο ακόμα και στις μεγάλες τιμές πυκνότητας. Τέλος, όπως είναι αναμενόμενο λόγω λιγότερων παρεμβολών οι ενεργοί κόμβοι είναι πάντα περισσότεροι στην περίπτωση των ευφυών κεραιών.



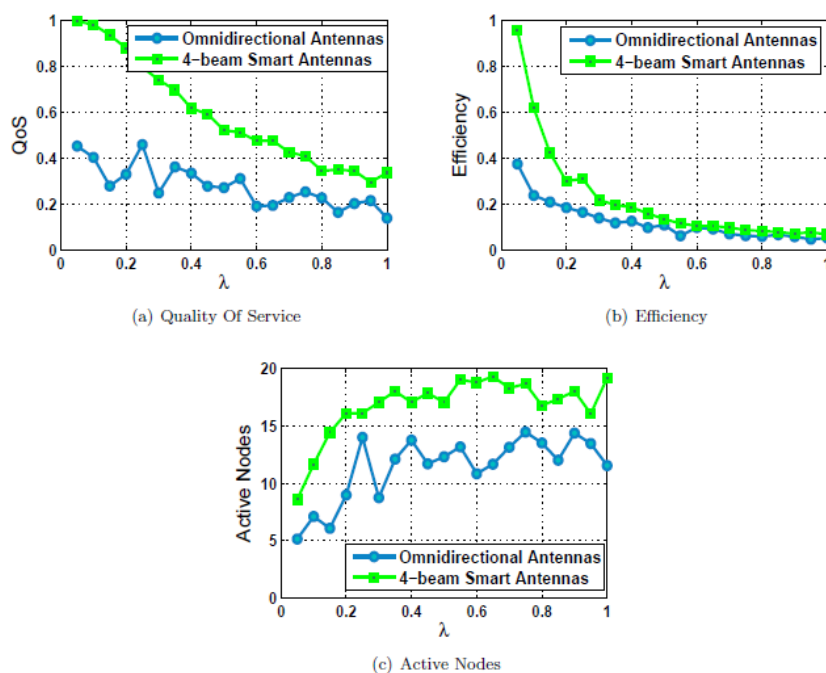
Εικόνα 8. Απόδοση δικτύου συναρτήσει του Node Density [22]

### 3.2.2 Επιδόσεις συναρτήσει της παραμέτρου $\lambda$

Ουσιαστικά η παράμετρος  $\lambda$  δείχνει την κίνηση στο δίκτυο και εξετάζεται κάτω από διαφορετικές συνθήκες δικτύου. Αυξημένη ροή δεδομένων στο δίκτυο συνεπάγεται και αύξηση του  $\lambda$ , ενώ χαμηλή ροή, μείωση του  $\lambda$  το οποίο συνεπάγεται καλύτερο QoS και απόδοση.

Στο γράφημα της εικόνας 9 για πυκνότητα κόμβων: 1 κόμβος / 100 m<sup>2</sup> βλέπουμε το πως η παράμετρος  $\lambda$  επηρεάζει τις επιδόσεις του δικτύου ανάλογα την τεχνολογία κεραιών που υλοποιείται. Σε κάθε περίπτωση η χρήση ευφυών κεραιών προσδίδει καλύτερα αποτελέσματα για κάθε τιμή και κυρίως για χαμηλή ροή δεδομένων όπου η διαφορά είναι πολύ αισθητή. Όσο αναφορά τους ενεργούς κόμβους, αντιθέτως με τις ομοιοκατευθυντικές κεραιές, στις ευφυείς κεραιές έχουμε συνεχή αύξηση με την αύξηση του  $\lambda$ , το οποίο είναι λογικό συλλογιζόμενοι ότι όσο αυξάνεται η ροή δεδομένων και καταλήγουμε στο να έχει κάθε κόμβος να στείλει δεδομένα υπάρχει παρεμβολή μεταξύ γειτονικών κόμβων οι οποίοι μπλοκάρονται.

Καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι, ο υψηλός ρυθμός γέννησης πακέτων δεν επηρεάζει και τους δύο τρόπους στον ίδιο βαθμό. Ο λόγος που οι ευφυείς κεραιές επηρεάζονται λιγότερο είναι πως οι περισσότεροι κόμβοι είναι ικανοί να εκπέμψουν χάρη στις μικρότερες περιοχές κάλυψης που σχηματίζουν και χάρη στο μικρότερο αριθμό κόμβων που μπλοκάρονται.



Εικόνα 9. Απόδοση δικτύου συναρτήσει της παραμέτρου  $\lambda$  [22]

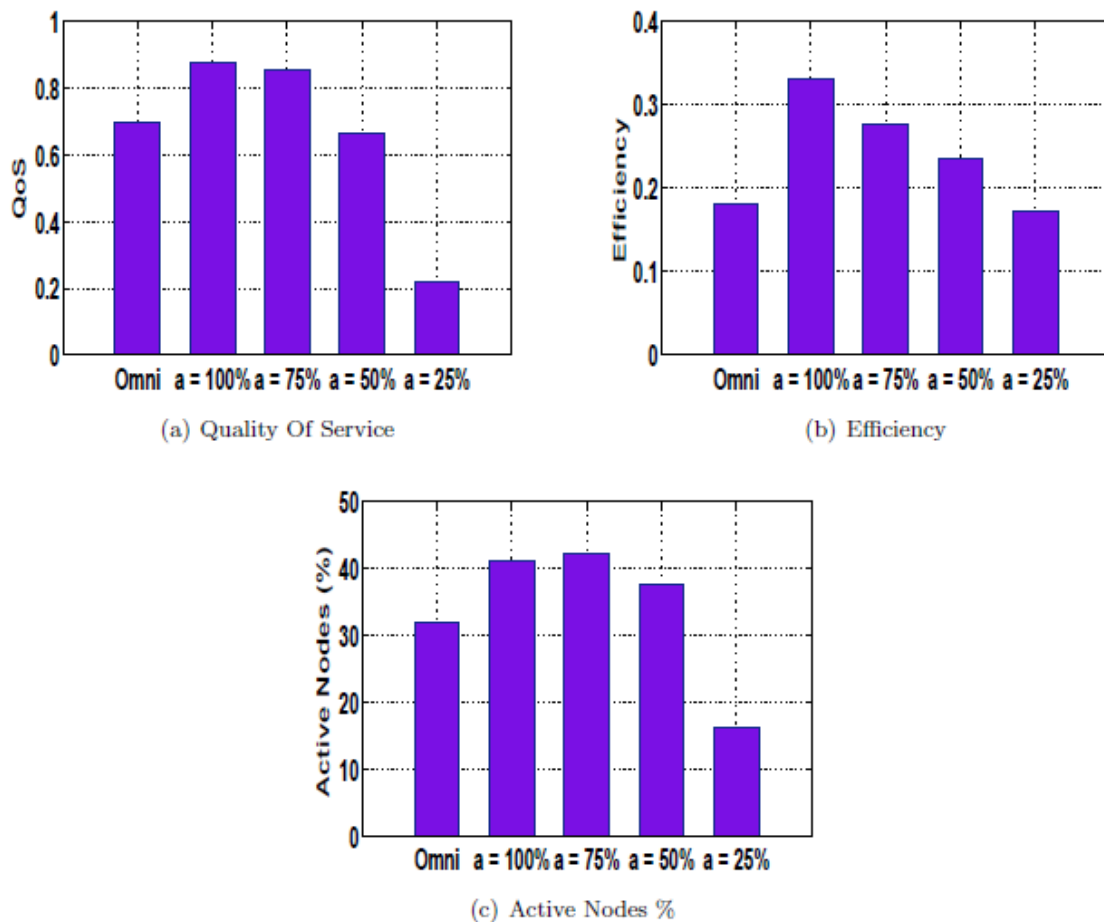
### 3.2.3 Επιδόσεις συναρτήσει της κατανάλωσης ενέργειας

Αυτή η παράμετρος είναι μία από τις σημαντικότερες και έχει την μεγαλύτερη σχέση με την παρούσα εργασία. Η κατανάλωση ενέργειας παίζει καθοριστικό ρόλο στην λειτουργία του δικτύου (θυμίζουμε πως γίνεται χρήση μπαταριών) και δίνεται

μεγάλη προσοχή σε αυτήν κατά τον σχεδιασμό και σχεδίαση ασύρματων δικτύων και αισθητήρων. Με την υπόθεση ότι κάθε κόμβος έχει τις ίδιες ενεργειακές δυνατότητες, δηλαδή ενεργειακές δεξαμενές, μεταδιδόμενη ισχύ, χρόνο ενεργειακής εξάντλησης, ρυθμό κατανάλωσης ενέργειας κτλ., μπορούμε εύκολα να συμπεράνουμε ότι μια μείωση στην εκπεμπόμενη ισχύ μπορεί να επηρεάσει όλους του υπόλοιπους ενεργειακούς παράγοντες. Πρακτικά στις ευφυείς κεραιές αυτή η μείωση επιτυγχάνεται αυξάνοντας την κατευθυντικότητα. Δεδομένου ότι οι αποστάσεις μεταξύ κάθε ζεύγους κόμβων είναι γνωστές εκ των προτέρων, μπορούμε να κάνουμε τους κόμβους να ρυθμίσουν τη μεταδιδόμενη τους ισχύ αναλόγως. Αντί λοιπόν να αυξάνεται ο αριθμός συνδέσεων από τα δίκτυα που παράγονται με την διατήρηση της μεταδιδόμενης ισχύος σε σταθερά επίπεδα, επιλέγεται με την χρήση ευφύων κεραιών η μείωση της ισχύος. Αυτή η προσέγγιση θεωρείται πιο δίκαια για την σύγκριση μεταξύ των δύο τεχνολογιών.

Δοθέντος ότι η εκπεμπόμενη ισχύς για δίκτυα που λειτουργούν με ομοιοκατευθυντικές κεραιές είναι προκαθορισμένη, μελετάμε την συμπεριφορά των δικτύων με ευφυείς κεραιές και εξετάζουμε χαμηλότερες τιμές ισχύος για διαφορετικές τοπολογίες. Ως εκ τούτου, μπορούμε να σχηματίσουμε συμπεράσματα για το σημείο που η ικανότητα διαβίβασης δεδομένων εξισώνεται και για το ποσοστό ενέργειας που εξοικονομείται.

Στην εικόνα 10 που ακολουθεί, η παράμετρος  $\alpha$  αντιπροσωπεύει ένα τμήμα της αρχικής εκπεμπόμενης ισχύος (θεωρούμε ότι είναι κοινή για όλους τους κόμβους εφόσον έχουμε κάνει την παραδοχή ότι πρόκειται για ομοιογενές δίκτυο, άρα ίδια χαρακτηριστικά μεταξύ κόμβων).



Εικόνα 10. Απόδοση δικτύου συναρτήσει της κατανάλωσης ενέργειας [22]

Η ισχύς εκπομπής για την ομοιοκατευθυντική λειτουργία είναι 10 mW και οι περιπτώσεις που αξιολογούνται περιλαμβάνουν δίκτυα με την χρήση έξυπνων κεραιών με μειωμένη ισχύ που κυμαίνεται από 10 mW ( $\alpha=100\%$ ) έως και 2.5 mW ( $\alpha=25\%$ ). Φυσικά για  $\alpha=100\%$  έχουμε την μεγαλύτερη απόδοση. Το σημείο όπου το QoS μεταξύ των δύο τεχνολογιών παραμένει στα ίδια επίπεδα είναι για τιμή  $\alpha=75\%$  (με τις ευφυείς κεραιές να έχουν λίγο υψηλότερο QoS), το οποίο συνεπάγεται μία σημαντική μείωση στην ισχύ. Λόγω των υψηλότερων κερδών του κάθε λοβού που παρουσιάζουν οι ευφυείς κεραιές, η υψηλή ισχύ εκπομπής οδηγεί σε μεγαλύτερο αριθμό συνδέσεων και κατά συνέπεια υψηλότερων επιπέδων παρεμβολών. Με την μείωση της εκπεμπόμενης ισχύος καταφέρνουμε:

- Το QoS όπως φαίνεται στο γράφημα να είναι σχεδόν ίδιο για  $\alpha=75\%$  και για  $\alpha=100\%$  (δηλαδή μέγιστη ισχύ). Έτσι, προσεγγιστικά ο ίδιος αριθμός πακέτων αποστέλλονται στην ίδια χρονική περίοδο.
- Το ποσοστό των ενεργών κόμβων μέσα στην ίδια χρονοθυρίδα είναι μεγαλύτερο κατά περίπου 2% σε σχέση με την περίπτωση όπου το  $\alpha$  είναι 100% του  $P_t$  και είναι περίπου διπλάσιο με σημείο αναφοράς την ομοιοκατευθυντική λειτουργία.

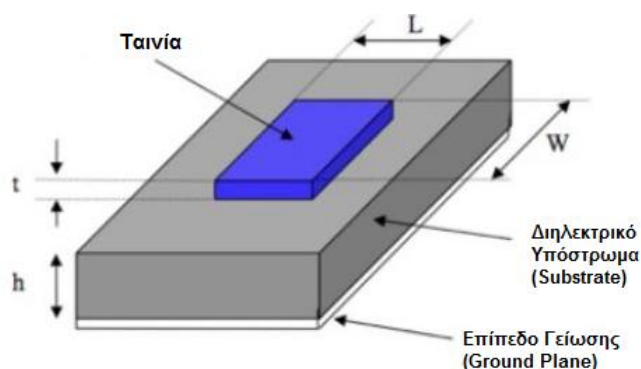
- Στον αντίποδα, το δίκτυο δεν είναι τόσο αποδοτικό όσο το πρώτο. Η βαριά κυκλοφορία μπορεί να προκαλέσει καθυστέρηση στην αποστολή πακέτων στις σειρές αναμονής, πράγμα που μας οδηγεί σε χαμηλότερες επιδόσεις.

## 4. Τυπωμένες κεραίες και γραμμές

### 4.1 Χαρακτηριστικά τυπωμένων μικροταινιακών κεραιών

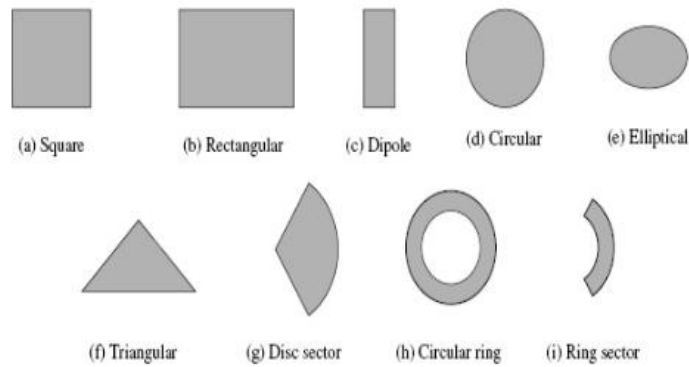
Η ιδέα των τυπωμένων μικροταινιακών κεραιών, πρωτοεμφανίστηκε το 1953, ωστόσο μετά το 1970 ξεκίνησε η μελέτη γύρω από αυτές. Γενικά οι τυπωμένες κεραίες σαν διατάξεις είναι μικρού βάρους, μεγέθους, κόστους, παρέχουν ευκολία στην εγκατάσταση, εμφανίζουν καλή μηχανική αντοχή πάνω σε σκληρές επιφάνειες και καλή επίδοση, με όλα τα παραπάνω να είναι ο λόγος που αυτή η τεχνολογία χρησιμοποιείται σε εφαρμογές με αυστηρές προδιαγραφές όπως σε αεροσκάφη, διαστημόπλοια, δορυφόρους και πάρα πολλές άλλες εμπορικές και κυβερνητικές εφαρμογές, που χρειάζονται κεραίες χαμηλού προφίλ. Όπως θα αναλύσουμε παρακάτω δίνουν ελευθερία στον σχεδιαστή, ταυτόχρονα έχουν εκ φύσεως κάποια πλεονεκτήματα, αλλά και σοβαρά μειονεκτήματα.

Οι κλασικές τυπωμένες κεραίες αποτελούνται από ένα διηλεκτρικό στρώμα (το ονομάζουμε υπόστρωμα), όπου στην μια πλευρά έχει μία μικροταινία, η οποία μπορεί να έχει διάφορα σχήματα (βλέπε εικόνα 12) και από την άλλη πλευρά ένα επίπεδο γείωσης. Η απόσταση μεταξύ μικροταινίας και γείωσης, δηλαδή το πάχος του υποστρώματος καθορίζει το εύρος ζώνης λειτουργίας. Ένα πιο παχύ υπόστρωμα αυξάνει σε έναν μικρό βαθμό το κέρδος αλλά, μπορεί να οδηγήσει σε ανεπιθύμητα φαινόμενα, όπως επιφανειακά κύματα. Τα επιφανειακά κύματα αφαιρούν ισχύ από τη συνολική διαθέσιμη της απευθείας ακτινοβολίας (δηλαδή τα κύματα χώρου), οδεύουν μέσα στο υπόστρωμα και σκεδάζονται στις κάμψεις και στις ασυνέχειες του υποστρώματος, υποβαθμίζοντας την πόλωση και το διάγραμμα της κεραίας. Ένας τρόπος αντιμετώπισης είναι η συμπίεση τους με την χρήση κοιλοτήτων.



Εικόνα 11. Δομή μίας κλασικής μικροταινιακής κεραίας (χωρίς απεικόνιση της τροφοδοσίας)





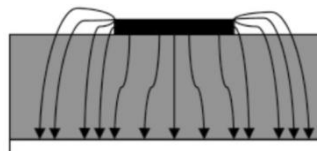
Εικόνα 12. Σχήματα μικροταινιών

Το πιο συνηθισμένο σχήμα μικροταινίας που συναντά κανείς, είναι το ορθογώνιο (με μικροταινιακή γραμμή τροφοδοσίας), βάση αυτού θα θέσουμε κάποιες χρήσιμες σχέσεις και παραμέτρους για την σχεδίαση τέτοιων κεραιών για τον ενδιαφερόμενο αναγνώστη.

Η κεραία λειτουργεί σε TM<sub>10</sub> mode (Transverse Magnetic), εφόσον το μήκος της μικροταινίας είναι λίγο μικρότερο από  $\lambda/2$ , το οποίο παρέχει την πληροφορία ότι το πεδίο μεταβάλλεται  $\lambda/2$  κατά το μήκος και ότι στο πλάτος δεν έχουμε καμία μεταβολή (αλληλοαναιρούνται τα πεδία), άρα ούτε ακτινοβολήση. Για αυτό και το μήκος και όχι το πλάτος είναι η παράμετρος που επηρεάζει την εκπομπή και τον συντονισμό, όπως θα δείξουμε με τις παρακάτω σχέσεις.

Όπως βλέπουμε στην εικόνα 13, εξαιτίας του ύψους της μικροταινίας δεν μπορεί να υποστηριχτεί το TEM mode (Transverse Electric Magnetic). Το TEM σημαίνει απευθείας μετάδοση των γραμμών ηλεκτρικού πεδίου στο διηλεκτρικό, το οποίο δεν υφίσταται επειδή κάποιες από τις γραμμές του ηλεκτρικού πεδίου κινούνται στον αέρα πριν περάσουν στο διηλεκτρικό, κατά συνέπεια το  $\epsilon_r$  αντικαθίσταται από το  $\epsilon_{eff}$  που στην πράξη είναι λίγο μικρότερο και υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

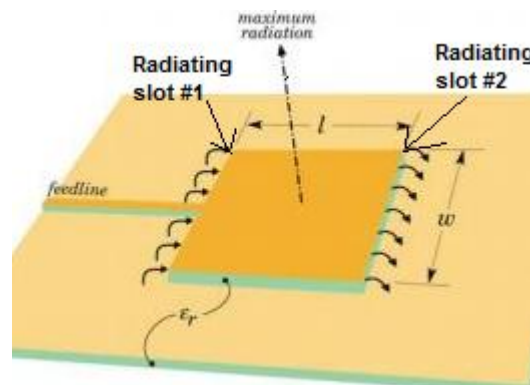
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_R + 1}{2} + \frac{\epsilon_R - 1}{2} * \frac{1}{\sqrt{1 + 12(\frac{h}{W})}} \quad (14)$$



Εικόνα 13. Γραμμές ηλεκτρικού πεδίου στην μικροταινία

Επειδή οι γραμμές του ηλεκτρικού πεδίου κινούνται και μέσω του αέρα, το ενεργό μήκος της κεραιάς επεκτείνεται και στις 2 πλευρές, όπου σχηματίζονται δύο κεραιές σχισμής κατά μήκος της μικροταινίας, όπως βλέπουμε στην εικόνα 14. Μία

μικροταινιακή τυπωμένη κεραία λοιπόν μπορεί να απεικονιστεί σαν δύο patch κεραίες με την μεταξύ τους απόσταση να είναι η παράμετρος L.



Εικόνα 14. Μικροταινιακή κεραία και ο σχηματισμός των κεραίων σχισμής

Το πλάτος της μικροταινίας υπολογίζεται από την σχέση (14). Σαν μέγεθος επηρεάζει την αντίσταση εισόδου που παρουσιάζει η κεραία. Επίσης, μεγαλύτερα πλάτη μπορούν να μεγαλώσουν το εύρος ζώνης λειτουργίας. Για να έχουμε αντίσταση εισόδου 50 ohm συχνά απαιτείται μία πολύ πλατιά κεραία, κάτι που γενικά δεν είναι επιθυμητό, αφού μην ξεχνάμε πως ο όγκος πλέον, αποτελεί μία από τις πιο σημαντικές προδιαγραφές στην πλειοψηφία των εφαρμογών.

$$W = \frac{c}{2 * f_c * \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (14)$$

Το ενεργό μήκος υπολογίζεται για γνωστά υλικά από την σχέση (15), το δεύτερο σκέλος της εξίσωσης ( $\Delta L$ ) αφορά την επέκταση του ενεργού μήκους που συμβαίνει κατά μήκος της μικροταινίας και την οποία σχολιάσαμε προηγουμένως. Αν και η επέκταση συμβαίνει και κατά πλάτος, δεν υπάρχει κανένα νόημα στον υπολογισμό της, αφού όπως είπαμε τα ηλεκτρικά πεδία αλληλοανααιρούνται σε αυτή την διεύθυνση (TM10 mode).

$$L = \frac{c}{2 * f_c * \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2 * \Delta L \Rightarrow$$

$$L = \frac{c}{2 * f_c * \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 0.824 * h * \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) * (\frac{W}{h} + 0.264)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) * (\frac{W}{h} + 0.8)} \quad (15)$$

Η συχνότητα λειτουργίας της κεραίας προσεγγιστικά καθορίζεται από το μήκος της μικροταινίας L και την διηλεκτρική σταθερά  $\epsilon_r$  του υποστρώματος, όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$f_c \approx \frac{c}{2 * L * \sqrt{\epsilon_r}} \quad (16)$$

Γενικά στην πράξη για γνωστή συχνότητα επιθυμητής λειτουργίας, εκτελούμε τις παραπάνω σχέσεις και ανάλογα τις προδιαγραφές (π.χ. το διηλεκτρικό υλικό) προκύπτουν οι τελικές διαστάσεις της κεραίας.

Ανακεφαλαιώνοντας, κάποιες συνήθεις προβλέψεις για τις διαστάσεις της κεραίας είναι οι παρακάτω (βλέπε εικόνα 11 για τους συμβολισμούς):

$\lambda_0$  : Μήκος κύματος στο κενό. Συνηθίζεται στην πράξη κατά τους υπολογισμούς να χρησιμοποιείται η ταχύτητα του φωτός.

- Μήκος (Length – L) :  $\lambda_0 / 3 < L < \lambda_0 / 2$
- Ύψος (Height – h) :  $0.003 \lambda_0 < h \leq 0.05 \lambda_0$
- Πάχος (Thickness – t):  $t \ll \lambda_0$
- Διηλεκτρική σταθερά (Dielectric constant –  $\epsilon_r$ ) :  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$

Αξίζει να αναφερθεί ότι οι κεραίες με παχύτερα υποστρώματα και διηλεκτρική σταθερά κοντά στο 2.2, παρουσιάζουν καλύτερες επιδόσεις, μεγαλύτερο εύρος ζώνης και εύκολη σύνδεση μεταξύ των πεδίων για ακτινοβολία στο χώρο, με μειονέκτημα όμως το μεγάλο μέγεθος.

Όσον αναφορά το επίπεδο γείωσης, για τις θεωρητικές σχέσεις είναι άπειρο, φυσικά αυτό είναι ένα ακόμα παράδειγμα όπου η πράξη δεν μπορεί να ακολουθήσει την θεωρία, οπότε ψάχνουμε μία φόρμουλα που να μας επιτρέπει να συμβαδίζουμε με την θεωρία, θα μπορούσε κανείς να το εκφράσει ως μία μέση λύση. Αυτή η μέση λύση βασίζεται στο ότι πειραματικά έχουμε διαπιστώσει, πως μπορεί αντί για ένα άπειρο επίπεδο γείωσης να χρησιμοποιηθεί ένα πεπερασμένο με τις παρακάτω διαστάσεις:

$$W_{GP} = 6 * h + W$$

$$L_{GP} = 6 * h + L$$

Βέβαια αξίζει να αναφερθεί ότι αλλάζοντας τις διαστάσεις και το σχήμα της γείωσης μπορεί κανείς να επηρεάσει το διάγραμμα ακτινοβολίας και άλλα σημαντικά χαρακτηριστικά όπως, το front-to-back ratio που παρουσιάζει η κεραία, άρα ανάλογα την εφαρμογή γίνεται απόφαση για τις διαστάσεις της γείωσης.

## 4.2 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα

Παρακάτω επιγραμματικά αναφέρουμε κάποια βασικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα που παρουσιάζουν όλες οι τυπωμένες μικροταινιακές κεραίες, συγκριτικά με τις πιο συνηθισμένες κεραίες.

### Πλεονεκτήματα:

- Μικρό κόστος παραγωγής, άρα μπορεί να παραχθεί μαζικά.
- Μικρό βάρος.
- Εύκολη ενσωμάτωση με ενσωματωμένα μικροκυματικά κυκλώματα (Microwave Integrated Circuit – MIC).
- Ικανή να δουλέψει σε παραπάνω από μία συχνότητα συντονισμού. (Θα το αναλύσουμε στα Μειονεκτήματα).

- Ο σχεδιασμός είναι ευλύγιστος από άποψη σχήματος, δίνοντας την δυνατότητα να μπορεί να γίνει εύκολη προσαρμογή στην επιφάνεια για την οποία προορίζεται.
- Υποστηρίζει γραμμική και κυκλική πόλωση.

#### Μειονεκτήματα:

- Χαμηλό κέρδος.
- Οι μεγάλες διαστάσεις της κεραίας κατά τον x-y άξονα δημιουργούν υψηλότερες τάξεις τρόπου μετάδοσης, με αποτέλεσμα την λήψη και εκπομπή σε άλλες συχνότητες χωρίς να είναι επιθυμητό. Ανάλογα την εφαρμογή αυτό μπορεί να θεωρηθεί και σαν πλεονέκτημα. Ωστόσο, σε περίπτωση που μας δημιουργεί πρόβλημα χρειάζεται η χρήση πιο περίπλοκων ζωνοπερατών φίλτρων.
- Στενό εύρος ζώνης λειτουργίας (Βέβαια σε κάποιες εφαρμογές, π.χ. στρατιωτικές, αρκετές φορές είναι επιθυμητό).
- Χαμηλή απόδοση (υψηλό Q factor).
- Επιφανειακά ρεύματα.
- Δυνατότητα διαχείρισης μικρής ισχύος.
- Εκπομπές από την τροφοδοσία και συνδέσεις.
- Μηδαμινή απομόνωση μεταξύ τροφοδοσίας και ενεργών στοιχείων της κεραίας.

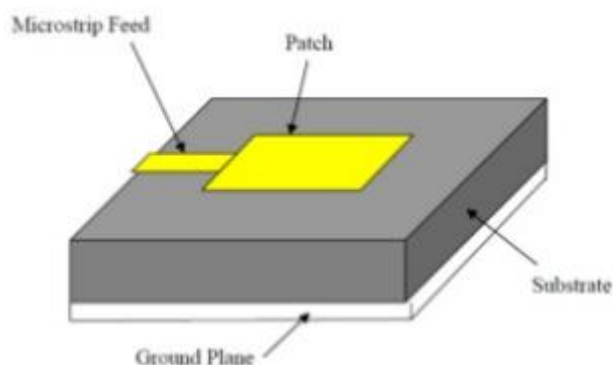
### **4.3 Συνηθέστερες μέθοδοι τροφοδοσίας**

Οι συνηθέστεροι τρόποι τροφοδοσίας τυπωμένων κεραιών είναι η μικροταινιακή γραμμή και ο ομοαξονικός σηματολήπτης.

#### **4.3.1 Μικροταινιακή γραμμή τροφοδοσίας**

Από πλευρά κατασκευής, αυτή η μέθοδος είναι αρκετά απλή καθώς η γραμμή τροφοδοσίας χαράσσεται ταυτόχρονα με την τυπωμένη κεραία, άρα η γραμμή τροφοδοσίας είναι ίδιου πάχους (ίδιο υλικό), αλλά μικρότερη σε πλάτος από την μικροταινία που τροφοδοτεί.

Στόχος είναι η επίτευξη προσαρμογής της σύνθετης αντίστασης, χωρίς την χρήση επιπρόσθετων στοιχείων προσαρμογής, ωστόσο ηλεκτρομαγνητικά η γραμμή τροφοδοσίας σχηματίζει από μόνη της μία τυπωμένη κεραία, ως εκ τούτου μπορεί να προκαλέσει παρεμβολές με την τυπωμένη κεραία, οι οποίες θα οδηγήσουν σε ανεπιθύμητα φαινόμενα όπως μείωση του εύρους ζώνης λειτουργίας.

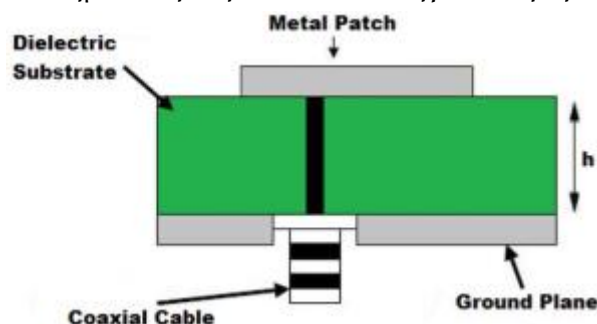


Εικόνα 15. Μικροταινιακή γραμμή τροφοδοσίας

### 4.3.2 Ομοαξονικός σηματολήπτης

Μία άλλη ενδιαφέρουσα μέθοδος τροφοδότησης είναι αυτή με την χρήση ενός ομοαξονικού σηματολήπτη (SMA connector), αποφεύγοντας εκπομπή από την γραμμή τροφοδοσίας όπως στην περίπτωση της μικροταινιακής γραμμής.

Τα πλεονεκτήματα πέρα από την αποφυγή ανεπιθύμητης εκπομπής είναι ότι δίνει μια σχετικά μεγάλη ελευθερία στην επιλογή της τοποθέτησης του σηματολήπτη. Από την άλλη τα μειονεκτήματα είναι το στενό εύρος ζώνης και η δυσκολία τρυπήματος του διηλεκτρικού, το οποίο αν είναι ιδιαίτερα ευαίσθητο, εύκολα θα καταστραφεί κατά το τρύπημα. Πρόβλημα υπάρχει και στην περίπτωση που έχουμε αρκετά παχύ υπόστρωμα, με αποτέλεσμα να χρειάζεται μακρύτερο μήκος του εσωτερικού αγωγού του σηματολήπτη, το οποίο οδηγεί σε προβλήματα προσαρμογής.



Εικόνα 16. Τροφοδοσία με ομοαξονικό σηματολήπτη

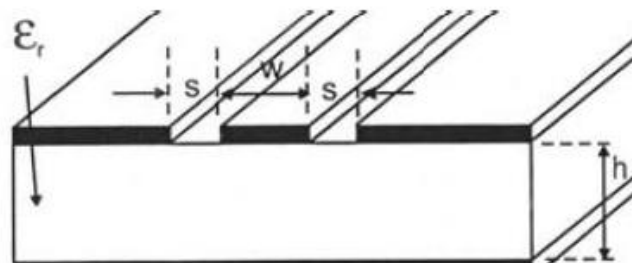
### 4.4 Coplanar Waveguide (CPW)

Όπως θα δούμε παρακάτω στο κεφάλαιο 6 τελικά δουλέψαμε με έναν πιο ιδιαίτερο τρόπο τροφοδοσίας, στηριζόμενοι στην τεχνολογία του *CPW* (*Coplanar waveguide*), ως εκ τούτου αξίζει να γίνει μία σύντομη παρουσίαση της.

Το CPW πρωτοεμφανίστηκε το 1969 από τον Cheng P. Wen στην δημοσίευση του με τίτλο «Coplanar Waveguide: a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications». Σαν γραμμή από τότε παρουσίαζε ενδιαφέρον χαρακτηριστικά, αλλά δεν μπορούσε να ανταγωνιστεί την καθιερωμένη στα περισσότερα συστήματα χρήση μικροταινιακών γραμμών. Παρόλα αυτά, τα τελευταία χρόνια παρατηρείται μία ραγδαία αύξηση στην χρήση του CPW, καθώς οι ανάγκες

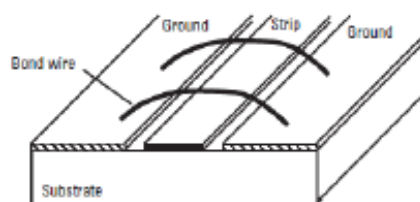
σχεδιασμού έχουν αλλάξει και υπάρχουν πλέον απαιτήσεις για λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες.

Το CPW τοποθετεί σήμα και ρεύματα γείωσης στο ίδιο επίπεδο. Σαν διάταξη αποτελείται από μία λωρίδα που δεξιά και αριστερά της μετά από ένα μικρό κενό (ίσο και από τις δύο πλευρές), υπάρχουν δύο μεταλλικές επιφάνειες που λειτουργούν σαν επίπεδα γείωσης, με όλα αυτά να είναι τυπωμένα στην ίδια διηλεκτρική επιφάνεια και προφανώς από το ίδιο υλικό και πάχος (βλέπε εικόνα 17). Η επίδραση των πεπερασμένων και όχι άπειρων διαστάσεων επιπέδων γείωσης μπορεί στην πράξη να αγνοηθεί εφόσον το πάχος του υποστρώματος  $h$  ξεπερνά το άθροισμα  $W+2*s$ . Σημαντικές παράμετροι σχεδιασμού που καθορίζουν την ενεργή διηλεκτρική σταθερά, την χαρακτηριστική αντίσταση και την εξασθένηση της γραμμής είναι οι διαστάσεις (πλάτος) της κεντρικής λωρίδας, το κενό μεταξύ λωρίδας και γειώσεων, το οποίο γενικά είναι συμμετρικό δεξιά και αριστερά, και τέλος η αγωγιμότητα και το πάχος του διηλεκτρικού υλικού.



Εικόνα 17. Σχήμα ενός coplanar waveguide

Παρουσιάζεται μηδενική συχνότητα αποκοπής, κάνοντας το ιδανικό για μεγάλου εύρους εφαρμογές, επίσης επικρατούν δύο κυρίαρχοι τρόποι διάδοσης. Ο ένας είναι ο σχεδόν-TEM (επειδή δεν είναι πραγματικός TEM), συχνά αποκαλούμενος και coplanar τρόπος, όπου τα πεδία στα αριστερά και δεξιά της κεντρικής λωρίδας έχουν διαφορά φάσης  $180^\circ$ , αυτός ο τρόπος είναι και ο επιθυμητός τρόπος λειτουργίας λόγω των καλών χαρακτηριστικών που παρουσιάζει στο θέμα χαμηλών εκπομπών. Ο άλλος είναι ένας μη TEM τρόπος, συχνά αποκαλούμενος ως coupled slotline mode όπου τα πεδία είναι σε φάση, αυτός ο ανεπιθύμητος παρασιτικός τρόπος διάδοσης συνήθως καταπολεμάται με την χρήση καλωδίων (γεφυρώσεων) για την ένωση των δύο επιπέδων γείωσης, όπως φαίνεται στην εικόνα 18. Οι γεφυρώσεις θα πρέπει να έχουν απόσταση μεταξύ τους ίση ή μικρότερη από  $\lambda/4$ .



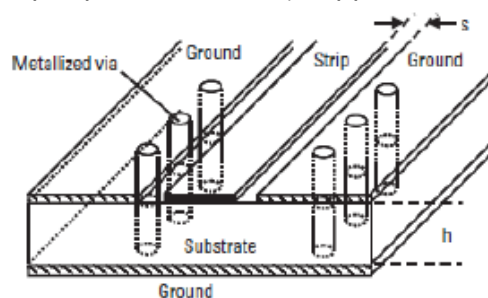
Εικόνα 18. Ένωση των επιπέδων γείωσης για καταπολέμηση του παρασιτικού Coupled slotline mode

Ένας από τους κύριους λόγους που το CPW καθίσταται καταλληλότερο σε υψηλότερες συχνότητες από τις μικροταινιακές γραμμές είναι ότι, εφόσον τα πεδία είναι συγκεντρωμένα στα κενά μεταξύ κεντρικής λωρίδας και γειώσεων, το πάχος του υποστρώματος παίζει πολύ μικρότερο ρόλο και εξαιτίας της μη διείσδυσης στο υπόστρωμα, οι απώλειες είναι πολύ μικρότερες συγκριτικά με τις μικροταινίες, όπως είδαμε και στις προηγούμενες ενότητες. Στις μικροταινίες λοιπόν, η επιλογή υποστρώματος παίζει μεγάλο ρόλο, όμως σαν υλικά και διαστάσεις οι επιλογές που δίνονται στον σχεδιαστή είναι περιορισμένες, αντιθέτως στο CPW ο μόνος περιορισμός στον σχεδιασμό είναι οι δυνατότητες της φωτολιθογραφίας, με αποτέλεσμα να υπάρχει, περισσότερη ευελιξία στον σχεδιασμό και στην προοπτική για χαμηλή εκπομπή και διασπορά σε συχνότητες με μήκος κύματος της τάξης των mm.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι το CPW, μπορεί να διεγερθεί χωρίς κανένα περιορισμό είτε από έναν ομοαξονικό σηματολήπτη, είτε από μία μικροταινιακή γραμμή κλπ.

#### 4.4.1 Grounded Coplanar Waveguide (GCPW)

Το GCPW είναι μια άλλη εναλλακτική έναντι των μικροταινιακών γραμμών. Σε αντίθεση με το απλό CPW, στο GCPW έχουμε σε όλη την κάτω επιφάνεια ένα ενιαίο επίπεδο γείωσης. Εάν είναι επιθυμητό να έχουμε παρόμοια λειτουργία με μία μικροταινιακή γραμμή, χρησιμοποιείται κενό μεταξύ κεντρικής λωρίδας και γειώσεων μεγαλύτερο από το πάχος του υποστρώματος, ούτως ώστε το πεδίο να συγκεντρώνεται κυρίως μεταξύ της λωρίδας και του κάτω επιπέδου γείωσης. Επίσης, με την χρήση μεταλλικών κυλίνδρων μικρής διαμέτρου για την ένωση των πάνω επιπέδων γείωσης με το κάτω, όπως φαίνεται στην εικόνα 19, πετυχαίνουμε μία καλή θωράκιση κάνοντας το GCPW λιγότερο επιρρεπή στον να εκπέμπει και προσδίδοντας μια καλύτερη απομόνωση συγκριτικά με μια μικροταινιακή γραμμή.



Εικόνα 19. Σχήμα ενός grounded coplanar waveguide με τρύπες που συνδέουν τα επίπεδα γείωσης

Στα κεφάλαια που ακολουθούν θα γίνει μία παρουσίαση των σημαντικότερων συλλογισμών και ιδεών που οδήγησαν σε μία σειρά από κατασκευές, δοκιμές και μελέτες που με την σειρά τους μας οδήγησαν σε κάποια ικανοποιητικά αποτελέσματα και συμπεράσματα τα οποία σηματοδότησαν το τέλος αυτής της εργασίας, αφήνοντας μας πολύτιμες εμπειρίες και γνώσεις για μελλοντικές μελέτες.

## 5. Ανάλυση, σχεδίαση και βελτιστοποίηση της αρχικής τυπωμένης μικροταινιακής κεραίας με το CST Microwave Studio

### 5.1 Παρουσίαση

Θα πραγματοποιήσουμε μία σύντομη ανάλυση της κεραίας όπως αυτή παρουσιάζεται στην δημοσίευση [10] της βιβλιογραφίας και στην οποία στηριχτήκαμε στην συνέχεια της εργασίας.

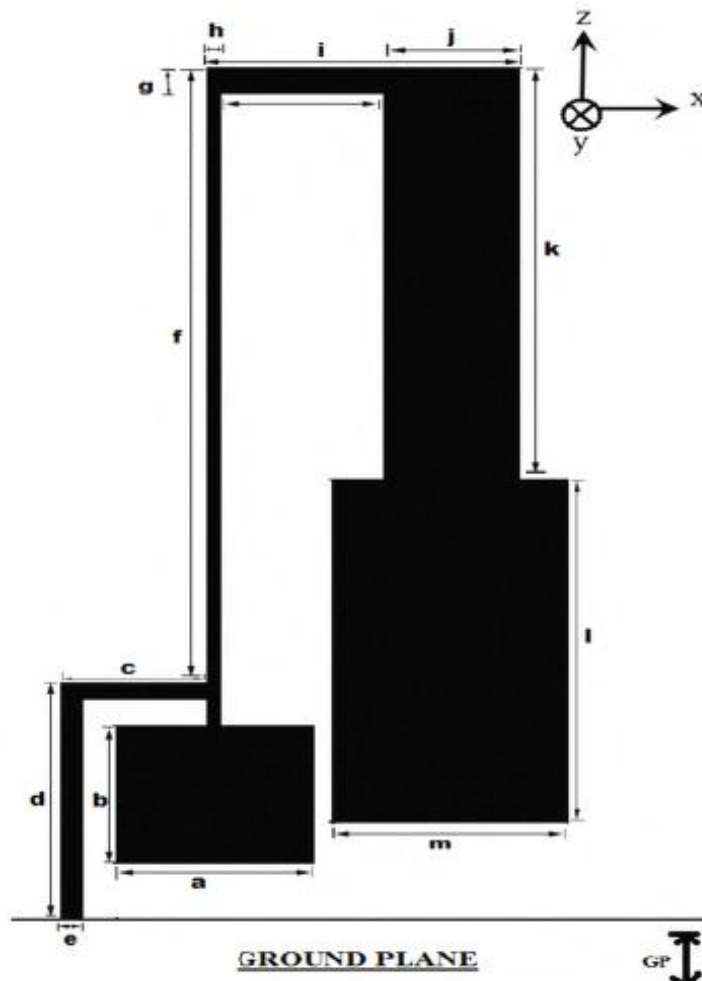
Στόχος της παραπάνω δημοσίευσης ήταν η δημιουργία μιας μικρών διαστάσεων κεραίας για χρήση ως δέκτη σε εσωτερικούς χώρους, στην συχνότητα των 868 MHz. Οι περιορισμοί στην σχεδίαση ήταν ο μικρός διαθέσιμος χώρος για την κεραία, ενώ ταυτόχρονα θα έπρεπε να είναι χαμηλού κόστους, με ομοιοκατευθυντική ακτινοβολία και ένα ικανοποιητικό κέρδος λειτουργίας.

Για όλα τα παραπάνω η τεχνική σμίκρυνσης που χρησιμοποιήθηκε ήταν η μείωση των διαστάσεων του στοιχείου ακτινοβολίας της κεραίας, με τρόπο παρόμοιο με αυτόν που γίνεται και στον σχεδιασμό ενός PIFA (Planar inverted-F antenna). Επετεύχθη μείωση του αρχικού μεγέθους σχεδόν στο μισό. Ωστόσο, το πρόβλημα στην παραπάνω τεχνική είναι ότι ταυτόχρονα έχουμε και μείωση της αντίστασης εισόδου, του κέρδους και του εύρους ζώνης λειτουργίας της κεραίας. Άρα, όσο η κεραία γίνεται μικρότερη τόσο επηρεάζεται η απόδοση της. Στην παρούσα δημοσίευση που εξετάζουμε οι σημαντικότερες παράμετροι σχεδίασης, ήταν το μέγεθος της κεραίας, η δομή της κεραίας, η προσαρμογή και το κέρδος της κεραίας.

Για τον σχεδιασμό και προσομοίωση της κεραίας έγινε χρήση του HFSS V.11.1, δημοφιλές πρόγραμμα με πολλές δυνατότητες όπως το CST που εμείς χρησιμοποιούμε. Η επιθυμητή συχνότητα συντονισμού ήταν στα 868 MHz ενώ δεν χρησιμοποιείται επίπεδο γείωσης ώστε να είναι ομοιοκατευθυντικό το διάγραμμα ακτινοβολίας στην πίσω όψη από αυτήν που τυπώνεται το ενεργό κομμάτι της κεραίας. Το επίπεδο γείωσης ξεκινά κάτω από την γραμμή 'd' στην εικόνα 20. Οι τελικές διαστάσεις ήταν οι παρακάτω:

- Συνολικό μέγεθος κεραίας: 31 mm x 13 mm
- Διηλεκτρικό υπόστρωμα: 1.6 mm υλικού FR-4 (με χαλκό και στις 2 όψεις)
- Σημείο τροφοδοσίας: a=5 mm και b=5 mm
- n=1 mm
- c=3.8 mm και d=8.5 mm με πλάτος e=1 mm
- f=22.5 mm με πλάτος h=0.3 mm
- i=8 mm με πλάτος g=1 mm
- k=15mm με πλάτος j=3 mm
- l=11.5 mm με πλάτος m=6 mm





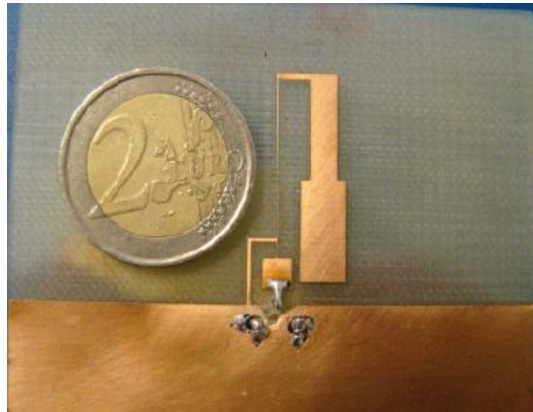
Εικόνα 20. Σχέδιο κεραίας για 868 MHz [10]

Αναφορικά με τις διαστάσεις της τελικής κεραίας να σημειωθεί ότι:

- Οι διαστάσεις  $a$  και  $b$  αποτελούν το σημείο τροφοδοσίας και γενικά θα πρέπει να είναι ίσες προκειμένου να διατηρείται η τιμή των  $50 \Omega$ . Η αύξηση του μεγέθους του σημείου τροφοδοσίας, βοήθησε στην βελτίωση της αντίστασης εισόδου και των απωλειών ανάκλασης της κεραίας σε έναν μικρό βαθμό.
- Το μήκος της κεραίας  $l$  επηρεάζει την συχνότητα συντονισμού. Πιο συγκεκριμένα, αν αυξηθεί μετακινεί τον συντονισμό προς μεγαλύτερες συχνότητες και το αντίστροφο.

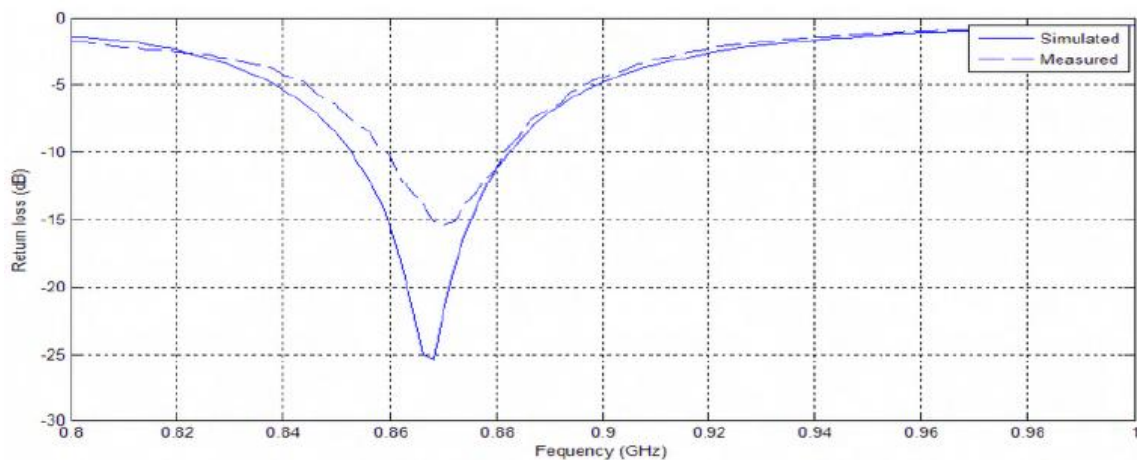
Υπάρχουν μεγάλες ροές ρεύματος στο επίπεδο γείωσης συγκριτικά με αυτές πάνω στο στοιχείο. Αυτό καθιστά τέτοιου είδους κεραίες πιο σταθερές εναντίον εξωτερικών επιρροών, όπως ένα χέρι, ένας τοίχος κ.α., τα οποία μπορούν να αλλάξουν την συχνότητα συντονισμού της κεραίας. Το μήκος του επιπέδου γείωσης που χρησιμοποιείται είναι  $GP=60 \text{ mm}$ . Σε τέτοιου είδους κεραίες, το επίπεδο γείωσης κάτω από την κεραία λειτουργεί ως είδωλό της, με αποτέλεσμα η διάταξη στο σύνολο της να συμπεριφέρεται σαν ένα ασύμμετρο δίπολο. Ως εκ τούτου, είναι λογική απαίτηση το επίπεδο γείωσης να πρέπει να έχει *τουλάχιστον* το ίδιο μέγεθος με το στοιχείο της κεραίας. Με αύξηση των διαστάσεων της γείωσης έχουμε, μείωση της εμπέδησης της

κεραίας και μία μικρή μετακίνηση της συχνότητας συντονισμού σε χαμηλότερες συχνότητες. Από την άλλη το κέρδος της κεραίας παρουσιάζει μία μικρή βελτίωση.

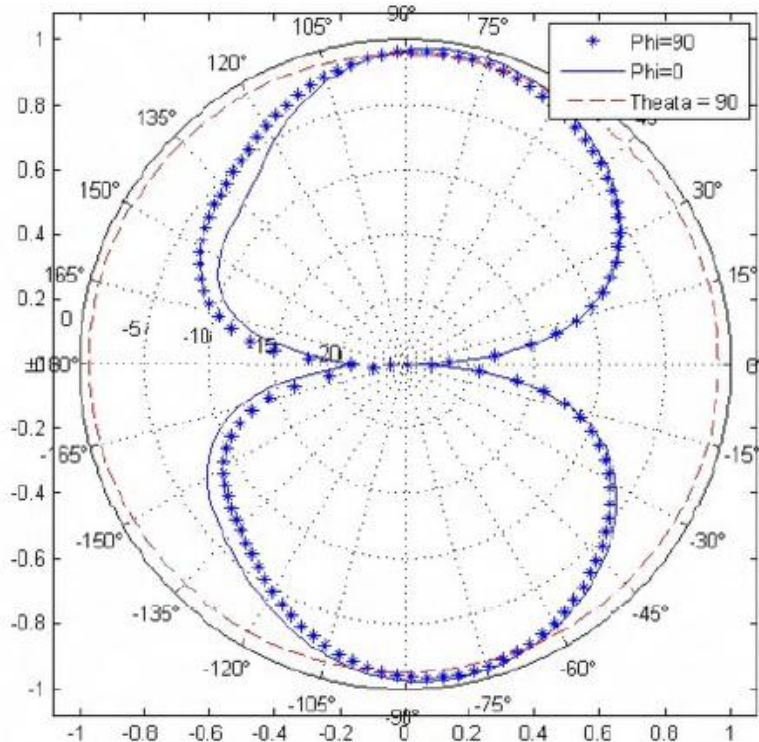


Εικόνα 21. Τελική κεραία σε φυσική μορφή [10]

Οι μετρήσεις που πραγματοποιήσαν στην δημοσίευση που μελετάμε δείχνουν πράγματι συντονισμό της κεραίας στα 868 MHz και ένα ικανοποιητικό S11 (Return loss) στα -15 dB (βλέπε εικόνα 22). Το μέγιστο κέρδος ήταν κοντά στα -0.5 dBi και το δ.α. ομοιοκατευθυντικό (βλέπε εικόνα 23).



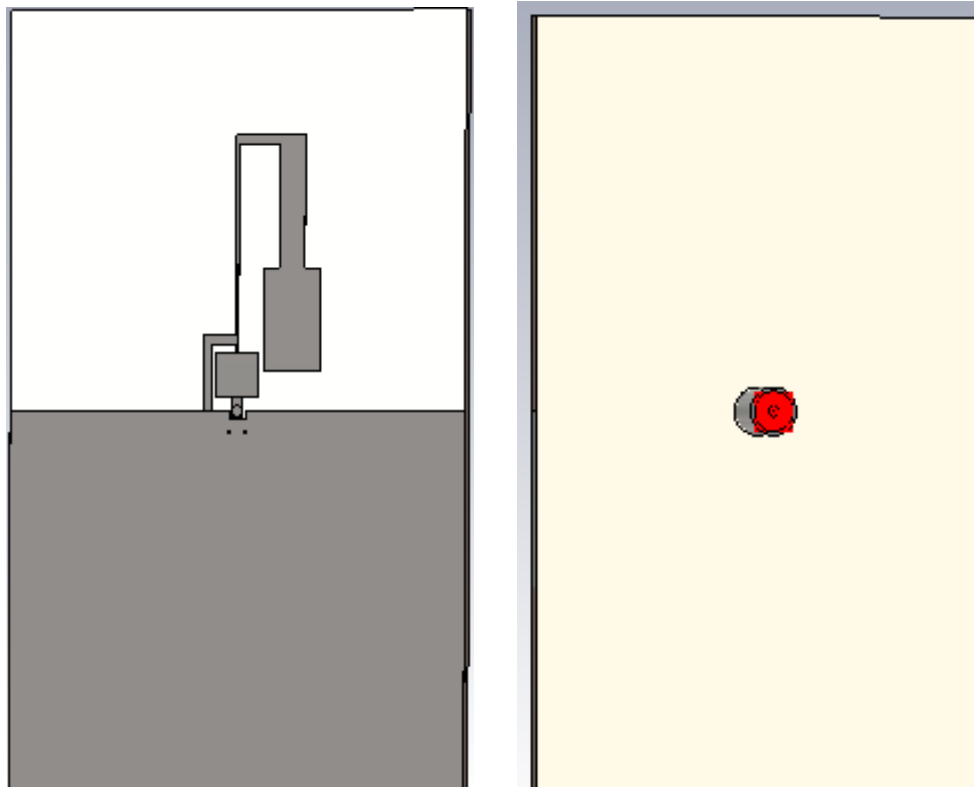
Εικόνα 22. Σύγκριση Return Loss μεταξύ προσομοίωσης και κατασκευής [10]



Εικόνα 23. Διαγράμματα ακτινοβολίας της κατασκευής E- $\phi=0$  (zx-plane), E- $\phi=90$  (zy-plane), E- $\Theta=90$  (xy-axis) [10]

## 5.2 Σχεδιασμός

Για διευκόλυνση στην ανάγνωση και κατανόηση της εργασίας παραδίδονται και τα σχέδια στο CST και σε κάθε εικόνα που αποτυπώνονται αποτελέσματα, μέσα σε παρένθεση γράφεται το όνομα του αρχείου στο οποίο αντιστοιχούν. Το σκεπτικό πίσω από τις επιλογές των ρυθμίσεων που αφορούν την ακρίβεια των αποτελεσμάτων, είναι ανάλογα τι μας ενδιαφέρει να εξετάσουμε και όταν υπάρχει λόγος ή είναι κρίσιμο το αναφέρουμε μέσα στο κείμενο. Σημειώνεται ότι αυξάνοντας την ακρίβεια αυξάνεται ο χρόνος ολοκλήρωσης της προσομοίωσης, οπότε λόγω του πλήθους των προσομοιώσεων ήταν απαραίτητο να βρούμε ρυθμίσεις τέτοιες ώστε να υπάρχει σύγκλιση στα αποτελέσματα και όποια περαιτέρω αύξηση της ακρίβειας να δίνει μικρές διαφορές, άρα και να μην χρειάζεται.



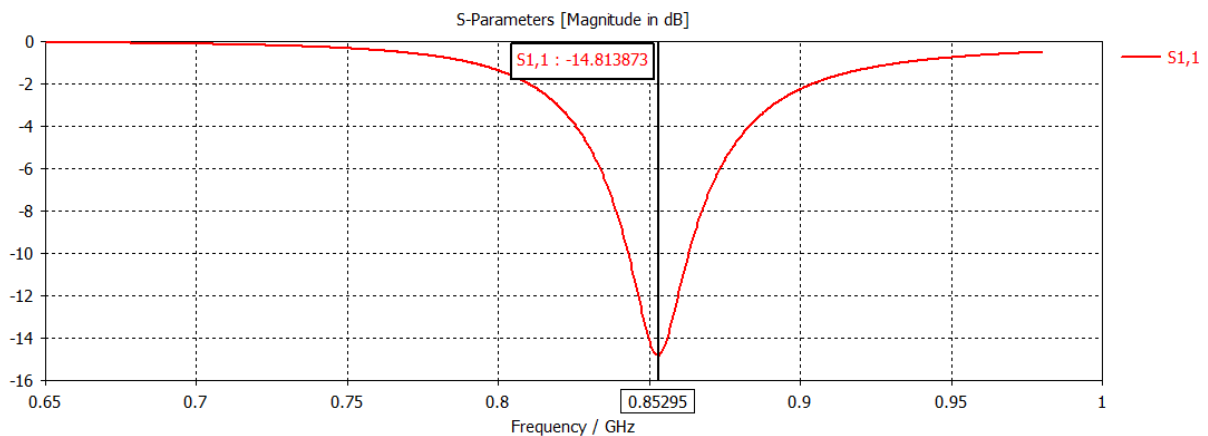
Εικόνα 24. Πάνω και κάτω όψη σχεδίου CST της αρχικής κεραίας

Η κεραία αρχικά σχεδιάστηκε με τα υλικά και τις διαστάσεις αυτών, όπως δίνονται στην ενότητα 5.1, ούτως ώστε να σιγουρευτούμε για τα χαρακτηριστικά της και έπειτα να προσπαθήσουμε να τα βελτιστοποιήσουμε προς τα επιθυμητά. Ταυτόχρονα, όπως φαίνεται και στο σχέδιο της εικόνας 24 έγινε και η δημιουργία του SMA (SubMiniature version A) συνδετήρα τροφοδοσίας. Πιο συγκεκριμένα, οι διαστάσεις που χρησιμοποιήσαμε ήταν:

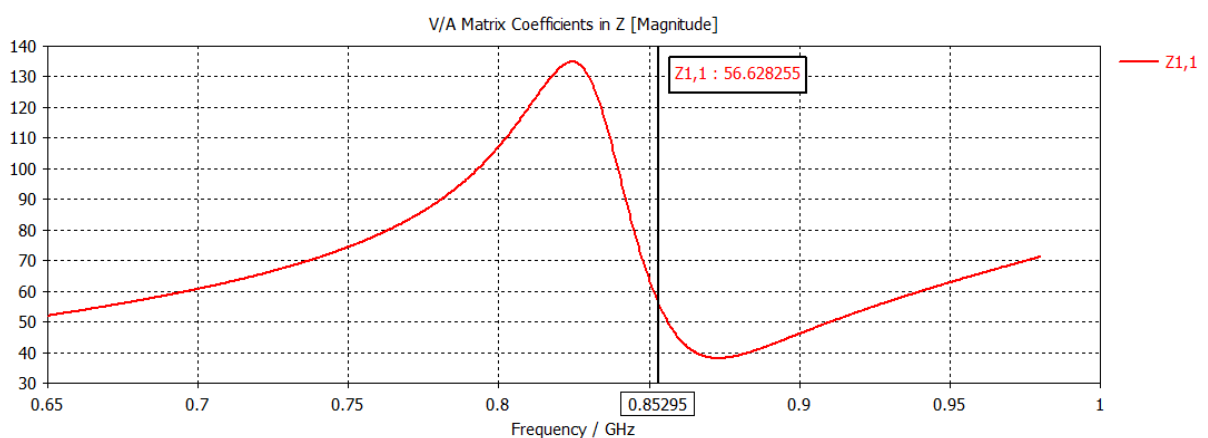
- Εξωτερικός κοίλος κύλινδρος φτιαγμένος από PEC και με εσωτερική ακτίνα ίση με  $B = 4.178 \text{ mm}$ .
- Ενδιάμεσος κοίλος κύλινδρος φτιαγμένος από Teflon, με εξωτερική ακτίνα ίση με  $B = 4.178 \text{ mm}$  και εσωτερική ακτίνα ίση με  $A = 1.270 \text{ mm}$ .
- Εσωτερικός συμπαγής κύλινδρος φτιαγμένος από PEC και με ακτίνα ίση με  $A = 1.275 \text{ mm}$ .

Επίσης, να σημειωθεί ότι τα κοψίματα στην γείωση στο σημείο τροφοδοσίας από το SMA όπως φαίνεται στην εικόνα 24, έγιναν ώστε να συμβαδίσουμε με την πρακτική που ακολούθησαν στην δημοσίευση κόβοντας το για να κάνουν την κόλληση.

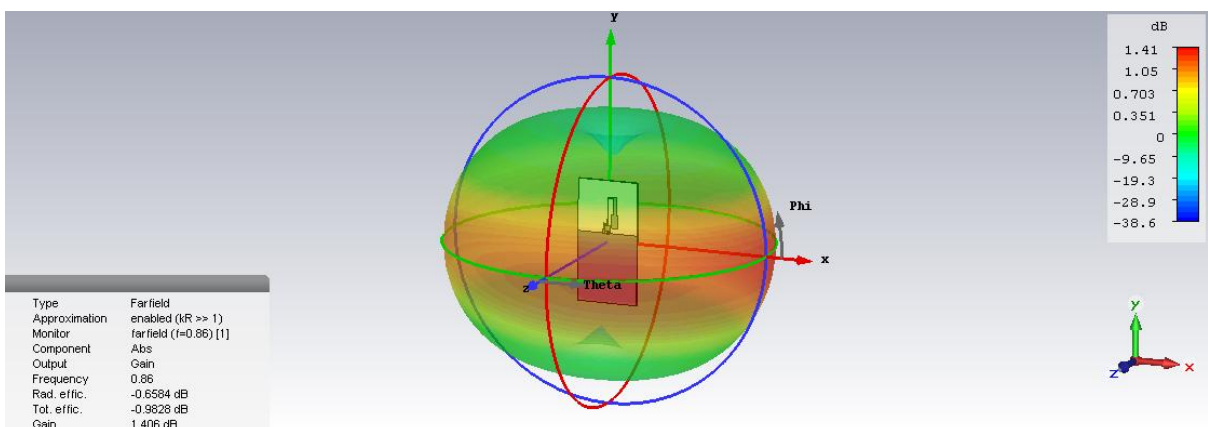
Τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την προσομοίωση είναι:



Εικόνα 25. Διάγραμμα S<sub>11</sub> αρχικής κεραίας (Bend monopole Antenna SMA)



Εικόνα 26. Διάγραμμα Z<sub>11</sub> αρχικής κεραίας (Bend monopole Antenna SMA)



Εικόνα 27. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας αρχικής κεραίας (Bend monopole Antenna SMA)

Βλέπουμε ότι τα αποτελέσματα που αφορούν το κέρδος, το δ.α. και τον συντελεστή ανάκλασης μεταξύ των αποτελεσμάτων της δημοσίευσης και των δικών μας παρουσιάζουν σημαντικές ομοιότητες. Η διαφορά στην συχνότητα συντονισμού την οποία εμείς εντοπίζουμε στα 852.95 MHz, πιθανόν να οφείλεται στην χρήση

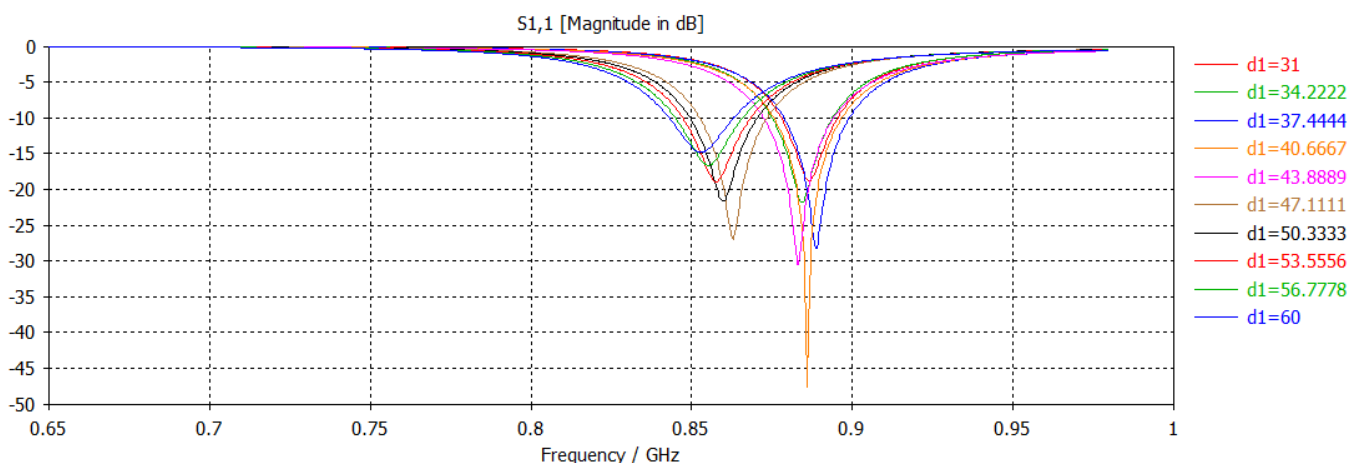
διαφορετικού προγράμματος, σε διαφορετικές ρυθμίσεις που επηρεάζουν την ακρίβεια ή στο γεγονός ότι στο σχέδιο μας προσομοιώνεται και ο SMA συνδετήρας. Όπως και να έχει αποδείξαμε την ορθή λειτουργία της κεραίας και έχουμε την αυτοπεποίθηση για να προχωρήσουμε στο επόμενο βήμα.

### 5.3 Παράμετροι βελτιστοποίησης

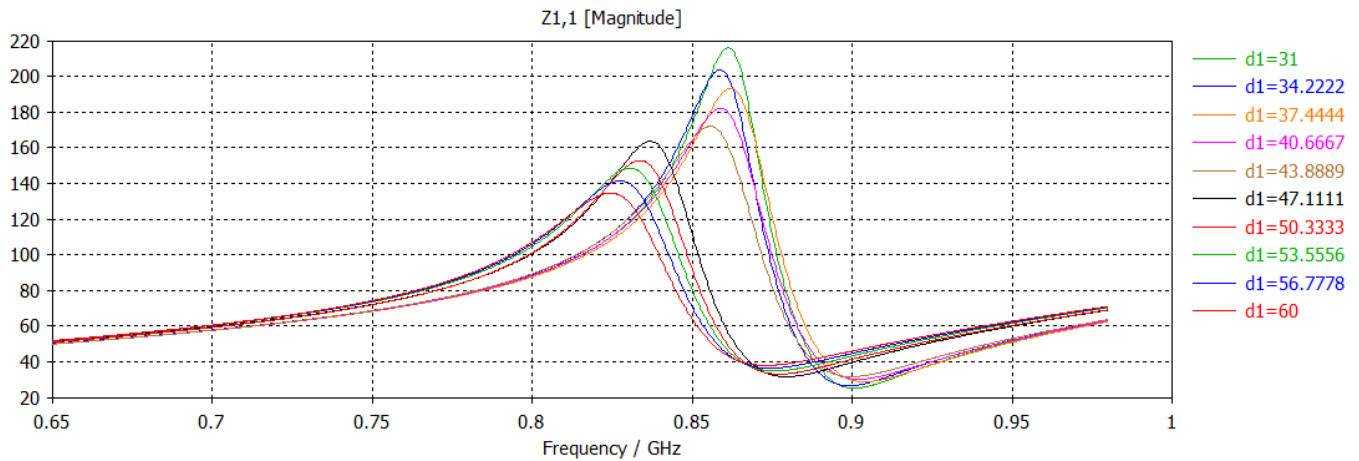
Σε αυτή την ενότητα θα πειραματιστούμε με τις σημαντικές στην λειτουργία διαστάσεις της κεραίας κάνοντας μια πρώτη μερική βελτιστοποίηση, βρίσκοντας έτσι ποιες επηρεάζουν και κατά πόσο τα χαρακτηριστικά της κεραίας. Η γνώση αυτών πέρα από την προφανές χρήση για μελλοντική βελτιστοποίηση, ίσως να χρειαστεί σε κάποια πιθανή ανάγκη για ένα trade-off μεταξύ κάποιων χαρακτηριστικών. Σε κάθε περίπτωση θα μας δώσει μία καλύτερη εικόνα για την λειτουργία της κεραίας και ας μην ξεχνάμε ότι οι ανάγκες στον σχεδιασμό, πάντα διαμορφώνονται ανάλογα με τα κριτήρια και τους στόχους.

#### 5.3.1 Αλλαγές στο επίπεδο γείωσης

Για να συμπεριφέρεται το δίπολο όπως περιγράψαμε στην ενότητα 5.1 το επίπεδο γείωσης πρέπει να είναι τουλάχιστον ίσο ή μεγαλύτερο της κεραίας της οποίας οι διαστάσεις είναι 31 mm x 13 mm. Το πρώτο μας λοιπόν πείραμα γίνεται με ένα parameter sweep στο μήκος του επιπέδου γείωσης το οποίο στο CST αντιστοιχεί στην παράμετρο  $d1$  για τιμές GP=31 mm (ελάχιστη επιτρεπτή) έως και GP=60 mm, με 8 δείγματα ισαπέχουσων ενδιάμεσων τιμών. Δεν εξετάσαμε τιμές μεγαλύτερες των 60 mm γιατί αυτό θα είχε σαν αποτέλεσμα την αύξηση των διαστάσεων της διάταξης.



Εικόνα 28. Διάγραμμα S11 για μεταβολές στην γείωση (Optimization Bend monopole Antenna SMA GP sweep)

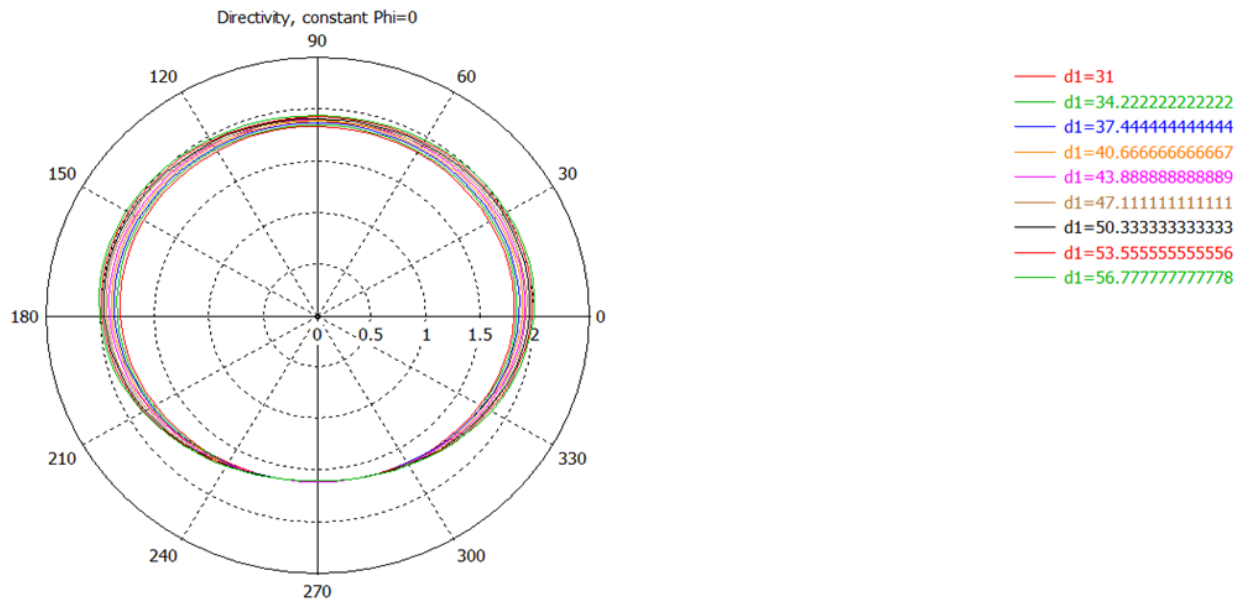


Εικόνα 29. Διάγραμμα Z11 για μεταβολές στην γείωση (Optimization Bend monopole Antenna SMA GP sweep)

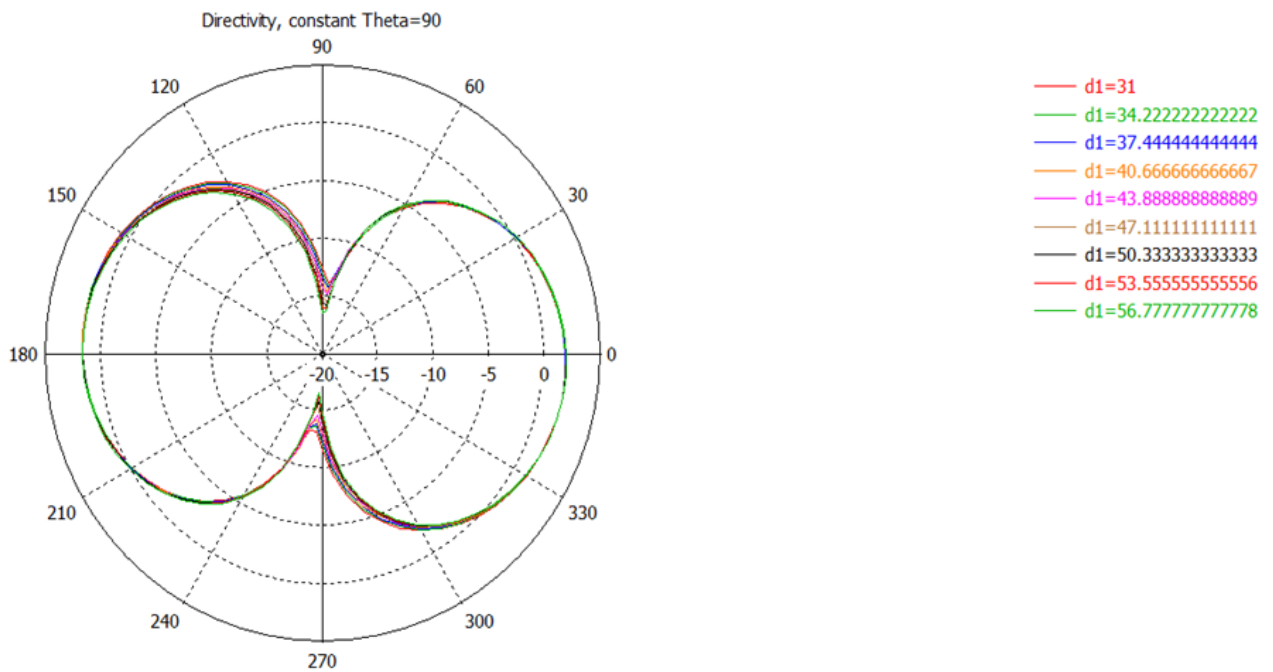
Από τα αποτελέσματα φαίνεται ότι όσο αυξάνεται το μήκος της γείωσης η συχνότητα συντονισμού της κεραίας μειώνεται από 880 MHz έως 850 MHz. Αν και πρόκειται για μικρή μετατόπιση είναι σημαντική, καθώς η κεραία δεν παρουσιάζει ευρυζωνική συμπεριφορά, δηλαδή είναι μικρό το εύρος ζώνης συχνοτήτων όπου έχουμε -10 dB δεξιά και αριστερά από το μέγιστο.

Η μη ευρυζωνική συμπεριφορά, όπως και η μετατόπιση της συχνότητας συντονισμού οφείλονται στην αντίσταση της κεραίας η οποία μεταβάλλεται με τη μεταβολή του μήκους της γείωσης. Συγκεκριμένα η μη ευρυζωνική συμπεριφορά της κεραίας οφείλεται στο γεγονός ότι η κλίση του διαγράμματος της αντίστασης της κεραίας μεταβάλλεται πολύ απότομα στην περιοχή όπου υπάρχει συντονισμός. Επίσης, κατά την αύξηση του μήκους της γείωσης η περιοχή στο διάγραμμα αντίστασης που παρουσιάζει τιμή ίση με 50 Ω μετατοπίζεται σε χαμηλότερες συχνότητες, επομένως το ίδιο συμβαίνει και με την συχνότητα συντονισμού.

Τέλος αξίζει να εξετάσουμε την επίδραση στην κατευθυντικότητα, κοιτώντας τα παρακάτω διαγράμματα.



Εικόνα 30. Διάγραμμα κατευθυντικότητας  $\Phi=0^\circ$  για μεταβολές στην γείωση (Optimization Bend monopole Antenna SMA GP sweep)



Εικόνα 31. Διάγραμμα κατευθυντικότητας  $\Theta=90^\circ$  για μεταβολές στην γείωση (Optimization Bend monopole Antenna SMA GP sweep)

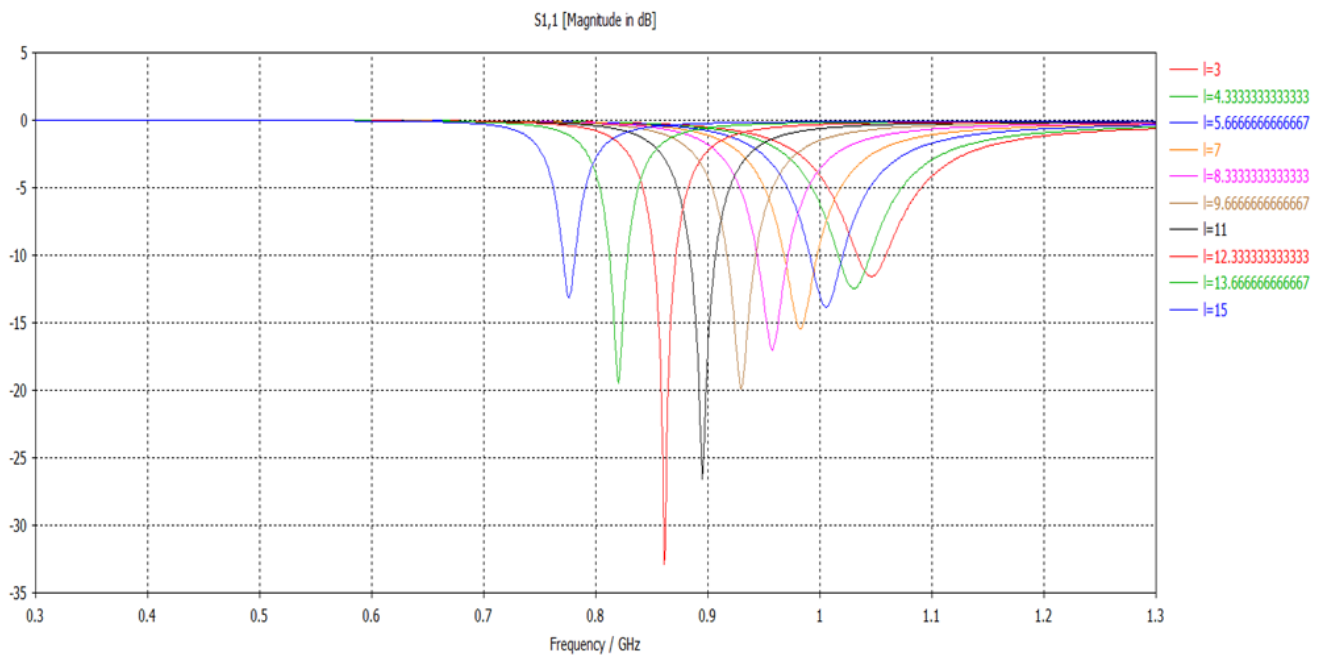
Από τα διαγράμματα παρατηρούμε βελτίωση στην κατευθυντικότητα καθώς αυξάνεται το μήκος της γείωσης.

Καταλήγουμε σε νέο μήκος της γείωσης στην τιμή  $d1=43.88889$  επειδή με αυτή έχουμε μία καλή συμπεριφορά του S11 στα 868 MHz, καλή κατευθυντικότητα και μείωση του αρχικού μεγέθους της διάταξης που είναι βασικός στόχος μας.

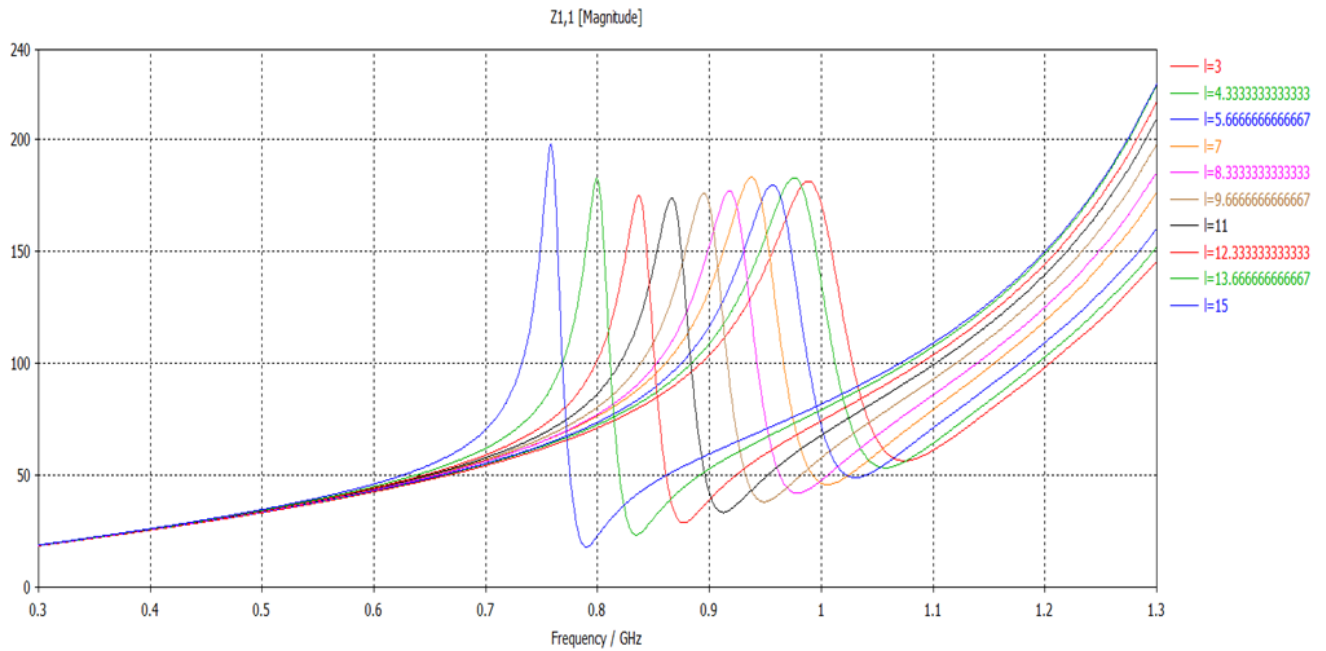


### 5.3.2 Αλλαγές στο μήκος της κεραίας

Έπειτα προχωράμε σε μία άλλη σημαντική διάσταση της κεραίας, το μήκος της. Στο σχέδιο του CST το μήκος της κεραίας αντιστοιχεί στην παράμετρο  $l$  η οποία βάση του αρχικού σχεδιασμού έχει την τιμή των  $11.5 \text{ mm}$  και γνωρίζουμε ότι επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την συχνότητα συντονισμού. Εκτελούμε λοιπόν ένα parameter sweep για τιμές του  $l$  από  $3 \text{ mm}$  έως και  $15 \text{ mm}$ , με 8 δείγματα ισαπέχοντων ενδιάμεσων τιμών. Προσοχή ότι για τιμές μεγαλύτερες των  $15 \text{ mm}$  (συγκεκριμένα στα  $16 \text{ mm}$ ) έχουμε επαφή του ενεργού μέρους της κεραίας με την γείωση, για αυτό και περιοριζόμαστε στα  $15 \text{ mm}$ .



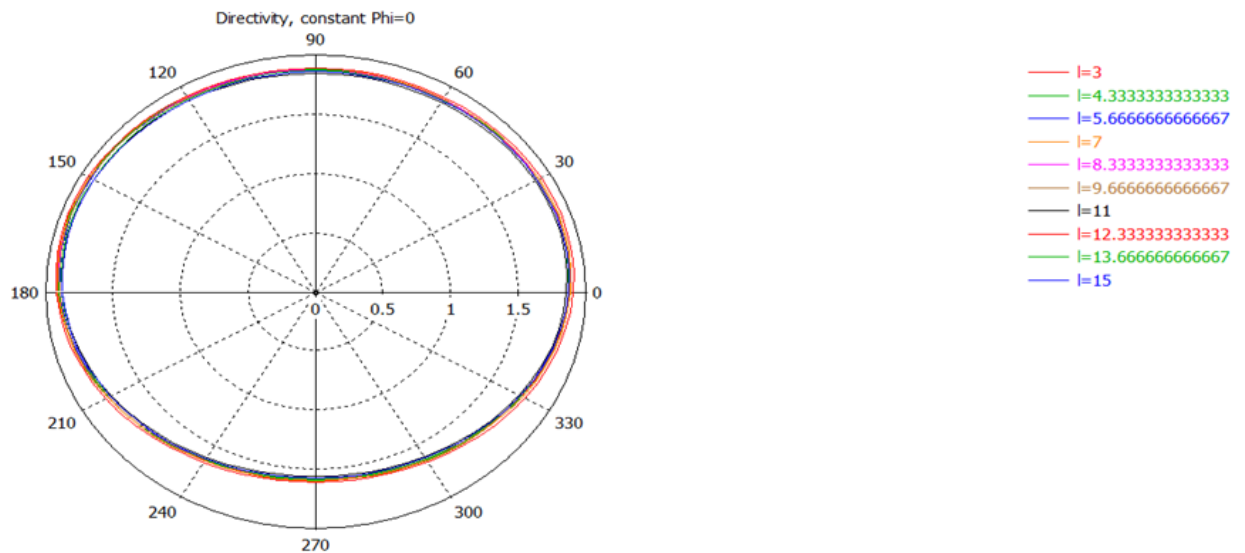
Εικόνα 32. Διάγραμμα S11 για μεταβολές στο μήκος (Optimization Bend monopole Antenna SMA Length sweep)



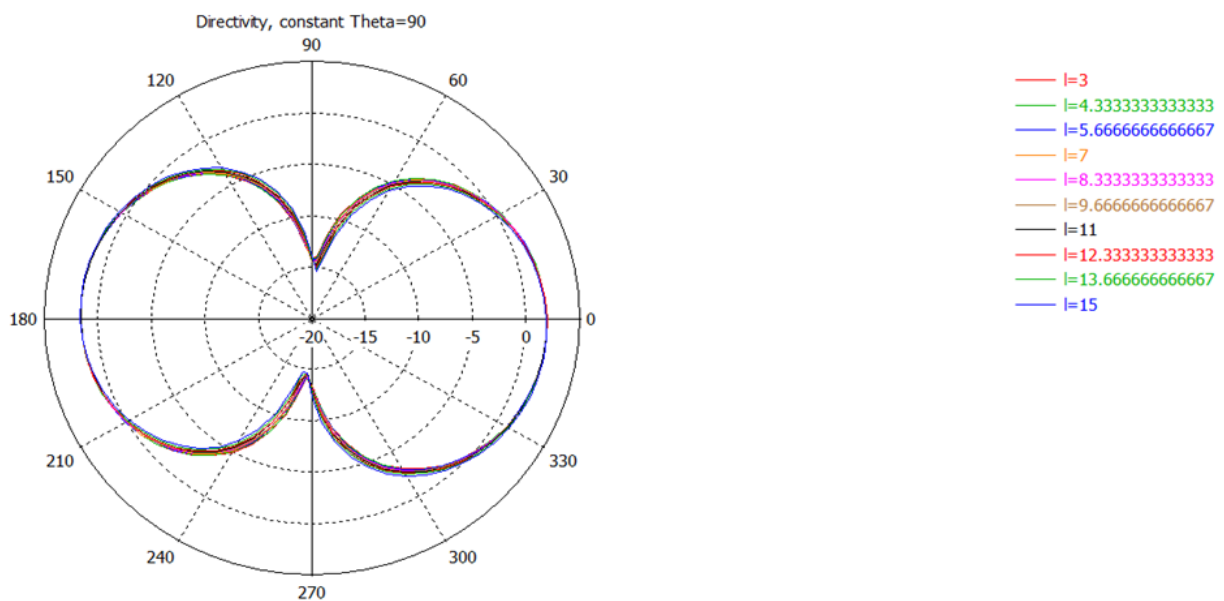
Εικόνα 33. Διάγραμμα Z11 για μεταβολές στο μήκος (Optimization Bend monopole Antenna SMA Length sweep)

Από τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουμε ότι το μήκος της τυπωμένης κεραίας επηρεάζει σημαντικά την συχνότητα συντονισμού, επειδή όπως είναι λογικό μια μεταβολή στο μήκος επηρεάζει την περιοχή συχνοτήτων στις οποίες η κεραία παρουσιάζει αντίσταση ίση με 50 Ω. Η αιτία για τις απότομες αλλαγές του S11 μεταξύ των διαφορετικών ανά μήκος συχνοτήτων συντονισμού, είναι η ίδια που κάνει την κεραία να έχει μικρό εύρος ζώνης, όπως εξηγήσαμε στην προηγούμενη ενότητα και αποτυπώνεται στο διάγραμμα αντίστασης ως απότομη κλίση στις αντίστοιχες συχνότητες συντονισμού.

Τέλος, με μία ματιά στα παρακάτω διαγράμματα βλέπουμε ότι δεν υπάρχει μεγάλη επίδραση στα χαρακτηριστικά της ακτινοβολίας της κεραίας.



Εικόνα 34. Διάγραμμα κατευθυντικότητας  $\Phi=0^\circ$  για μεταβολές στο μήκος (Optimization Bend monopole Antenna SMA Length sweep)



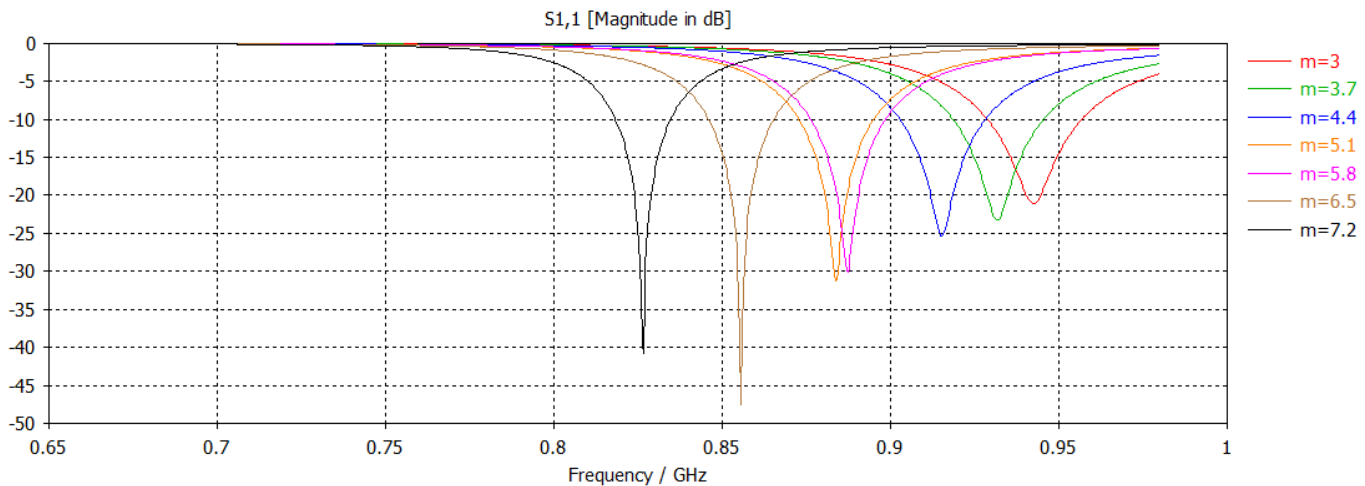
Εικόνα 35. Διάγραμμα κατευθυντικότητας  $\Theta=90^\circ$  για μεταβολές στο μήκος (Optimization Bend monopole Antenna SMA Length sweep)

Οι παραπάνω προσομοιώσεις μας έδωσαν κάποιες χρήσιμες πληροφορίες σχετικά με την διάσταση του μήκους της κεραίας. Στο συγκεκριμένο στάδιο της εργασίας δεν υπάρχει όφελος στο να προχωρήσουμε αλλάζοντας το μήκος της, άρα θα κρατήσουμε την αρχική τιμή για το  $l$  στα 11.5 mm.

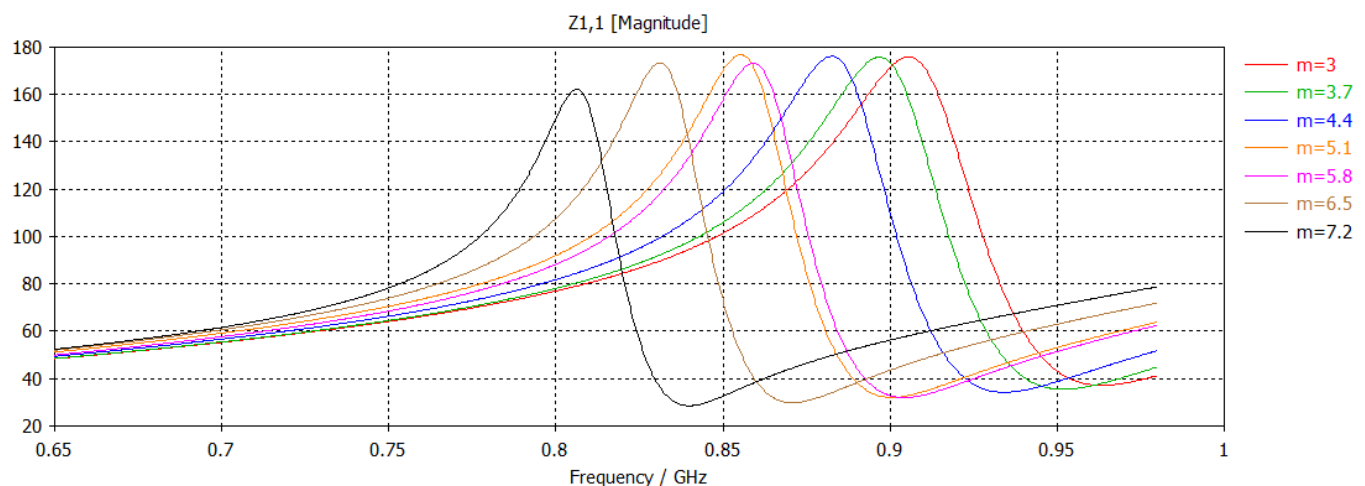
### 5.3.3 Αλλαγές στο πλάτος της κεραίας

Σαν τελευταία σημαντική διάσταση της κεραίας θα εξετάσουμε το πλάτος της. Στο σχέδιο του CST το πλάτος της κεραίας αντιστοιχεί στην παράμετρο  $m$  η οποία βάση

του αρχικού σχεδιασμού έχει την τιμή των  $6\text{ mm}$ . Εκτελούμε λοιπόν ένα parameter sweep για τιμές του  $m$  από  $3\text{ mm}$  έως και  $7.2\text{ mm}$ , με 5 δείγματα ισαπέχοντων ενδιάμεσων τιμών. Όπως και προηγουμένως έχουμε φυσικούς περιορισμούς στο να πάμε σε τιμές μεγαλύτερες του  $7.2\text{ mm}$ .



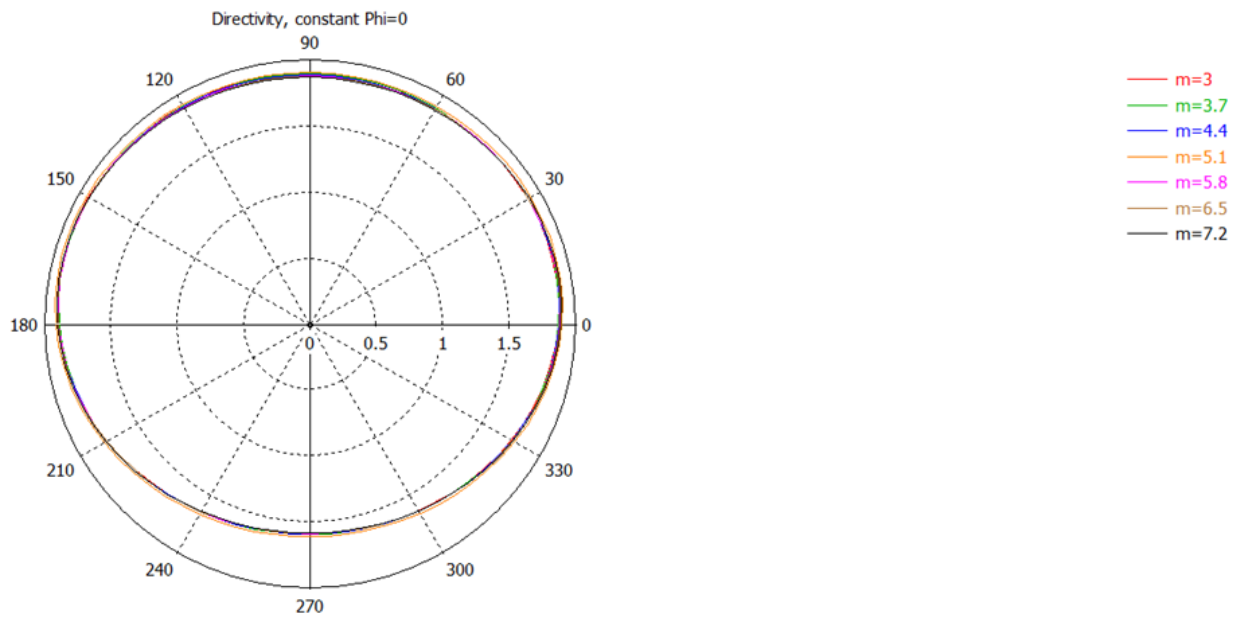
Εικόνα 36. Διάγραμμα S11 για μεταβολές στο πλάτος (Optimization Bend monopole Antenna SMA Width sweep)



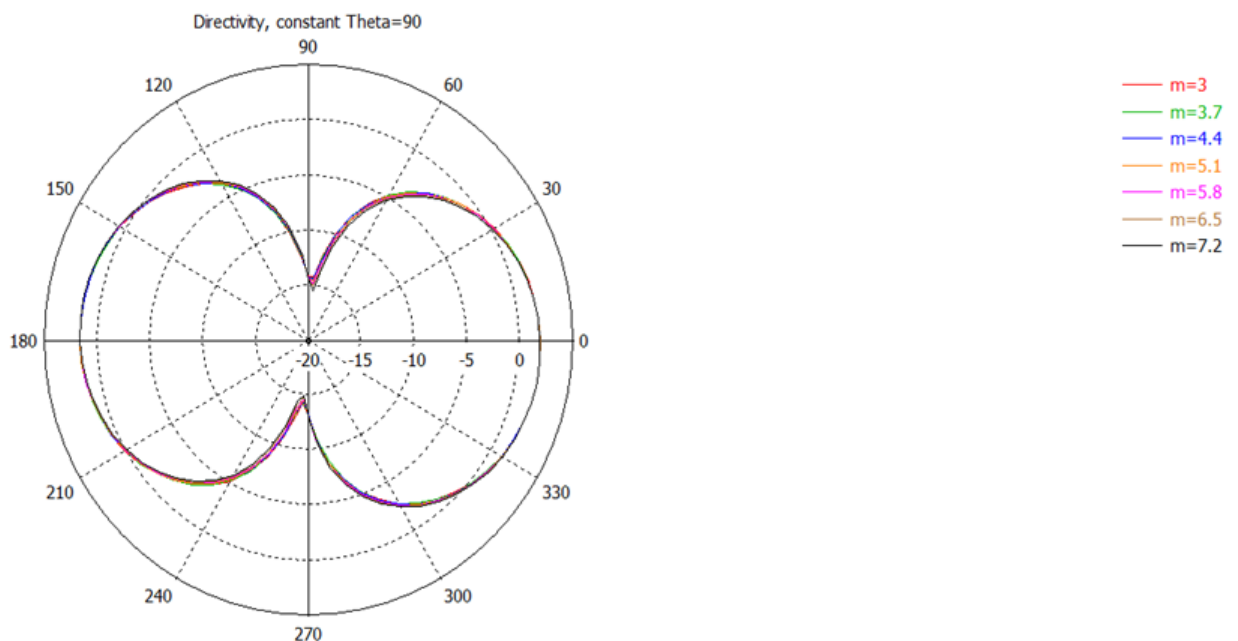
Εικόνα 37. Διάγραμμα Z11 για μεταβολές στο πλάτος (Optimization Bend monopole Antenna SMA Width sweep)

Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι το πλάτος της τυπωμένης κεραίας έχει παρόμοια επίδραση με το μήκος της στα χαρακτηριστικά που εξετάζουμε. Δηλαδή η μεταβολή του πλάτους επηρεάζει σημαντικά την συχνότητα συντονισμού και την κλίση της αντίστασης εισόδου.

Όπως και στις δοκιμές με το μήκος, στα παρακάτω διαγράμματα βλέπουμε ότι δεν υπάρχει μεγάλη επίδραση στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας της κεραίας.



Εικόνα 38. Διάγραμμα κατευθυντικότητας  $\Phi=0^\circ$  για μεταβολές στο πλάτος (Optimization Bend monopole Antenna SMA Width sweep)



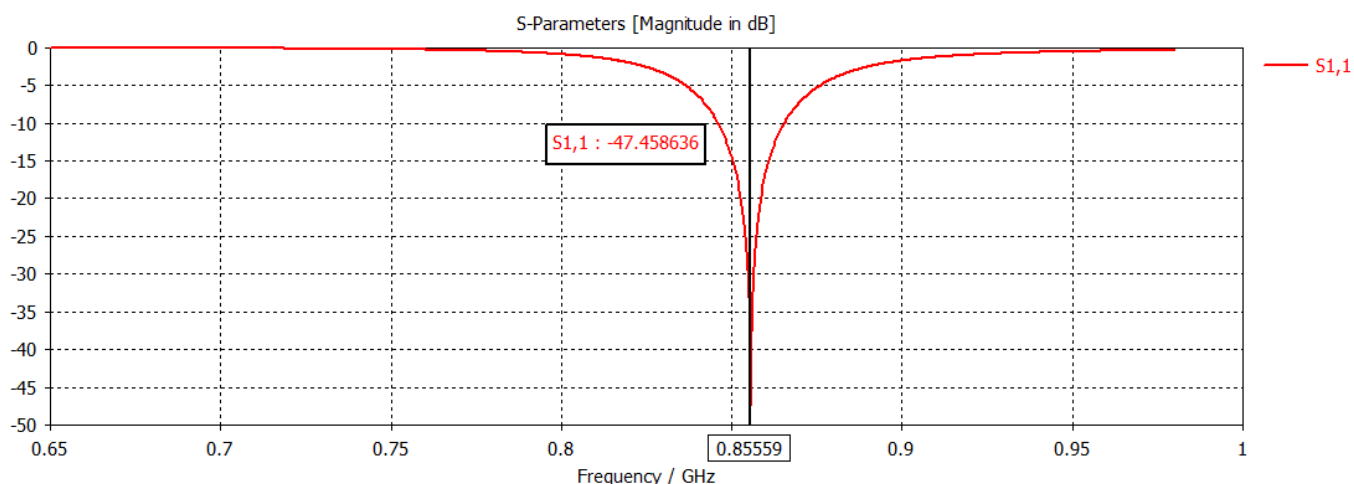
Εικόνα 39. Διάγραμμα κατευθυντικότητας  $\Theta=90^\circ$  για μεταβολές στο πλάτος (Optimization Bend monopole Antenna SMA Width sweep)

Από τα παραπάνω αποτελέσματα αποφασίζουμε να κρατήσουμε την τιμή του πλάτους  $m$  ίση με 6.5 mm.

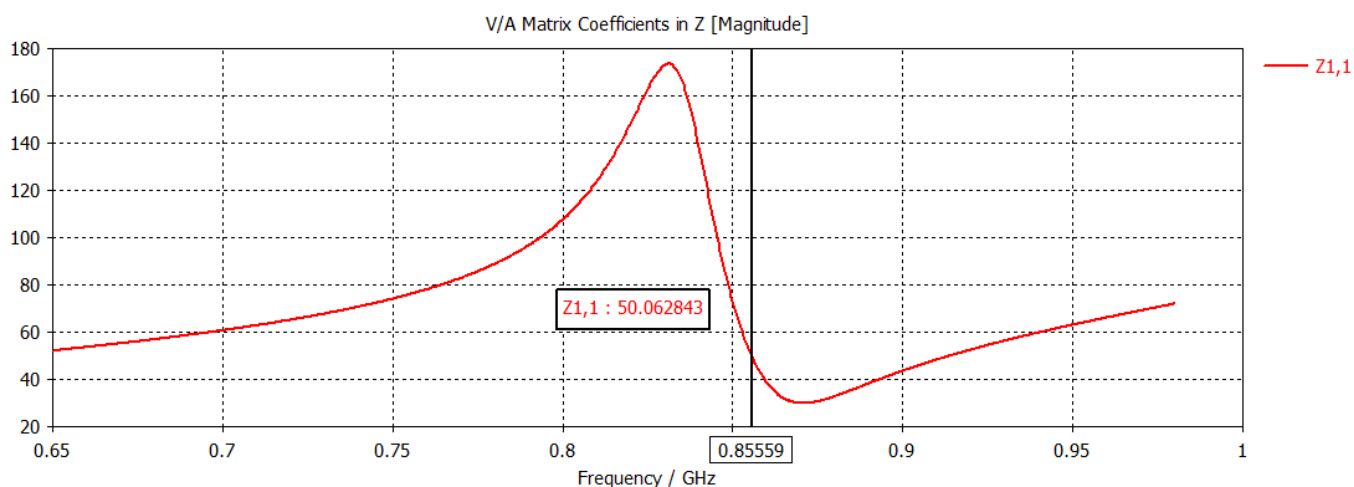
### 5.3.4 Βελτιστοποιημένη κεραία (SMA τροφοδοσία)

Σε αυτή την ενότητα σηματοδοτείται το τέλος αυτού του κεφαλαίου. Έπειτα θα περάσουμε στο επόμενο κεφάλαιο όπου δείχνουμε το πώς μετατρέψαμε την τροφοδοσία της κεραίας από SMA σε CPW και βελτιστοποιήσαμε την προκύπτουσα διάταξη.

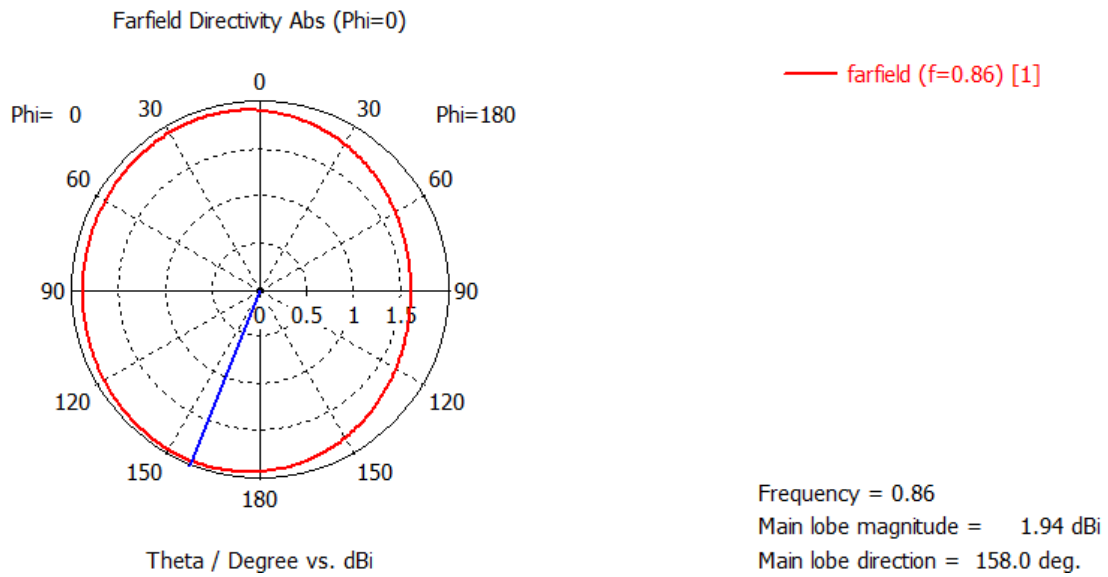
Για αυτή την πρώτη μερική βελτιστοποίηση εξετάσαμε το μήκος του επιπέδου γείωσης και το μήκος και πλάτος της τυπωμένης κεραίας. Ο στόχος της διπλωματικής και της όποιας κεραίας προκύψει δεν παύει να είναι ο συντονισμός στα 868 MHz, κάτι το οποίο φαίνεται να μην συμβαδίζει με τις επιλογές μας και πιθανόν να μπερδέψει τον αναγνώστη, ως εκ τούτου σε αυτό το σημείο κρίνεται αναγκαίο να τονίσουμε ότι η διερεύνηση που έγινε στην παρούσα ενότητα είχε να κάνει μονάχα με το πως κάποιες σημαντικές παράμετροι επηρεάζουν βασικά χαρακτηριστικά της κεραίας, το οποίο είναι χρήσιμο για την συνέχεια της εργασίας αλλά και για μία πιο πλήρη εικόνα της κεραίας. Καταλήξαμε λοιπόν σε χρήση των τιμών  $d_1=43.88889$  mm,  $l=11.5$  mm και  $m=6.5$  mm ως βάση για να εργαστούμε στο παρακάτω κεφάλαιο.



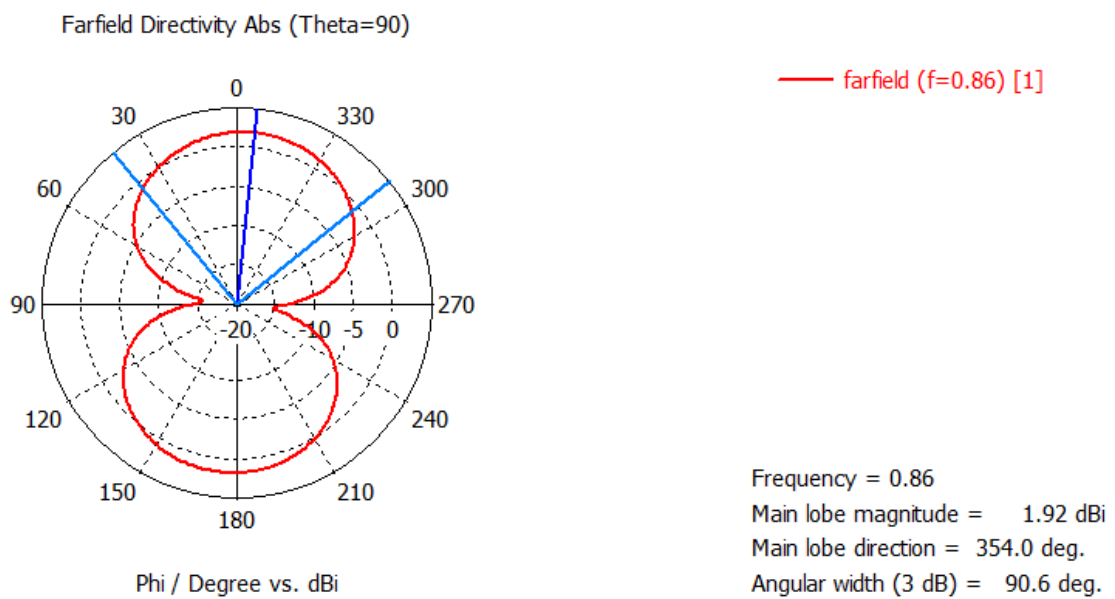
Εικόνα 40. Διάγραμμα S11 (Optimized Bend monopole Antenna SMA)



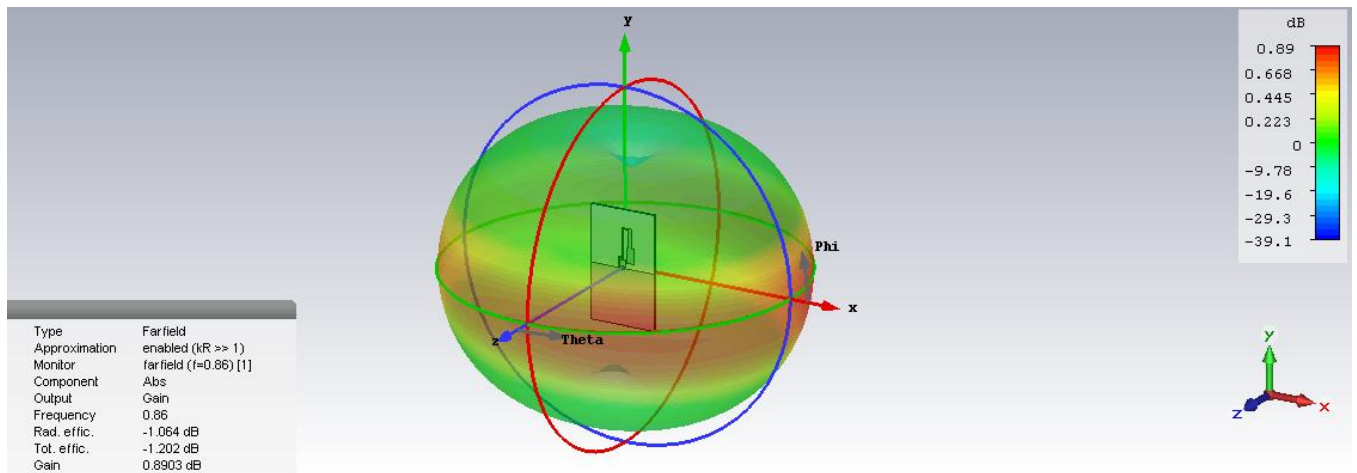
Εικόνα 41. Διάγραμμα Z11 (Optimized Bend monopole Antenna SMA)



Εικόνα 42. Διάγραμμα κατευθυντικότητας Phi=0° (Optimized Bend monopole Antenna SMA)



Εικόνα 43. Διάγραμμα κατευθυντικότητας Theta=90° (Optimized Bend monopole Antenna SMA)



Εικόνα 44. Διάγραμμα ακτινοβολίας 3D (Optimized Bend monopole Antenna SMA)



## 6. Μετατροπή τροφοδοσίας αρχικής κεραίας με χρήση γραμμής CPW

Εφόσον εξετάσαμε κάποια βασικά χαρακτηριστικά της κεραίας στο κεφάλαιο 5, αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε τροφοδοσία CPW. Ο λόγος για αυτό είναι ότι το CPW είναι μία γραμμή μεταφοράς η οποία επιτρέπει την συνεπίπεδη διάταξη μεγαλύτερου αριθμού γραμμών τροφοδοσίας, επιτρέποντας έτσι την ανάπτυξη στοιχειοκεραιών. Αντίθετα, η τροφοδοσία με SMA της αρχικής κεραίας δεν επιτρέπει κάτι τέτοιο.

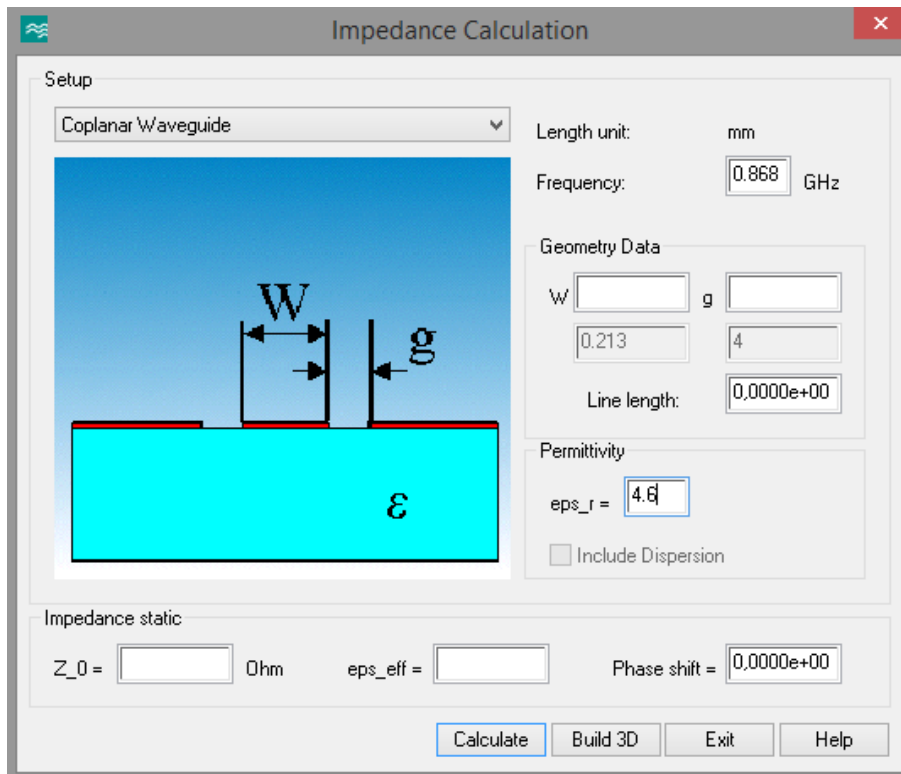
### 6.1 Δοκιμές απλής γραμμής GCPW

Πριν πάρουμε την απόφαση να προχωρήσουμε στην μετατροπή της τροφοδοσίας σε CPW κρίναμε συνετό να πειραματιστούμε πάνω σε αυτό. Το πρόβλημα εδώ είναι ότι σε αντίθεση με άλλες γραμμές δεν υπάρχει έτοιμο μοντέλο για CPW (ή GCPW) τόσο στο CST όσο και σε άλλα παρόμοια προγράμματα, με αποτέλεσμα να μην υπάρχει η αυτοπεποίθηση ότι όλα θα είναι όπως τα περιμένουμε.

Κατευθυντήριες γραμμές για την κατασκευή του CPW και τις διαστάσεις που πρέπει να έχει το Waveguide Port που θα χρησιμοποιηθεί υπάρχουν στα περιεχόμενα βοήθειας του CST κάτω από τον τίτλο Coplanar Lines.

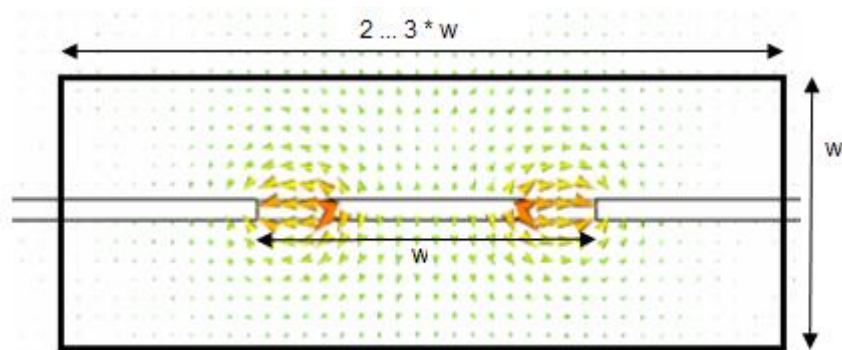
Το μέγεθος του port στην συγκεκριμένη γραμμή παίζει μεγάλο ρόλο. Από την μία πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο για να καλύπτει το σημαντικό κομμάτι της γραμμής, από την άλλη δεν πρέπει να είναι άσκοπα μεγάλο επειδή αυτό μπορεί να προκαλέσει κατά την προσομοίωση την ανάπτυξη τρόπων διάδοσης μεγαλύτερης τάξης πάνω στο port, όμοιους με αυτούς ενός ορθογωνίου κυματοδηγού. Όσο μεγαλύτερο είναι το port, τόσο μικρότερη θα είναι η συχνότητα αποκοπής τους. Δεδομένου ότι οι υψηλότεροι τρόποι διάδοσης είναι τεχνητοί, δεν πρέπει να λαμβάνονται υπόψη στην προσομοίωση. Ως εκ τούτου, το μέγεθος του port πρέπει να επιλεγεί αρκετά μικρό ούτως ώστε να μην μπορεί να γίνει διάδοση τους και να ληφθούν υπόψη μόνο οι βασικοί τρόποι.

Για τον υπολογισμό της σύνθετης αντίστασης της γραμμής (ώστε  $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ ) υπάρχουν πολλοί calculators στο διαδίκτυο που το υπολογίζουν, ωστόσο υπάρχει και στο ίδιο το CST κάτω από το εικονίδιο Macros→Calculate→Calculate analytical Line Impedance.

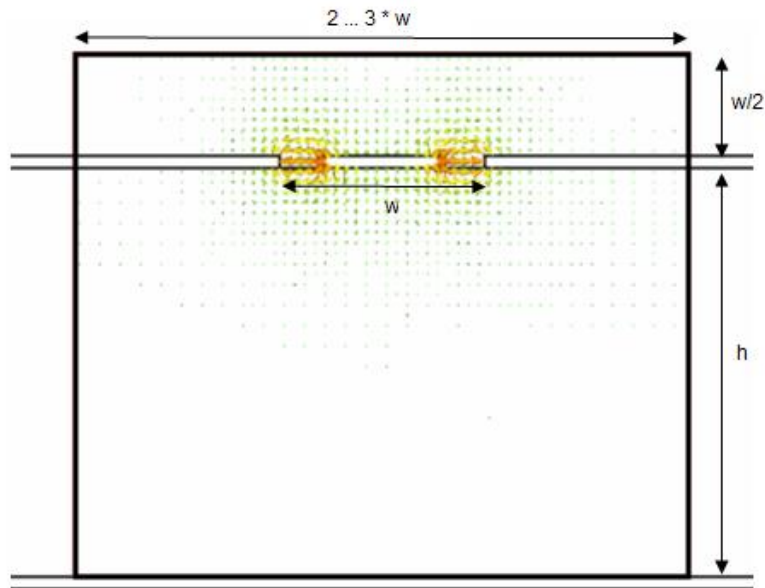


Εικόνα 45. Impedance Calculator by CST

Στις παρακάτω εικόνες φαίνονται τα προτεινόμενα μεγέθη των ports βάση του CST για απλό CPW και GCPW:

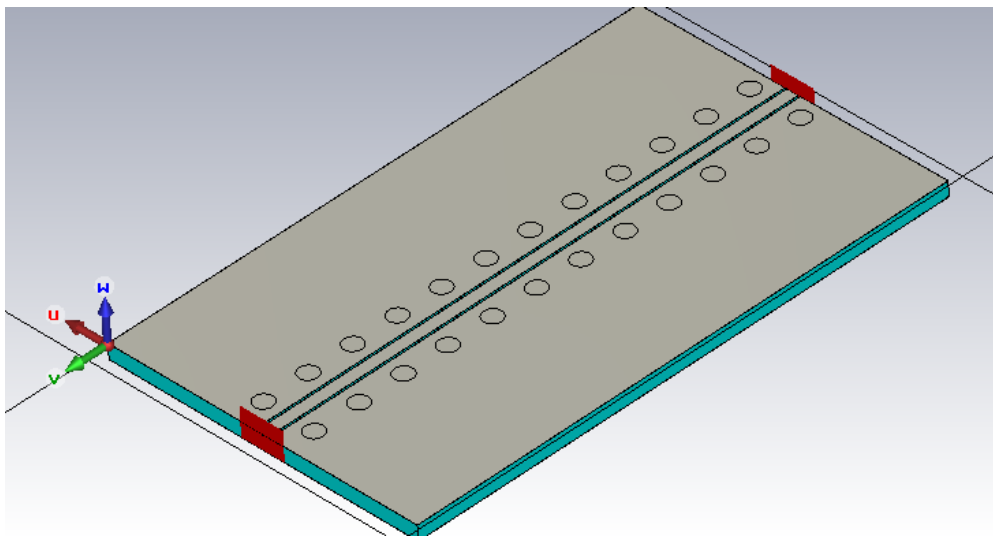


Εικόνα 46. Διαστάσεις Waveguide Port για CPW

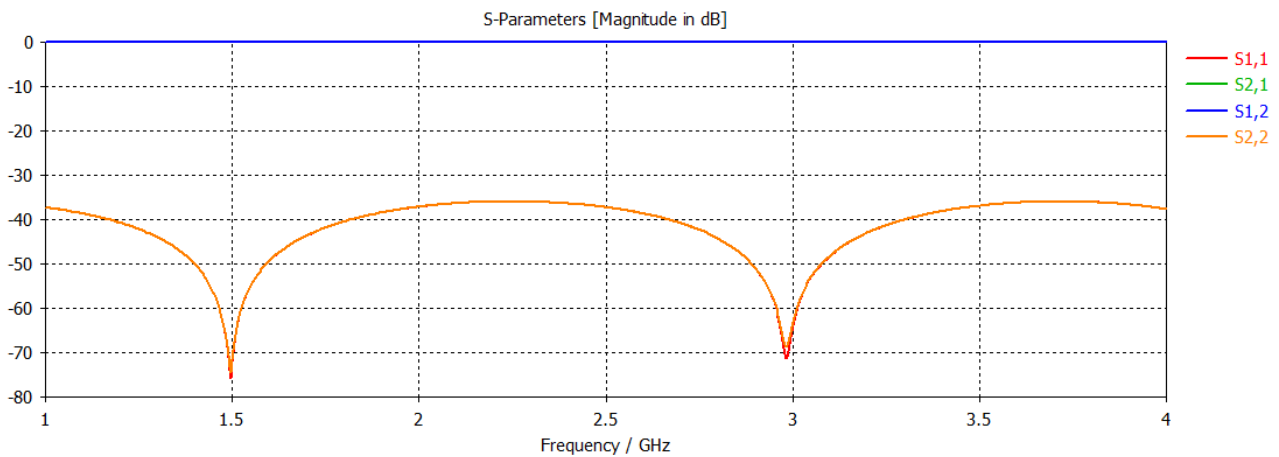


Εικόνα 47. Διαστάσεις Waveguide Port για GCPW

Επίσης είναι σημαντικό το Waveguide Port να ακουμπάει πάνω στην γραμμή, αν υπάρχει κενό μεταξύ τους είναι λάθος, είναι μία παρατήρηση που επιβεβαιώσαμε με προσομοιώσεις. Παρακάτω επισυνάπτουμε ως παράδειγμα μία απλή GCPW γραμμή με θωράκιση στην οποία το port ορθά ακουμπάει την γραμμή και οι διαστάσεις είναι βάση των οδηγιών του CST.

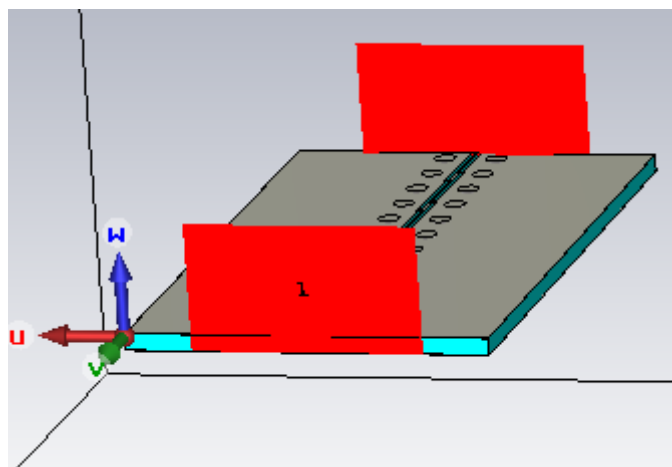


Εικόνα 48. Σχέδιο CST για GCPW γραμμή με θωράκιση και με Waveguide ports βάση του CST (GCPW (Touching))

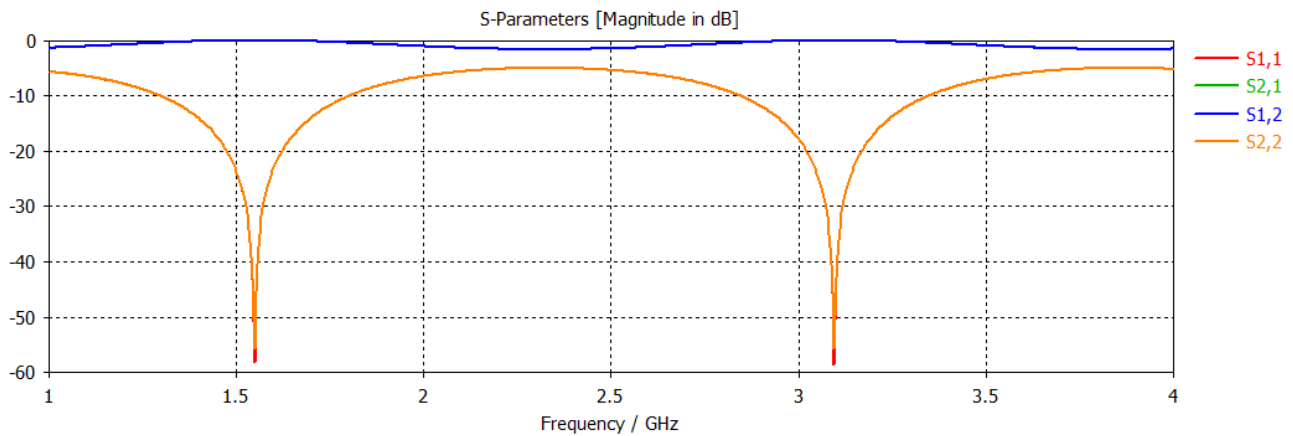


Εικόνα 49. S-parameters για GCPW γραμμή με θωράκιση και με Waveguide ports βάση του CST (GCPW (Touching))

Έγιναν διάφορες δοκιμές όπου τα waveguide ports δεν ακουμπούσαν την γραμμή και με διαστάσεις πολύ μεγαλύτερες, οι μικρότερες από αυτές που προτείνει το CST. Δεν επισυνάπτουμε όλα αυτά τα αποτελέσματα επειδή δεν έχουν κάποιο ενδιαφέρον, το μόνο σημαντικό είναι ότι πράγματι ήταν άσχημα, όπως περιμέναμε βάση των πληροφοριών της βοήθειας του CST. Για να υπάρχει ωστόσο ένα μέτρο σύγκρισης, παρουσιάζουμε μία προσομοίωση στο ίδιο σχέδιο με το από πάνω, αλλά για αρκετά μεγαλύτερο port από αυτό που προτείνει το CST Help:



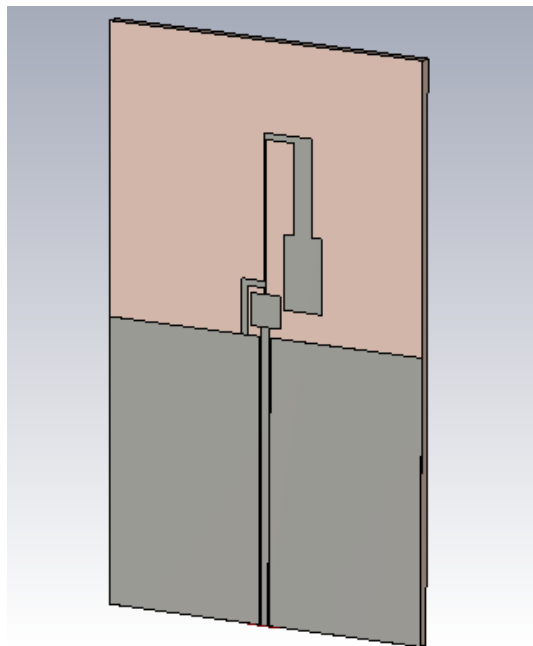
Εικόνα 50. Σχέδιο CST για GCPW γραμμή με θωράκιση και με Waveguide ports μεγαλύτερο από αυτό που προτείνει το CST (GCPW (Touching))



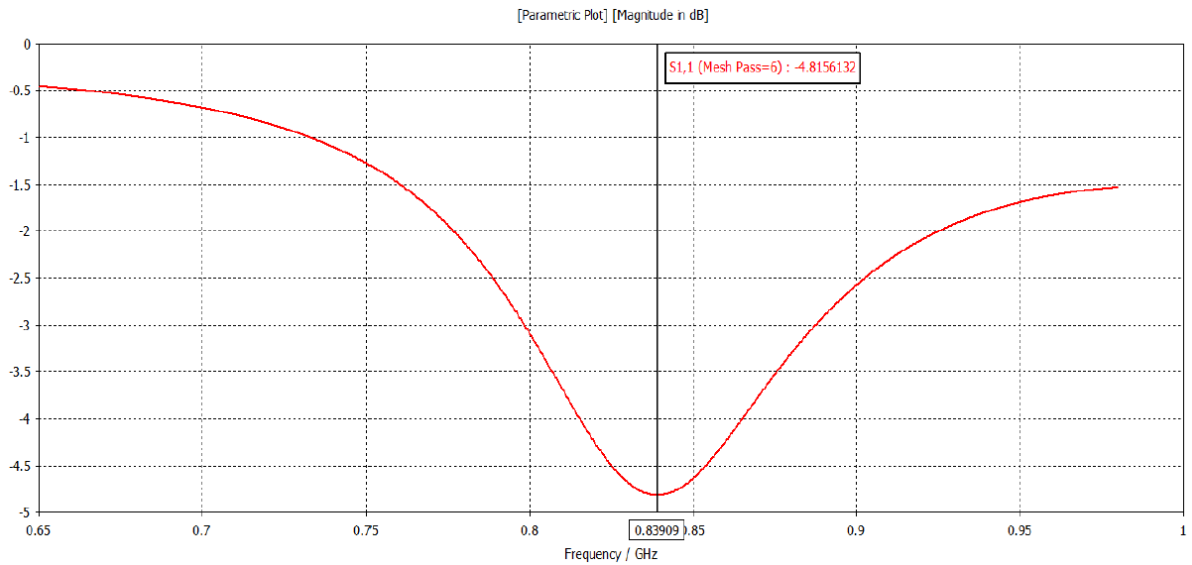
Εικόνα 51. S-parameters για GCPW γραμμή με θωράκιση και με Waveguide ports μεγαλύτερο από αυτό που προτείνει το CST (GCPW (Touching))

## 6.2 Τροφοδοσία CPW

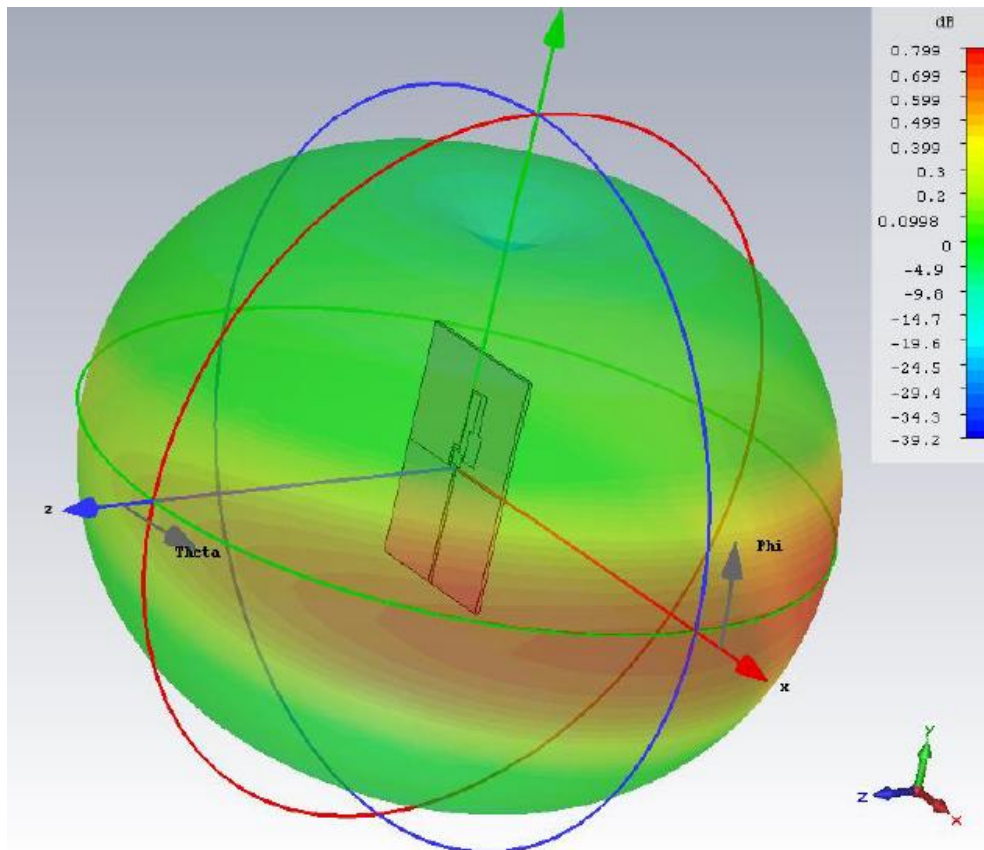
Αφού βεβαιωθήκαμε ότι ο τρόπος τροφοδοσίας φαίνεται τουλάχιστον λειτουργικός από τις δοκιμές της προηγούμενης ενότητας, προχωρήσαμε σε μία πρώτη προσπάθεια για μετατροπή, προφανώς τηρώντας τις κατευθυντήριες γραμμές του CST Help για το Waveguide Port. Παρακάτω επισυνάπτουμε το σχέδιο και τα αποτελέσματα:



Εικόνα 52. Σχέδιο CST τροφοδοσίας CPW (CPW Bend Monopole Antenna)



Εικόνα 53. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna)



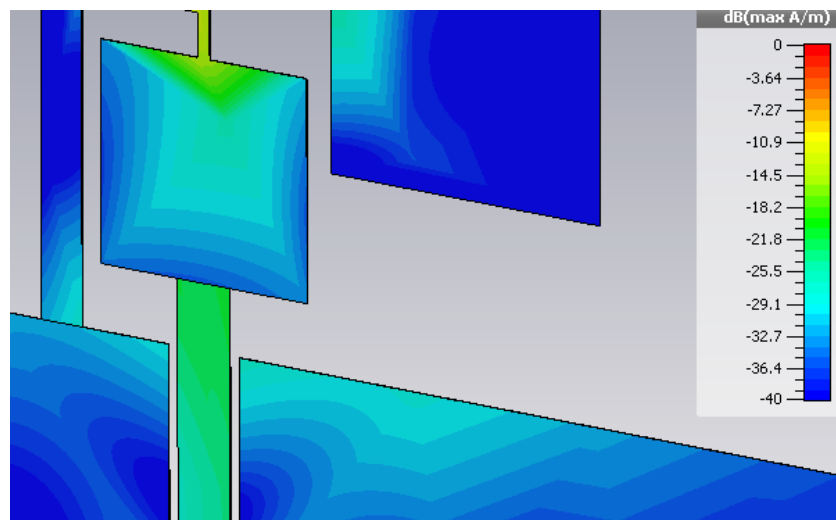
Εικόνα 54. Διάγραμμα ακτινοβολίας 3D (CPW Bend Monopole Antenna)

Αναφορικά δοκιμάσαμε και μεγαλύτερο port που να υπερκαλύπτει αυτό που προτείνει το CST χωρίς να δούμε αξιοσημείωτες διαφορές.

Ελέγξαμε την ρευματική κατανομή μεταξύ αυτού του πρώτου σχεδίου με αυτό της αρχικής κεραίας με SMA τροφοδοσία και διαπιστώσαμε ότι τουλάχιστον η μορφή και τα σχετικά μεγέθη είναι παρόμοια. Καταλήξαμε στο συμπέρασμα ότι μάλλον

προκύπτει μία ανάκλαση στην θύρα εισόδου της κεραίας με CPW η οποία δεν προκύπτει στην περίπτωση του SMA. Αυτό το συμπέρασμα ενισχύεται από την διατήρηση του κέρδους της κεραίας το οποίο θέλει μια προσοχή στην ερμηνεία, επειδή το κέρδος είναι ακτινοβολούμενη προς εισερχόμενη ισχύ και όχι διαθέσιμη ισχύ, δηλαδή το κέρδος δεν συνυπολογίζει τις όποιες ανακλάσεις. Άρα, είναι φυσιολογικό να διατηρείται η μορφή της ρευματικής κατανομής ακόμη και αν αλλάζει το πλάτος της.

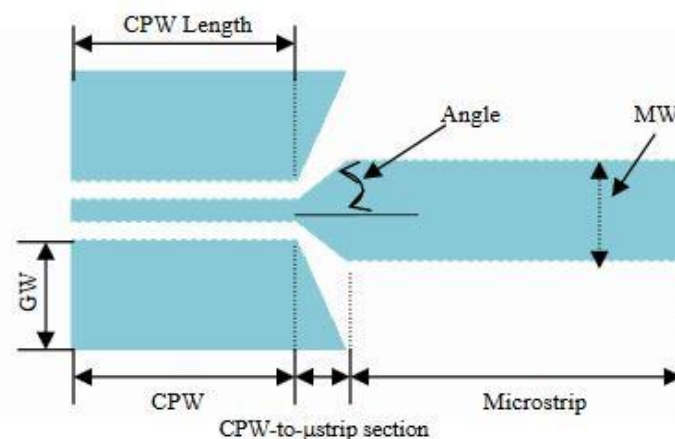
Η πιο προφανής αιτία για αυτή την ανάκλαση είναι το σημείο μετάβασης από την γραμμή στην υπόλοιπη κεραία, όπου φαίνεται να υπάρχει ασυνέχεια του surface current (Βλέπε παρακάτω εικόνα).



Εικόνα 55. Surface Current (CPW Bend Monopole Antenna)

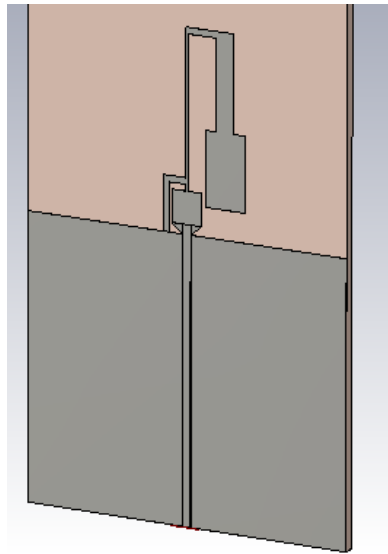
### 6.2.1 Δοκιμή “taper”

Προσπαθήσαμε να εξετάσουμε το θέμα προσαρμογής του CPW με το υπόλοιπο κύκλωμα της κεραίας, πριν προχωρήσουμε σε αλλαγές και βελτιστοποιήσεις. Έπειτα από έρευνα στην διαθέσιμη βιβλιογραφία βρήκαμε την δημοσίευση [16]. Συγκεκριμένα προτείνεται η χρήση ενός “taper” (βλέπε εικόνα 56) αν και η συχνότητα συντονισμού που στοχεύουμε (868 MHz) είναι αρκετά χαμηλή.

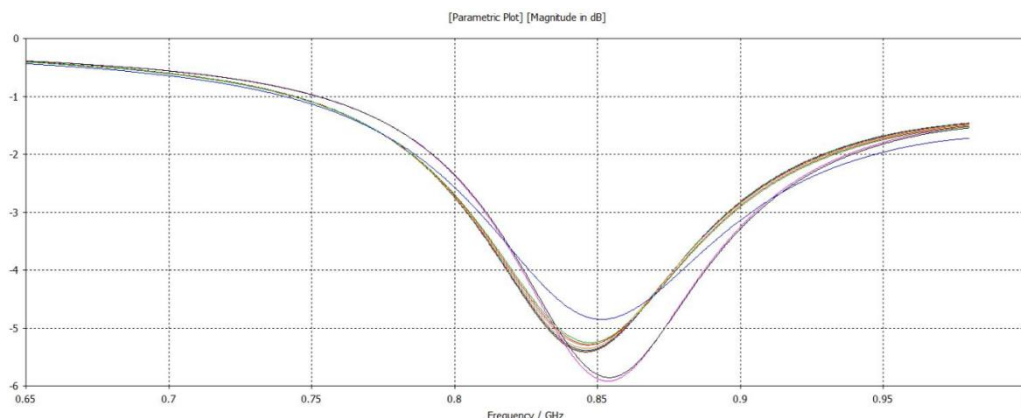


Εικόνα 56. Χρήση taper για μετάβαση από CPW σε μικροταινία [16]

Παρακάτω δείχνουμε το σχέδιο στο CST βασισμένο στην ιδέα που πήραμε από την δημοσίευση [16] και τα αποτελέσματα της σάρωσης που έγινε για διάφορες διαστάσεις του taper.



Εικόνα 57. Σχέδιο CST για sweep διαστάσεων taper (CPW Bend Monopole Antenna Sweep Taper)



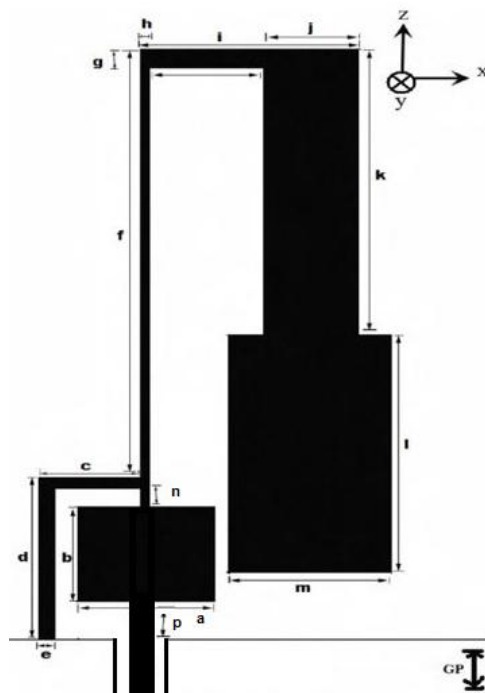
Εικόνα 58. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep Taper)

Βλέπουμε ότι το taper σε αυτή την διάταξη και συχνότητα με τις διαστάσεις και τον τρόπο που το σχεδιάσαμε, δεν διορθώνει ιδιαίτερα την κατάσταση, συγκεκριμένα, το πλάτος τους S11 από -4.5 dB χωρίς taper μετατοπίστηκε στα -5.5 dB περίπου με taper.

### 6.3 Παράμετροι Βελτιστοποίησης

Εφόσον το taper δεν απέδωσε, κρατώντας το σαν ιδέα στο πίσω μέρος του μυαλού μας, προχωρήσαμε στην διερεύνηση άλλων παραμέτρων της νέας αυτής σχεδίασης οι οποίες θα μπορούσαν να αποτελέσουν τις βάσεις για βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών της κεραίας όπου εκεί ίσως το taper να παίζει μεγαλύτερο ρόλο, τον οποίο θα διαπιστώσουμε δοκιμάζοντας, πριν το απορρίψουμε.





Εικόνα 59. Παράμετροι κεραίας με τροφοδοσία CPW [10]

Παραθέτουμε την παραπάνω εικόνα ώστε να καταλαβαίνει ο αναγνώστης ποια διάσταση της κεραίας πειράζουμε στις παρακάτω ενότητες, χωρίς να επισυνάπτουμε εικόνες από κάθε σχέδιο.

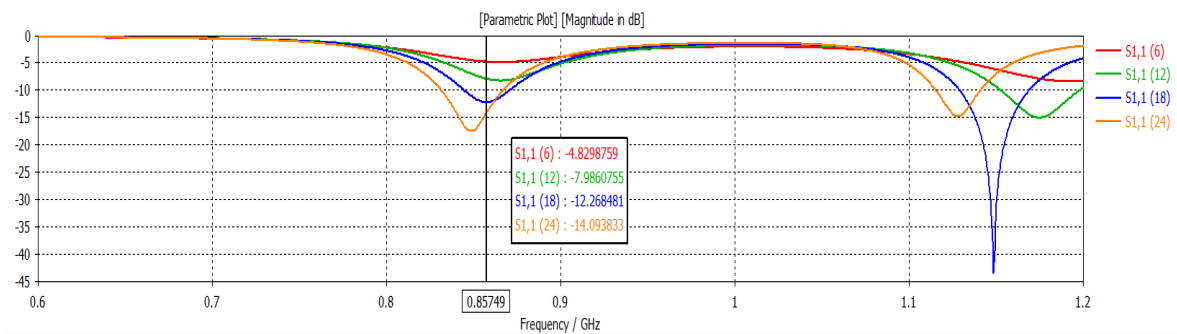
### 6.3.1 Αλλαγές σε $p$ και $d$

Οι αρχικές τιμές και οι μεταβολές που δοκιμάστηκαν είναι:

$$p = 1.5 + 0 \dots 12 \text{ (με βήμα 4)}$$

$$d = 8.5 + 0 \dots 12 \text{ (με βήμα 4)}$$

Φυσικά είναι ταυτόχρονες οι μεταβολές στις 2 διαστάσεις.



Parameter View: 1D Results\S-Parameters\S1,1							
3D Num ID	Status	d	Mesh Pass	Parameters	rfd	temp1	1D Results\S-Parameters
6	Calculated	8.5	6	r	6.5	0	1DC S1,1
12	Calculated	12.5	6	r	10.5	4	1DC S1,1
18	Calculated	16.5	6	r	14.5	8	1DC S1,1
24	Calculated	20.5	6	r	18.5	12	1DC S1,1

Εικόνα 60. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep  $p+d$ )

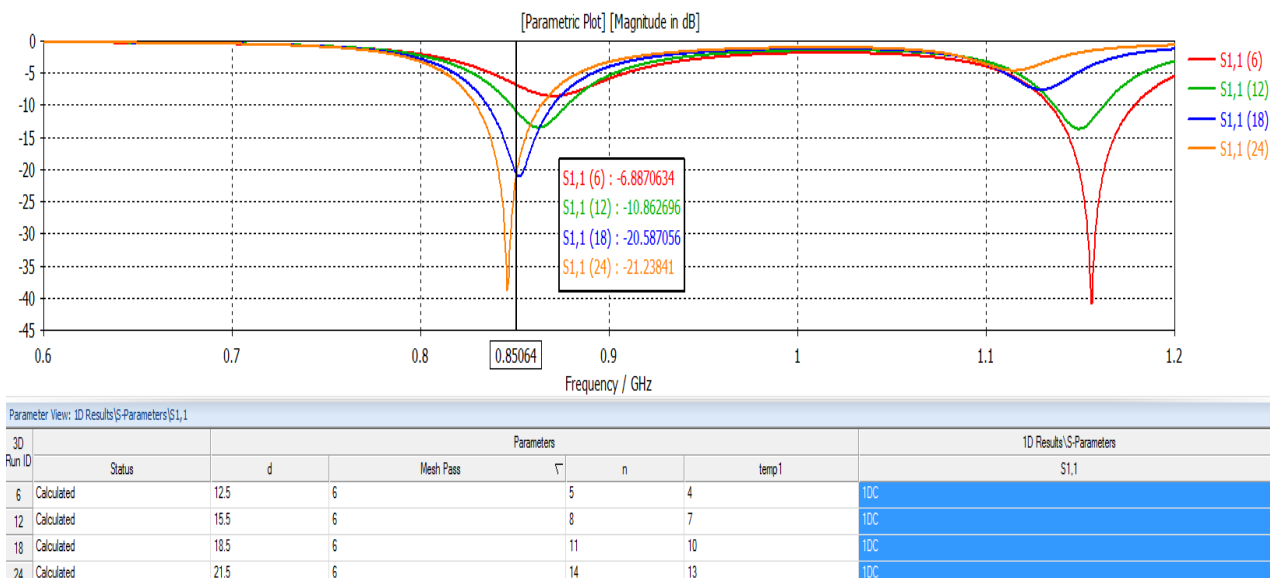
### 6.3.2 Αλλαγές σε n και d

Οι αρχικές τιμές και οι μεταβολές που δοκιμάστηκαν είναι:

$$n = 1 + 4 \dots 13 \text{ (με βήμα 3)}$$

$$d = 8.5 + 4 \dots 13 \text{ (με βήμα 3)}$$

Φυσικά είναι ταυτόχρονες οι μεταβολές στις 2 διαστάσεις.

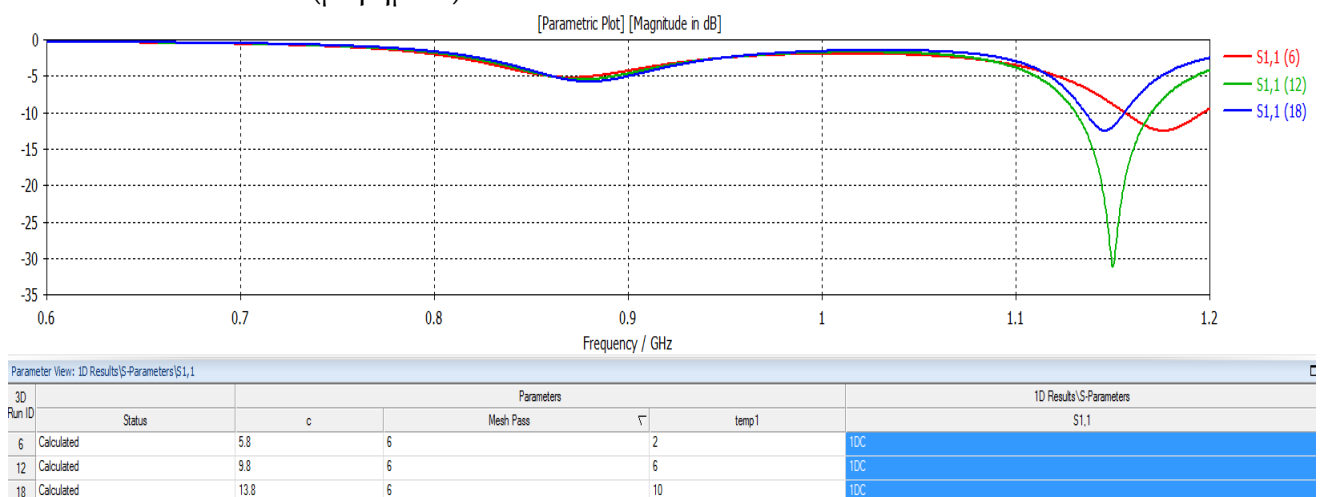


Εικόνα 61. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep n+d)

### 6.3.3 Αλλαγές σε c

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$c = 3.8 + 2 \dots 10 \text{ (με βήμα 4)}$$



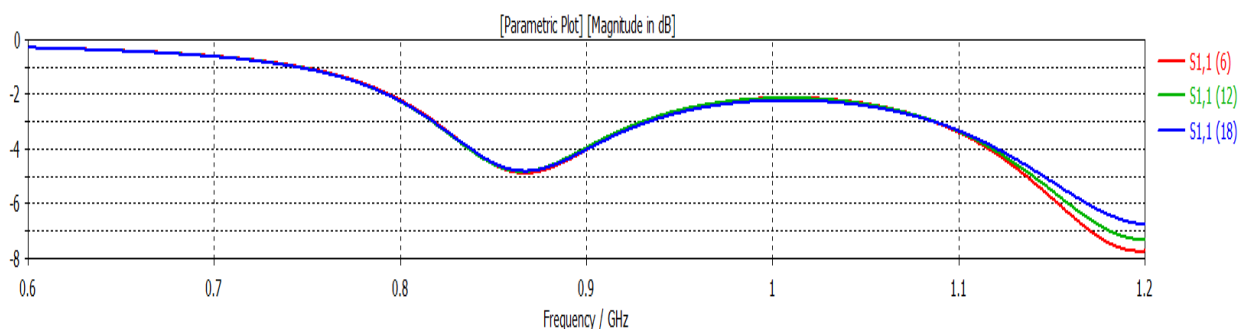
Εικόνα 62. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep c)

### 6.3.4 Αλλαγές σε $p$ και $e$

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$e = 1 + 0.1 \dots 0.3 \text{ (με βήμα 0.1)}$$

$$p = 1.5 - 0.1 \dots 0.3 \text{ (με βήμα 0.1)}$$



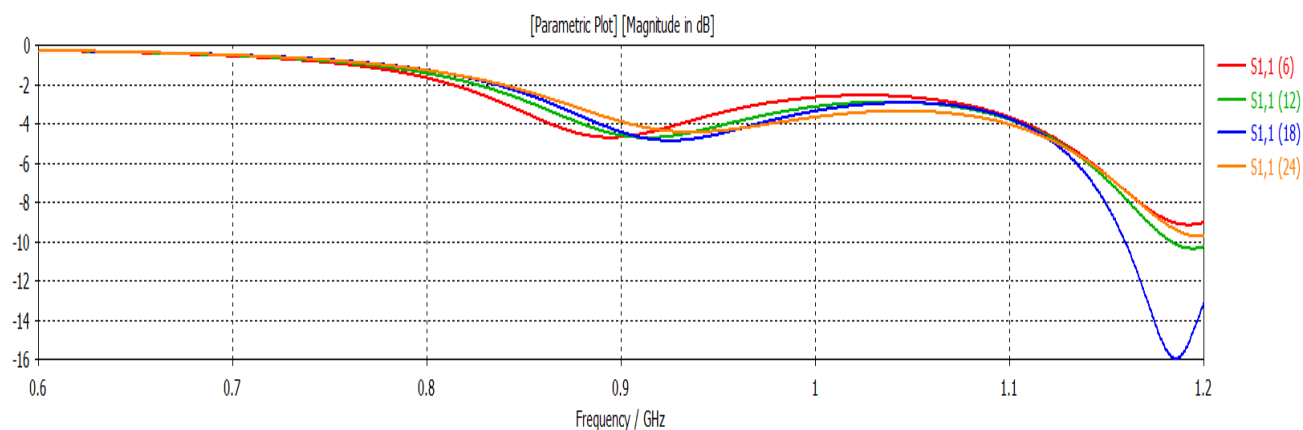
Parameter View: 1D Results[S-Parameters]S1,1							
3D Run ID	Status	e	Mesh Pass	$\tau$	rfid	temp1	1D Results[S-Parameters] S1,1
6	Calculated	1.1	6	6.4	0.1		1DC
12	Calculated	1.2	6	6.3	0.2		1DC
18	Calculated	1.3	6	6.2	0.3		1DC

Εικόνα 63. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep  $p+e$ )

### 6.3.5 Αλλαγές σε $h$

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$h = 0.3 + 0.2 \dots 0.65 \text{ (με βήμα 0.15)}$$



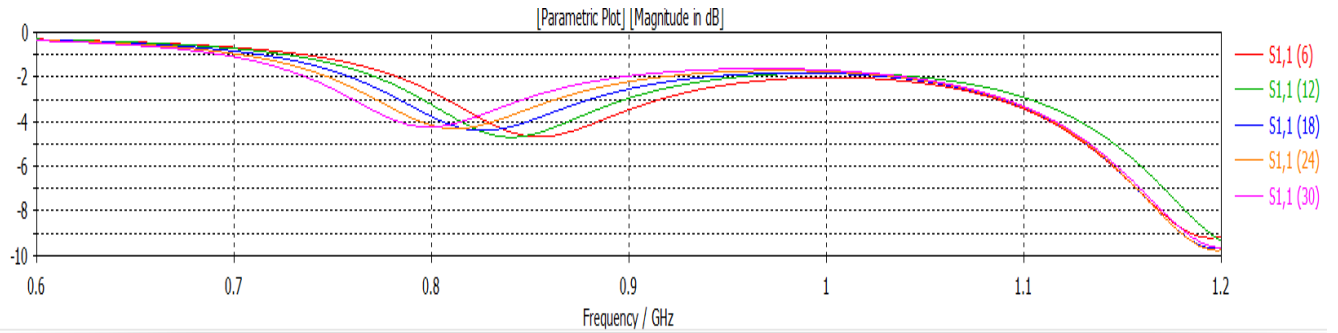
Parameter View: 1D Results[S-Parameters]S1,1							
3D Run ID	Status	h	Mesh Pass	$\tau$	temp1		1D Results[S-Parameters] S1,1
6	Calculated	0.5	6	0.2			1DC
12	Calculated	0.65	6	0.35			1DC
18	Calculated	0.8	6	0.5			1DC
24	Calculated	0.95	6	0.65			1DC

Εικόνα 64. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep  $h$ )

### 6.3.6 Αλλαγές σε i

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$i = 8 + 1 \dots 5 \text{ (με βήμα 1)}$$



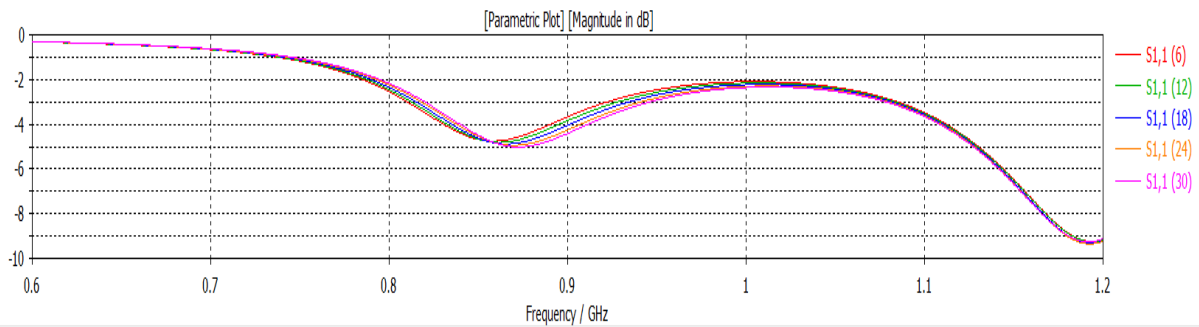
Parameter View: 1D Results\S-Parameters\S1,1						
3D Run ID	Status	i	Mesh Pass	$\nabla$	temp1	1D Results\S-Parameters S1,1
6	Calculated	9	6	1		1DC
12	Calculated	10	6	2		1DC
18	Calculated	11	6	3		1DC
24	Calculated	12	6	4		1DC
30	Calculated	13	6	5		1DC

Εικόνα 65. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep i)

### 6.3.7 Αλλαγές σε j

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$j = 3 + 0.4 \dots 2 \text{ (με βήμα 0.4)}$$



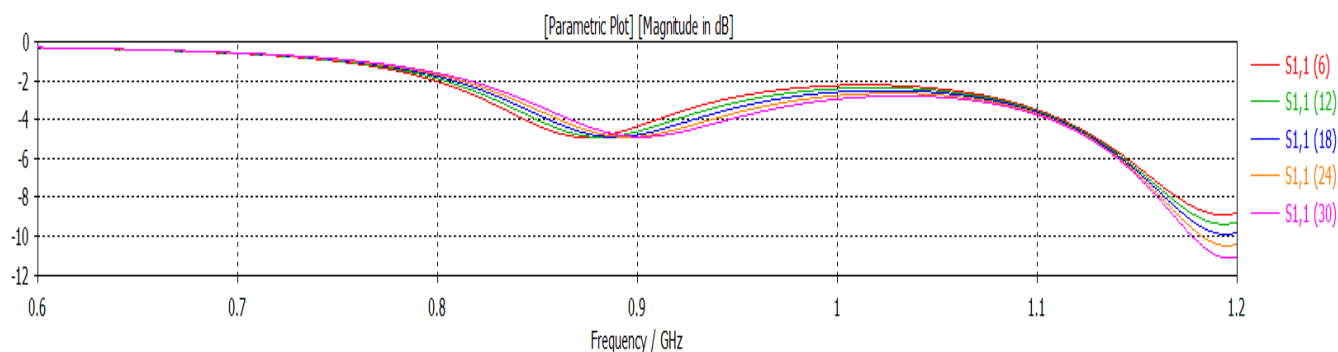
Parameter View: 1D Results\S-Parameters\S1,1						
3D Run ID	Status	j	Mesh Pass	$\nabla$	temp1	1D Results\S-Parameters S1,1
6	Calculated	3.4	6	0.4		1DC
12	Calculated	3.8	6	0.8		1DC
18	Calculated	4.2	6	1.2		1DC
24	Calculated	4.6	6	1.6		1DC
30	Calculated	5	6	2		1DC

Εικόνα 66. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep j)

### 6.3.8 Αλλαγές σε g

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$g = 1 + 0.4 \dots 2 \text{ (με βήμα 0.4)}$$



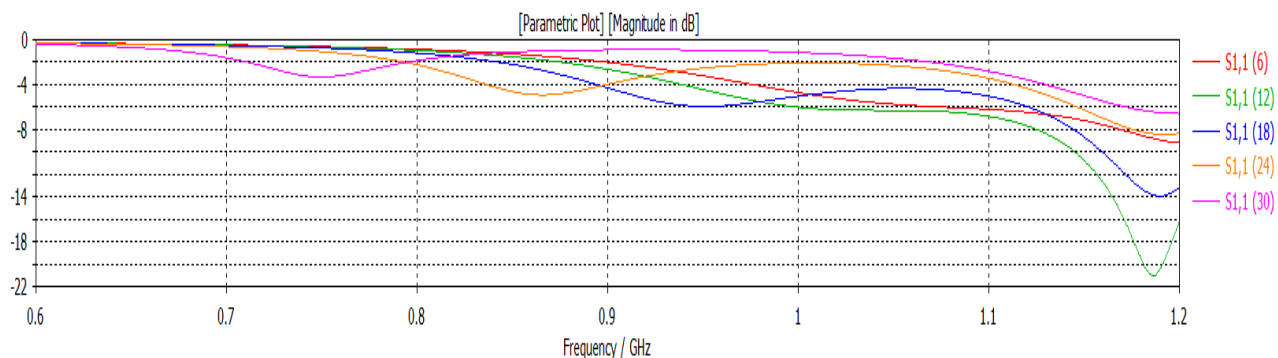
Parameter View: 1D Results[S-Parameters]S1,1						
3D Run ID	Status	g	Mesh Pass	$\nabla$	temp1	1D Results[S-Parameters] S1,1
6	Calculated	1.4	6	0.4		10C
12	Calculated	1.8	6	0.8		10C
18	Calculated	2.2	6	1.2		10C
24	Calculated	2.6	6	1.6		10C
30	Calculated	3	6	2		10C

Εικόνα 67. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep g)

### 6.3.9 Αλλαγές σε k

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$k = 15 - 12 \dots +4 \text{ (με βήμα +4)}$$



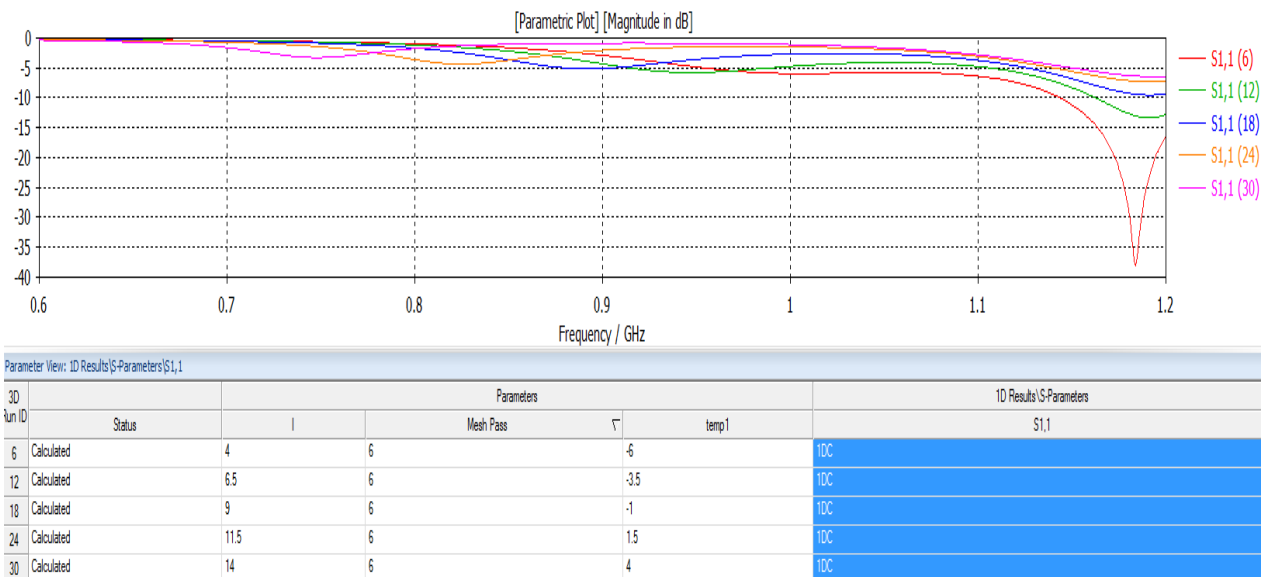
Parameter View: 1D Results[S-Parameters]S1,1						
3D Run ID	Status	k	Mesh Pass	$\nabla$	temp1	1D Results[S-Parameters] S1,1
6	Calculated	3	6	-12		10C
12	Calculated	7	6	-8		10C
18	Calculated	11	6	-4		10C
24	Calculated	15	6	0		10C
30	Calculated	19	6	4		10C

Εικόνα 68. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep k)

### 6.3.10 Αλλαγές σε l

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$l = 10 - 6 \dots +4 \text{ (με βήμα } +2.5)$$



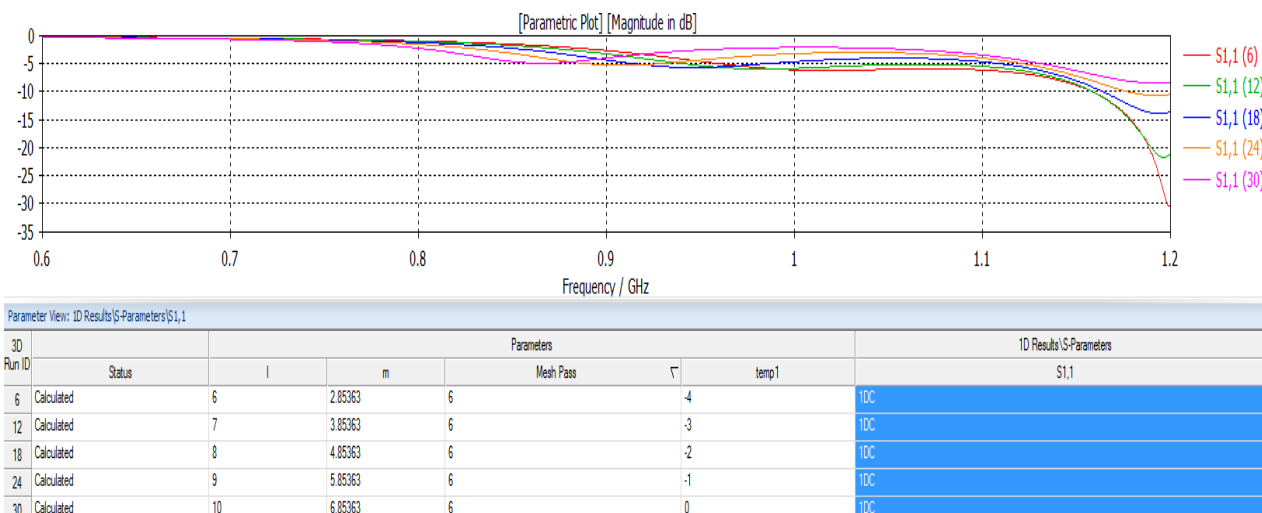
Εικόνα 69. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep l)

### 6.3.11 Αλλαγές σε m και l

Η αρχική τιμή και η μεταβολή που δοκιμάστηκε είναι:

$$m = 6.85363 - 4 \dots 0 \text{ (με βήμα } +1)$$

$$l = 10 - 4 \dots 0 \text{ (με βήμα } +1)$$



Εικόνα 70. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole Antenna Sweep m+l)

### 6.3.12 Συμπεράσματα

Με τις παραπάνω σαρώσεις που έγιναν, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι σημαντικές διαστάσεις που φαίνεται να μπορούν να αλλάξουν έντονα τα χαρακτηριστικά της κεραίας, άρα και να χρησιμοποιήσουμε σαν μεταβλητές για βελτιστοποίηση, είναι οι:  $p$ ,  $n$ ,  $l$ ,  $m$  και  $d$ . Επίσης επιβεβαιώνεται ξανά το συμπέρασμα μας από προηγούμενες ενότητες ότι οι διαστάσεις  $l$  και  $m$  δεν αλλάζουν τόσο το πλάτος του συντονισμού, αλλά μάλλον την συχνότητα αυτού.

Δυστυχώς, σε αυτό το σημείο έχει αρχίσει να γίνεται ξεκάθαρο ότι σίγουρα οδεύουμε προς αύξηση των διαστάσεων της τελικής κεραίας.

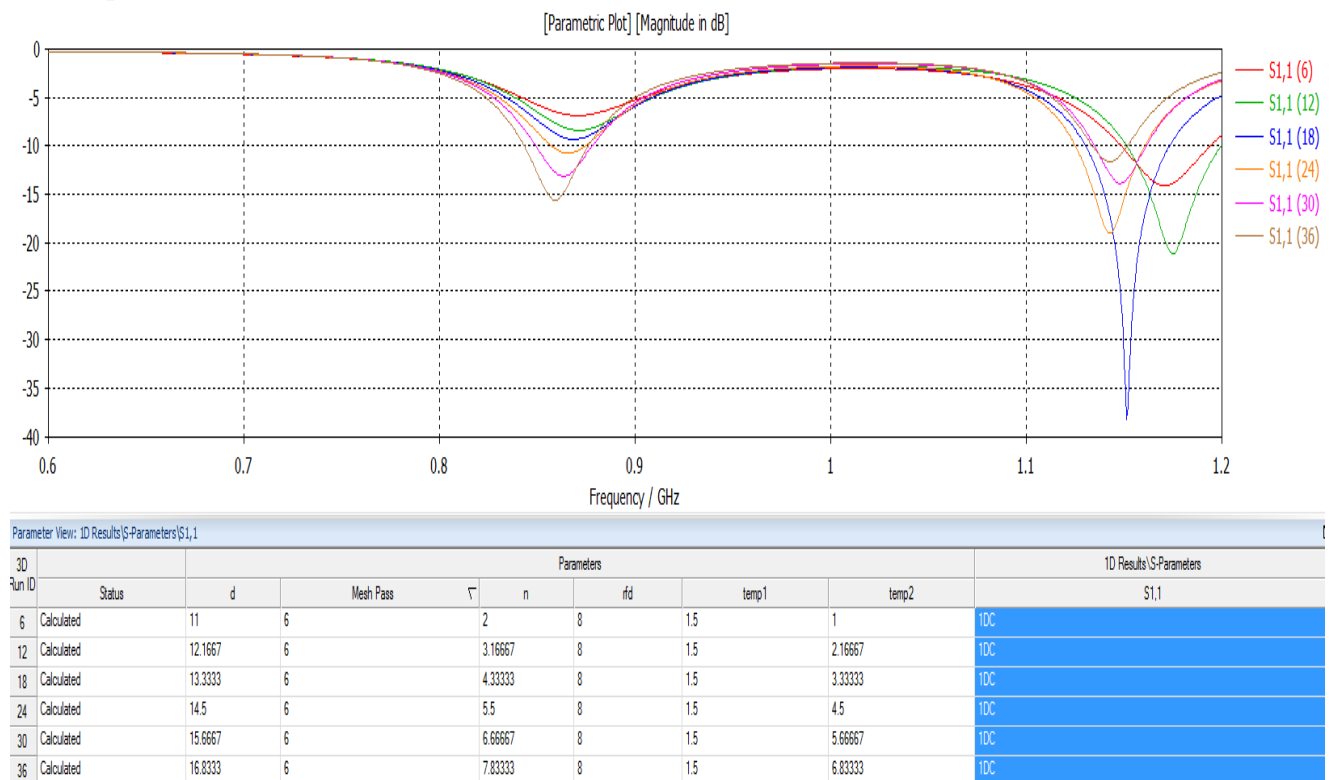
Επειδή βελτιστοποίηση ταυτόχρονα με 5 μεταβλητές είναι αρκετά δύσκολη και υπερβολικά χρονοβόρα, καταλήξαμε σαν πρώτο βήμα προς την βελτιστοποίηση να κάνουμε sweep τιμών του  $n$  και  $d$ , καθώς επηρεάζουν πολύ το πλάτος του συντονισμού και όσο για την μεταβλητή  $p$  να κρατάμε σταθερή τιμή σε κάθε σάρωση. Έπειτα αφού καταλήξουμε σε τιμές για αυτές τις μεταβλητές και αν υπάρχει η ανάγκη, η ιδέα είναι να βελτιστοποιήσουμε περαιτέρω με αλλαγές στις  $l$  και  $m$  διαστάσεις.

## 6.4 Δοκιμές προσαρμογής και βελτιστοποίησης

### 6.4.1 Προσαρμογή κεραίας για μεταβολές σε $p$ , $n$ και $d$

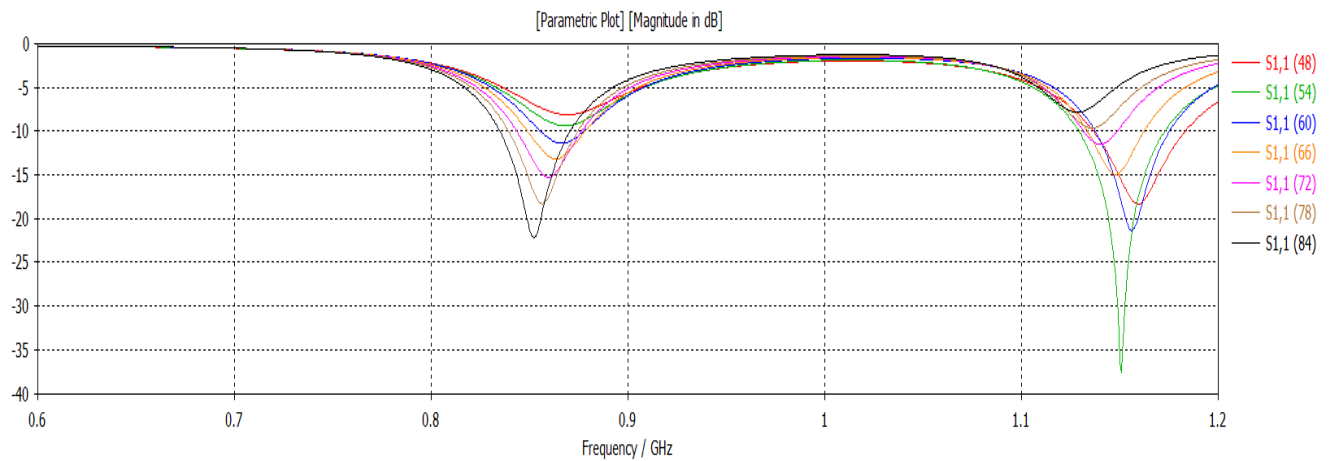
Για όλα τα παρακάτω sweeps το  $n$  παίρνει σταθερές μεταβλητές τιμές και το  $p$  σταθερή τιμή.

$$p = 8$$



Εικόνα 71. Διάγραμμα S11  $p=8$  (Sweeps for matching  $n+d$ ,  $p$ )

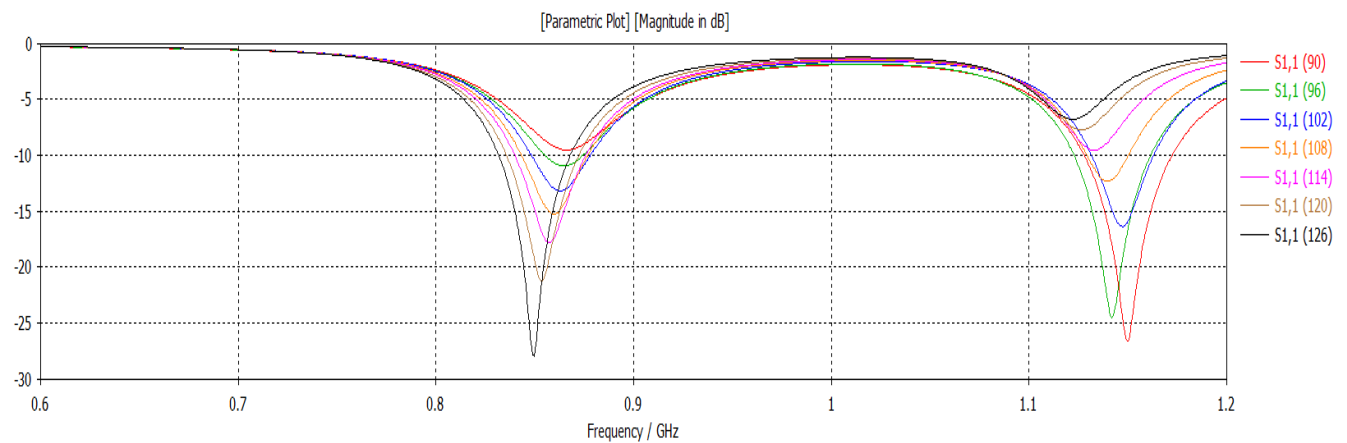
**p = 9.5**



Parameter View: 1D Results\S-Parameters\S1,1										
3D Run ID	Status	d	Mesh Pass	$\nabla$	n	rfd	temp1	temp2	1D Results\S-Parameters	
										S1,1
54	Calculated	13.6667	6		3.16667	9.5	3	2.16667		1DC
60	Calculated	14.8333	6		4.33333	9.5	3	3.33333		1DC
66	Calculated	16	6		5.5	9.5	3	4.5		1DC
72	Calculated	17.1667	6		6.66667	9.5	3	5.66667		1DC
78	Calculated	18.3333	6		7.83333	9.5	3	6.83333		1DC
84	Calculated	19.5	6		9	9.5	3	8		1DC

Εικόνα 72. Διάγραμμα S11 p=9.5 (Sweeps for matching n+d, p)

**p = 11**



Parameter View: 1D Results\S-Parameters\S1,1										
3D Run ID	Status	d	Mesh Pass	$\nabla$	n	rfd	temp1	temp2	1D Results\S-Parameters	
										S1,1
90	Calculated	14	6		2	11	4.5	1		1DC
96	Calculated	15.1667	6		3.16667	11	4.5	2.16667		1DC
102	Calculated	16.3333	6		4.33333	11	4.5	3.33333		1DC
108	Calculated	17.5	6		5.5	11	4.5	4.5		1DC
114	Calculated	18.6667	6		6.66667	11	4.5	5.66667		1DC
120	Calculated	19.8333	6		7.83333	11	4.5	6.83333		1DC
126	Calculated	21	6		9	11	4.5	8		1DC

Εικόνα 73. Διάγραμμα S11 p=11 (Sweeps for matching n+d, p)



Ύστερα από αυτές τις δοκιμές μπορούμε να συμπεράνουμε με σιγουριά ότι η προσαρμογή, δηλαδή το πλάτος του συντονισμού εξαρτάται κυρίως από τις αλλαγές του  $n+d$  και όχι του  $p$ . Το μειονέκτημα που από το προηγούμενο κεφάλαιο διατυπώσαμε παραμένει, δηλαδή το ότι η θυσία που θα πρέπει να γίνει στην αύξηση των διαστάσεων, ώστε να πετύχουμε καλύτερο S11.

#### 6.4.2 Βελτιστοποίηση κεραίας για μεταβολές σε $m$ και $l$

Εδώ είναι ένα κομβικό σημείο για την συνέχεια, στο οποίο πρέπει να επιλέξουμε πως θα προχωρήσουμε με το θέμα της βελτιστοποίησης για τις παραμέτρους  $m$  και  $l$ . Διακρίνουμε τις εξής επιλογές:

- i) πειράζοντας μόνο το  $n$ ,
- ii) πειράζοντας μόνο το  $p$ ,
- iii) πειράζοντας και τα 2

και οι 3 περιπτώσεις έδιναν πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα με τις εξής λεπτομέρειες:

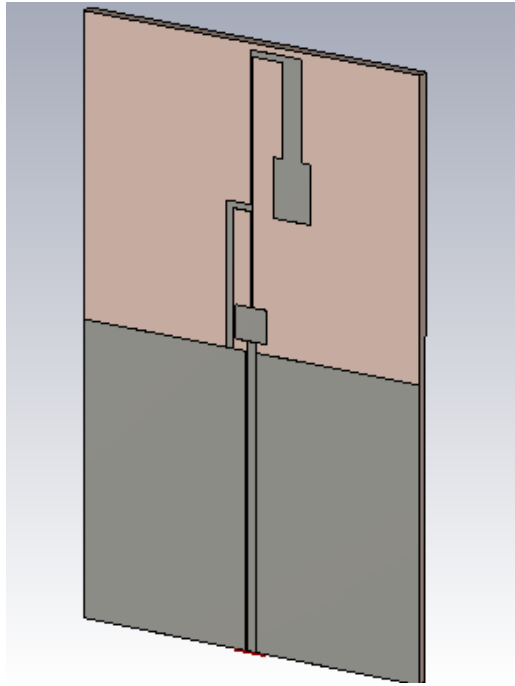
- 1) η i) έβγαζε καλύτερο S11,
- 2) η ii), iii) βγάζαν ελάχιστα καλύτερο κέρδος στο διάγραμμα ακτινοβολίας και S11 από το i)

Αποφασίσαμε να επιλέξουμε το i), διότι κυρίως εάν προσπαθήσουμε να μεγαλώσουμε το  $p$  (που είναι επί της ουσίας η γραμμή τροφοδοσίας) ένα μεγάλο κομμάτι θα είναι χωρίς γείωση. Δηλαδή, θα ξεκινάει από το port ως CPW και στην πορεία και για ένα μεγάλο μήκος θα έχουμε μικροταινία το οποίο από μόνο του είναι μία κατάσταση που ίσως δημιουργήσει μη διαχειρίσιμα προβλήματα.

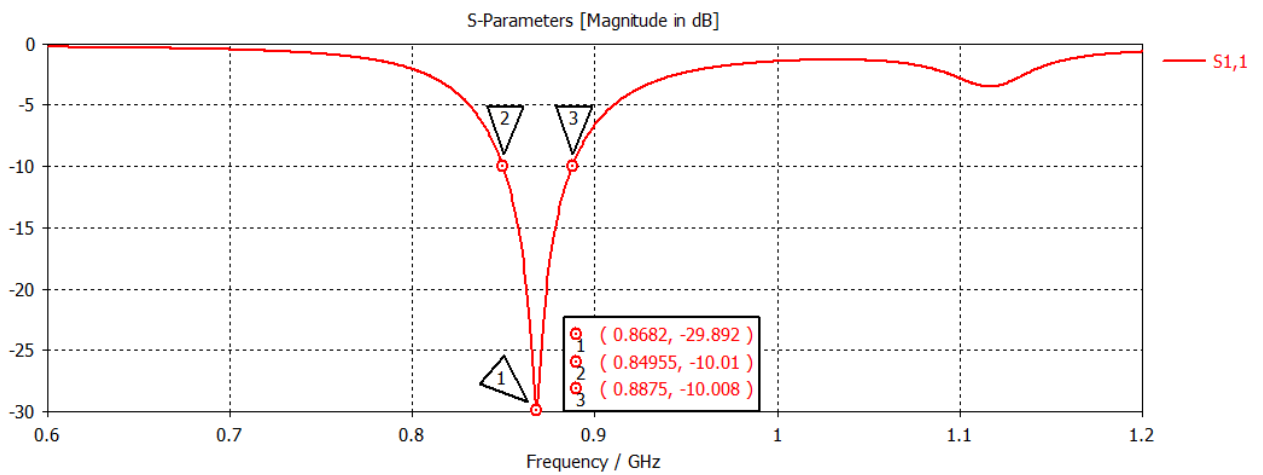
Κάνοντας κάποιες προσομοιώσεις, καταλήξαμε στην χρήση τιμών  $n=14$  και  $d=21.5$ , η τιμή του  $p$  ήταν  $6.5$  και κρατήθηκε σταθερή. Οι συγκεκριμένες τιμές είναι καλές ως προς τον συντονισμό, το αρνητικό είναι το trade-off στις διαστάσεις της κεραίας.

Θυμίζουμε ξανά ότι ακολουθούμε την τακτική να μην παρουσιάζουμε όλα τα sweeps τιμών και γενικότερα τις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν στα πλαίσια της έρευνας για λόγους οικονομίας στην έκταση των αποτελεσμάτων, κάτι το οποίο στοχεύει στο να έχει ο αναγνώστης μία εικόνα της έκτασης της δουλειάς, χωρίς να χάνεται σε αμέτρητες γραφικές και φυσικά να υπάρχει μία καλή βάση στήριξης για όλα τα συμπεράσματα και τις ιδέες που προκύπτουν.

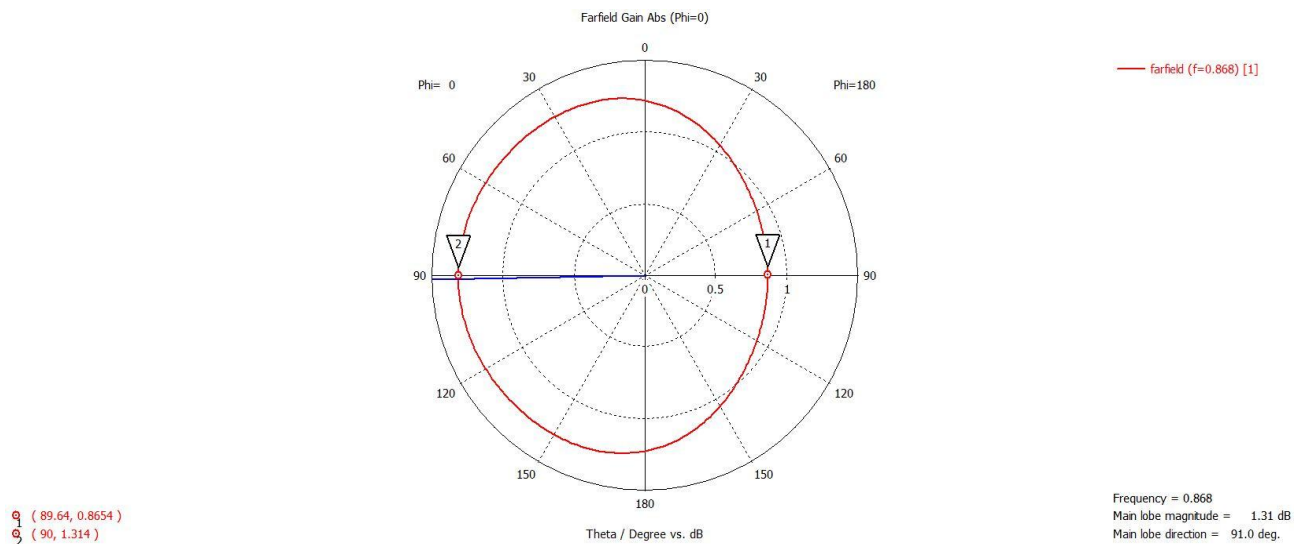
Έπειτα προχωρήσαμε σε βελτιστοποίηση μέσω του CST για  $m$  και  $l$  για σταθερές τιμές των  $n=14$ ,  $d=21.5$  και  $p=6.5$ . Στις παραμέτρους βελτιστοποίησης βάλαμε εύρος τιμών  $7.5-12.5$  για  $l$  και  $5.5-8.1$  για  $m$ .



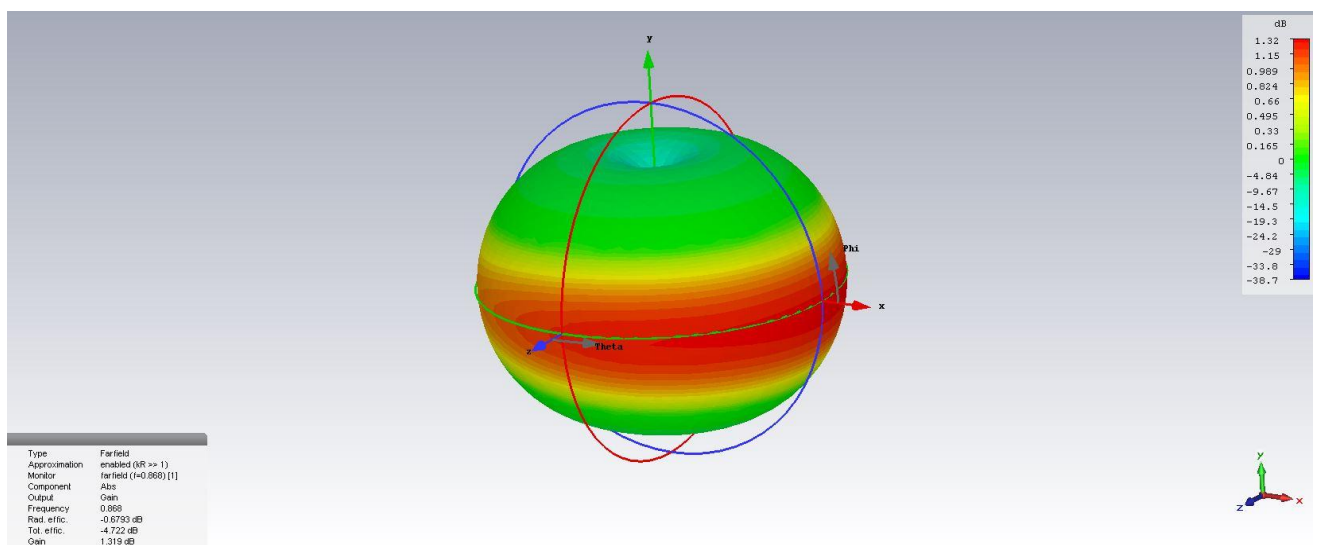
Εικόνα 74. Σχέδιο CST για βελτιστοποίηση (CPW Bend Monopole I, m optimisation)



Εικόνα 75. Διάγραμμα S11 (CPW Bend Monopole I, m optimisation)



Εικόνα 76. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (CPW Bend Monopole 1, m optimisation)



Εικόνα 77. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (CPW Bend Monopole 1, m optimisation)

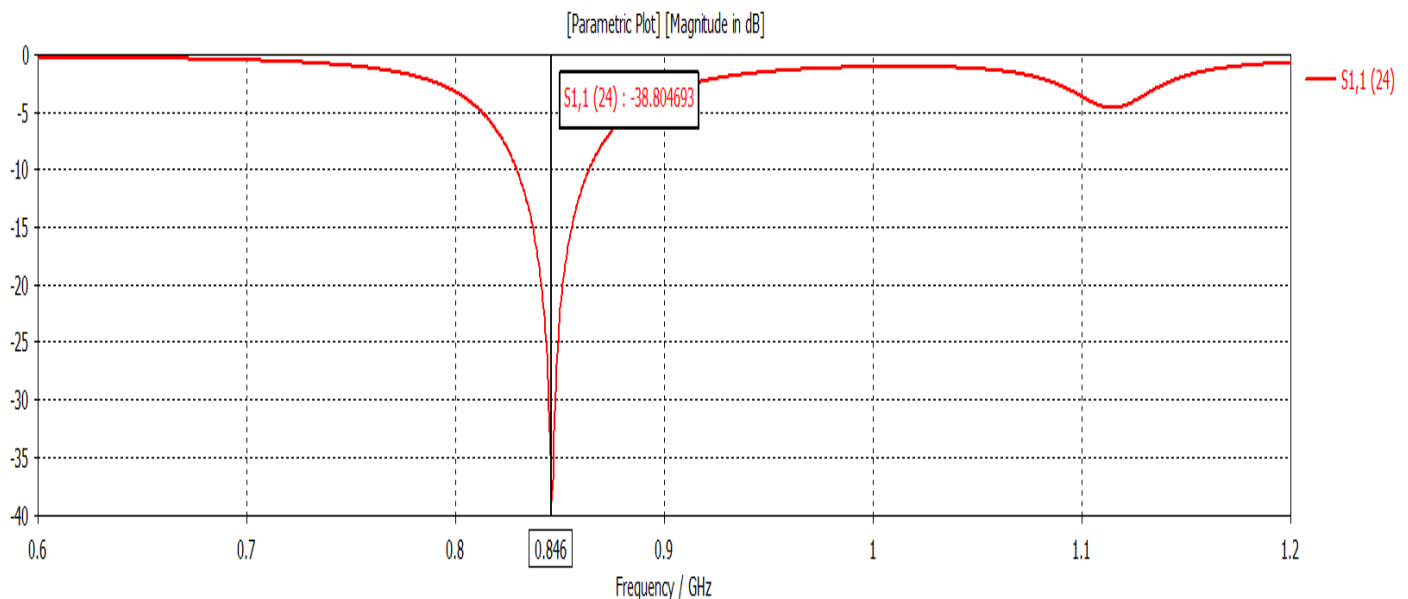
Το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι σχεδόν ομοιοκατευθυντικό, εμείς ιδανικά για τις εφαρμογές που έχουμε στο μυαλό μας θα θέλαμε την επιλογή εναλλαγής μεταξύ διαγράμματος ομοιοκατευθυντικού και κατευθυντικού με κύριο λοβό των 180°, αποσκοπώντας στο να γίνει χρήση των κεραιών για την δημιουργία ενός κόμβου που θα μπορεί επιλεκτικά με τον κατάλληλο σχεδιασμό, όταν λειτουργεί ως πομπός να στέλνει προς συγκεκριμένη κατεύθυνση και όταν λειτουργεί ως δέκτης να λαμβάνει από κάθε κατεύθυνση. Αυτό είναι κάτι που προσπαθούμε στα επόμενα κεφάλαια με τεχνικές όπως με ανακλαστήρες και χρήση διακριτών στοιχείων π.χ. πηνία.

Σε αυτή την ενότητα πήραμε μία ιδέα των σημαντικών διαστάσεων για βελτιστοποίηση, είναι πολύ σημαντικό εφόσον η διάταξη πρόκειται να γίνει πιο περίπλοκη με την προσθήκη επιπλέον στοιχείων και πολύ πιθανόν να χρειαστούν είτε σε εμάς, είτε σε μελλοντικές μελέτες η γνώση αυτών για βελτιστοποίηση ή αλλαγή χαρακτηριστικών (π.χ. συχνότητας συντονισμού) της κεραιάς.

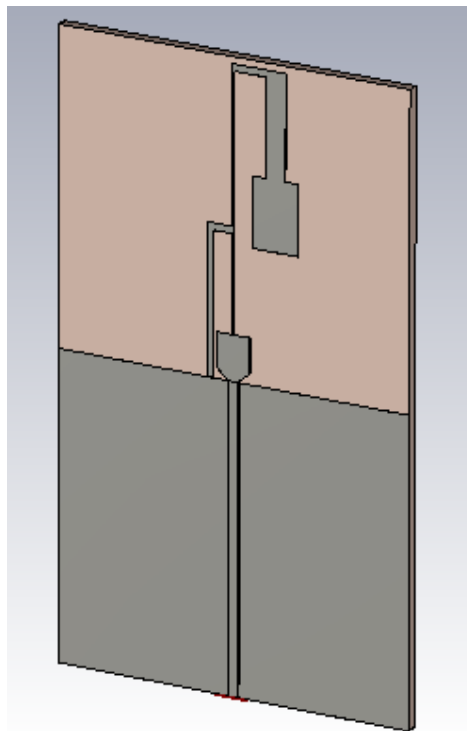
Σαν υποσημείωση να πούμε ότι η ίδια δοκιμή με Frequency Domain Solver αντί για Time Domain Solver ο οποίος χρησιμοποιείτε σε όλες τις προσομοιώσεις μας, δεν έδειξε καμία σημαντική διαφορά. Δεν σημαίνει απαραίτητα κάτι, αλλά το εκλαμβάνουμε ως ένδειξη ότι το σχέδιο μας στο CST είναι σωστό.

### 6.4.3 Επαναξιολόγηση προσθήκης “taper”

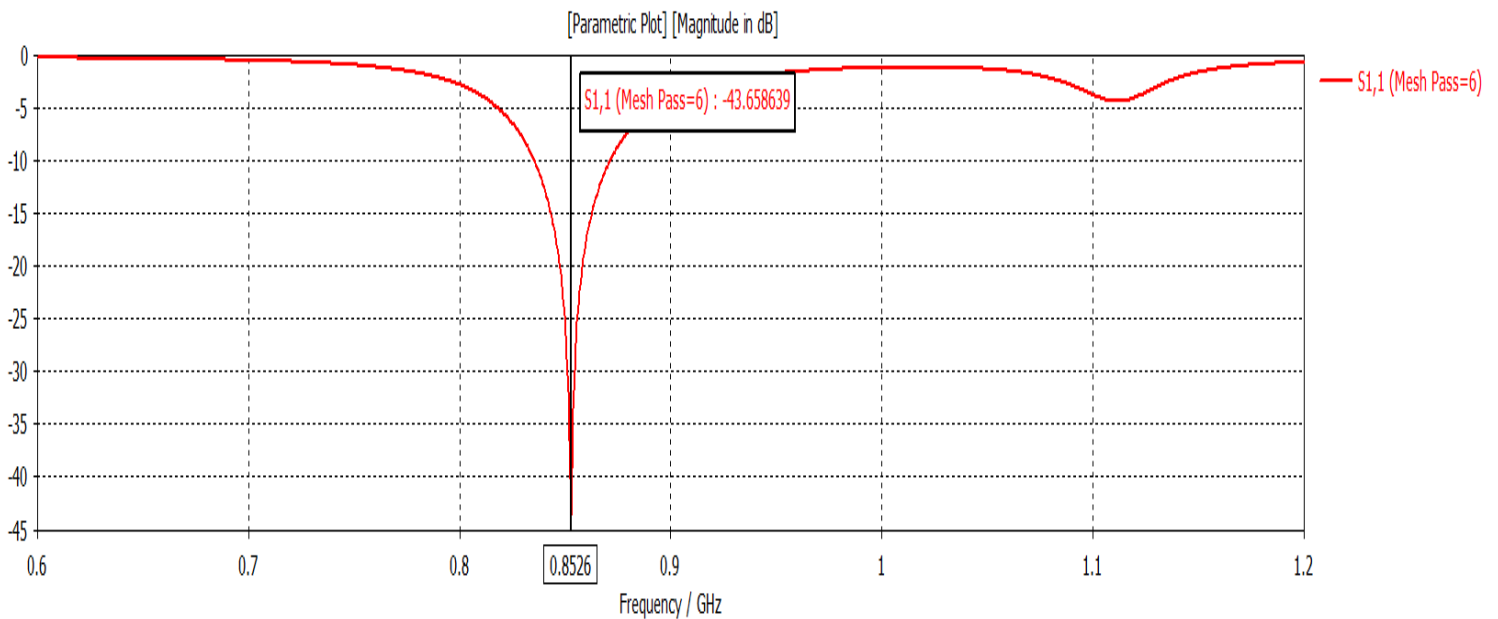
Για τις τιμές  $n=14$  και  $d=21.5$  δοκιμάσαμε να τρέξουμε μία προσομοίωση με taper για να αξιολογήσουμε εκ νέου την χρήση του.



Εικόνα 78. Διάγραμμα S11 για  $n=14$  και  $d=21.5$  πριν την προσθήκη του taper



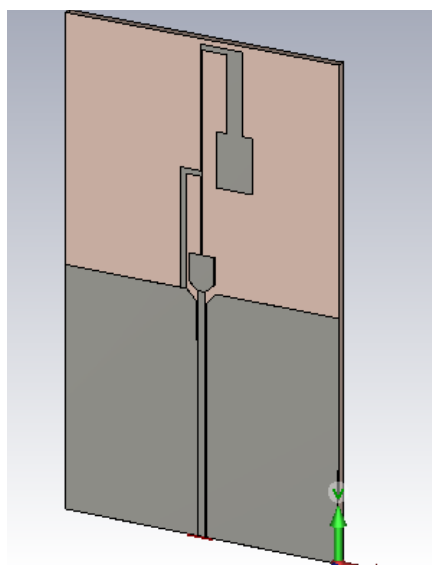
Εικόνα 79. Σχέδιο CST για αξιολόγηση taper (CPW Bend Monopole Antenna taper evaluation)



Εικόνα 80. Διάγραμμα S11 για  $n=14$  και  $d=21.5$  και taper (CPW Bend Monopole Antenna taper evaluation)

Σε αυτή την φάση παρουσιάζονται κάποιες διαφορές μεταξύ των 2 περιπτώσεων, αλλά είναι τόσο μικρές που δεν μπορούν να χαρακτηριστούν ελπιδοφόρες.

Έπειτα δοκιμάστηκε η κατασκευή ενός λίγο διαφορετικού taper, πιο κοντά σε αυτό που προτείνει η δημοσίευση [16], σε αυτή την κατασκευή μέσω προσομοιώσεων για διάφορες τιμές του  $l$  και  $m$  διαπιστώσαμε ότι μπορεί να επιτευχθεί ένα λίγο καλύτερο S11, με το κόψιμο ενός μικρού κομματιού της γείωσης στο σημείο που η τροφοδοσία φτάνει και μπαίνει στην κεραία (βλέπε σχέδιο) υπάρχουν κάποιες μικρές αλλαγές στο διάγραμμα ακτινοβολίας.



Εικόνα 81. Σχέδιο CST για αξιολόγηση taper με κόψιμο στην γείωση (CPW Bend Monopole Antenna Sweep 2 with taper + cut ground)

Επειδή ο διαθέσιμος χρόνος εκπόνησης τούτης της εργασίας δεν μας επιτρέπει να πειραματιστούμε με ό,τι βρίσκουμε ενδιαφέρον, αποφασίσαμε να μην δώσουμε συνέχεια αφού το θέμα είναι αρκετά σύνθετο. Φυσικά έχει ερευνητικό ενδιαφέρον η χρήση μίας τέτοιας τεχνικής σε CPW για χαμηλότερες συχνότητες και είναι κάτι που ίσως μας απασχολήσει στο μέλλον εκτός του πλαισίου της εργασίας.

## 7. Χρήση ειδώλου

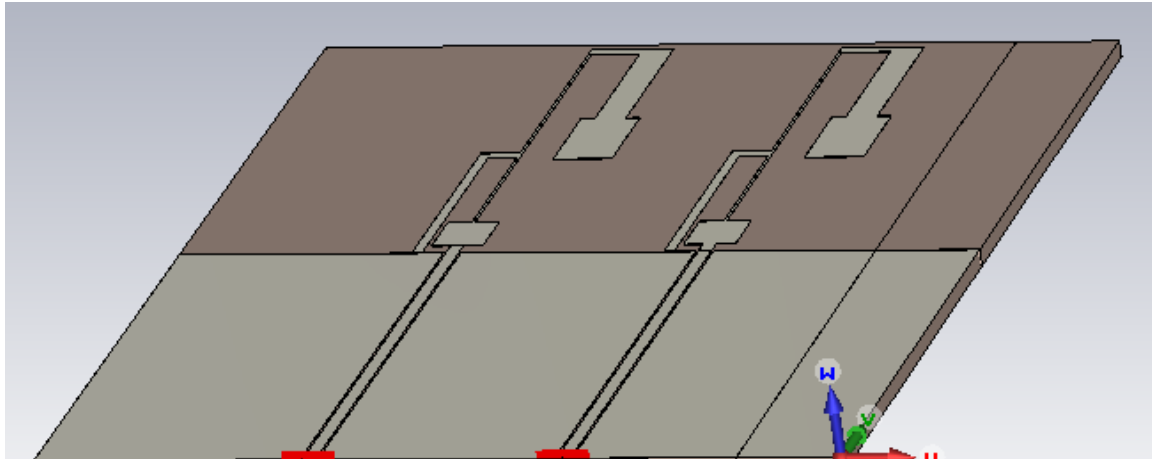
Στο κεφάλαιο αυτό δίνεται περιληπτικά η σχετική διαδικασία στοιχειοκεραίων της ενότητας 2.3 της παρούσας εργασίας. Από την αρχή της εργασίας στοχεύουμε σε μία πλακέτα όπου θα υπάρχουν τουλάχιστον είδωλα της κεραίας σε κοντινές αποστάσεις, ώστε να δημιουργήσουμε έναν κόμβο με κάλυψη εκπομπής και λήψης 360° κάνοντας μεταγωγή του λοβού. Γίνεται λοιπόν κατανοητό ότι είναι σημαντικό να εξετάσουμε τα φαινόμενα σύζευξης, αλλά και να πραγματοποιήσουμε μία σειρά προσομοιώσεων και βελτιστοποιήσεων για να καταλήξουμε σε ένα τελικό συμπέρασμα. Σε κάθε περίπτωση, επιμείναμε στην χρήση του CPW, χωρίς αυτό να αλλάζει σε αυτό ή στα επόμενα κεφάλαια.

Σημειώνεται ότι αυτό το κεφάλαιο είναι από τα πιο κομβικά σημεία που έκριναν την πορεία της εργασίας. Γνωρίζοντας λοιπόν το τέλος αυτής της δουλειάς, και κοιτώντας από το τέλος προς την αρχή της διαδικασίας σχεδίασης, θεωρούμε απαραίτητο να δείξουμε μεθοδικά τα βήματα που ακολουθήσαμε, αλλά και τις σκέψεις που μας οδήγησαν σε αυτά, σε μια προσπάθεια να αποδώσουμε την ουσία του ζητήματος, η οποία κατά την γνώμη μας είναι η διαδικασία με την οποία αντιμετωπίσαμε τις δυσκολίες ενός πρωτότυπου σχεδιασμού.

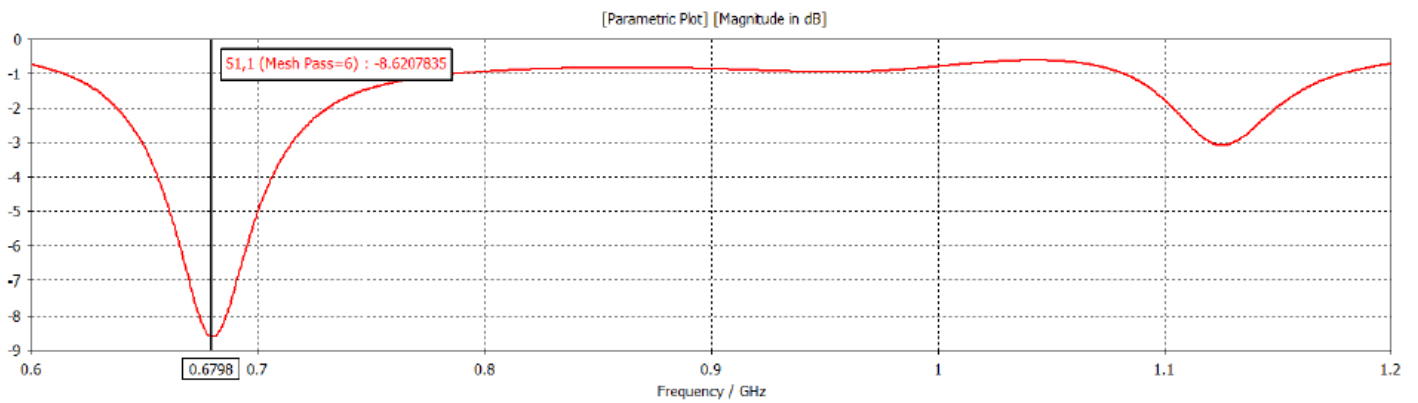
### 7.1 Διερεύνηση της σύζευξης με την προσθήκη ειδώλου

Σκοπός της ενότητας και των προσομοιώσεων σε αυτήν, πέρα από το να πάρουμε μία πρώτη εικόνα της κατάστασης, είναι και το να διερευνήσουμε αν τα Z21, Z12 είναι σημαντικά σε σχέση με τα Z11 και Z22 κατά την προσθήκη ειδώλου. Αν είναι σημαντικά, αυτό θα σημαίνει ότι, θεωρητικά, υφίσταται η δυνατότητα κατάλληλης τοποθέτησης τους ώστε να διαμορφώσουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας με παθητικά ή παρασιτικά στοιχεία. Ως παθητικά στοιχεία ορίζουμε στοιχεία συνδεδεμένα με την γείωση μέσω κάποιου R, L, C φορτίου, ενώ ως παρασιτικά ορίζουμε στοιχεία βραχυκυκλωμένα με την γείωση.

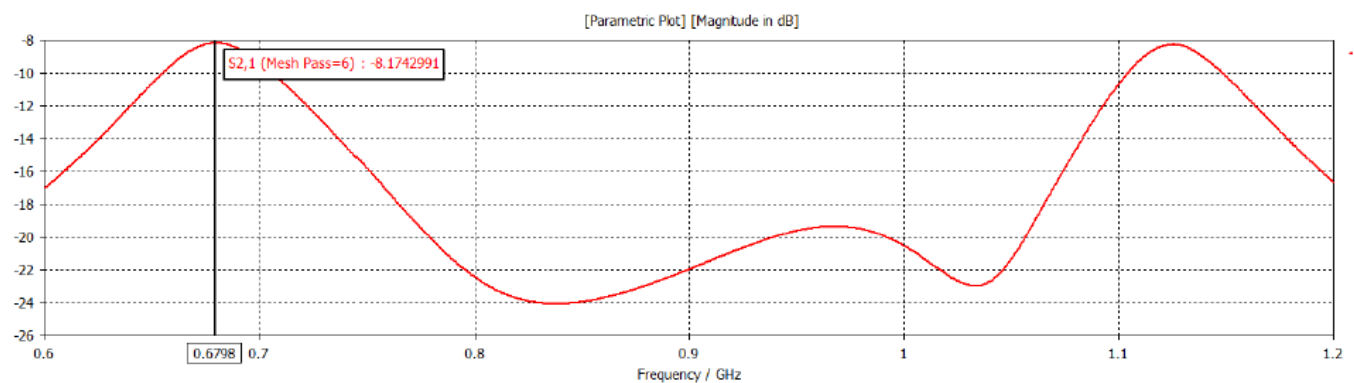
Για αυτήν την μελέτη σχεδιάσαμε στο CST μία προσομοίωση που περιέχει 2 όμοιες κεραίες με τροφοδοσία CPW. Η κεραία που χρησιμοποιείται δεν είναι άλλη από την κεραία που προέκυψε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Παραθέτουμε τα γραφήματα των Z και S parameters (ξεχωριστά) και μία εικόνα του ηλεκτρικού πεδίου πάνω στην διάταξη:



Εικόνα 82. Σχέδιο CST για μέτρηση Zij (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)

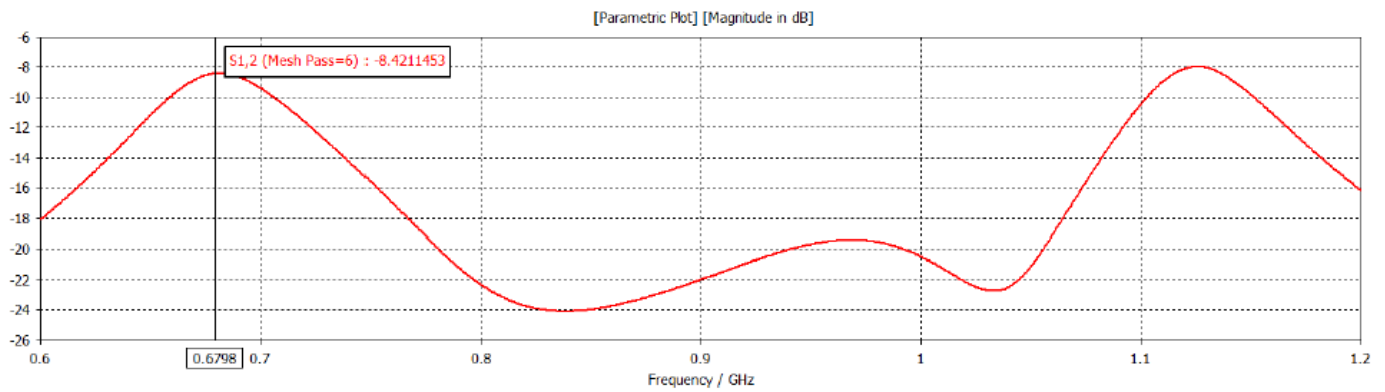


Εικόνα 83. S11 (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)

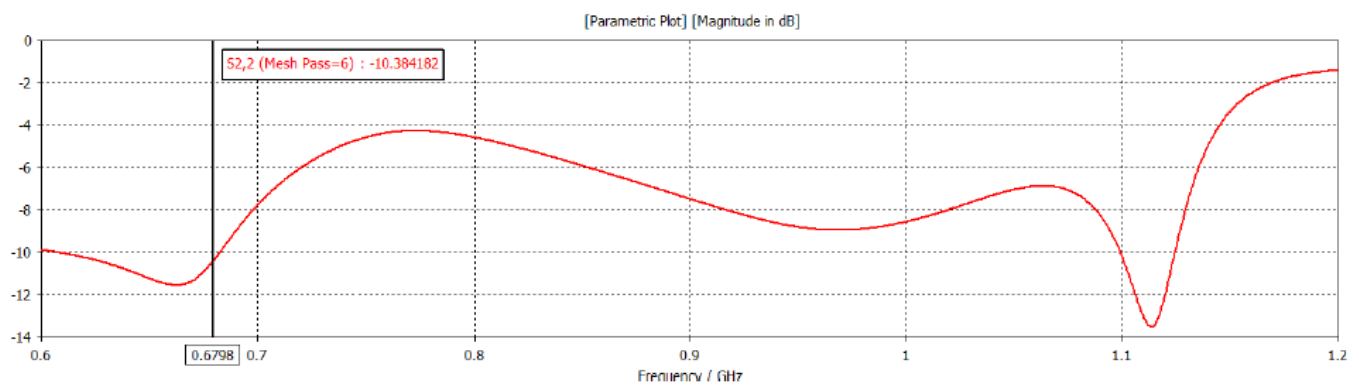


Εικόνα 84. S21 (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)

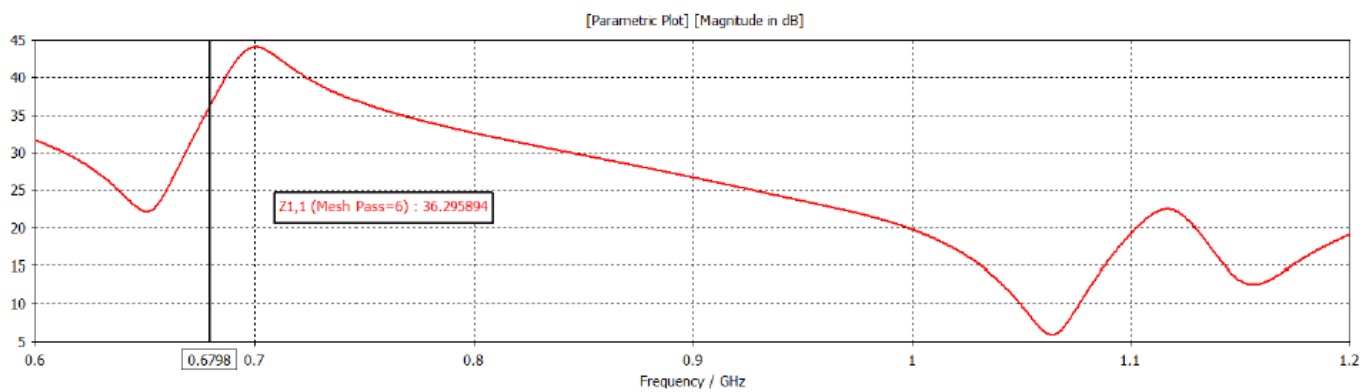




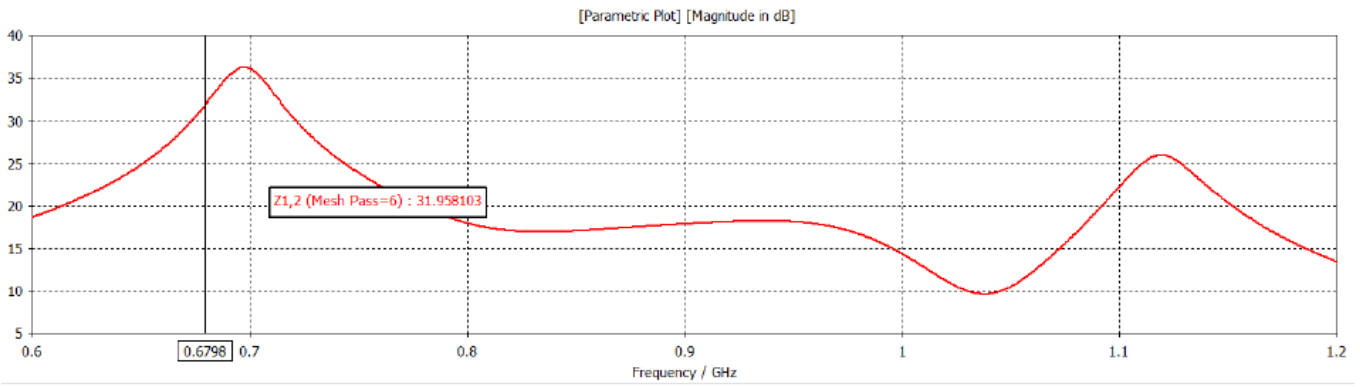
Εικόνα 85. S12 (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)



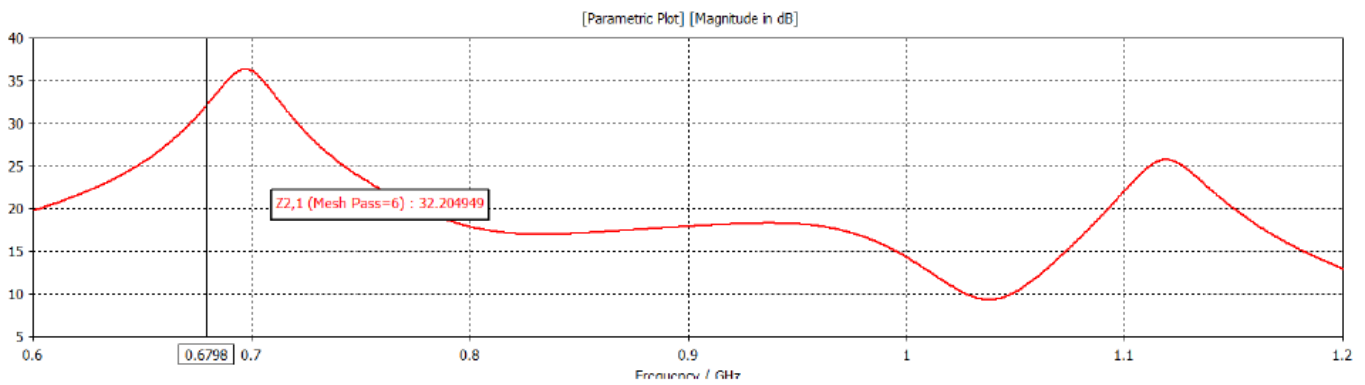
Εικόνα 86. S22 (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)



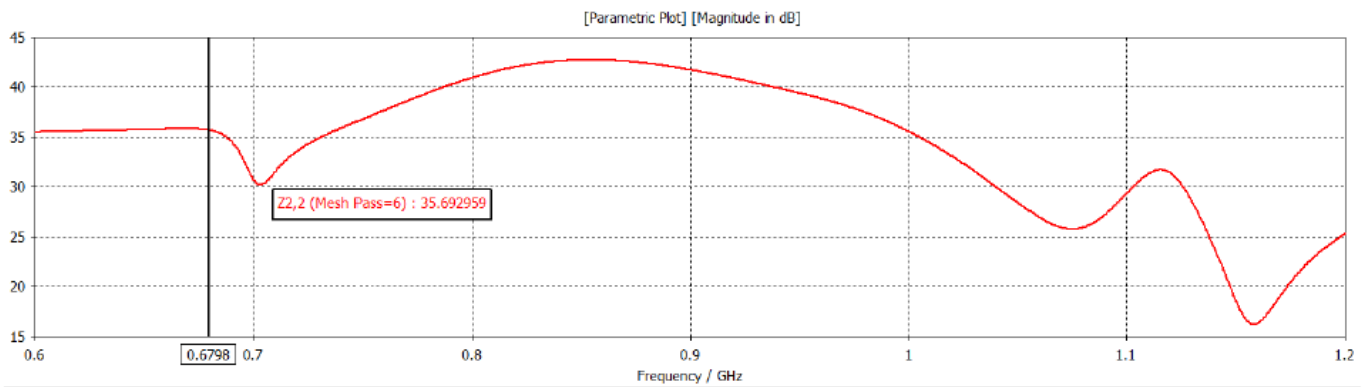
Εικόνα 87. Z11 (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)



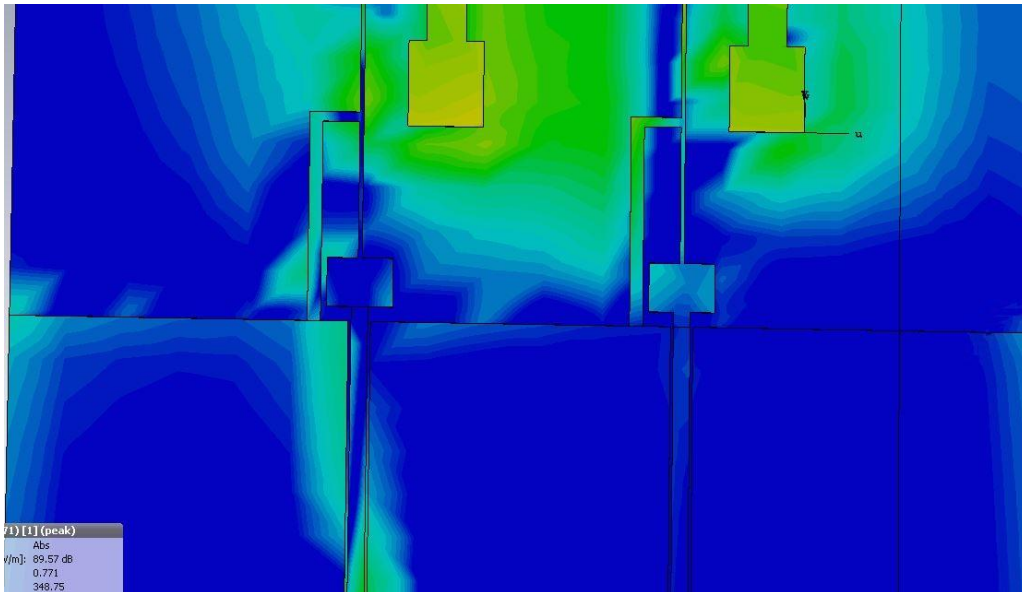
Εικόνα 88. Z12 (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)



Εικόνα 89. Z21 (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)



Εικόνα 90. Z22 (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)



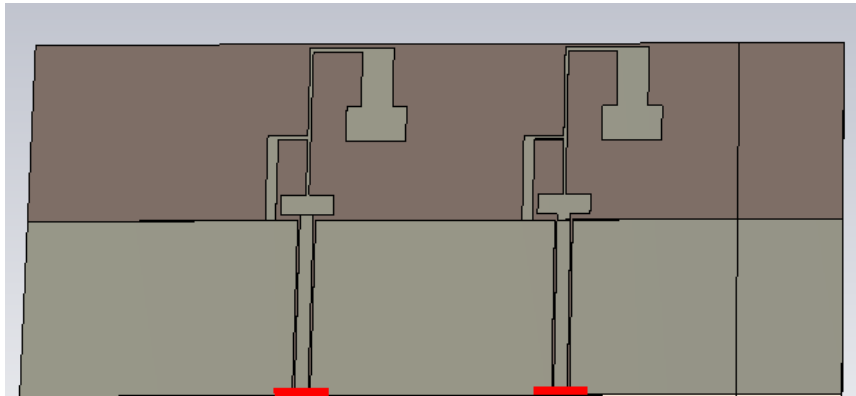
Εικόνα 91. Ηλεκτρικό Πεδίο (CPW Bend Monopole Antenna Zij first test)

Βλέπουμε από τα αποτελέσματα ότι τα S parameters πλέον δεν έχουν καμία σχέση με αυτά της κεραίας μόνης της και ξεκάθαρα δεν είναι καθόλου καλά. Ενδιαφέρον είναι το ηλεκτρικό πεδίο (βλέπε εικόνα 91), όπου φαίνεται ότι μέρος της ενέργειας εγκλωβίζεται ανάμεσα στην γραμμή CPW. Επίσης, φαίνεται ότι παίζει ρόλο το μέγεθος και η απόσταση της γείωσης από την γραμμή, οπότε αυτή είναι μία παράμετρος που πρέπει να λάβουμε υπόψη μας. Τέλος, όπως ήταν αναμενόμενο, η μη τροφοδοτούμενη κεραία είδωλο, δείχνει να επηρεάζει το διάγραμμα ακτινοβολίας, πιθανά και το S11, καθώς με την σειρά της ακτινοβολεί κομμάτι της ενέργειας που προσπίπτει σε αυτήν. Βέβαια, ενώ είναι αναμενόμενο για τόσο μικρή απόσταση των στοιχείων να υπάρχουν έντονα φαινόμενα σύζευξης, στην πραγματικότητα η συμμετοχή στο διάγραμμα ακτινοβολίας και ίσως και στα S parameters από το είδωλο θα μικραίνει όσο η απόσταση μεταξύ των στοιχείων μεγαλώνει. Σε κάθε περίπτωση, τον καθοριστικό ρόλο φαίνεται να τον παίζουν τα ίδια τα στοιχεία και η τοποθέτηση αυτών.

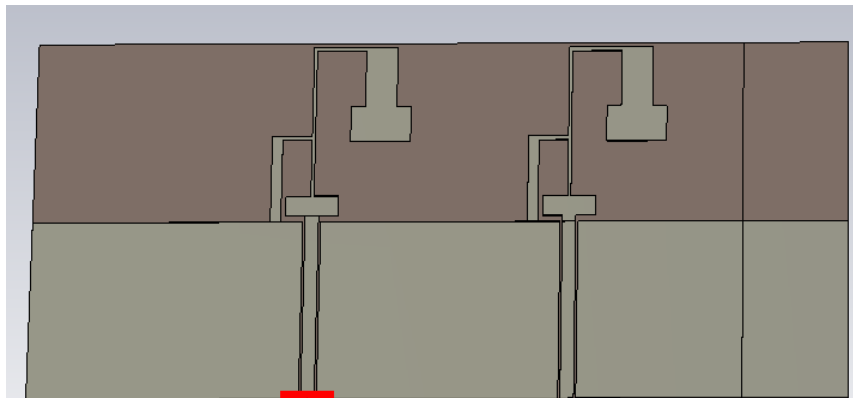
Όσον αφορά τώρα το Z11, αυτό φαίνεται να αλλάζει με την ύπαρξη δεύτερου στοιχείου. Βέβαια, βάσει ορισμού, η ίδια αντίσταση δεν είναι το Z11, αλλά είναι το Zin όταν η κεραία είναι μόνη στον χώρο. Ιδανικά θα ίσχυε  $Z_{11}=Z_{11}'$  (όπου Z11' το δεύτερο στοιχείο ανοιχτοκυκλωμένο), όμως λόγω της επίδρασης του Z12 (από μήτρα αντιστάσεων,  $V_1=Z_{11}I_1+Z_{12}I_2$ ), δεν ισχύει. Για να ισχύει θα πρέπει να υπάρξει απόσταση στοιχείων τέτοια που να δίνει ξανά ιδανικά  $Z_{12}=0$ , όλα αυτά βέβαια ισχύουν στην απλή περίπτωση διπόλων, εδώ επιπρόσθετα υπάρχει ένας εντελώς άγνωστος παράγοντας που είναι οι διαφοροποιήσεις στις διαστάσεις και την συνέχεια της γείωσης, δυστυχώς σε αυτή την φάση είναι αδύνατο να τον εισάγουμε στις σκέψεις μας χωρίς να προβούμε σε πληθώρα δοκιμών, οπότε αποφασίσαμε να προχωρήσουμε παρακάτω στην έρευνα και ανάλογα να κρίνουμε αν χρειαστεί να επανεξετάσουμε πιο λεπτομερώς το θέμα.

## 7.2 Τερματισμός κεραίας είδωλο

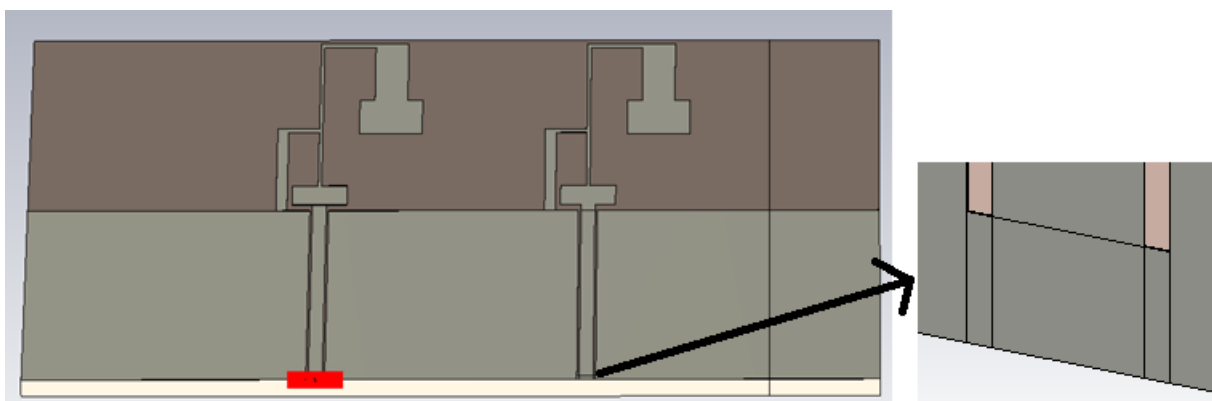
Με την ύπαρξη δεύτερου waveguide port, θα θέλαμε να είμαστε πιο σίγουροι για το τί ακριβώς συμβαίνει όταν τροφοδοτείται μόνο το ένα από τα δύο σε συνάρτηση με την κατάσταση του δεύτερου (α/κ, β/κ, προσαρμοσμένο). Για να μην προτρέχουμε σε συμπεράσματα και επειδή δεν καταφέραμε να βρούμε κάποια ξεκάθαρη πληροφορία στο CST Help, αποφασίσαμε πειραματικά να δούμε με κάποιες εύστοχες προσομοιώσεις, τι πραγματικά συμβαίνει σε κάθε περίπτωση τερματισμού της κεραίας είδωλο. Παρακάτω επισυνάπτουμε τα εν λόγω σχέδια:



Εικόνα 92. Σχέδιο CST για δύο ports (CPW antenna compare 2 ports)



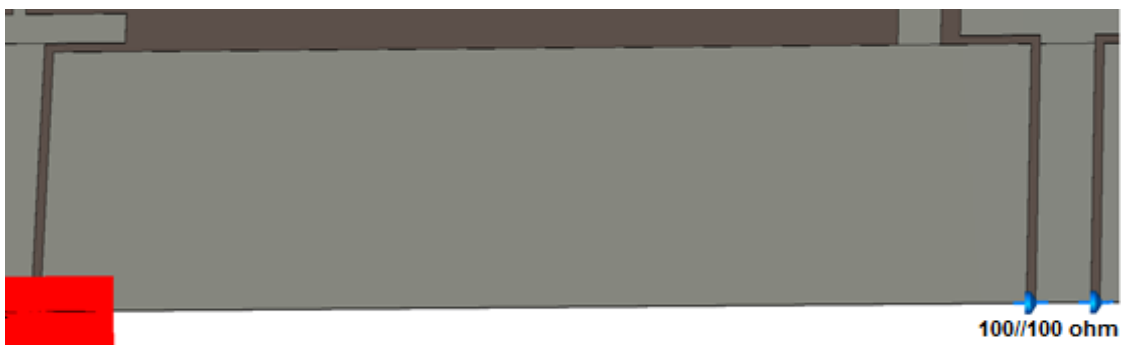
Εικόνα 93. Σχέδιο CST για ανοιχτοκυκλωμένο port 2 (CPW antenna compare 2nd port OC)



Εικόνα 94. Σχέδιο CST για βραχυκυκλωμένο port 2 (CPW antenna compare 2nd port CC)

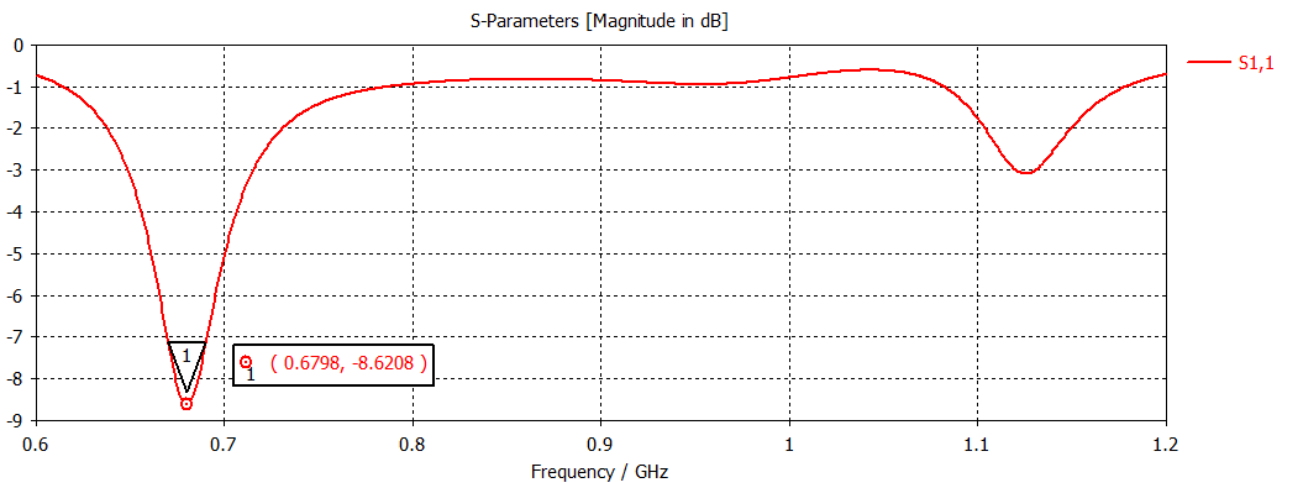


Εικόνα 95. Σχέδιο CST για τερματισμένο port 2 με 50 Ohm (CPW antenna compare matched with 1 resistor)

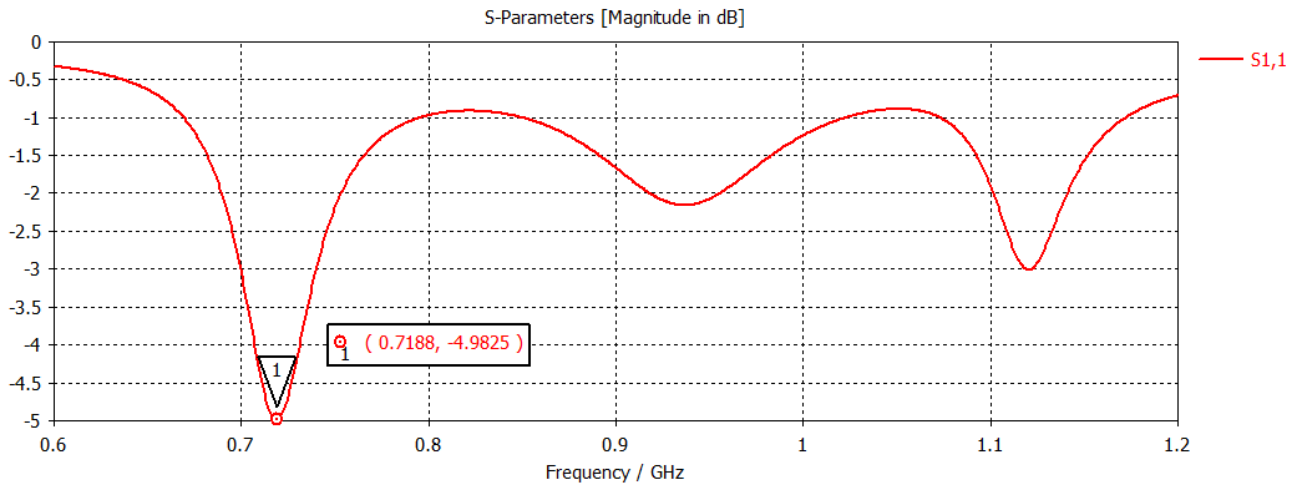


Εικόνα 96. Σχέδιο CST για τερματισμένο port 2 με 100//100 Ohm (CPW antenna compare matched with 2 parallel resistors)

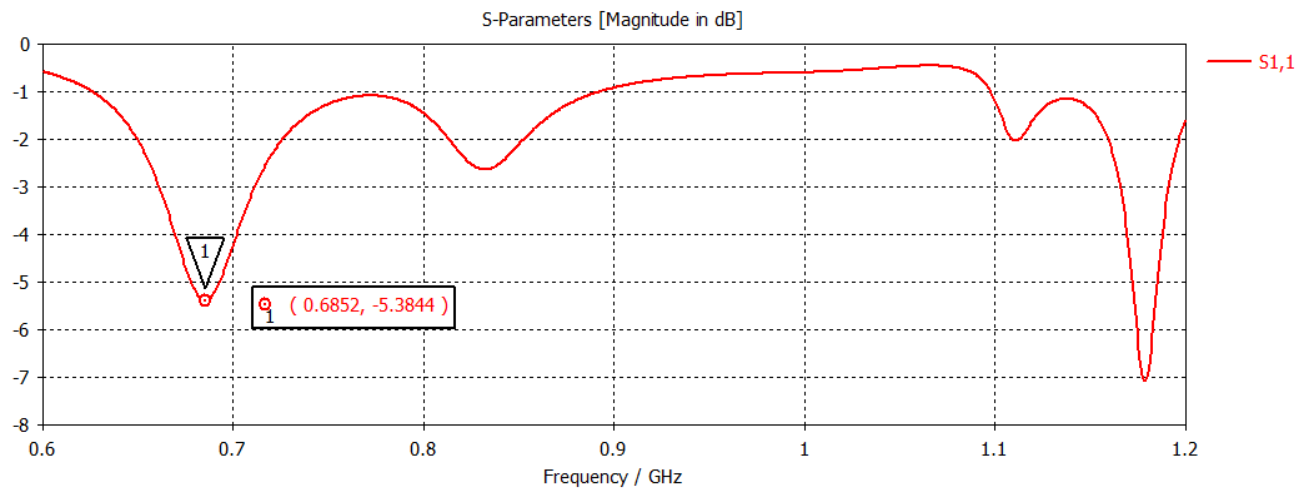
Στις 2 τελευταίες εικόνες, ο λόγος που βάζουμε 2 είδη τερματισμών (σε κάθε περίπτωση 50 Ohm) είναι για να δούμε ποιός είναι ο ορθότερος τρόπος τερματισμού με *διακριτά στοιχεία* στην περίπτωση του CPW. Παραθέτουμε ανά σχέδιο τα αποτελέσματα για τα διαγράμματα S και Z:



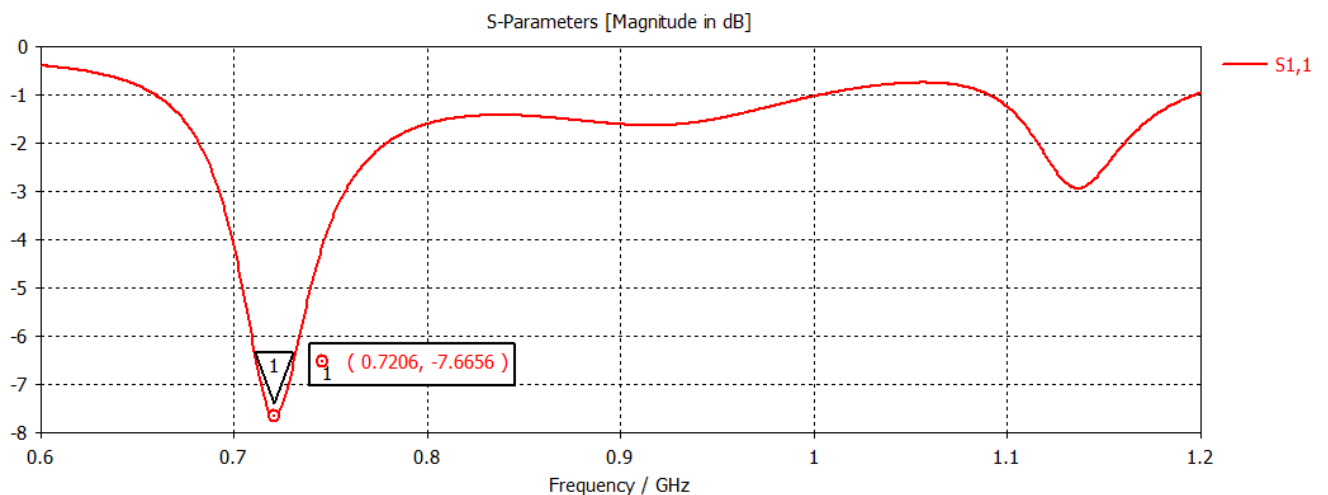
Εικόνα 97. S11 (CPW antenna compare 2 ports)



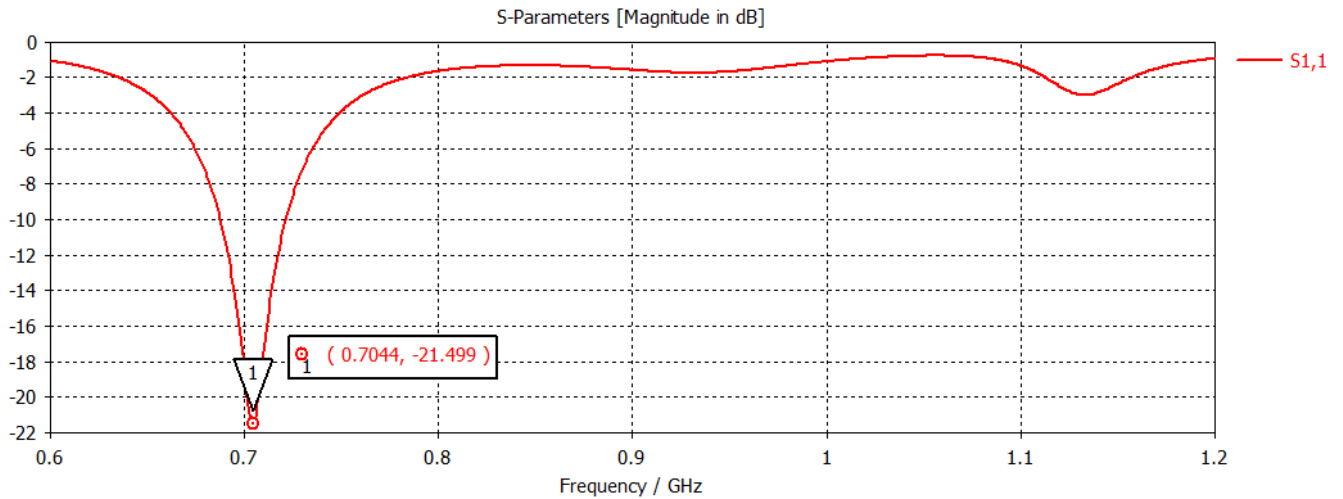
Εικόνα 98. S11 (CPW antenna compare 2nd port OC)



Εικόνα 99. S11 (CPW antenna compare 2nd port CC)

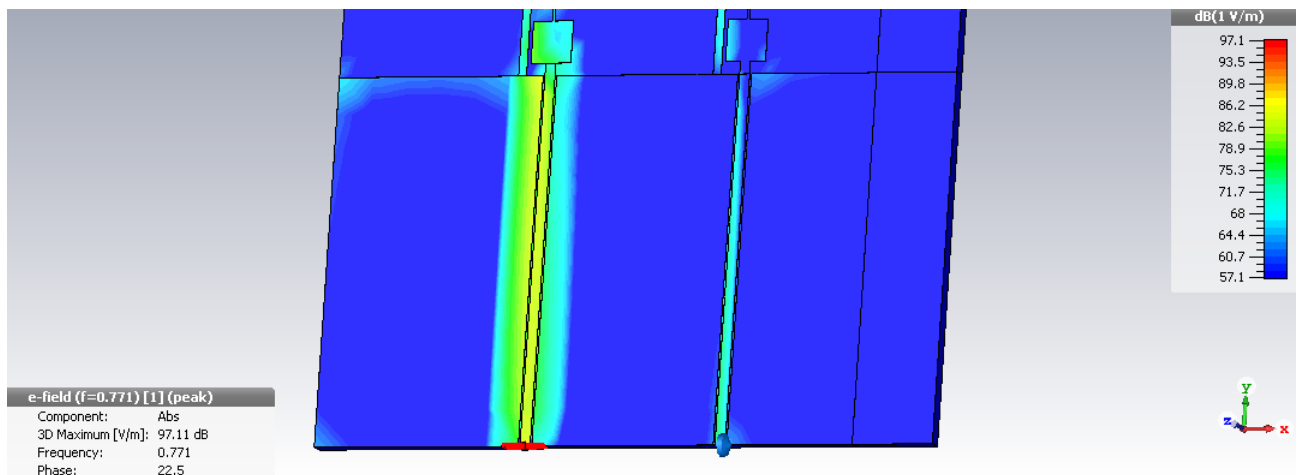


Εικόνα 100. S11 (CPW antenna compare matched with 1 resistor)

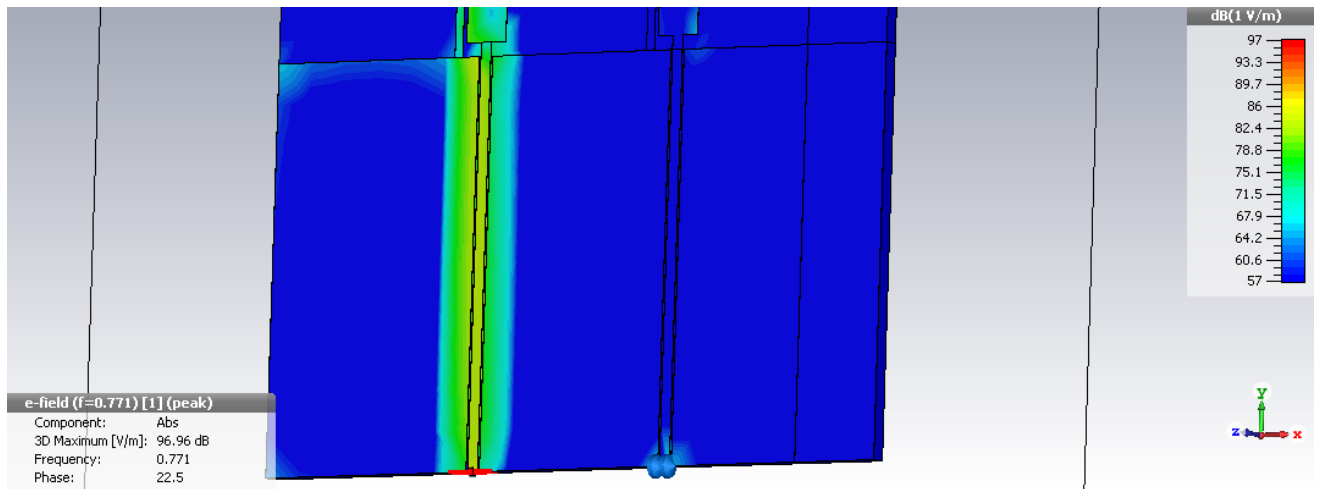


Εικόνα 101. S11 (CPW antenna compare matched with 2 parallel resistors)

Βλέπουμε ότι βάση των S-parameters στις εικόνες 100 και 101 για τον τερματισμό με 1 ή με 2 αντιστάσεις, η περίπτωση των 2 παράλληλων αντιστάσεων 100//100, δείχνει να πετυχαίνει καλύτερη προσαρμογή. Στις παρακάτω εικόνες απεικονίζεται η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου πάνω στα σχέδια. Παρατηρώντας την ένταση του πεδίου στον τερματισμό ανά περίπτωση, ενισχύεται ο ισχυρισμός μας.

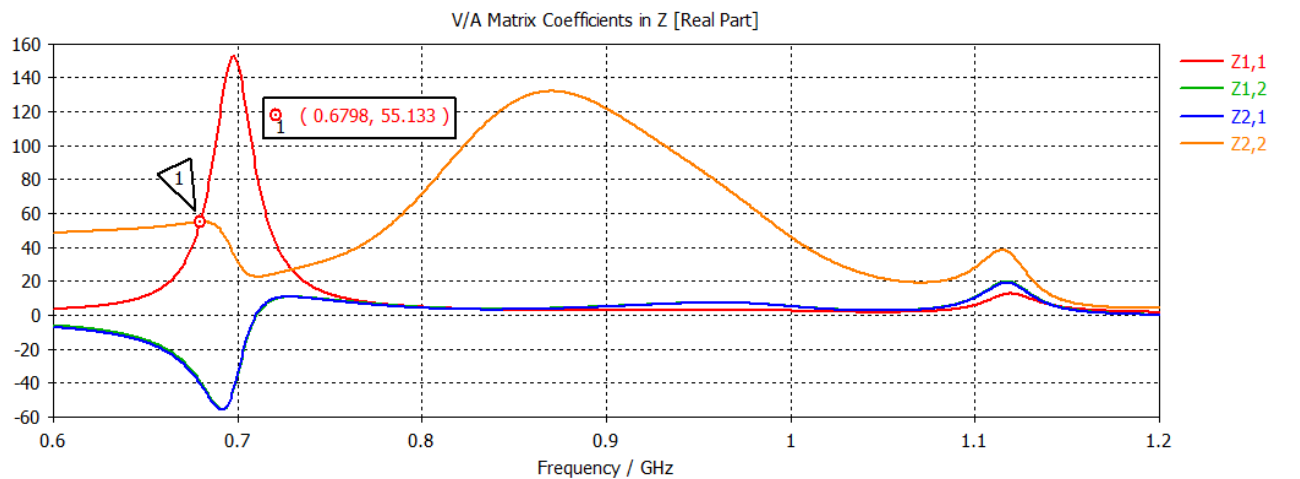


Εικόνα 102. E-field (CPW antenna compare matched with 1 resistor)

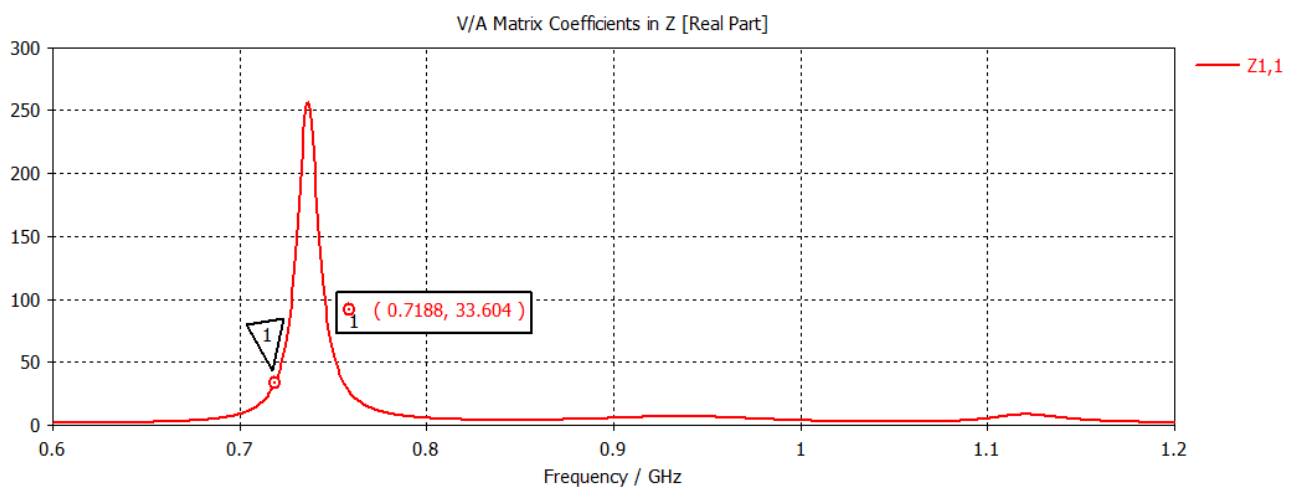


Εικόνα 103. E-field (CPW antenna compare matched with 2 parallel resistors)

Τα πραγματικά μέρη των Z-parameters ανά σχέδιο είναι:

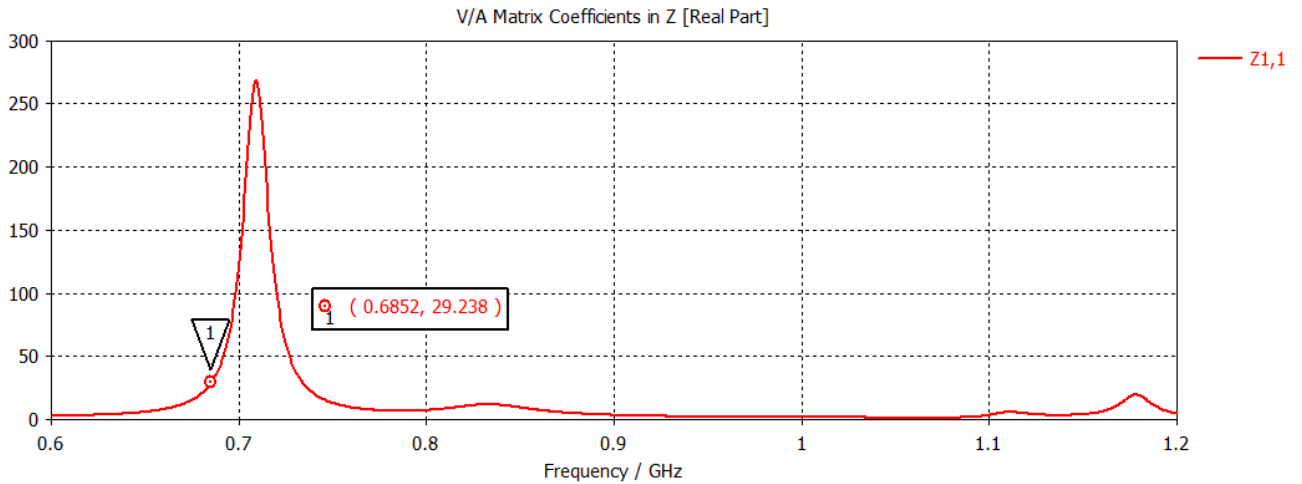


Εικόνα 104. Z-parameters (CPW antenna compare 2 ports)

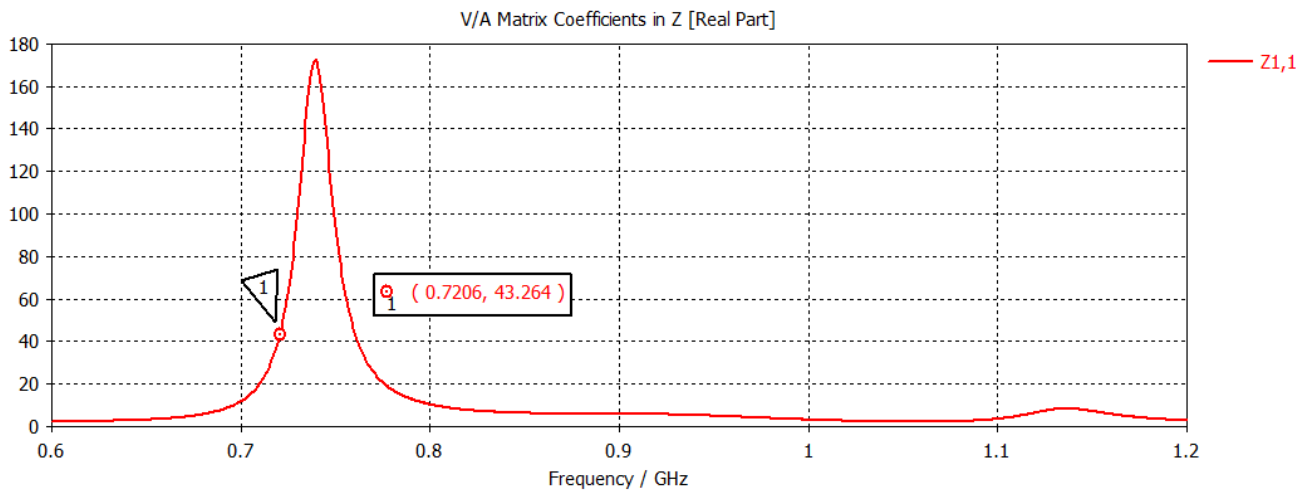


Εικόνα 105. Z11 (CPW antenna compare 2nd port OC)

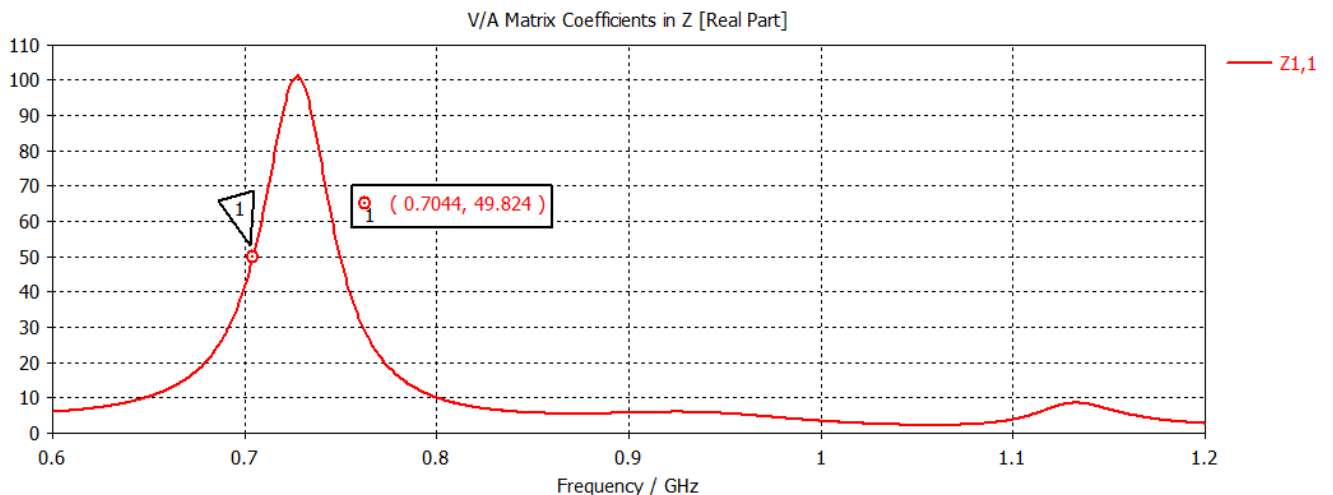




Εικόνα 106. Z11 (CPW antenna compare 2nd port CC)



Εικόνα 107. Z11 (CPW antenna compare matched with 1 resistor)



Εικόνα 108. Z11 (CPW antenna compare matched with 2 parallel resistors)

Το συμπέρασμα απ' όλα τα παραπάνω είναι ότι δεν μπορούμε ξεκάθαρα να θεωρήσουμε ότι τροφοδοτώντας τα 2 port, το ένα θεωρεί το άλλο να είναι α/κ, β/κ ή προσαρμοσμένο, τουλάχιστον στην συγκεκριμένη διάταξη. Θα περίμενε κανείς ότι το

waveguide port εφόσον λειτουργεί σαν μία γραμμή μεταφοράς άπειρο μήκους, άρα και δεν έχει ανακλάσεις, θα πρόσφερε σε κάθε περίπτωση χρήση του μια ιδανική προσαρμογή. Επίσης, έχοντας κάνει δοκιμές σε απλή γραμμή, έχουμε επιβεβαιώσει ότι η ύπαρξη του waveguide port δίνει ιδανικότερη προσαρμογή συγκριτικά με προσθήκη αντιστάσεων, ενώ εδώ φαίνεται να συμβαίνει το ανάποδο.

Η πρώτη περίπτωση όπου το 2ο port υφίσταται συγκριτικά με την αντικατάσταση του από α/κ ή β/κ, φαίνεται να βγάζει πιο ορθά αποτελέσματα, τα οποία παρουσιάζουν μία συσχέτιση με τις δοκιμές τερματισμού χρησιμοποιώντας διακριτές αντιστάσεις. Σε κάθε περίπτωση είναι σημαντικό για τις μετέπειτα προσομοιώσεις ότι μπορούμε πλέον να θεωρούμε πως υπάρχει κάποια προσαρμογή στο μη τροφοδοτούμενο port όταν σε αυτό έχουμε βάλει Waveguide Port.

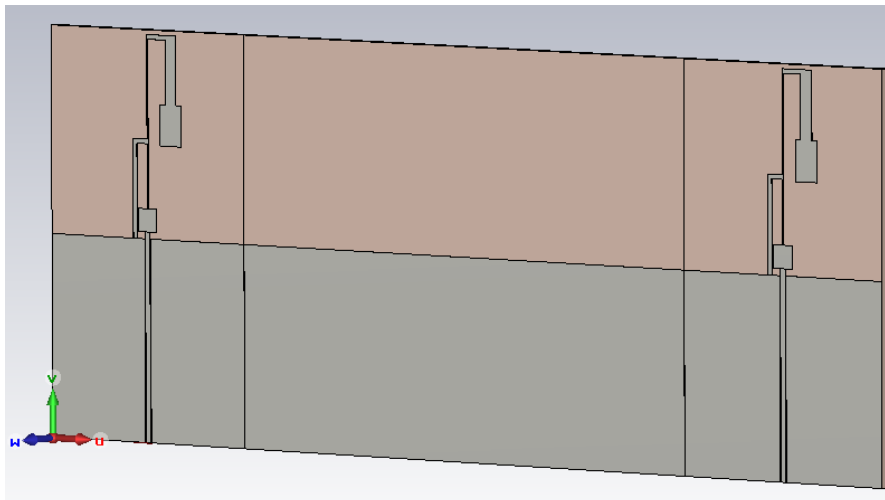
### **7.3 Δοκιμές τοποθέτησης δεύτερης κεραίας Mirror - Unmirror σε απόσταση $\lambda/2$**

Σε αυτή την ενότητα, ως λογική συνέχεια των 2 προηγούμενων, περνάμε σε μία σημαντική σειρά από προσομοιώσεις η οποία θα μπορούσε να χαρακτηριστεί ως η αρχή του δρόμου που οδήγησε στις τελικές διατάξεις. Τοποθετήσαμε στο ίδιο σχέδιο 2 ίδιες κεραίες σε απόσταση  $\lambda/2$ , θέλοντας να ελαττώσουμε τα φαινόμενα σύζευξης αλλά και να δούμε στην πράξη πώς θα λειτουργούσε το πλάνο που σκεφτόμασταν.

Οι προσομοιώσεις έγιναν για κάθε πιθανό τερματισμό και στις 2 κεραίες. Για αρχή μελετήθηκαν 2 περιπτώσεις τοποθέτησης της δεύτερης κεραίας που κρίθηκαν ότι θα έχουν σημαντικές διαφορές μεταξύ τους, κυρίως στο διάγραμμα ακτινοβολίας. Η μία περίπτωση είναι η ακριβής αντιγραφή του στοιχείου (την ονομάζουμε Unmirror), ενώ η δεύτερη με ανεστραμμένο το αντιγραμμένο στοιχείο (την ονομάζουμε Mirror).

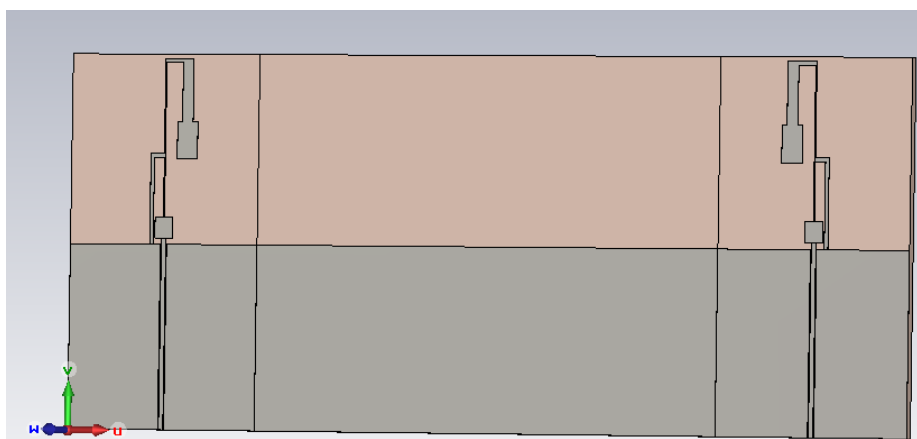
Να σημειωθεί ότι η απόσταση 172.81 mm,  $\lambda/2$  για τα 868 MHz, αλλά και οι διαφορετικές αποστάσεις που χρησιμοποιήθηκαν παρακάτω, μπαίνουν στο σχέδιο με τέτοιο τρόπο που να υπάρχει συμμετρία και για αυτόν τον λόγο διατηρήσαμε τα ίδια σημεία αναφοράς της απόστασης. Προσοχή κυρίως χρειάζεται στην περίπτωση του Unmirror, όπου τα ακτινοβολούμενα μέρη δεν είναι αντικρυστά και η συμμετρία δεν είναι όσο προβλέψιμη θα θέλαμε σε ό,τι αφορά το ποιό είναι το σωστό σημείο για να μετρήσουμε την απόσταση μεταξύ των κεραιών. Καταλήξαμε, λοιπόν, στο συμπέρασμα να προσθέτουμε στην συνολική απόσταση και την απόσταση της γραμμής μεταφοράς που καταλήγει στη γείωση μέχρι την άκρη του ακτινοβολούμενου στοιχείου, όπως φαίνεται και στα σχέδια. Επίσης έγιναν προσομοιώσεις με εναλλαγή των ενεργών ports για να δούμε αν υπάρχουν διαφορές που μπορεί να οφείλονται στην ασυμμετρία της διάταξης.

Η περίπτωση *Unmirror* αντιστοιχεί σε αυτό το σχέδιο:



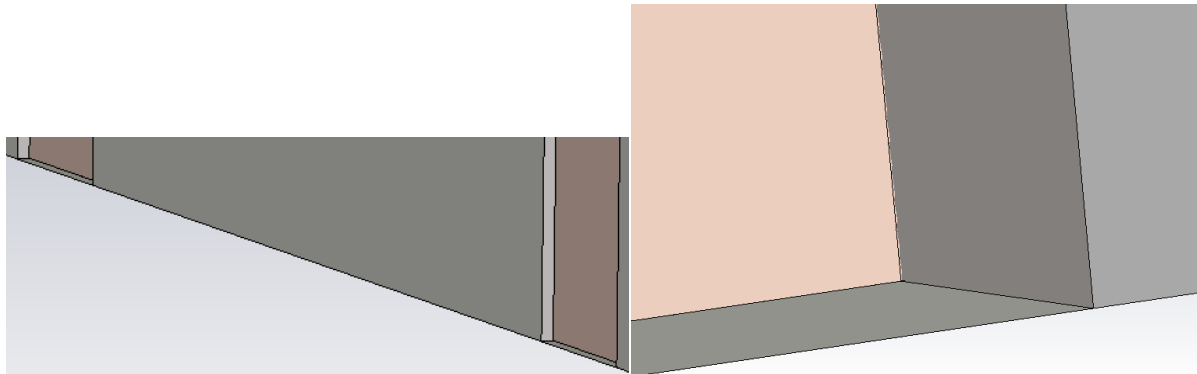
Εικόνα 109. Σχέδιο CST για περίπτωση *Unmirror*

Η περίπτωση *Mirror* αντιστοιχεί σε αυτό το σχέδιο:



Εικόνα 110. Σχέδιο CST για περίπτωση *Mirror*

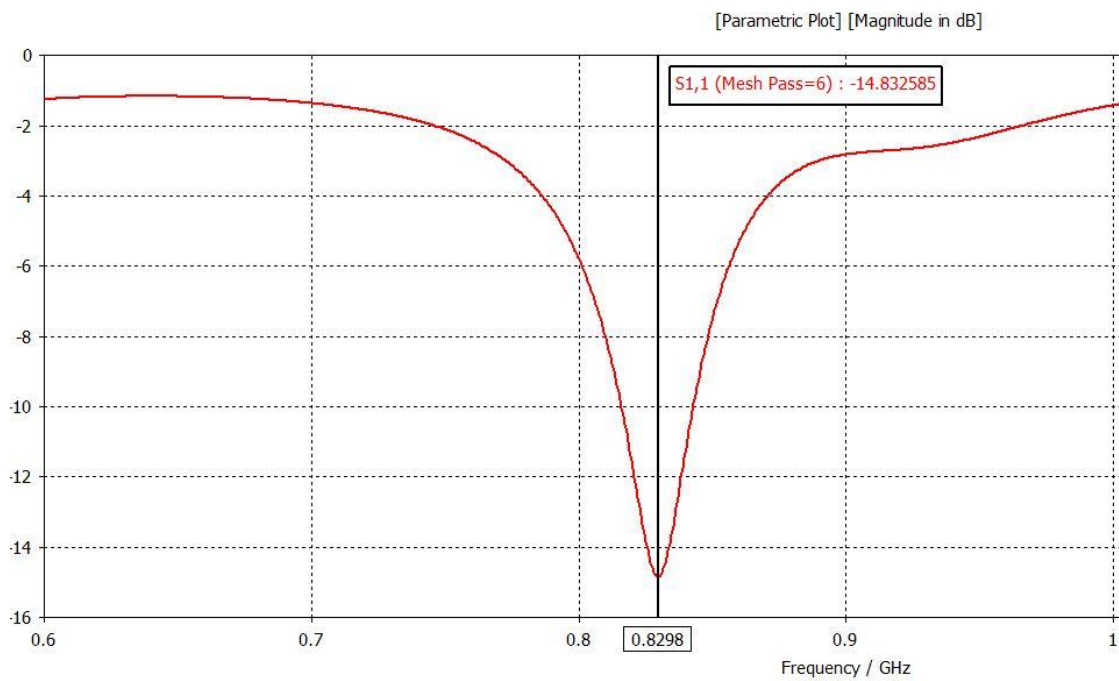
Παρακάτω παραθέτουμε τα αποτελέσματα των δύο περιπτώσεων ανά port για κάθε τερματισμό. Οι διαφορές που υπάρχουν στο θέμα της απεικόνισης σε όλες τις προσομοιώσεις *Mirror* και *Unmirror* οφείλονται στο ότι χρησιμοποιήθηκε και δεύτερος υπολογιστής ώστε να τρέχουν παράλληλα. Αυτό, βέβαια, συνέβη και σε άλλες προσομοιώσεις ειδικά από αυτό το σημείο και ύστερα. Να σημειωθεί ότι η περίπτωση βραχυκυκλώματος του port υλοποιήθηκε με προσθήκη PEC στο σχέδιο. Δοκιμάστηκε PEC διαστάσεων  $5\text{ mm}$ ,  $10\text{ mm}$  και *Face* (μηδενικό μήκος, βλέπε Εικόνα 111), ενώ η περίπτωση τερματισμού υλοποιήθηκε με 2 αντιστάσεις όπως στην προηγούμενη ενότητα.



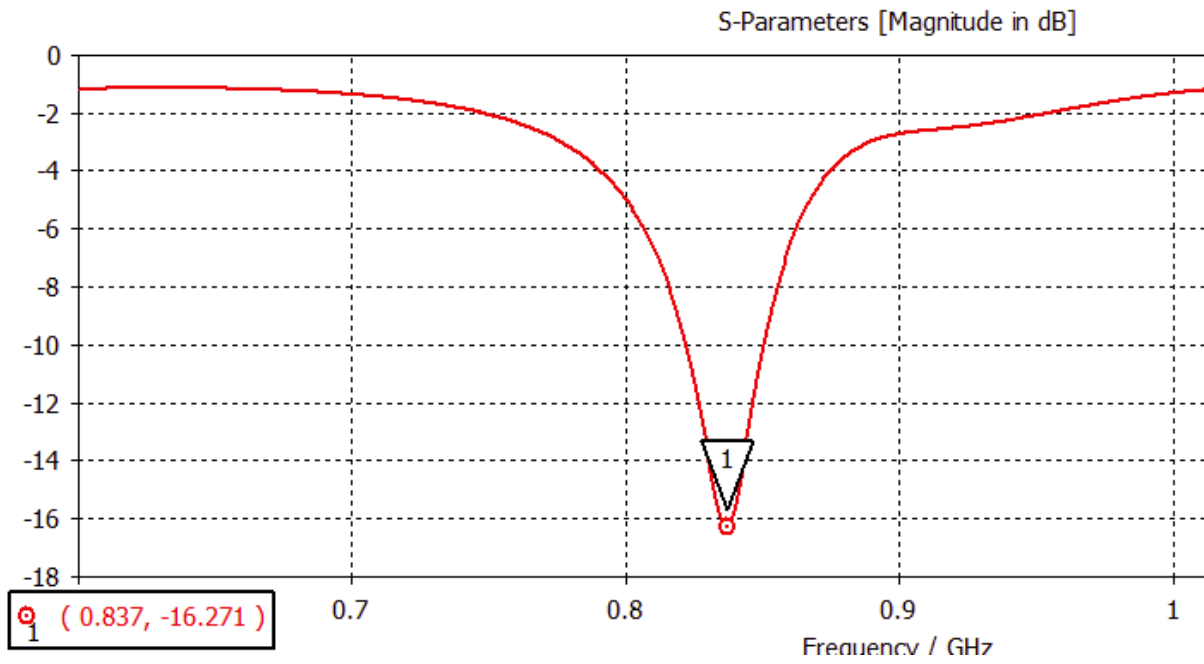
Εικόνα 111. Βραχυκύκλωμα Face

### 7.3.1 Waveguide Port 1 active

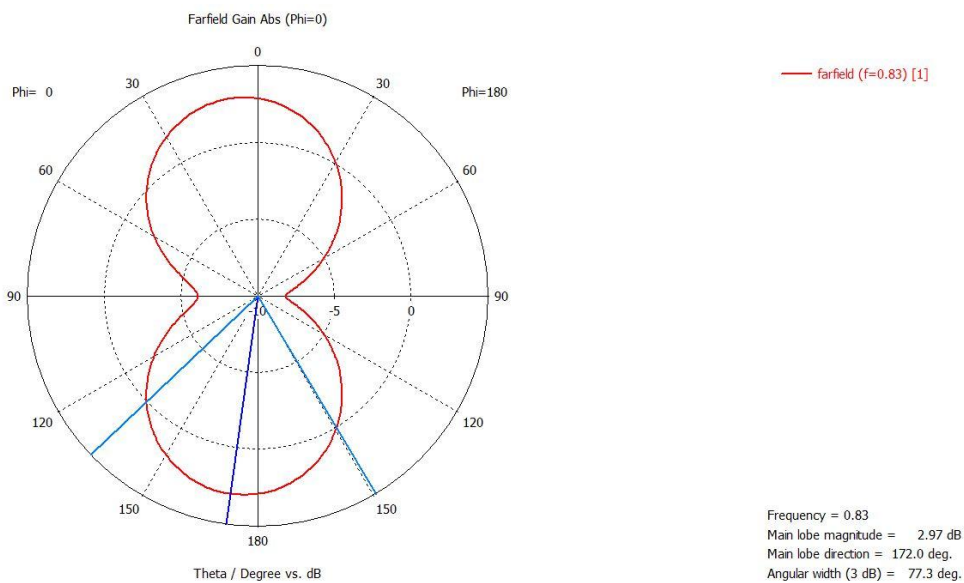
Ανοιχτοκυκλωμένο Port 2:



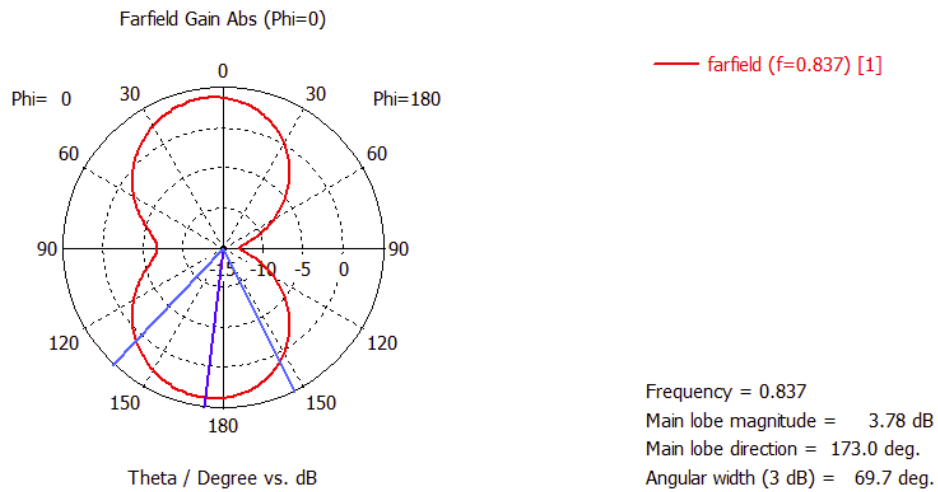
Εικόνα 112. S11 (Unmirror 1 port a-k l-2)



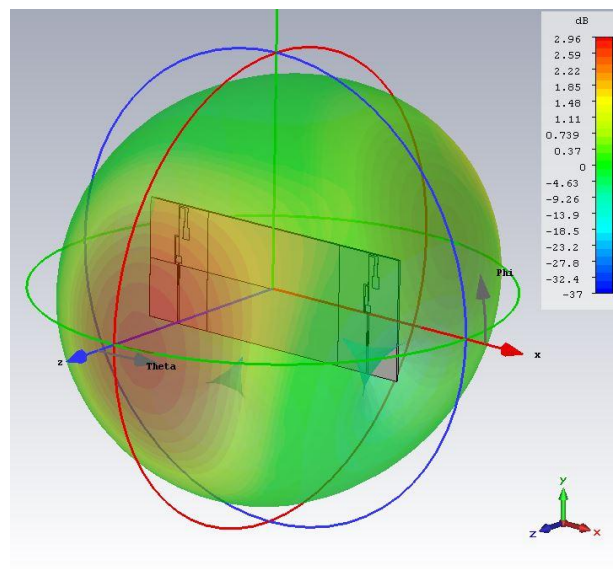
Εικόνα 113. S11 (Mirror 1 port a-k l-2)



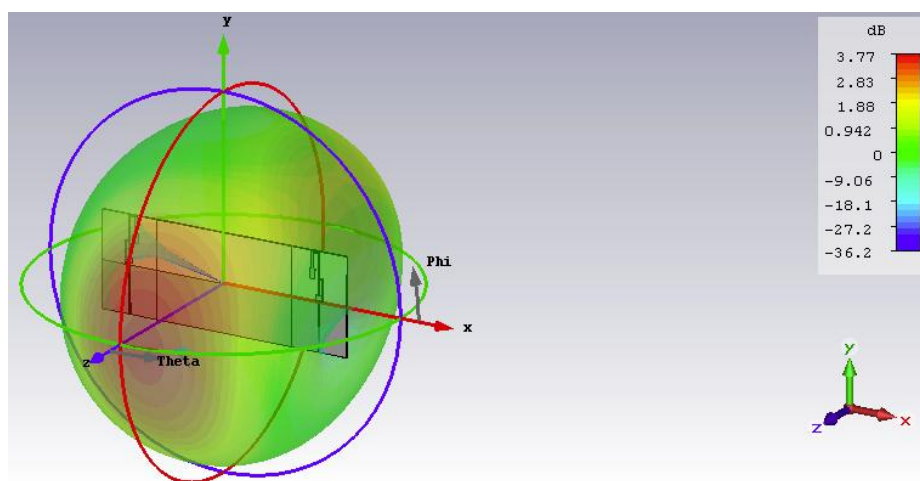
Εικόνα 114. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 1 port a-k l-2)



Εικόνα 115. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 1 port a-k l-2)

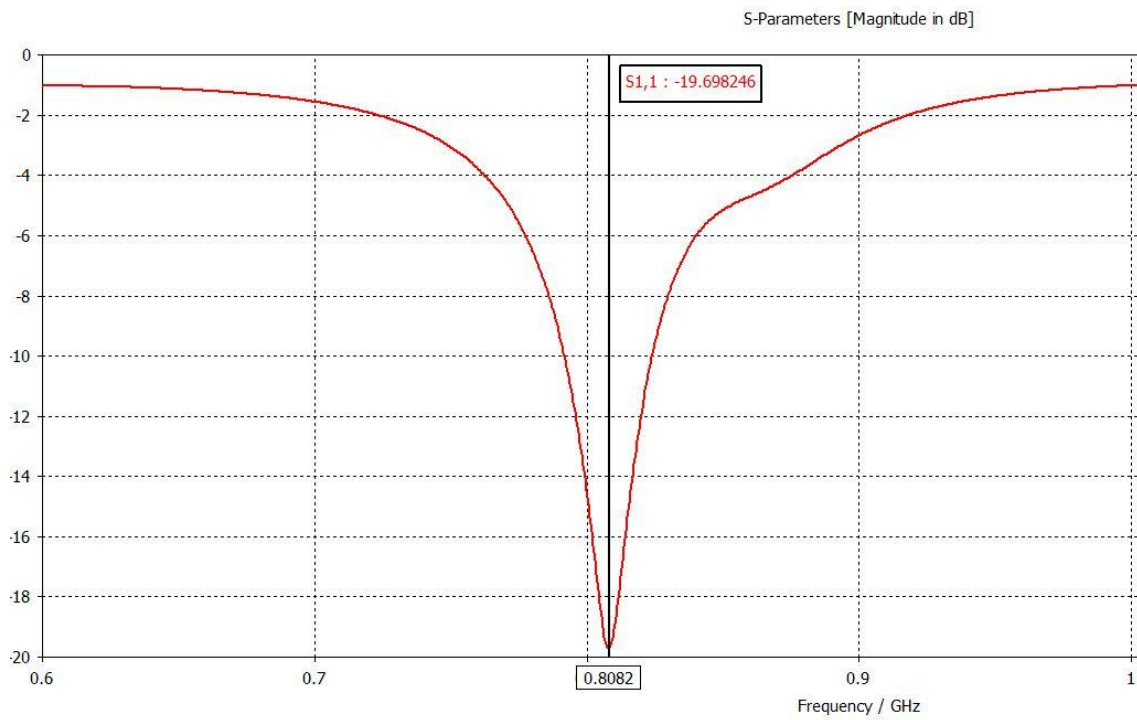


Εικόνα 116. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 1 port a-k l-2)

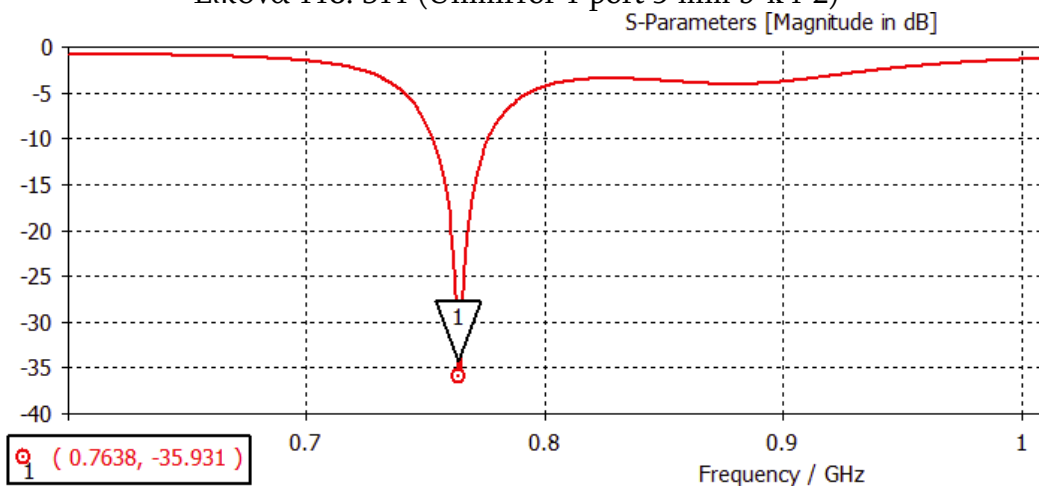


Εικόνα 117. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 1 port a-k l-2)

Βραχυκυκλωμένο Port 2 – 5 mm:



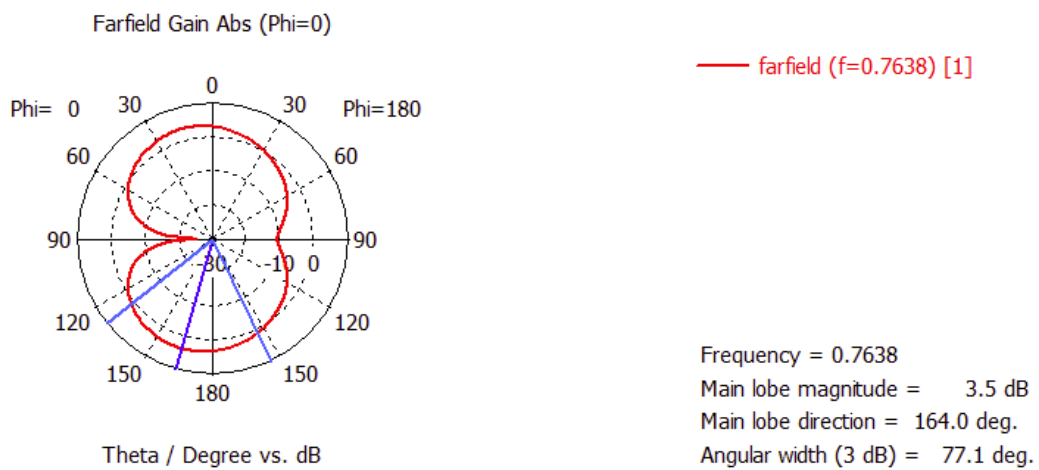
Εικόνα 118. S11 (Unmirror 1 port 5 mm b-k l-2)



Εικόνα 119. S11 (Mirror 1 port 5 mm b-k l-2)

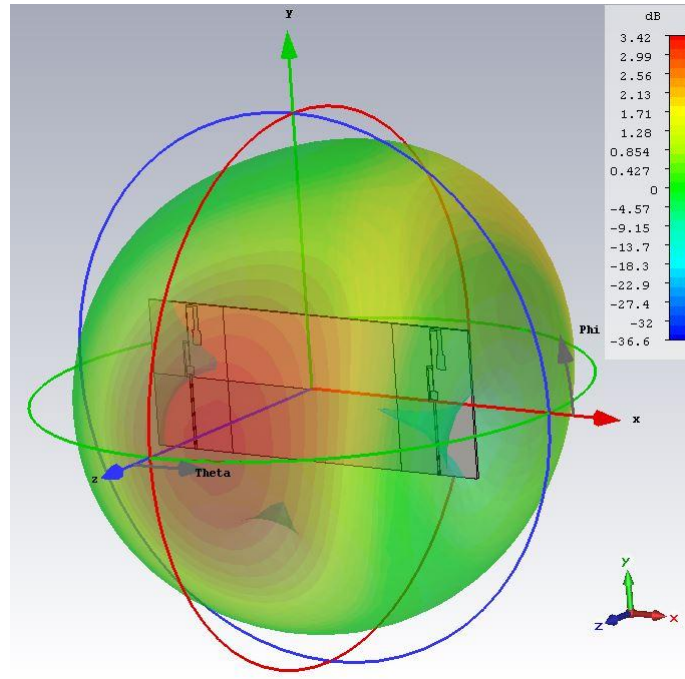


Εικόνα 120. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 1 port 5 mm b-k l-2)

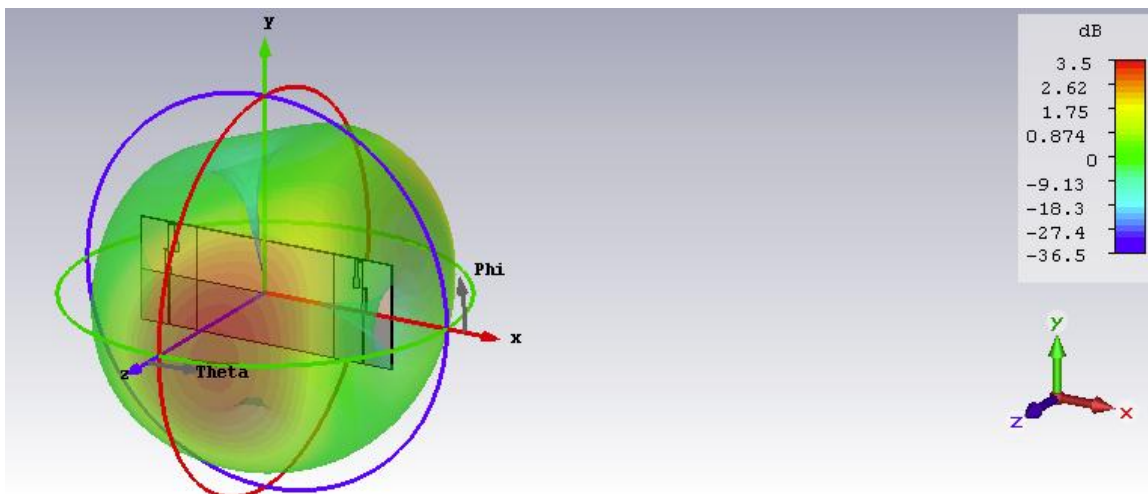


Εικόνα 121. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 1 port 5 mm b-k l-2)



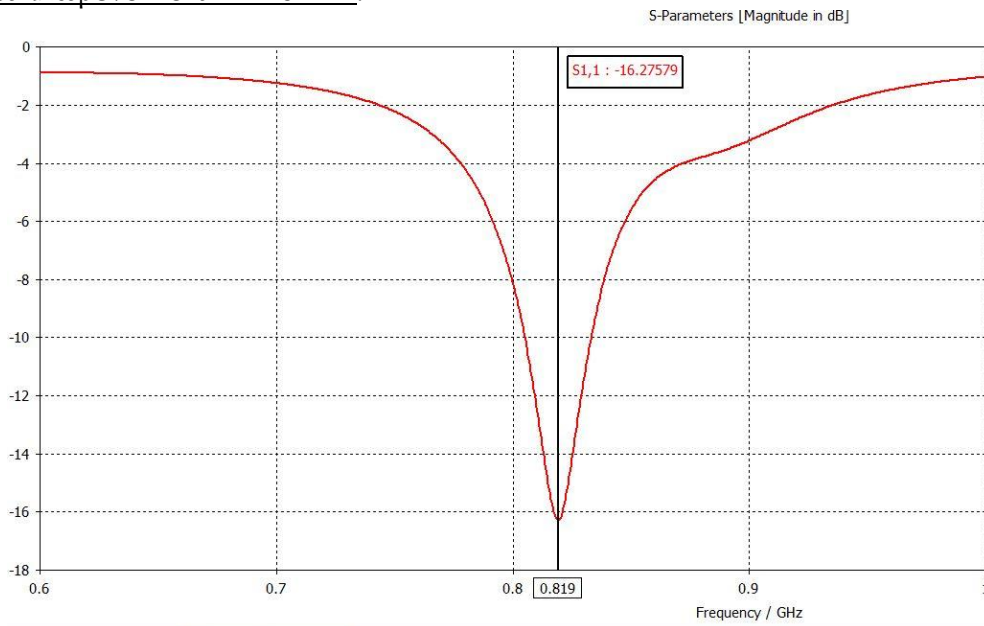


Εικόνα 122. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 1 port 5 mm b-k l-2)

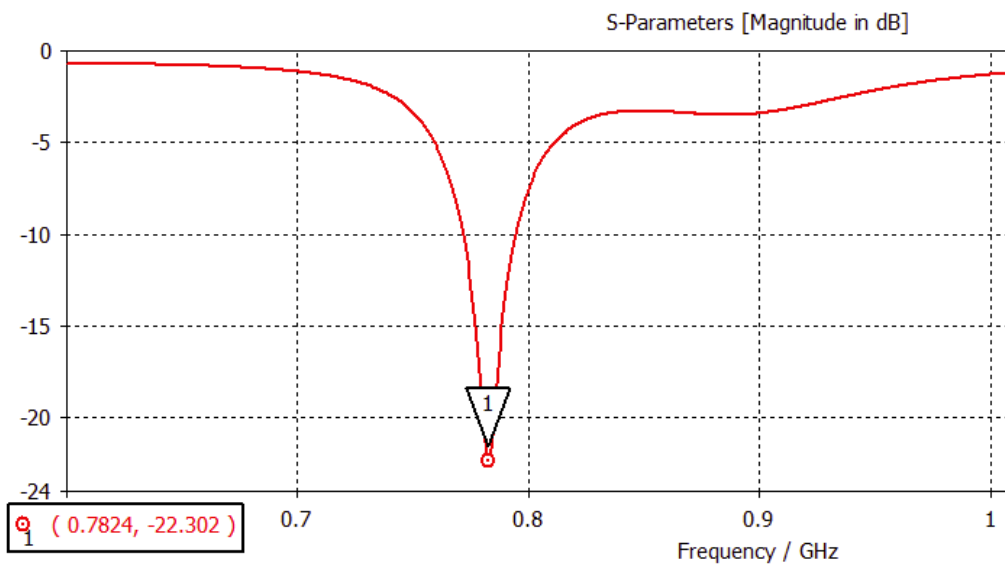


Εικόνα 123. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 1 port 5 mm b-k l-2)

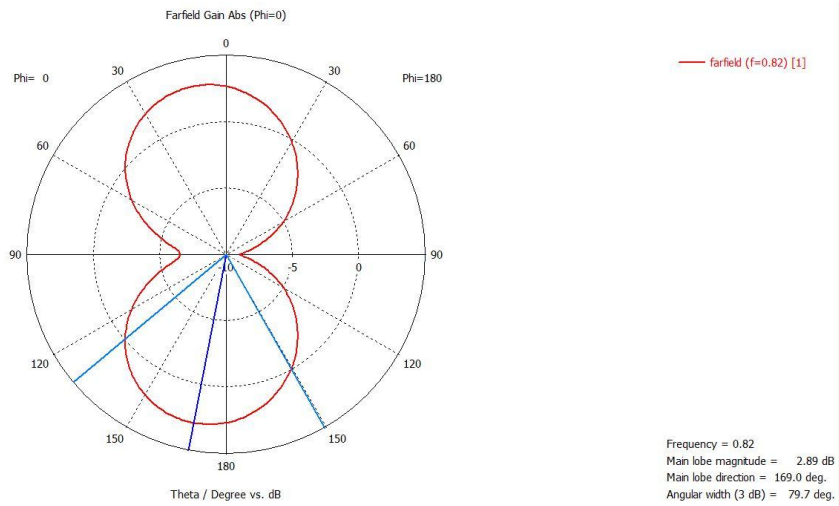
Βραχυκυκλωμένο Port 2 – 10 mm:



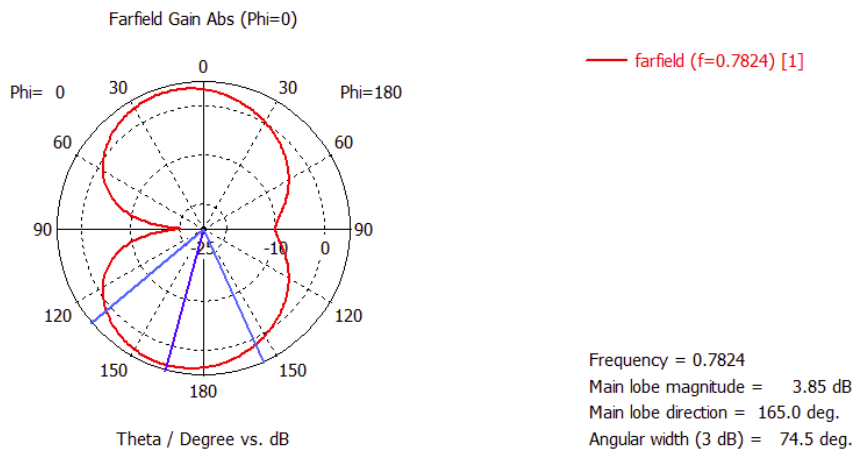
Εικόνα 124. S11 (Unmirror 1 port 10 mm b-k l-2)



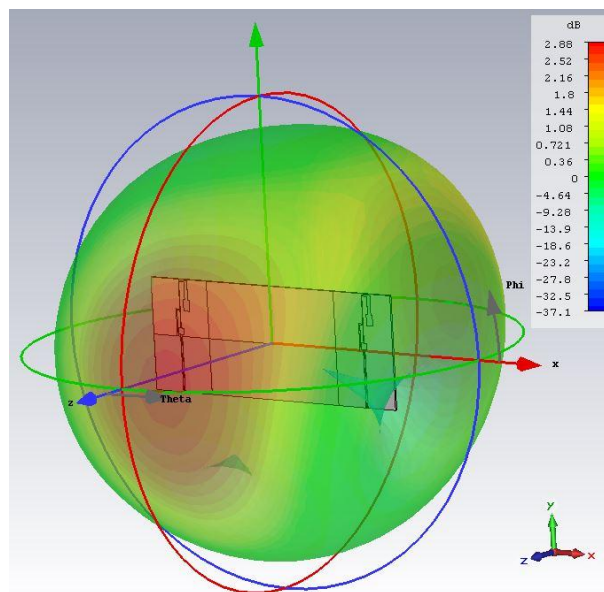
Εικόνα 125. S11 (Mirror 1 port 10 mm b-k l-2)



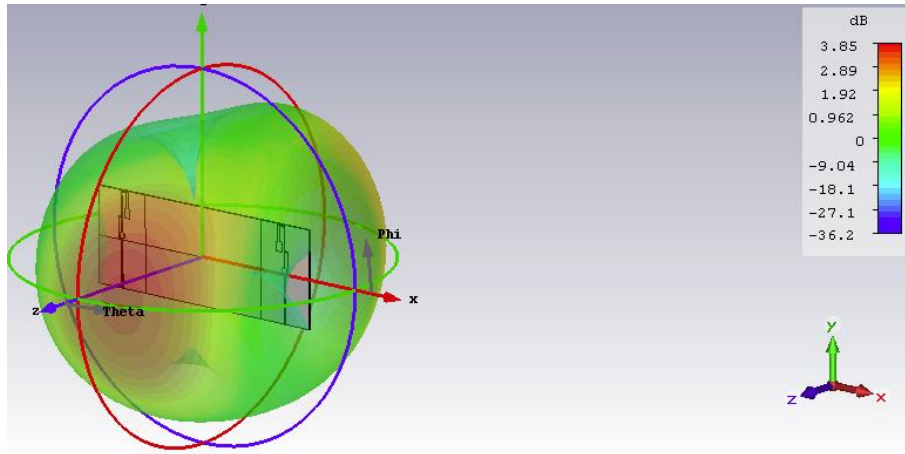
Εικόνα 126. Διάγραμμα Polar για  $\Phi=0^\circ$  (Unmirror 1 port 10 mm b-k l-2)



Εικόνα 127. Διάγραμμα Polar για  $\Phi=0^\circ$  (Mirror 1 port 10 mm b-k l-2)

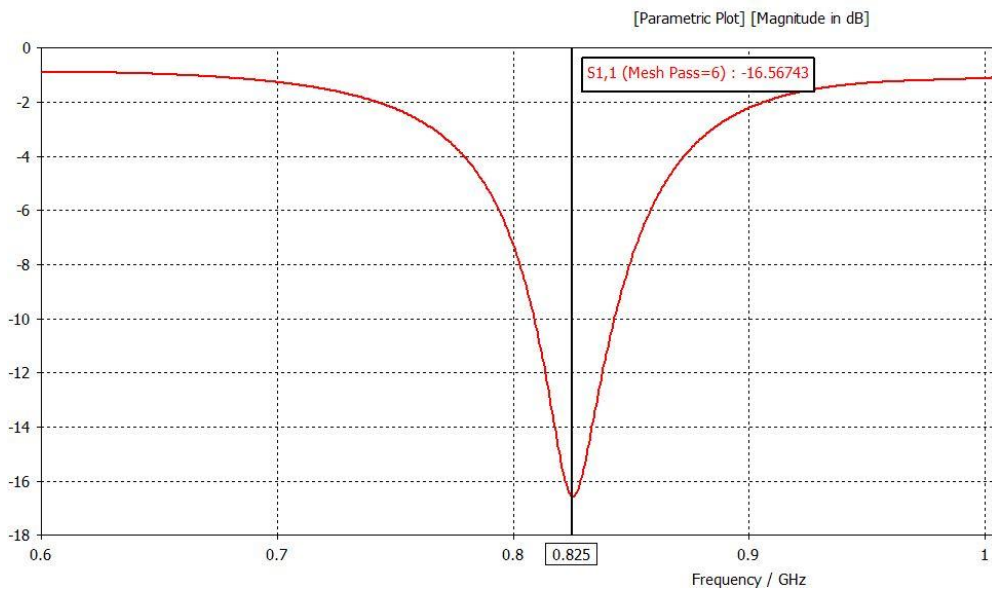


Εικόνα 128. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 1 port 10 mm b-k l-2)

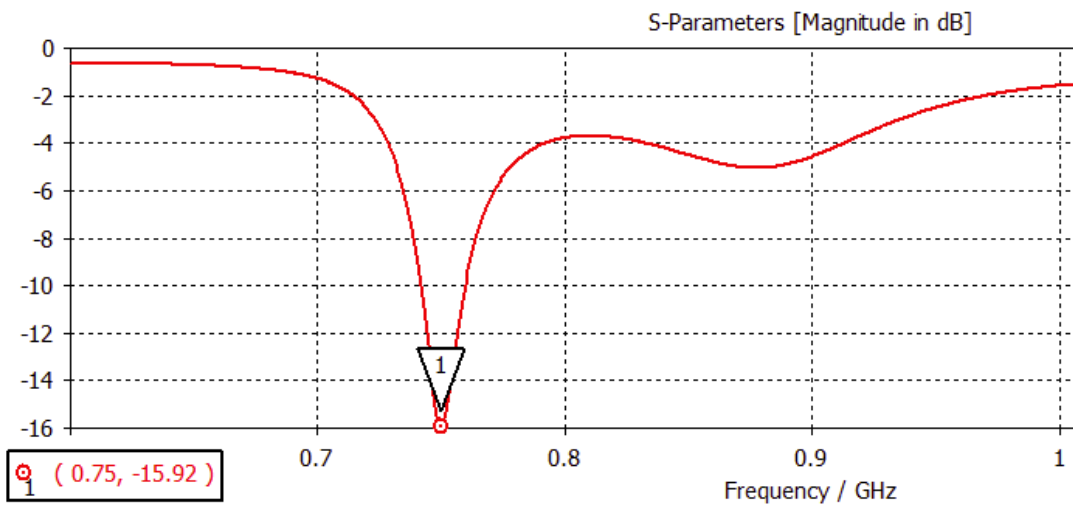


Εικόνα 129. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 1 port 10 mm b-k l-2)

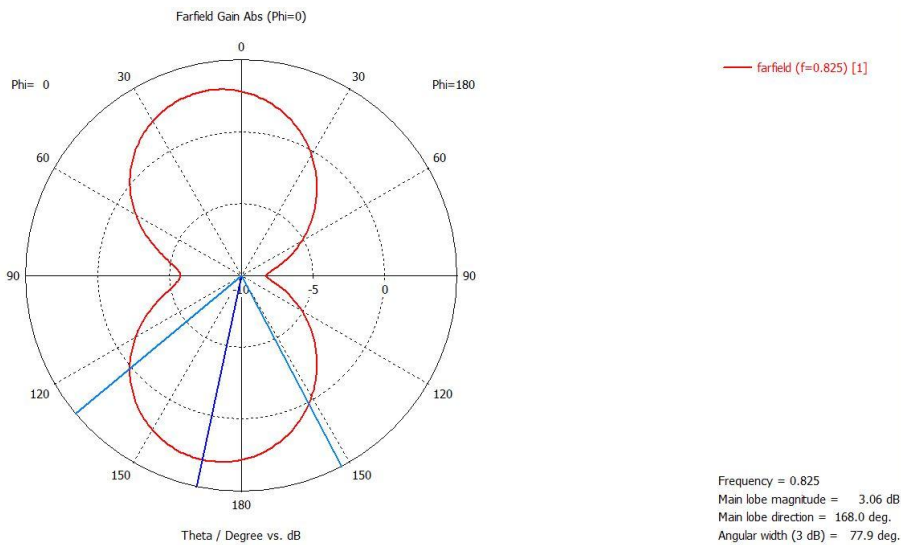
Βραχυκυκλωμένο Port 2 – Face:



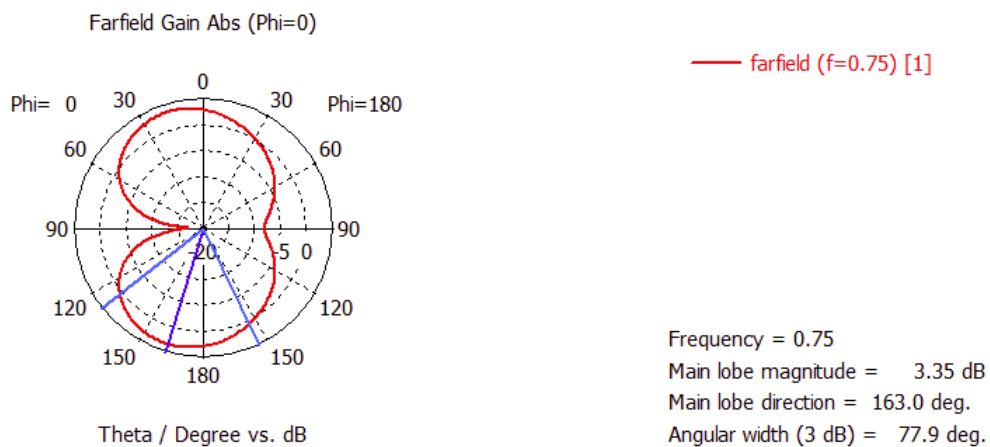
Εικόνα 130. S11 (Unmirror 1 port Face b-k l-2)



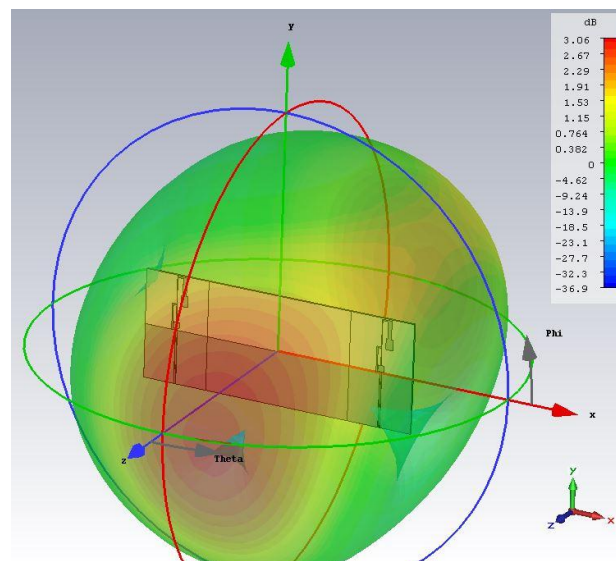
Εικόνα 131. S11 (Mirror 1 port Face b-k l-2)



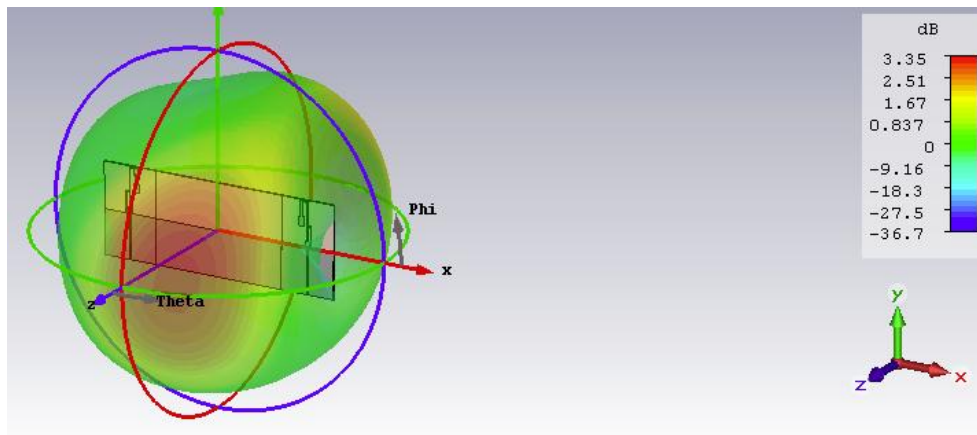
Εικόνα 132. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 1 port Face b-k l-2)



Εικόνα 133. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 1 port Face b-k l-2)

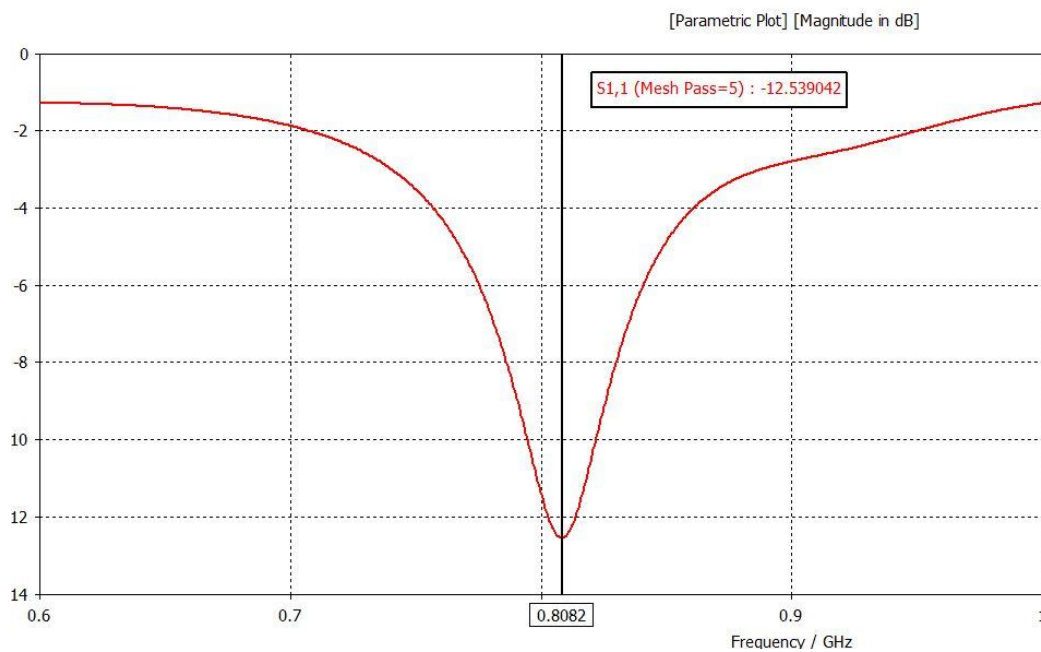


Εικόνα 134. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 1 port Face b-k l-2)

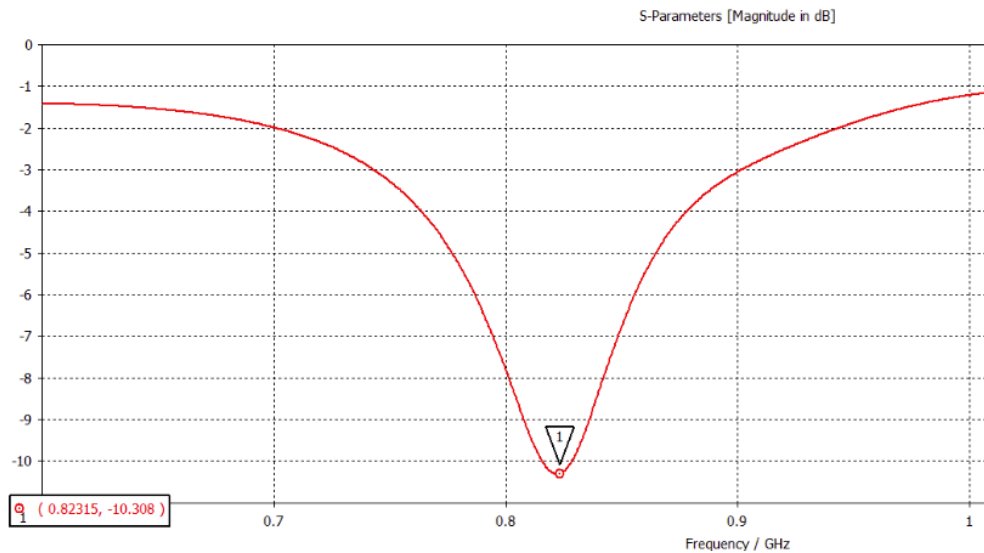


Εικόνα 135. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 1 port Face b-k l-2)

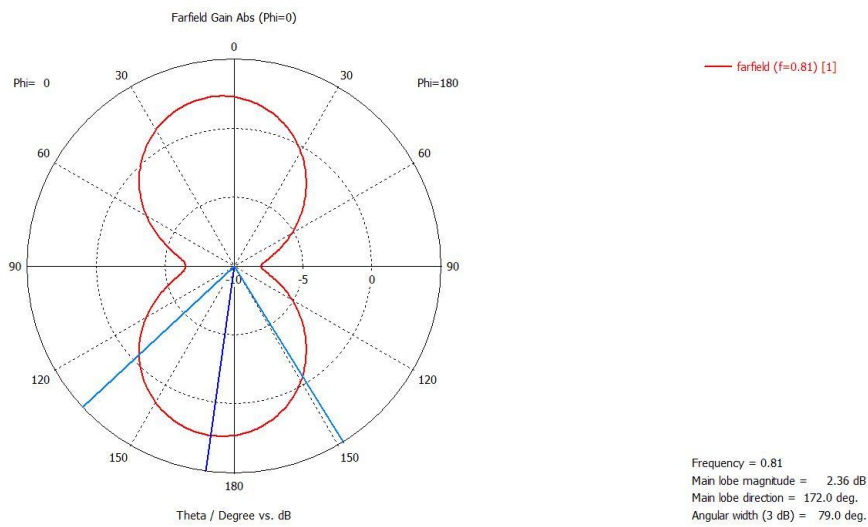
Τερματισμένο Port 2 – (100//100 ohm):



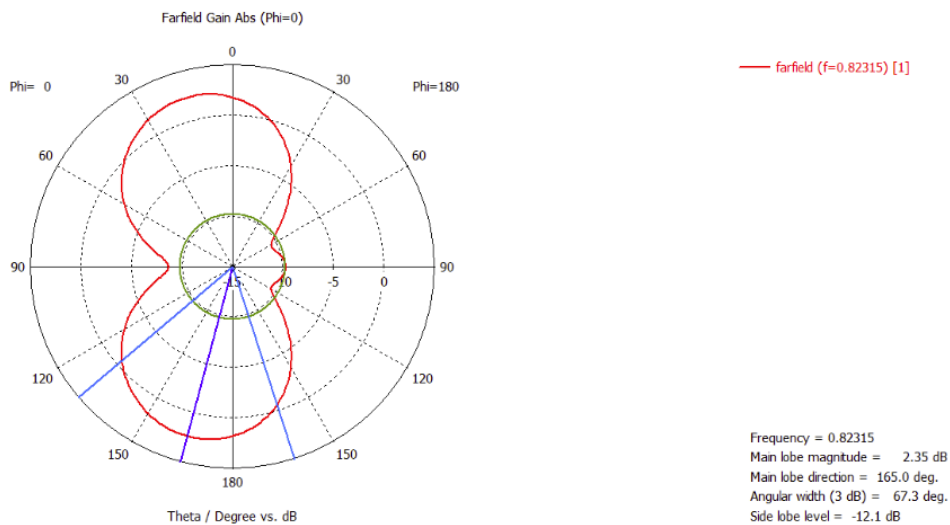
Εικόνα 136. S11 (Unmirror 1 port Matched l-2)



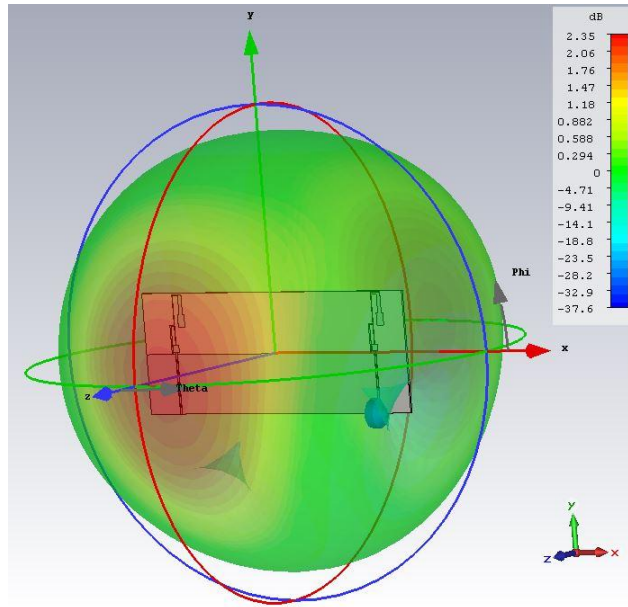
Εικόνα 137. S11 (Mirror 1 port Matched 1-2)



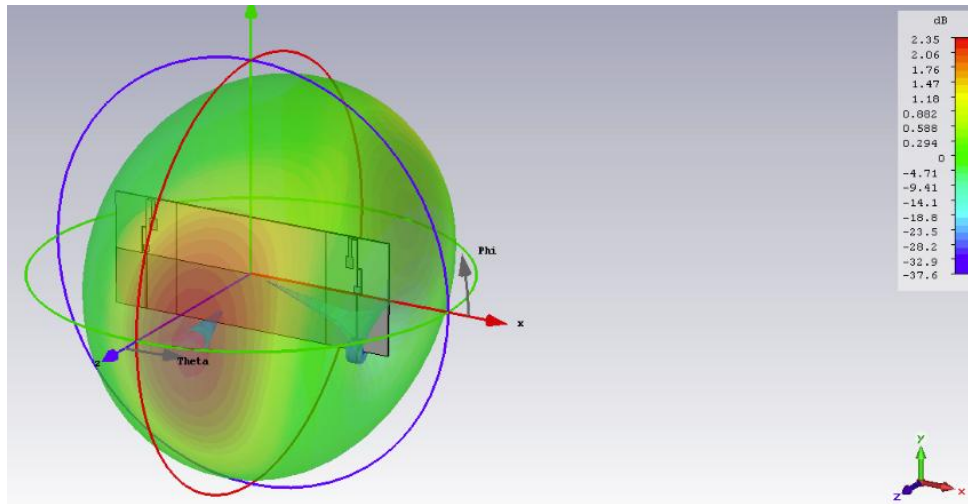
Εικόνα 138. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 1 port Matched 1-2)



Εικόνα 139. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 1 port Matched 1-2)



Εικόνα 140. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 1 port Matched 1-2)

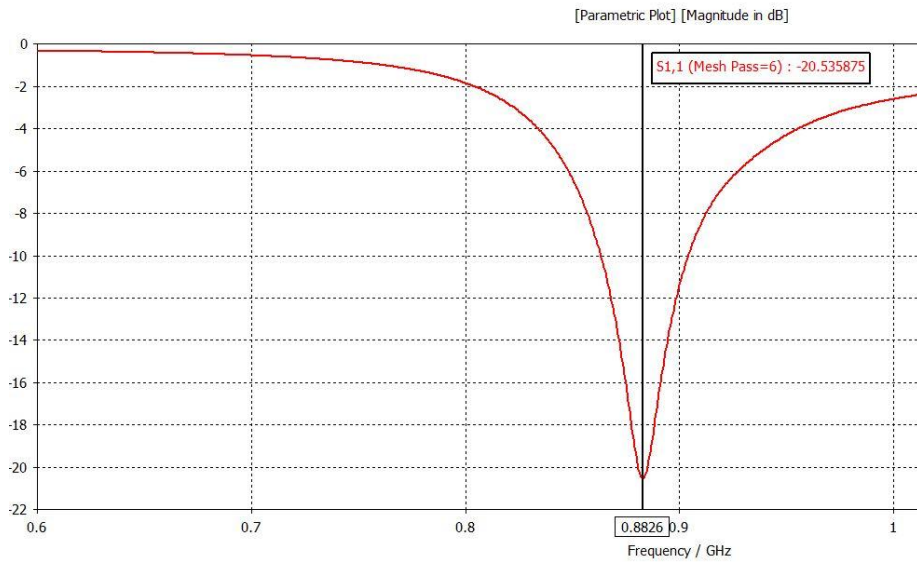


Εικόνα 141. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 1 port Matched 1-2)

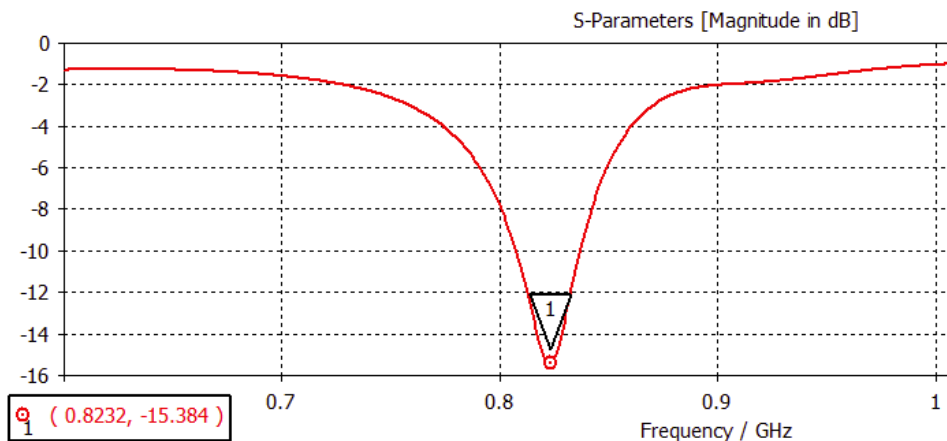


### 7.3.2 Waveguide Port 2 active

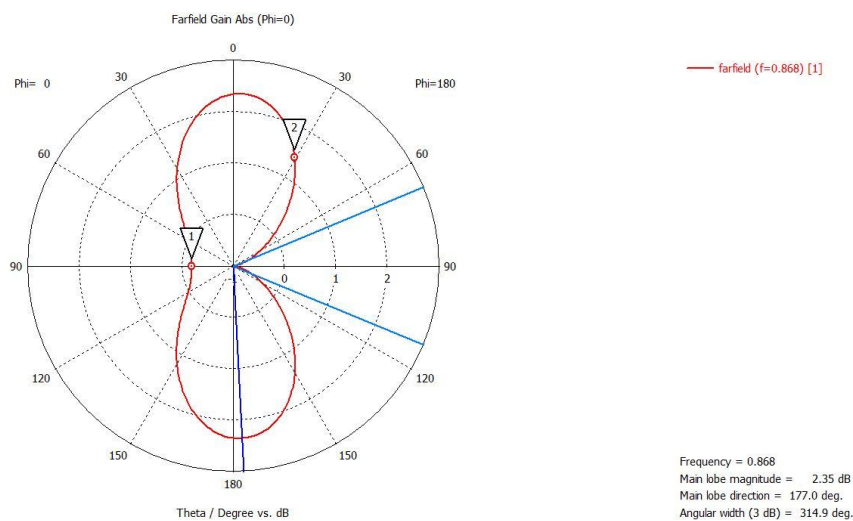
Ανοιχτοκυκλωμένο Port 1:



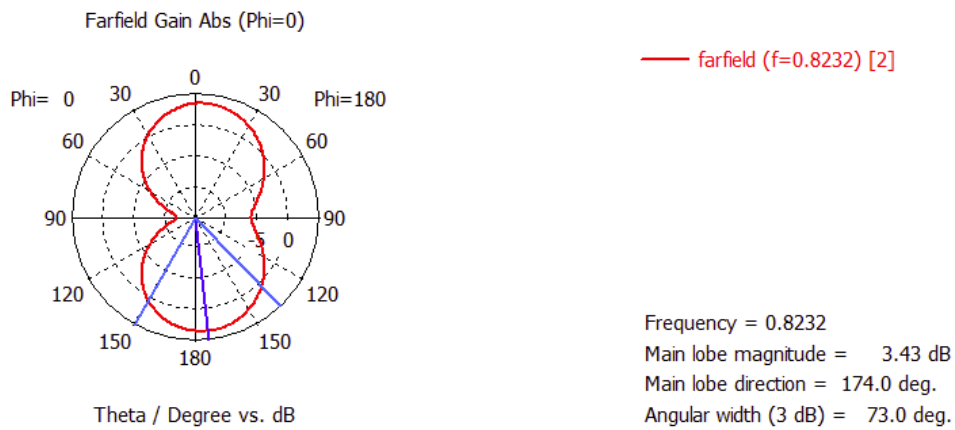
Εικόνα 142. S11 (Unmirror 2 port a-k l-2)



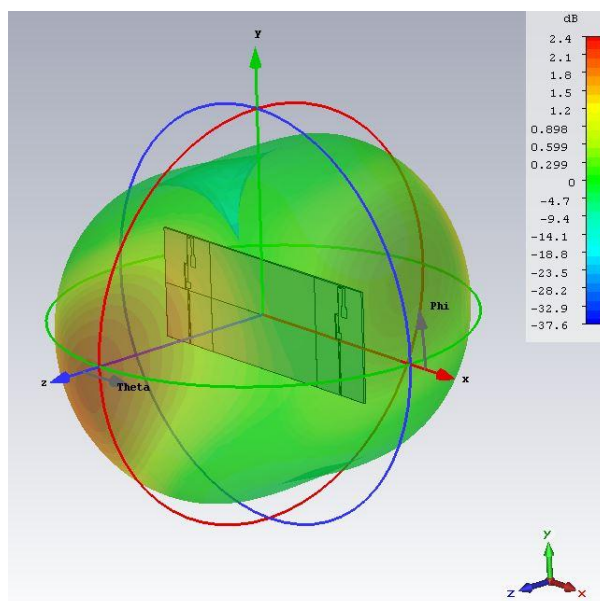
Εικόνα 143. S11 (Mirror 2 port a-k l-2)



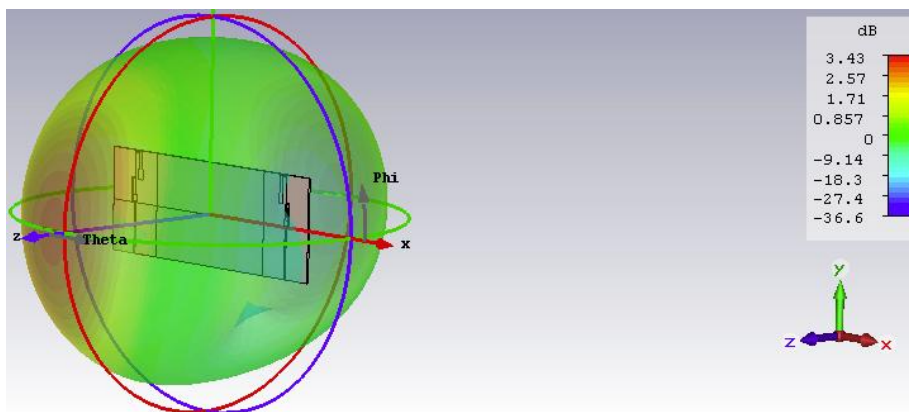
Εικόνα 144. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 2 port a-k l-2)



Εικόνα 145. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 2 port a-k l-2)

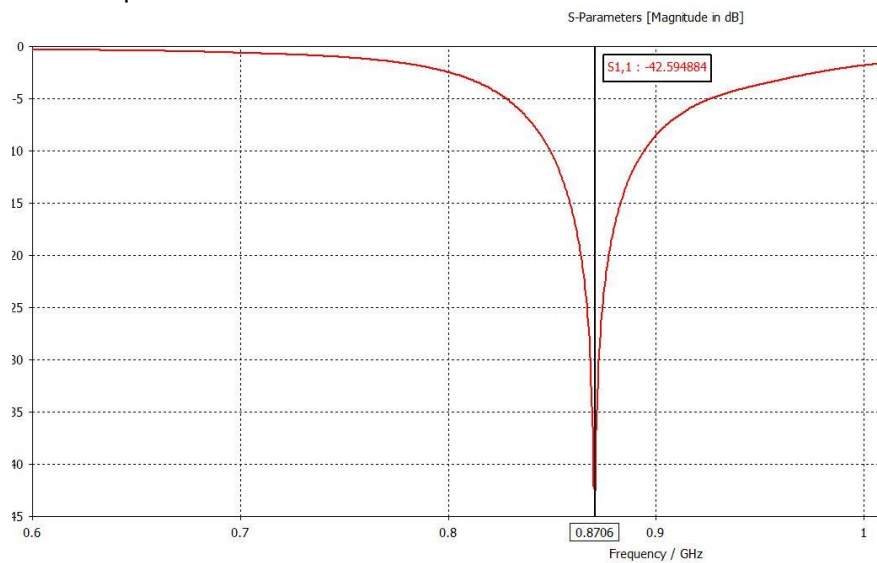


Εικόνα 146. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 2 port a-k l-2)

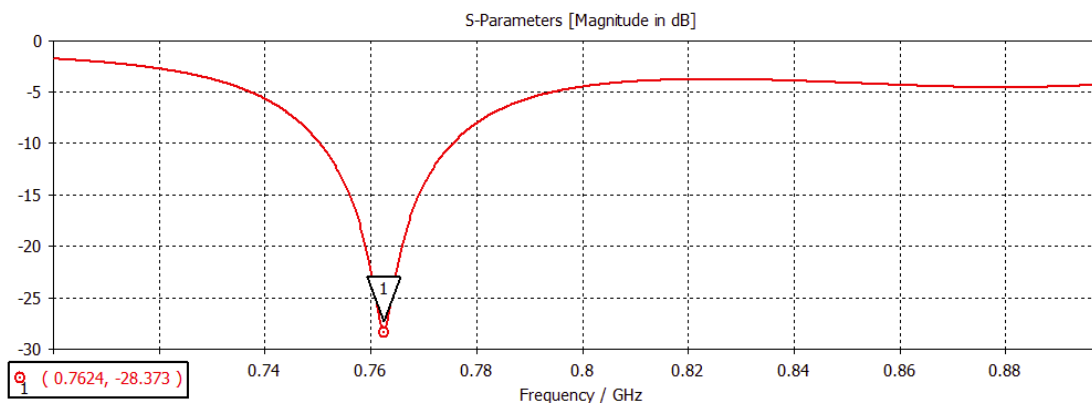


Εικόνα 147. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 2 port a-k l-2)

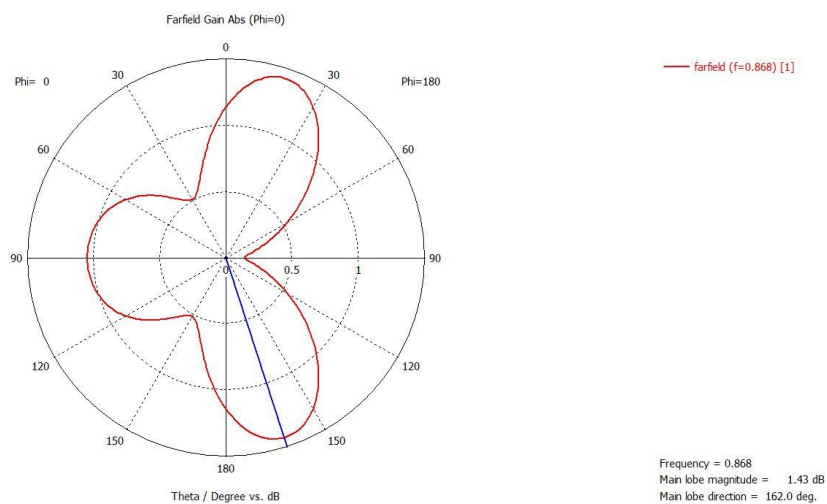
Βραχυκυκλωμένο Port 1 – 5 mm:



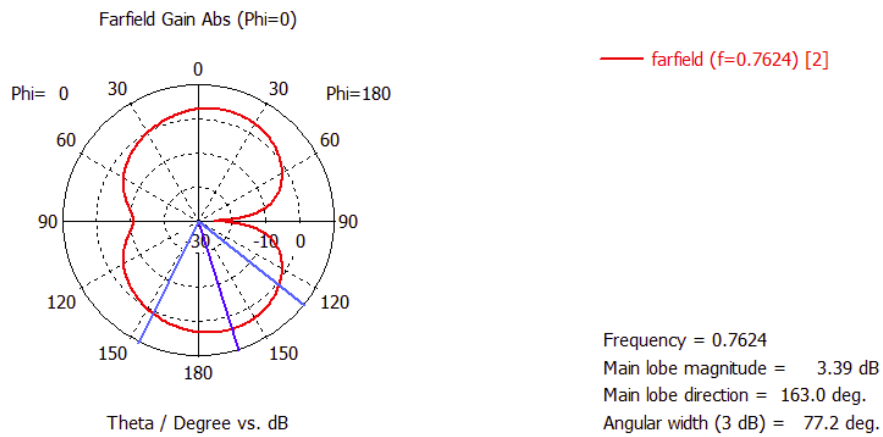
Εικόνα 148. S11 (Unmirror 2 port 5 mm b-k l-2)



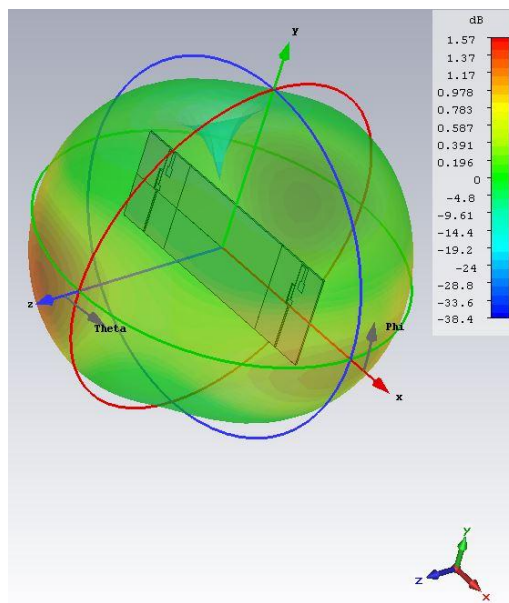
Εικόνα 149. S11 (Mirror 2 port 5 mm b-k l-2)



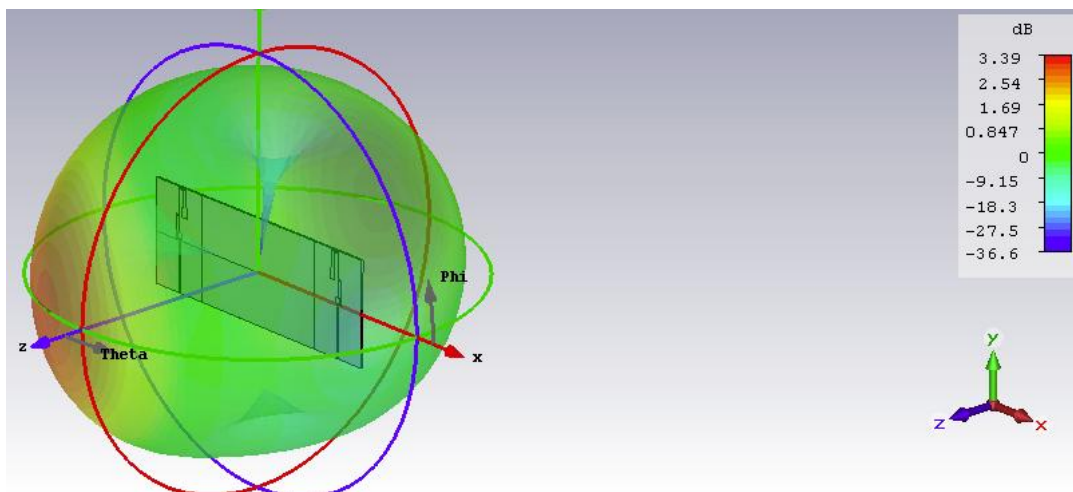
Εικόνα 150. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 2 port 5 mm b-k l-2)



Εικόνα 151. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 2 port 5 mm b-k l-2)

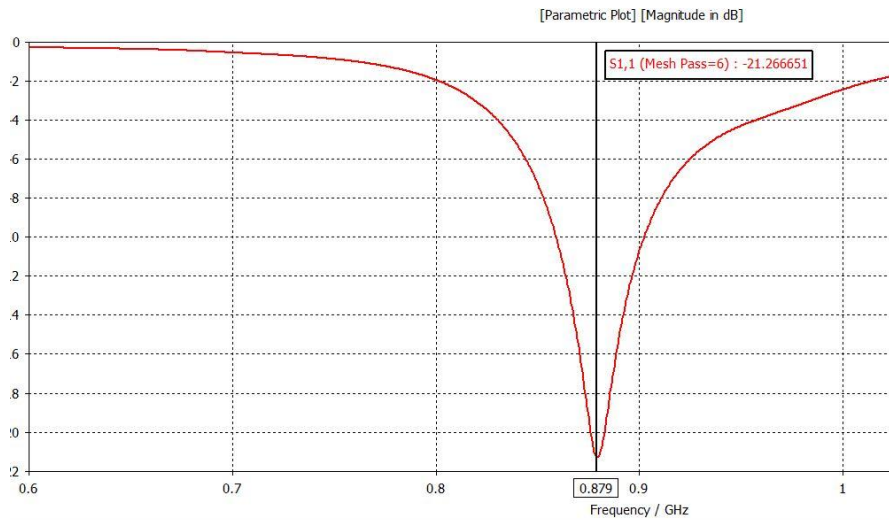


Εικόνα 152. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Umirror 2 port 5 mm b-k l-2)

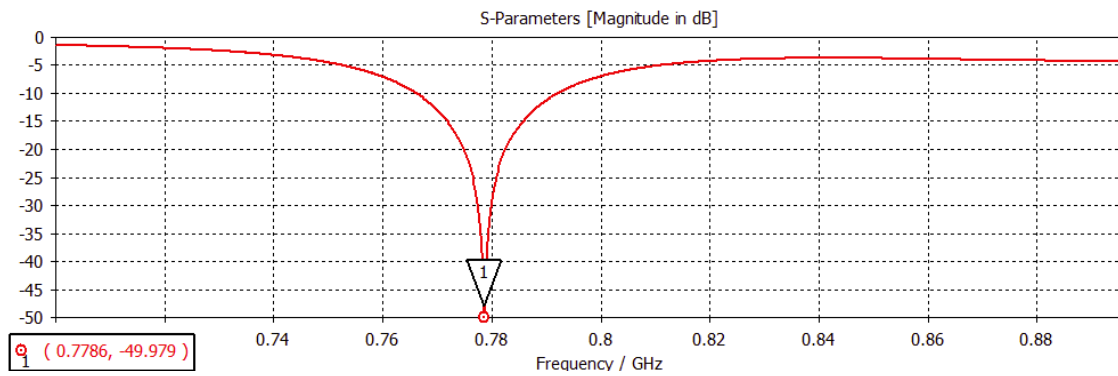


Εικόνα 153. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 2 port 5 mm b-k l-2)

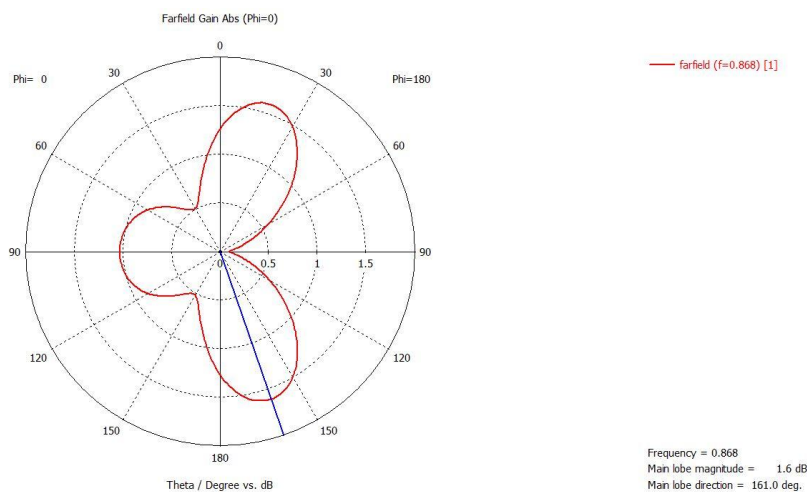
Βραχυκυκλωμένο Port 1 – 10 mm:



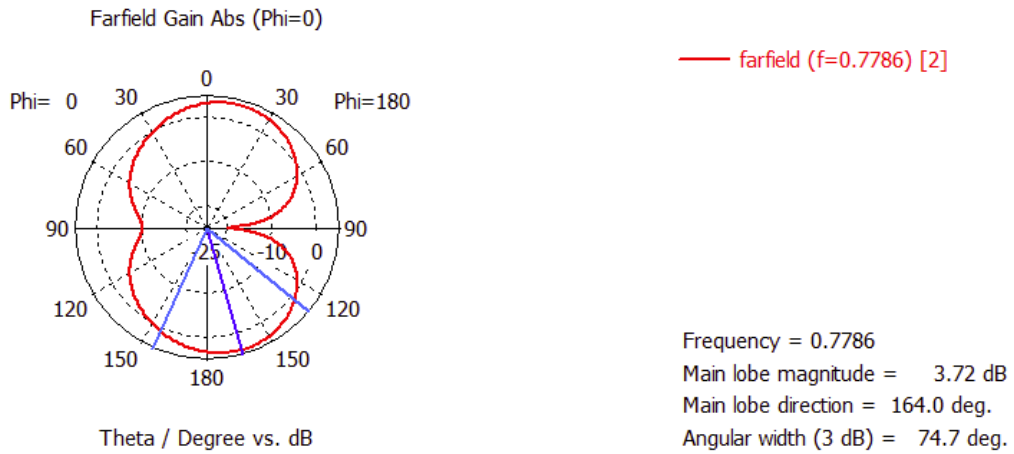
Εικόνα 154. S11 (Unmirror 2 port 10 mm b-k l-2)



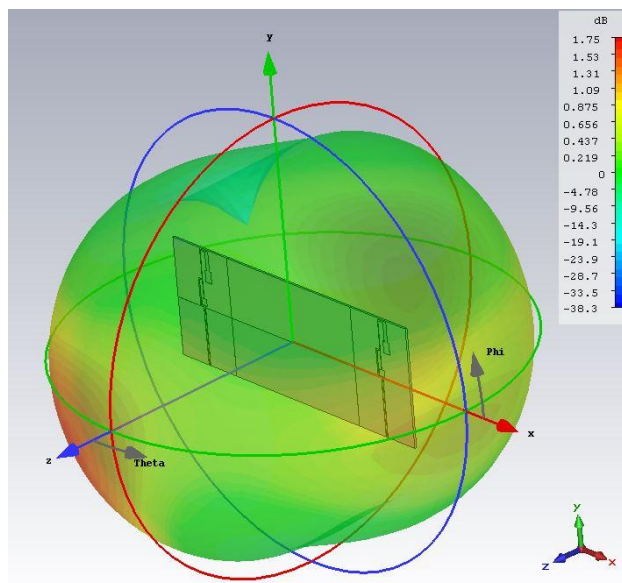
Εικόνα 155. S11 (Mirror 2 port 10 mm b-k l-2)



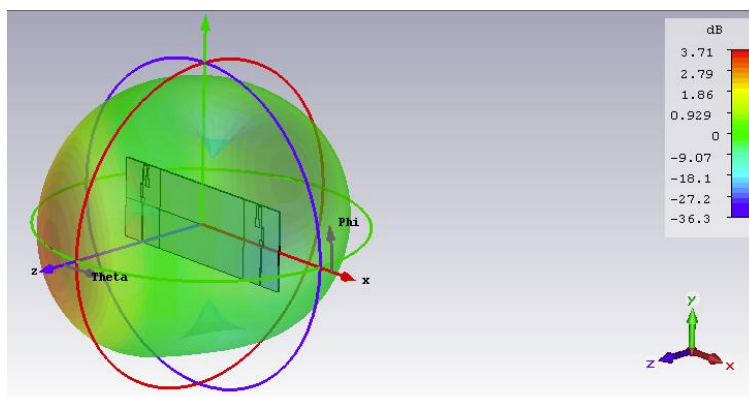
Εικόνα 156. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 2 port 10 mm b-k l-2)



Εικόνα 157. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 2 port 10 mm b-k l-2)

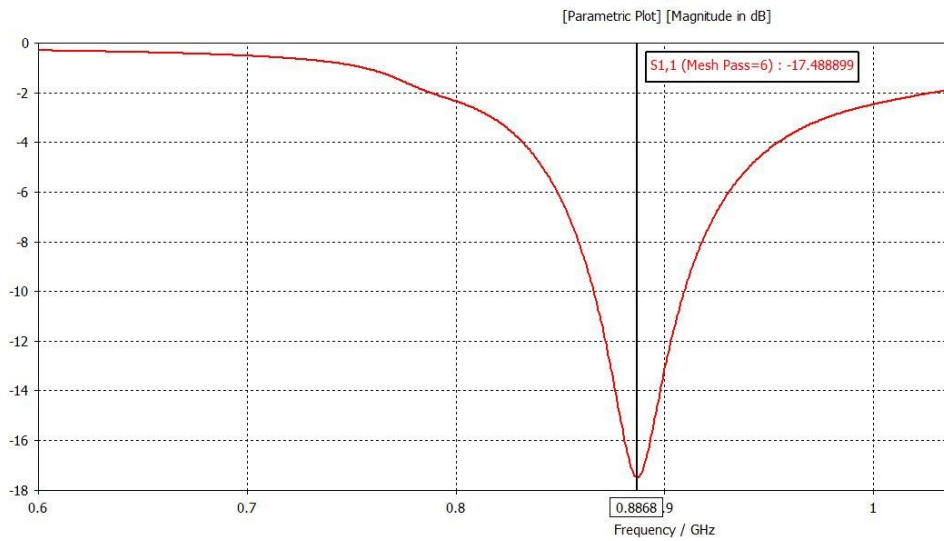


Εικόνα 158. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 2 port 10 mm b-k l-2)

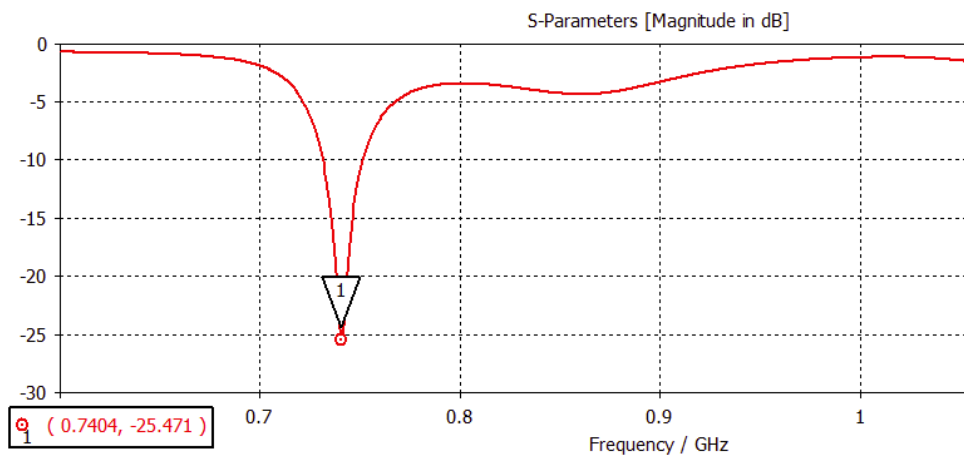


Εικόνα 159. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 2 port 10 mm b-k l-2)

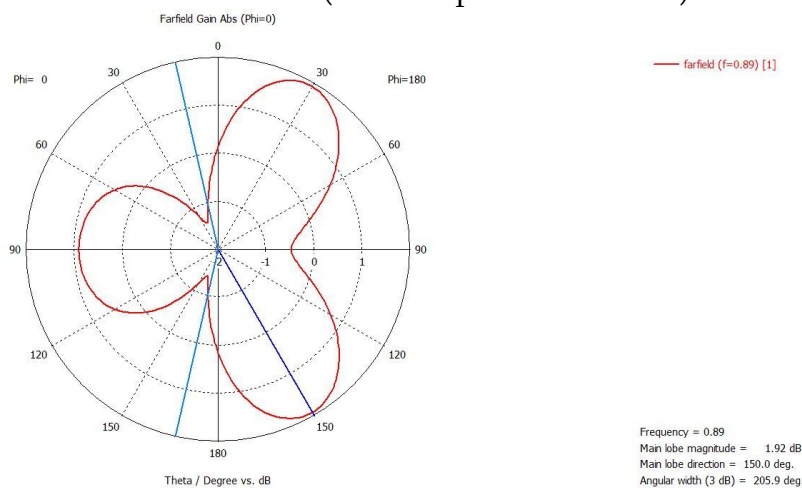
Βραχυκυκλωμένο Port 2 – Face:



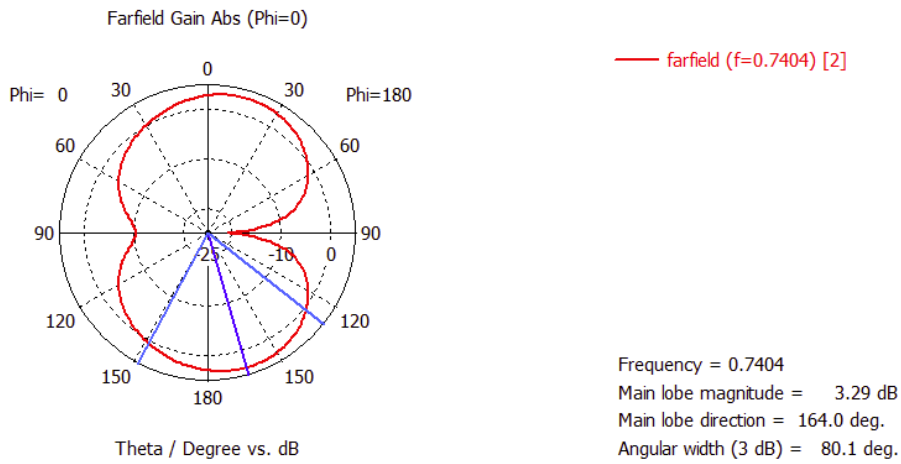
Εικόνα 160. S11 (Unmirror 2 port Face b-k l-2)



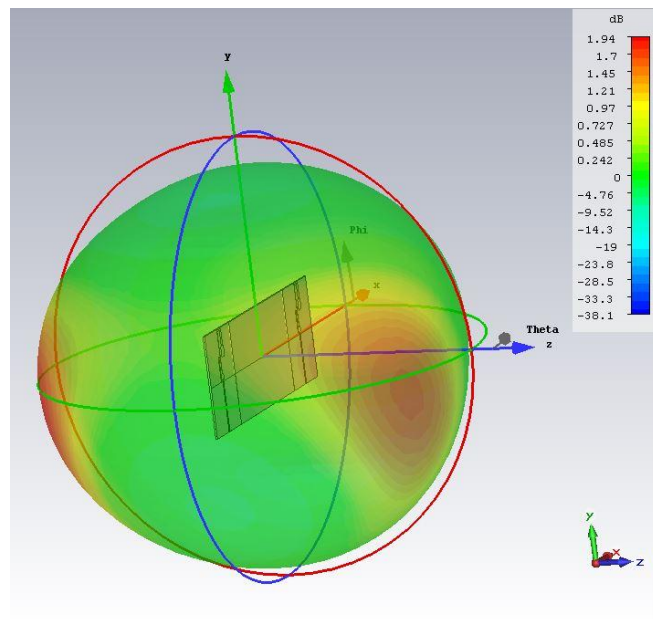
Εικόνα 161. S11 (Mirror 2 port Face b-k l-2)



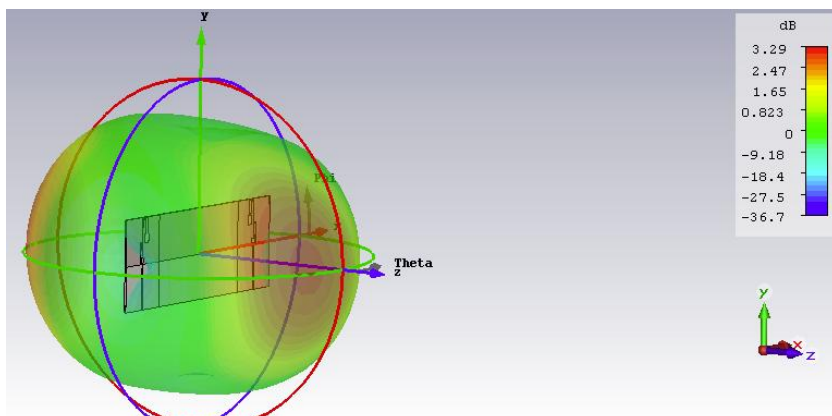
Εικόνα 162. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 2 port Face b-k l-2)



Εικόνα 163. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 2 port Face b-k l-2)



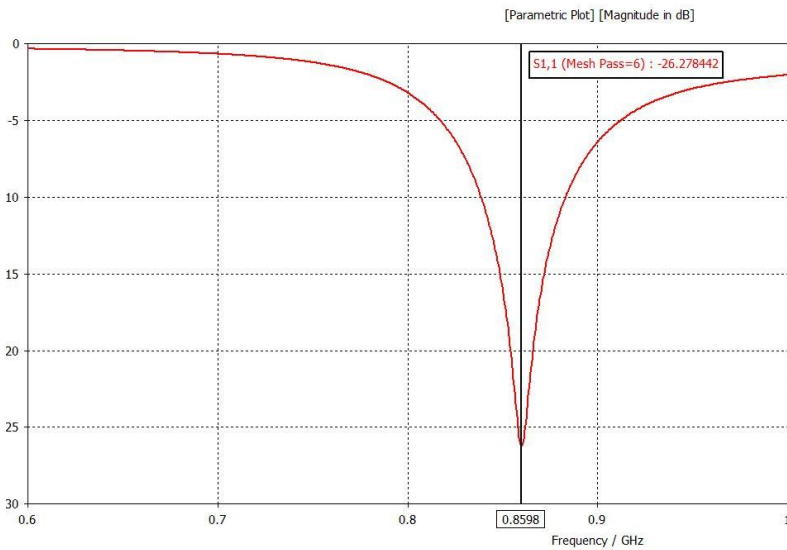
Εικόνα 164. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 2 port Face b-k l-2)



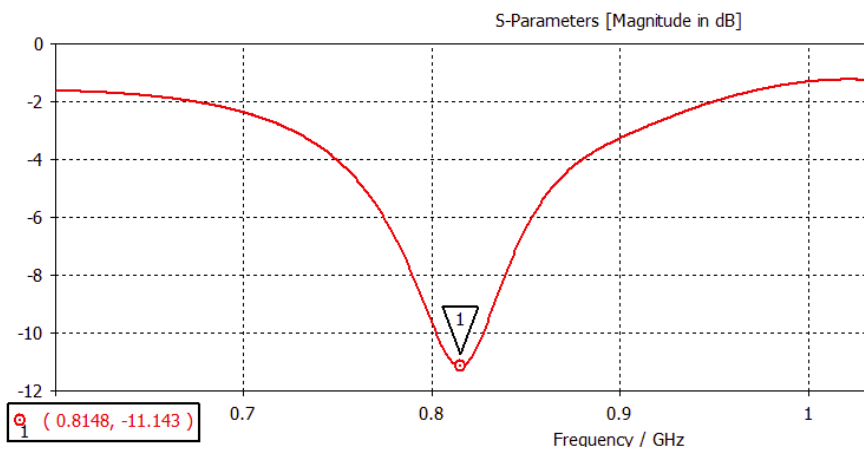
Εικόνα 165. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 2 port Face b-k l-2)



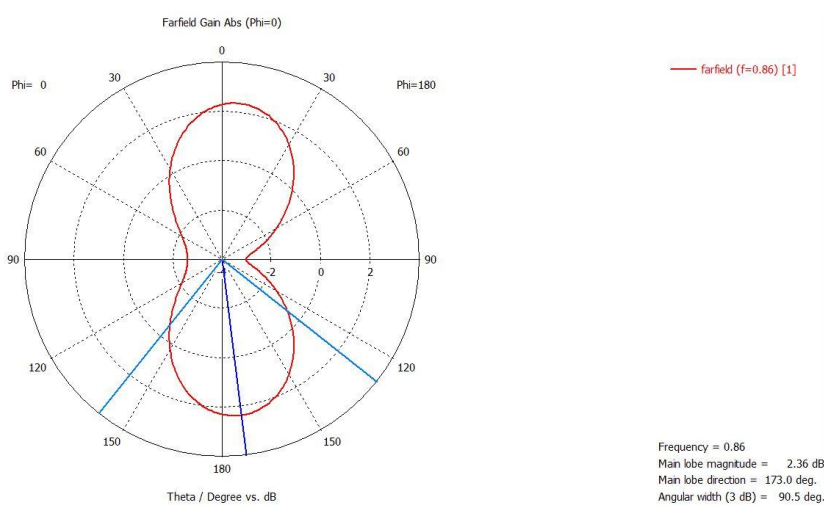
Τερματισμένο Port 2 – (100//100 ohm):



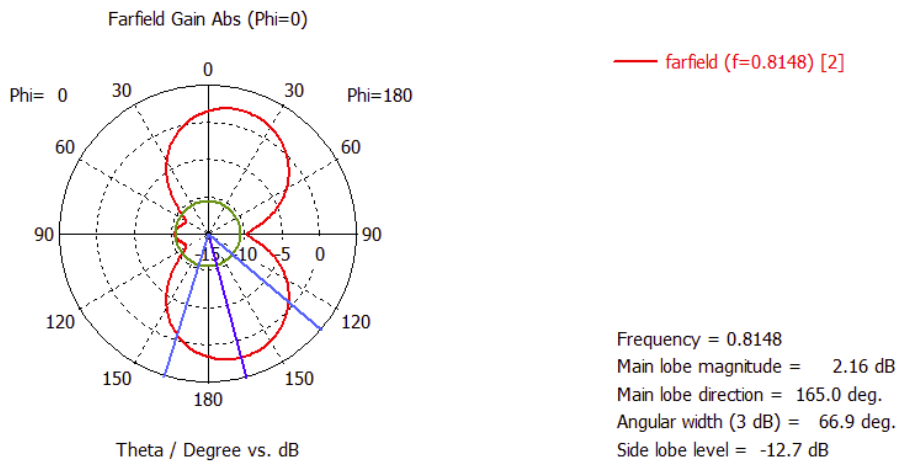
Εικόνα 166. S11 (Unmirror 2 port Matched 1-2)



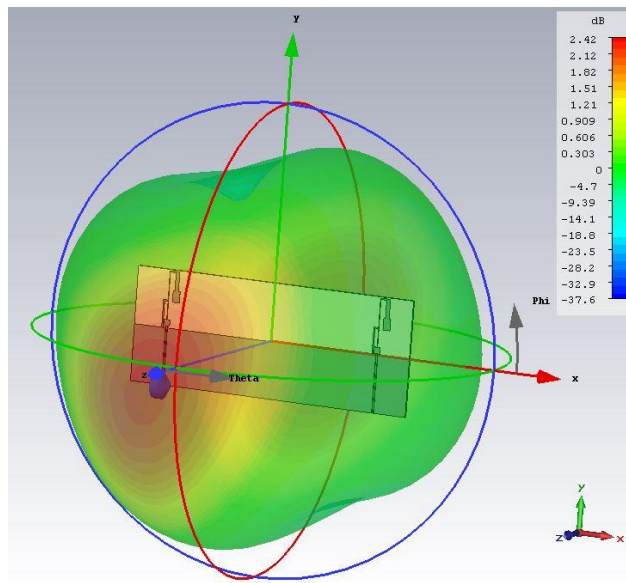
Εικόνα 167. S11 (Mirror 2 port Matched 1-2)



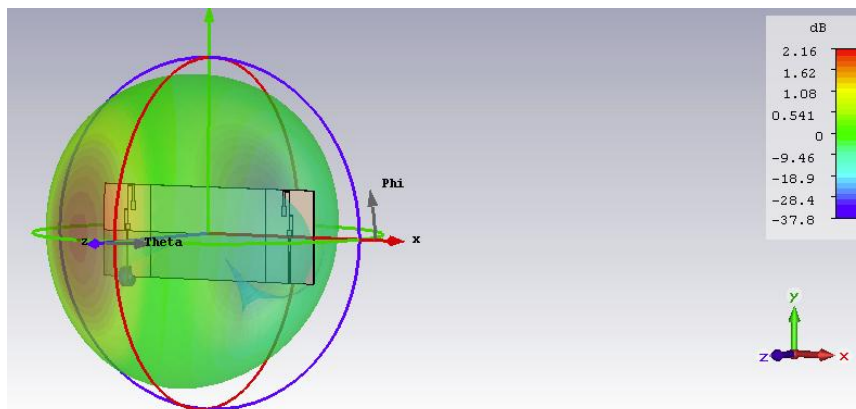
Εικόνα 168. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror 2 port Matched 1-2)



Εικόνα 169. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror 2 port Matched 1-2)

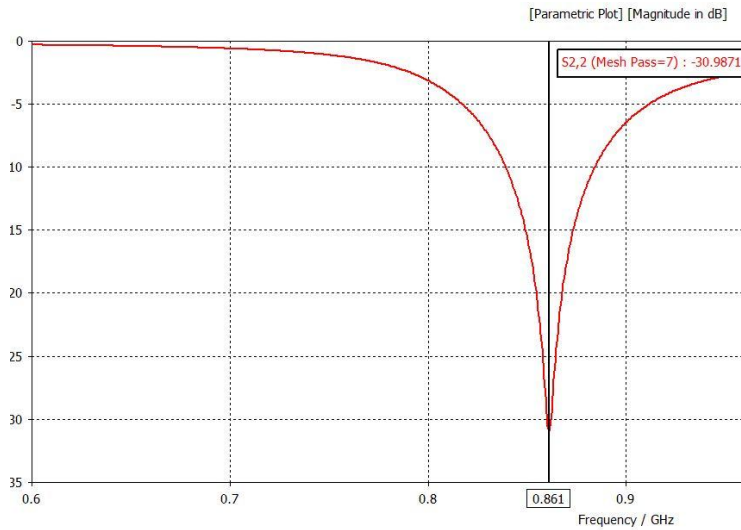


Εικόνα 170. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror 2 port Matched 1-2)

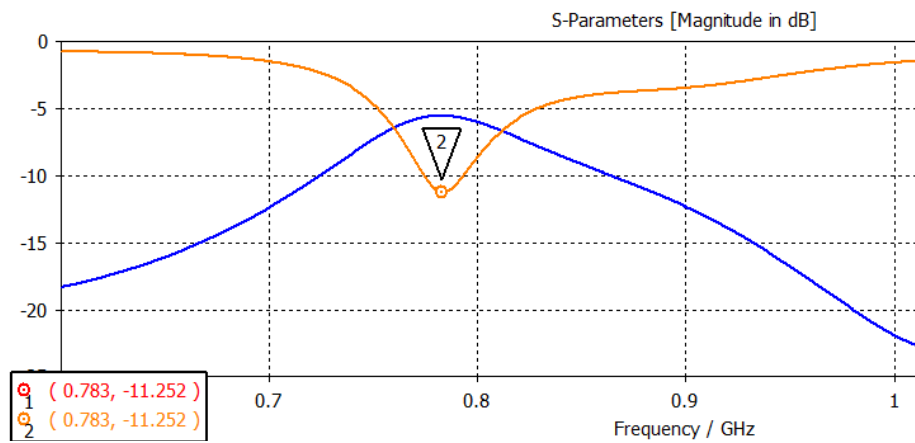


Εικόνα 171. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror 2 port Matched 1-2)

### 7.3.3 Waveguide Ports 1 and 2 simultaneously active

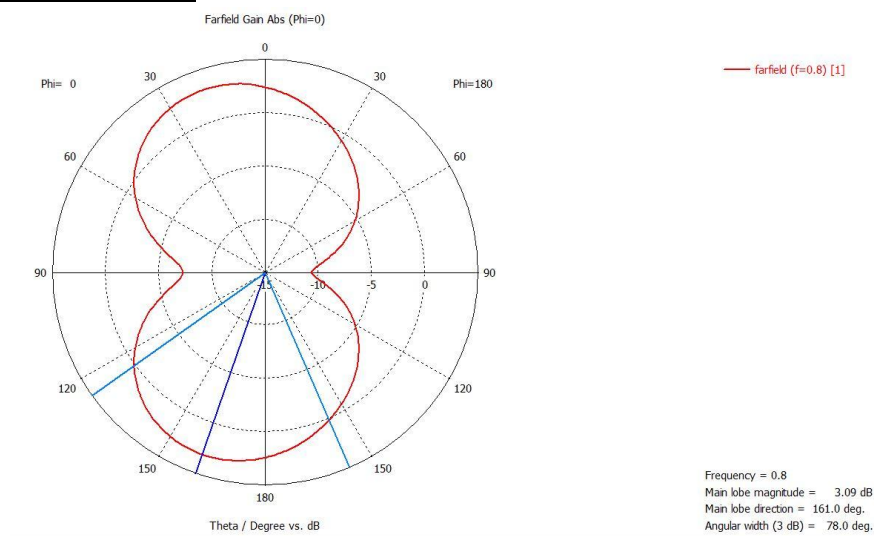


Εικόνα 172. S11 (Unmirror both ports 1-2)

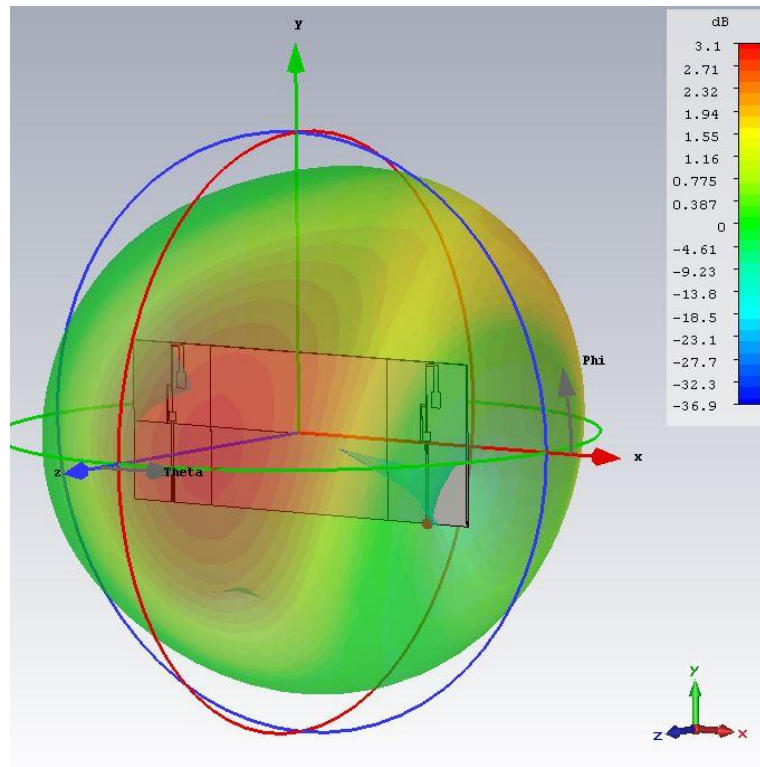


Εικόνα 173. S11 (Mirror both ports 1-2)

Unmirror Port 1 active:

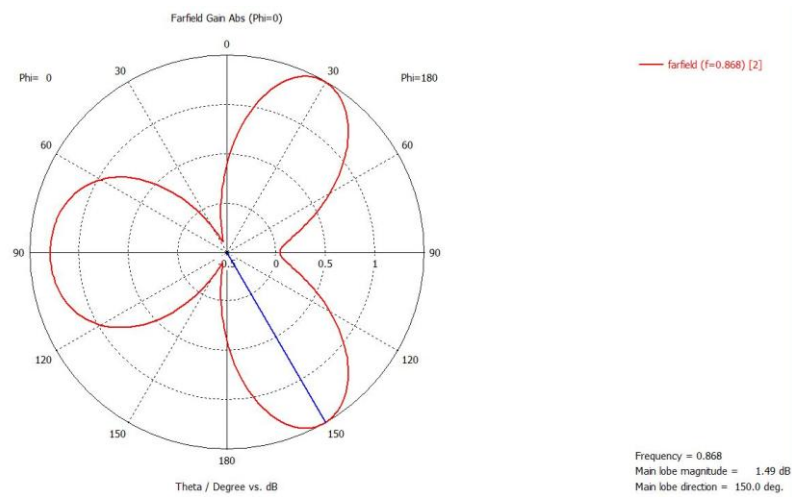


Εικόνα 174. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror both ports 1-2)

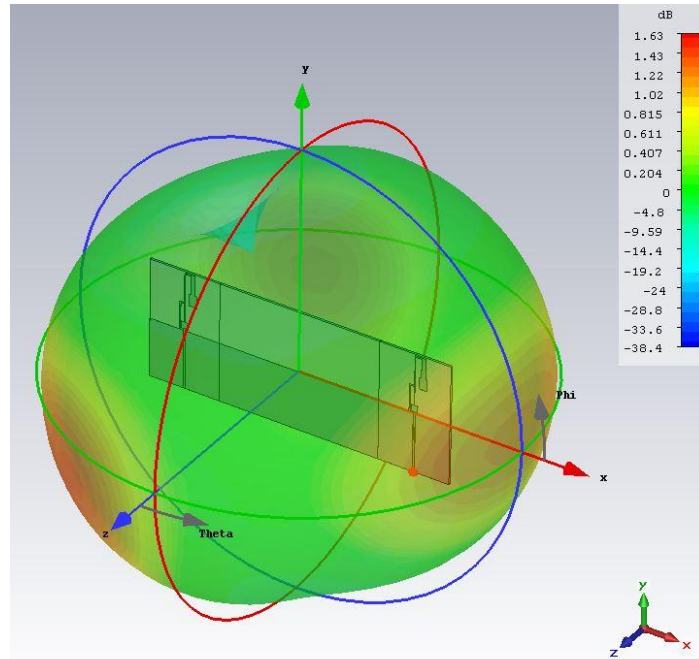


Εικόνα 175. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror both ports 1-2)

Unmirror Port 2 active:

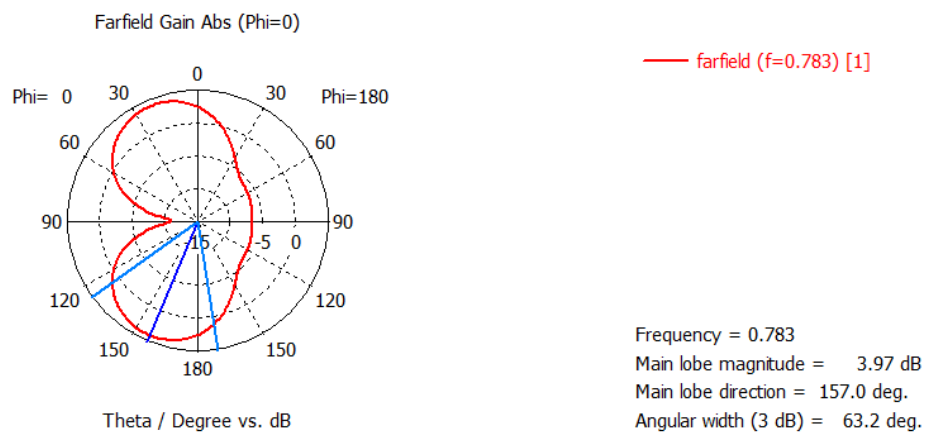


Εικόνα 176. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Unmirror both ports 1-2)

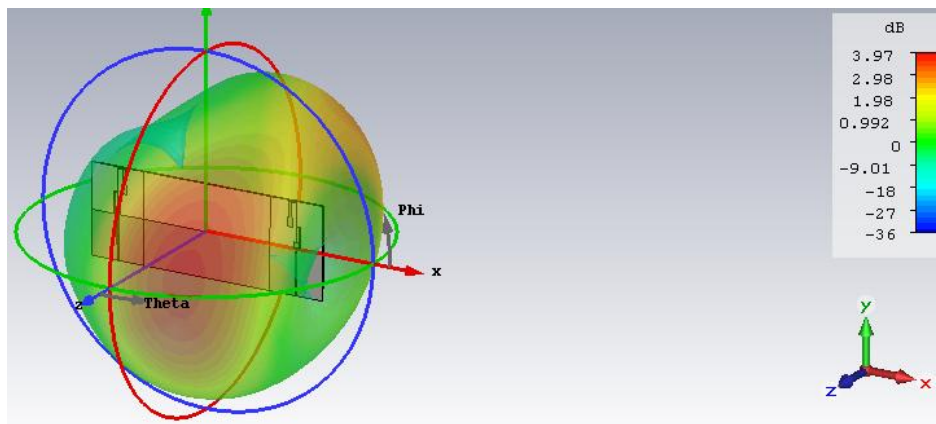


Εικόνα 177. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Unmirror both ports 1-2)

Mirror Port 1 active:

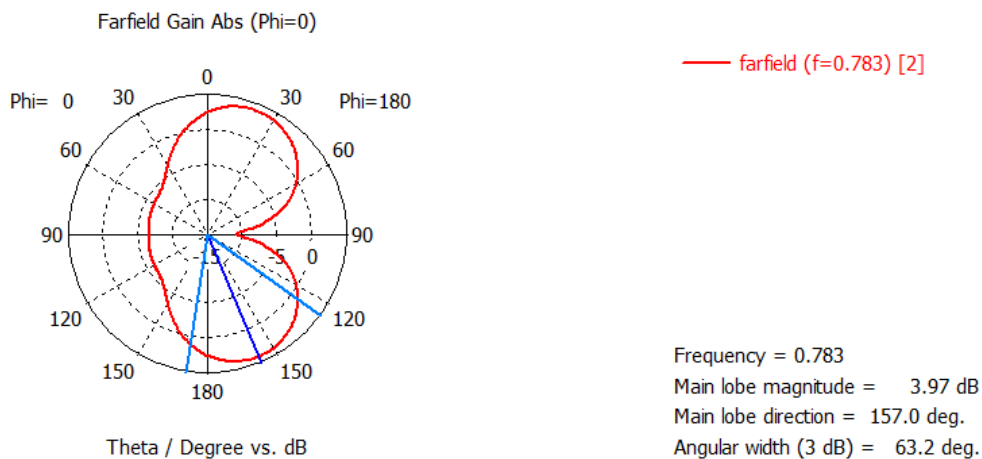


Εικόνα 178. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror both ports 1-2)

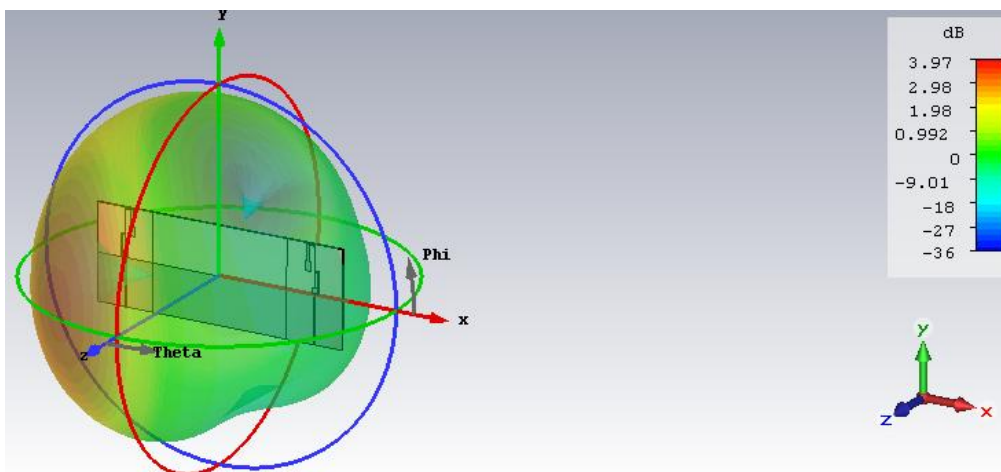


Εικόνα 179. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror both ports 1-2)

### Mirror Port 2 active:



Εικόνα 180. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Mirror both ports 1-2)



Εικόνα 181. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Mirror both ports 1-2)

### 7.3.4 Συμπεράσματα

Ακόμα και με απόσταση  $\lambda/2$  βλέπουμε ότι συνεχίζει να υπάρχει ισχυρό coupling μεταξύ των στοιχείων. Παραθέτουμε εν συντομία κάποια συμπεράσματα – παρατηρήσεις που αφορούν τις παραπάνω προσομοιώσεις:

- 1) Βάσει των αποτελεσμάτων μπορούμε με σιγουριά να πούμε ότι η περίπτωση Mirror είναι συμμετρική, τόσο σαν σχέδιο όσο και ηλεκτρομαγνητικά, για αυτό τα αποτελέσματα για κάθε περίπτωση τερματισμού μεταξύ ενεργής θύρας 1 ή θύρας 2 βγαίνουν παρόμοια.
- 2) Αντίθετα, η περίπτωση Unmirror, όπως ήταν αναμενόμενο, δεν είναι το ίδιο συμμετρική, τουλάχιστον στην απόσταση  $\lambda/2$ . Θα πρέπει λοιπόν να είμαστε προσεκτικοί και να γίνεται πάντα έλεγχος και των 2 ports στην συγκεκριμένη περίπτωση τοποθέτησης των στοιχείων.

- 3) Φαίνεται ότι η περίπτωση βραχυκυκλώματος μεταξύ Face, 5 mm και 10 mm βγάζει παρόμοια αποτελέσματα, άρα δεν έχει νόημα να δοκιμαστούν και άλλες τιμές για σύγκριση του ορθότερου βραχυκυκλώματος με χρήση PEC.
- 4) Από το διάγραμμα ακτινοβολίας του σχεδίου Mirror both ports, φαίνεται ότι η δεύτερη κεραία (το παθητικό στοιχείο), κατευθύνει το διάγραμμα ακτινοβολίας και ταυτόχρονα η γείωση το ανυψώνει. Πρακτικά αν δούμε το διάγραμμα ακτινοβολίας σε μία γωνία κοντά στο  $\phi=45^\circ$ , φαίνεται πιο ξεκάθαρα ότι υπάρχει ένας και όχι 2 λοβοί, όμως όχι στην γωνία στόχευσης που θα τον θέλαμε. Οπότε αν η γείωση μεταξύ των στοιχείων διαμορφωθεί κατάλληλα, πιθανολογούμε ότι θα μπορούμε να πειράξουμε την γωνία ανύψωσης που παρουσιάζεται και ιδανικά να την μηδενίσουμε.

Έχοντας αυτά τα πρώτα αποτελέσματα, μένει να εξετάσουμε μία ακόμα ενδιαφέρουσα περίπτωση τοποθέτησης κεραιών στην επόμενη ενότητα, η οποία σαν σχήμα παρουσιάζει μεγαλύτερη συμμετρία και έχοντας δει τα χαρακτηριστικά της κεραιάς είναι πολύ πιο πιθανό να μας δώσει κάποια λύση.

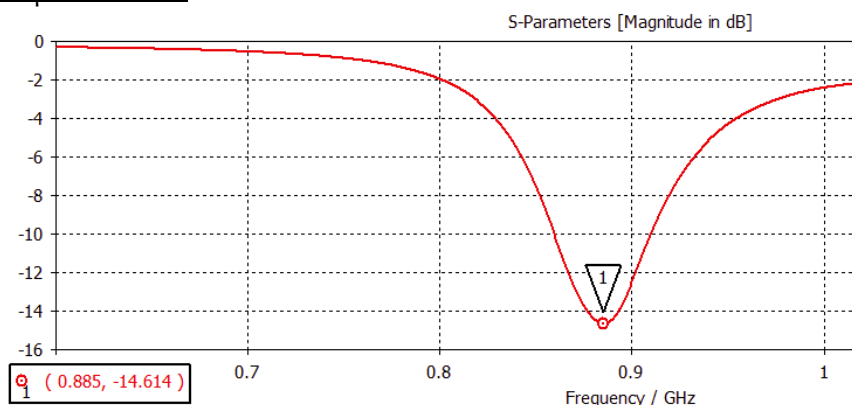
#### 7.4 Δοκιμές τοποθέτησης δεύτερης κεραιάς Reverse Mirror σε απόσταση $\lambda/2$

Αποφύγαμε να παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα του “Reverse Mirror” μαζί με τις περιπτώσεις Mirror και Ummirror επειδή ήδη τα αποτελέσματα στην ενότητα 7.3 είναι πάρα πολλά και καλό θα ήταν να υπάρξει ένας διαχωρισμός τους, καθώς αυτή η περίπτωση είναι μάλλον και η σημαντικότερη.

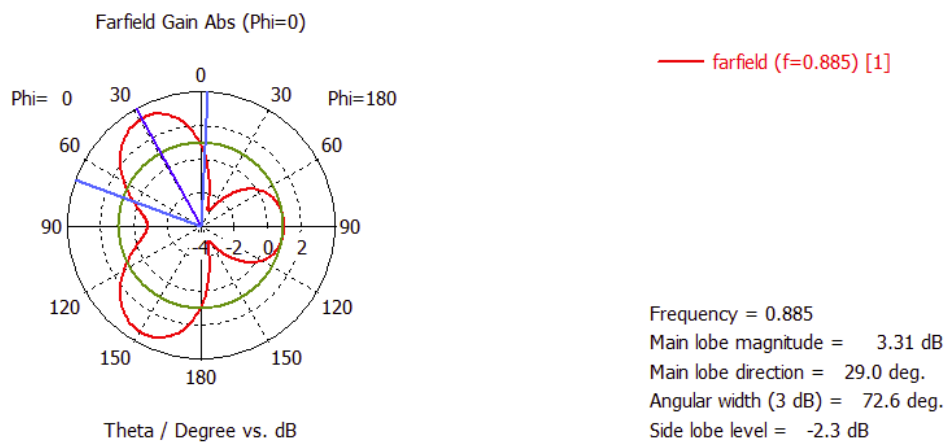
Όπως θα φανεί στα παρακάτω αποτελέσματα, ανεξάρτητα από το είδος τερματισμού, η συχνότητα και το πλάτος συντονισμού παρουσιάζουν σημαντικές ομοιότητες με την βελτιστοποιημένη κεραία όταν αυτή είναι μόνη της στον χώρο. Υπάρχουν κάποιες διαφορές μεταξύ ενεργής θύρας 1 και 2, ίσως λίγο μεγαλύτερες από τι περιμέναμε λόγω συμμετρίας, ωστόσο τα αποτελέσματα δεν είναι αποθαρρυντικά.

##### 7.4.1 Waveguide Port 1 active

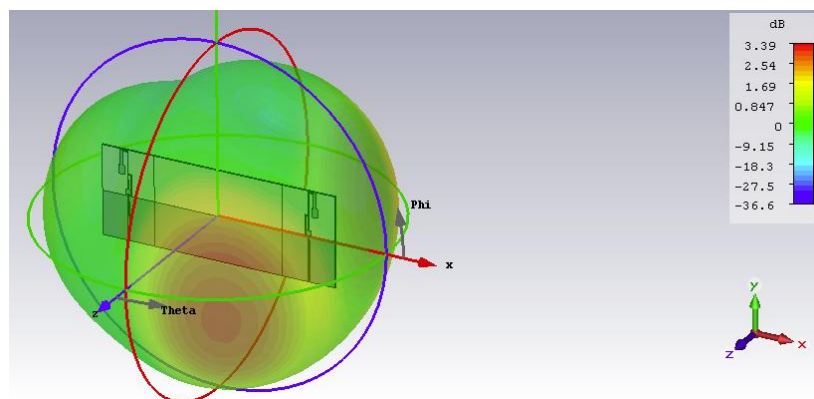
Ανοιχτοκυκλωμένο Port 2:



Εικόνα 182. S11 (Reverse Mirror 1 port a-k l-2)

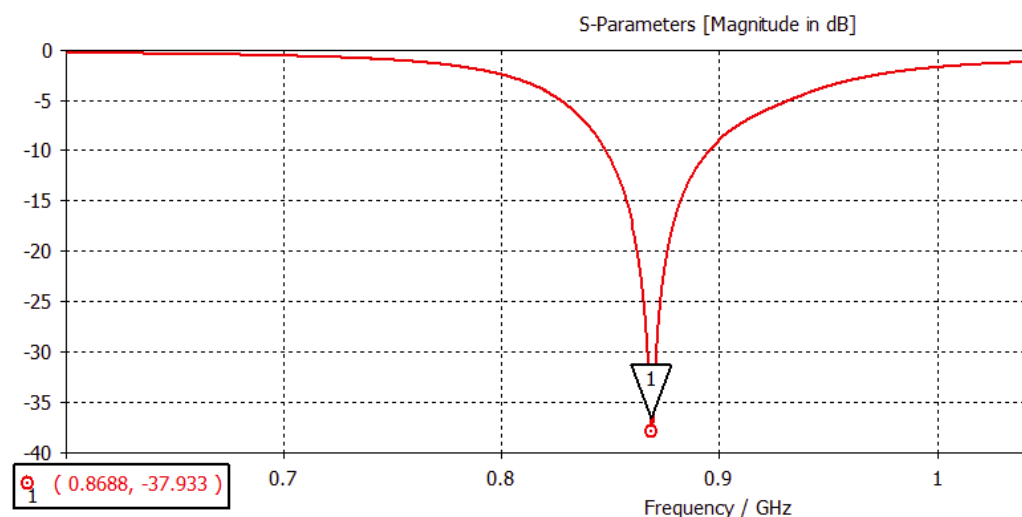


Εικόνα 183. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse Mirror 1 port a-k l-2)



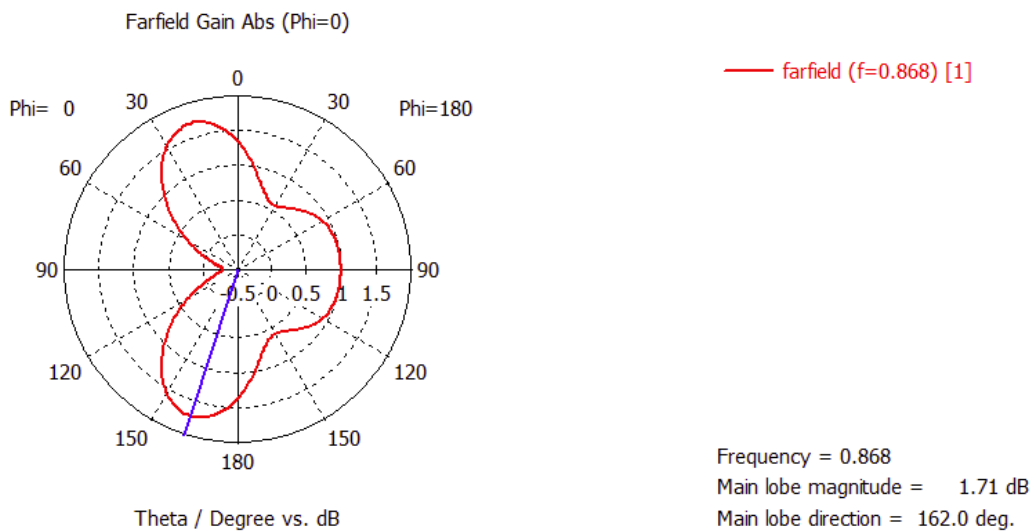
Εικόνα 184. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse Mirror 1 port a-k l-2)

Βραχυκυκλωμένο Port 2 – 5 mm:

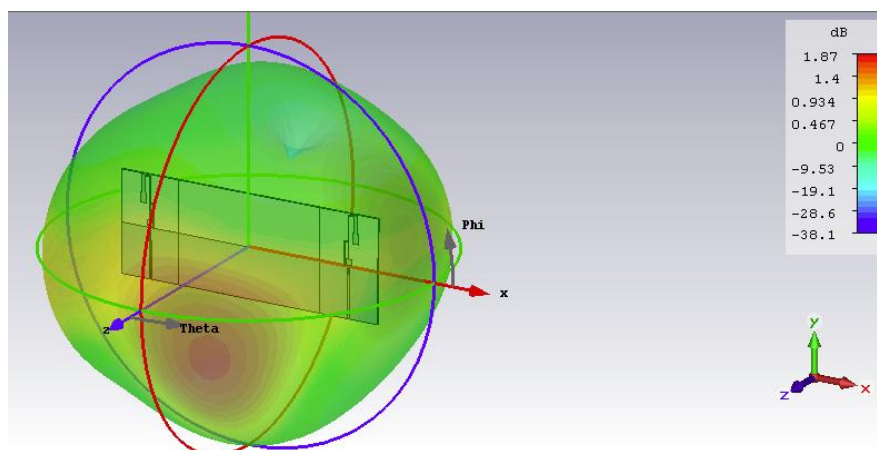


Εικόνα 185. S11 (Reverse mirror 1 port 5 mm b-k l-2)



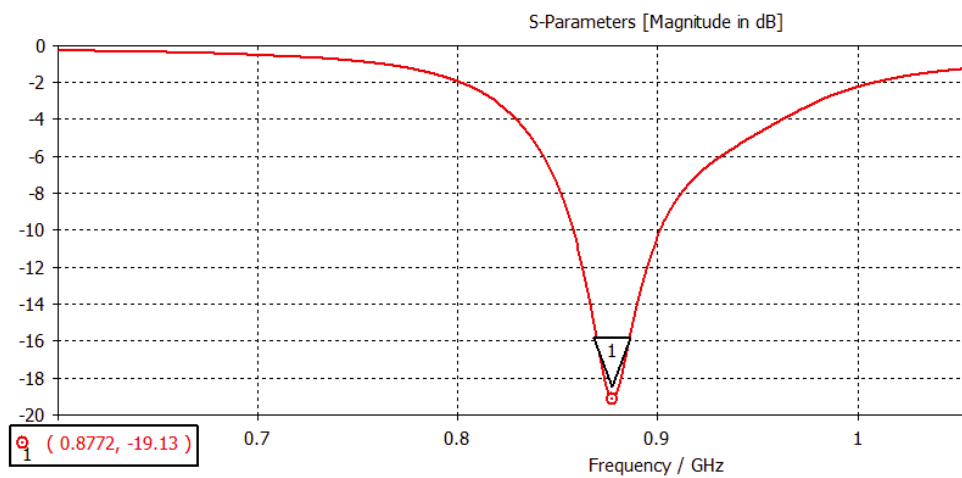


Εικόνα 186. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 1 port 5 mm b-k l-2)

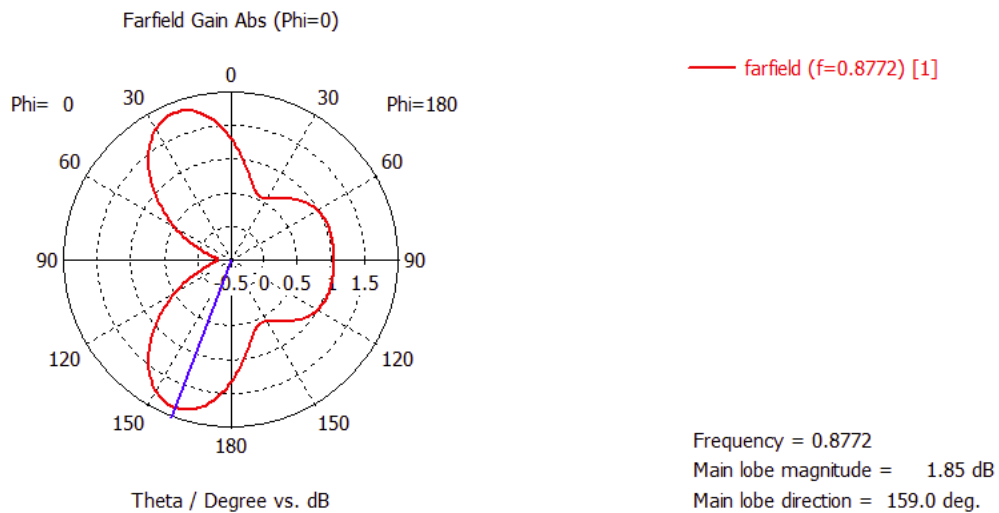


Εικόνα 187. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 1 port 5 mm b-k l-2)

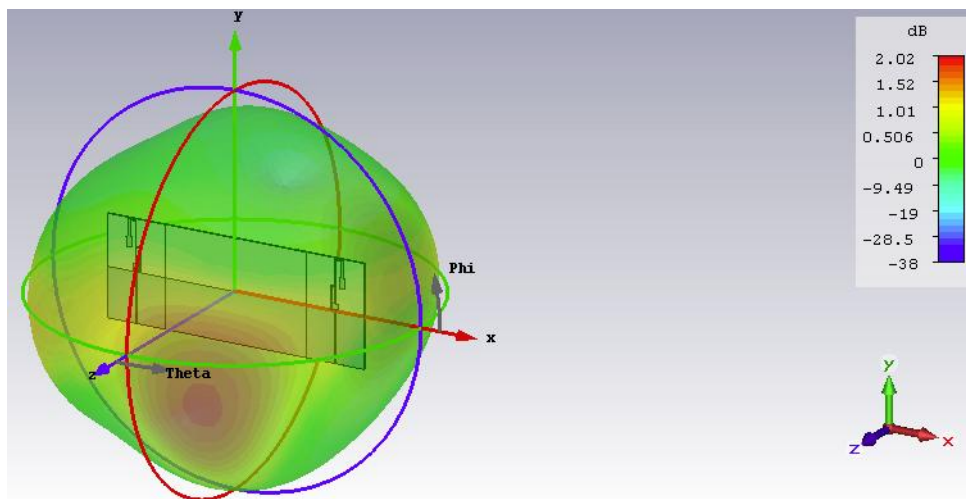
Βραχυκυκλωμένο Port 2 – 10 mm:



Εικόνα 188. S11 (Reverse mirror 1 port 10 mm b-k l-2)

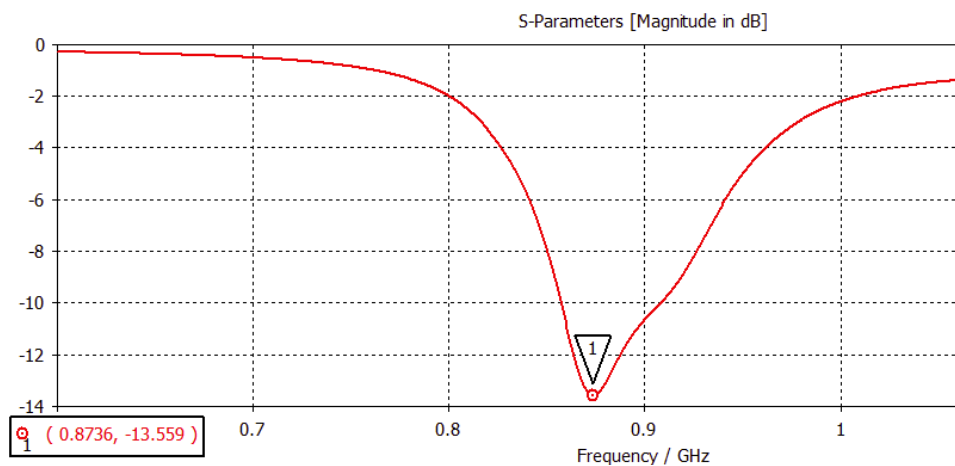


Εικόνα 189. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 1 port 10 mm b-k l-2)

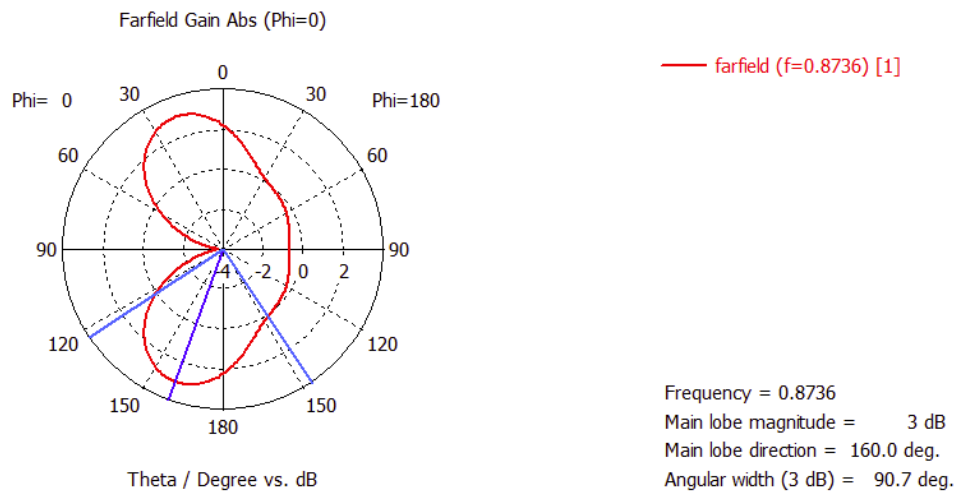


Εικόνα 190. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 1 port 10 mm b-k l-2)

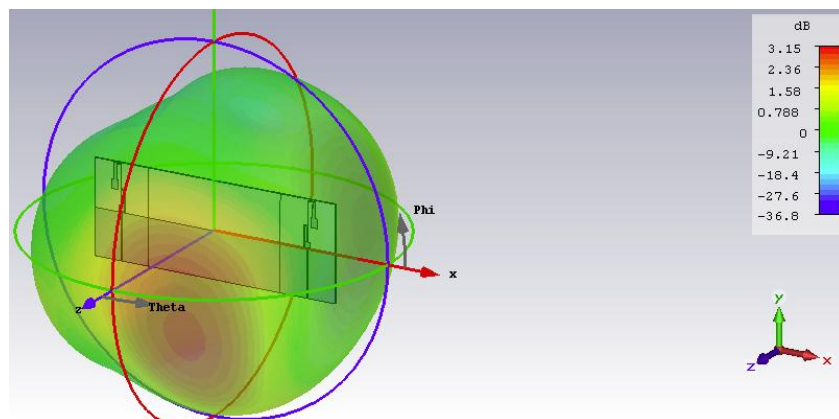
Βραχυκυκλωμένο Port 2 – Face:



Εικόνα 191. S11 (Reverse mirror 1 port Face b-k l-2)

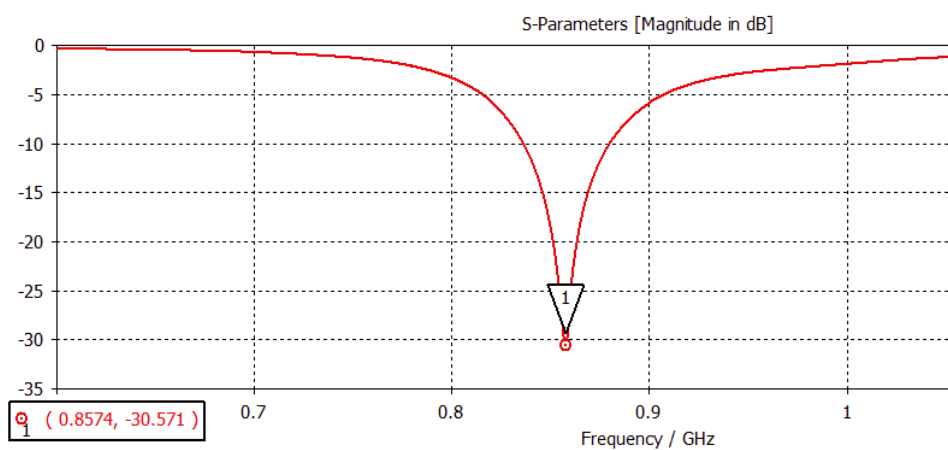


Εικόνα 192. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 1 port Face b-k l-2)

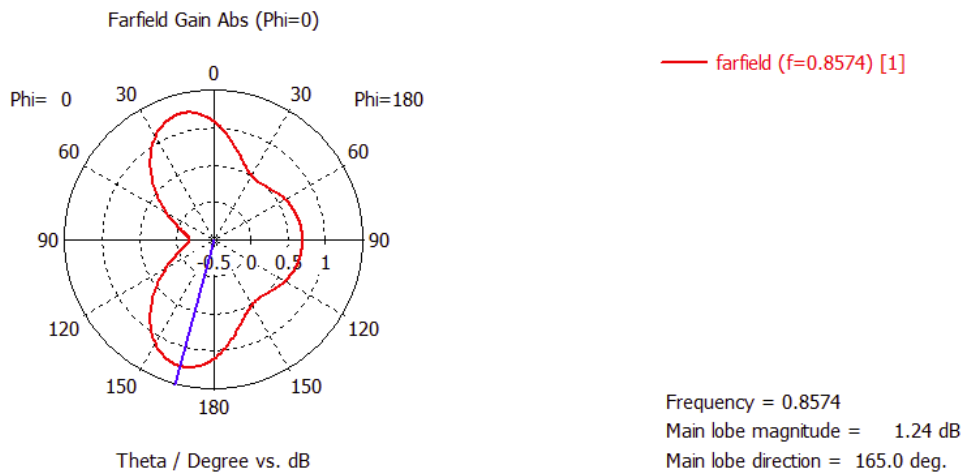


Εικόνα 193. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 1 port Face b-k l-2)

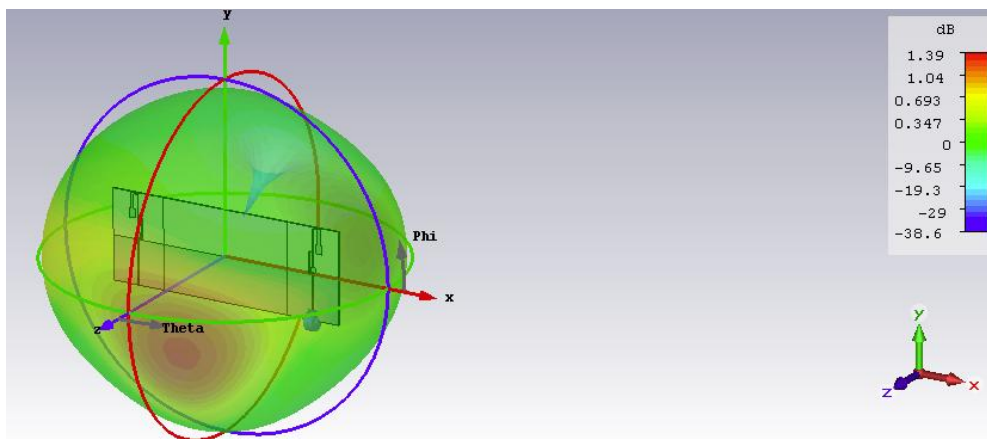
Τερματισμένο Port 2 – (100//100 ohm):



Εικόνα 194. S11 (Reverse mirror 1 port Matched l-2)



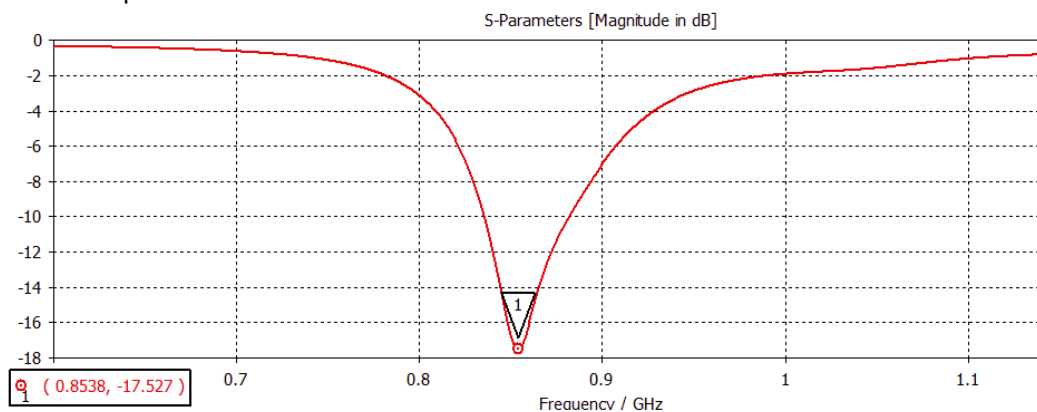
Εικόνα 195. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 1 port Matched l-2)



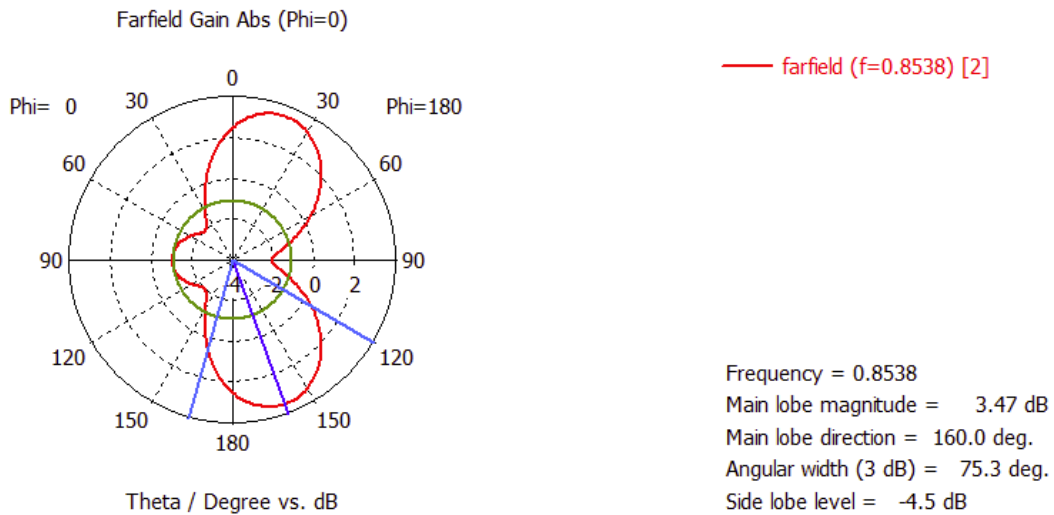
Εικόνα 196. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 1 port Matched l-2)

## 7.4.2 Waveguide Port 2 active

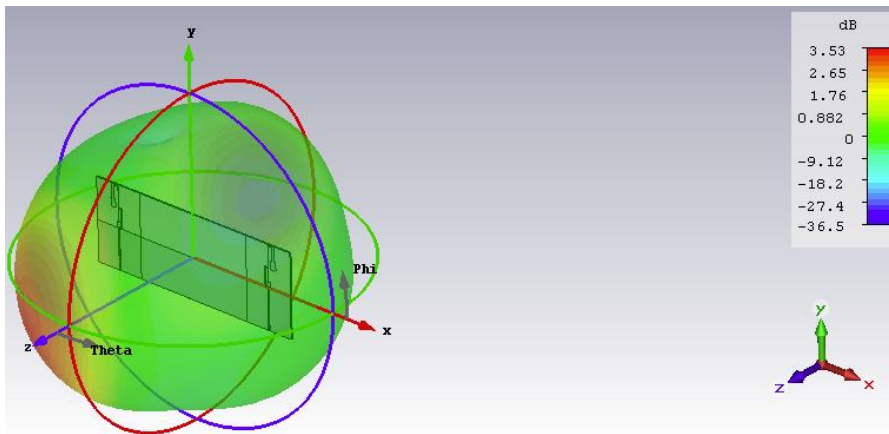
### Ανοιχτοκυκλωμένο Port 1:



Εικόνα 197. S11 (Reverse mirror 2 port a-k l-2)

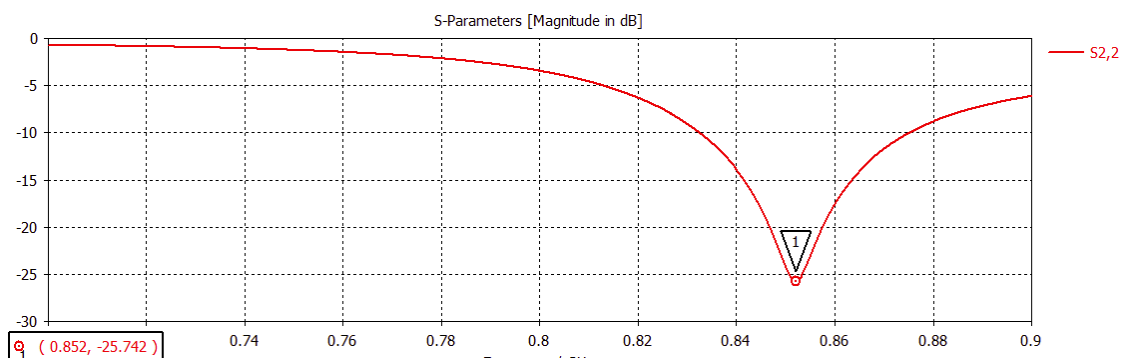


Εικόνα 198. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 2 port a-k l-2)

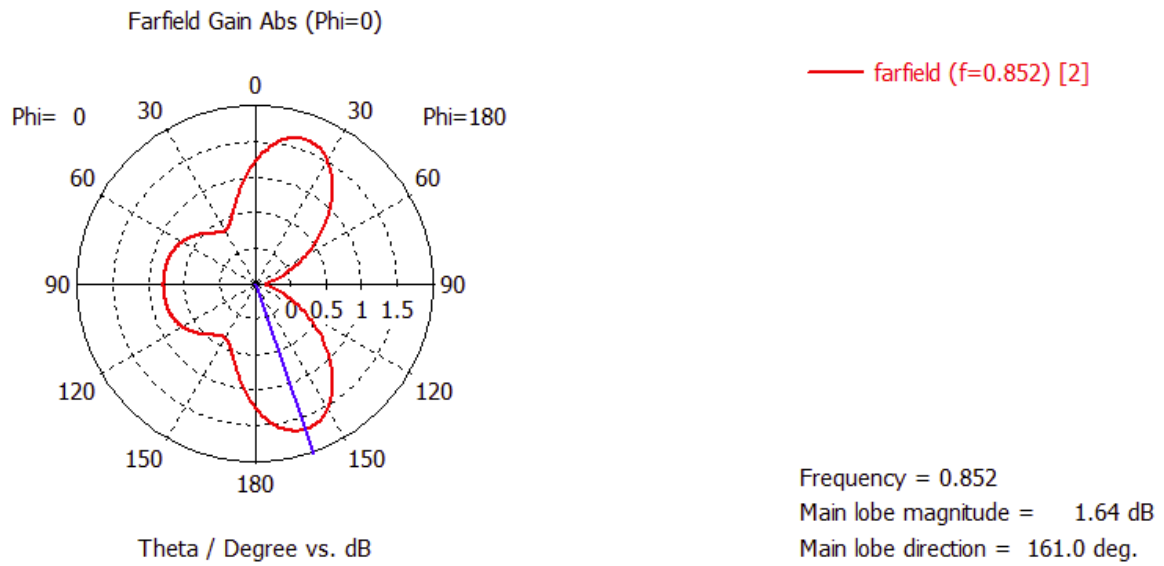


Εικόνα 199. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 2 port a-k l-2)

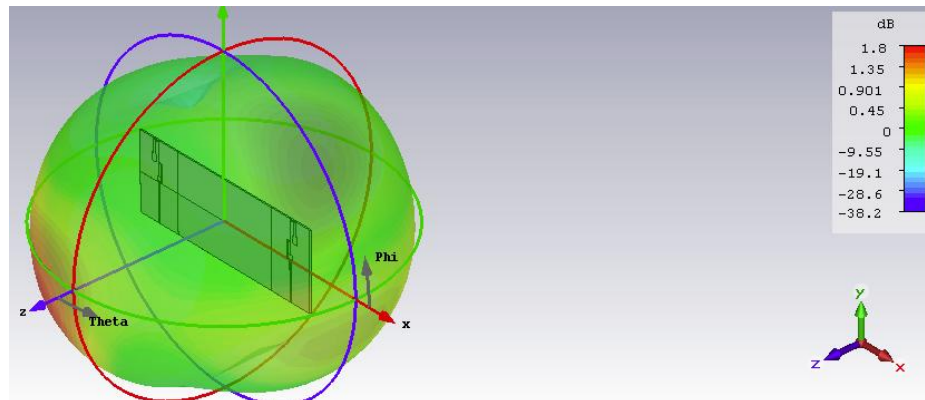
Βραχυκυκλωμένο Port 1 – 5 mm:



Εικόνα 200. S11 (Reverse mirror 2 port 5 mm b-k l-2)

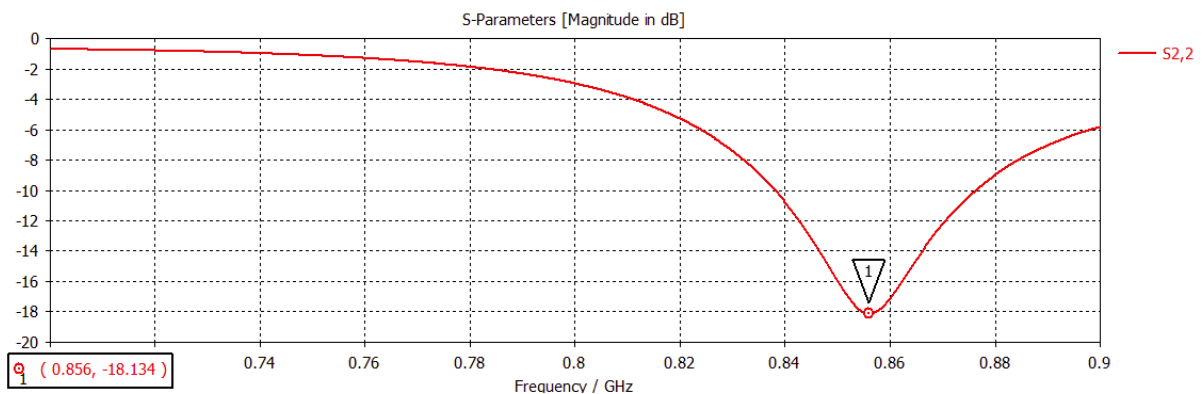


Εικόνα 201. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 2 port 5 mm b-k l-2)

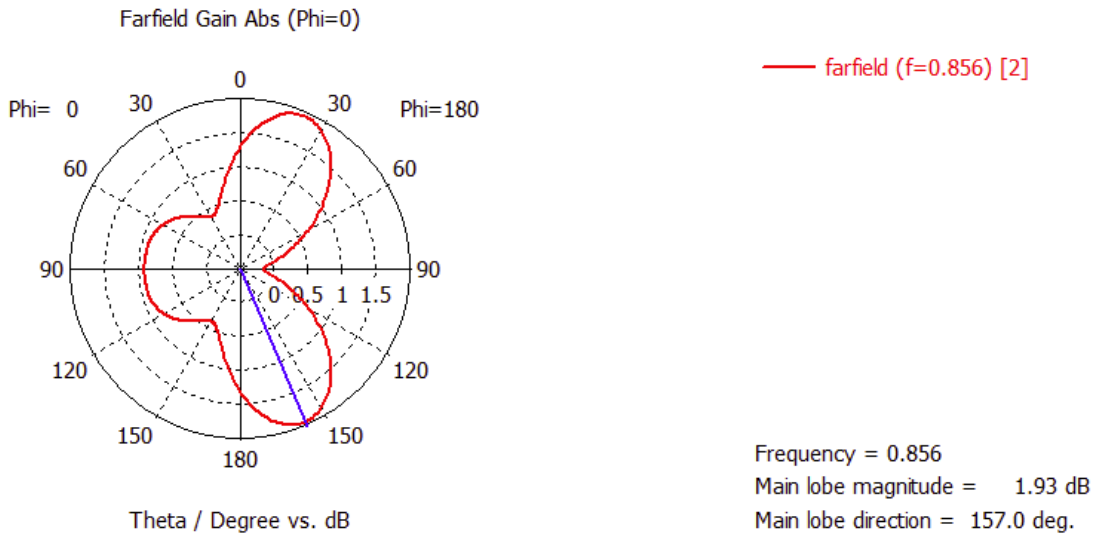


Εικόνα 202. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 2 port 5 mm b-k l-2)

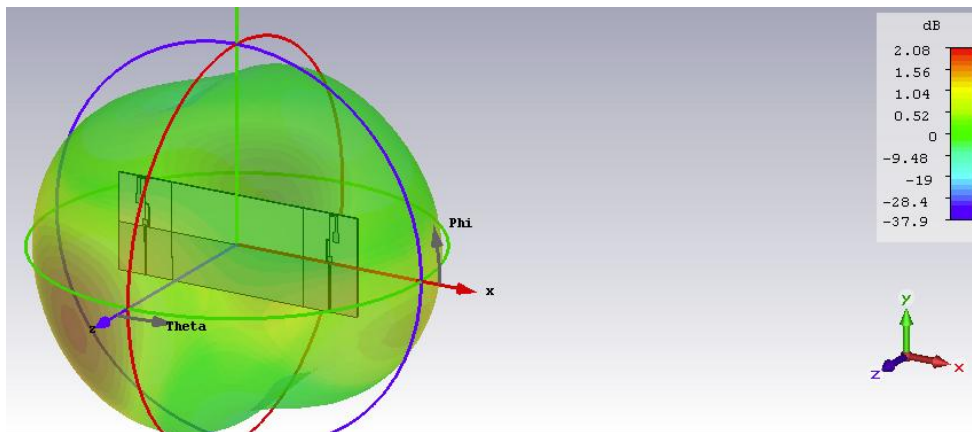
Βραχυκυκλωμένο Port 1 – 10 mm:



Εικόνα 203. S11 (Reverse mirror 2 port 10 mm b-k l-2)

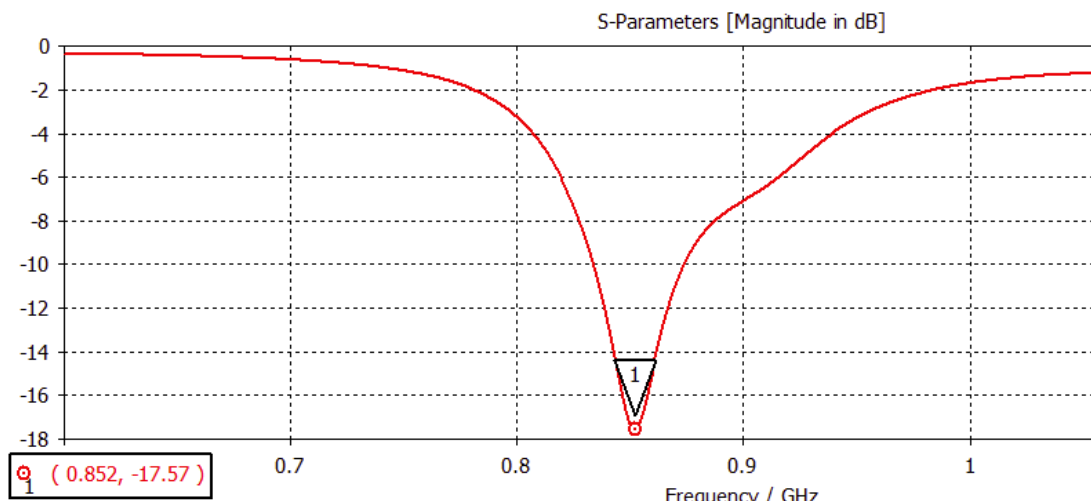


Εικόνα 204. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 2 port 10 mm b-k l-2)

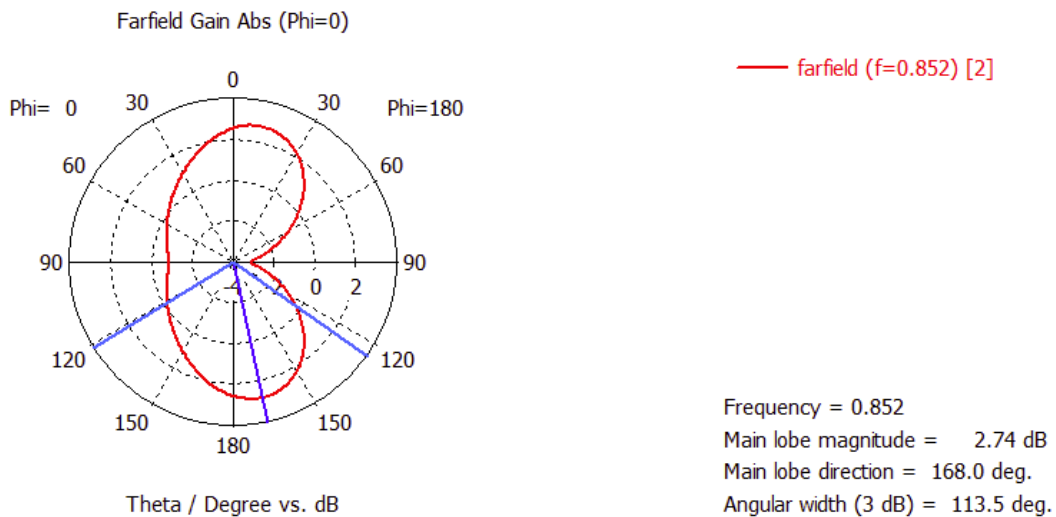


Εικόνα 205. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 2 port 10 mm b-k l-2)

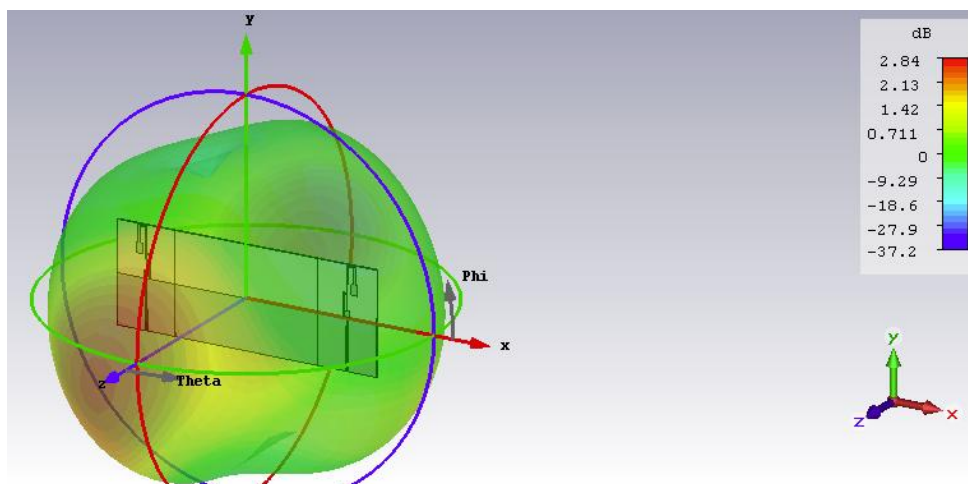
Βραχυκυκλωμένο Port 1 – Face:



Εικόνα 206. S11 (Reverse mirror 2 port Face b-k l-2)

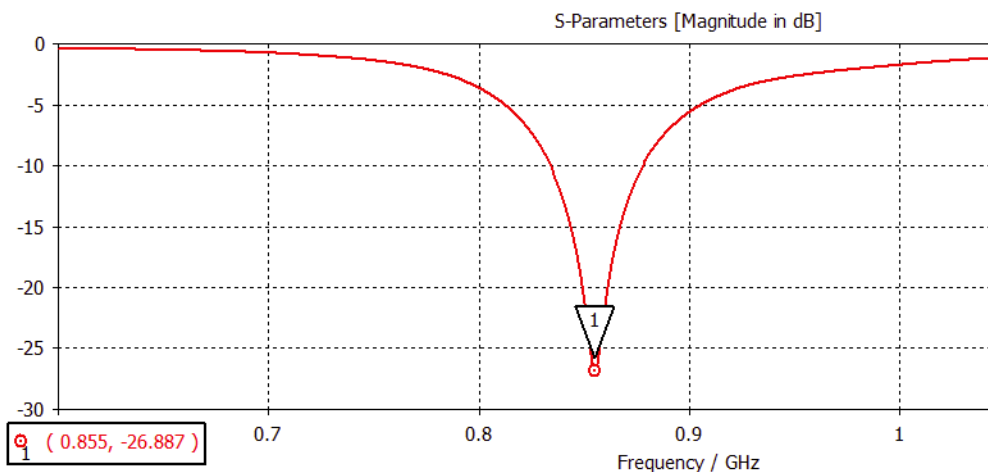


Εικόνα 207. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 2 port Face b-k 1-2)



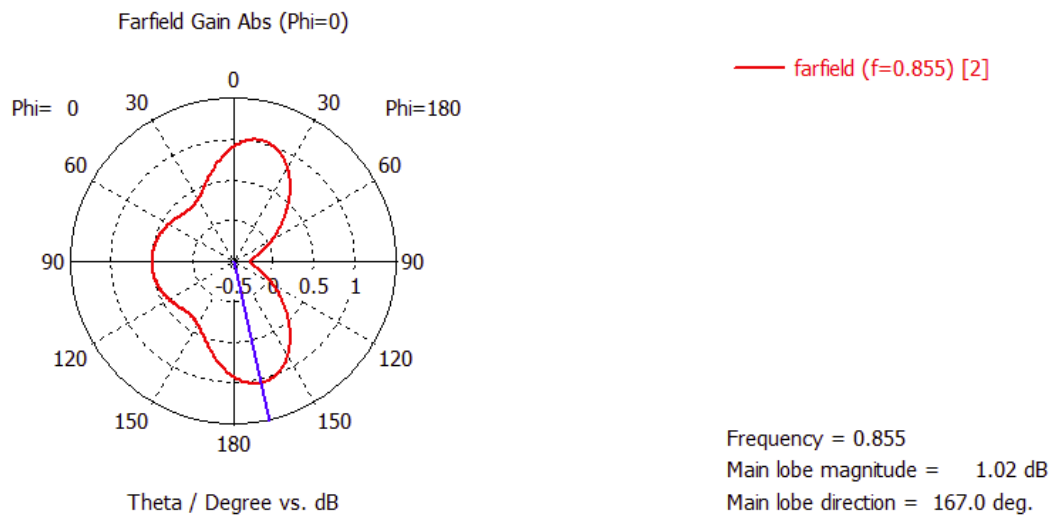
Εικόνα 208. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 2 port Face b-k 1-2)

Τερματισμένο Port 1 – (100//100 ohm):

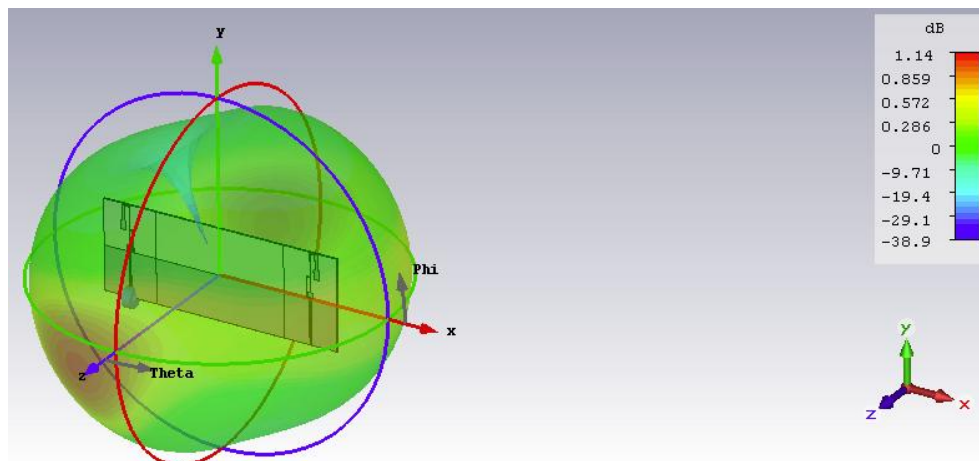


Εικόνα 209. S11 (Reverse mirror 2 port Matched 1-2)





Εικόνα 210. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse mirror 2 port Matched 1-2)



Εικόνα 211. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse mirror 2 port Matched 1-2)

## 8. Αλλαγές στην ενδιάμεση γείωση και την απόσταση των δύο στοιχείων

Σε αυτό το κεφάλαιο, ερχόμαστε να δοκιμάσουμε ιδέες πάνω στις διατάξεις προσθήκης ειδώλου που εξετάσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Οι ιδέες αυτές περιλαμβάνουν αλλαγές στην ενδιάμεση γείωση, αλλαγές στην απόσταση των δύο στοιχείων και προσθήκη διαφόρων παθητικών στοιχείων.

Όπως έχουμε αναφέρει και προηγουμένως, ψάχνουμε τρόπο να μπορούμε να αλλάζουμε κατά βούληση το διάγραμμα ακτινοβολίας από ομοιοκατευθυντικό σε κατευθυντικό με λοβό εύρους δέσμης  $180^\circ$ . Ένα σενάριο που υπάρχει στο μυαλό μας σε αυτό το σημείο είναι η χρήση διακοπών για την δημιουργία μίας reconfigurable antenna. Βέβαια, ιδανικά θέλουμε να αποφύγουμε την χρήση τους πάνω στο σώμα της κεραίας, όχι μόνο λόγω κόστους αλλά λόγω δυσκολίας τόσο σε σωστές προσομοιώσεις όσο και σε σωστή κατασκευή. Πρέπει επίσης να κρατάμε στο πίσω μέρος του μυαλού μας ότι, με χρήση ενός ή ακόμα και περισσότερων διακοπών για πραγματοποίηση ένωσης μεταξύ μεγάλων επιφανειών, όπως για παράδειγμα κομμάτια της γείωσης, σε καμία περίπτωση δεν θα μπορούμε να θεωρούμε ότι πετυχαίνουμε το αποτέλεσμα που θα είχε η φυσική επαφή τους, τουλάχιστον από ηλεκτρομαγνητική σκοπιά. Κάθε προσπάθεια διάψευσης αυτού του ισχυρισμού απαιτεί πολλές προσομοιώσεις, πιθανά μέχρι και φυσική κατασκευή κάποιας δοκιμαστικής διάταξης για συλλογή πραγματικών μετρήσεων και δεδομένων.

Ιδανικά, λοιπόν, ο στόχος μας είναι να μπορούμε να πετύχουμε ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα με μόνο το ένα στοιχείο τροφοδοτούμενο και το άλλο προσαρμοσμένο (ή και ανοιχτοκυκλωμένο ανάλογα το είδος διακόπτη που θα χρησιμοποιηθεί για την τροφοδοσία, με το ανοιχτοκύκλωμα να μην δίνει την ευκολία διαχείρισης της φάσης αν θελήσουμε να χρησιμοποιήσουμε κάποια τεχνική για αλλαγή γωνίας στόχευσης). Συνοψίζοντας, καταλήγουμε στις εξής κατευθυντήριες γραμμές που εισάγουμε σε όλες τις σκέψεις μας, για τα επόμενα βήματα:

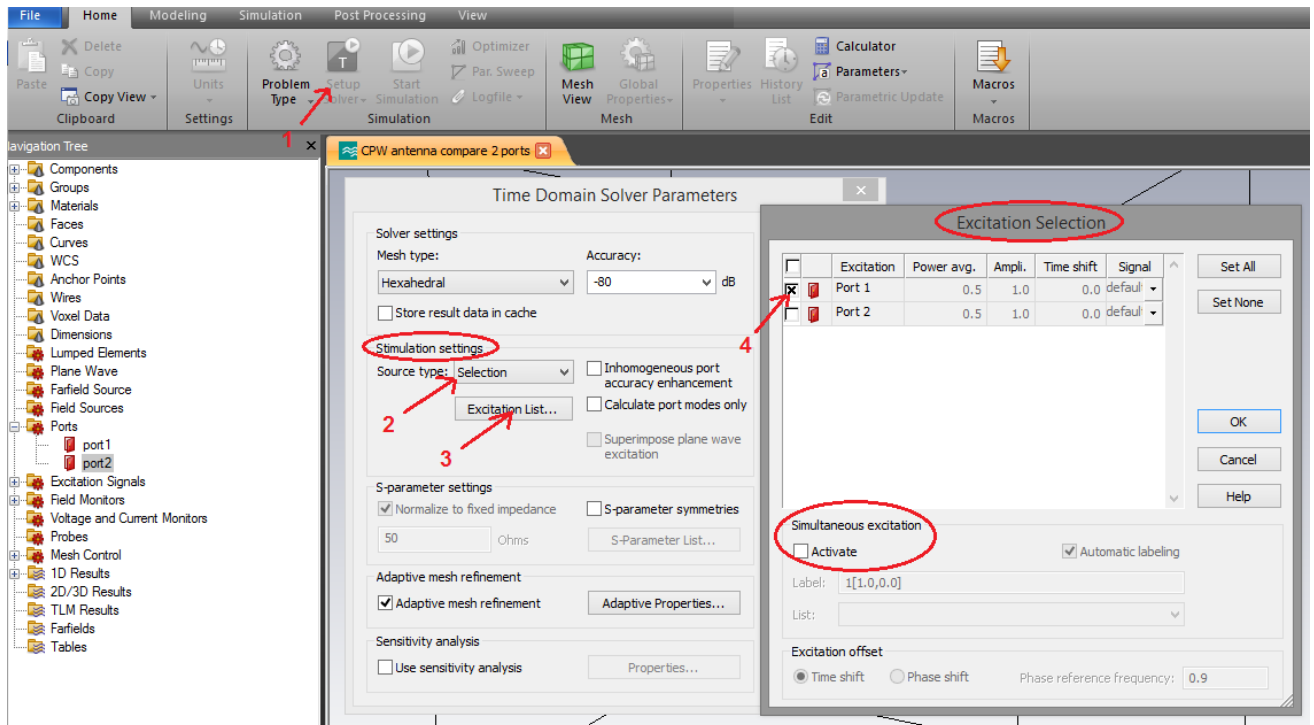
- Η τοποθέτηση στοιχείων που θα πρέπει να εστιάσουμε και παρουσιάζει καλύτερες πιθανότητες να πετύχουμε τον στόχο είναι το mirror, δηλαδή τα στοιχεία αντικρυστά (face to face) και το Reverse Mirror, δηλαδή κοιταζόμενα πλάτη (back to back).
- Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων θα θέλαμε ιδανικά να είναι  $\lambda/2$ , χωρίς όμως αυτό να είναι αναγκαίος περιορισμός, για αυτό και άλλωστε δοκιμάστηκαν και άλλες αποστάσεις χωρίς να το θεωρούμε πρόβλημα. Σε κάθε περίπτωση όμως, η όποια απόσταση πέραν των  $\lambda/2$ , θα πρέπει να επιλεγεί προσεχτικά με ταυτόχρονη απαίτηση ελαχιστοποίησης του correlation για το space diversity και διατήρηση κατάλληλων διαγραμμμάτων ακτινοβολίας για το radiation pattern diversity από ομοιοκατευθυντικό σε κατευθυντικό.
- Θεωρούμε εμπειρικά αποδεκτή προσαρμογή στην συχνότητα που μας ενδιαφέρει όταν  $S_{11} < -10$  dB.

- Εμπειρικά πάλι, θεωρούμε αποδεκτό σαν ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας, διαγράμματα όπου μεταξύ ελάχιστης και μέγιστης τιμής τους, η διαφορά είναι της τάξης του 0,5 dB. Βέβαια, μπορούμε να κάνουμε μικρές εκπτώσεις στην συγκεκριμένη απαίτηση αν όλα τα αλλά είναι όπως τα θέλουμε.
- Τέλος, θα πρέπει να προσπαθήσουμε όπου είναι εφικτό τα στοιχεία και η γείωση να μην έχουν πάνω τους κανέναν διακόπτη, για όλους τους λόγους που προαναφέραμε. Βέβαια, η περίπτωση των reconfigurable antennas με διακόπτες είναι ένα εντυπωσιακό κομμάτι, αλλά δεν παύει να είναι δύσκολο στην έρευνα και ταυτόχρονα ασύμφορο αν γίνεται να πετύχουμε τον στόχο χωρίς διακόπτες.

Από αυτό το κεφάλαιο και πέρα οι προσομοιώσεις είναι πολύ σημαντικές και τρέχουν με ακόμα μεγαλύτερη ανάλυση από τις προηγούμενες, προσπαθώντας να έχουμε αν είναι δυνατό 100% αξιόπιστα αποτελέσματα, ακόμα και στις πιο απλές δοκιμές. Σαφώς το αντίτιμο είναι τεράστια αύξηση στον χρόνο ολοκλήρωσης και αυτό επειδή δυστυχώς δεν έχουμε πρόσβαση σε υπολογιστές με μεγάλη επεξεργαστική ισχύ. Επίσης, εστιάζουμε τα περισσότερα αποτελέσματα (διαγράμματα ακτινοβολίας) στα 868 MHz, αφού αυτή είναι η συχνότητα που μας ενδιαφέρει.

Τέλος, όπως είναι λογικό σε όλες τις προσομοιώσεις "απενεργοποιούμε" το ένα από τα δύο waveguide ports για να υπάρχει η προσαρμογή που δείξαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, αφού και στην πράξη το ανενεργό θα τερματίζεται σε έναν 50 Ω absorptive RF διακόπτη (πάντα υπάρχει βέβαια και η επιλογή διακόπτη με τερματισμό ανοιχτοκύκλωμα). Σε αυτό το σημείο αξίζει να δείξουμε πως γίνεται η επιλογή των ενεργών waveguide ports κατά την προσομοίωση στο CST. Όπως αποτυπώνεται και στην παρακάτω εικόνα, τα βήματα είναι τα ακόλουθα:

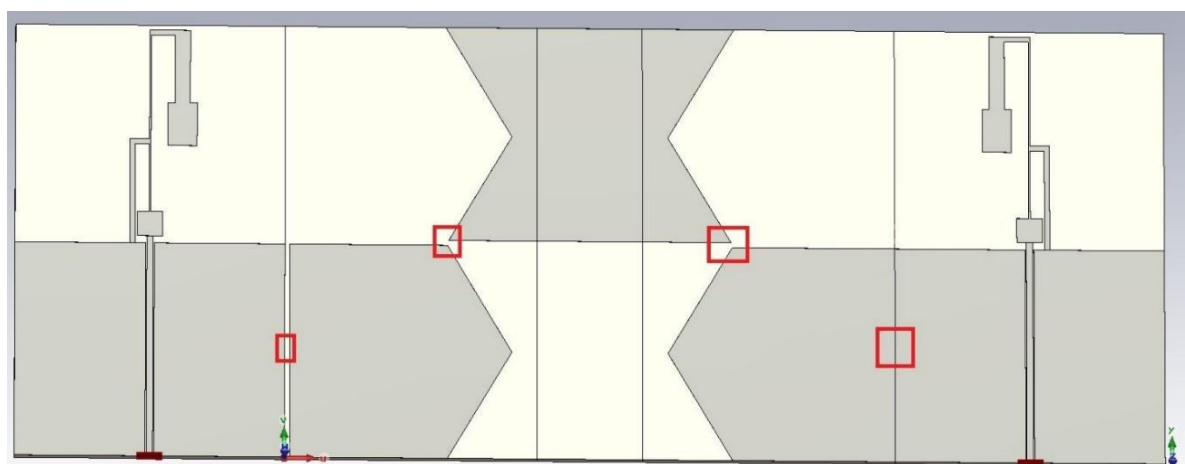
- 1) Πατάμε στην καρτέλα Simulation την επιλογή *Setup Solver (1)*.
- 2) Στο παράθυρο Time Domain Solver Parameters που εμφανίζεται πηγαίνουμε στα Simulation Settings και πατάμε στο Source type όπου επιλέγουμε *Selection (2)* και ύστερα πατάμε την ακριβώς από κάτω επιλογή *Excitation List...* (3) η οποία θα εμφανίσει το παράθυρο Excitation Selection.
- 3) Στο παράθυρο Excitation Selection μπορούμε εύκολα όπως φαίνεται με το βέλος (4) να διαλέξουμε τα ενεργά ports για την προσομοίωση, βάζοντας τους x. Επίσης υπάρχει η επιλογή να ενεργοποιήσουμε το Simultaneous excitation για ταυτόχρονη διέγερση σε όλα τα ports, κάνοντας αυτή την επιλογή μπορούμε να πειράξουμε και τις υπόλοιπες παραμέτρους που αφορούν τα χαρακτηριστικά του port, όπως για παράδειγμα την φάση.



Εικόνα 212. Ρυθμίσεις διεγέρσεων στο CST Microwave Studio

## 8.1 Ανακλαστήρας σχήματος κλεψύδρας

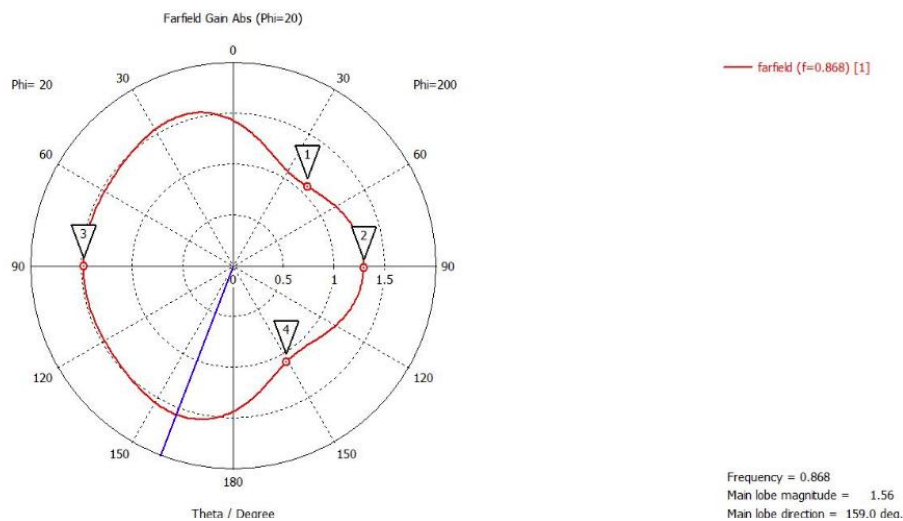
Ύστερα από έρευνα και αρκετές δοκιμές παθητικών στοιχείων, μία από τις πρώτες ιδέες για την οποία πραγματοποιήσαμε εκτεταμένες προσομοιώσεις και αξίζει να παρουσιάσουμε είναι ο ενδιάμεσος ανακλαστήρας σχήματος κλεψύδρας. Οι διαστάσεις του όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα, είναι ίσες με το κομμάτι που έχει αποκοπεί από την ενδιάμεση γείωση και η απόσταση των στοιχείων για αυτές τις δοκιμές κρατήθηκε ίση με  $\lambda/2$ . Πρακτικά αυτός ο ενδιάμεσος ανακλαστήρας σχήματος κλεψύδρας, δεν είναι τίποτα άλλο από μια εκδοχή της τεχνικής DGS (Defected Ground Structure).



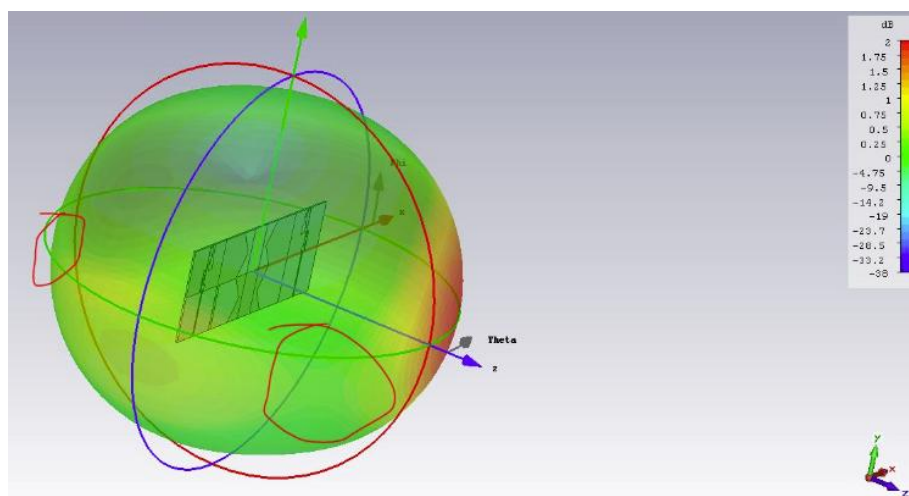
Εικόνα 213. Σχηματικό διάταξης με κλεψύδρα (Klepsidra)

Οι τέσσερις κόκκινες περιοχές δείχνουν τα σημεία που θα μπορούσαν να μπου συνολικά τέσσερις διακόπτες για να υλοποιήσουν τις αναγκαίες ενώσεις για αλλαγή του διαγράμματος ακτινοβολίας από ομοιοκατευθυντικό σε κατευθυντικό. Όπως φαίνεται και στην φωτογραφία που επισυνάπτουμε ως παράδειγμα, τον κλειστό διακόπτη στην δεξιά περιοχή γείωσης τον προσομοιώνουμε μη αφήνοντας κενό όπως αντιθέτως κάνουμε στις υπόλοιπες περιοχές. Βέβαια αυτό είναι ένα ιδανικό σενάριο καθώς ο διακόπτης δεν θα πετύχαινε το ίδιο αποτελεσματική ένωση αυτής της μεγάλης επιφάνειας.

Η συχνότητα συντονισμού με τον ανακλαστήρα σχήματος κλεψύδρας στην παραπάνω διάταξη να μην έχει επαφή με την γείωση, είναι κοντά στα 760 MHz. Με κάποιες πρόχειρες δοκιμές που έγιναν παρουσιάζεται δυσκολία στην μετακίνηση της προς τα 868 MHz, ωστόσο το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι αποδεκτό. Συγκεκριμένα τα αποτελέσματα του διαγράμματος ακτινοβολίας για το παραπάνω σχηματικό είναι (δίνουμε  $\phi = +20^\circ$  στο polar για καλύτερη αποτύπωση):



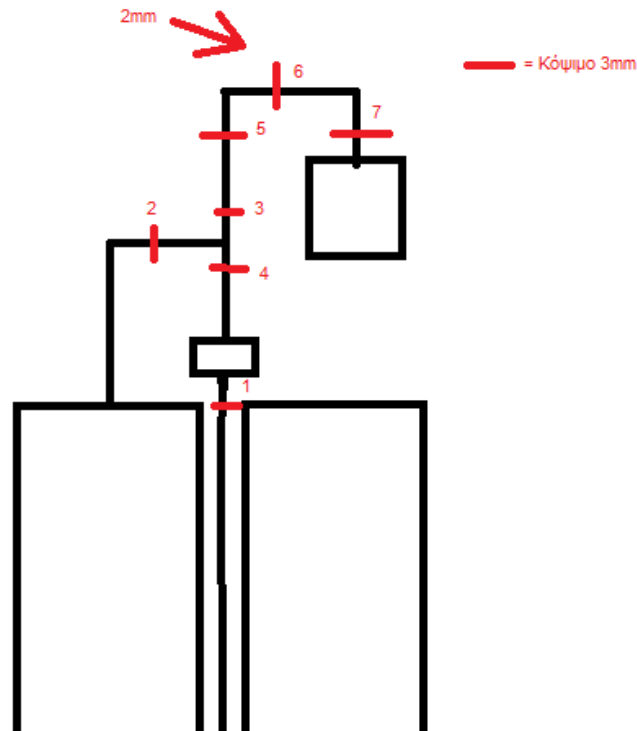
Εικόνα 214. Διάγραμμα Polar για  $\Phi=20^\circ$  κλεψύδρας (Klepsidra)



Εικόνα 215. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας κλεψύδρας (Klepsidra)

Ύστερα διαπιστώσαμε ότι κατά την σύνδεση του ανακλαστήρα σχήματος κλεψύδρας με το επίπεδο γείωσης του κάθε στοιχείου, όπου πλέον η διάταξη λειτουργεί κατευθυντικά, προέκυψαν κάποια καλά χαρακτηριστικά. Το θέμα που εξετάστηκε αμέσως μετά για να έχει νόημα η συγκεκριμένη διάταξη έχει να κάνει με την παρατήρηση που διατυπώσαμε παραπάνω σχετικά με την ένωση μίας μεγάλης επιφάνειας με την χρήση ενός μόνο διακόπτη. Στην πράξη δεν θα θέλαμε και δεν θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε δεκάδες διακόπτες για καλύτερη ένωση, αλλά και να το κάναμε δεν έχουμε την διαβεβαίωση ότι όλα θα λειτουργήσουν όλα όπως θέλουμε. Οπότε, προχωρήσαμε σε δοκιμές με μικρή επιφάνεια ένωσης, θέλοντας να προσομοιώσουμε την λειτουργία του διακόπτη στην πράξη και δυστυχώς τα αποτελέσματα δεν ήταν ικανοποιητικά όπως φοβόμασταν, μάλλον για τον λόγο που εξηγούμε.

Τέλος πριν αφήσουμε στην άκρη αυτή την ιδέα και προχωρήσουμε παρακάτω, δοκιμάσαμε αν μπορούμε να ελέγξουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας με την χρήση διακόπτη σε σημεία μικρής επιφάνειας, συγκεκριμένα πάνω στα ίδια τα στοιχεία, όπου εκεί σαφώς η επιφάνεια ένωσης δεν θα αποτελούσε πρόβλημα αφού είναι μικρή. Μία τέτοια λύση θα μας έλυne τα χέρια αφού θα είχαμε τρόπο να έχουμε μόνιμα συνδεδεμένες επιφάνειες και με την κατάλληλη ασυνέχεια πάνω στο στοιχείο να το “απενεργοποιούμε” κάνοντας το σχεδόν ηλεκτρομαγνητικά αόρατο. Προφανώς το παραπάνω πείραμα είναι κάτι που μας ενδιαφέρει γενικότερα σαν γνώση, επειδή θα μπορούσαμε να αξιοποιήσουμε και σε άλλα σχέδια. Συγκεκριμένα με ενωμένο και μη ενωμένο τον ανακλαστήρα κλεψύδρα, δοκιμάσαμε διακόπτες στις θέσεις που φαίνονται στην παρακάτω εικόνα χωρίς να προκύψει κάποιο χρήσιμο αποτέλεσμα που να υποδεικνύει ότι είναι εφικτό αυτό που σκεφτόμασταν. Το σημείο που εδώ δεν εξετάστηκε εξαντλητικά και αυτό επειδή δεν θα αποτελούσε λύση στο πρόβλημα, είναι οι διακόπτες πάνω στην ίδια την γραμμή του CPW, κάτι το οποίο θα δούμε αναλυτικά στην επόμενη ενότητα.

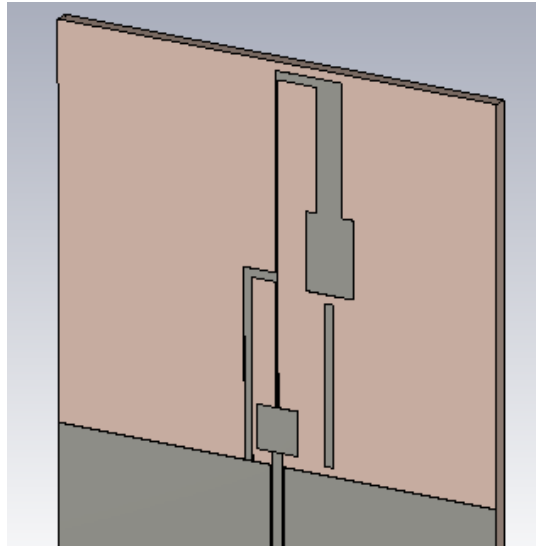


Εικόνα 216. Κοψίματα για προσομοίωση ανοιχτού διακόπτη

Έχοντας καλύψει τις δοκιμές που αφορούσαν το παραπάνω σχέδιο, είναι ώρα να εγκαταλείψουμε την προσπάθεια, αποκομίζοντας ό,τι μπορούμε από γνώσεις που θα μας χρειαστούν και να προχωρήσουμε παρακάτω.

## 8.2 Δοκιμές αφαίρεσης ενδιάμεσης γείωσης και διαφορετικών αποστάσεων στοιχείων

Χωρίς να θέλουμε να βγούμε εκτός θέματος της ενότητας, θα ήταν σημαντικό να αναφέρουμε ότι σε αυτό το στάδιο δοκιμών, προσπαθήσαμε να “σπάσουμε” την ρευματική κατανομή και να πετύχουμε ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας δοκιμάζοντας την προσθήκη PEC μεταξύ του παθητικού (ανενεργού) στοιχείου και της γείωσης. Πρώτα διαπιστώσαμε ότι για τιμή 1 mm που σαν πάχος θα βόλευε και στην κατασκευή, είναι ηλεκτρομαγνητικά αόρατο όταν δεν είναι συνδεδεμένο (βλέπε παρακάτω εικόνες). Το πρόβλημα όμως που αντιμετωπίσαμε και εγκαταλείψαμε γρήγορα την ιδέα είναι χωροταξικό και ξεκινά από την ανάγκη για δημιουργία δρόμου από PEC που χρειάζεται για την DC τροφοδοσία του διακόπτη, καθώς δεν γινόταν κατασκευή του χωρίς να καταστρέψουμε τις ιδιότητες της κεραίας, γεγονός που διαπιστώσαμε ύστερα από εκτεταμένες προσομοιώσεις.



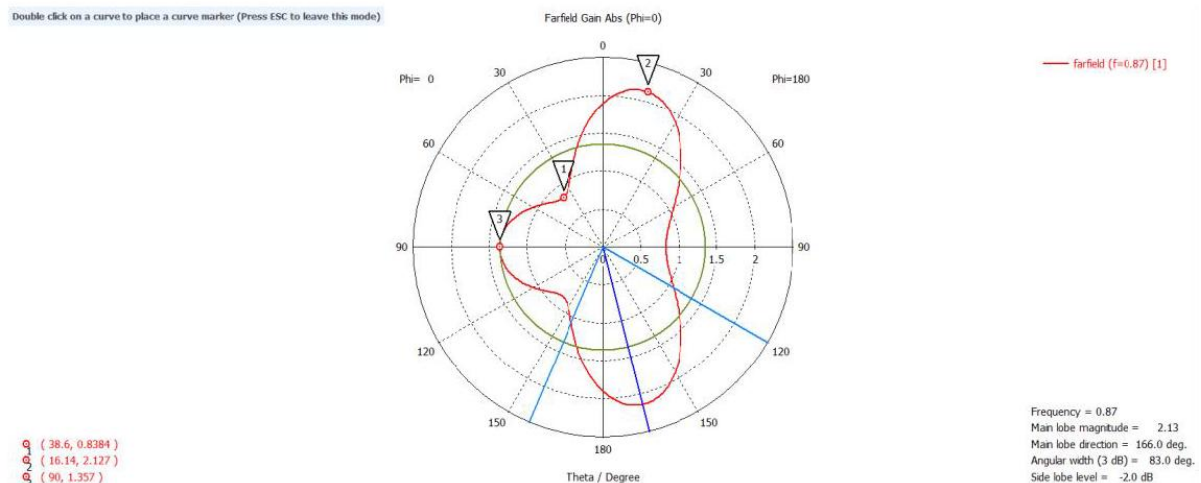
Εικόνα 217. Σχέδιο CST ενδιάμεσου PEC μεταξύ στοιχείου και γείωσης (CPW Bend Monopole best n and l, m optimisation 1mm)

Όπως λοιπόν έχουμε πει από την αρχή, ιδανικά θέλουμε απόσταση  $\lambda/2$ , όμως δεν φαίνεται εφικτό να δημιουργήσουμε αυτό που προσπαθούμε απλά και μόνο πειράζοντας την γείωση χωρίς να προσπαθήσουμε να πειραματιστούμε και με την απόσταση των στοιχείων. Σε κάθε περίπτωση, αν προκύψει διάταξη χωρίς γείωση ενδιάμεσα των στοιχείων θα βόλευε αν επιθυμούμε μελλοντικά να τοποθετήσουμε κάποιο κύκλωμα, π.χ. Butler matrix.

Τα παρακάτω αποτελέσματα που επισυνάπτουμε, αφορούν τις πρώτες προσομοιώσεις (στην πορεία της εργασίας δοκιμάστηκαν και άλλες αποστάσεις) με διαφορετικές αποστάσεις των στοιχείων στην περίπτωση mirror και reverse mirror (back to back), έχοντας αφαιρέσει την γείωση μεταξύ των στοιχείων και κρατώντας τα 2 στοιχεία όμοια (ίδιες διαστάσεις) με το αρχικό βελτιστοποιημένο τροφοδοσίας CPW, φυσικά σε κοινό διηλεκτρικό υπόστρωμα.

### Στοιχεία Mirror

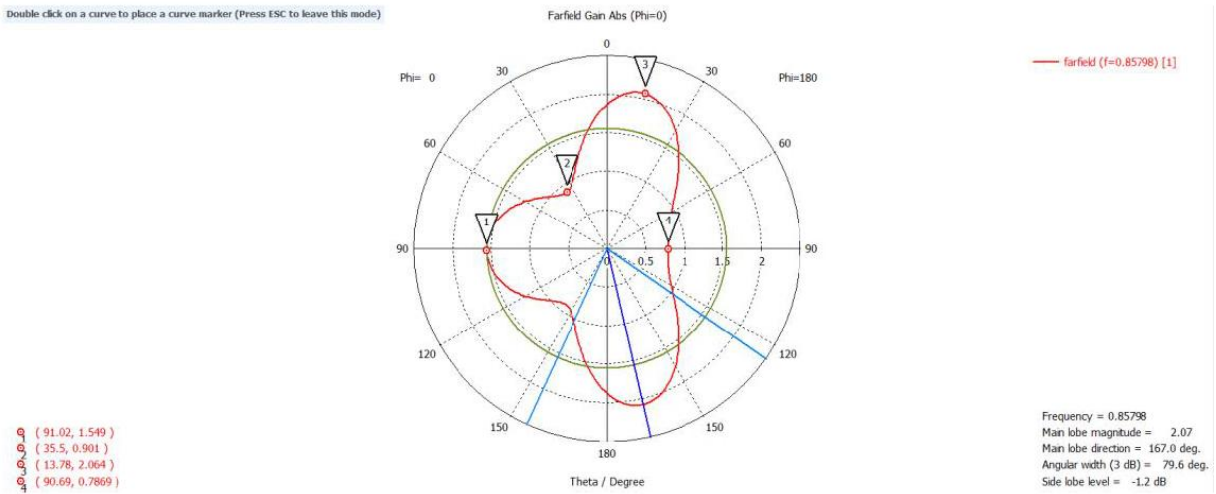
ΑΠΟΣΤΑΣΗ  $\lambda/2$ :





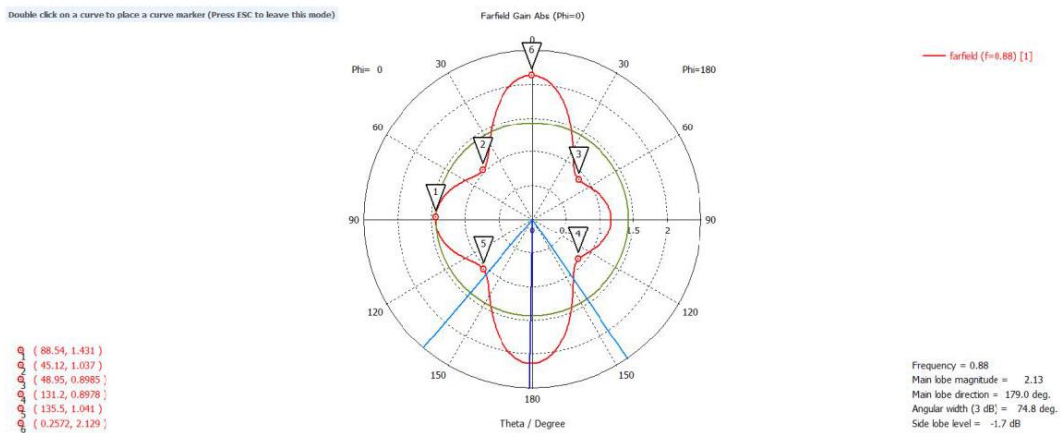
Εικόνα 218. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes mirror 2 ports (port1 active) l-2)

ΑΠΟΣΤΑΣΗ λ/1.8:



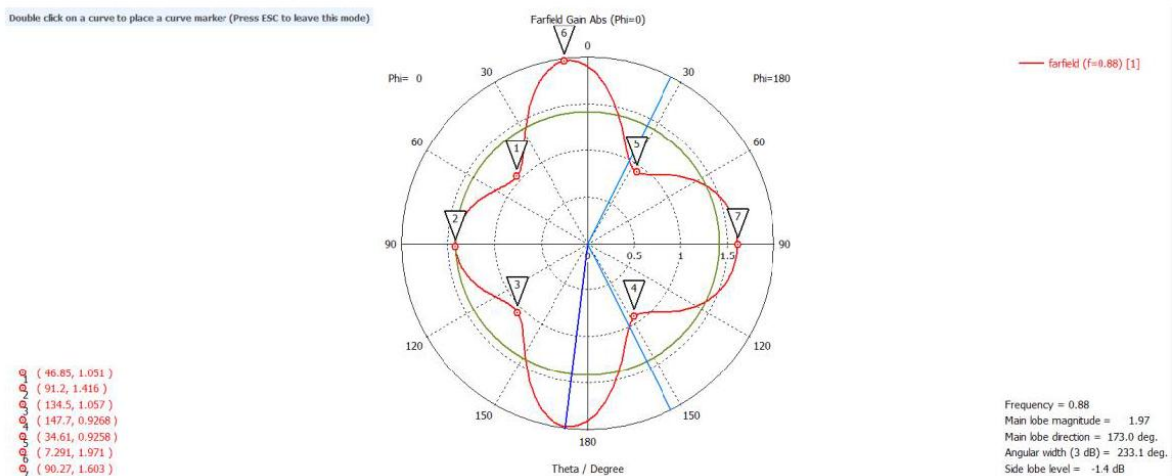
Εικόνα 219. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes mirror 2 ports (port1 active) l-1.8)

ΑΠΟΣΤΑΣΗ λ/1.6:



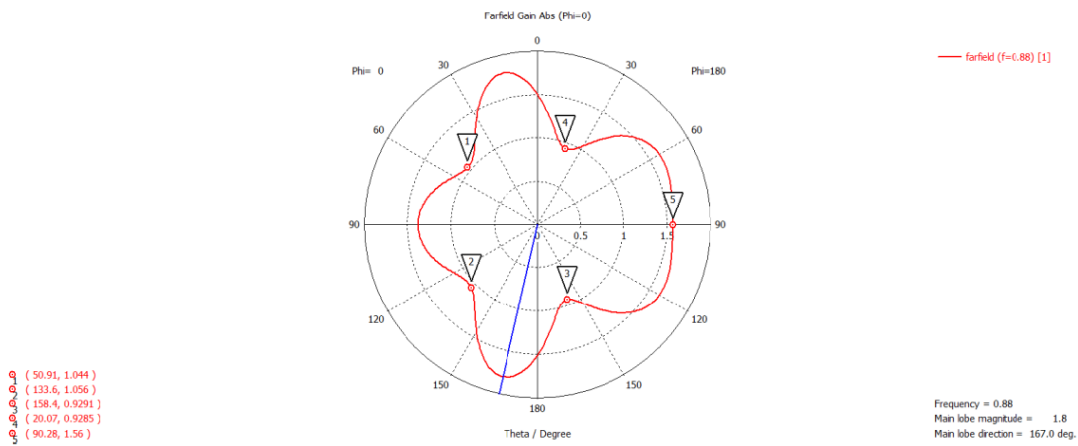
Εικόνα 220. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes mirror 2 ports (port1 active) l-1.6)

ΑΠΟΣΤΑΣΗ λ/1.4:

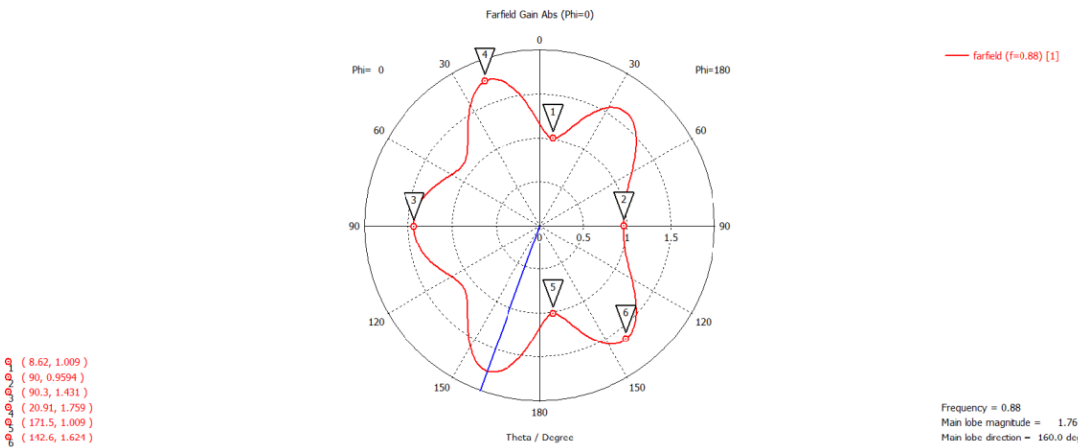


Εικόνα 221. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes mirror 2 ports (port1 active) l-1.4)

ΑΠΟΣΤΑΣΗ  $\lambda/1.2$ :



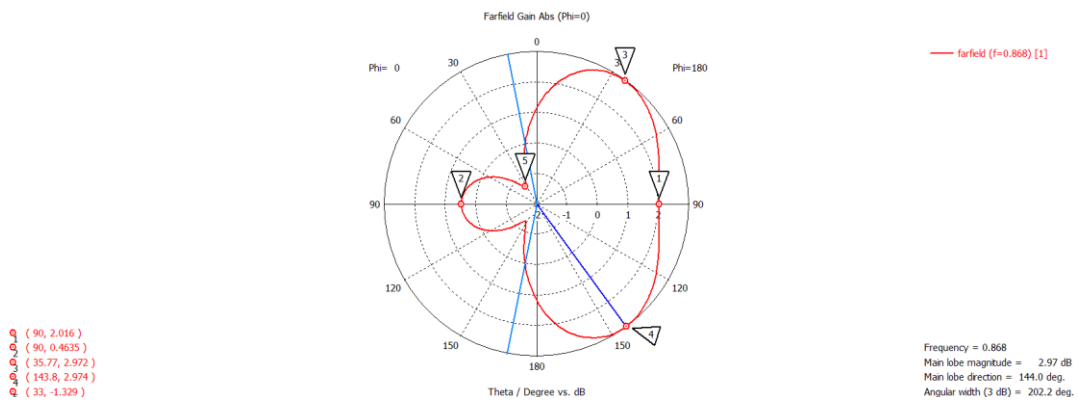
Εικόνα 222. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes mirror 2 ports (port1 active) 1-1.2) ΑΠΟΣΤΑΣΗ λ:



Εικόνα 223. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes mirror 2 ports (port1 active) 1)

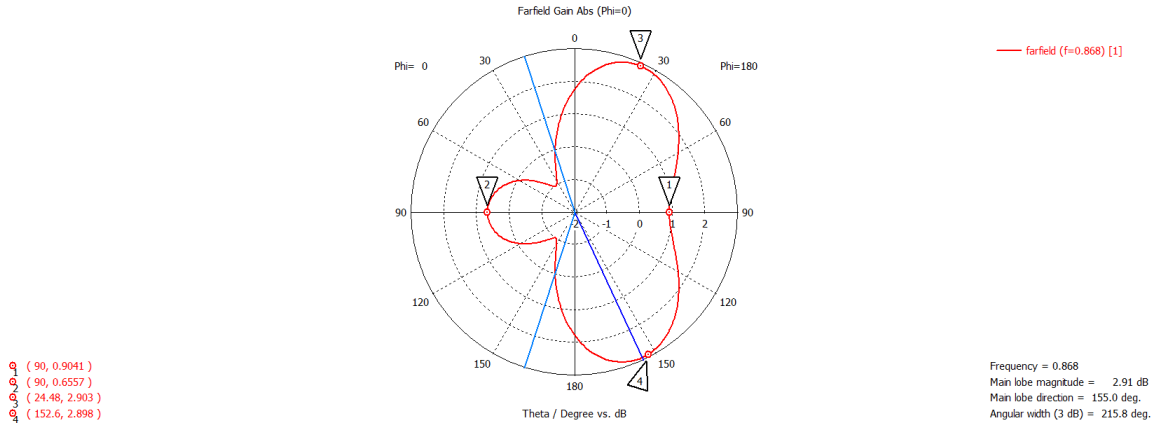
### Στοιχεία Reverse Mirror (back to back)

ΑΠΟΣΤΑΣΗ  $\lambda/2$



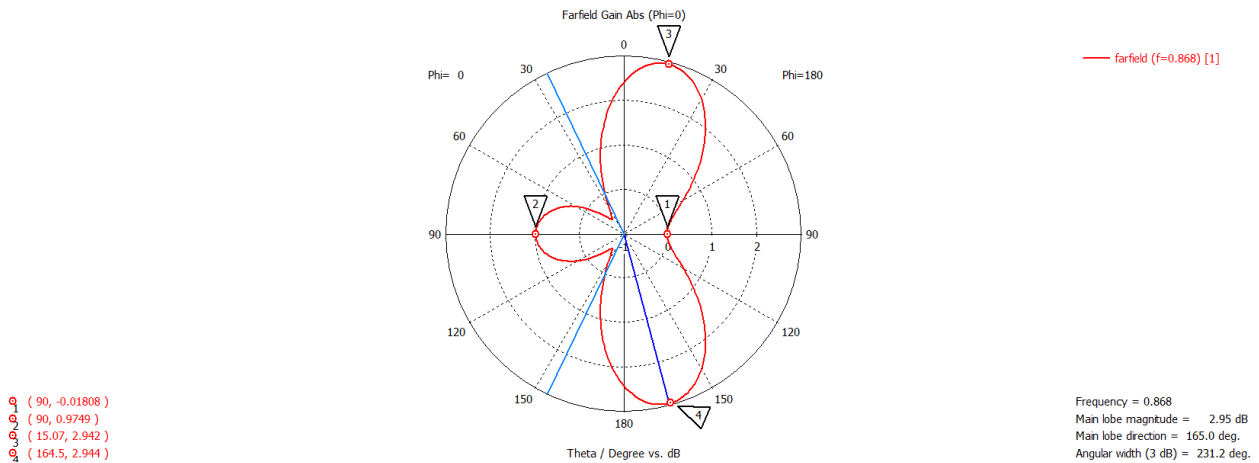
Εικόνα 224. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes no-mirror 2 ports (port1 active) 1-2.0)

ΑΠΟΣΤΑΣΗ  $\lambda/1.8$



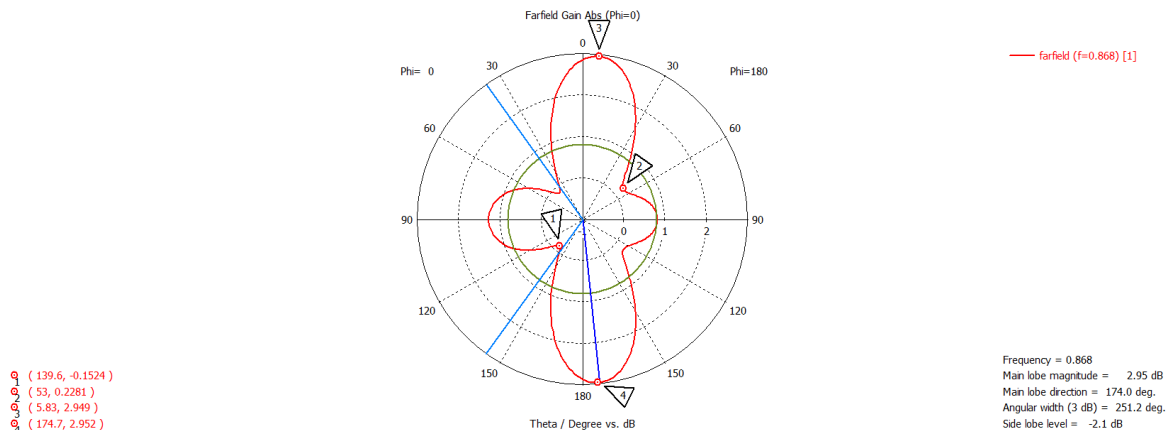
Εικόνα 225. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes no-mirror 2 ports (port1 active) l-1.8)

### ΑΠΟΣΤΑΣΗ λ/1.6



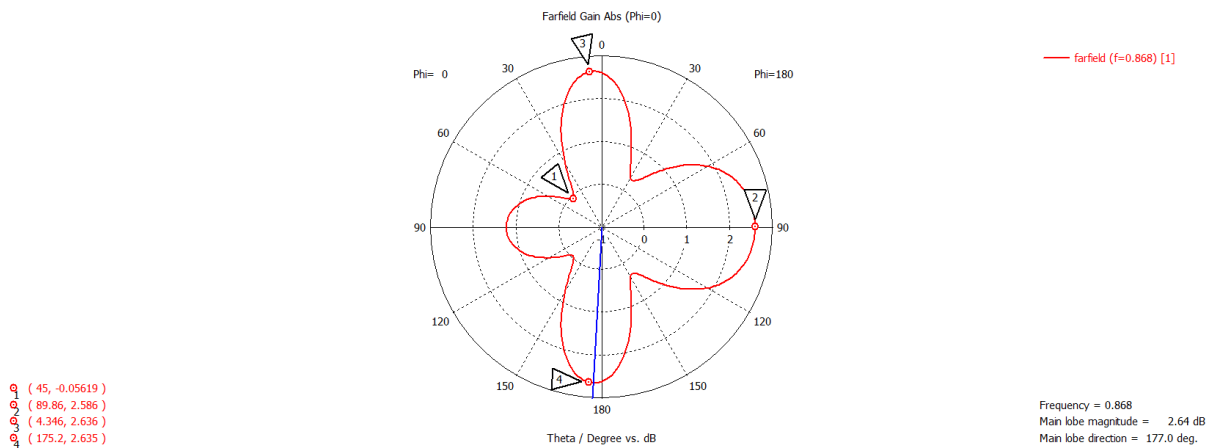
Εικόνα 226. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes no-mirror 2 ports (port1 active) l-1.6)

### ΑΠΟΣΤΑΣΗ λ/1.4



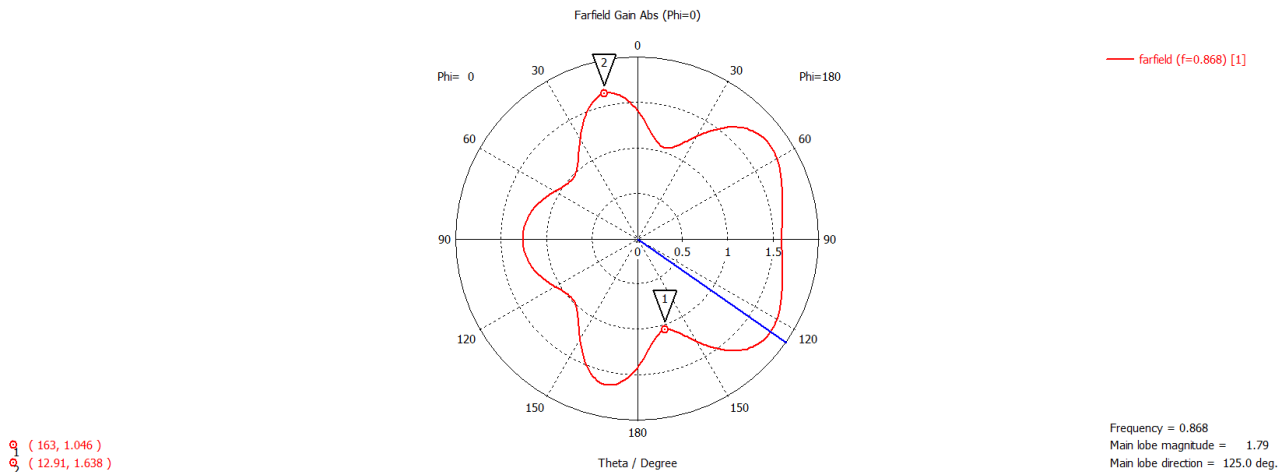
Εικόνα 227. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes no-mirror 2 ports (port1 active) l-1.4)

### ΑΠΟΣΤΑΣΗ λ/1.2



Εικόνα 228. Διάγραμμα Polar για  $\Phi=0^\circ$  (Dokimes no-mirror 2 ports (port1 active) l-1.2)

## ΑΠΟΣΤΑΣΗ $\lambda$



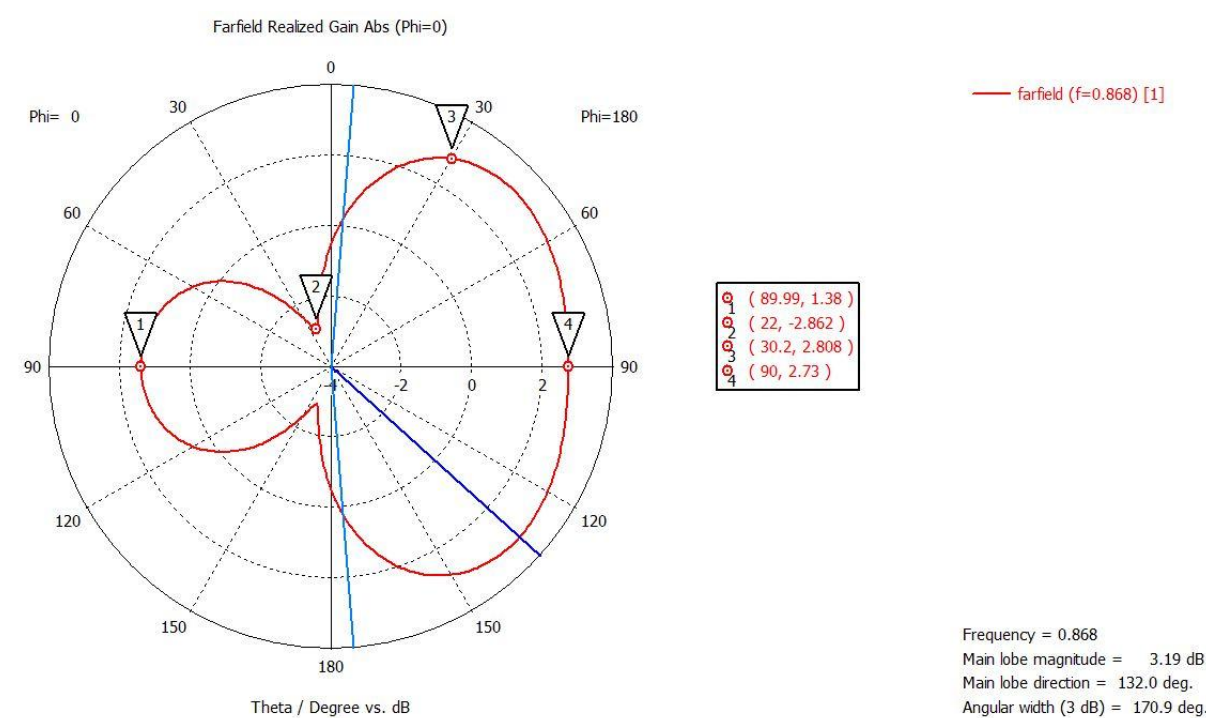
Εικόνα 229. Διάγραμμα Polar για  $\Phi=0^\circ$  (Dokimes no-mirror 2 ports (port1 active) l)

Όλα τα παραπάνω αποτελέσματα ξεκάθαρα δεν είναι σαν αυτά που θα θέλαμε για να τα θεωρήσουμε αποδεκτά χωρίς περαιτέρω διερεύνηση. Βέβαια, από την άλλη η συχνότητα συντονισμού είναι κοντά στα 868 MHz σε όλες τις περιπτώσεις και με καλό πλάτος.

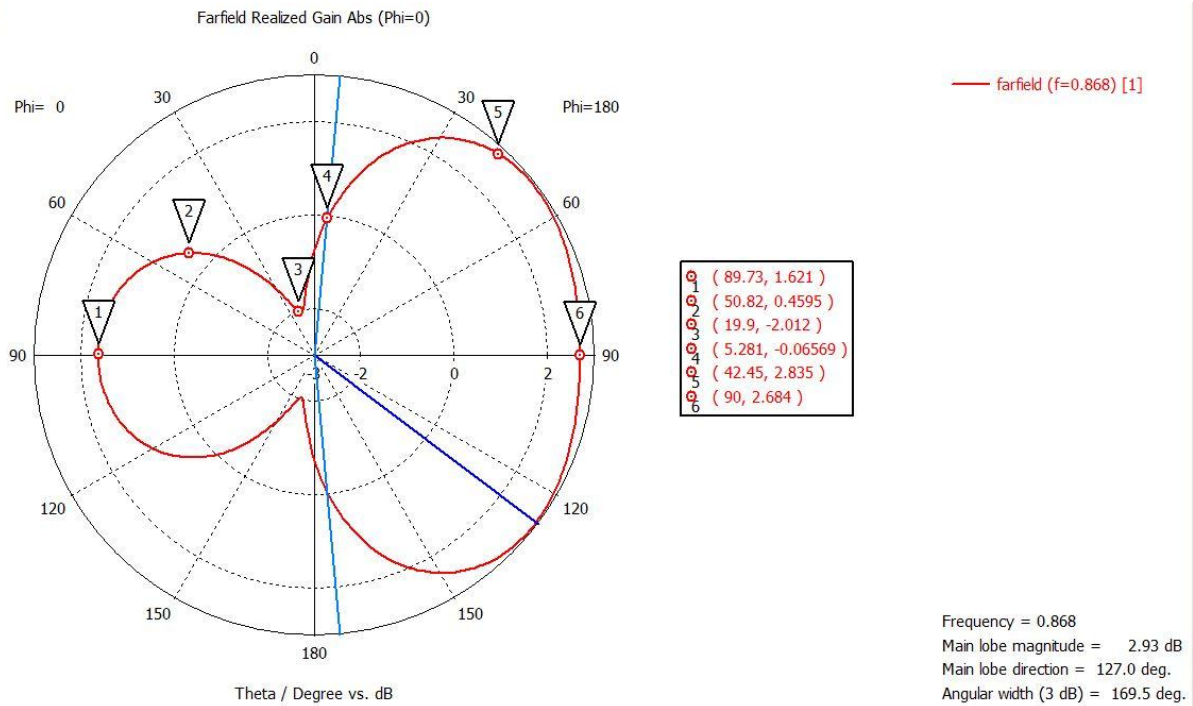
Για την ανάγκη του κατευθυντικού διαγράμματος βλέπουμε ότι υπάρχουν κάποια ενδιαφέροντα αποτελέσματα στην περίπτωση Reverse Mirror, αλλά παρουσιάζεται ένας μεγάλος οπίσθιος λοβός. Εδώ άρχισε να μας μπαίνει στο μυαλό η σκέψη ότι αξίζει να ψάξουμε αν μπορούμε με κάποιον τρόπο να πετυχαίνουμε ομοιοκατευθυντικό είτε με το ένα στοιχείο ενεργό είτε με το άλλο και σε δεύτερο χρόνο να δούμε αν μπορούμε όταν έχουμε ενεργά και τα 2 στοιχεία, να έχουμε στην διάθεση μας 2 εξόδους με διαγράμματα ακτινοβολίας που αλληλοσυμπληρώνονται. Βέβαια, αυτό προϋποθέτει επιστράτευση τεχνικών για την καταπίεση του πίσω λοβού που παρουσιάζεται (π.χ. κατάλληλη φάση σε Butler matrix). Αυτή είναι μονάχα η αρχική σκέψη αλλά παρακάτω θα δείξουμε μεθοδικά τις προσομοιώσεις που έγιναν και πού τελικά αυτές μας οδήγησαν.

Βάσει λοιπόν των προ αναφερομένων, σε πρώτη φάση θέλουμε τρόπο να περάσουμε σε ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα, οπότε αποφασίσαμε ότι θα ήταν συνετό να εξετάσουμε προσεκτικά τα πιθανά οφέλη διαχείρισης του διαγράμματος ακτινοβολίας τα οποία θα προκύπταν από την τοποθέτηση διακόπτη αυτή την φορά επί της γραμμής του CPW. Για να γίνει αυτό, η λογική επιτάσσει να εξετάσουμε το μέγεθος του κενού που θα χρησιμοποιηθεί για να παριστάνει την ανοιχτή κατάσταση του RF διακόπτη. Για τις ανάγκες αυτής της δοκιμής κατασκευάσαμε στο CST μία απλή μικροταινία με 2 ports σε κάθε άκρο και συγκρίναμε κοψίματα 1.5 mm και 2.5 mm. Τα αποτελέσματα ήταν τα αναμενόμενα και πολύ κοντά μεταξύ τους, οπότε επιλέξαμε το κόψιμο που θα χρησιμοποιήσουμε να είναι 1.5 mm.

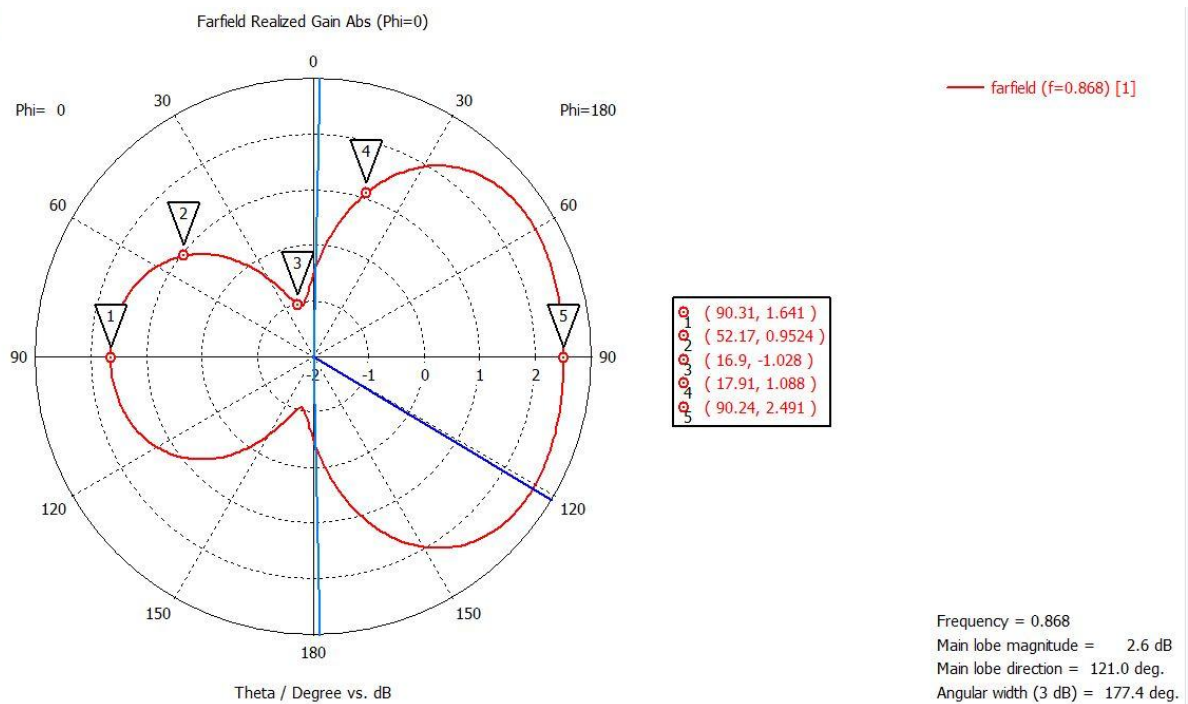
Χρησιμοποιώντας το αρχείο για απόσταση  $\lambda/2$  της περίπτωσης Reverse Mirror και παίρνοντας ως σημείο αναφοράς για την απόσταση το Waveguide port του παθητικού στοιχείου, έγιναν δοκιμές για κενό από 5 mm έως το μέγιστο δυνατό που ήταν 43.888889 mm, με βήμα 5 mm. Ακολουθούν τα αποτελέσματα για 5, 15, 25, 40 και 43.888889 mm.



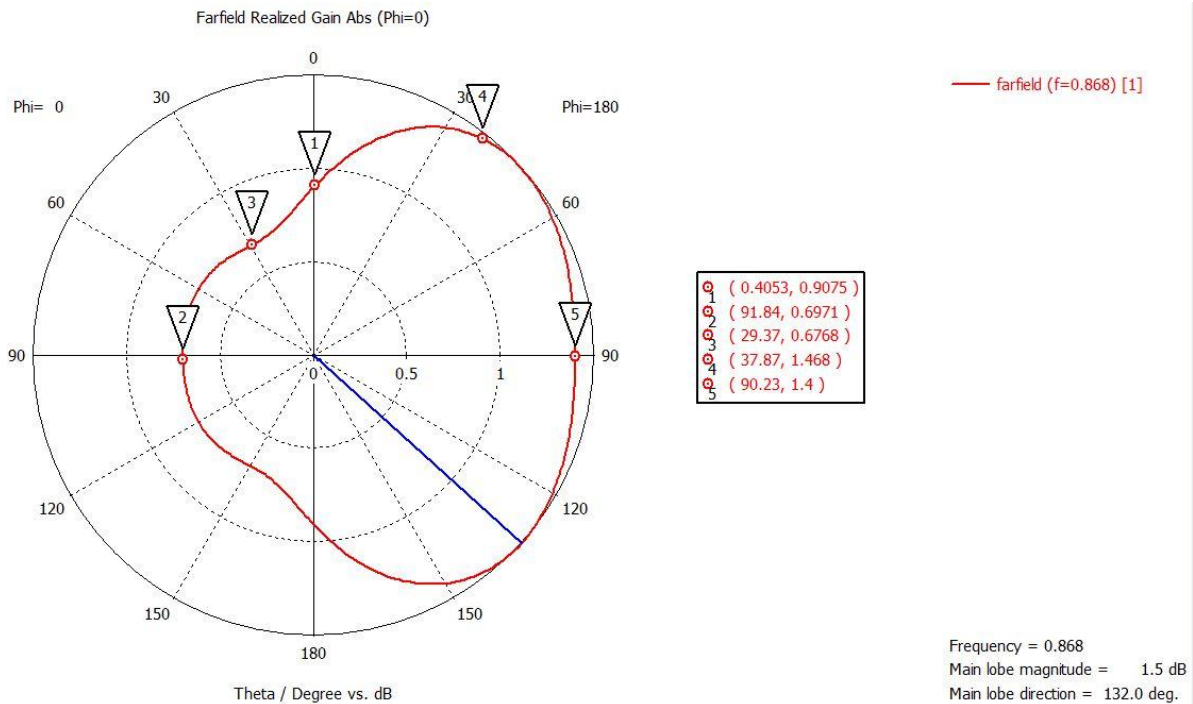
Εικόνα 230. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (κοψίμο 5mm)



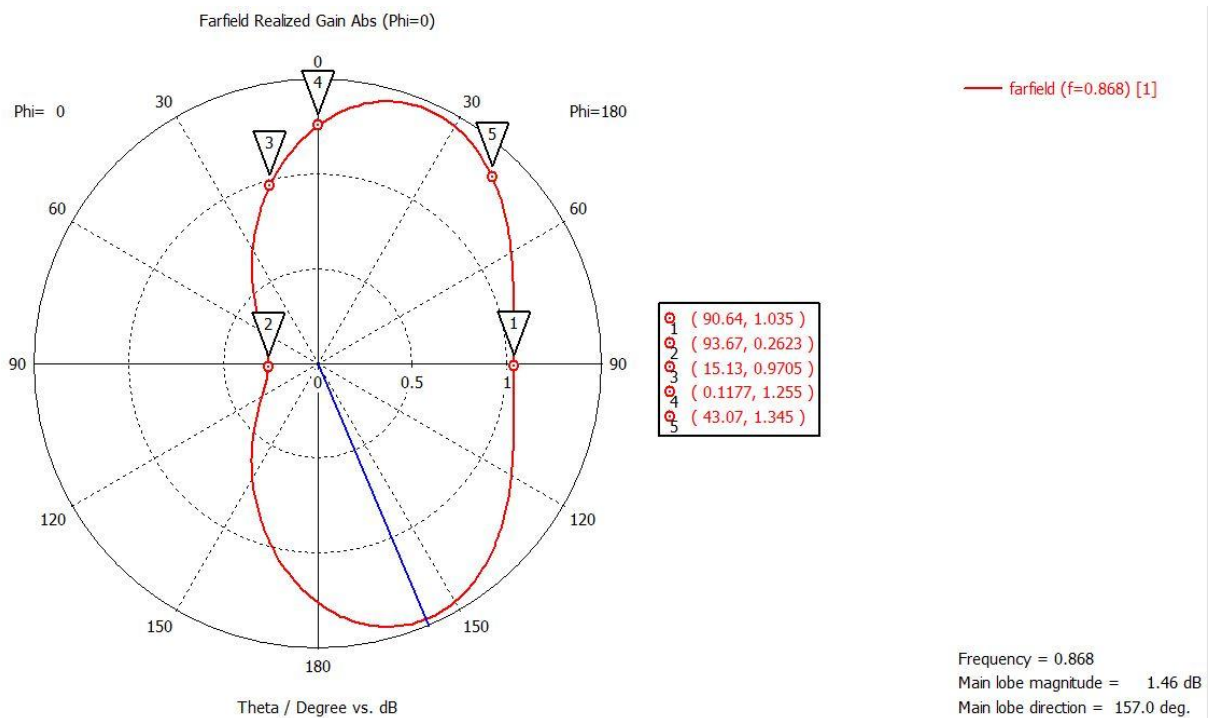
Εικόνα 231. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (κopsimo 15mm)



Εικόνα 232. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (κopsimo 25mm)



Εικόνα 233. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (kopsimo 40mm)



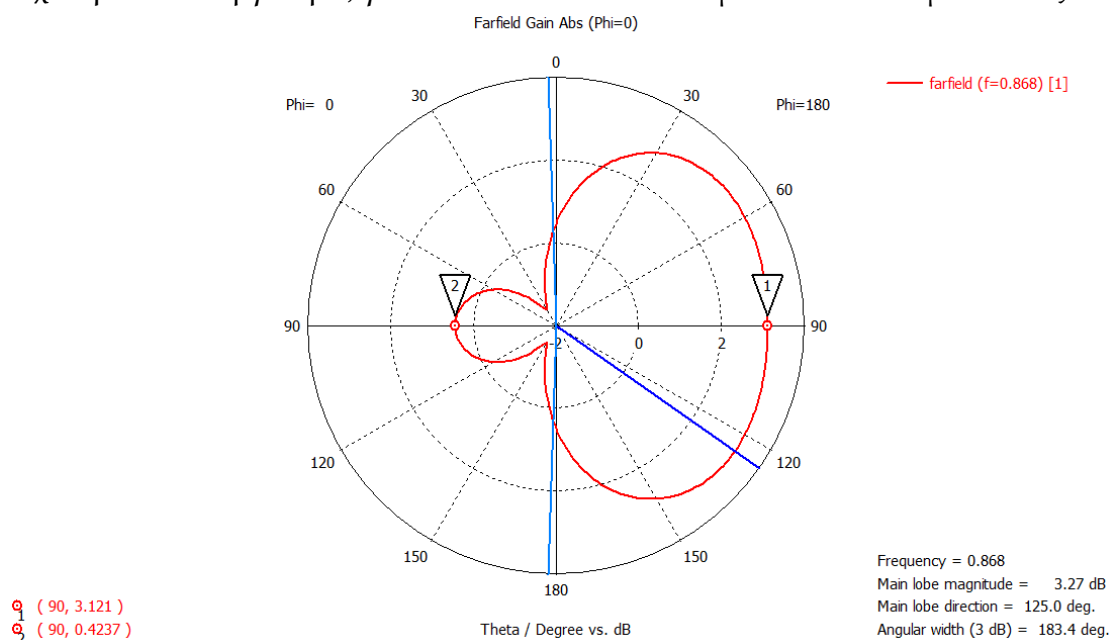
Εικόνα 234. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (kopsimo last)

Παρατηρήθηκε ότι η συχνότητα συντονισμού κυμάνθηκε από 877 MHz (πρώτο κόψιμο των 5 mm) μέχρι και 880 MHz (τελευταίο δυνατό κόψιμο πάνω στο crw) και το πλάτος συντονισμού από -14 μέχρι και -16 dB. Επίσης, επισημαίνεται ότι το πλάτος του S11 στην συχνότητα 868 MHz είναι κοντά στα -11 dB. Παρόλα αυτά στις περισσότερες προσομοιώσεις που κάναμε, έτσι και εδώ, δείχνουμε τα polar διαγράμματα ακτινοβολίας για τα 0.868 MHz, καθώς πιστεύουμε πως η μικρή απόκλιση μπορεί να

βελτιστοποιηθεί χωρίς να επηρεαστούν τα διαγράμματα ακτινοβολίας και αυτό το υποστηρίζουμε επειδή έχουμε δει ότι για κοντινές συχνότητες δεν παρουσιάζονται μεγάλες διαφορές.

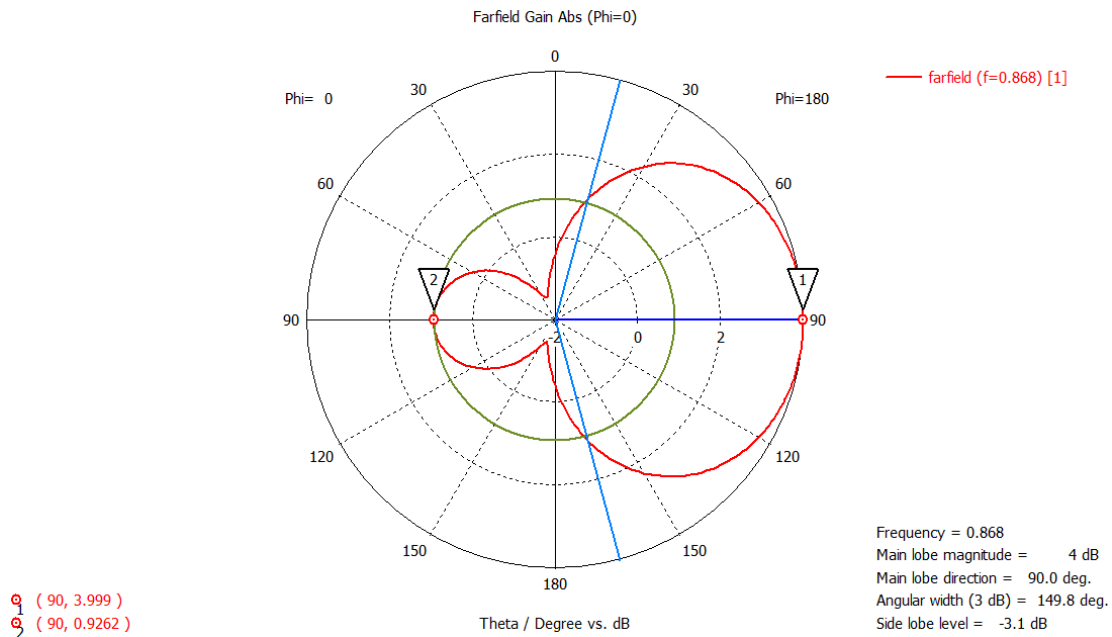
Τα καλύτερα αποτελέσματα για ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα φαίνεται ότι είναι για απόσταση 40 mm, όπου η διαφορά ανάμεσα στην γωνία μέγιστης και ελάχιστης ακτινοβολήσης είναι  $1.5 \text{ dBi} - 0.67 \text{ dBi} = 0.83 \text{ dB}$ . Από εκεί και πέρα, προκύπτουν ορισμένα ενδιαφέροντα θεωρητικά συμπεράσματα για το τί συμβαίνει σε περιπτώσεις όπου πετυχαίνουμε κέρδος  $> 3 \text{ dBi}$  (π.χ. 5 mm κόψιμο). Το κέρδος της κεραίας μόνης στον χώρο είναι της τάξεως του  $1.4 \text{ dBi}$ , άρα, το επιπλέον κέρδος που δημιουργείται από το παθητικό στοιχείο οφείλεται στο ότι αυτό λειτουργεί ενισχυτικά προς ορισμένες κατευθύνσεις, ώστε το τελικό κέρδος να είναι μεγαλύτερο από ό,τι με ένα μόνο στοιχείο και η επιπλέον ενίσχυση εξισορροπείται από καταπίεση σε άλλες γωνίες, ώστε τελικά να έχουμε διατήρηση της ενέργειας.

Μετά από όλα τα παραπάνω καταλήξαμε στο να κοιτάξουμε και άλλες τιμές απόστασης των στοιχείων για την περίπτωση του Reverse Mirror μεταξύ  $\lambda$  και  $\lambda/3$  (για μεγαλύτερες τιμές δεν υπήρχαν αξιοσημείωτα αποτελέσματα) με βήμα  $0.1 \lambda$ . Τα καλύτερα αποτελέσματα, λαμβάνοντας υπόψη ότι παρουσιάζεται ακριβώς  $180$  μοίρες άνοιγμα λοβού, ήταν για την περίπτωση  $\lambda/2.3$ . Επίσης το μεγαλύτερο κέρδος είναι για την περίπτωση απόστασης  $\lambda/3$ . Είναι και οι δύο σημαντικές περιπτώσεις, επειδή μας απασχόλησαν και αργότερα, για αυτό και επισυνάπτουμε τα αποτελέσματά τους:



Εικόνα 235. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes no-mirror 2 ports (port1 active) l-2.3)





Εικόνα 236. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Dokimes no-mirror 2 ports (port1 active) 1-3.0)

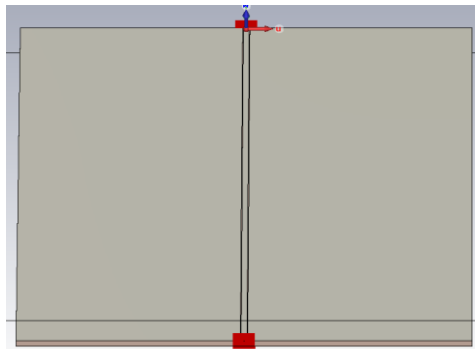
### 8.3 Δοκιμές προσθήκης Πυκνωτή – διόδου Varactor

Η πρώτη λύση που σκεφτήκαμε για την αξιοποίηση των αποτελεσμάτων της προηγούμενης ενότητας, πριν περάσουμε σε τοποθέτηση ενδιάμεσων στοιχείων κτλ. (κάτι που τελικά αναπόφευκτα κάναμε), τα οποία θα είναι από μόνα τους μία ογκώδη μελέτη, είναι η χρήση ADG902 (reflective διακόπτη) [33] ή varactor στα στοιχεία που κόβουμε ή αφήνουμε, για σίγαση της ρευματικής κατανομής στο παθητικό και ομοιοκατευθυντική λειτουργία του ενεργού, ή για επίτρεψη της ρευματικής κατανομής στο παθητικό και κατευθυντική λειτουργία του ενεργού, αντίστοιχα. Για την επιλογή του ενεργού στοιχείου θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένας ADG904 (absorptive διακόπτης) [34], επειδή έχει προσαρμογή στις θύρες που δεν ενεργοποιούνται, το οποίο είναι και το επιθυμητό και συμβαδίζει με αυτό που κάνουμε και εμείς στις προσομοιώσεις μας.

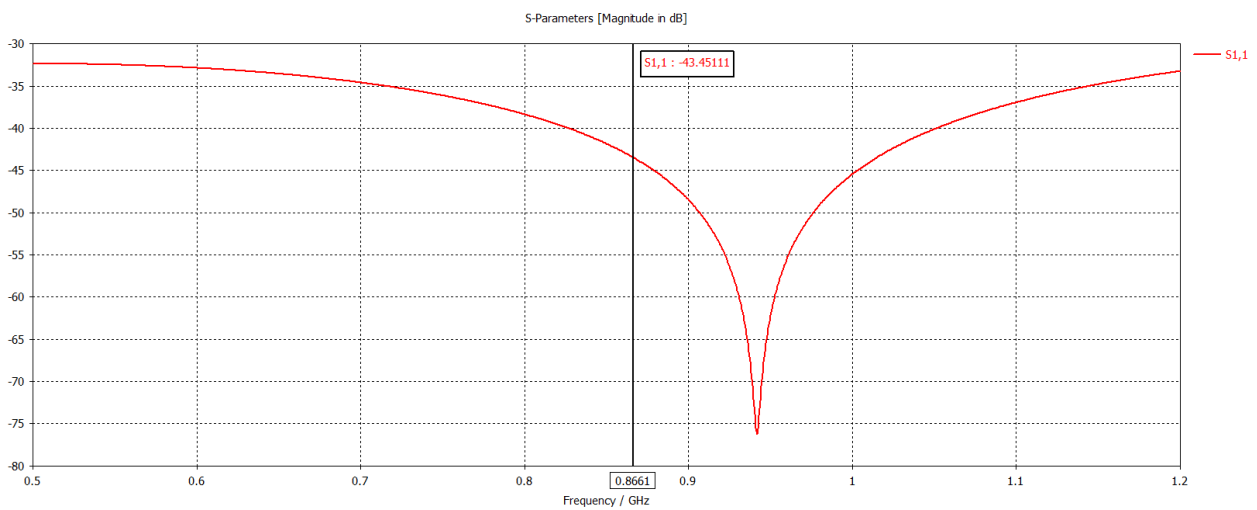
Μας απασχολεί λίγο και η στροφή φάσης του S11 της varactor (η οποία θεωρητικά μπορεί να μην υπάρχει κατά την διέλευση ανάλογα το μέγεθος της varactor) ή του ADG902, η οποία ιδανικά θα είναι 0 μοίρες, όσο και του ανοιχτοκυκλώματος. Στην περίπτωση που πηγαίναμε με Butler Matrix, τότε θα μας απασχολούσε ιδιαίτερα και η στροφή φάσης του S21 των αντίστοιχων στοιχείων, η οποία πάλι θα θέλαμε να είναι μηδέν και αν δεν ήταν, θα περιπλεκόντουσαν τα πράγματα ακόμα περισσότερο με την ανάγκη κατάλληλων προσαφαιρέσεων, επειδή όμως τόσο σαν δουλειά όσο και σαν διάταξη η κατασκευή θα ήταν δύσκολη αποφύγαμε να κινηθούμε προς εκείνη την κατεύθυνση.

Για να δούμε τα αποτελέσματα που προσφέρει η σύνδεση των lumped στοιχείων πάνω στην γραμμή, δημιουργήσαμε μία απλή γραμμή CPW με μία ασυνέχεια – κενό στην μέση της γραμμής, όπου ύστερα προσθέσαμε πυκνωτές. Δοκιμάσαμε μία ακραία τιμή του 1 Farad βάζοντας έναν πυκνωτή μόνο του για αρχή και έπειτα περισσότερους

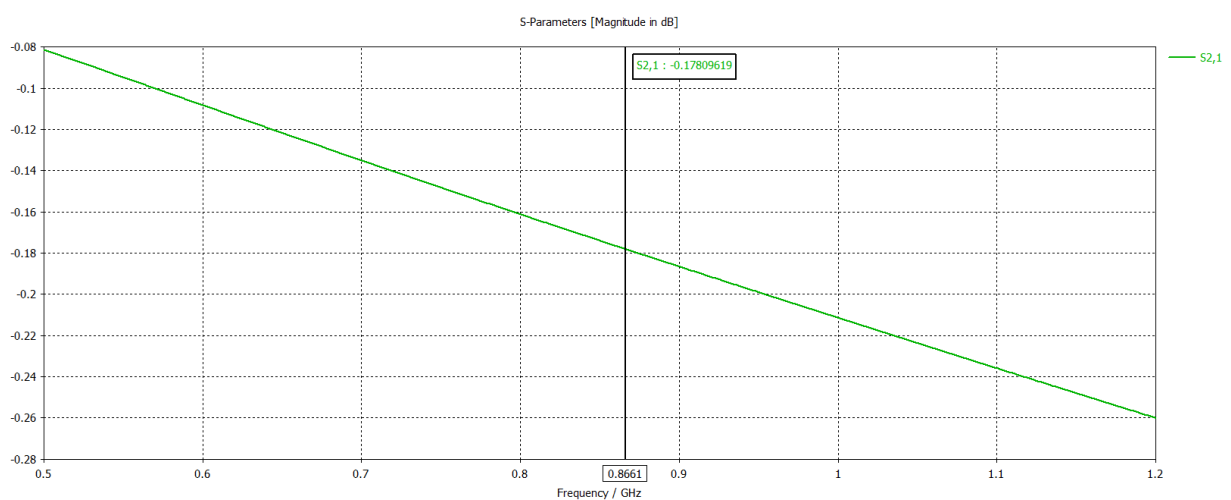
παράλληλα με τιμές τέτοιες που να διατηρείται το 1 F από τον συνδυασμό τους. Τα αποτελέσματα χωρίς κενό για να έχουμε μέτρο σύγκρισης είναι τα παρακάτω:



Εικόνα 237. Απλή CPW γραμμή (Simple CPW line)

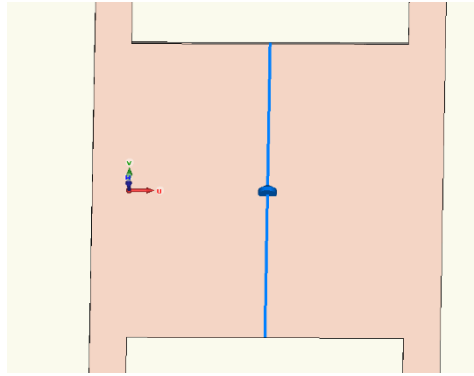


Εικόνα 238. S11 (Simple CPW line)

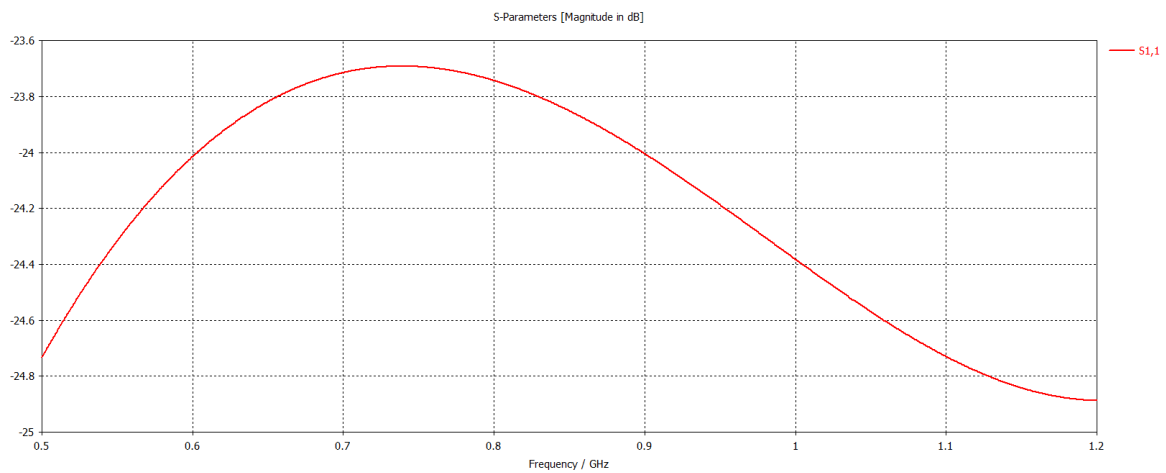


Εικόνα 239. S21 (Simple CPW line)

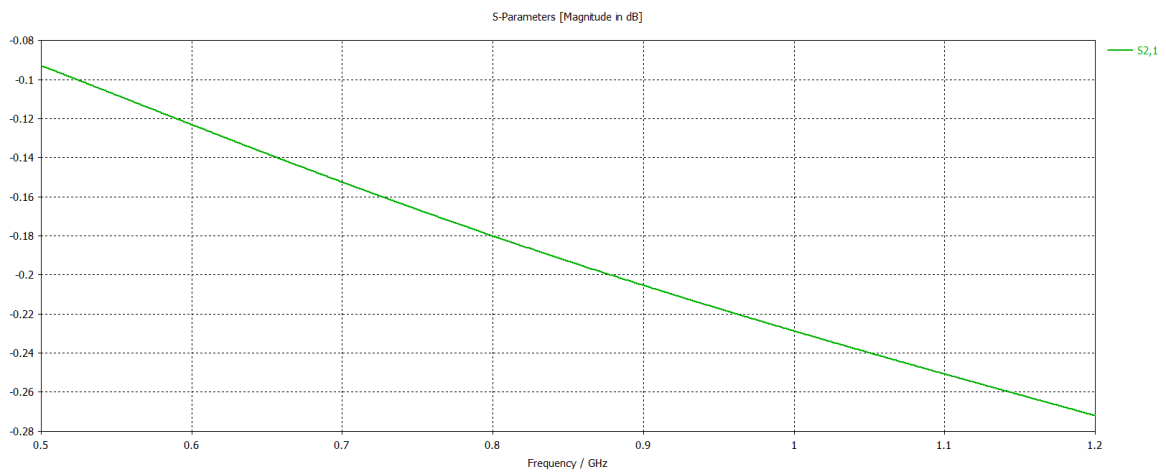
Για έναν πυκνωτή:



Εικόνα 240. 1 capacitor center (cap 1F 1 lumped element center)

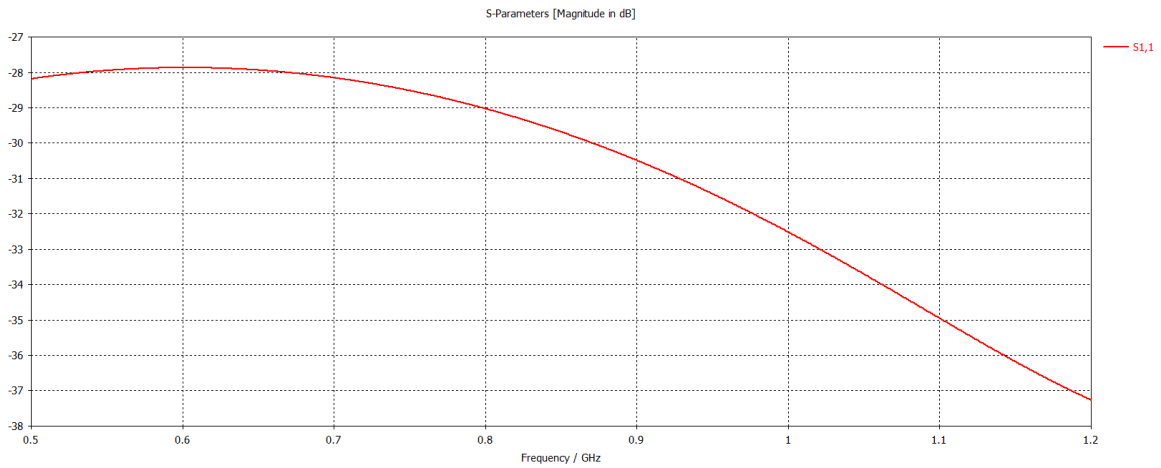


Εικόνα 241. S11 (cap 1F 1 lumped element center)

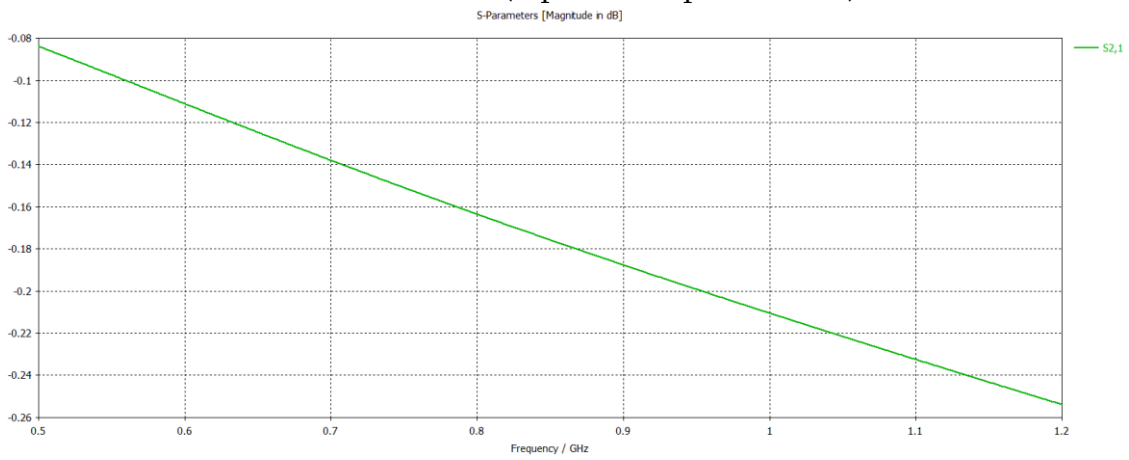


Εικόνα 242. S21 (cap 1F 1 lumped element center)

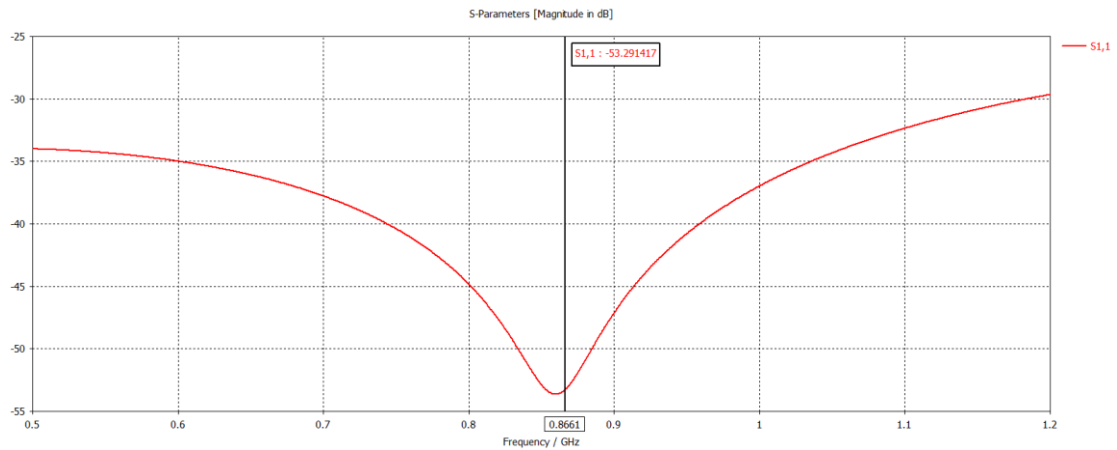
Έπειτα χρησιμοποιήθηκαν 3, 5 και 10 πυκνωτές παράλληλα. Παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα με την σειρά:



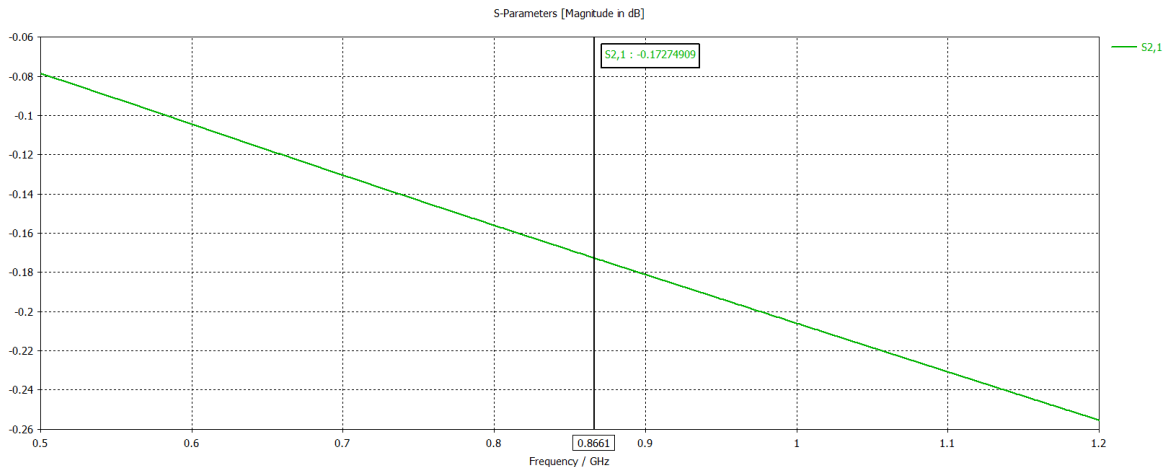
Εικόνα 243. S11 (cap 1F 3 lumped element)



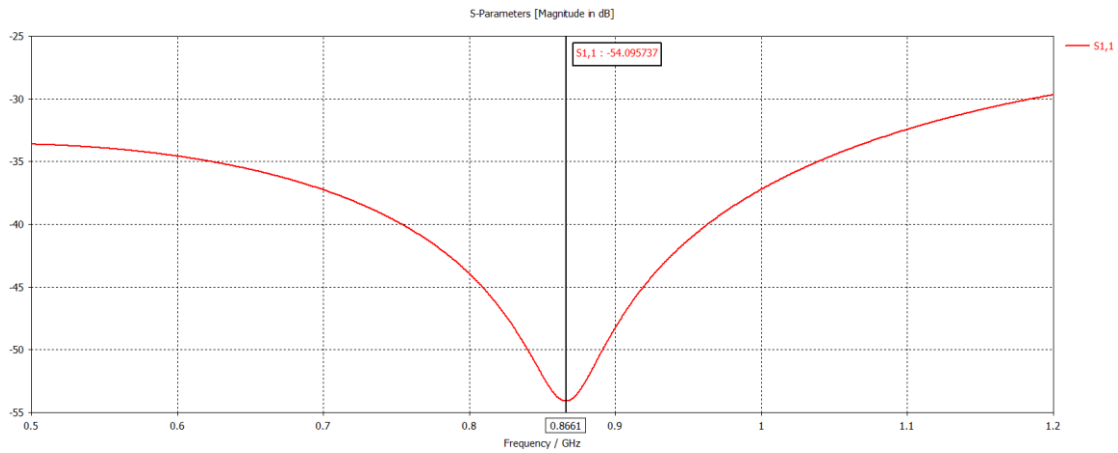
Εικόνα 244. S21 (cap 1F 3 lumped element)



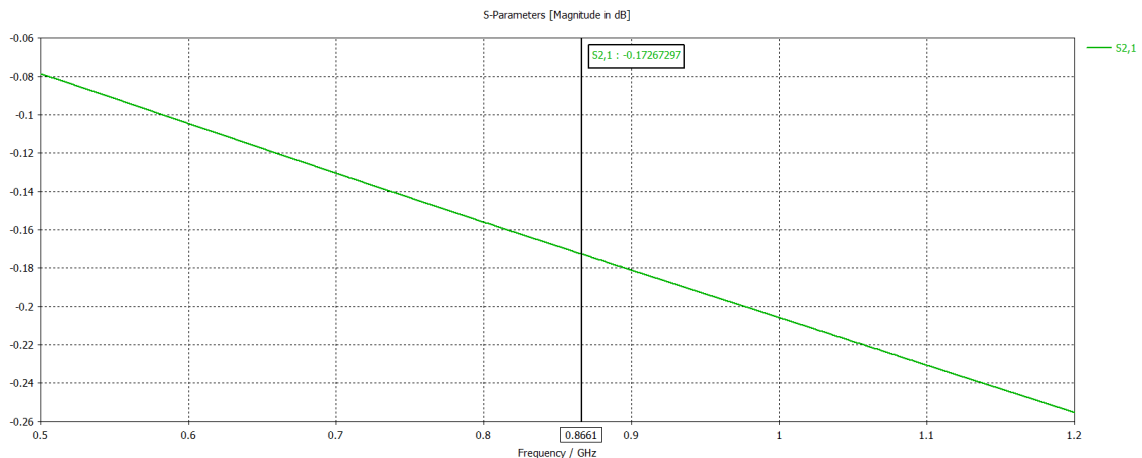
Εικόνα 245. S11 (cap 1F 5 lumped element)



Εικόνα 246. S21 (cap 1F 5 lumped element)



Εικόνα 247. S11 (cap 1F 10 lumped element)



Εικόνα 248. S21 (cap 1F 10 lumped element)

Αξιολογώντας τα αποτελέσματα, με την περίπτωση των 5 και 10 στοιχείων να είναι πολύ κοντά, φαίνεται ότι μετά τα 5 στοιχεία έχουμε κάτι το οποίο μπορεί να προσομοιώσει μια γέφυρα στο κενό, άρα για προσομοίωση της varactor θα πρέπει να

κοιτάμε για 5 και πάνω στοιχεία. Δοκιμάζοντας ακόμα μεγαλύτερες τιμές πυκνωτών φάνηκε ξεκάθαρα ότι ρόλο δεν παίζει η ακραία τιμή, αλλά το πλήθος των συνδεδεμένων στοιχείων.

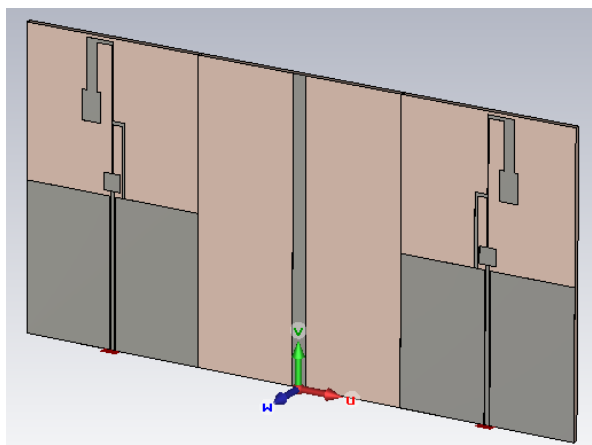
Στον ίδιο χρόνο με όλες τις παραπάνω δοκιμές, ψάχνοντας την αγορά (RS, Digikey, Analog Devices, Skyworks) διαπιστώσαμε ότι οι περισσότεροι varactors κυμαίνονται σε τιμές γύρω στα 0.1 - 0.5 pF (minimum value) και με reverse bias 30 V. Στην δική μας συχνότητα αυτό θα έδινε αντίσταση 2 kΩ πράγμα που θα οδηγούσε σε αδυναμία δημιουργίας α/κ στην συχνότητα που δουλεύουμε. Αφαιρώντας την τροφοδοσία (0 V) βάσει των datasheets φαίνεται ότι παραμένει μία χωρητικότητα τέτοια που δεν μας επιτρέπει να θεωρήσουμε ότι ανοιχτοκυκλώνει ή βραχυκυκλώνει μία σύνδεση. Επιπρόσθετα, το εύρος τιμών που δίνουν είναι μικρό για να μπορούν να χρησιμοποιηθούν εύκολα για εναλλαγή από β/κ σε α/κ, ακόμα και σε κάποια διαφορετική συχνότητα.

Βάσει λοιπόν της παραπάνω προεργασίας απορρίψαμε την ιδέα και αποφασίσαμε με ό,τι αποτελέσματα έχουμε αποκομίσει μέχρι στιγμής να εξερευνήσουμε τις δυνατότητες δημιουργίας κατευθυντικών διαγραμμάτων για αποστάσεις  $< \lambda/2$ . Ήδη, προς  $\lambda/3$  απόσταση των στοιχείων έχουμε ένα διάγραμμα ακτινοβολίας με αρκετά καλό οπίσθιο λοβό, συγκεκριμένα -3 dB από τον κύριο. Επιλέγοντας το ένα από τα δύο στοιχεία με έναν διακόπτη όπως ο ADG901 (absorptive) [33], θα μπορούσαμε πρακτικά να επιλέγουμε το ένα από τα δύο κατευθυντικά διαγράμματα. Επίσης εμπειρικά, μάλλον θα είναι πιο εύκολο να προσπαθήσουμε να καταπιέσουμε τον οπίσθιο λοβό (ιδανικά να πετύχουμε 10 dB front-to-back ratio), με μεταλλικά σχήματα (παθητικά στοιχεία) μεταξύ του κενού χώρου ανάμεσα από τα στοιχεία. Με όλα τα παραπάνω νέα δεδομένα, στο επόμενο κεφάλαιο ξεκινά μία μεγάλη αλλά και ελπιδοφόρα προσπάθεια και μελέτη, πάνω στην τοποθέτηση παθητικών ενδιάμεσων στοιχείων.

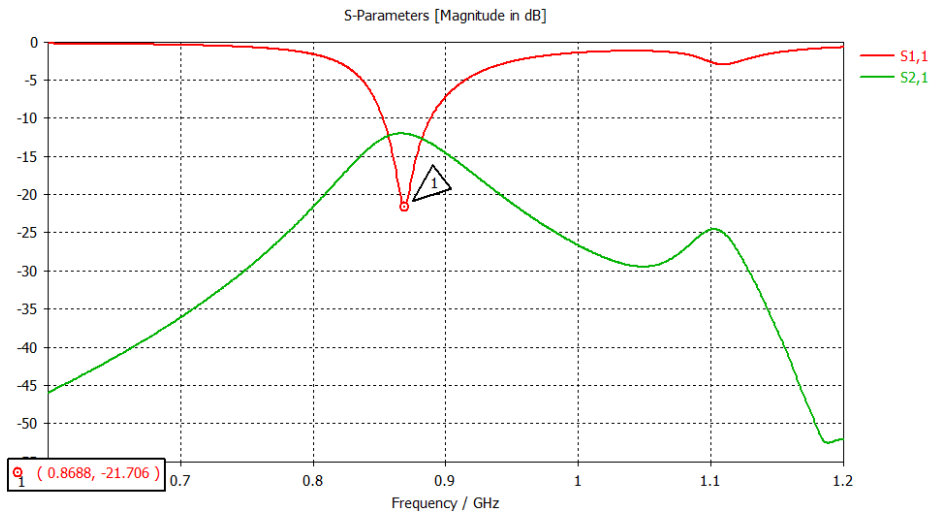
## 9. Παθητικά ενδιάμεσα στοιχεία για απόσταση κεραιών $\lambda/3$

Έχοντας μαζέψει κάποια δεδομένα, είτε για διαφορετικές αποστάσεις των στοιχείων είτε άλλα που αφορούν τον ενδιάμεσο κενό χώρο, προχωρήσαμε στο επόμενο λογικό βήμα που ήταν η προσθήκη παθητικών στοιχείων. Για αρχή χρησιμοποιήσαμε απόσταση των στοιχείων ίση με  $\lambda/3$  και όχι  $\lambda/2$  (έχει σχετικά καλά χαρακτηριστικά στο διάγραμμα ακτινοβολίας και είναι χρονικά ασύμφορο να επαναλαμβάνουμε τόσο μεγάλο πλήθος δοκιμών για πολλές διαφορετικές αποστάσεις), ελπίζοντας να καταφέρουμε να εξάγουμε χρήσιμα συμπεράσματα για το πώς θα μπορούσαμε να επηρεάσουμε τα χαρακτηριστικά του διαγράμματος ακτινοβολίας (εύρεση θέσεων για διακόπτες).

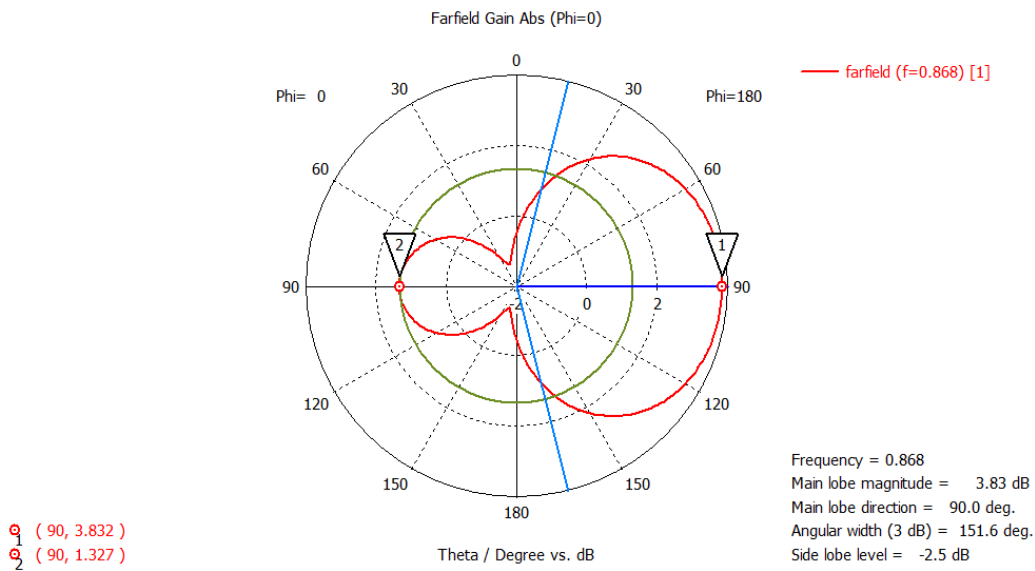
Η πρώτη δοκιμή που έγινε ήταν μία απλή τοποθέτηση κάθετης λωρίδας πάχους 4 mm στην μέση της απόστασης μεταξύ των δύο κεραιών χωρίς κάποια ένωσή της σε γείωση. Διατηρούμε το port 1 ενεργό και το port 2 προσαρμοσμένο, τακτική που ακολουθούμε και στα παρακάτω εφόσον πρόκειται για συμμετρική διάταξη και επίσης επειδή διαπιστώσαμε ύστερα από δοκιμές ότι για προσαρμογή τα αποτελέσματα είναι αρκετά καλύτερα. Αυτό μας υποδεικνύει ότι, ίσως, είναι καλύτερα να χρησιμοποιηθούν RF διακόπτες που να παρέχουν προσαρμογή όταν είναι σε κατάσταση off.



Εικόνα 249. Σχέδιο CST (Middle line 4mm)



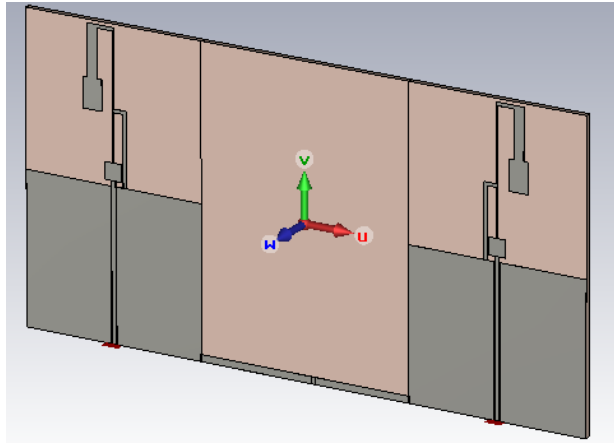
Εικόνα 250. S-parameters (Middle line 4mm)



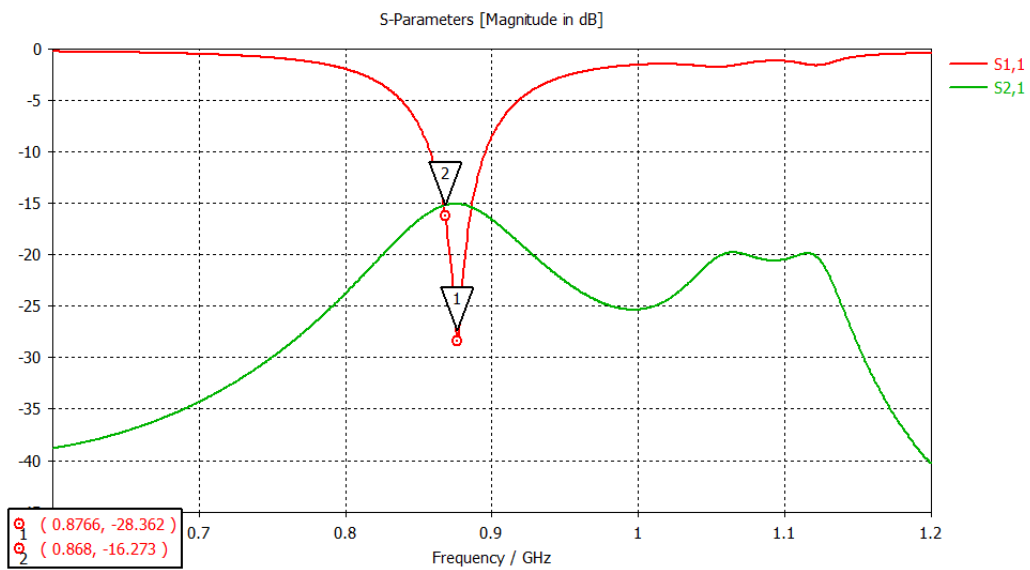
Εικόνα 251. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Middle line 4mm)

Από αυτή την πρώτη δοκιμή κρίναμε ότι υπάρχουν ενδείξεις πως μπορούμε να αλλάξουμε τα χαρακτηριστικά με τοποθέτηση ενδιάμεσων παθητικών στοιχείων και έτσι προχωρήσαμε στην τοποθέτηση μίας οριζόντιας λωρίδας μεταξύ των γειώσεων στο κάτω μέρος της διάταξης.

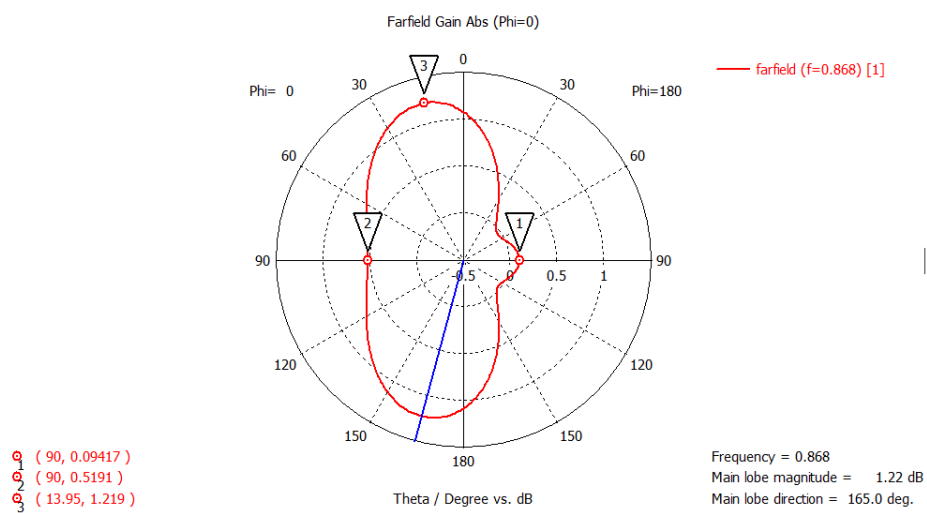




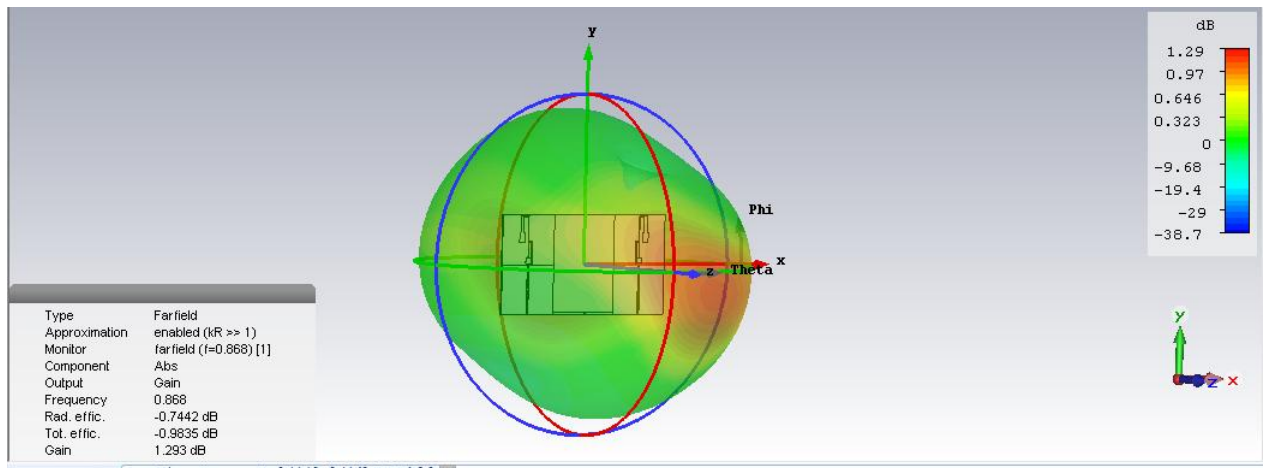
Εικόνα 252. Σχέδιο CST (Ground connected (Bottom))



Εικόνα 253. S-parameters (Ground connected (Bottom))



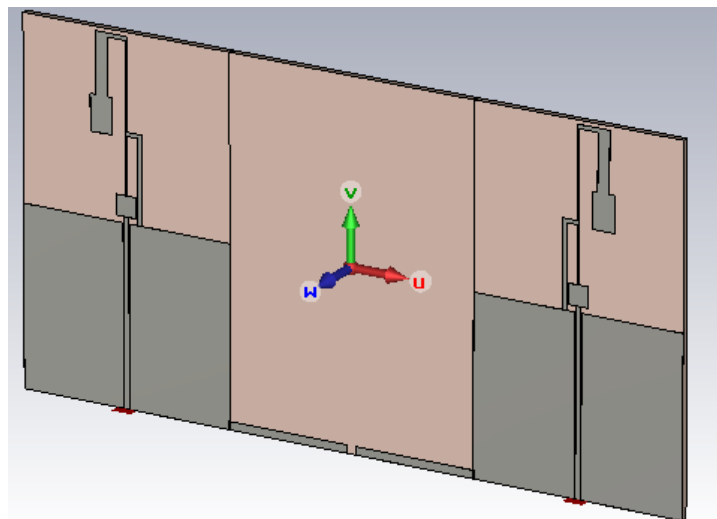
Εικόνα 254. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground connected (Bottom))



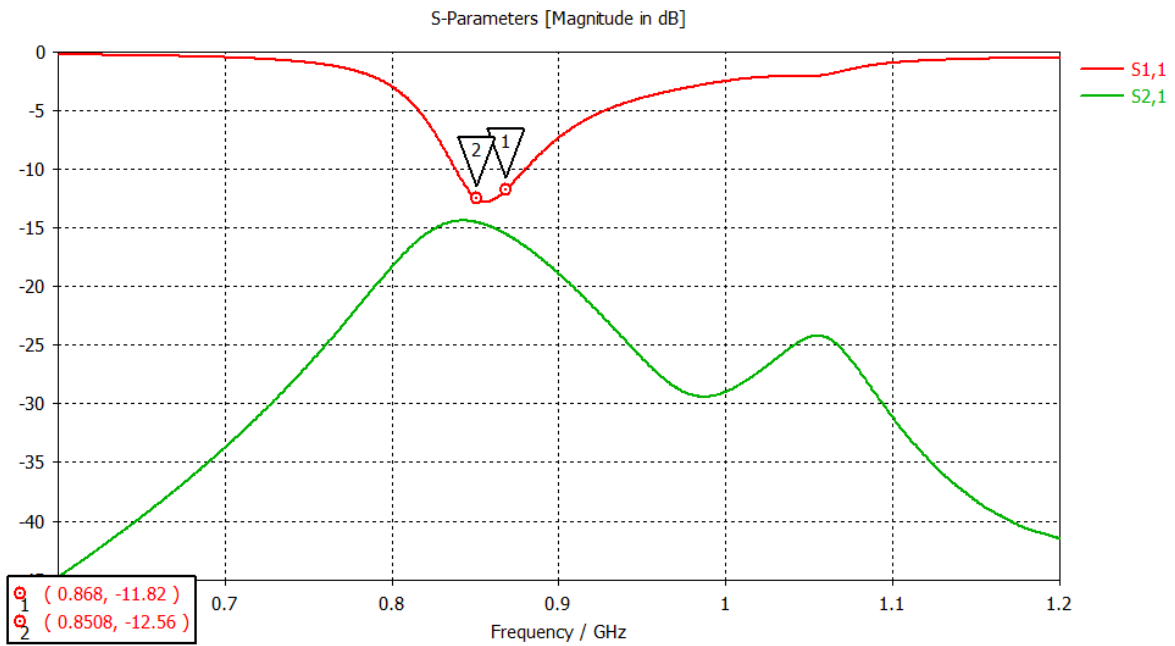
Εικόνα 255. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Ground connected (Bottom))

Ύστερα κόψαμε την λωρίδα στην μέση δημιουργώντας ένα κενό 2mm, για να μελετήσουμε πως επηρεάζονται τα χαρακτηριστικά όταν δεν υπάρχει ένωση μεταξύ των 2 γειώσεων και αν έχει νόημα η ιδέα για τοποθέτηση κάποιου διακόπτη. Δοκιμάστηκαν πάχη λωρίδας 2 mm και 3 mm.

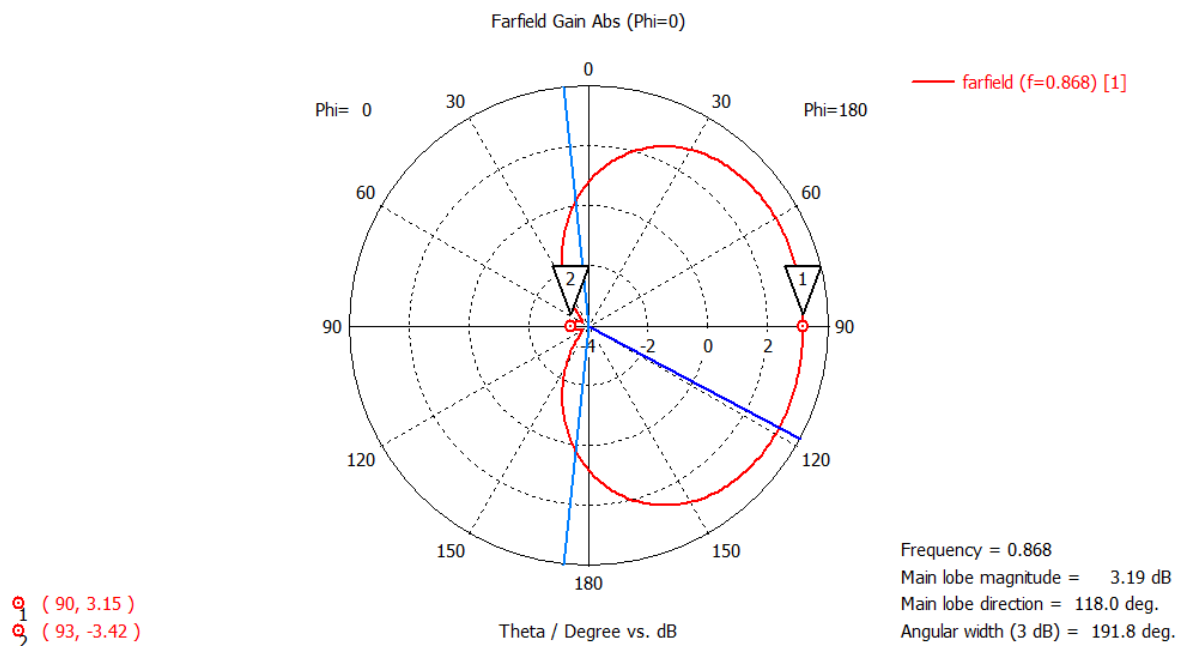
## 2 mm



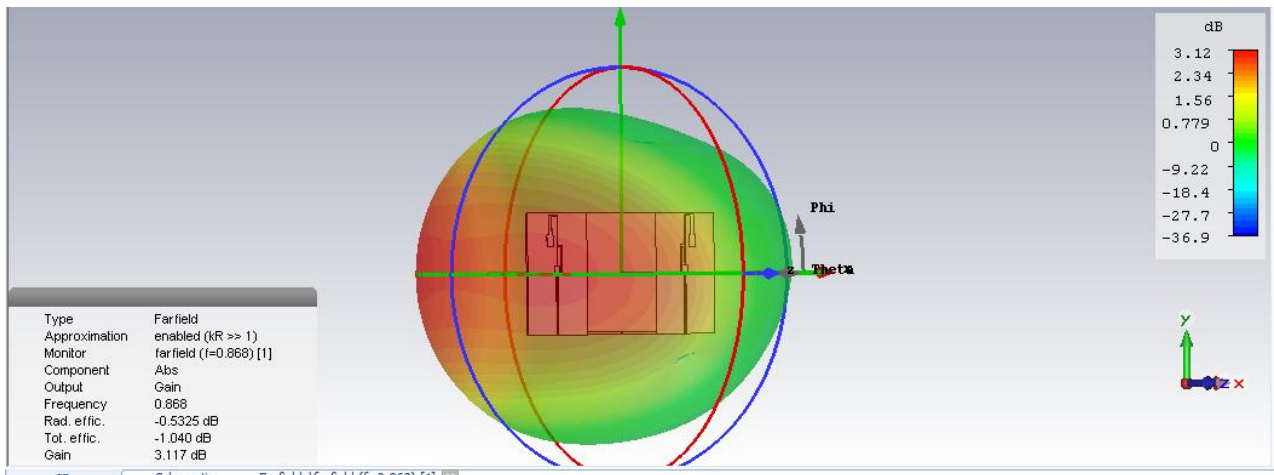
Εικόνα 256. Σχέδιο CST (Ground NOT connected 2 mm width (Bottom with 2mm cut))



Εικόνα 257. S-parameters (Ground NOT connected 2 mm width (Bottom with 2mm cut))

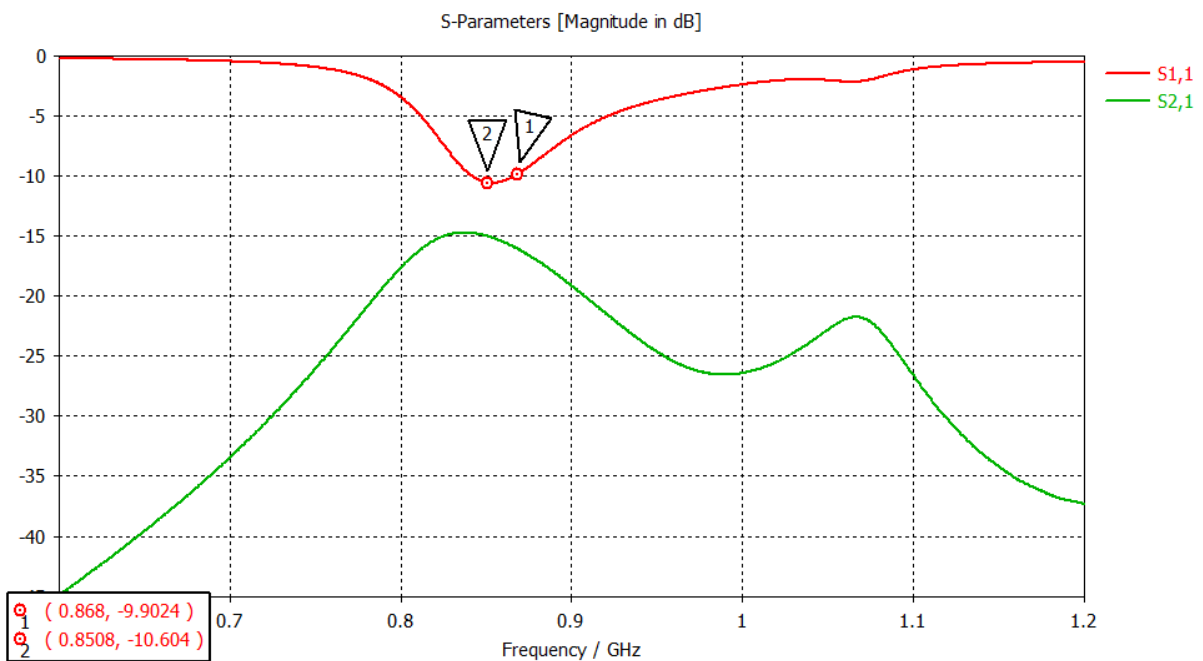


Εικόνα 258. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected 2 mm width (Bottom with 2mm cut))

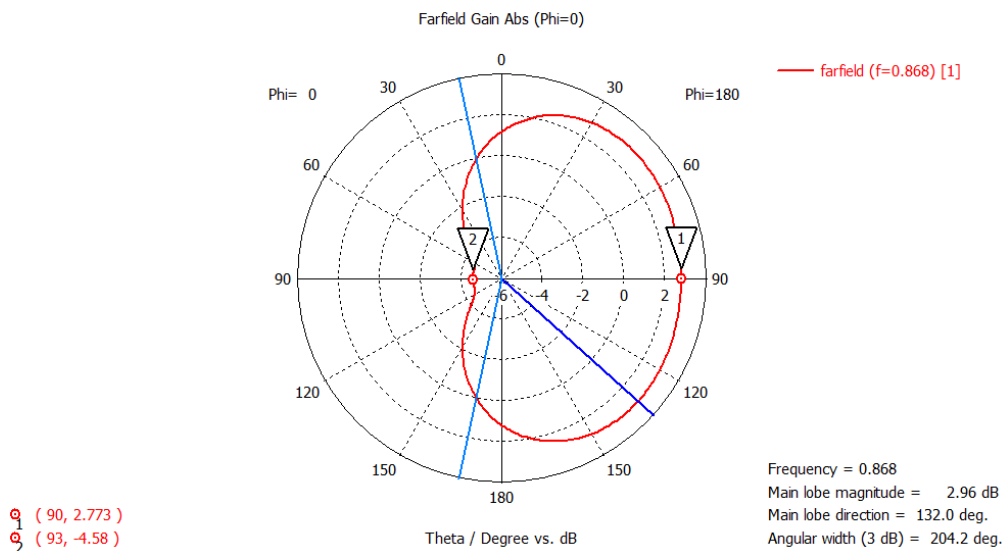


Εικόνα 258. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Ground NOT connected 2 mm width (Bottom with 2mm cut))

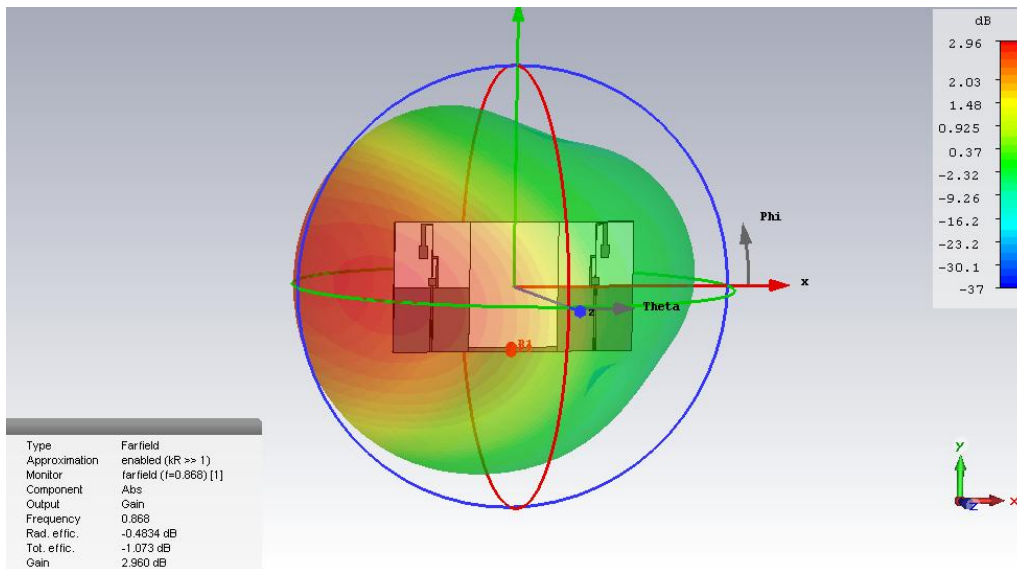
### 3 mm



Εικόνα 260. S-Parameters (Ground NOT connected 3 mm width (Bottom with 2mm cut))

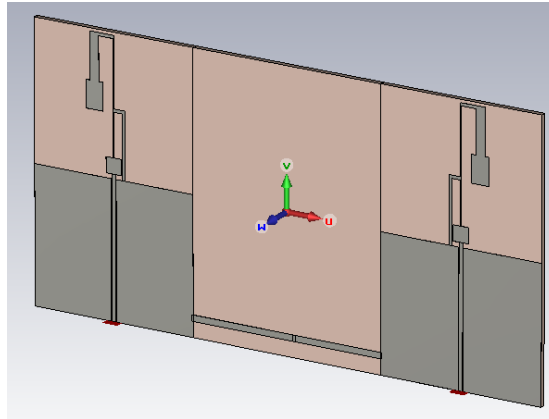


Εικόνα 261. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected 3 mm width (Bottom with 2mm cut))

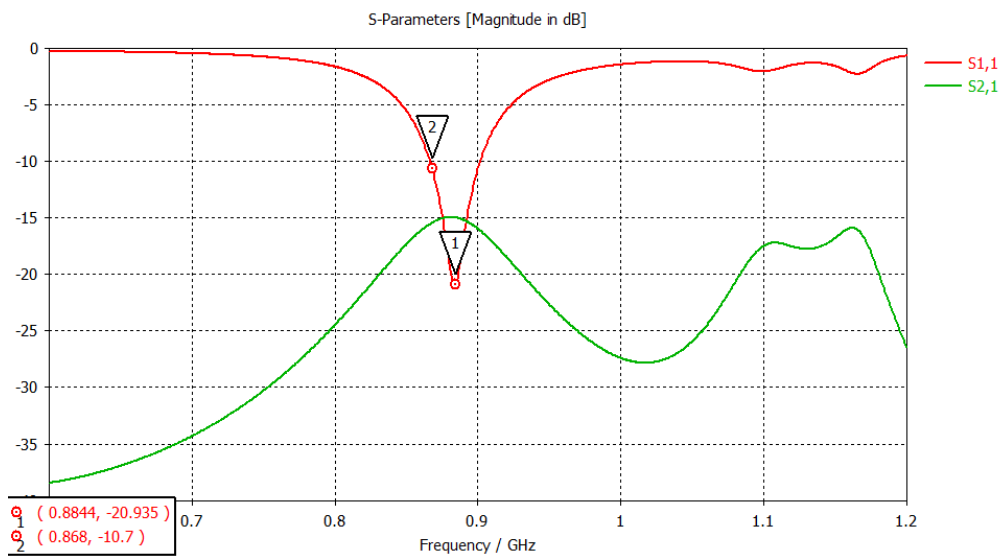


Εικόνα 262. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Ground NOT connected 3 mm width (Bottom with 2mm cut))

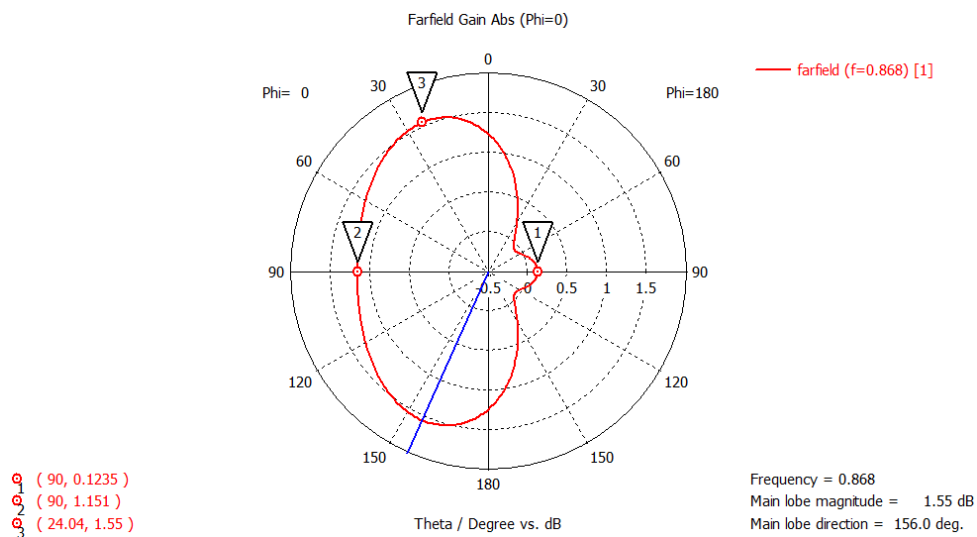
Τα αποτελέσματα είναι ενδιαφέροντα ως προς το front-to-back ratio που παρουσιάζουν. Επίσης φαίνεται ότι δεν υπάρχει πολύ μεγάλη ευαισθησία της διάταξης στο πλάτος της κάτω λωρίδας. Παρακάτω δοκιμάσαμε και αλλαγή στην θέση της λωρίδας, παρατηρώντας ξανά μία σχετικά μικρή ευαισθησία στις αλλαγές.



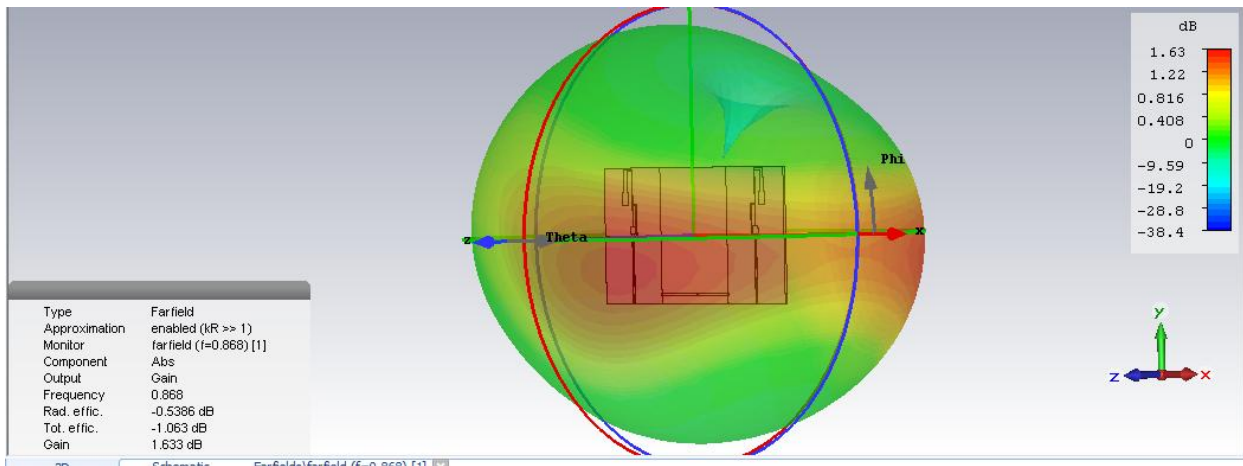
Εικόνα 263. Σχέδιο CST (Ground connected (5 mm Above Bottom))



Εικόνα 264. S-parameters (Ground connected (5 mm Above Bottom))



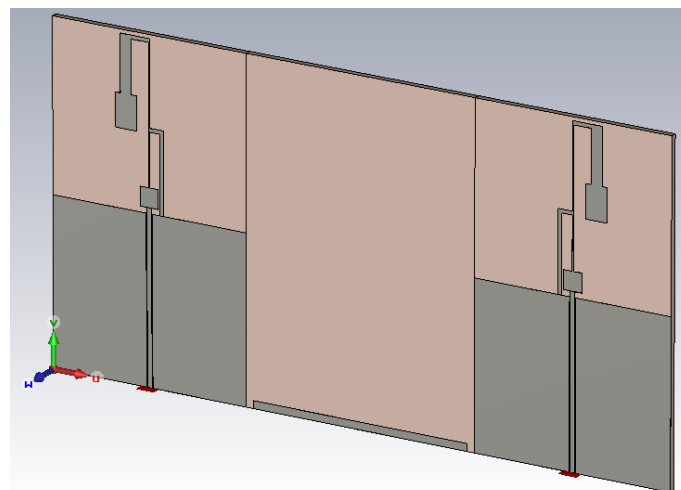
Εικόνα 265. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground connected (5 mm Above Bottom))



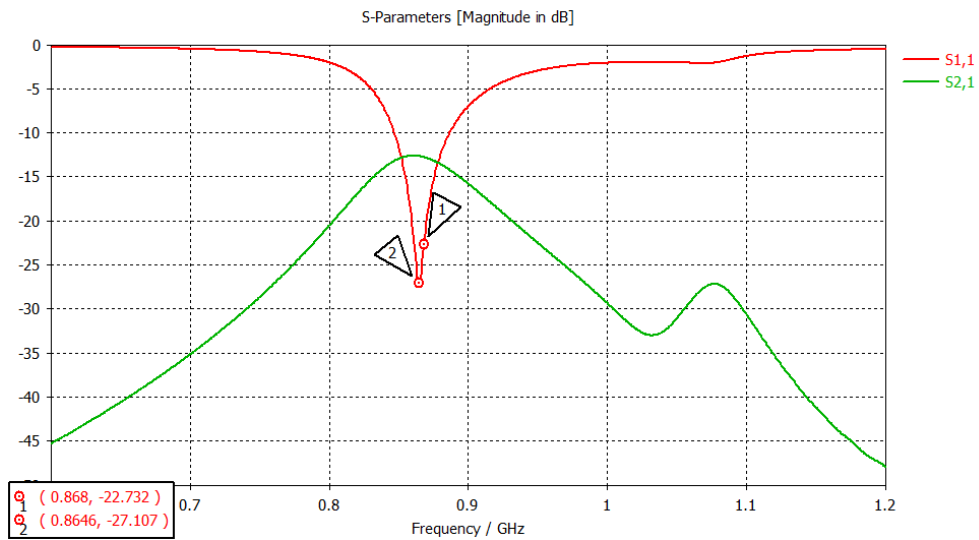
Εικόνα 266. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Ground connected (5 mm Above Bottom))

Βλέπουμε λοιπόν ότι με την ύπαρξη της κάτω λωρίδας, όταν οι γειώσεις δεν έχουν επαφή (κόψιμο), προκύπτει ένα κατευθυντικό διάγραμμα και ότι μικρές τροποποιήσεις στο πάχος της λωρίδας, εκ πρώτης όψεως δεν κάνουν παρά μόνο μικρές αλλαγές στο S11 της τάξης των 1-2 dB. Έτσι, σκεφτήκαμε ότι ένας κατάλληλος συνδυασμός θα μπορούσε να προσδώσει πολύ μεγαλύτερα οφέλη και ελευθερία σχεδίασης.

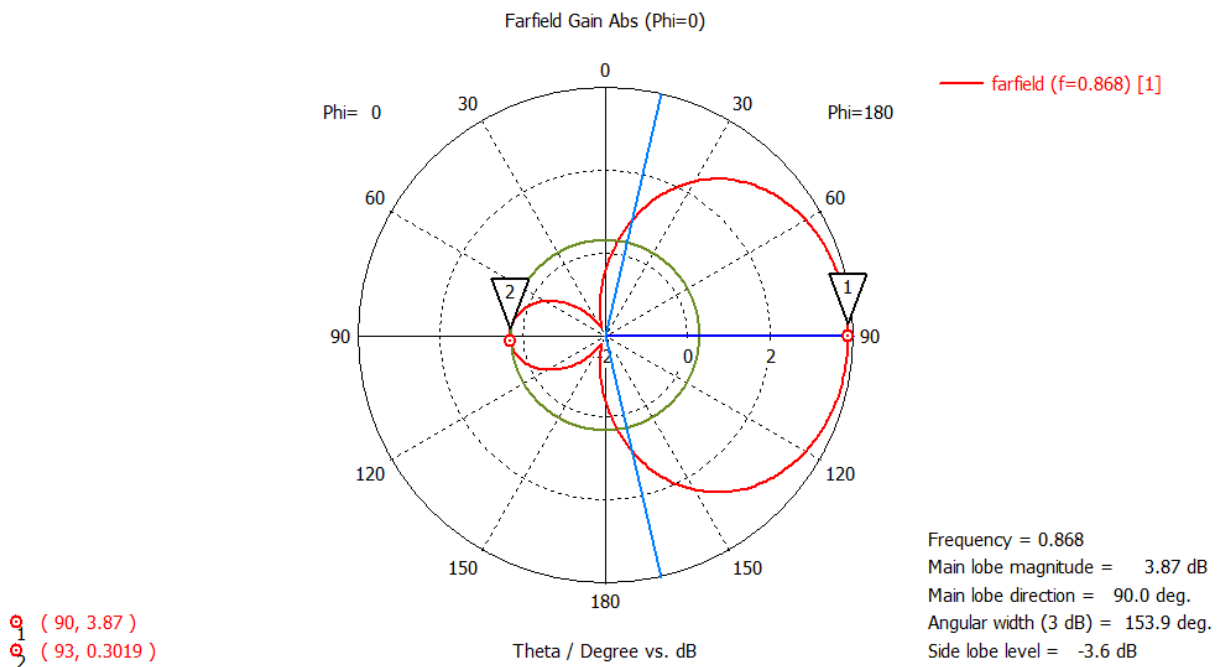
Δοκιμάσαμε το αντίστροφο του κοψίματος της οριζόντιας λωρίδας στην μέση, δηλαδή βάλουμε κενό 2 mm αυτή την φορά σε κάθε άκρη, άρα καταργήσαμε πάλι την φυσική επαφή με την κάθε γείωση όπως συνέβαινε προηγουμένως. Η ανάγκη που οδήγησε σε αυτή την δοκιμή είναι η επιθυμία για τοποθέτηση μίας κάθετης λωρίδας, δηλαδή ανακλαστήρα, στην μέση της οριζόντιας όπου πριν υπήρχε κενό για να διαχωριστούν οι γειώσεις.



Εικόνα 267. Σχέδιο CST (Reverse Ground NOT connected 2mm width)

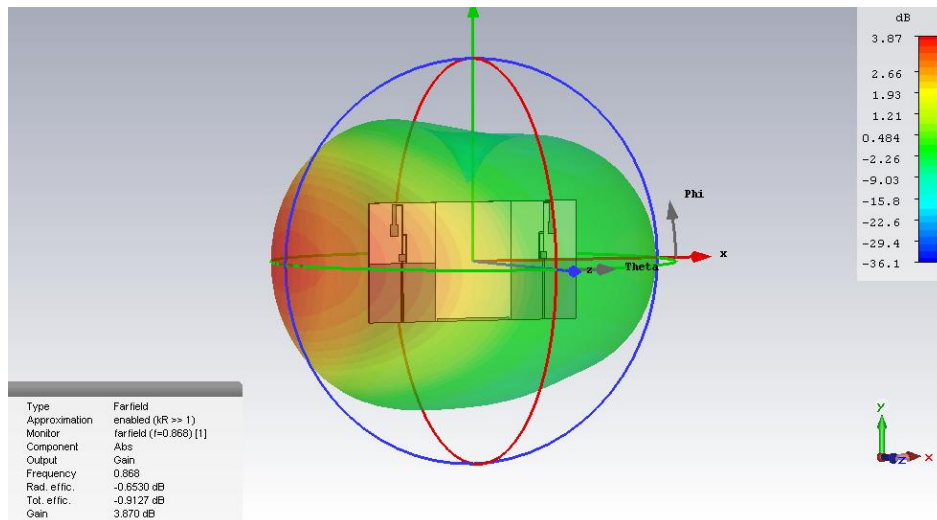


Εικόνα 268. S-parameters (Reverse Ground NOT connected 2mm width)



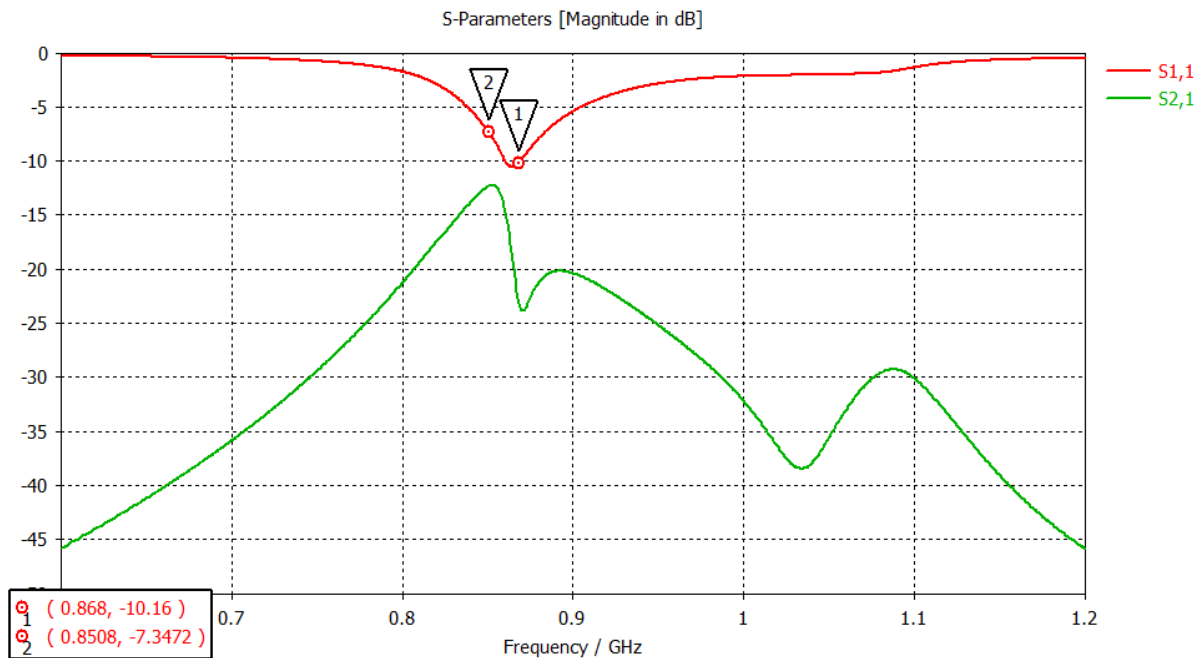
Εικόνα 269. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reverse Ground NOT connected 2mm width)



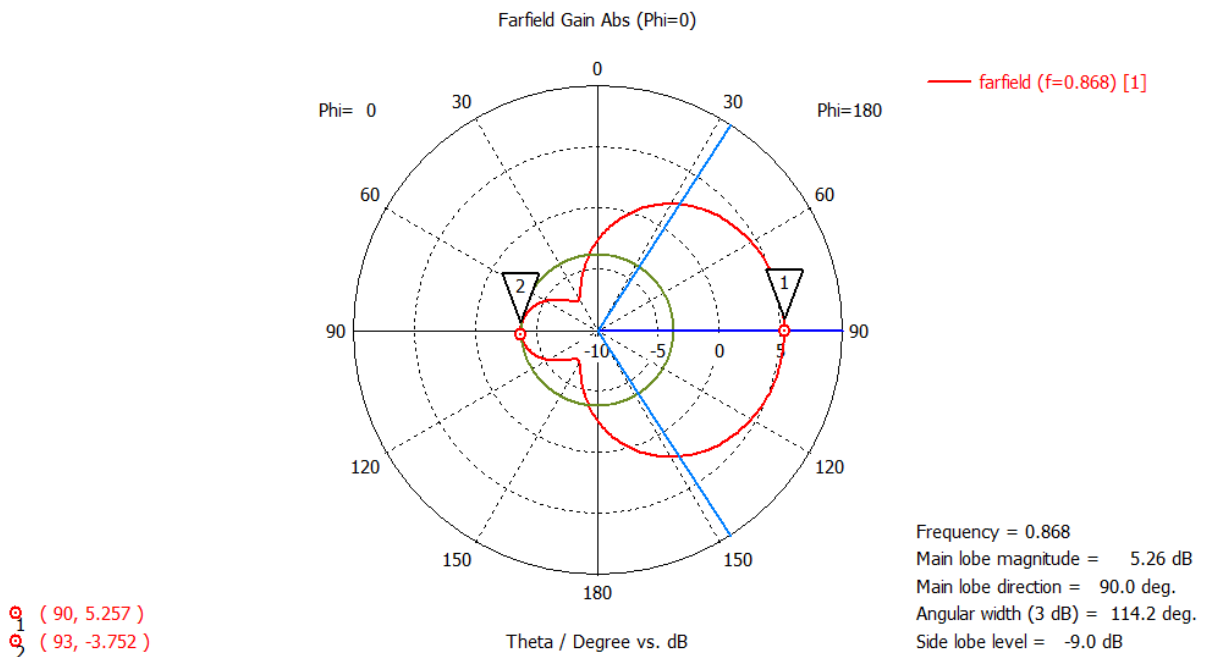


Εικόνα 270. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reverse Ground NOT connected 2mm width)

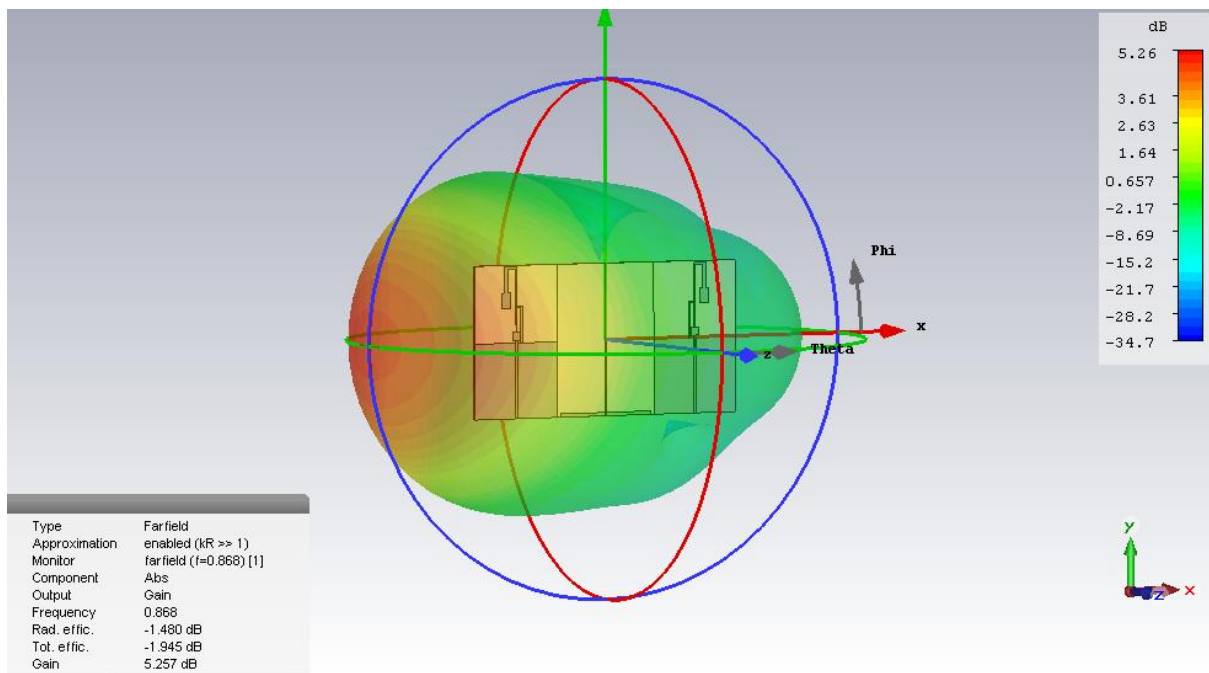
Αφού τα χαρακτηριστικά δεν καταστρέφονται τελείως συγκριτικά με το κόψιμο στην μέση της λωρίδας, περάσαμε στον συνδυασμό των 2 λωρίδων ελπίζοντας ότι η κάθετη λωρίδα δρώντας ως ανακλαστήρας θα επηρεάσει σημαντικά τον πίσω λοβό. Διατηρώντας πάντα την συμμετρία στην διάταξη του παραπάνω σχεδίου τοποθετήσαμε ακριβώς στην μέση και σε ίση απόσταση από κάθε στοιχείο, μία κάθετη λωρίδα, δημιουργώντας κάτι που σαν εικόνα μοιάζει σαν ένα ανάποδο «T». Σαν πρώτη δοκιμή βάλαμε κάθετη λωρίδα πάχους 1 mm.



Εικόνα 271. S-parameters (Reflector and GP (T) Not connected 1-3 1mm)



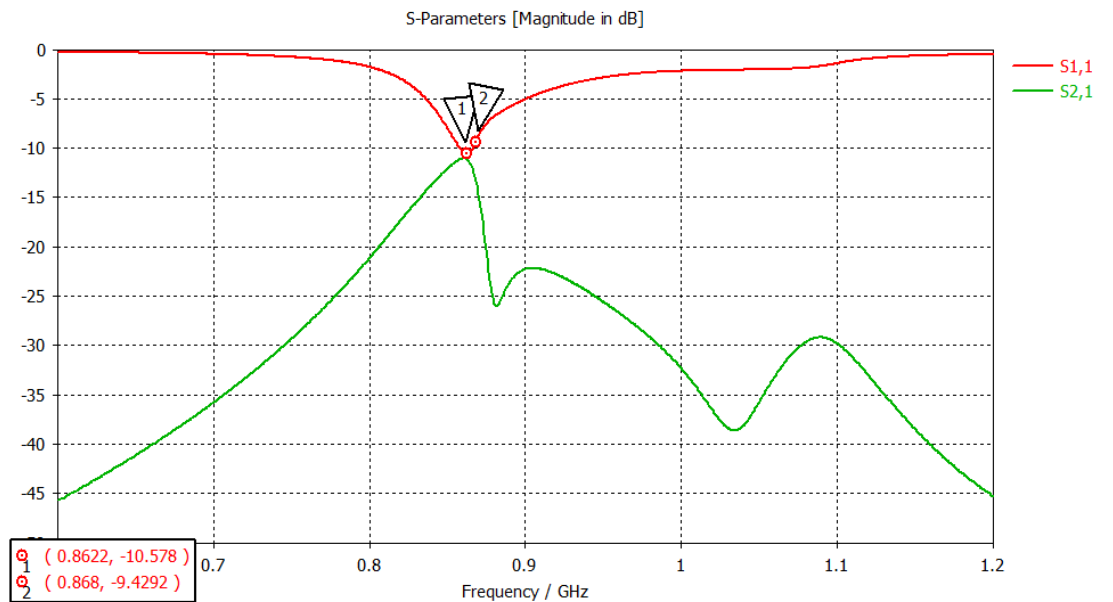
Εικόνα 272. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reflector and GP (T) Not connected 1-3 1 mm)



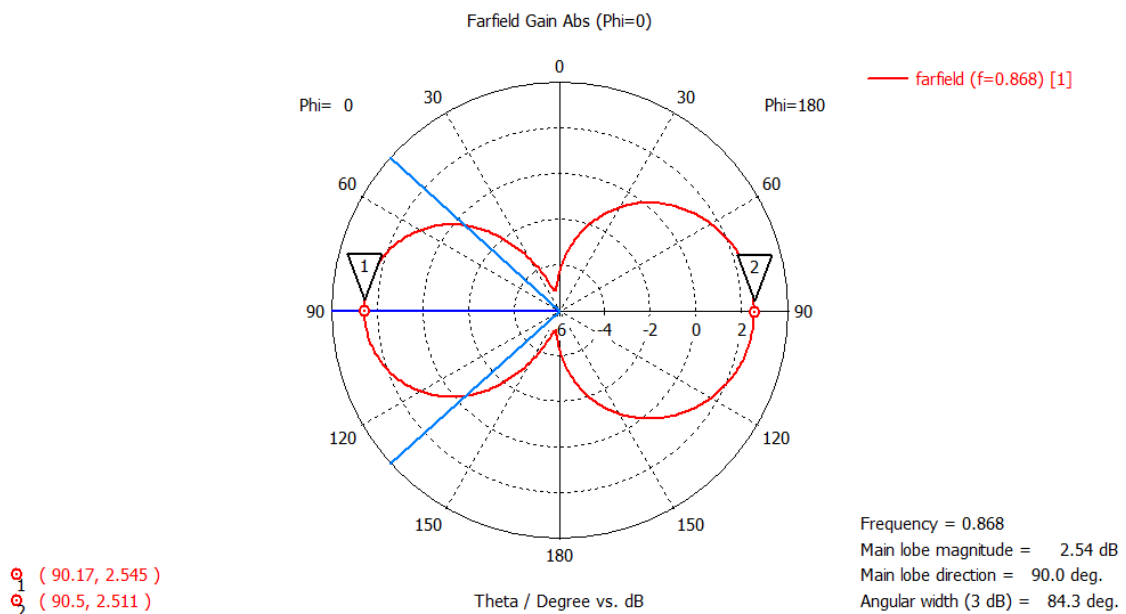
Εικόνα 273. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Reflector and GP (T) Not connected 1-3 1 mm)

Προς ευχάριστη μας έκπληξη ο συνδυασμός φαίνεται να δουλεύει ακόμα καλύτερα από ό,τι ελπίζαμε στην καταπίεση του οπίσθιου λοβού, αλλά και να συμβάλει σημαντικά στην αύξηση του κέρδους, ενώ δεν φαίνεται να επηρεάζει καθόλου το εύρος δέσμης του κύριου λοβού που θα θέλαμε να προσεγγίσει τις 180°. Το μόνο που χειροτερεύει αρκετά είναι το πλάτος του S11. Το επόμενο λογικό βήμα και το οποίο κάναμε ήταν αλλαγές στο πλάτος της κάθετης λωρίδας για να βρούμε την βέλτιστη τιμή. Έγιναν δοκιμές για τιμές από 0.3 mm έως και 3 mm με βήμα 0.1 mm, θα παραθέσουμε για να υπάρχει μέτρο σύγκρισης κάποιες από αυτές και συγκεκριμένα τις τιμές 0.7, 0.8,

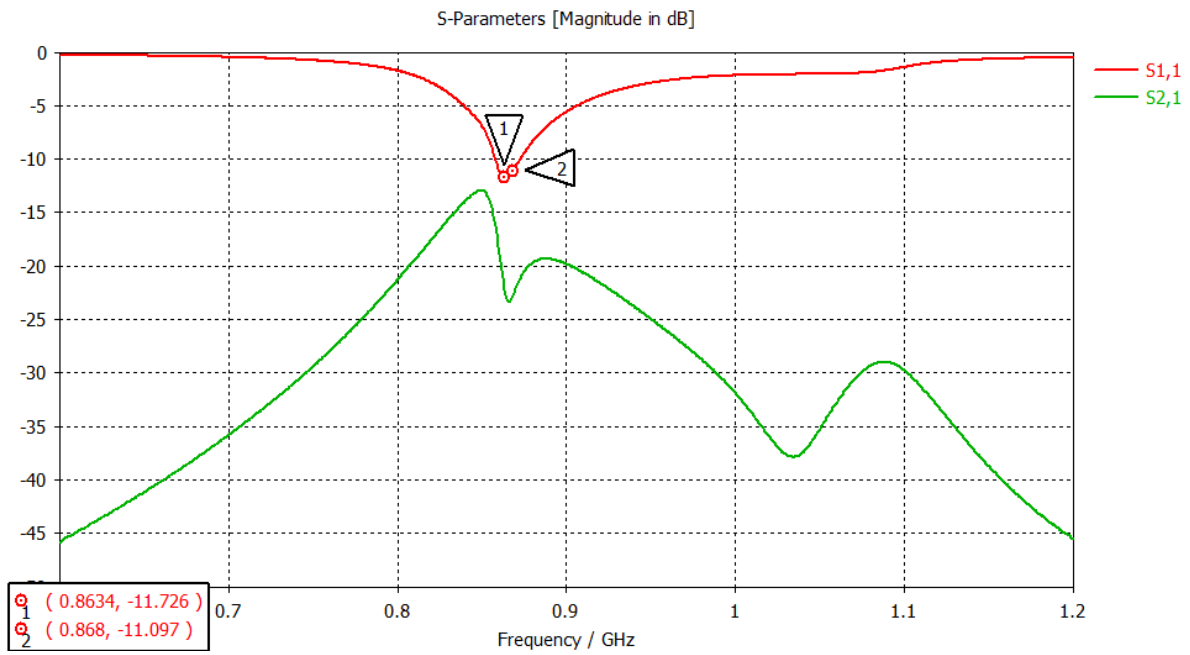
0.9, 1.2 mm, με την τιμή 0.8 mm να είναι και αυτή που επιλέχτηκε, επειδή είχε τα καλύτερα αποτελέσματα με (οριακά) αποδεκτό S11, το επιθυμητό front-to-back ratio, καλό κέρδος, όμως δυστυχώς όχι εύρος δέσμης 180° αλλά αυτό είναι κάτι που ισχύει για κάθε πάχος που δοκιμάστηκε και φαίνεται ξεκάθαρα ότι το πάχος δεν έχει καμία επίδραση σε αυτό το χαρακτηριστικό της διάταξης.



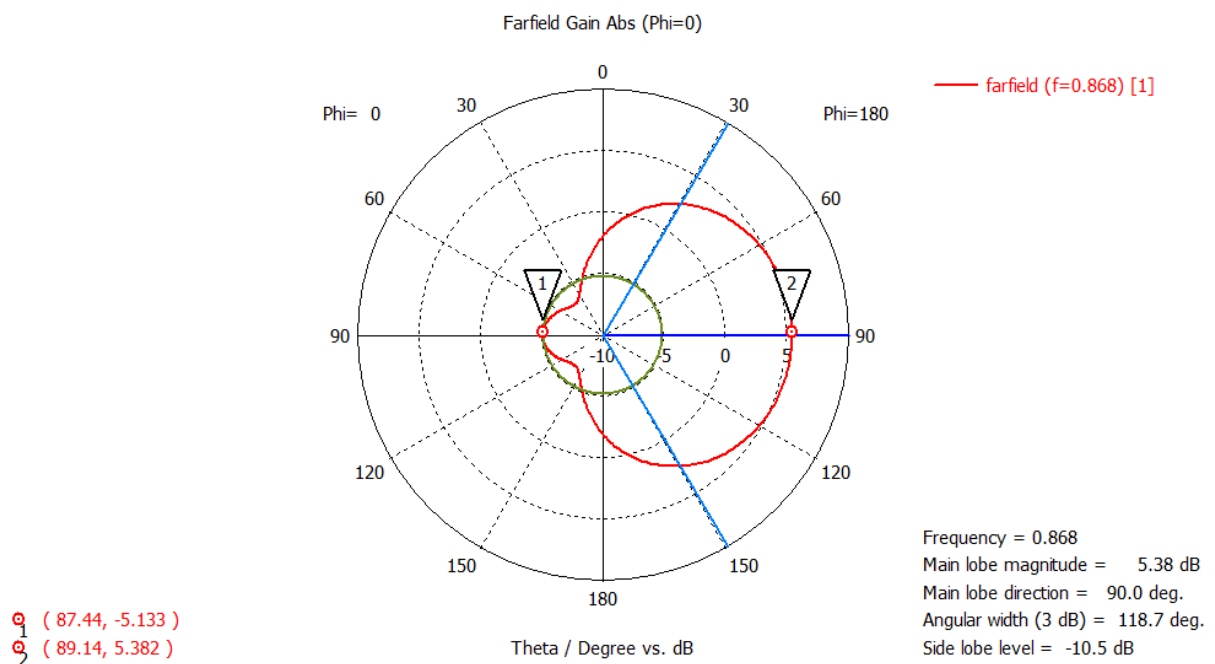
Εικόνα 274. S-parameters (Reflector and GP (T) Not connected l-3 1.2 mm)



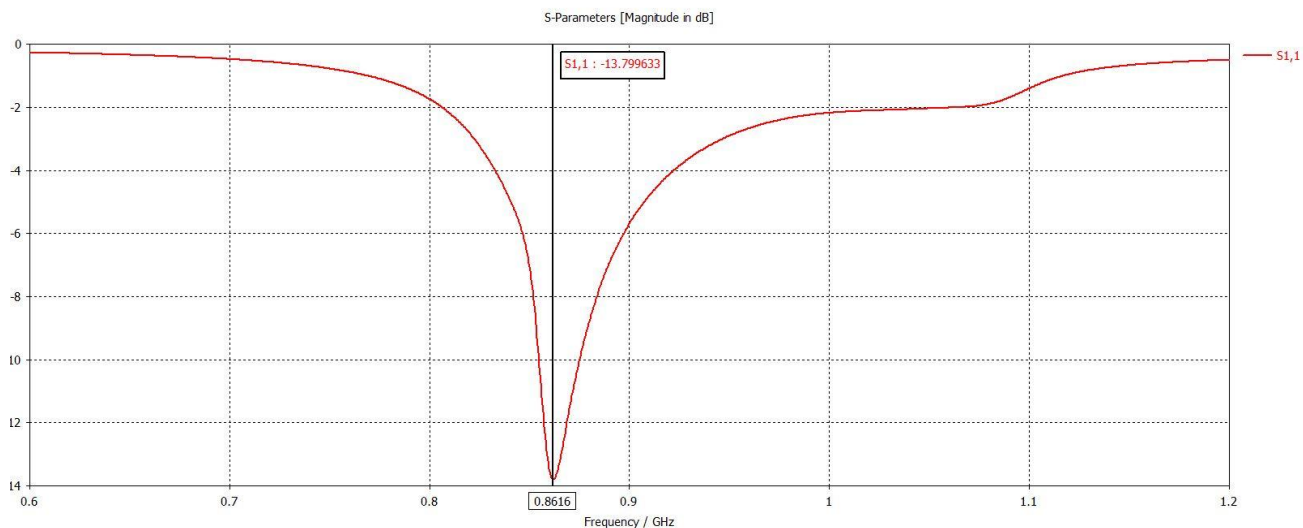
Εικόνα 275. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reflector and GP (T) Not connected l-3 1.2 mm)



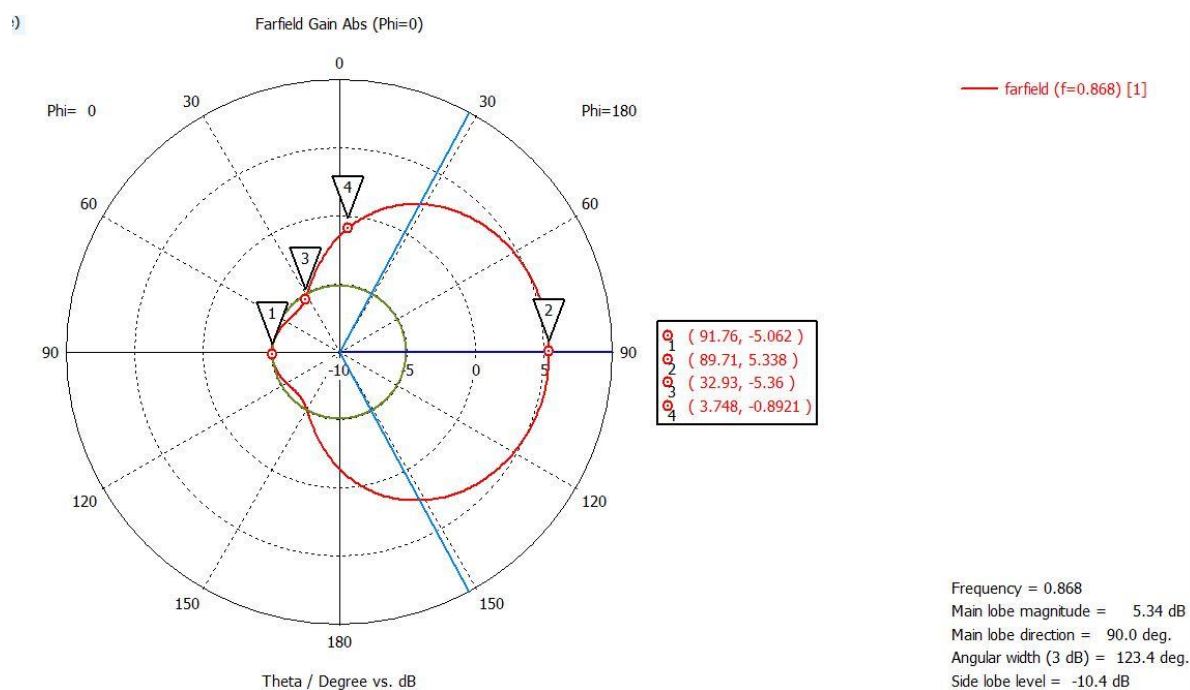
Εικόνα 276. S-parameters (Reflector and GP (T) Not connected l-3 0.9 mm)



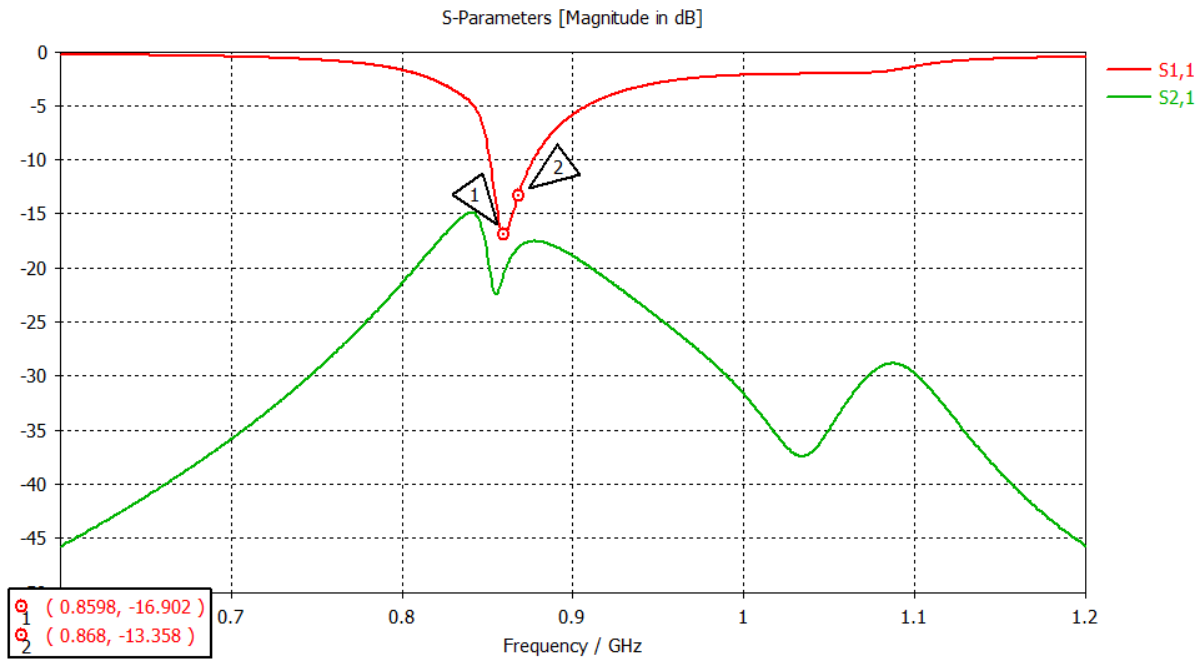
Εικόνα 277. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reflector and GP (T) Not connected l-3 0.9 mm)



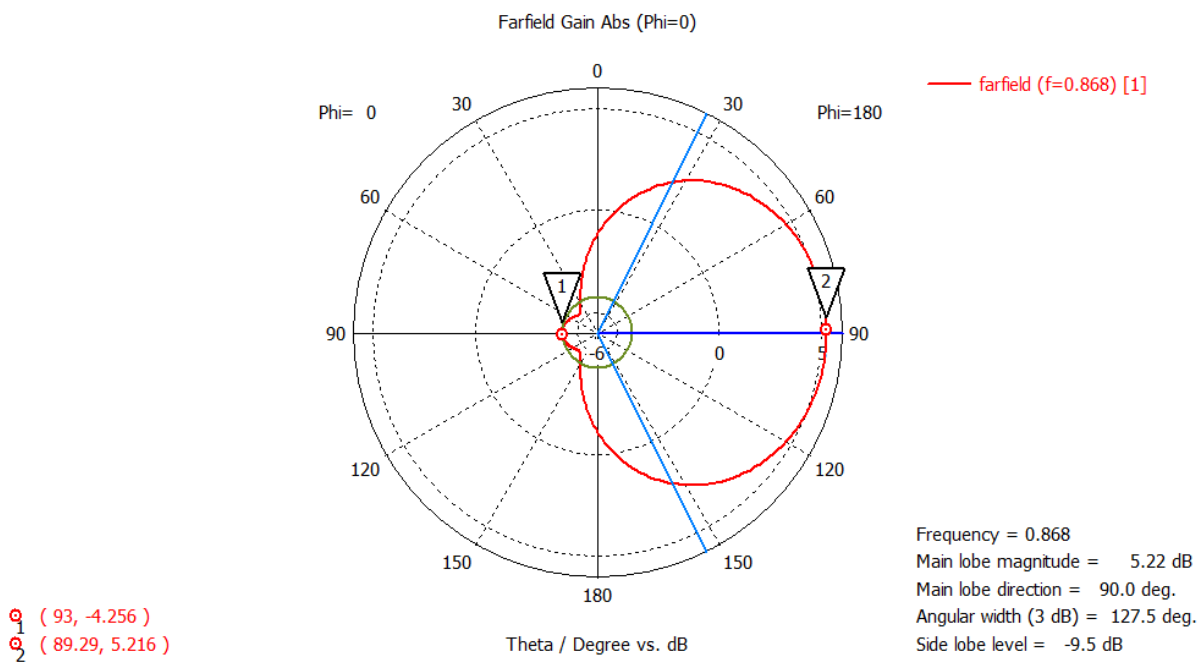
Εικόνα 278. S-parameters (Reflector and GP (T) Not connected l-3 0.8 mm)



Εικόνα 279. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reflector and GP (T) Not connected l-3 0.8 mm)



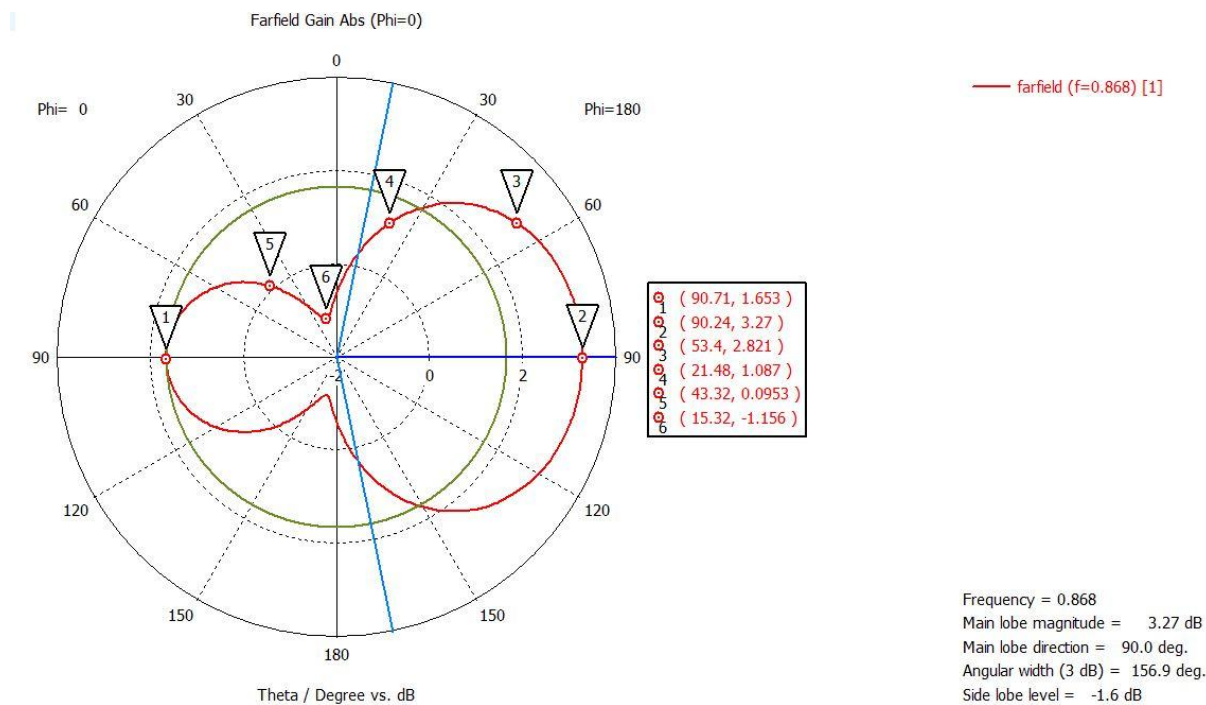
Εικόνα 280. S-parameters (Reflector and GP (T) Not connected l-3 0.7 mm)



Εικόνα 281. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reflector and GP (T) Not connected l-3 0.7 mm)

Δοκιμές για μικρές αλλαγές του πάχους της κάτω λωρίδας μεταξύ 1 mm και 3 mm σε συνάρτηση με τις αλλαγές της κάθετης λωρίδας, έδειξαν ότι αλλάζουν προς το χειρότερο χαρακτηριστικά όπως το front-to-back ratio και του κέρδους, οπότε φαίνεται ότι κατά τύχη μάλλον έχουμε πέσει στην καλύτερη περίπτωση πάχους που είναι τα 2 mm κατά τον συνδυασμό με κάθετη λωρίδα. Το ίδιο ισχύει και για την απόσταση της λωρίδας από τις γειώσεις, μικρές αλλαγές δεν παίζουν τεράστιο ρόλο αλλά μεγάλες αλλαγές όπως π.χ. η μείωση της κάτω λωρίδας στο μισό καταστρέφουν εντελώς όλα

αυτά που κερδίσαμε στο διάγραμμα ακτινοβολίας. Επισυνάπτουμε τα αποτελέσματα της τελευταίας παρατήρησης ως παράδειγμα:

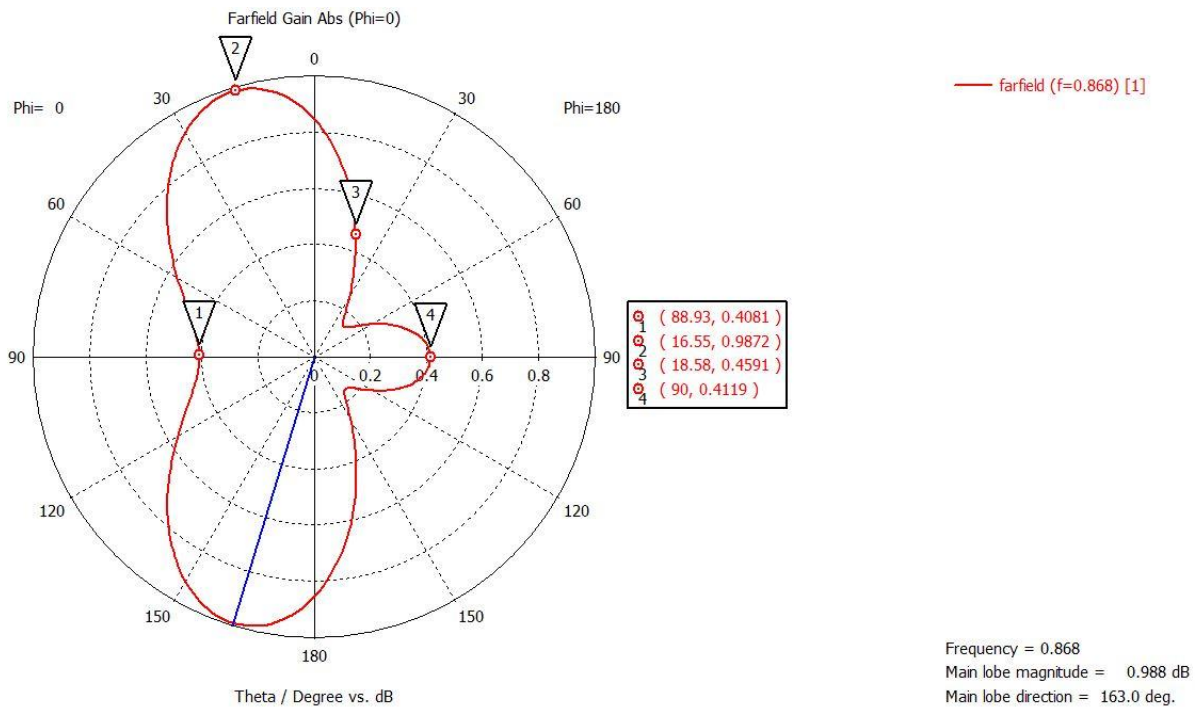


Εικόνα 282. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reflector and GP (T) Not connected half length)

Επίσης, το ύψος του κάθετου ανακλαστήρα φαίνεται να παίζει μεγάλο ρόλο, για μειώσεις της τάξης των 5 - 10 mm παρατηρούμε μεγάλες μη επιθυμητές αλλαγές στο διάγραμμα ακτινοβολίας, ενώ αντίθετα για μικρή του αύξηση δεν έχουμε αξιοσημείωτες διαφορές, άρα για την ώρα το ύψος περί των 90 mm που έχουμε επιλέξει σε όλες τις παραπάνω διατάξεις είναι αποδεκτό και δεν θα διερευνηθεί περαιτέρω.

Αξίζει να σημειωθεί ότι χωρίς το κενό μεταξύ γείωσης και οριζόντιας λωρίδας, δηλαδή με ένωση της λωρίδας με τις 2 γειώσεις, η φύση του διαγράμματος αλλάζει εντελώς και μοιάζει περισσότερο με ομοιοκατευθυντικό, όπως αυτό που είχαμε όταν η οριζόντια γραμμή ήταν ενωμένη και δεν είχαμε τοποθετήσει τον κάθετο ανακλαστήρα.

Συγκεκριμένα:



Εικόνα 283. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Reflector and GP (T) Connected l-3 0.8mm Connected left and right)

Είναι κάτι που αξίζει να έχουμε στον νου μας για το μέλλον, επειδή ίσως με διακόπτες σε αυτά τα σημεία της ένωσης με τις γειώσεις, μπορέσουμε να έχουμε έναν τρόπο να περνάμε από κατευθυντικό σε ομοιοκατευθυντικό που είναι εξαρχής ένας από τους στόχους μας.

Ανακεφαλαιώνοντας, φαίνεται ότι αυτή την στιγμή έχουμε δύο προσεγγίσεις με τα υπέρ και τα κατά τους. Η μία προσέγγιση είναι αυτή με την οριζόντια λωρίδα ανάμεσα στις γειώσεις η οποία αποδίδει ένα εύρος δέσμης μεγάλο (>180°) και πιο εύκολα διαχειρίσιμο, αλλά με front-to-back ratio που δύσκολα φαίνεται να μπορεί να πέσει κάτω από 10 dB. Η άλλη προσέγγιση είναι ο συνδυασμός της οριζόντιας και της κάθετης λωρίδας - ανακλαστήρα, ο οποίος αποδίδει ένα στενότερο από το επιθυμητό εύρος δέσμης αλλά και ένα σημαντικά καλύτερο front-to-back ratio και κέρδος. Όσο για το τελευταίο αποτέλεσμα ένωσης του ανάποδου T με τις γειώσεις, είναι κάτι που ίσως θα μπορούσε να εξεταστεί σε άλλη φάση καθώς στην συνέχεια το βάρος θα πέσει σε προσπάθειες συνδυασμού των ευεργετικών χαρακτηριστικών από τις 2 προσεγγίσεις που αναφέραμε καθώς και σε καλύτερη κατανόηση λειτουργίας της διάταξης που έχουμε πλέον δημιουργήσει.

## 9.1 Δοκιμές σε οριζόντια λωρίδα και γείωση

Σε αυτή την ενότητα όπως θα δείξουμε μεθοδικά παρακάτω με τις κατάλληλες προσομοιώσεις (φυσικά το πλήθος τους είναι μεγάλο και το να μπουν όλες είναι απαγορευτικό για ευνόητους λόγους), διαπιστώσαμε ότι η γείωση, ιδίως το κομμάτι κάτω από το ενεργό στοιχείο, παίζει κρίσιμο ρόλο στο διάγραμμα ακτινοβολίας. Όσο μεγαλύτερη είναι η σύζευξη μεταξύ των 2 στοιχείων τόσο μεγαλύτερο το πεδίο που



εμφανίζεται στο συγκεκριμένο κομμάτι γείωσης και τόσο μεγαλύτερος είναι ο οπίσθιος λοβός. Βέβαια, η σύζευξη είναι αναπόφευκτη και όχι ανεπιθύμητη (σε έναν βαθμό) για να μπορέσουμε να πετύχουμε τις προδιαγραφές που θέλουμε.

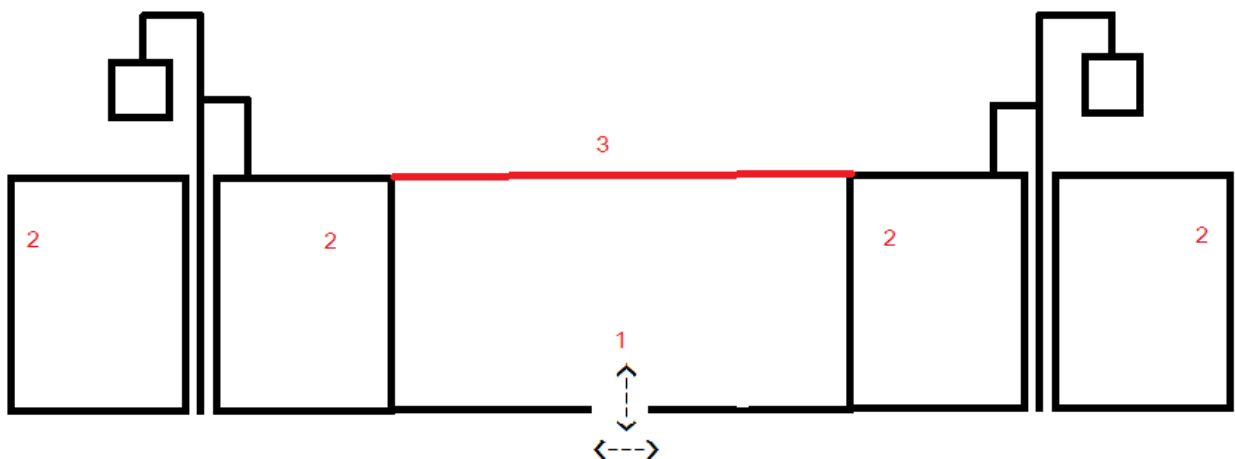
Όλα μέχρι ετούτου του σημείου τουλάχιστον, δείχνουν ότι είμαστε στον σωστό δρόμο προσπαθώντας προσθέσουμε κάτι ενδιάμεσα των στοιχείων, το οποίο όπως θα περίμενε κανείς θα επηρεάζει την προσαρμογή του ενεργού στοιχείου. Το trade off στην συγκεκριμένη περίπτωση δείχνει να είναι ότι, μπορεί να μειώνουμε την σύζευξη, αλλά ταυτόχρονα χαλάει η προσαρμογή στο ενεργό όσο πιο αυστηρές είναι οι προδιαγραφές που προσπαθούμε να πετύχουμε.

Στο δια ταύτα, σε αυτή την ενότητα η προσπάθεια που έγινε είναι συνδυαστική μεταξύ των παραμέτρων που αποτυπώνονται στο παρακάτω πρόχειρο σχήμα:

#### Δοκιμές με κάτω γραμμή και γειώσεις

- 1) Διαφορές σε πάχος και κόψιμο οριζόντιας λωρίδας
- 2) Κόψιμο γειώσεων δεξιά και αριστερά crw γραμμής.
- 3) Δοκιμή επιπλέον γραμμής και ένωση γειώσεων (ακραία περίπτωση)

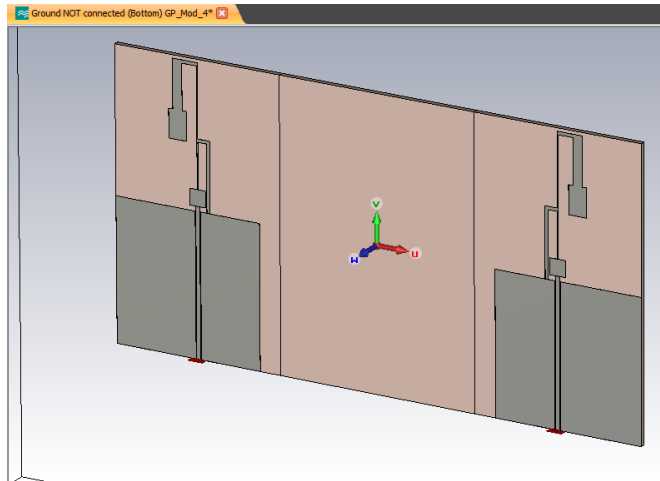
Όλες οι δοκιμές έγιναν με 80 cells per wavelength



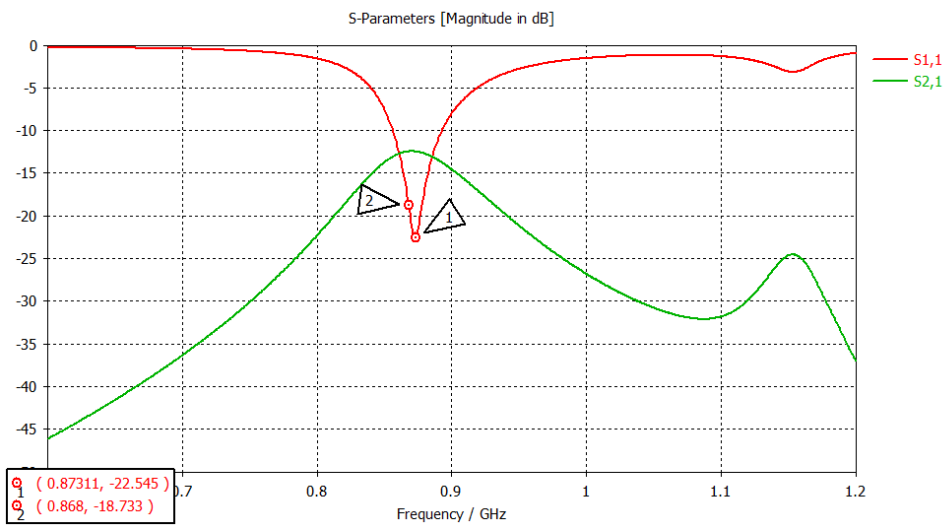
Εικόνα 284. Δοκιμές σε οριζόντια λωρίδα και γείωση

Οι προσομοιώσεις με τα καλύτερα – σημαντικότερα αποτελέσματα ονομάζονται GP\_Mod\_xx με το xx να είναι κάποιο νούμερο. Προφανώς δεν μπορούσαμε να δώσουμε κάποιο μικρό όνομα που εύκολα θα τα έκανε να ξεχωρίζαν μεταξύ τους, οπότε αποφασίσαμε να δουλέψαμε με την ονοματοδοσία σε αυτήν την λογική και κρατάγαμε σημειώσεις με τί αλλαγές στην διάταξη αντιστοιχεί το κάθε Mod. Για τις ανάγκες του κειμένου της διπλωματικής θα γράφουμε τί είναι αυτό που έχει πειραχτεί σε κάθε μία από τις παρακάτω δοκιμές με το όνομα Mod.

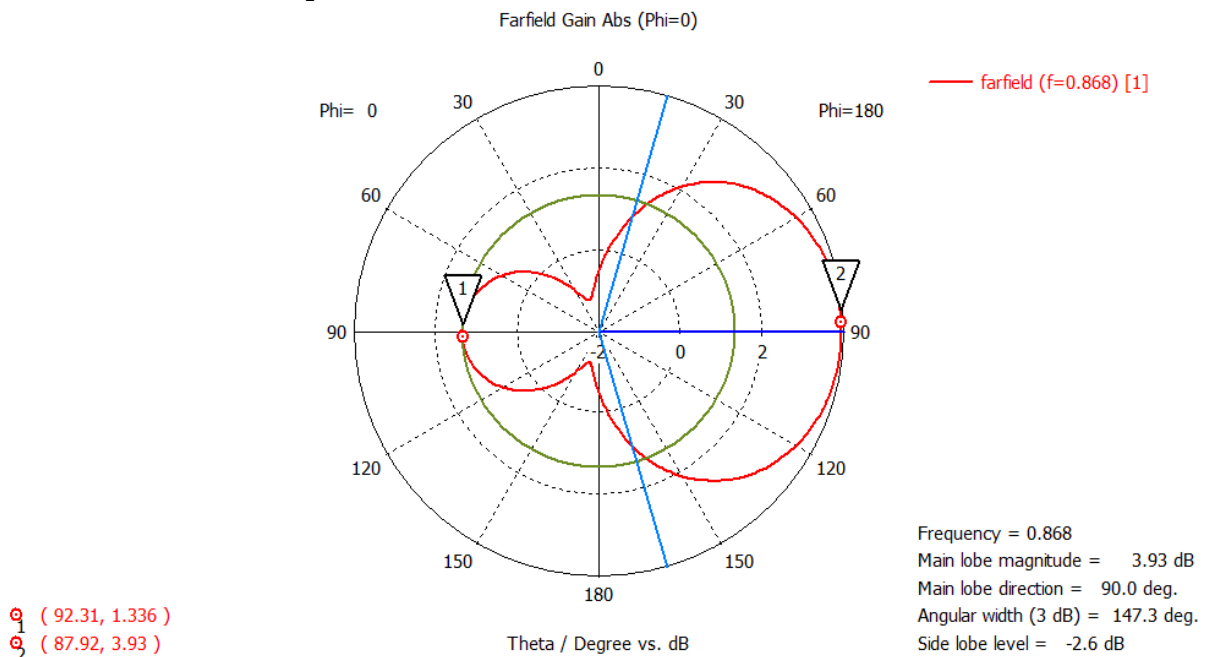
Η προσομοίωση Mod 4 είναι με μείωση του κομματιού της γείωσης ανάμεσα από τα δύο στοιχεία κατά 1/4 και αφαίρεση της οριζόντιας λωρίδας. Φαίνεται από τα αποτελέσματα ότι το S11 είναι καλό, όμως χαλάει τελείως το διάγραμμα ακτινοβολίας μάλλον εξαιτίας της απουσίας της λωρίδας.



Εικόνα 285. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_4)

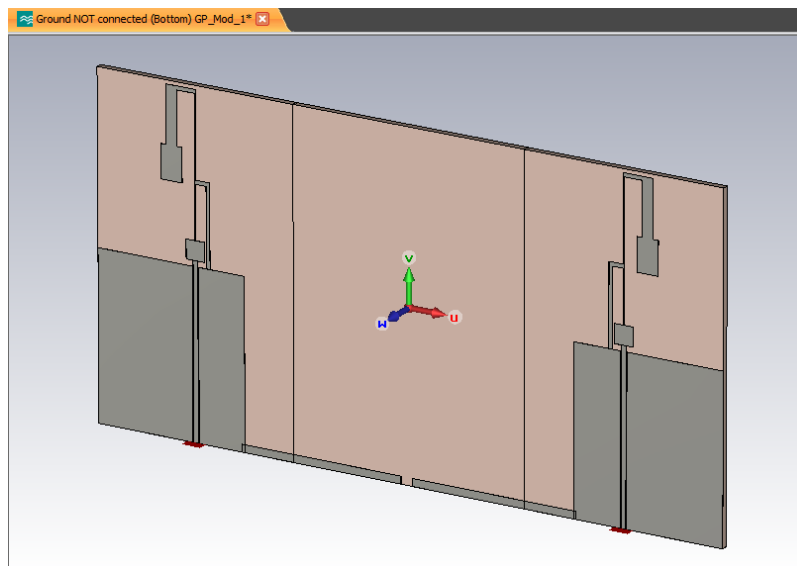


Εικόνα 286. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_4)

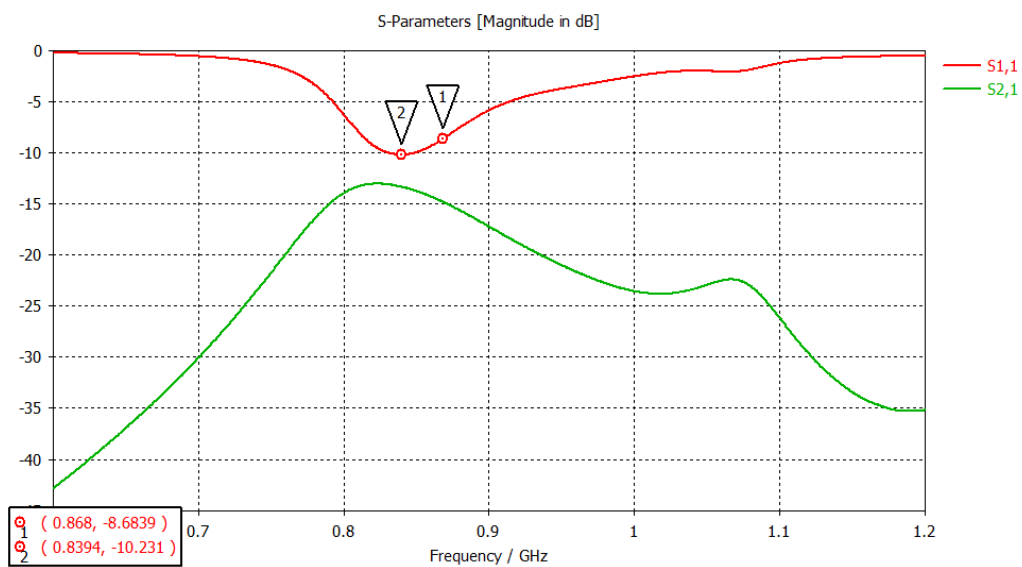


Εικόνα 287. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_4)

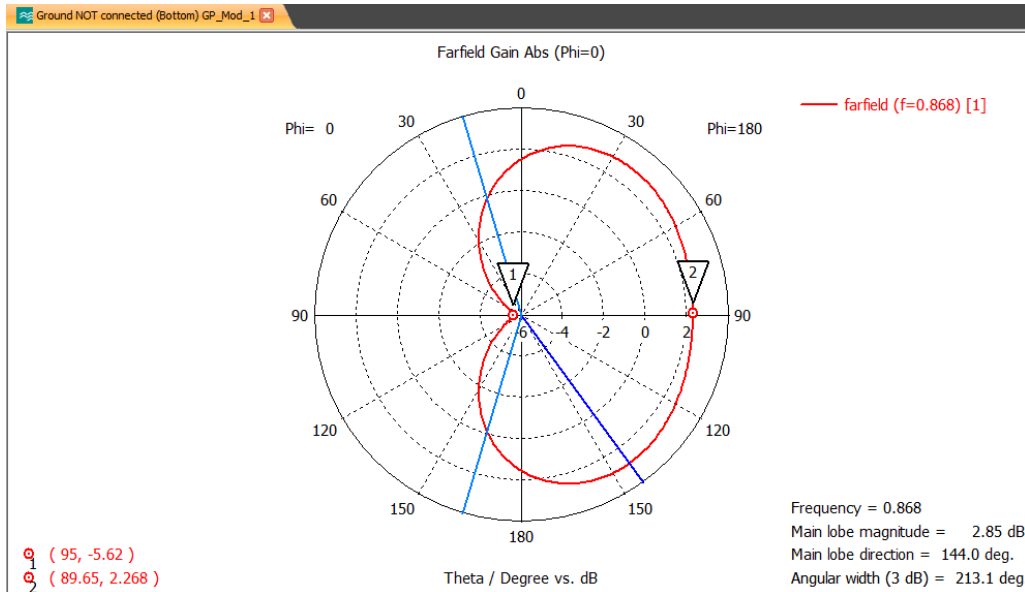
Η προσομοίωση Mod 1 είναι με κόψιμο του κομματιού της γείωσης ανάμεσα από τα δύο στοιχεία κατά  $\frac{1}{2}$  και οριζόντια λωρίδα πάχους 2 mm και με κόψιμο 3.1 mm.



Εικόνα 288. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_1)

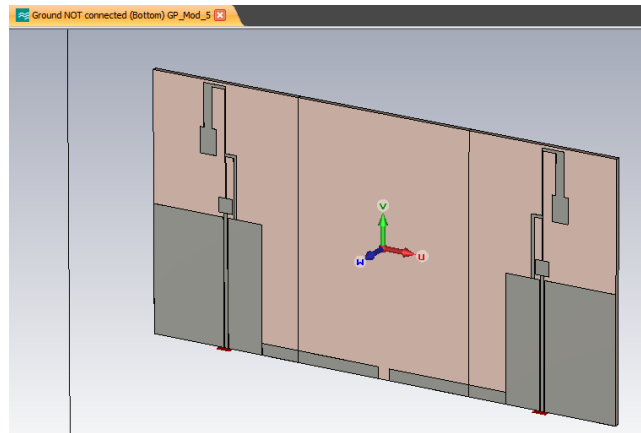


Εικόνα 289. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_1)

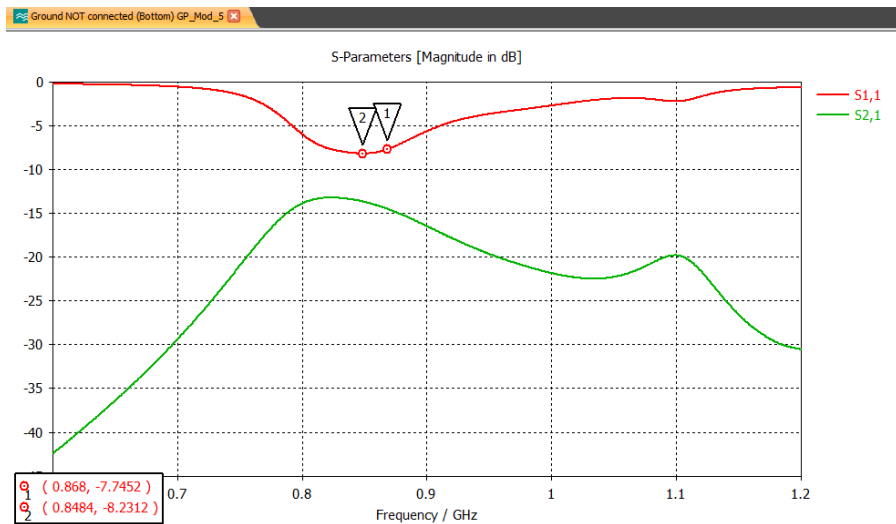


Εικόνα 290. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_1)

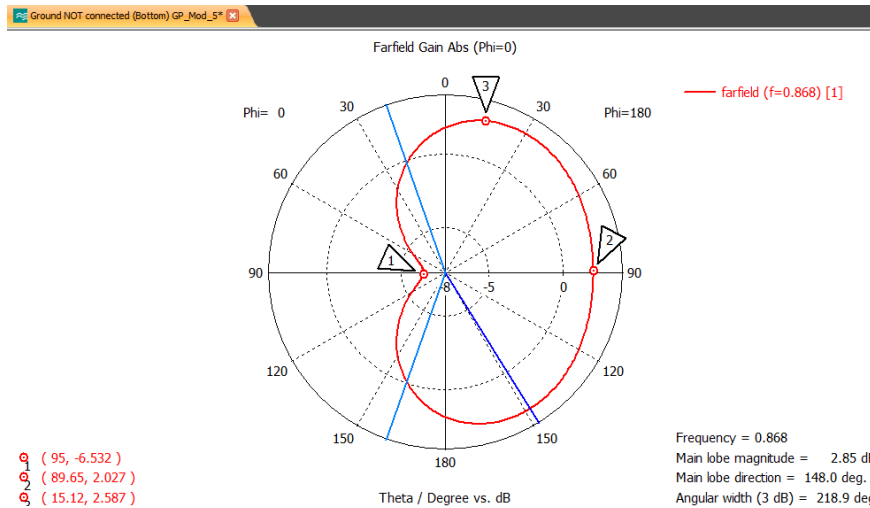
Με την προσθήκη της γραμμής βλέπουμε ξανά βελτίωση του διαγράμματος ακτινοβολίας με μία ταυτόχρονη χειροτέρευση του S11, γεγονός που δείχνει πως μάλλον είναι αλληλένδετα. Για επιβεβαίωση ότι οι διαστάσεις της οριζόντιας γραμμής δεν παίζουν τεράστιο ρόλο (και το ενδιάμεσο κόψιμο ακόμα μικρότερο) και με την ελπίδα ότι ίσως κρύβεται κάτι που μας ξέφυγε στα προηγούμενα κάναμε την προσομοίωση Mod 5, διατηρώντας την γείωση και βάζοντας πάχος λωρίδας και ενδιάμεσο κόψιμο στα 4 mm και την δοκιμή Mod 6, έχοντας πάχος λωρίδας 4 mm και ενδιάμεσο κόψιμο 3 mm.



Εικόνα 291. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_5)



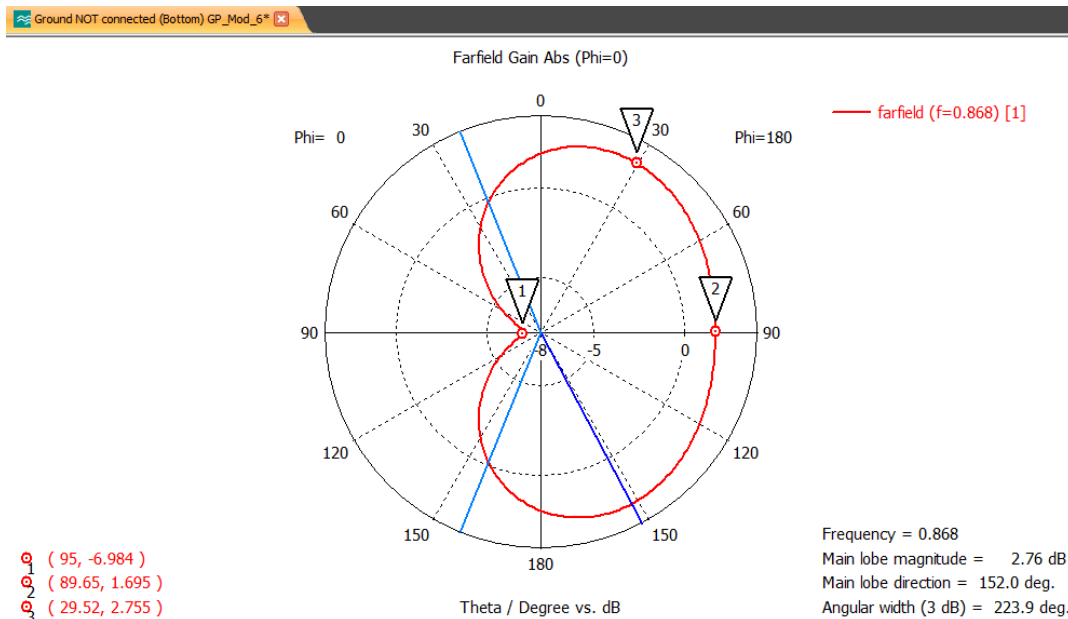
Εικόνα 292. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_5)



Εικόνα 293. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_5)



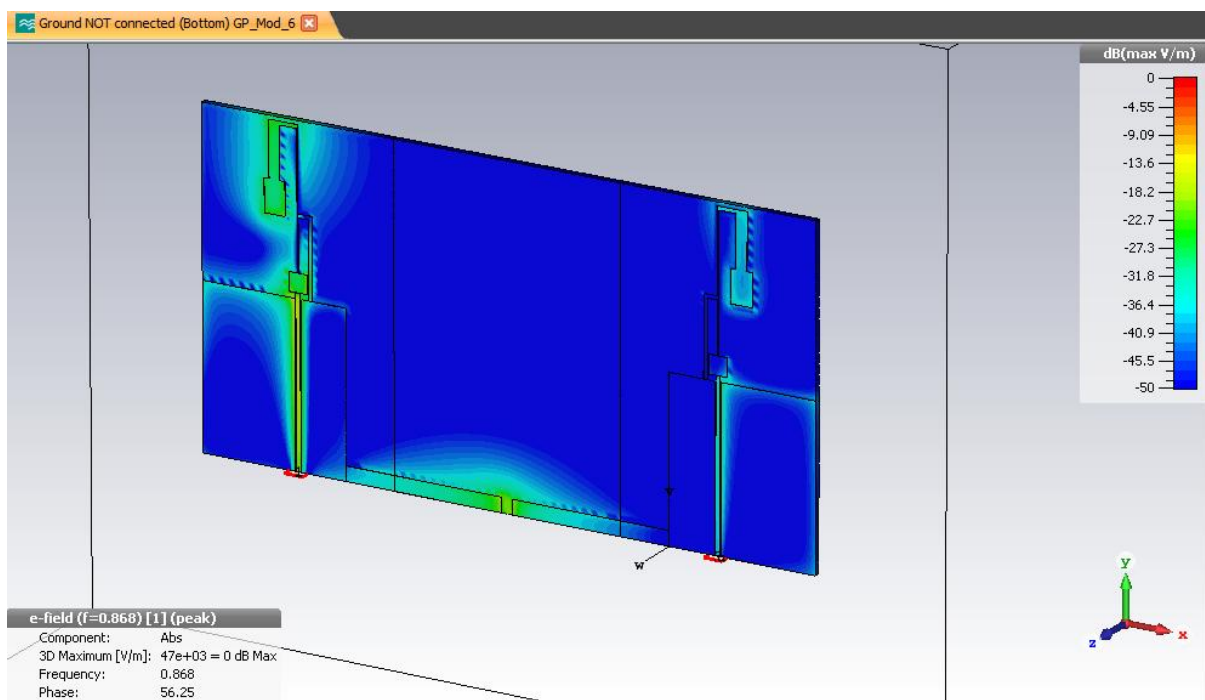
Εικόνα 294. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_6)



Εικόνα 295. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_6)

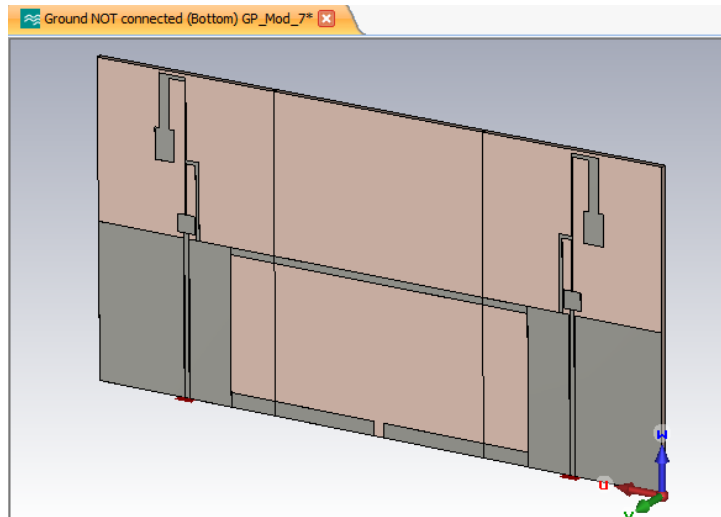
Εδώ, πέρα από το ζητούμενο που ήταν να δούμε αν είναι πολύ ευαίσθητη η διάταξη σε αλλαγές στην οριζόντια γραμμή, πράγμα που δεν είναι, επιβεβαιώνουμε ξανά ότι αλλαγές που καλυτερεύουν έστω και λίγο το διάγραμμα *χαλάνε ισοδύναμα* την προσαρμογή.

Μελετώντας την εικόνα των ηλεκτρικών πεδίων επί των διατάξεων μέχρι στιγμής, φαίνεται ότι στο κάτω μέρος της διάταξης, εκεί που είναι τοποθετημένη η οριζόντια γραμμή συμβαίνει το έντονο φαινόμενο σύζευξης και ως εκ τούτου παίζει και μεγάλο ρόλο η ύπαρξη της, ως παράδειγμα δείχνουμε την παρακάτω εικόνα:

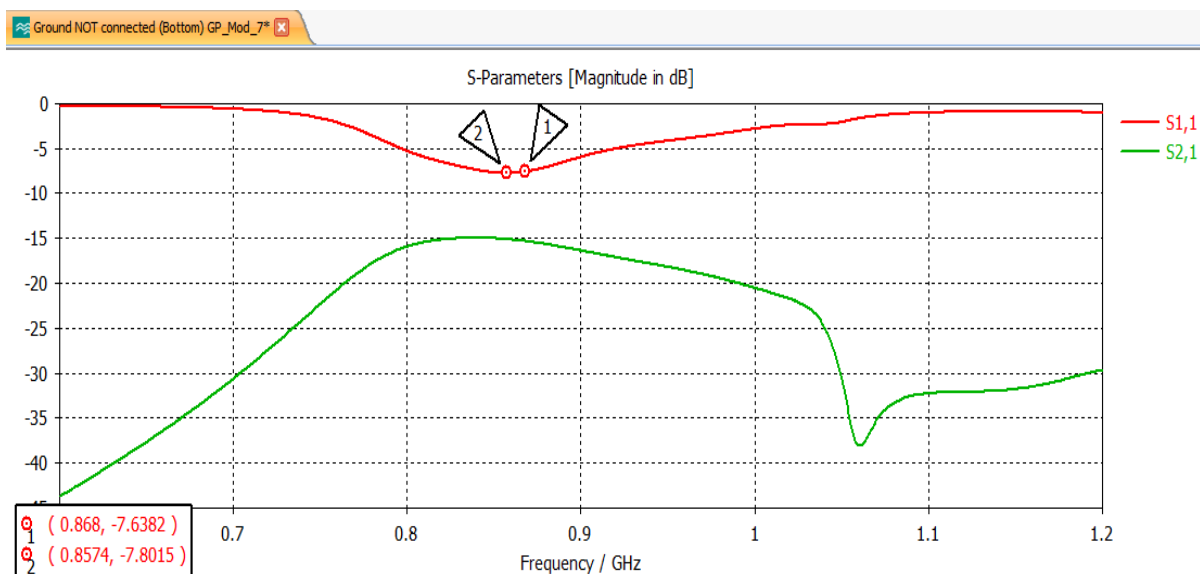


Εικόνα 296. Ηλεκτρικό πεδίο (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_6)

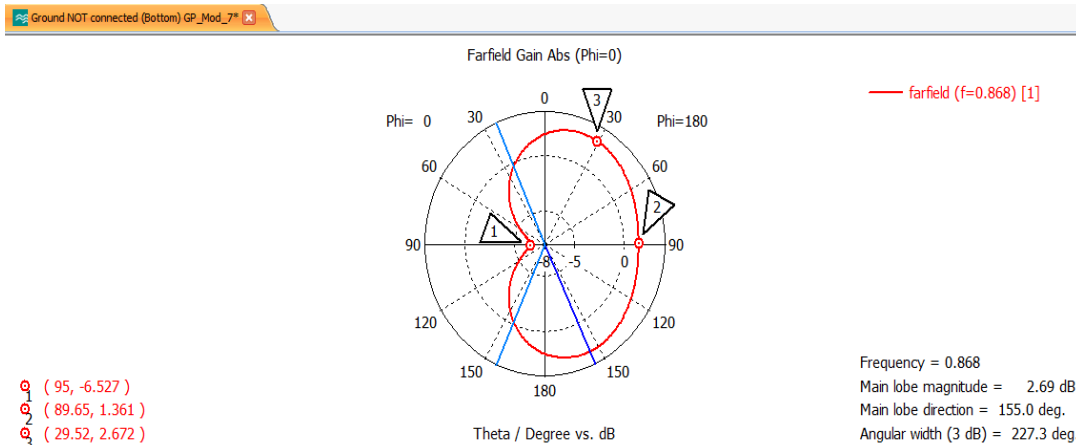
Για να αποδείξουμε και στην πράξη ότι είναι σαν ηλεκτρομαγνητικά άορατη όποια άλλη γραμμή τοποθετηθεί αρκετά πιο πάνω, στον μεγάλο κενό χώρο, ακόμα και αν αυτή ενώνει τις γειώσεις κάναμε την παρακάτω δοκιμή που δεν παρατηρούμε καμία αλλαγή στα αποτελέσματα με ή χωρίς την λωρίδα.



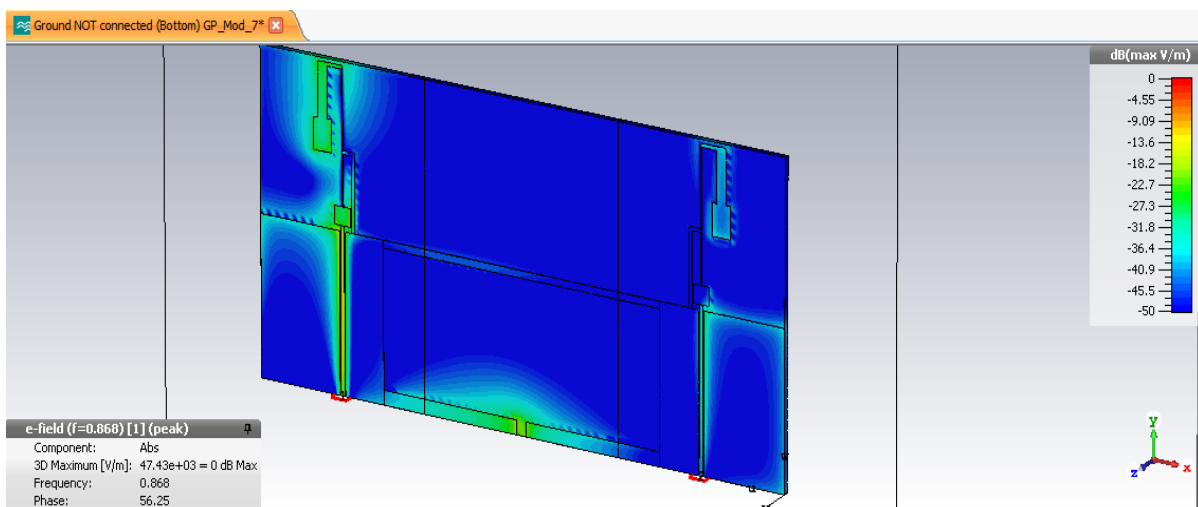
Εικόνα 297. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_7)



Εικόνα 298. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_7)

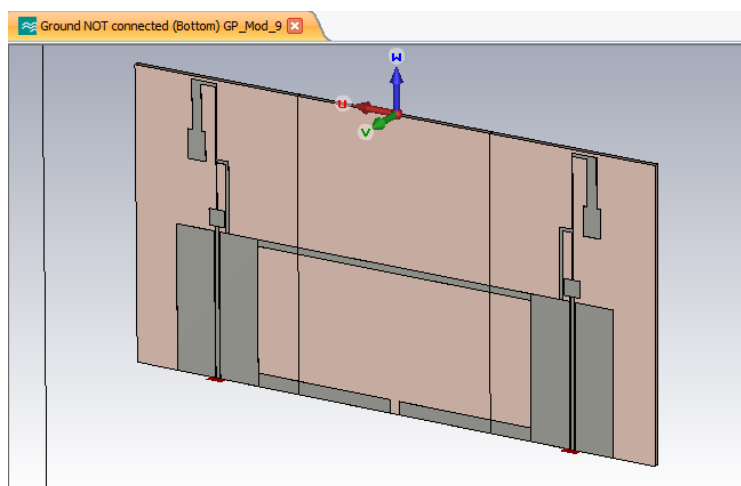


Εικόνα 299. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_7)



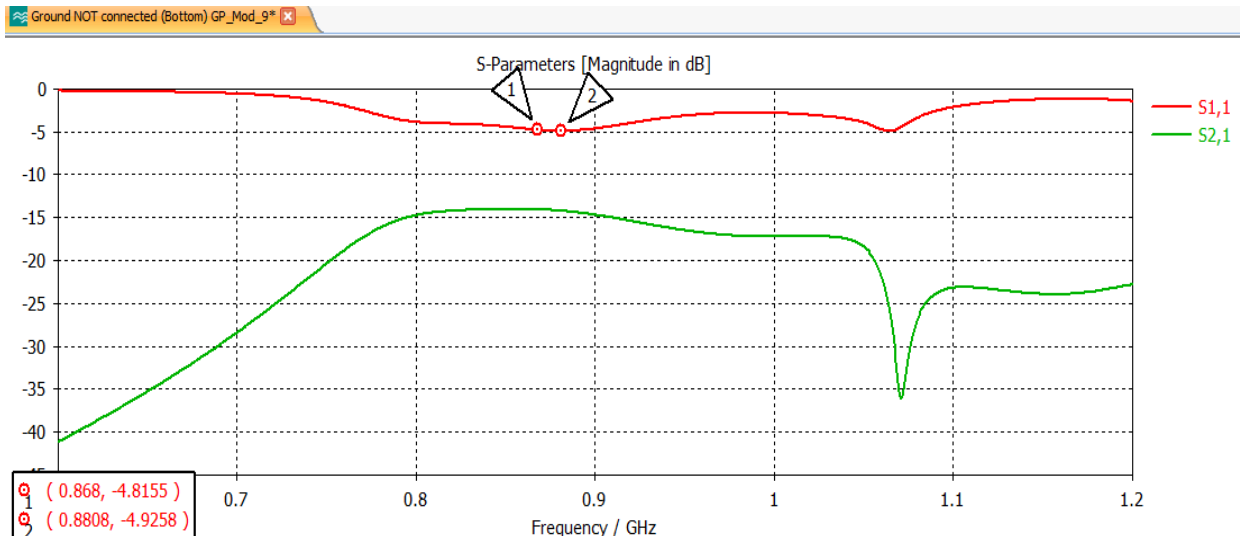
Εικόνα 300. Ηλεκτρικό πεδίο (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_7)

Στο Mod 9 έχουμε την ίδια διάταξη με το Mod 7 με την διαφορά ότι η μείωση της γείωσης στο μισό γίνεται και στα 2 κομμάτια γείωσης του κάθε στοιχείου. Όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα εδώ στηρίζουμε την αρχική παρατήρηση της ενότητας σχετικά με την γείωση.

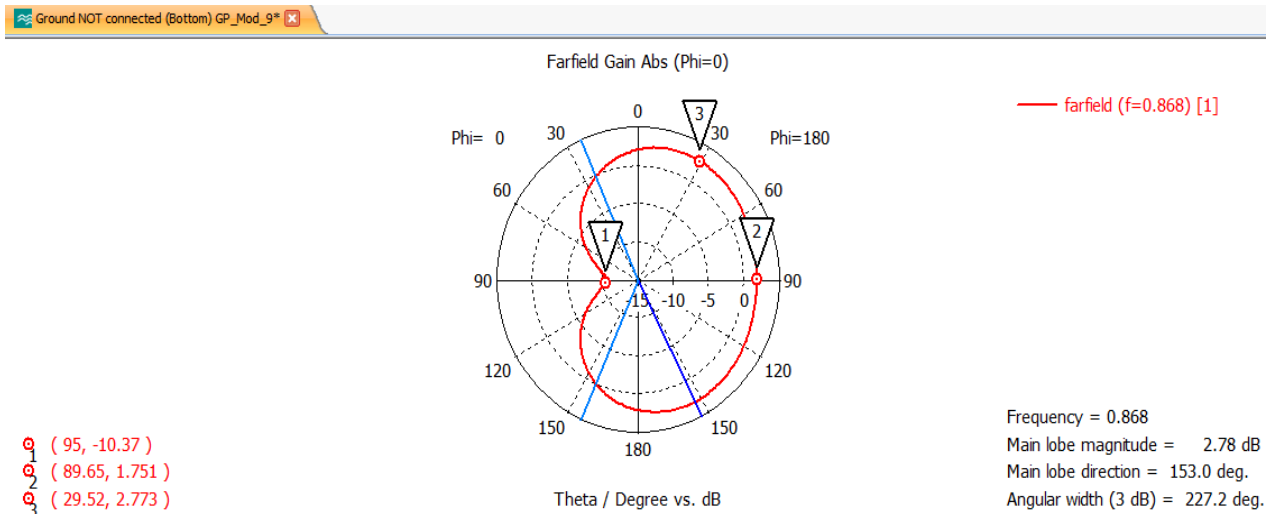


Εικόνα 301. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_9)



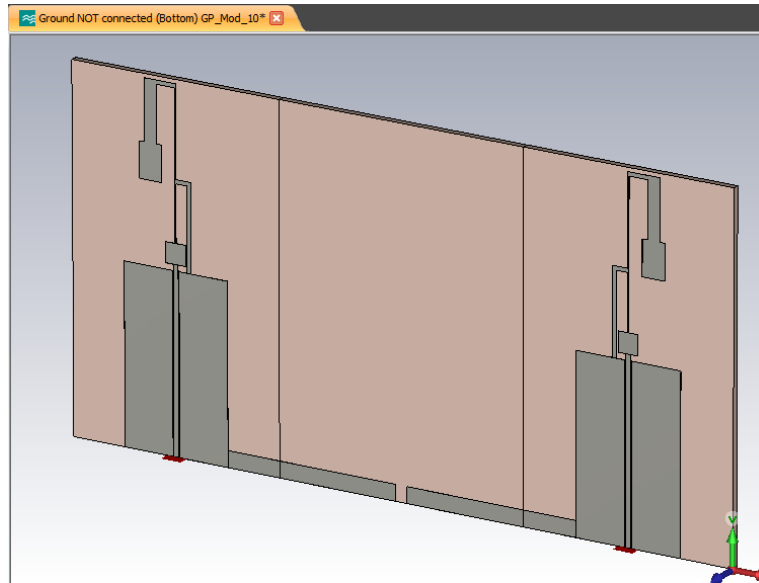


Εικόνα 302. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_9)

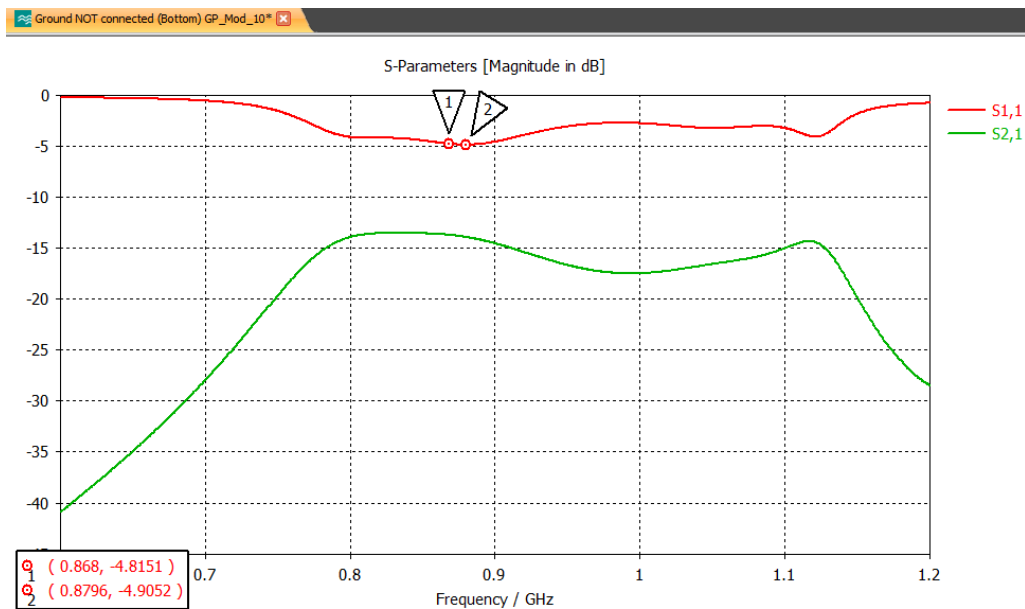


Εικόνα 303. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_9)

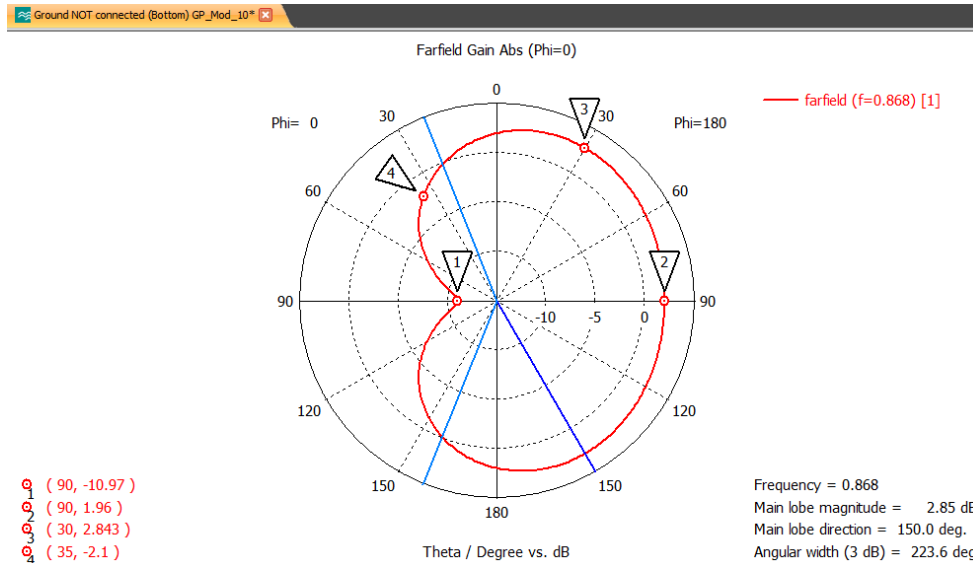
Τέλος το Mod 10, προέκυψε διατηρώντας την αλλαγή στις γειώσεις που έχουμε στο Mod 9 και αφαιρώντας την παραπανήσια οριζόντια λωρίδα. Έδωσε εξαιρετικά αποτελέσματα σε ότι αφορά το front-to-back ratio αλλά τα S-parameters θα χρειαστούν τεράστια βελτίωση για να είναι λειτουργικό αυτό το σχέδιο.



Εικόνα 304. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_10)



Εικόνα 305. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_10)



Εικόνα 306. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_10)

Όλα τα παραπάνω μας κάνουν να πιστεύουμε πως δεν μπορούμε να αποφύγουμε το ανεπιθύμητο trade-off μεταξύ διαγράμματος ακτινοβολίας και S11. Μία πρώτη ιδέα πέρα από συνέχεια παρόμοιων δοκιμών είναι αλλαγές στα ίδια τα στοιχεία, στις παραμέτρους που είχαμε δει στα πρώτα στάδια της σχεδίασης ότι επηρεάζουν χαρακτηριστικά της κεραίας όπως το S11 (βλέπε ενότητα 9.3), ελπίζοντας ότι αν κάτι τέτοιο δουλέψει δεν θα πειράζει ταυτόχρονα και το διάγραμμα ακτινοβολίας. Επίσης, διαπιστώσαμε από όλες τις δοκιμές που παρουσιάσαμε ότι μονάχα με την ύπαρξη της οριζόντιας γραμμής δεν μπορούμε να πειράξουμε σχεδόν καθόλου το εύρος δέσμης. Ίσως, όμως, εκεί υπάρχει χώρος για κάποιο συμβιβασμό στις προδιαγραφές.

## 9.2 Δοκιμές κάθετης λωρίδας – Ανακλαστήρων

Βάσει των ενδιαφερόντων αποτελεσμάτων που πήραμε με την προσθήκη ενός ανακλαστήρα (σχηματισμός ανάποδο T), αποφασίσαμε να επεκταθούμε σε χρήση παραπάνω του ενός σε διάφορες αποστάσεις και διαστάσεις.

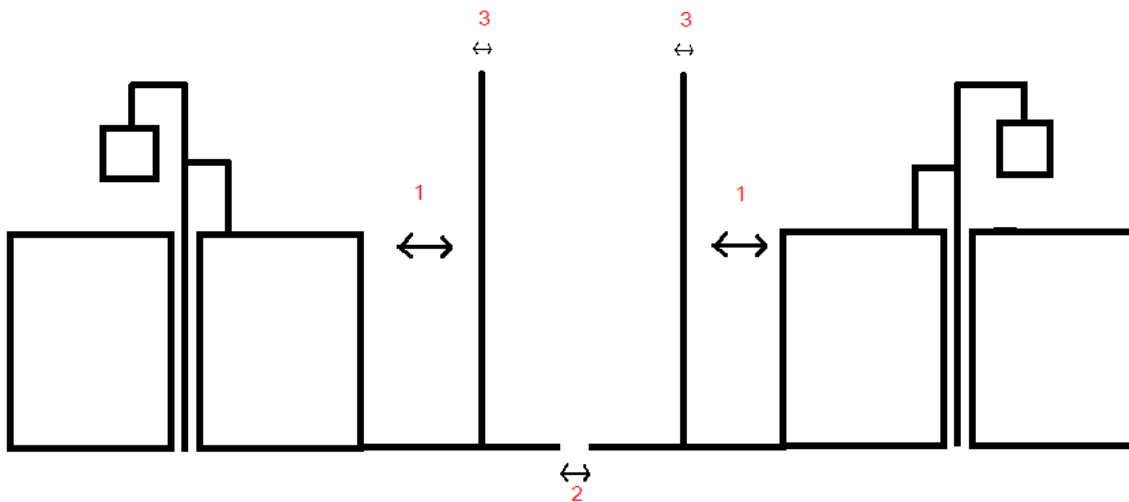
Όπως και στην προηγούμενη ενότητα, φροντίζουμε οι διατάξεις να είναι συμμετρικές και το δεύτερο port τερματισμένο και όχι α/κ για τους ίδιους λόγους. Η λογική στην ονοματοδοσία των CST αρχείων είναι επίσης ίδια με της προηγούμενης ενότητας, για διαχωρισμό τους χρησιμοποιούμε τους χαρακτήρες Rap και όχι Mod.

Ξανά η προσπάθεια που έγινε είναι συνδυαστική μεταξύ των παραμέτρων, όπως αποτυπώνεται στο παρακάτω πρόχειρο σχήμα:

Δοκιμές με ανακλαστήρες

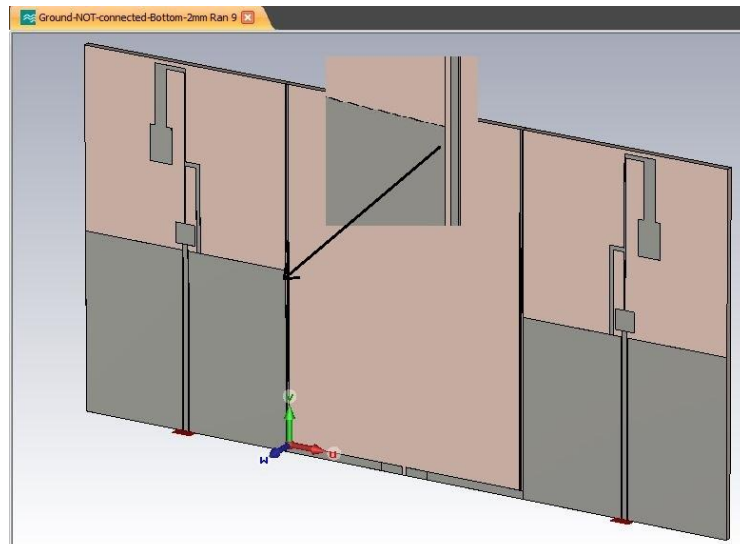
- 1) Απόσταση ανακλαστήρων από γείωση
- 2) Κενό κάτω γραμμής
- 3) Πάχος ανακλαστήρων

Όλες οι δοκιμές έγιναν με 80 ή 85 ή 90 cells per wavelength

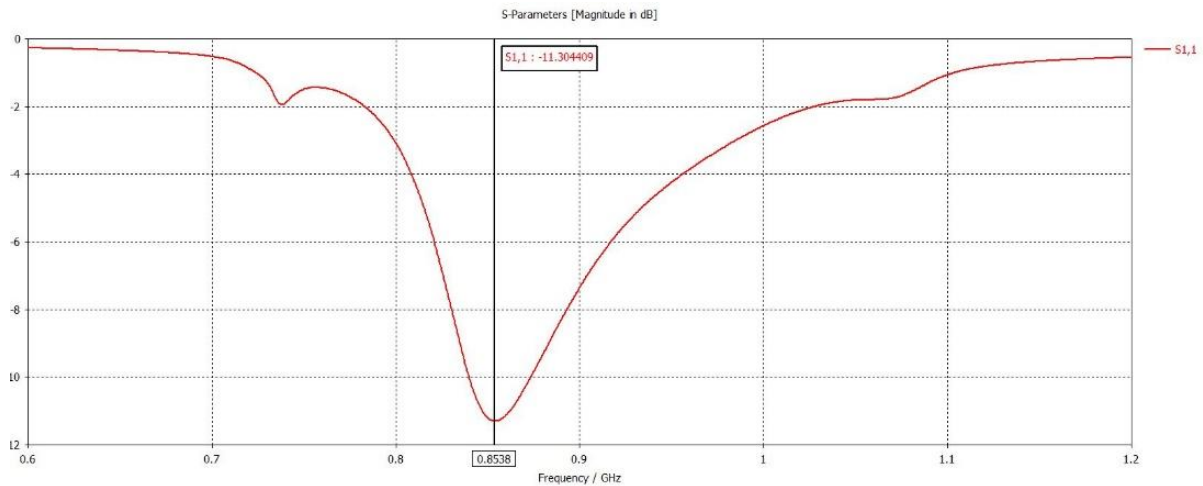


Εικόνα 307. Δοκιμές με ανακλαστήρες

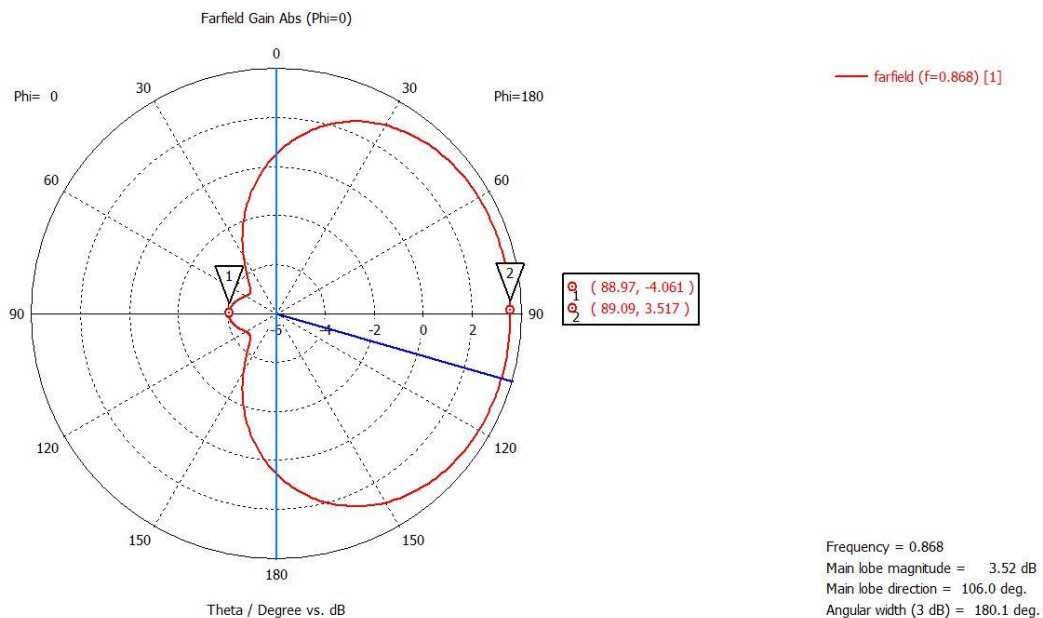
Η παρακάτω προσομοίωση είναι για:  
Απόσταση ανακλαστήρων από γείωση 0.3mm  
Πάχος κάτω γραμμής 2mm  
Κόψιμο κάτω γραμμής 1mm  
Πάχος ανακλαστήρων 0.5mm  
(80 cells per wavelength)



Εικόνα 308. Σχέδιο CST (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm Ran 9)

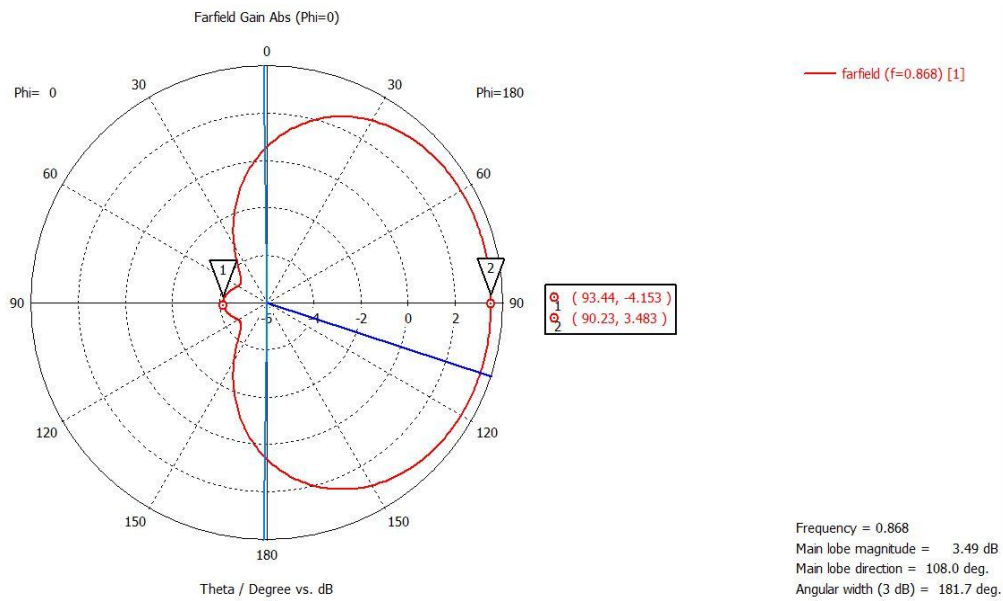


Εικόνα 309. S11 (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm Ran 9)

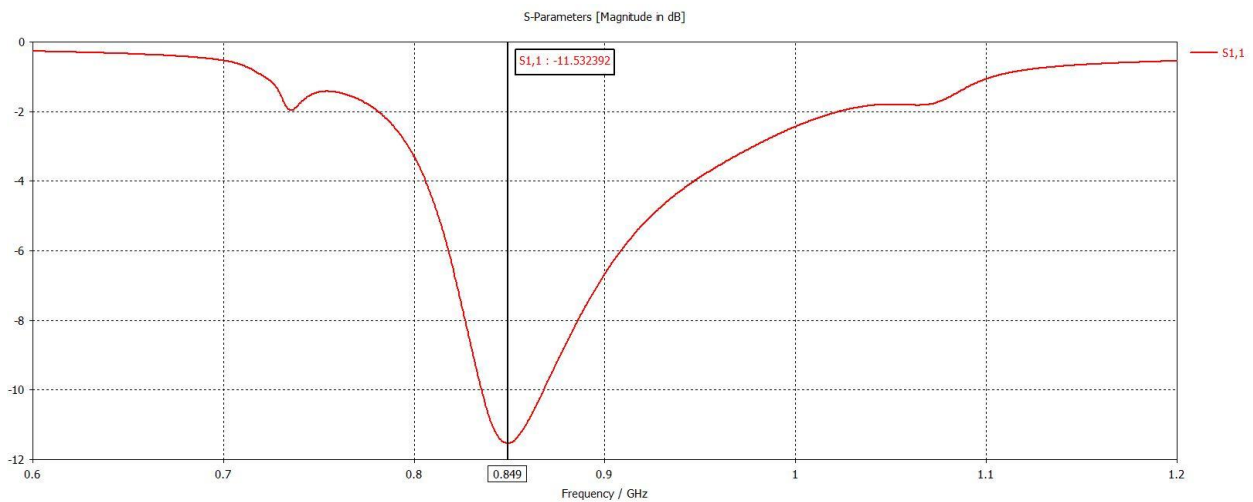


Εικόνα 310. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm Ran 9)

Η παραπάνω προσομοίωση επειδή είναι αυτή που τελικά έβγαλε τα καλύτερα αποτελέσματα σε αυτή την ενότητα, επαναλήφθηκε με ρύθμιση ακρίβειας στα 91.5 cells per wavelength, φτάνοντας περίπου τα 3.5 εκατομμύρια Meshcells από 2.5 που ήταν. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν ότι είμαστε εντάξει στο θέμα ακρίβειας αφού βγήκαν σχεδόν ολόγρια. Με εξαίρεση το front-to-back ratio που θα το θέλαμε μεγαλύτερο των 10 dB, τα υπόλοιπα είναι αρκετά καλά.

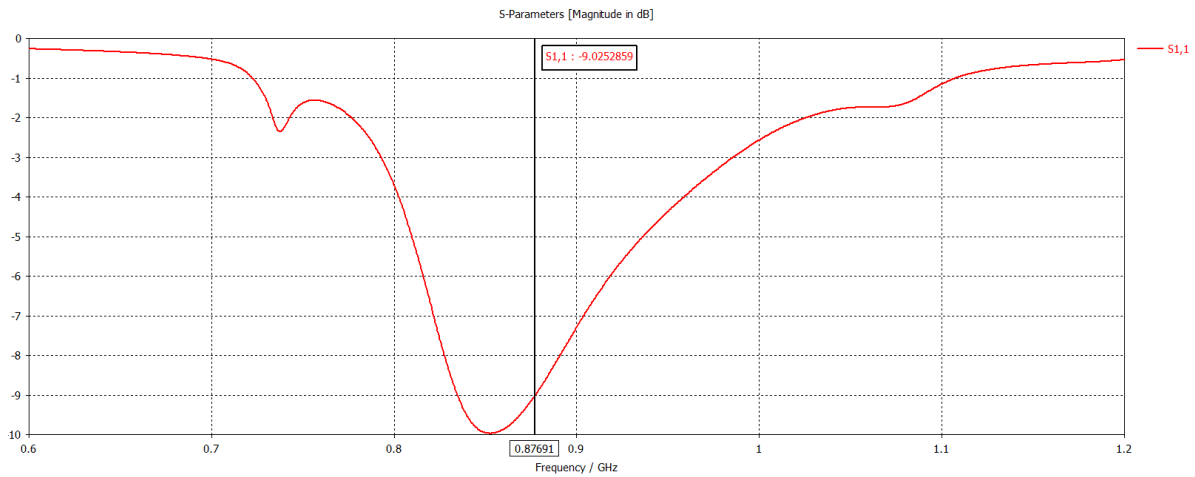


Εικόνα 311. S11 (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm 91.5cells Ran 9)

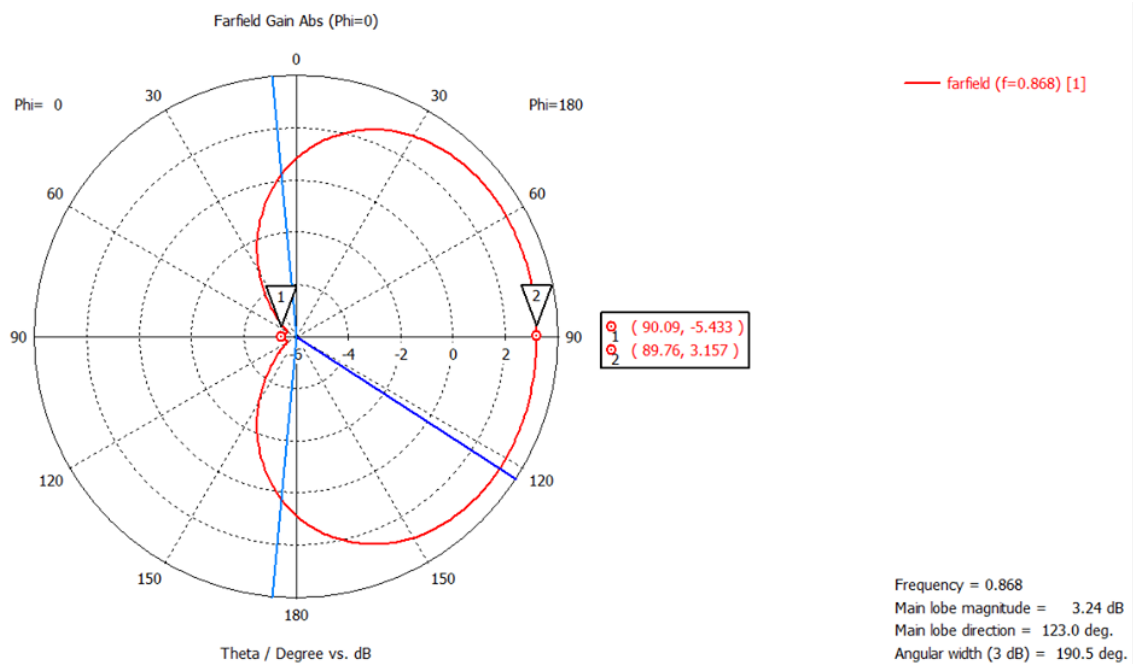


Εικόνα 312. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm 91.5cells Ran 9)

Στην διάταξη Ran 9 έγινε και δοκιμή με κόψιμο ενός κομματιού της γείωσης του κάθε στοιχείου (της μεριάς που είναι μεταξύ των στοιχείων) και προέκταση της κάτω γραμμής ώστε να έχουμε πάλι επαφή και ξανά την ίδια απόσταση των ανακλαστήρων από την γείωση.



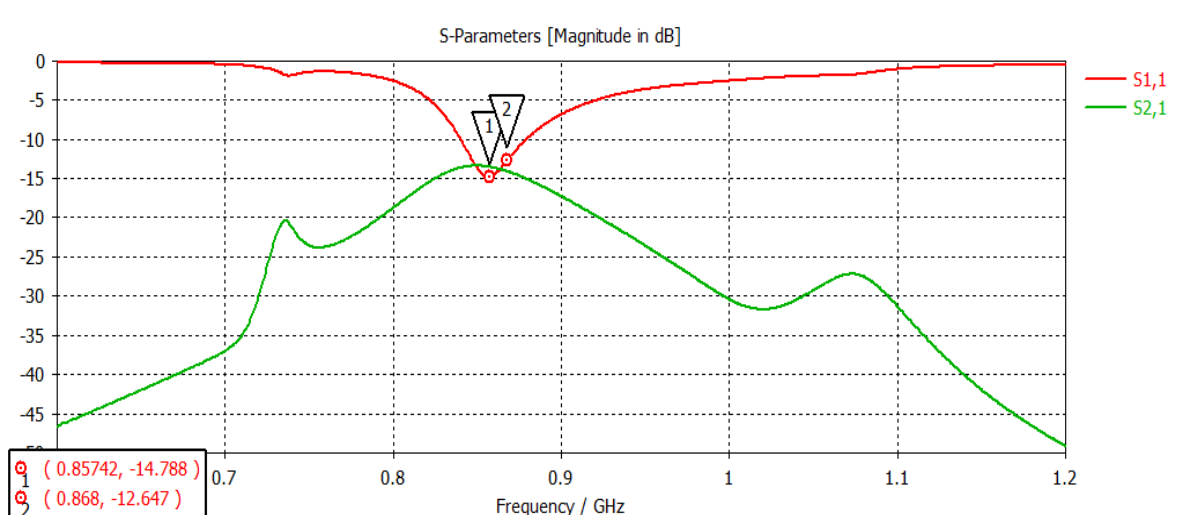
Εικόνα 313. S11 για μικρότερη γείωση του Ran 9



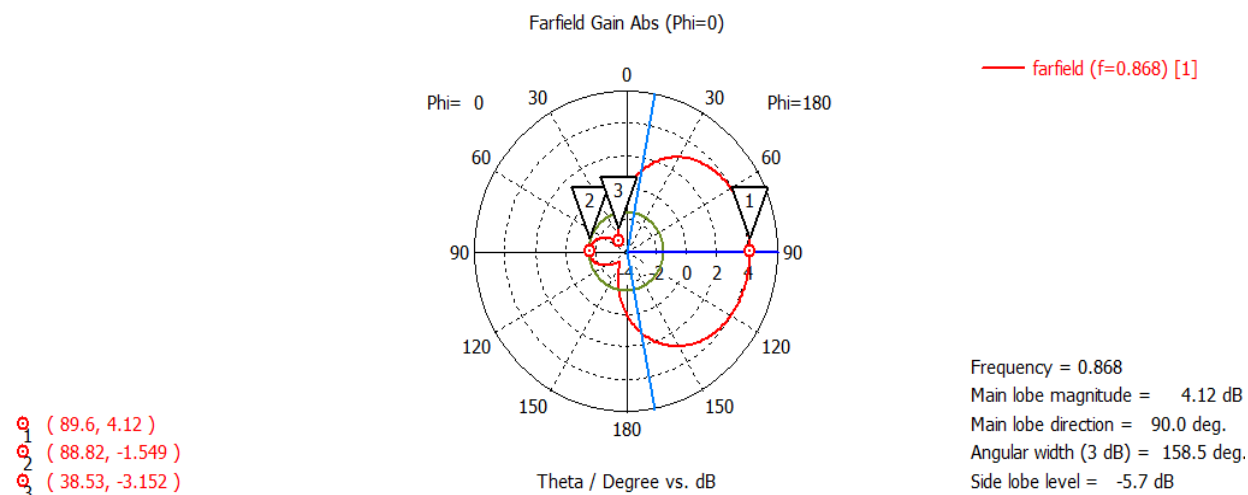
Εικόνα 314. Διάγραμμα Polar για Phi=0° για μικρότερη γείωση του Ran 9

Παρατηρούμε σε έναν μικρό βαθμό το ίδιο με την προηγούμενη ενότητα, δηλαδή τροποποιήσεις στην γείωση που βελτιώνουν το διάγραμμα ακτινοβολίας, χαλάνε αντίστοιχα το S11, υποδεικνύοντας μία σχέση μεταξύ τους.

Τέλος, αυξάνοντας το πάχος του ανακλαστήρα στην παραπάνω διάταξη το S11 παραμένει όμοιο, αλλά χαλάει το διάγραμμα ακτινοβολίας, συγκεκριμένα χαλάει το front-to-back ratio και μειώνεται το εύρος δέσμης κάτω από 180 μοίρες. Παρόμοιο είναι το συμπέρασμα, με λίγο καλύτερο S11, εάν αυξηθεί το μήκος του κοψίματος, συγκεκριμένα επισυνάπτουμε παρακάτω τα αποτελέσματα για 4 mm κόψιμο:



Εικόνα 315. S-parameters (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm Ran 10)



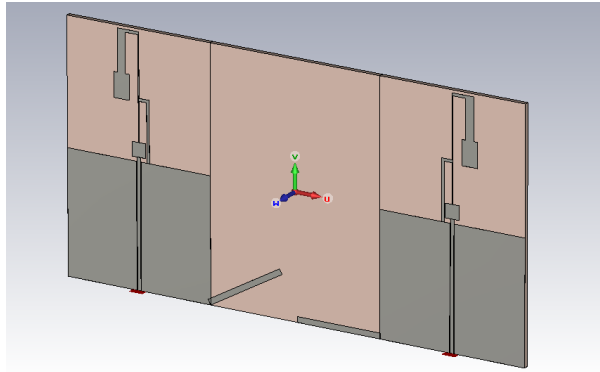
Εικόνα 316. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm Ran 10)

Όσο δοκιμάζαμε να αυξήσουμε την απόσταση του ανακλαστήρα από την γείωση τόσο χάλαγε το διάγραμμα ακτινοβολίας και συγκεκριμένα η καταπίεση του πίσω λοβού και το εύρος δέσμης, με το κέρδος να μην επηρεάζεται ιδιαίτερα. Επίσης η αύξηση του πάχους του ανακλαστήρα για μεγαλύτερες τιμές του 0.3 mm, δεν επηρεάζει το S11 και ρίχνει το εύρος δέσμης αισθητά κάτω των 180°.

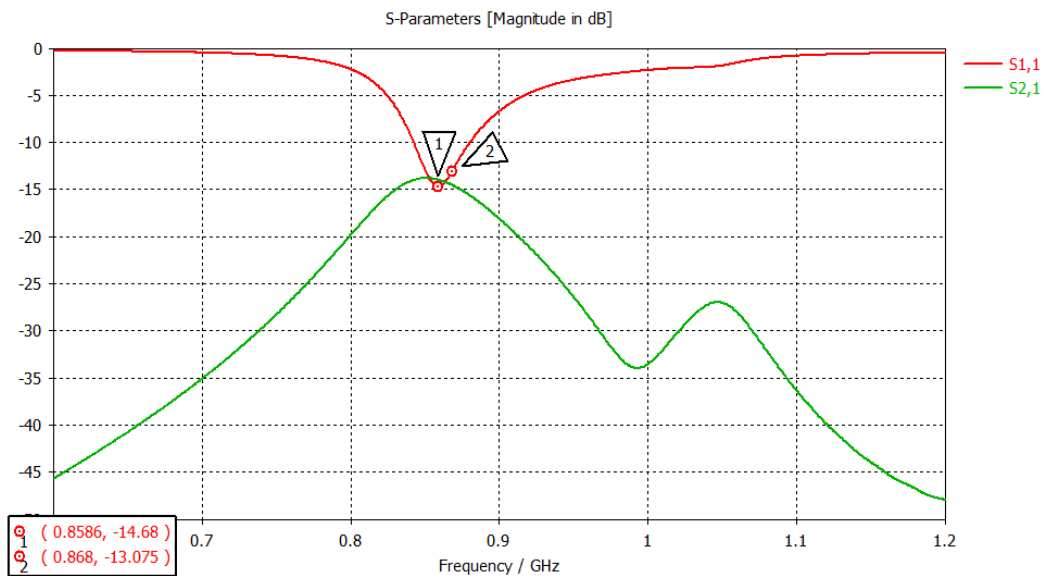
Ως καλύτερα και αποδεκτά με συμβιβασμό αποτελέσματα καταλήξαμε σε αυτά του Ran 9 που είναι και τα πρώτα που παρουσιάσουμε στην ενότητα.

Κάποιες ακόμα ιδέες που είχαμε και δοκιμάσαμε και απλά επισυνάπτουμε για να δείξουμε το βάθος της διερεύνησης που έγινε, ήταν το να δώσουμε γωνία στην κάτω λωρίδα (πάχους 2 mm) κάνοντας την να μοιάζει περισσότερο με ανακλαστήρα, καθώς και προσθήκη παραπάνω της μία γραμμής με γωνία. Τα παρακάτω σχέδια δεν ήταν συμμετρικά επειδή έγιναν απλά για να δούμε τί επίδραση έχουν στην διάταξη κάποιες ιδέες μας. Δυστυχώς, δεν προέκυψε κάτι που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί.

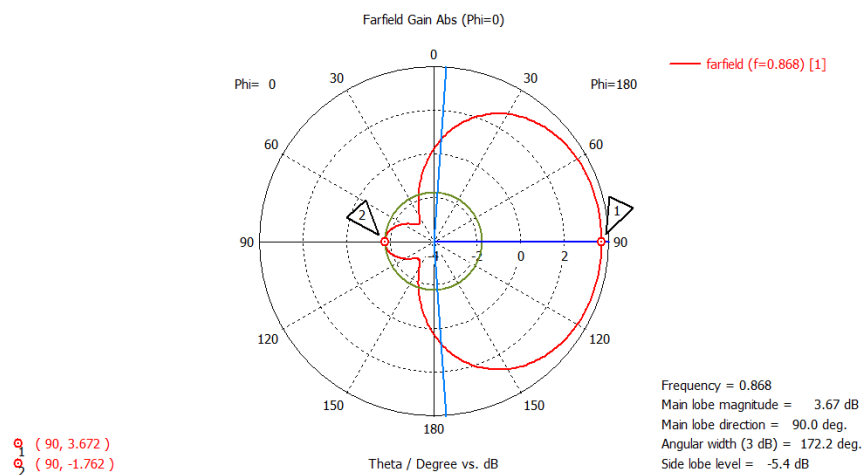




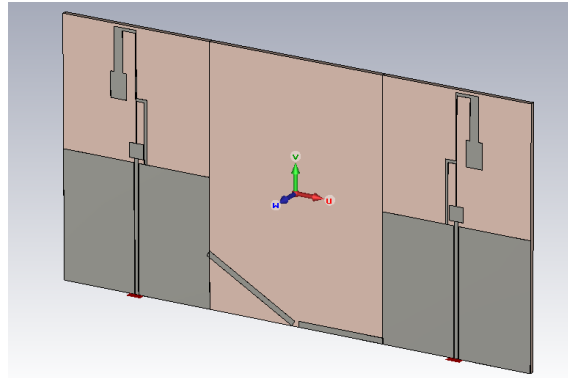
Εικόνα 317. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup1)



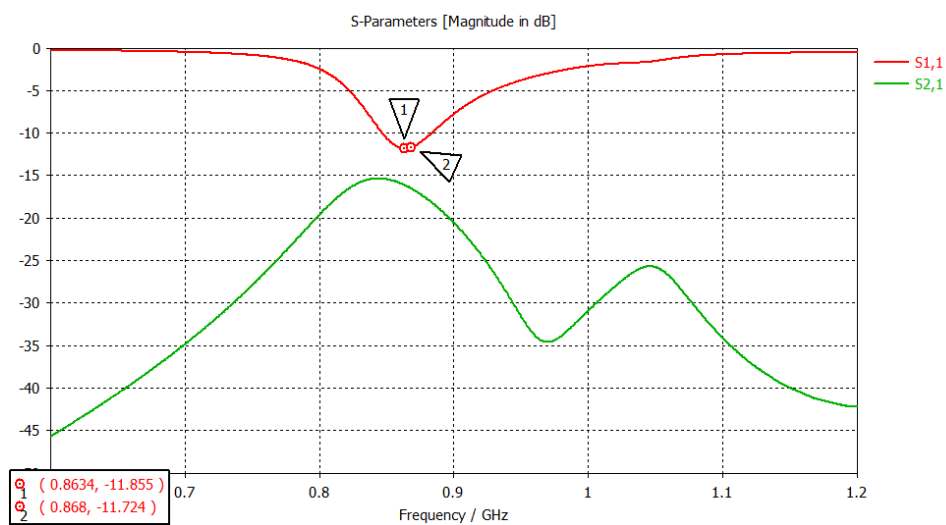
Εικόνα 318. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup1)



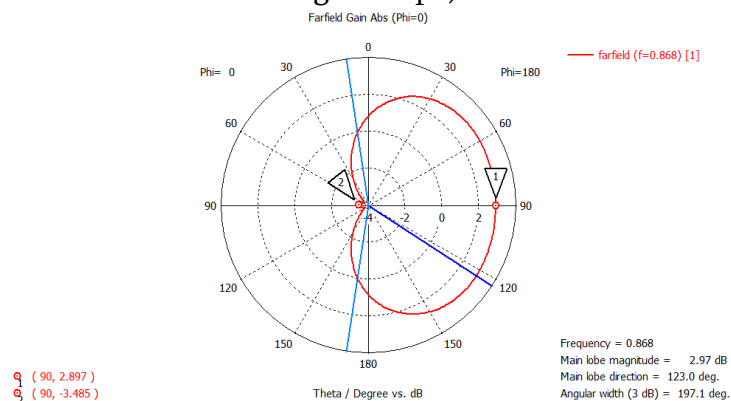
Εικόνα 319. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup1)



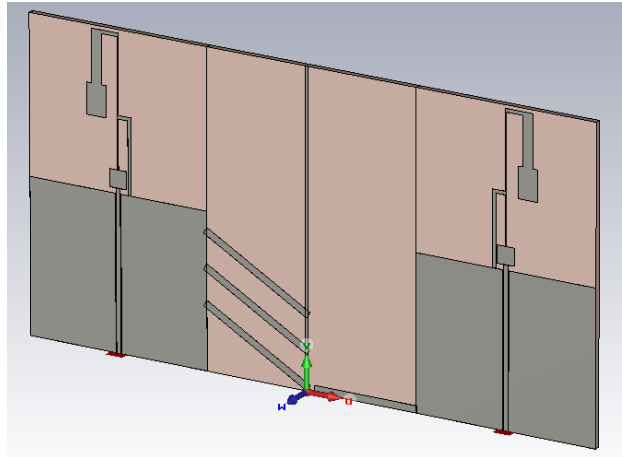
Εικόνα 320. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup2)



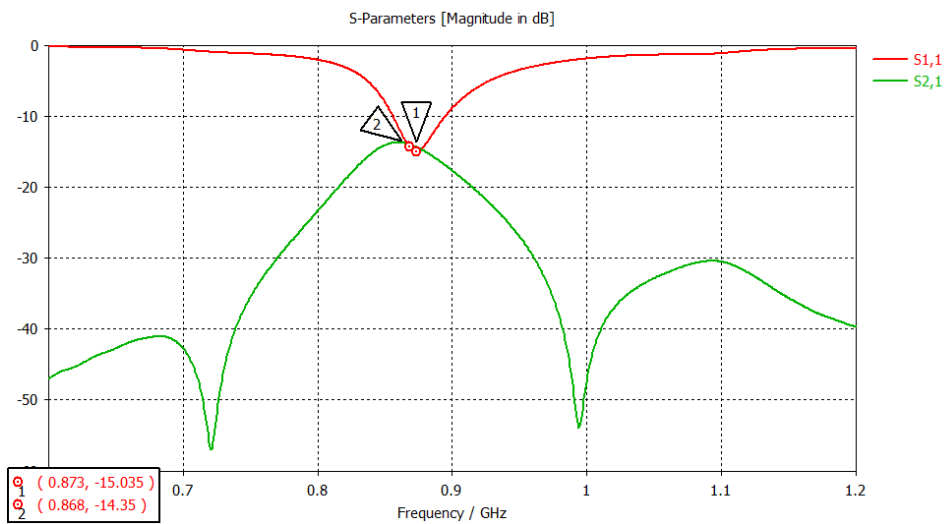
Εικόνα 321. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup2)



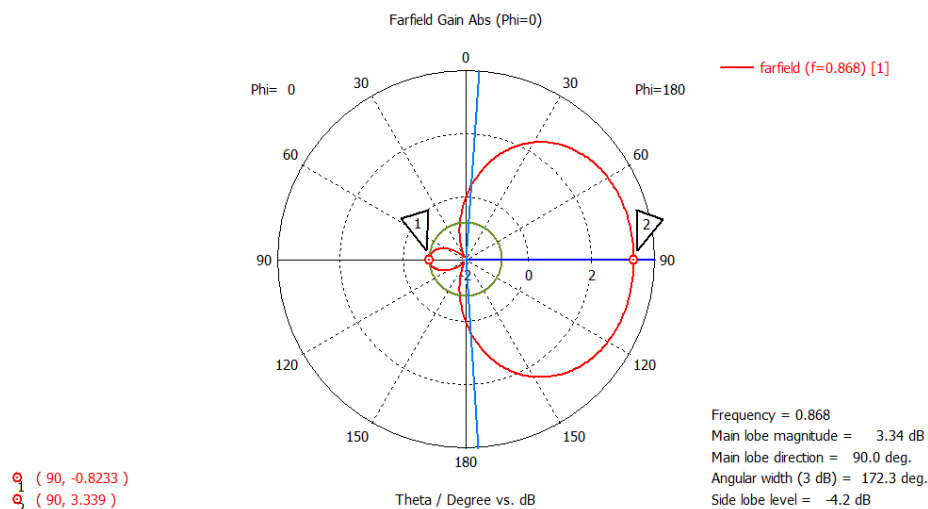
Εικόνα 322. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup2)



Εικόνα 323. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup3)



Εικόνα 324. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup3)



Εικόνα 325. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) 2mm bottom lines with angle setup3)

### 9.3 Δοκιμές στις διαστάσεις των δύο ενεργών στοιχείων

Πρακτικά, για να φτάσουμε στον στόχο μας, μένει να καταφέρουμε να βελτιώσουμε το S11 σε κάποια από αυτά που έχουμε καταφέρει μέχρι τώρα και μας δίνουν ένα καλό διάγραμμα ακτινοβολίας (επιθυμητό front-to-back ratio). Για αυτές τις δοκιμές ανάμεσα από όλες τις διαθέσιμες διατάξεις, επιλέξαμε εκείνες με τα ονόματα Mod 1 και Mod 10 (βλέπε ενότητα 9.1).

Δεν υπάρχει τρόπος να γνωρίζουμε πριν δοκιμάσουμε τον καταλληλότερο τρόπο για να το κάνουμε αυτό, αλλά δύο δρόμοι φαίνεται να υπάρχουν με τα δεδομένα που έχουμε μέχρι στιγμής, ο ένας είναι να δοκιμάσουμε αλλαγές στις διαστάσεις του ενεργού στοιχείου και συγκεκριμένα σε αυτές που έπαιξαν σημαντικό ρόλο κατά την βελτιστοποίηση της κεραίας στο κεφάλαιο 6, ύστερα από την αλλαγή σε τροφοδοσία CPW, όταν εκείνη ήταν μόνη (χωρίς είδωλο). Ο δεύτερος δρόμος ανήκει σε μία τελείως διαφορετική κατηγορία από δοκιμές που δεν έχουμε δείξει τόσο μέχρι τώρα στην παρούσα εργασία και στηρίζεται στην διόρθωση της προσαρμογής με προσθήκη διακριτών στοιχείων (και την χρήση του χάρτη Smith), και είναι κάτι που θα δούμε στο κεφάλαιο 10.

Στην διάταξη Mod 10 αν καταφέρουμε και διορθώσουμε το S11 έχουμε σχεδόν μία τέλεια ως προς τις προδιαγραφές μας κεραία, αλλά αποφασίσαμε αν και χρονοβόρο πως θα ήταν συνετό να γίνονται οι αλλαγές και σε μία άλλη διάταξη με λίγο διαφορετικά αποτελέσματα (με ήδη καλύτερο S11 αλλά χειρότερο διάγραμμα ακτινοβολίας) όπως είναι η Mod 1, αφενός για να υπάρχει κάποια αναφορά και αφετέρου έχοντας την ελπίδα ότι θα φωτιστεί λίγο το ερώτημα αν το S11 και το coupling είναι τόσο ισχυρά συνδεδεμένα μεταξύ τους.

Το parameter sweep και οι αλλαγές σε κάθε εκτέλεση ήταν συμμετρικές και στα 2 στοιχεία. Για τις ανάγκες των δοκιμών δημιουργήσαμε δύο μεταβλητές στο CST με το όνομα temp1 και temp2. Παρακάτω φαίνεται τί αλλάζει η κάθε μία (διατηρήσαμε τις υπόλοιπες ονομασίες ίδιες με του κεφαλαίου 6):

w	= 53	53	width of pcb	Len
a	= 5	5	width of feeding point	Len
b	= 5	5	height of feeding point	Len
rfd	= 6.5+temp1	14.5		Len
n	= 14+temp2	22	distance from the feeding point	Len
c	= 3.8	3.8	length of the shortening line	Len
d	= 21.5+temp1+temp2	37.5	length of the shortening line	Len

Εικόνα 326. Μεταβλητές temp1 και temp2

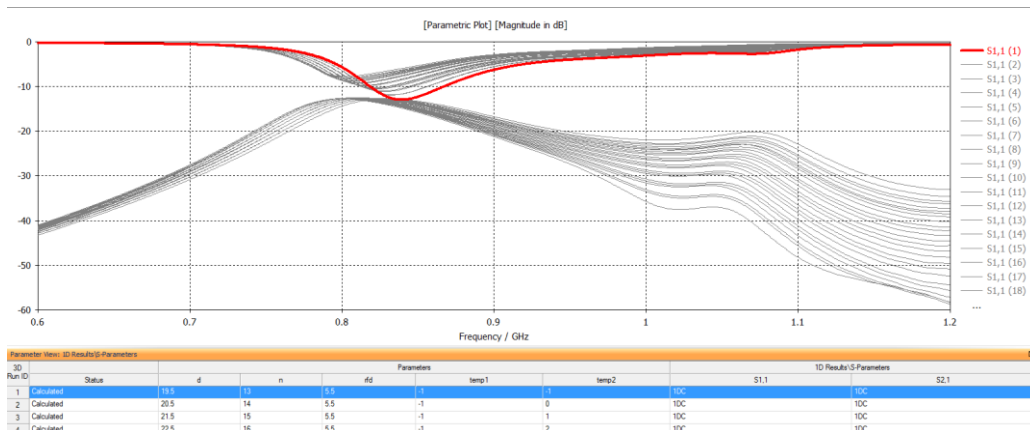
Ξεκινήσαμε τα sweeps για όλους τους συνδυασμούς του temp1 και temp2 για τιμές -1 έως 6 mm, με βήματα του 1 mm.

Στο mod10 που είχε εξαρχής καλό front-to-back ratio δεν υπάρχουν σημαντικές διαφορές για τις παραπάνω διαφοροποιήσεις. Αυτό μας οδήγησε στο να αποφασίσουμε ότι μάλλον δεν έχει νόημα να κινηθούμε προς ακόμα μεγαλύτερες διαστάσεις αυξάνοντας περαιτέρω τις διαστάσεις της κεραίας.

Στο mod1 υπήρξε σημαντική βελτίωση, για αυτό και τρέξαμε την προσομοίωση με το καλύτερο S11 μόνη της, ώστε να δούμε το διάγραμμα ακτινοβολίας. Θυμίζουμε ότι όταν στο CST γίνονται Parameters sweeps, δυστυχώς δεν κρατιούνται δεδομένα για το

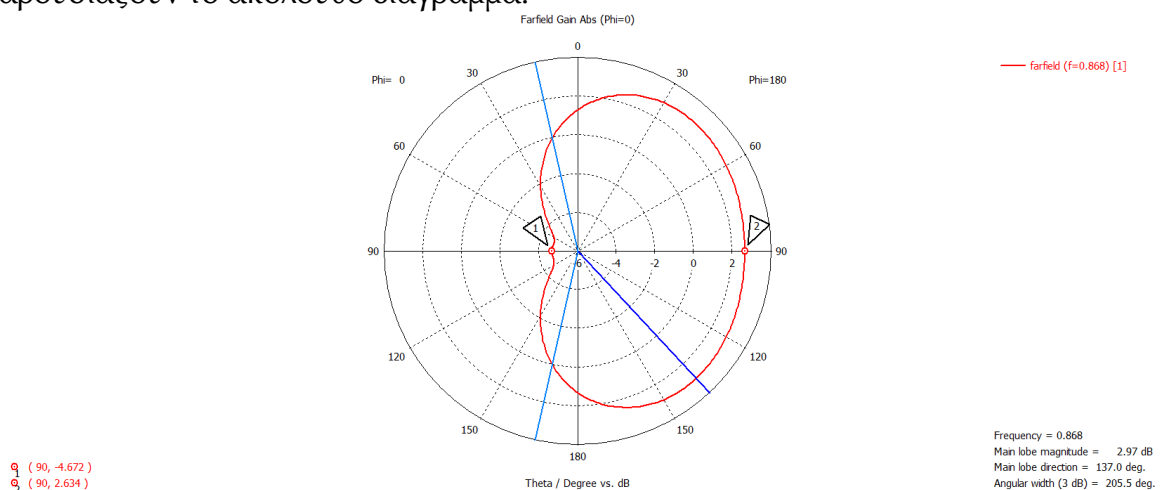
διάγραμμα ακτινοβολίας, παρά μόνο της τελευταίας εκτέλεσης πριν την ολοκλήρωση του sweep.

Παρακάτω παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα των σαρώσεων του GP MODE 1:



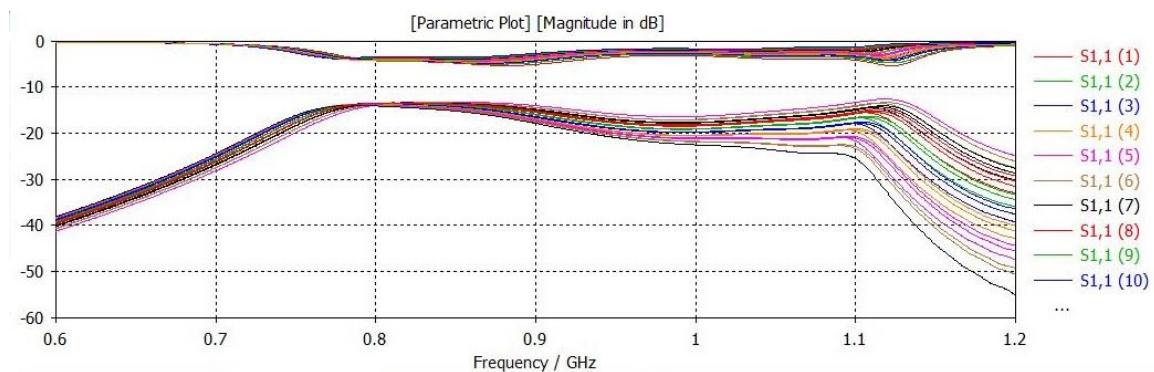
Εικόνα 327. S-parameters from sweep (GP MOD 1 FOR SWEEPS temp -1 to 6)

Τα καλύτερα αποτελέσματα ως προς το S11 ήταν για temp1=temp2=-1 και παρουσιάζουν το ακόλουθο διάγραμμα:



Εικόνα 328. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Best results Mod1)

Παρακάτω παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα των σαρώσεων του GP MOD 10:

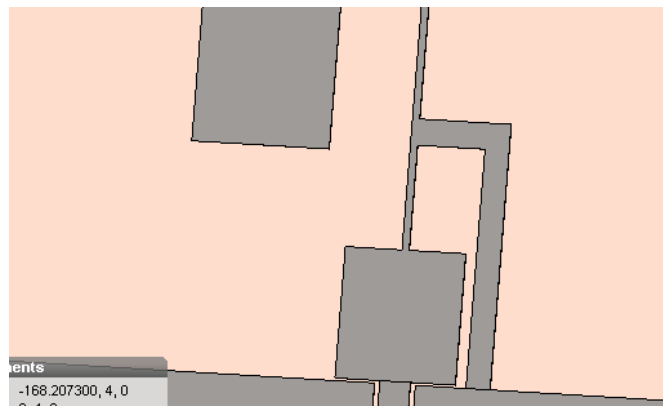


### Εικόνα 329. S-parameters from sweep (GP MOD 10 FOR SWEEPS temp -1 to 6)

Εφόσον τα καλύτερα αποτελέσματα ήταν στην ελάχιστη τιμή του sweep, αποφασίσαμε να κάνουμε κάποιες ακόμα δοκιμές σε γειτονικές τιμές, συγκεκριμένα για temp1 και temp2 σε εύρος τιμών από -0.5 mm έως 0.5 mm με βήμα 0.5 mm.

Στα αποτελέσματα του Mod 10 όπως και προηγουμένως δεν υπάρχουν διαφορές και δεν παρουσιάζεται καμία ευαισθησία σε αυτές τις παραμέτρους που κάπως θα μπορούσαμε να εκμεταλλευτούμε, ενώ στο Mod 1 υπάρχει μία βελτίωση, με τον καλύτερο συνδυασμό τιμών να είναι temp1=temp2= -0.5, αλλά δεν είναι καλύτερα από τα αποτελέσματα που είχαμε για temp1=temp2=-1 στο προηγούμενο sweep.

Βλέπουμε από το παραπάνω sweep ότι τα καλύτερα αποτελέσματα είναι για temp1=temp2=-1 και σκεπτόμενοι ότι είμαστε οριακά εκτός στόχου, αποφασίσαμε να πραγματοποιήσουμε δοκιμές για ακόμα πιο ακραία τιμή και συγκεκριμένα για temp1=-1.4 πλησιάζοντας ακόμα περισσότερο στην γείωση. Δεν θα καταφέρουμε τον στόχο μας μόνο με αυτό αλλά ευελπιστούμε σε ακόμα καλύτερα αποτελέσματα για να δουλέψουμε πάνω τους στο κεφάλαιο 10.



Εικόνα 330. Απόσταση τροφοδοσίας του στοιχείου για μεταβλητή temp1=-1.4

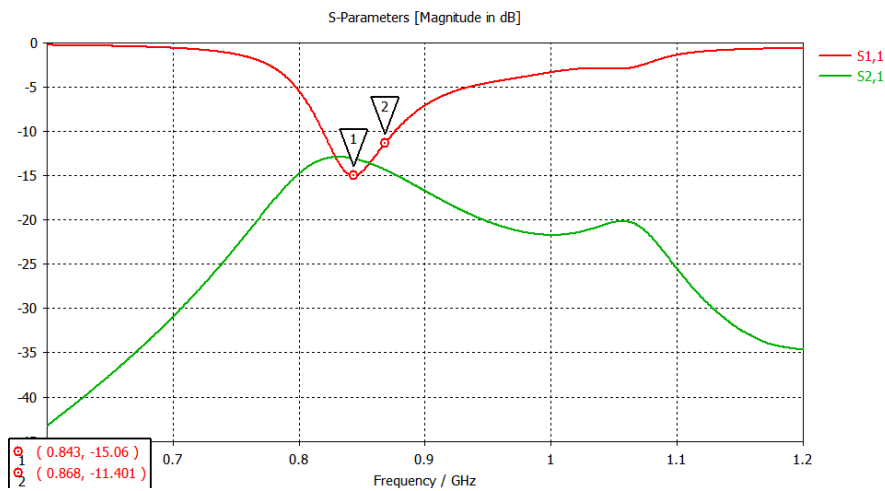
Κρατώντας λοιπόν σταθερά την πιο ακραία τιμή temp1=-1.4 δοκιμάσαμε τις τιμές temp2 = -1, -2, -3, -4, -5, -7, -10, -13. Μετά την τιμή -13 χάλανε σε μεγάλο βαθμό όλα τα χαρακτηριστικά της διάταξης, δοκιμάσαμε τιμές -15 και -20 που το έδειξαν ξεκάθαρα.

Χωρίζουμε τα αποτελέσματα των δύο διατάξεων Mod 1 και Mod 10, σε δύο υποενότητες και παρουσιάζουμε τα σημαντικότερα. Οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν ξεχωριστά και όχι σε μορφή sweep για να έχουμε διαθέσιμη απεικόνιση του διαγράμματος ακτινοβολίας στις συχνότητες 860, 868, 870 και 880 MHz, ωστόσο επειδή ήταν αρκετά όμοια επισυνάπτουμε μονάχα την περίπτωση των 868 MHz που είναι και η πιο σημαντική.

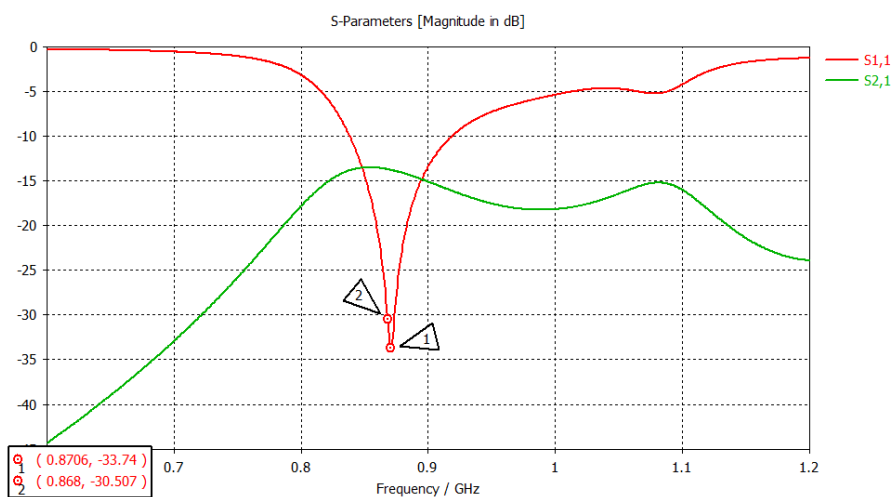
### 9.3.1 Δοκιμές για temp1=-1.4 GP MOD 1

Η μείωση του temp1 έως την τιμή -5 κάνει τον συντονισμό πολύ πιο έντονο, ενώ παρουσιάζεται μία σταδιακή μετατόπιση προς υψηλότερες συχνότητες χωρίς να

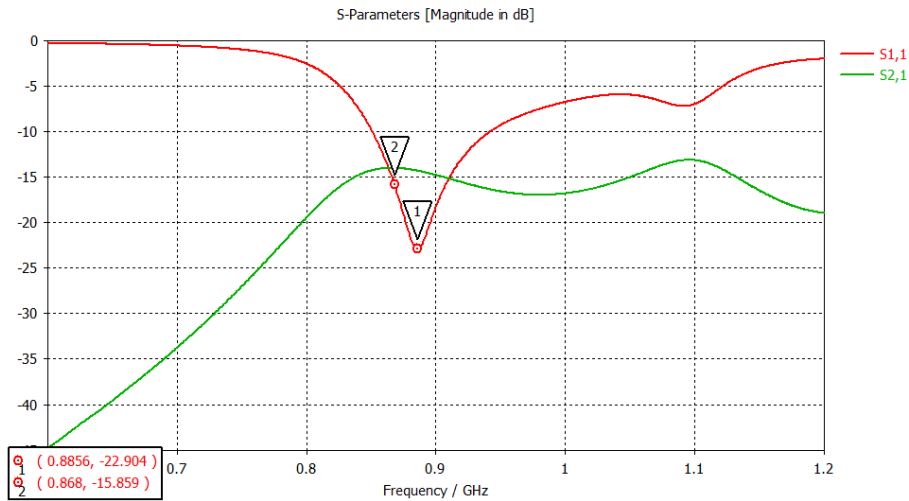
αλλάζει ιδιαίτερα σαν σχήμα το διάγραμμα ακτινοβολίας. Για τιμές μικρότερες του -7 η μετατόπιση στον συντονισμό ξεφεύγει πάρα πολύ από την συχνότητα των 868 MHz.



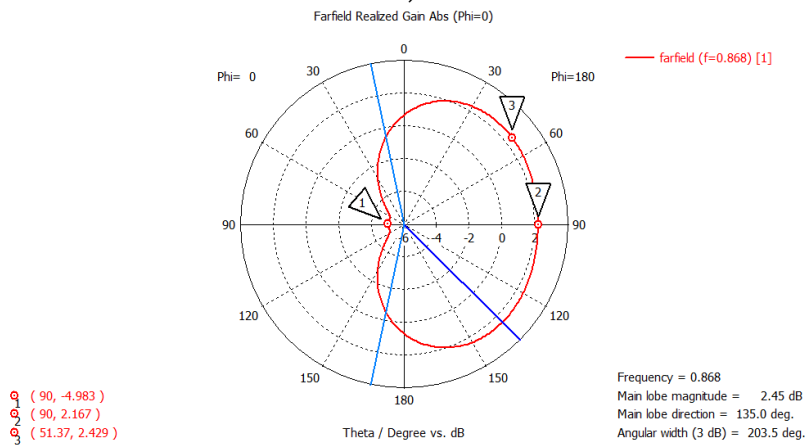
Εικόνα 331. S-parameters (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-1)



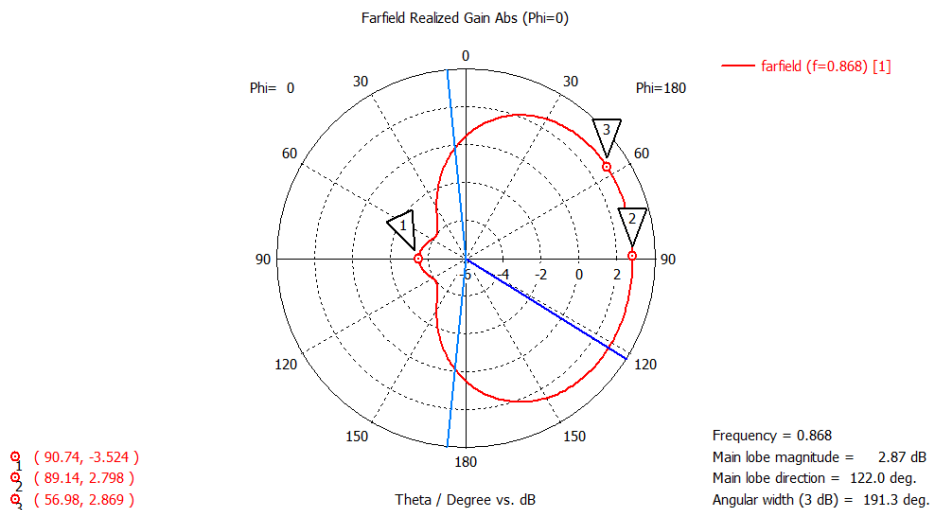
Εικόνα 332. S-parameters (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-5)



Εικόνα 333. S-parameters (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

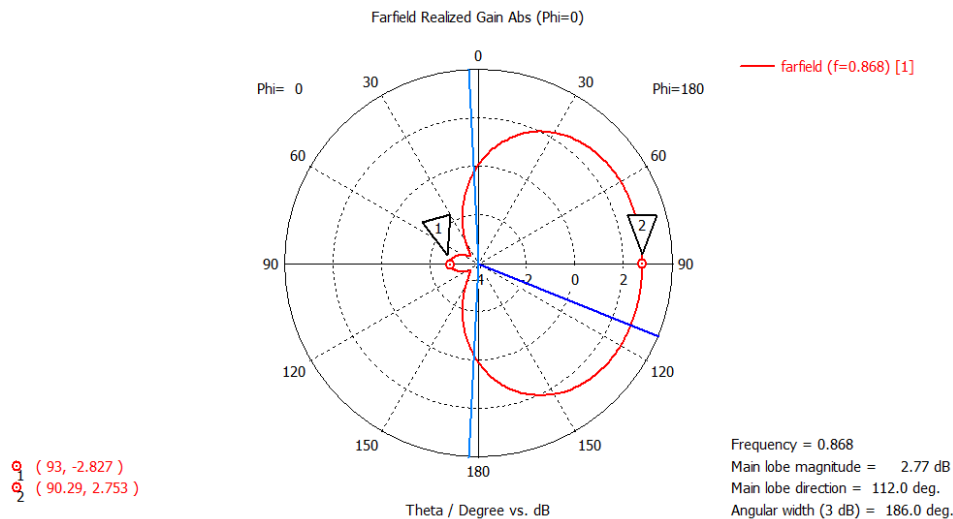


Εικόνα 334. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-1)



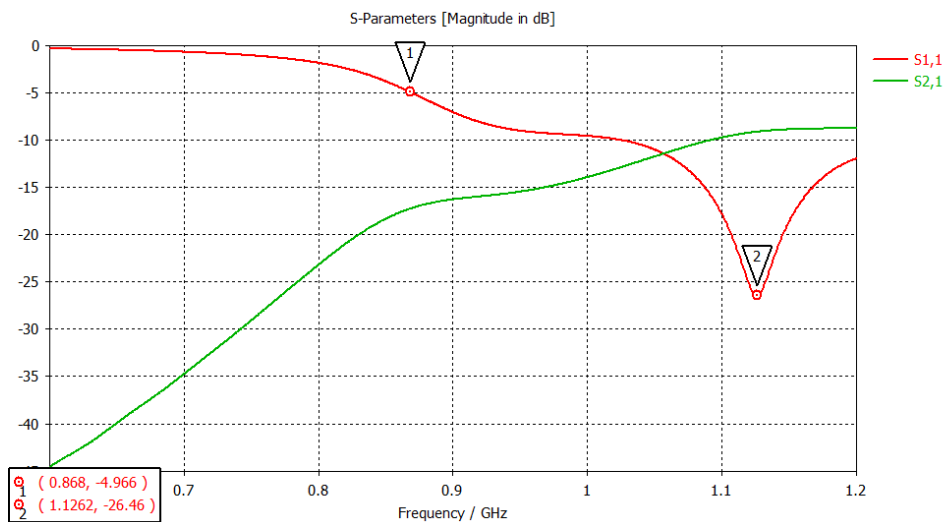
Εικόνα 335. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-5)





Εικόνα 336. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

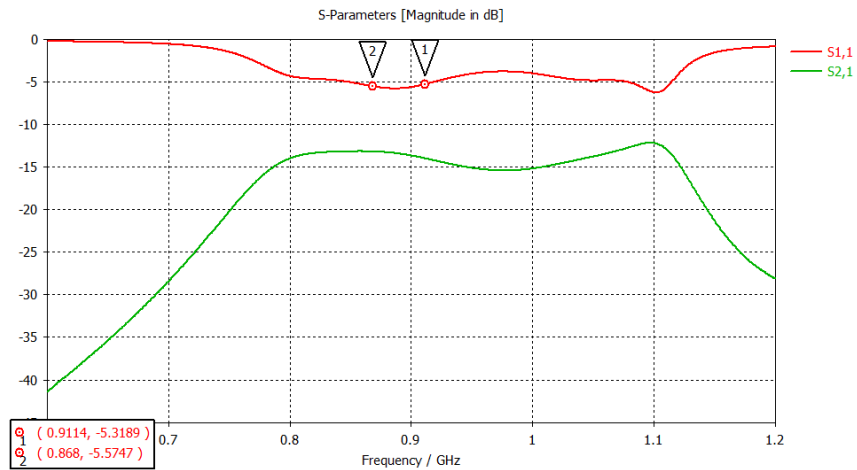
Ενώ για τιμές μετά του -7, όπως είπαμε η μετατόπιση της συχνότητας συντονισμού είναι σημαντική. Για παράδειγμα δείχνουμε την περίπτωση temp2=-13:



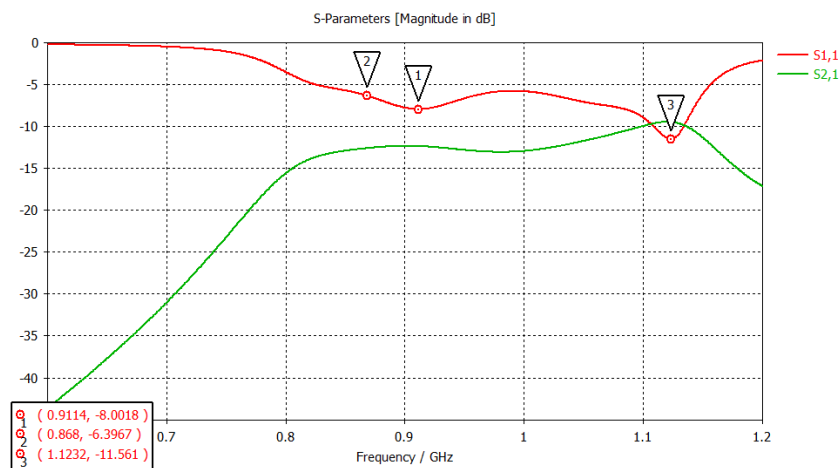
Εικόνα 337. S-parameters (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-13)

### 9.3.2 Δοκιμές για temp1=-1.4 GP MOD 10

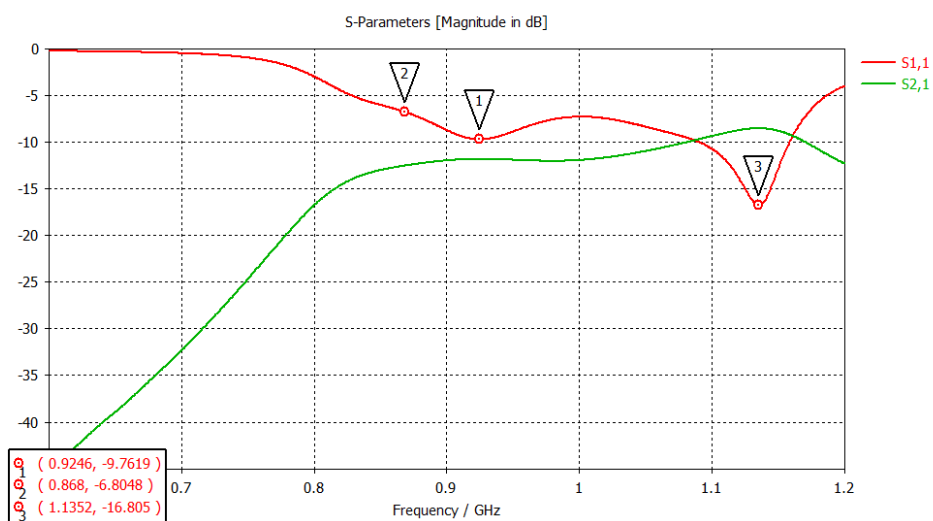
Μέχρι το -5 ο συντονισμός καλύτερεύει, ενώ υπάρχει μία σταδιακή μετατόπιση προς υψηλότερες συχνότητες χωρίς να αλλάζει ιδιαίτερα το διάγραμμα ακτινοβολίας. Επίσης το front-to-back ratio είναι πολύ μεγάλο, αλλά το κέρδος έχει πέσει πολύ χαμηλά σε όλα τα αποτελέσματα σε σχέση με το αρχικό, για αυτό και δεν προτιμήθηκαν οι συγκεκριμένες διατάξεις για μετέπειτα δοκιμές.



Εικόνα 338. S-parameters (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-1)

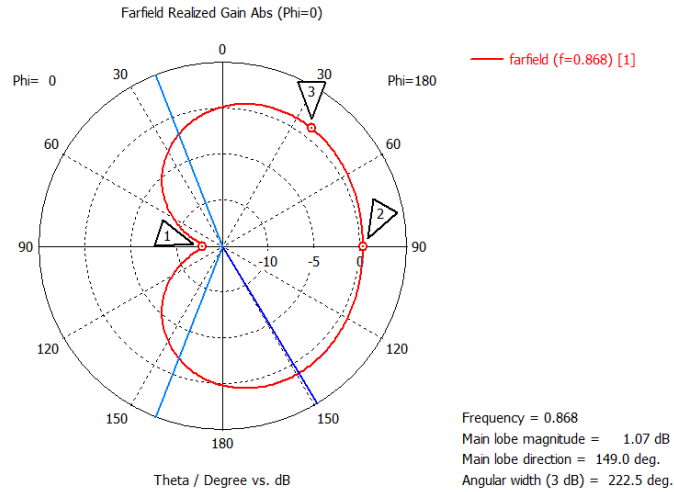


Εικόνα 339. S-parameters (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-5)



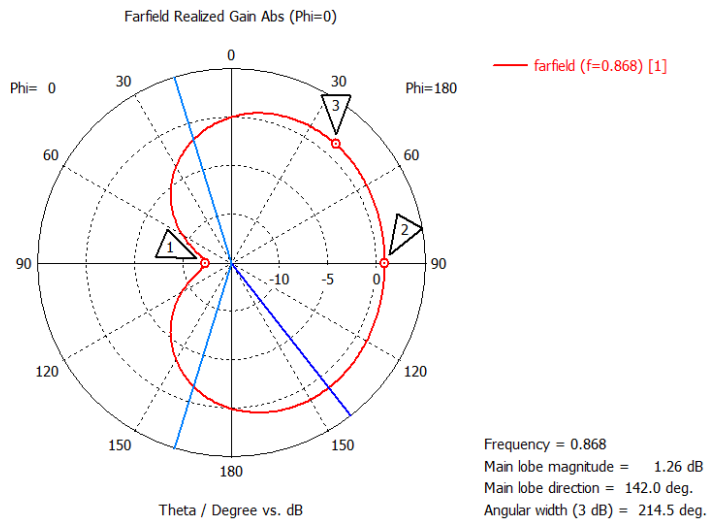
Εικόνα 340. S-parameters (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

$\theta_1$  ( 90, -12.81 )  
 $\theta_2$  ( 90, 0.2569 )  
 $\theta_3$  ( 36.89, 1.043 )



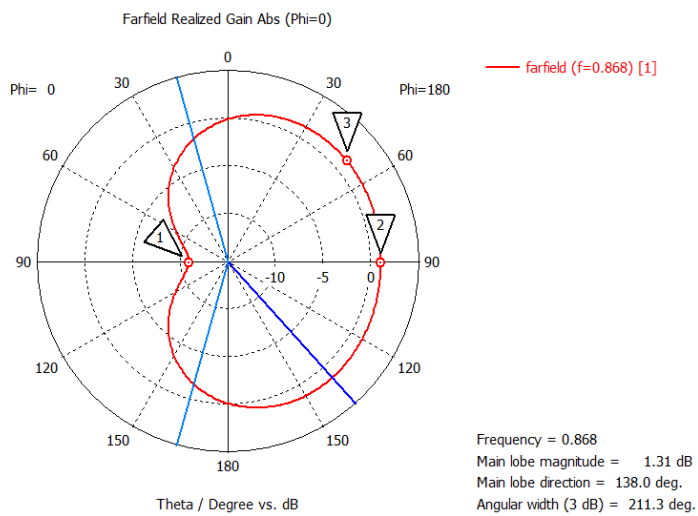
Εικόνα 341. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-1)

$\theta_1$  ( 90, -12.35 )  
 $\theta_2$  ( 90, 0.798 )  
 $\theta_3$  ( 41.45, 1.247 )



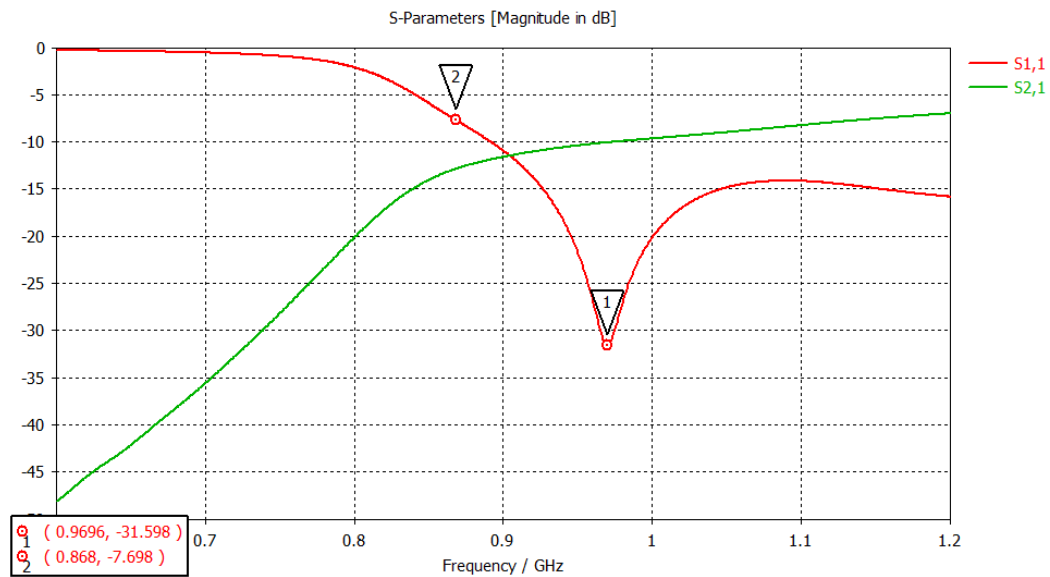
Εικόνα 342. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-5)

$\theta_1$  ( 92.01, -10.9 )  
 $\theta_2$  ( 90.62, 0.9991 )  
 $\theta_3$  ( 49.91, 1.282 )



Εικόνα 343. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

Μετά το -7 ο συντονισμός όπως και στις δοκιμές του Mod 1 ξεφεύγει από το εύρος που μας ενδιαφέρει. Κλείνουμε το κεφάλαιο παρουσιάζοντας και τα τελευταία αποτελέσματα για temp2=-13:



Εικόνα 344. S-parameters (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-13)

## 10. Μελέτη προσαρμογής της σύνθετης αντίστασης

Η μελέτη σε αυτό το κεφαλαίο αφορά την χρήση διακριτών στοιχείων, εφόσον δεν καταφέραμε να πετύχουμε το 100% των προδιαγραφών με τις τεχνικές που δοκιμάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στην δική μας περίπτωση για να πειράξουμε την προσαρμογή πέρα από τα διακριτά στοιχεία, δεν μπορούμε εύκολα να αξιοποιήσουμε μεθόδους που κάνουν χρήση γραμμών μεταφοράς, επειδή θα έπρεπε να προεκτείνουμε το CPW.

Με την μέχρι τώρα κατανόηση που έχουμε για την λειτουργία της κεραίας, έχουμε προσέξει ότι οποιαδήποτε επιρροή υπάρχει στην γείωση και ειδικά στο αριστερό της κομμάτι (όταν η θύρα 1 είναι ενεργή), που επί της ουσίας λαμβάνει μέρος στην ακτινοβολία, εν τέλει επηρεάζει σημαντικά το διάγραμμα ακτινοβολίας. Βάζοντας λοιπόν στοιχεία όπως αντιστάσεις και πηνία παράλληλα ή και πυκνωτές, ένα μέρος της τροφοδοσίας όταν οδεύει προς την κεραία θα περνάει μέσα από τα στοιχεία και θα καταλήγει στην γείωση που ακτινοβολεί, άρα θα λαμβάνει μέρος και αυτό στην ακτινοβολία επηρεάζοντας το διάγραμμα.

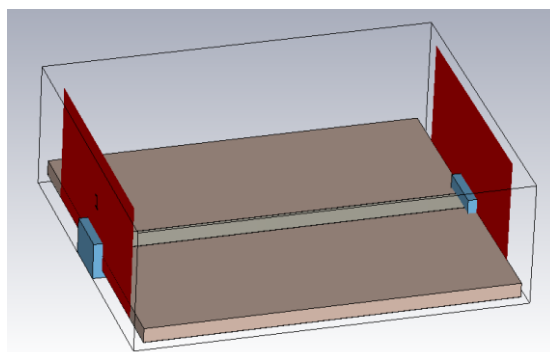
Αναγνωρίζοντας όλα τα παραπάνω, ελπίζουμε στο ότι η επιρροή δεν θα είναι πολύ οδυνηρή κάνοντας τον συλλογισμό ότι όπως το κύμα ρεύματος εισέρχεται στο ενεργό στοιχείο από την τροφοδοσία, δημιουργεί ένα διαδιδόμενο κύμα ρεύματος στο στοιχείο, αυτό το διαδομένο κύμα επάγεται στο παθητικό στοιχείο όπου επίσης δημιουργεί ένα διαδιδόμενο κύμα. Όταν αυτό καταφτάσει στον τερματισμό του παθητικού στοιχείου ανακλάται, αποκτώντας αντίστροφη διαδρομή προς την θύρα τροφοδοσίας. Είναι σαν μία διπλά τερματισμένη γραμμή μεταφοράς. Βέβαια, μέσα στα στοιχεία υπάρχουν πολλαπλά σημεία ανακλάσεων του κύματος, οπότε κυκλωματικά το ισοδύναμο μοντέλο της κεραίας μάλλον θα ισοδυναμεί περισσότερο με ένα δίκτυο γραμμών μεταφοράς. Ισχυριζόμαστε δηλαδή ότι η μορφή του τελικού στάσιμου εξαρτάται από τους τερματισμούς θύρας τροφοδοσίας και παθητικής θύρας, με τον μεγαλύτερο ρόλο να τον παίζει ο τερματισμός της παθητικής θύρας διότι εκεί συμβαίνει η πρώτη ισχυρή ανάκλαση, με την κάθε επόμενη ανάκλαση να είναι εξασθενημένη, άρα η συνεισφορά της στο σχήμα του τελικού στάσιμου θα είναι αισθητά μικρότερη. Εξ ορισμού, το διάγραμμα ακτινοβολίας πρωτίστως εξαρτάται από την μορφή της ρευματικής κατανομής πάνω στην κεραία και όχι από το πλάτος ή την φάση της, άρα ελπίζουμε ότι το πλάτος και η φάση λόγω προσαρμογής θα παίζει ρόλο κυρίως στο S11 και δευτερευόντως στην μορφή του διαγράμματος.

### 10.1 Πείραμα αύξησης του Local Mesh

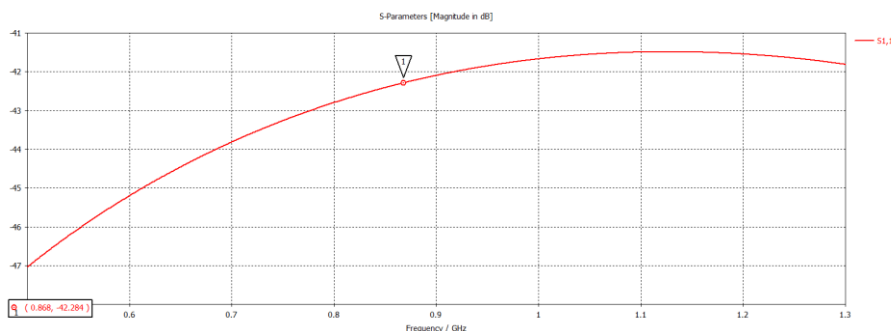
Έχοντας ξαναδοκιμάσει αρκετά πίσω, στις αρχές της εργασίας την προσθήκη φορτίου στα πλαίσια διαφορετικών δοκιμών, σε κάποιες περιπτώσεις, είχαμε παρατηρήσει ένα warning ότι το φορτίο ανήκει εξ ολοκλήρου σε ένα meshcell και το CST το αντικαθιστούσε αυτόματα με pec. Τότε σαν λύση στις συγκεκριμένες προσομοιώσεις για να εξετάσουμε κάτι που θέλαμε, είχαμε αναγκαστεί να αυξήσουμε

το meshcell από τις global ρυθμίσεις σε τέτοιο βαθμό όπου η κάθε προσομοίωση διαρκούσε πάρα πολλές ώρες. Σκεφτήκαμε λοιπόν ότι σαν λύση σε αυτό το πρόβλημα προσομοίωσης των διακριτών στοιχείων, θα μπορούσαμε τοπικά εκεί που είναι το φορτίο να χρησιμοποιήσουμε πυκνότερο meshcell ικανοποιώντας έτσι την απαίτηση του CST και αυξάνοντας όσο το δυνατόν λιγότερο τον χρόνο προσομοιώσεων. Για αυτό τον σκοπό καταλήξαμε σαν ιδέα στην χρήση ενός μικρού κύβου (με υλικό το κενό – Vacuum) που θα υπερκαλύπτει τα διακριτά στοιχεία και θα ρυθμίζεται έτσι ώστε να έχει πολύ πυκνότερο meshcell συγκριτικά με την υπόλοιπη κεραία. Πριν όμως το αποδεχούμε και χρησιμοποιήσουμε για προσομοιώσεις, αποφασίσαμε να κάνουμε κάποια πειράματα που θα μας πείσουν ότι αυτό που έχουμε σκεφτεί είναι ορθό και μπορούμε να εμπιστευτούμε τα όποια αποτελέσματα παίρνουμε.

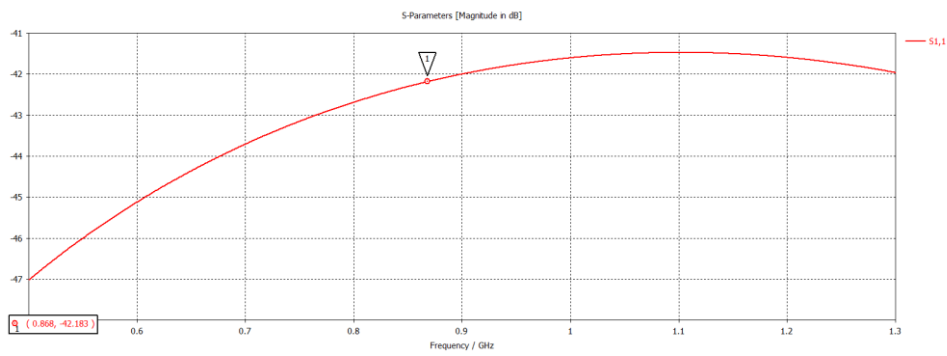
Για να εξετάσουμε λοιπόν το κατά πόσο η ύπαρξη κύβου επηρεάζει τα αποτελέσματα, πραγματοποιήσαμε αρχικά ένα απλό πείραμα πάνω σε μία απλή μικροταινία χωρίς την χρήση του κύβου και έπειτα έγινε προσθήκη κύβου και αυξημένα τα local mesh properties κοντά στις θύρες τροφοδοσίας, για να μπορούμε να συγκρίνουμε τα αποτελέσματα των δύο αυτών προσομοιώσεων. Στα global mesh properties χρησιμοποιήθηκαν 80 cells per wavelength (όπως και στην πλειοψηφία των προσομοιώσεων μέσα στην εργασία), ενώ στα local mesh properties του μπλε κύβου (βλέπε σχέδιο CST) πολλαπλασιαστικός παράγοντας επί 25 (ακραία μεγάλη τιμή) για να είμαστε σίγουροι για το θέμα της ακρίβειας, επιπρόσθετα επειδή η διάταξη είναι απλή και μικρή άρα μικρότερος χρόνος προσομοίωσης, είχαμε την δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε και adaptive mesh για ακόμα καλύτερη ακρίβεια. Τροφοδοσία υπάρχει μόνο στο port 1.



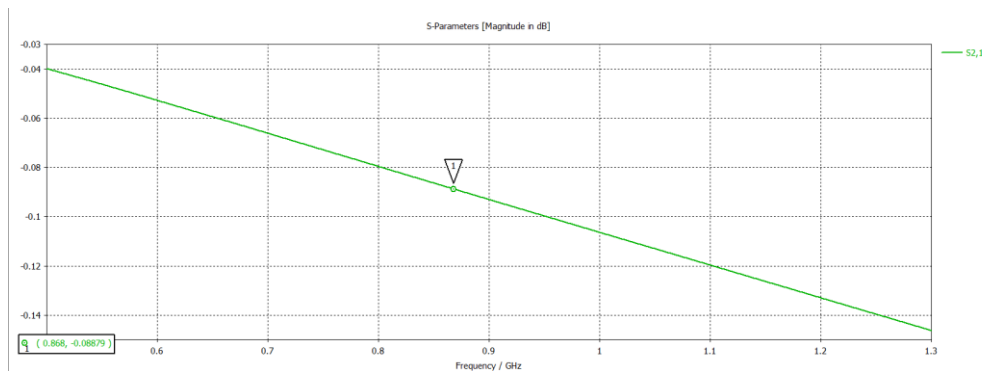
Εικόνα 345. Σχέδιο CST (microstrip with local mesh)



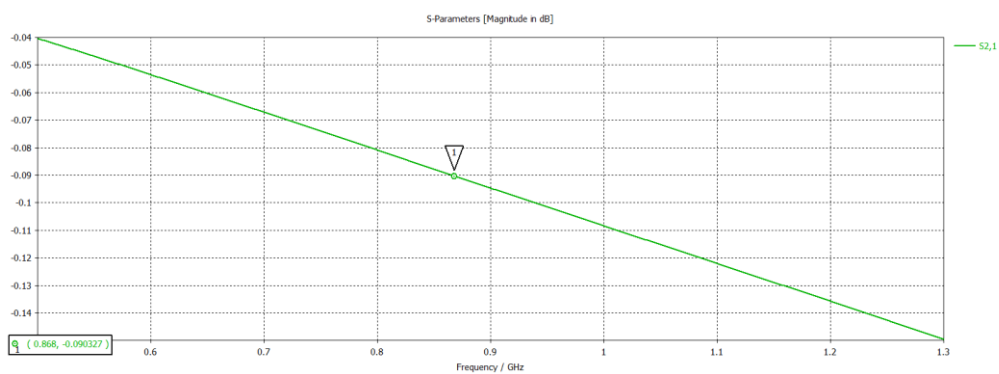
Εικόνα 346. S11 (microstrip without local mesh)



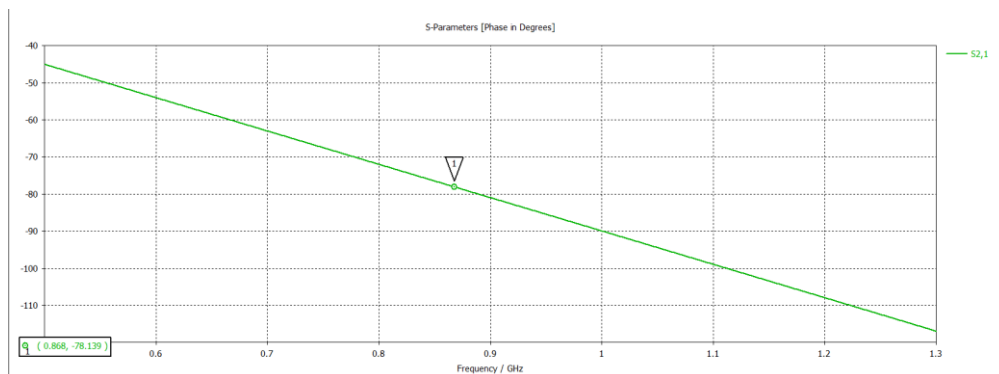
Εικόνα 347. S11 (microstrip with local mesh)



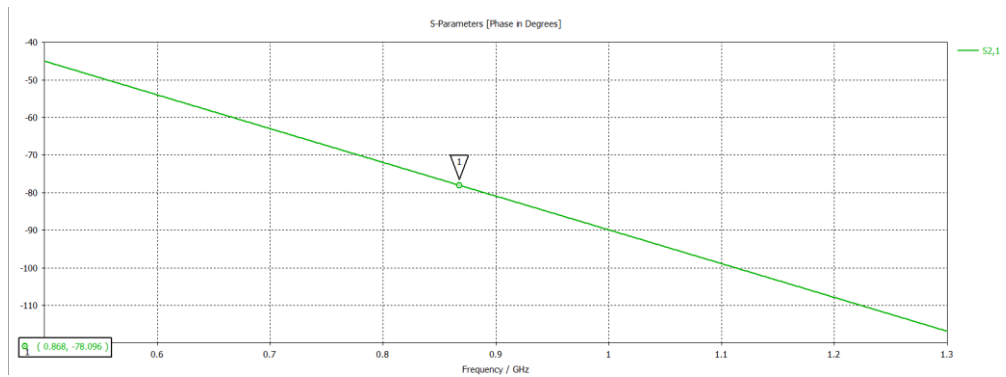
Εικόνα 348. S21 (microstrip without local mesh)



Εικόνα 349. S21 (microstrip with local mesh)



Εικόνα 350. Phase S21 (microstrip without local mesh)



Εικόνα 351. Phase S21 (microstrip with local mesh)

Όπως περιμέναμε τα αποτελέσματα δεν διαφέρουν σχεδόν καθόλου. Δοκιμάσαμε την ίδια τεχνική και σε άλλο σχέδιο που δεν σχετίζεται με την παρούσα πτυχιακή αλλά με άλλη έρευνα και τα αποτελέσματα πάλι έδειξαν ότι μπορούμε να εμπιστευόμαστε την τεχνική με τον κύβο. Επίσης, επειδή σκοπός είναι η δυνατότητα προσομοίωσης με τα διακριτά στοιχεία το να αυξήσουμε τις διαστάσεις του κύβου πέρα από μεγαλύτερους χρόνους προσομοιώσεων δεν θα μας έδινε κάτι άλλο, το οποίο επιβεβαιώσαμε ξανά πειραματικά.

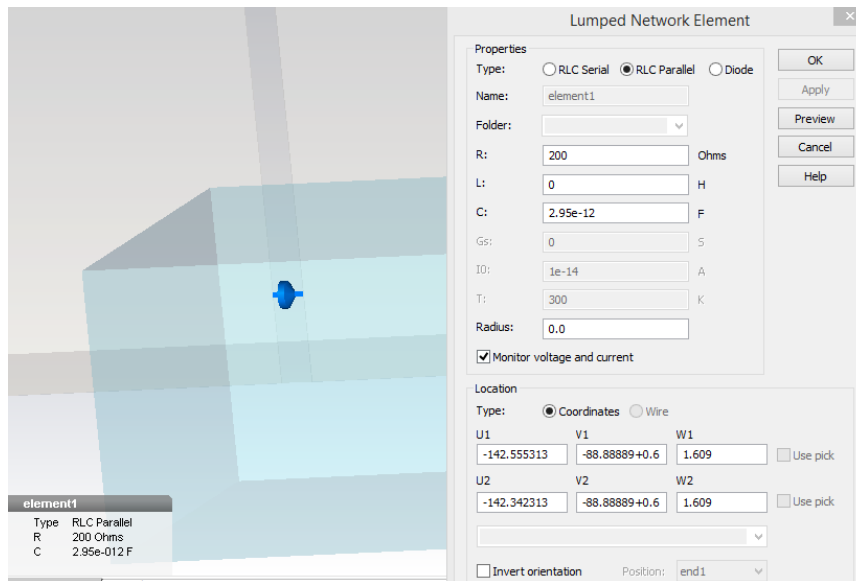
Επιλέξαμε να ξεκινήσουμε με μία δοκιμή του κύβου στο Mod 10 που έχει χειρότερα S-parameters από το Mod 1. Στο Mod 10 από τις δοκιμές στην ενότητα 9.3, έχουμε καταλήξει με περίπου S11 στα -5.5 dB (868 MHz), 2.8 dBi IEEE Gain και 0.95 dBi realized gain, το οποίο από μόνο του δείχνει ότι η κεραία έχει καλό κέρδος αλλά όχι καλό S11, με αποτέλεσμα το πραγματοποιούμενο κέρδος να είναι κατά 2 dB περίπου μικρότερο από το κέρδος κατά IEEE.

Στην πρώτη προσομοίωση που κάναμε "GP\_MOD\_10\_m1\_m1\_loaded", έχουν προστεθεί κοντά στην είσοδο του πρώτου στοιχείου (port 1) δύο παράλληλες αντιστάσεις ( $200 \parallel 200 = 100 \Omega$ ) και δύο παράλληλοι πυκνωτές ( $2.95 \parallel 2.95 = 5.9 \text{ pF}$ ).

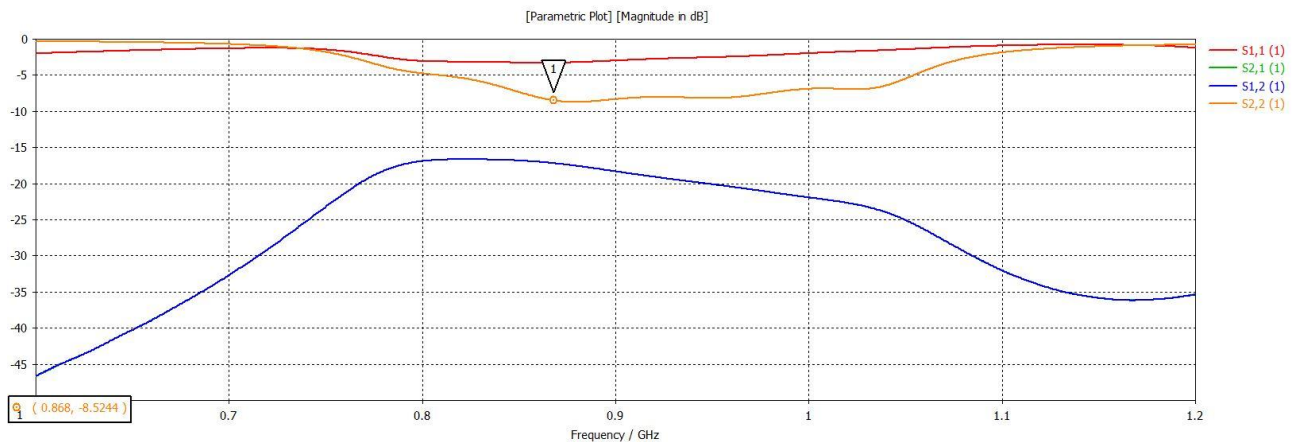
Οι επιθυμητές τιμές των στοιχείων που επιλέξαμε προκύπτουν από τον παράλληλο συνδυασμό ( $50 \parallel R \parallel -j/\omega C$ ) που μας δίνει την αντίσταση της πηγής όπως φαίνεται από το στοιχείο. Αν αυτή η αντίσταση είναι ίση με  $15 + j15$  (συζυγής με την αντίσταση εισόδου του στοιχείου), τότε θα έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος. Αν κάνει κανείς τους διαφόρους υπολογισμούς προκύπτει μια αντίσταση ίση με  $R = 100 \Omega$  και ένας πυκνωτής  $C = 5.9 \text{ pF}$ .

Ταυτόχρονα, έχει προστεθεί ένας κύβος κενού κοντά στο port 1 για να πυκνώσουμε τοπικά το mesh. Οι αντιστάσεις έχουν μεταφερθεί λίγο προς τα μέσα διότι το πρόγραμμα απαιτεί απόσταση τουλάχιστον 3 meshcells από την θύρα διέγερσης. Τέλος για αυτές τις αρχικές δοκιμές έχει χρησιμοποιηθεί temp1 = temp2 = -1 (βλέπε ενότητα 9.3).





Εικόνα 352. Προσθήκη στοιχείων CST (GP\_MOD\_10\_m1\_m1\_loaded)



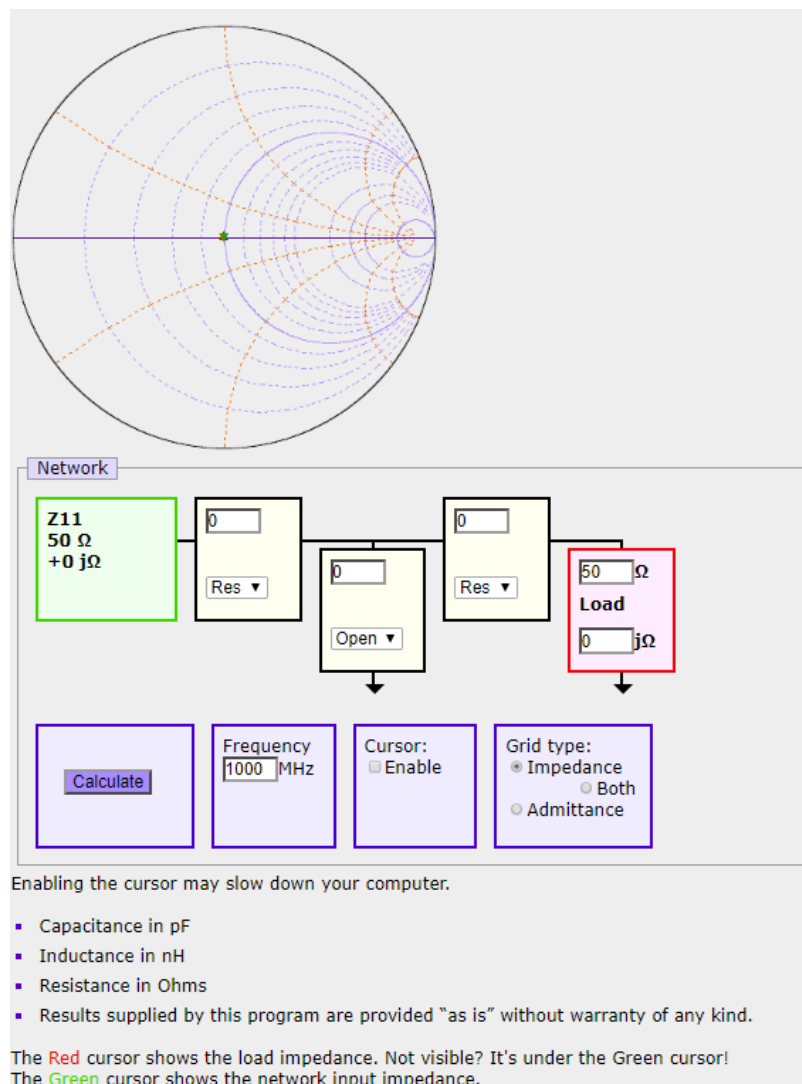
Εικόνα 353. S-parameters (GP\_MOD\_10\_m1\_m1\_loaded)

Σαν πρώτη εικόνα, μοιάζει περίεργο, και σίγουρα είναι αναπάντεχο, ότι αυτά που λέγαμε για την θύρα 1 στην αρχή του κεφαλαίου, μοιάζουν να ισχύουν για την θύρα 2, δηλαδή βελτίωση του  $S_{11}$  και μικρή βελτίωση του realized gain με ταυτόχρονη χειροτέρευση του IEEE gain. Εμπιστευόμαστε τα αποτελέσματα με τον κύβο, βασισμένοι στην μελέτη που έχουμε κάνει και προχωρήσαμε παρακάτω ελπίζοντας να ξεκαθαρίσει το τοπίο (παρόμοια είναι και τα αποτελέσματα φυσικά για αντιστροφή των θυρών αφού έχουμε συμμετρική διάταξη).

## 10.2 Δοκιμές προσαρμογής της σύνθετης αντίστασης στα 924.6 MHz και στα 868 MHz

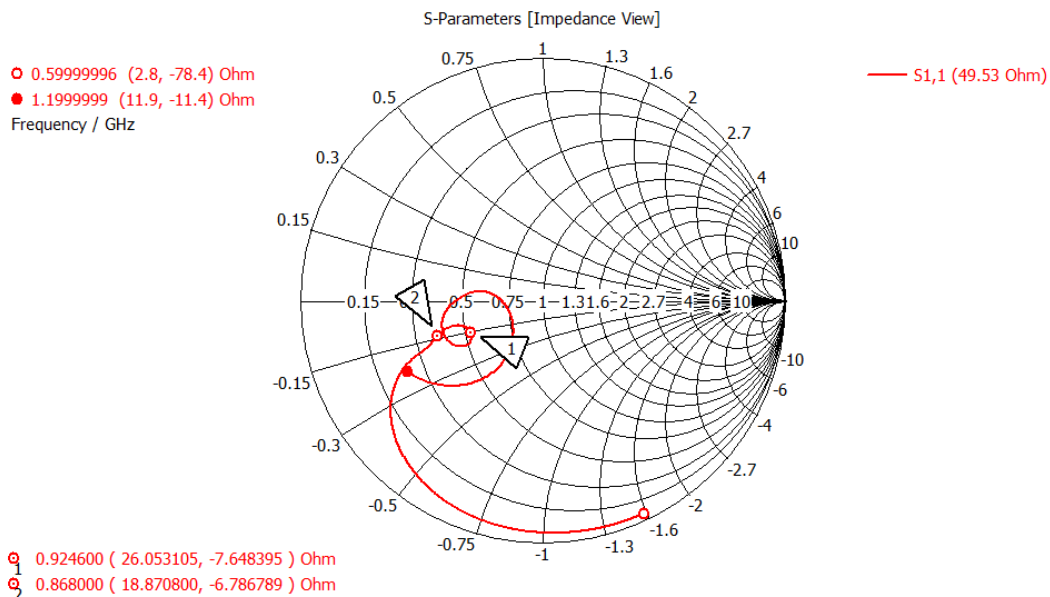
Για τις ανάγκες αυτής της ενότητας δουλέψαμε πολύ με την απεικόνιση των S-parameters πάνω σε χάρτη Smith, στο CST την συγκεκριμένη απεικόνιση την βρίσκει κανείς ως Z Smith Chart - Impedance View (αντίστοιχα υπάρχει και χάρτης αγωγιμοτήτων Y).

Ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο διαθέσιμο στο διαδίκτυο για γρήγορους υπολογισμούς των απαιτούμενων διακριτών στοιχείων για κίνηση της προσαρμογής πάνω στον χάρτη Smith, παρέχεται δωρεάν στην ιστοσελίδα «<http://cgi.www.telestrian.co.uk/cgi-bin/www.telestrian.co.uk/smiths.pl>» και έχει το όνομα INTERACTIVE SMITH CHART, επίσης παρέχει και γραφική απεικόνιση. Το συγκεκριμένο εργαλείο μας έλυσε τα χέρια από άποψη υπολογισμών, φυσικά επιβεβαιώσαμε και με δικούς μας υπολογισμούς ότι λειτουργεί ορθά.



Εικόνα 354. INTERACTIVE SMITH CHART (<http://cgi.www.telestrian.co.uk/cgi-bin/www.telestrian.co.uk/smiths.pl>)

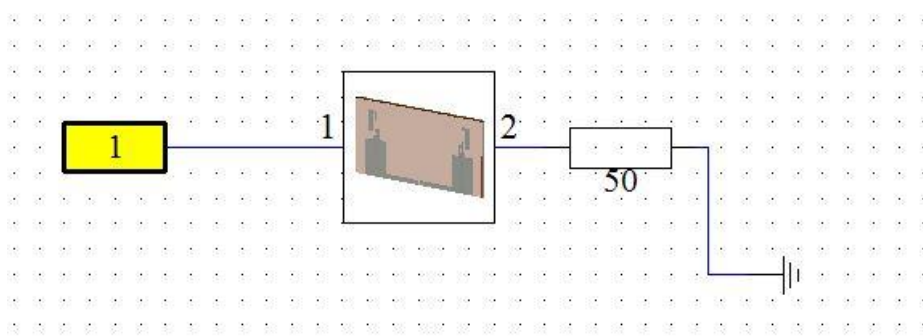
Ξεκινήσαμε τις δοκιμές στην διάταξη GP mod 10 με το καλύτερο S11 που προέκυψε από την ενότητα 9.3.2, δηλαδή το αρχείο *GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell - 1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7*. Η συγκεκριμένη διάταξη στον χάρτη εμπεδήσεων Smith (Z Smith Chart) έχει το παρακάτω γράφημα:



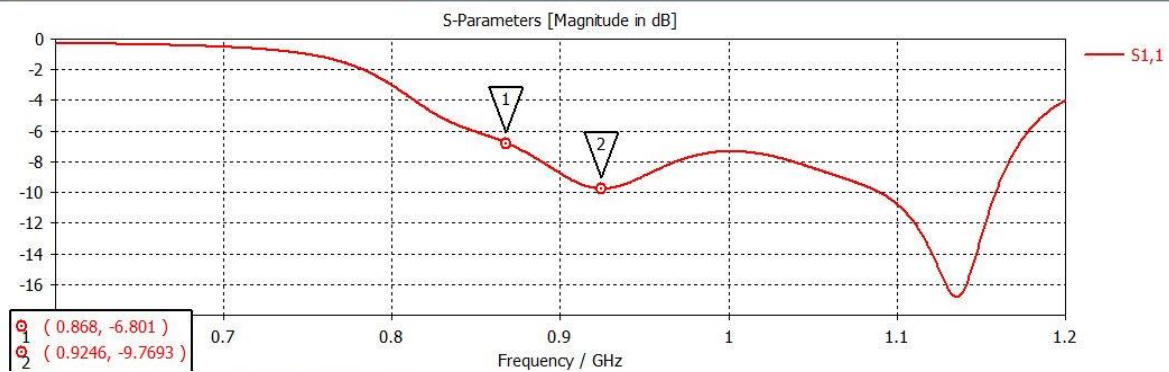
Εικόνα 355. Z Smith Chart (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

Επειδή πρόκειται να δουλέψουμε με τοποθέτηση διακριτών στοιχείων, αποφασίσαμε ότι μία καλή και γρήγορη επαλήθευση καθόλη αυτή την μελέτη μπορεί να γίνει με την χρήση του CST Design Studio, όπου ιδανικά τα αποτελέσματα μεταξύ του Microwave και του Design θα ήταν σχετικά κοντά. Το Design Studio αντιμετωπίζει την διάταξη σαν ένα δίθυρο δηλαδή σαν ένα εξάρτημα ενός κυκλώματος, δεν κοιτάει δηλαδή την διάταξη από ηλεκτρομαγνητική σκοπιά, απλώς χρησιμοποιεί τα S-parameters που προέκυψαν από την προσομοίωση του Microwave επιτρέποντας μας να φτιάξουμε κυκλώματα με αυτό.

Αφού εξάγαμε αποτελέσματα και για τα 2 ports (προϋπόθεση για να εισάγουμε την διάταξη στο Design Studio ως δίθυρο), κάναμε μία επαλήθευση πριν αρχίσουμε την τοποθέτηση στοιχείων ότι συμφωνούν απόλυτα οι 2 solvers μεταξύ τους.



Εικόνα 356. Επαλήθευση της συσχέτισης μεταξύ Microwave με Design Studio

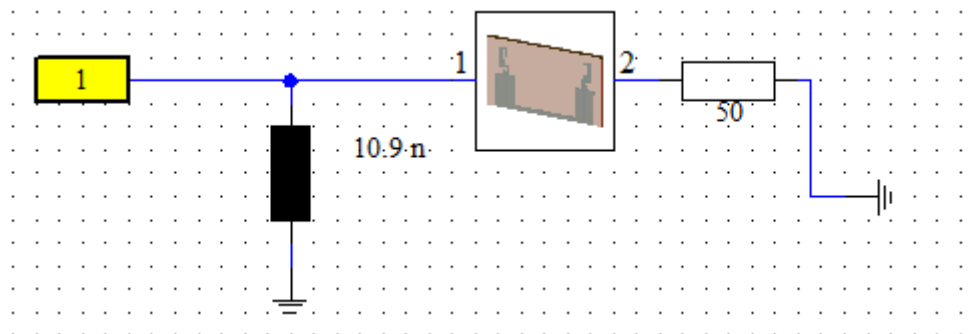


Εικόνα 357. S11 parameter

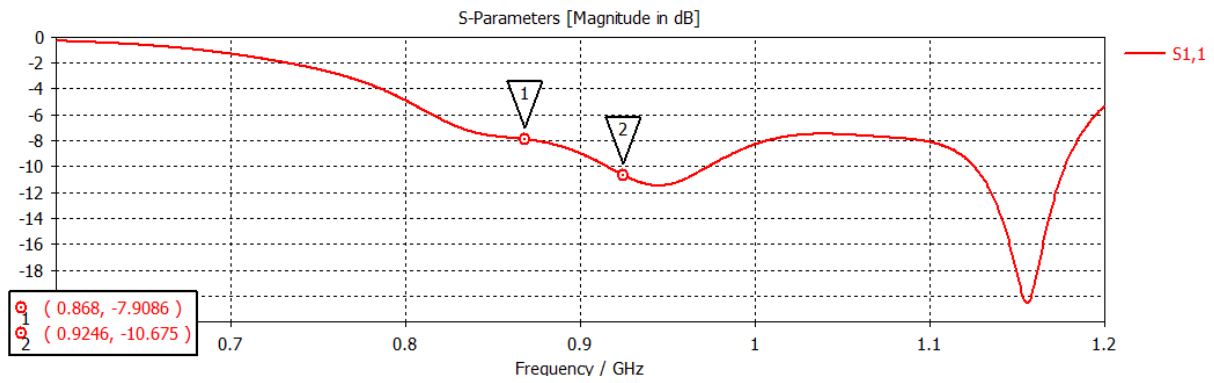
Εφόσον υπάρχει τούτιση μπορούμε να εμπιστευόμαστε ότι δεν έχει γίνει κάποιο λάθος στην μεταφορά από τον έναν solver στον άλλον ή στην χρήση του port που κάνουμε στο Design Studio.

Θυμίζουμε σε αυτό το σημείο ότι κάνοντας χρήση ενός στοιχείου μπορείς να κουνηθείς πάνω σε έναν κύκλο στον χάρτη Smith. Για να φτάσεις ακριβώς στα 50 Ohm αν δεν είσαι πάνω στον κύκλο που περνάει από το σημείο των 50 Ohm (το κέντρο του χάρτη) τότε χρειάζεσαι τουλάχιστον 2 διακριτά στοιχεία. Δεν είναι αναγκαστικό να φτάσουμε στα 50 Ohm για να βελτιωθεί αισθητά το S11 και προτιμούμε την χρήση ενός στοιχείου για λόγους κυρίως κατασκευαστικούς, χωρίς αυτό να σημαίνει ότι δεν πειραματιστήκαμε και με την προσθήκη παραπάνω του ενός στοιχείου.

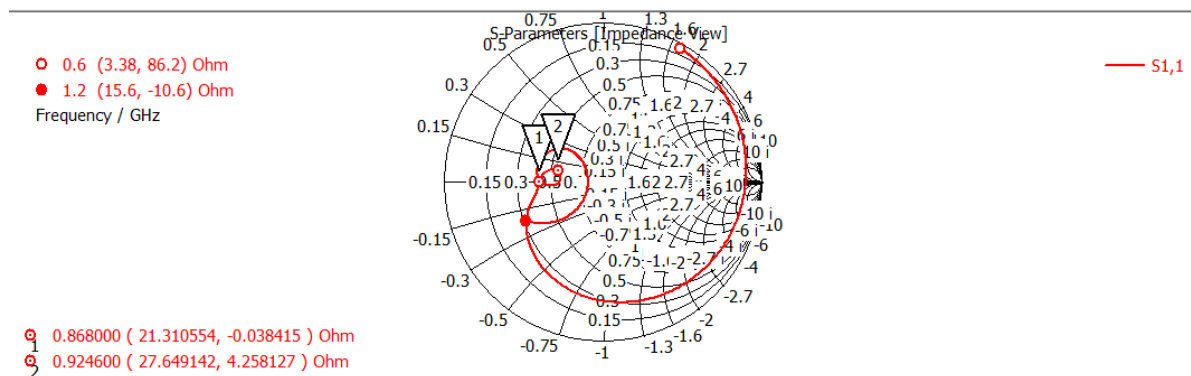
Δοκιμάσαμε λοιπόν στο Design Studio την παράλληλη σύνδεση ενός πηνίου 10.9 nF το οποίο υπολογιστικά για συχνότητα 868 MHz μας βγάζει πάνω στον οριζόντια άξονα του χάρτη, εκεί δηλαδή όπου το φορτίο είναι καθαρά ωμικό.



Εικόνα 358. Προσθήκη πηνίου 10.9 nF σε παράλληλη σύνδεση



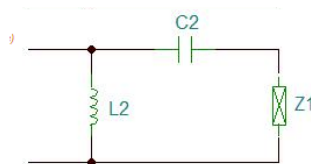
Εικόνα 359. S11 parameter

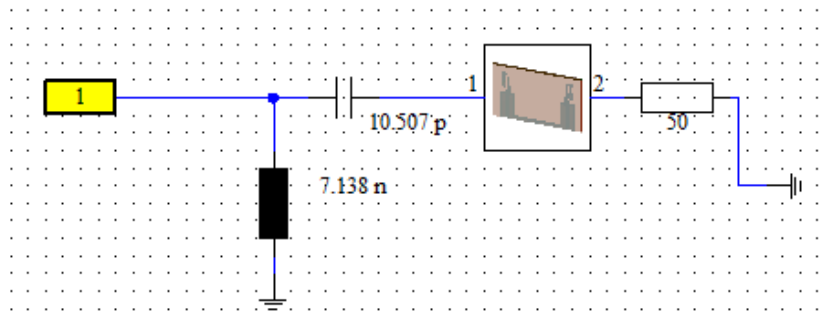


Εικόνα 360. Z Smith Chart

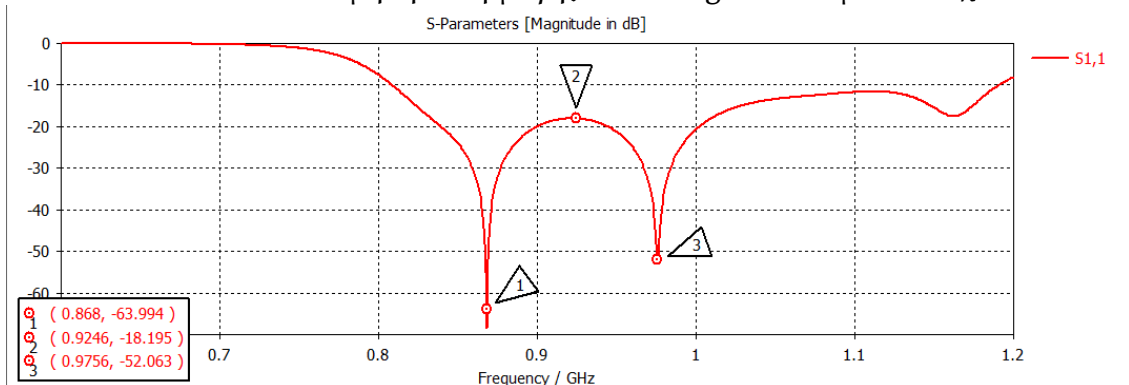
Φαίνεται ότι το φανταστικό μέρος της αντίστασης μηδενίστηκε και η μετατόπιση είναι σωστή, άρα σε πρώτη φάση επαληθεύεται το αναμενόμενο, ότι το Design Studio έχει την λειτουργία που περιμέναμε επειδή αντιμετωπίζει όλη την διάταξη σαν απλό κύκλωμα, χωρίς όμως να είναι σε θέση να λάβει υπόψη ηλεκτρομαγνητικά, δηλαδή στην πράξη τί συμβαίνει με την προσθήκη των στοιχείων.

Επιβεβαιώσαμε το ίδιο και για δύο στοιχεία, συγκεκριμένα δοκιμάσαμε για τα 868 MHz την προσθήκη και δύο στοιχείων όπου βάση των υπολογισμών θα μας βγάλουν στο κέντρο του χάρτη Smith και αναμφίβολα θα βελτιώσουν κατά πολύ τον συντονισμό. Οι τιμές για το οποίο συμβαίνει αυτό είναι για  $C2 = 10.507$  pF και  $L2 = 7.138$  nH.

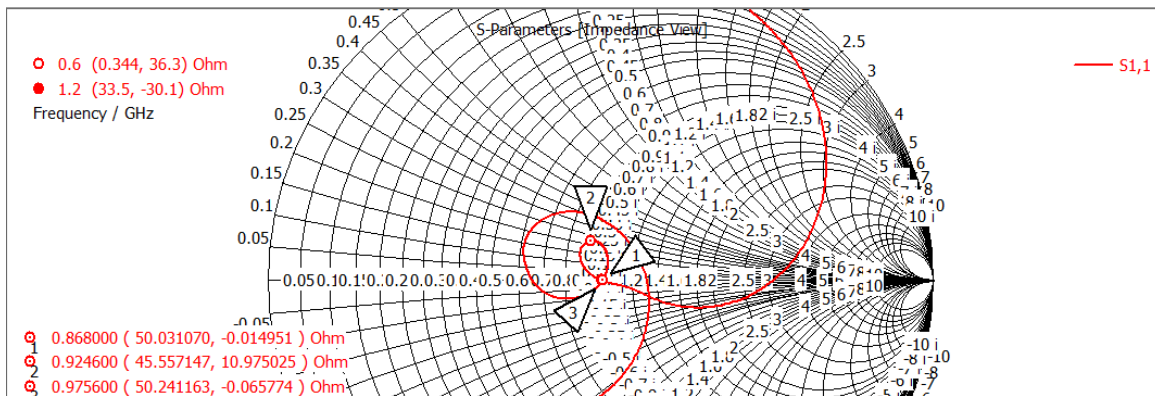




Εικόνα 361. Δοκιμή προσαρμογής στο Design Studio με 2 στοιχεία



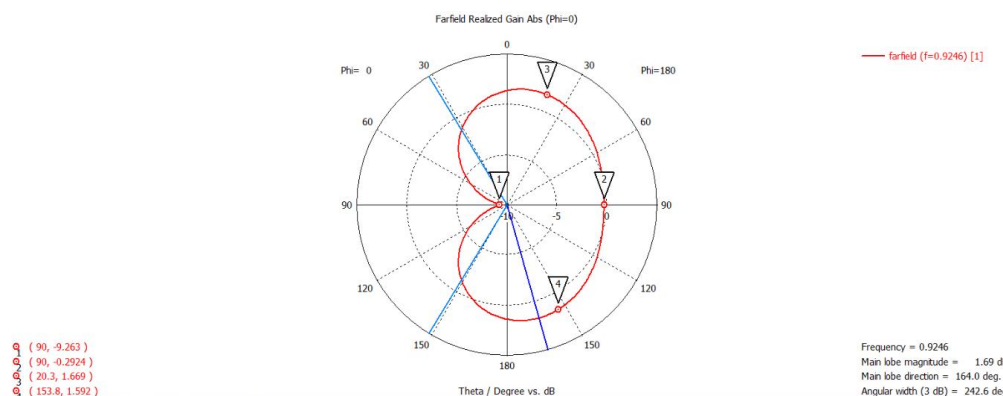
Εικόνα 362. S11 parameter



Εικόνα 363. Z Smith Chart

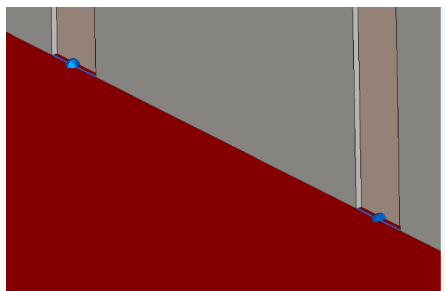
Το αποτέλεσμα είναι το αναμενόμενο και το εύρος ζώνης αρκετά εντυπωσιακό όμως τα 2 στοιχεία όπως είπαμε και πριν, κατασκευαστικά είναι μεγάλη πρόκληση. Επειδή ακόμα και με το 1 στοιχείο υπάρχει μία παρά μόνο μικρή βελτίωση στο S11 στα 868 MHz, αποφασίσαμε να δουλέψουμε και στην συχνότητα 924.6 MHz που έχει ήδη καλύτερο S11 (πιο έντονο συντονισμό), άρα θα είναι πιο έντονες οι διαφοροποιήσεις λόγω προσθήκης στοιχείων οπότε και πιο εύκολο να τις αναγνωρίσουμε και να εξαγάγουμε χρήσιμα συμπεράσματα. Βέβαια έχει αρκετά χειρότερο διάγραμμα ακτινοβολίας το οποίο παρουσιάζει ένα κέρδος περίπου 1.69 dB, όμως στην αντίθετη κατεύθυνση από τον μηδενισμό του, επίσης έχει και μία ασυμμετρία, αισθητά πιο έντονη από άλλες παρόμοιες διατάξεις. Με σκοπό απλά να εξαγάγουμε περισσότερα συμπεράσματα τα παραπάνω δεν μας είναι πρόβλημα, εξάλλου πάντα αν χρειαστεί ή προκύψει κάτι καλό, έχουμε στο πίσω μέρος του μυαλού μας ότι μπορούμε να αλλάξουμε το scaling της κεραίας, με σμίκρυνση ή αύξηση όλων των διαστάσεων της,

μετατοπίζοντας την συχνότητα συντονισμού σε μικρότερες ή μεγαλύτερες συχνότητες, αρκεί βέβαια να μην γίνονται οι διαστάσεις απαγορευτικά μεγάλες κάνοντας την κεραία ακατάλληλη για πραγματικές εφαρμογές.



Εικόνα 364. Διάγραμμα Polar για Phi=0° 924.6 MHz (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell - 1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

Αντίστοιχα όπως κάναμε και στην ενότητα 10.1, για να βάλουμε παράλληλα πάνω στην CPW γραμμή ένα διακριτό στοιχείο, βάζουμε στην πράξη δύο στοιχεία που το ένα ενώνεται με την κεντρική γραμμή και την αριστερή πλάκα γείωσης και το άλλο με την δεξιά, έτσι καταφέρνουμε συμμετρία η οποία έχουμε επιβεβαιώσει ότι λειτουργεί. Αυτό προφανώς συνεπάγεται ότι η τιμή τους θα πρέπει να είναι μισή από την επιθυμητή επειδή η τελική επαγωγή που προκύπτει είναι η πρόσθεση τους. Δείχνουμε τα παραπάνω με μία εικόνα για να είναι ξεκάθαρο το πως εισάγουμε ορθά στοιχεία στην CPW γραμμή.

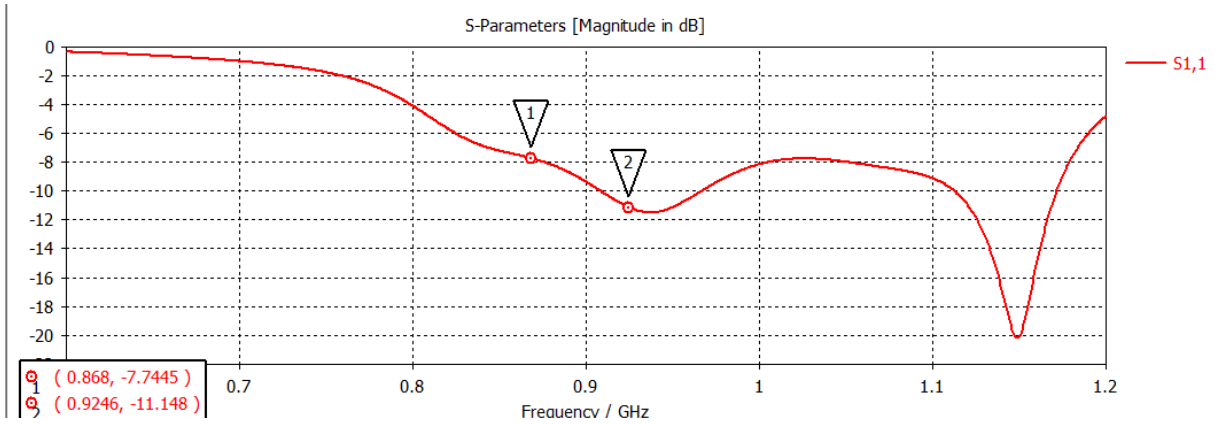


Εικόνα 365. Προσθήκη πηνίο παράλληλα σε CPW

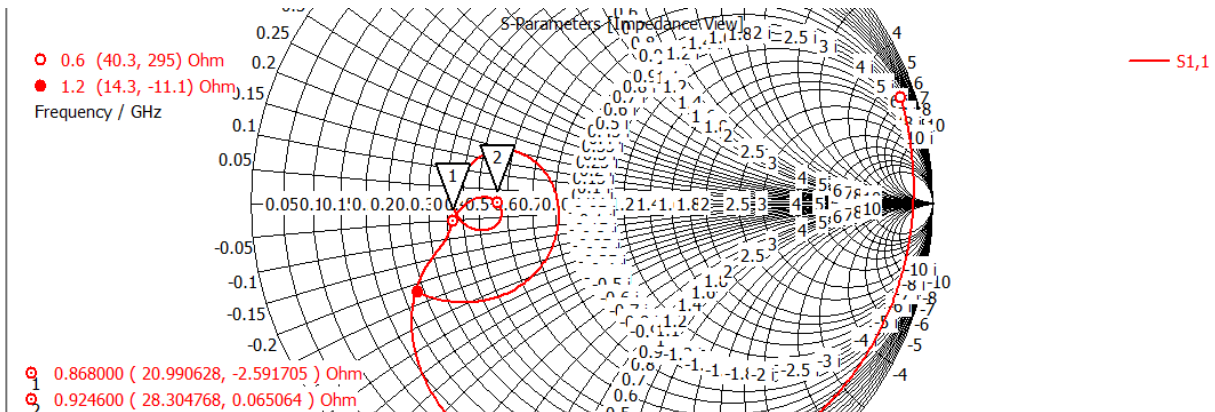
### 10.2.1 Δοκιμές χωρίς την χρήση του Local Mesh

Εκτελέσαμε την προσομοίωση στο Design Studio με προσθήκη πηνίου 16.5 nH (τιμή για μηδενισμό του φανταστικού μέρους της αντίστασης στα 924.6 MHz) και αντίστοιχα στο Microwave Studio με 33 nH // 33 nH για να μπορούμε να συγκρίνουμε. Το δεύτερο port παραμένει προσαρμοσμένο και τα πηνία για αυτή την πρώτη δοκιμή τοποθετήθηκαν 5 mm μακριά από το port (τυχαία τιμή), για τον γρήγορο έλεγχο της απόστασης των πηνίων από το port δημιουργήσαμε την μεταβλητή 'thesis' της οποίας η τιμή ισούται με την απόσταση των στοιχείων από το port.

**Design Studio:**

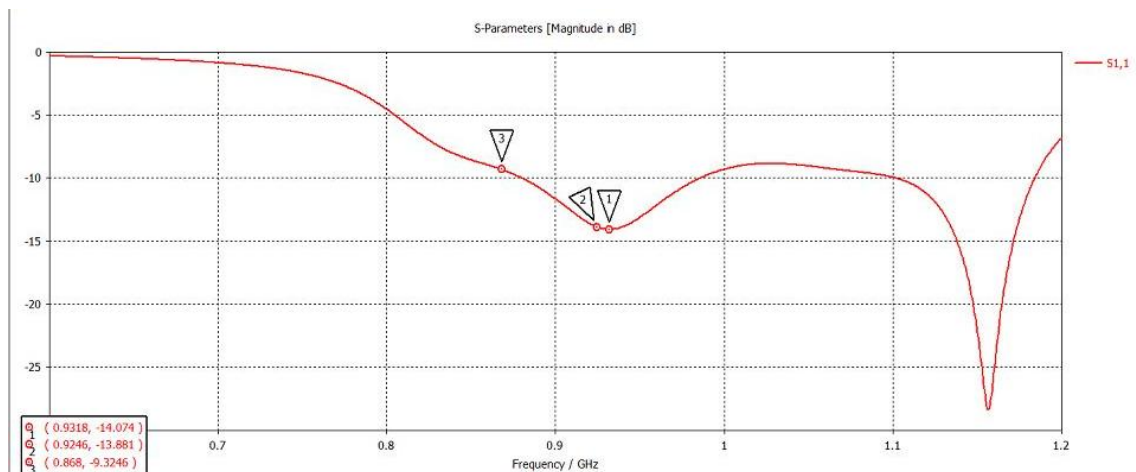


Εικόνα 366. S11 parameter



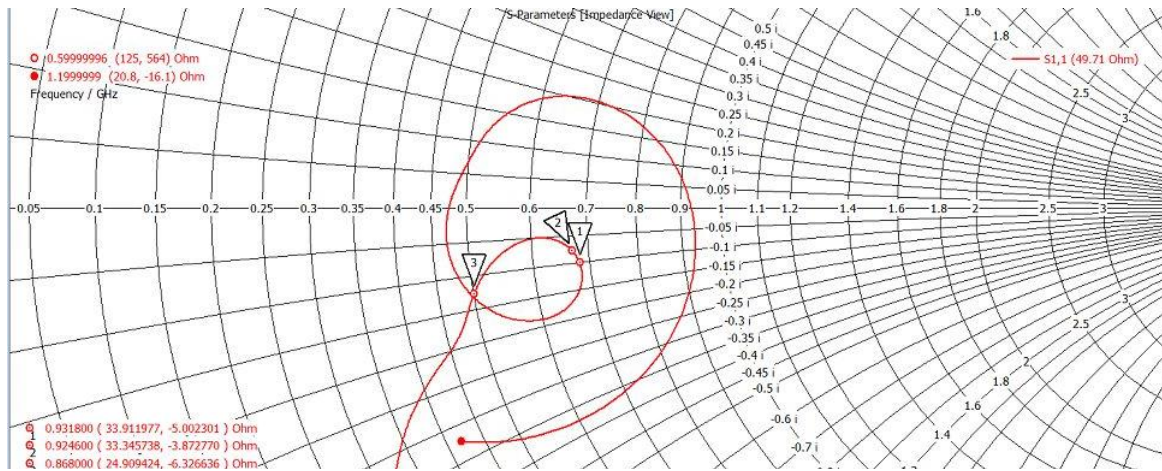
Εικόνα 367. Z Smith Chart

**Microwave Studio:**

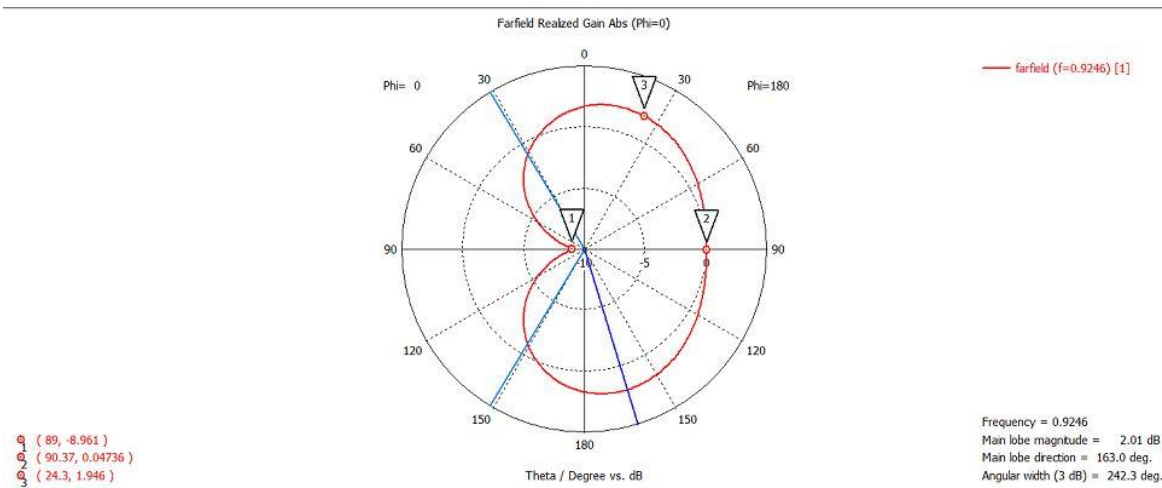




Εικόνα 368. S11 parameter (GP MOD 10 temp1=-1.4 and temp2=-7 16.5nH thesi=5)



Εικόνα 369. Z Smith Chart (GP MOD 10 temp1=-1.4 and temp2=-7 16.5nH thesi=5)

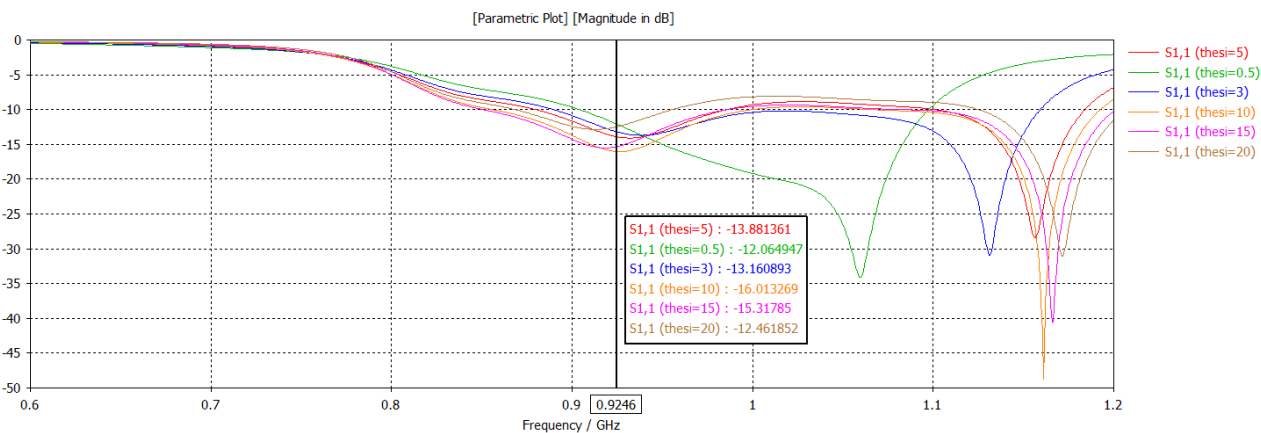


Εικόνα 370. Διάγραμμα Polar για Phi=0° 924.6 MHz (GP MOD 10 temp1=-1.4 and temp2=-7 16.5nH thesi=5)

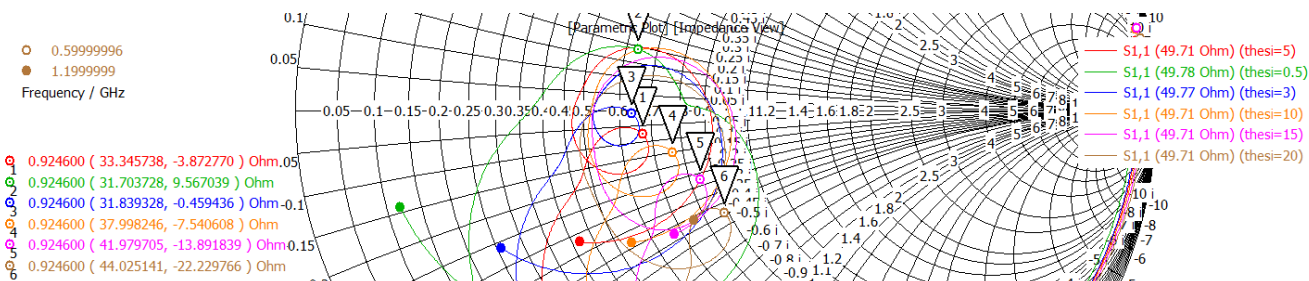
Φαίνεται ότι καταφέραμε μεγάλη βελτίωση του S11 από -9.7619 dB σε -13.881 dB για την συχνότητα 924.6 MHz, βελτίωση όμως παρουσιάζεται και γενικά σε ολόκληρη την καμπύλη. Όπως αναμέναμε δεν έχουμε απόλυτη ταύτιση αποτελεσμάτων μεταξύ Design και Microwave studio, αλλά σίγουρα υπάρχει μία ομοιότητα που δεν μπορεί να θεωρηθεί τυχαία.

Όπως επισημάναμε και προηγουμένως, δημιουργήσαμε μία μεταβλητή με το όνομα *thesis* για έλεγχο της τοποθέτησης των στοιχείων. Η τιμή της δείχνει την απόσταση από το waveguide port, όπου για την προηγούμενη δοκιμή τυχαία επιλέξαμε 5 mm, για να μην αφήνουμε πράγματα στην τύχη και επειδή δουλεύουμε πάνω σε μία εργασία που αφορά ηλεκτρομαγνητισμό είναι πολύ πιθανό η θέση να επηρεάζει αισθητά τα αποτελέσματα και να υπάρχει μία βέλτιστη θέση τοποθέτησης των διακριτών στοιχείων. Για να ελέγξουμε την βέλτιστη θέση πραγματοποιήσαμε ένα sweep δοκιμών για τιμές thesis = 0.5, 3, 10, 15, 20. Η τιμή 0.5 είναι η πιο κοντά στο port που

επιτρέπει χωρίς σφάλμα το CST και η τιμή 20 είναι αρκετά ακραία περίπτωση σχεδιαστικά για αυτό δεν πήγαμε πιο πέρα.



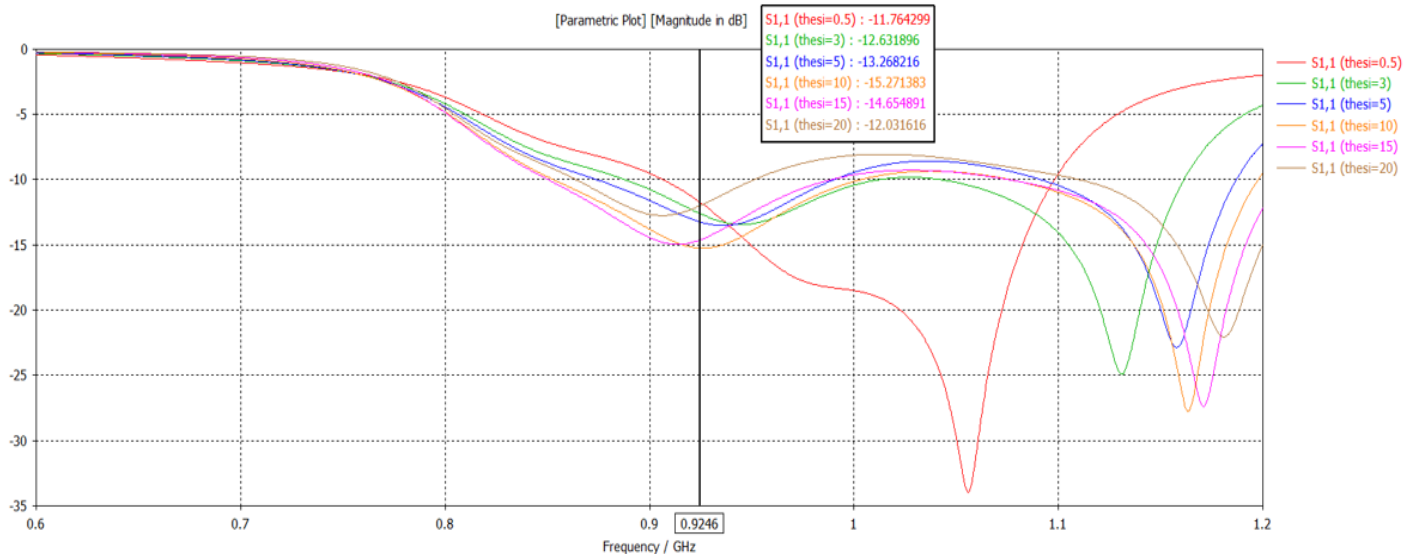
Εικόνα 371. S parametric plot (Sweep thesis for elements)



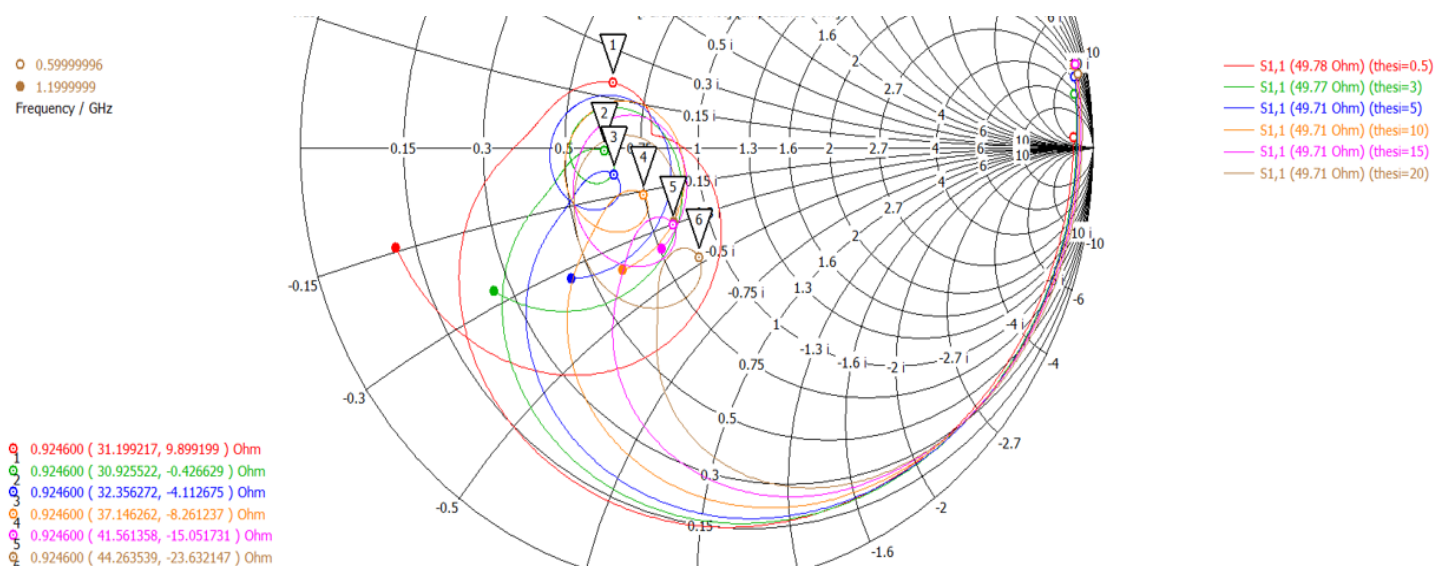
Εικόνα 372. Z parametric Smith Chart (Sweep thesis for elements)

Η θέση φαίνεται να παίζει ρόλο αλλά όχι προς χειρότερα αποτελέσματα συγκριτικά με το thesis = 5 που τυχαία είχαμε επιλέξει. Ως προς το S11 που είναι και η προδιαγραφή που εξετάζουμε, οι καλύτερες επιλογές είναι οι τιμές 10 και 15.

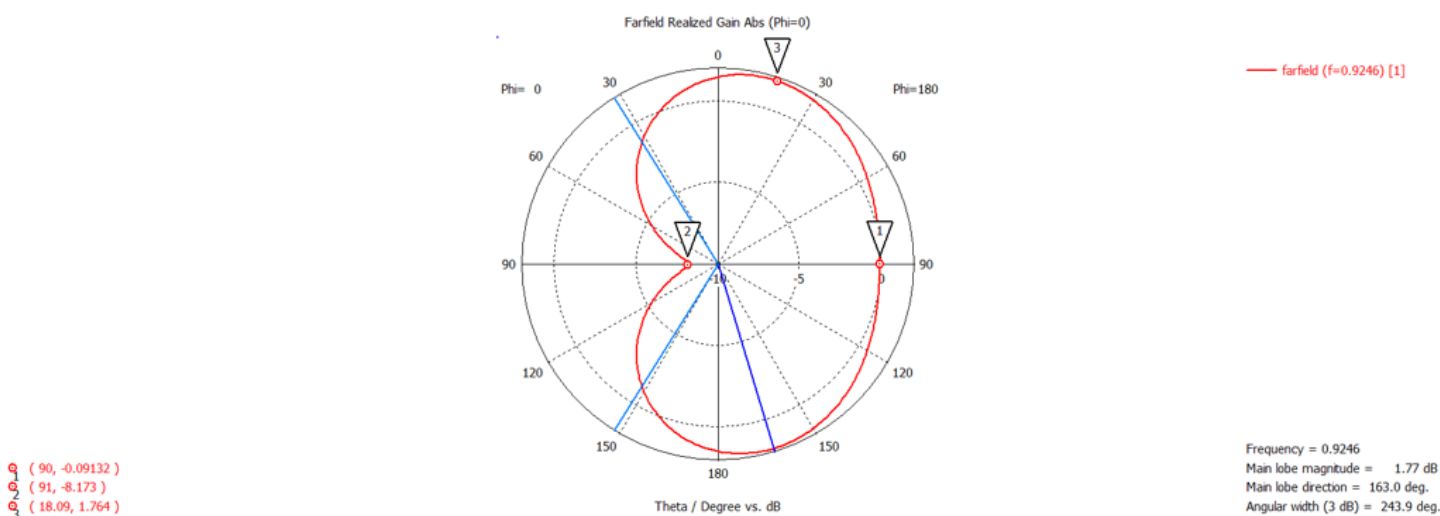
Δοκιμάσαμε έπειτα την ταυτόχρονη προσθήκη στοιχείων και στα 2 ports. Αν τα αποτελέσματα είναι κοντά σε αυτά με όταν έχουμε στοιχεία μόνο στο 1 port θα σημαίνει ότι μπορούμε να δουλεύουμε χωρίς φόβο με τα ίδια στοιχεία και στα 2 ports, δυνατότητα που βολεύει και κατασκευαστικά πέρα από πειραματικά. Όπως και στα προηγούμενα με την μεταβλητή thesis αλλάζει η τοποθέτηση των στοιχείων, για να υπάρχει συμμετρία η αλλαγή γίνεται και στις δύο θύρες ταυτόχρονα.



Εικόνα 373. S parametric (Both ports matched test)



Εικόνα 374. Z parametric Smith Chart (Both ports matched test)

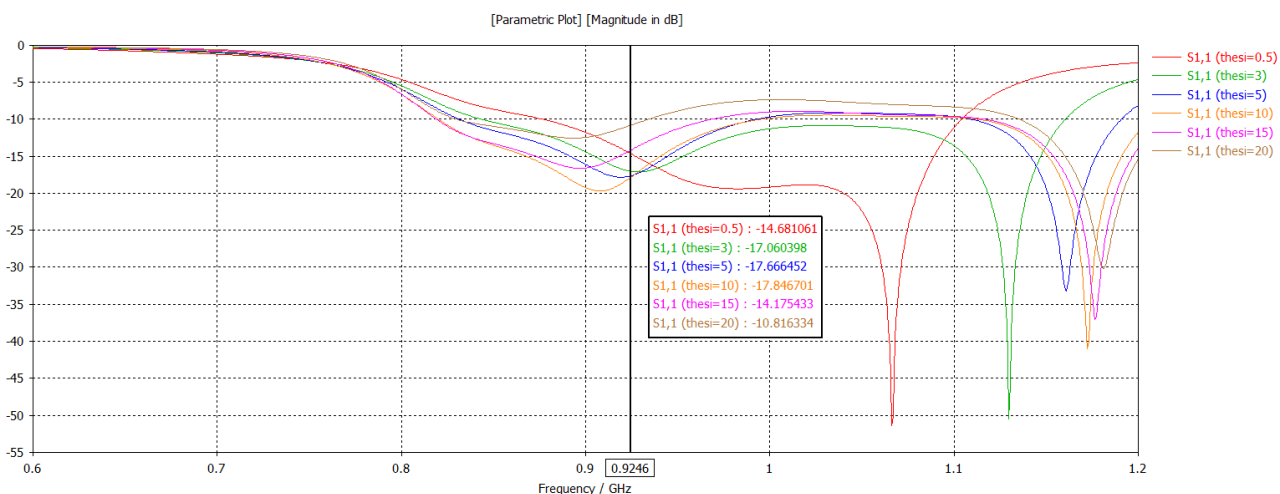


Εικόνα 375. Διάγραμμα Polar για Phi=0° 924.6 MHz (Both ports matched test)

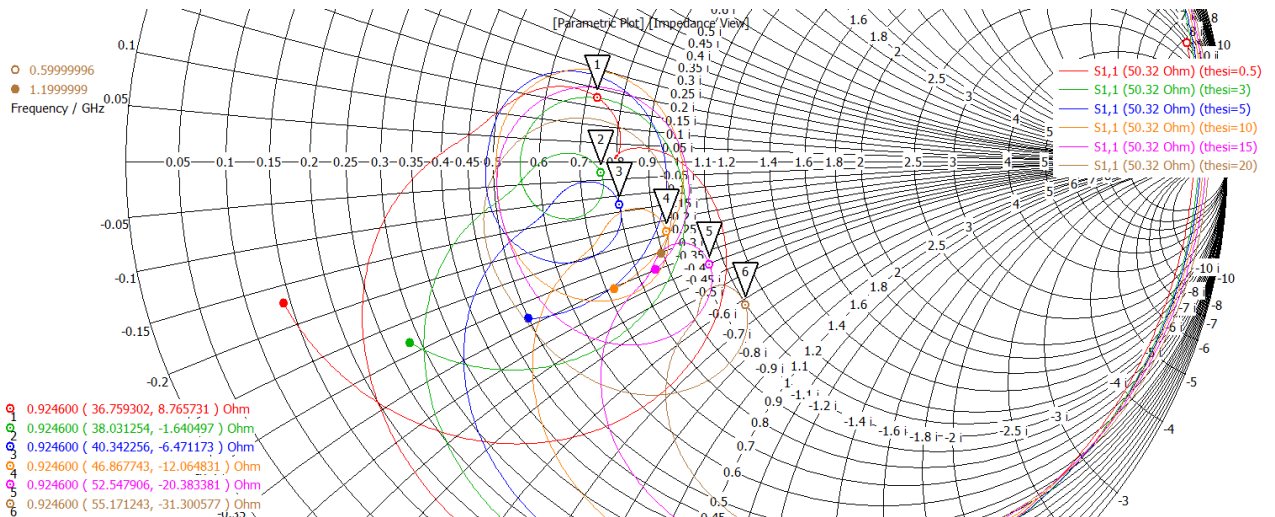
Τα αποτελέσματα είναι πολύ κοντά σε αυτά της προσαρμογής μόνο στην θύρα 1, το οποίο όπως εξηγήσαμε αποτελεί σημαντική πληροφορία για την εξέλιξη των υπολοίπων δοκιμών. Επίσης επιβεβαιώνουμε κάτι που ισχύει και στις προηγούμενες προσομοιώσεις, ότι ενώ διορθώνεται λίγο το S11 δεν έχουμε σχεδόν καμία αλλαγή στην μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας, κρίσιμη παρατήρηση για να ξέρουμε ότι έχει νόημα αυτό που κάνουμε, καθώς το να χαλάσουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας για να διορθώσουμε το S11 είναι συμβιβασμός που δεν έχουμε τα περιθώρια να κάνουμε εύκολα σε καμία από τις διατάξεις μέχρι στιγμής. Τέλος, παρατηρούμε ότι υπάρχουν διαφορές ανάλογα την θέση των στοιχείων, όπως και με όταν είχαμε προσαρμογή μόνο στην μία θύρα.

### 10.2.2 Δοκιμές με την χρήση του Local Mesh

Σε αυτή την ενότητα ξεκινήσαμε επαναλαμβάνοντας την προσομοίωση της ενότητας 10.2.1 για προσαρμογή μόνο στην θύρα 1, αλλά με προσθήκη local mesh με ρυθμίσεις στις παραμέτρους refinement factor (edge/volume) ίσο με 10. Βάσει των παρακάτω αποτελεσμάτων διαπιστώσαμε ότι οι διαφοροποιήσεις στα S-parameters δεν ευθύνονται στην έλλειψη ακρίβειας αλλά πως οι αλλαγές στην τοποθέτηση των στοιχείων (αλλαγή της μεταβλητής thesis) παίζει ρόλο και μπορούμε να εξάγουμε ανάλογα την διάταξη την καλύτερη θέση για όσο το δυνατόν καλύτερο S11. Όπως και στα προηγούμενα δεν παρατηρούμε σημαντικές διαφοροποιήσεις στο διάγραμμα ακτινοβολίας.



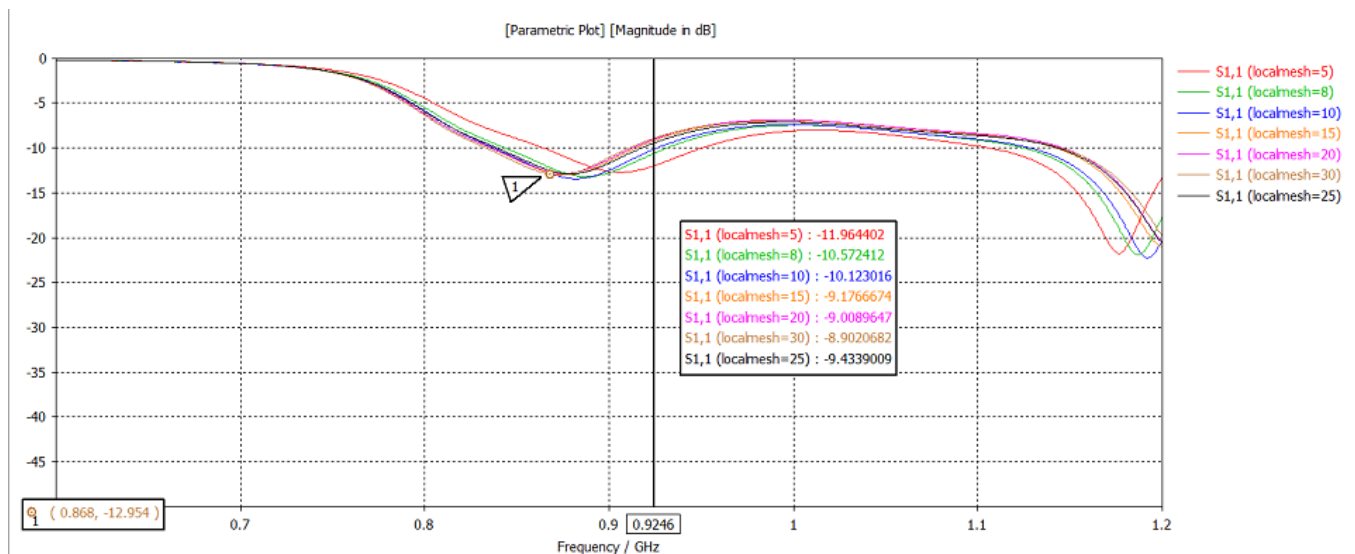
Εικόνα 376. S parametric (LocalMeshIncr\_Port1\_924.6MHz)



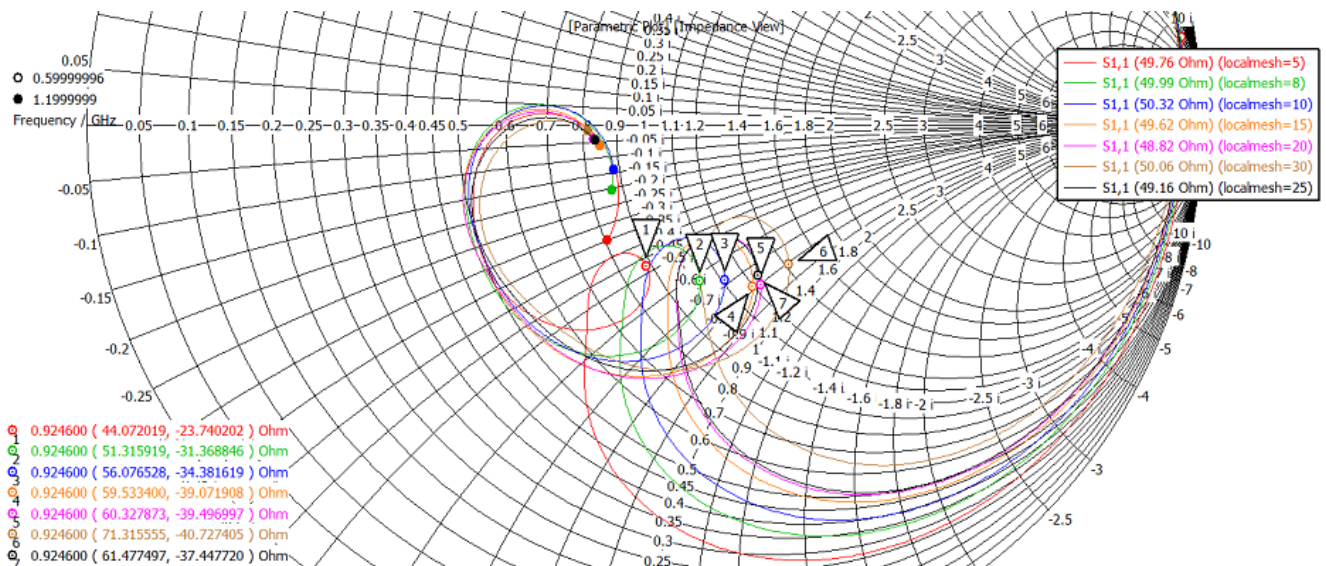
Εικόνα 377. Z parametric Smith Chart (LocalMeshIncr\_Port1\_924.6MHz)

Εφόσον έχουμε διαπιστώσει ότι η προσθήκη Local Mesh μας δίνει μεγαλύτερη ακρίβεια αλλά και σωστότερα αποτελέσματα, αποφασίσαμε να εξετάσουμε τα όρια του, δηλαδή να βρούμε την τιμή στην οποία υπάρχει σύγκλιση αποτελεσμάτων και δεν έχει νόημα να πάμε παραπάνω. Θυμίζουμε ότι η αύξηση του Local Mesh αυξάνει κατά πολύ τον χρόνο ολοκλήρωσης των προσομοιώσεων.

Για την παραπάνω προσομοίωση χρησιμοποιήσαμε πάλι το αρχείο της ενότητας 10.2.1 για προσαρμογή και στις 2 θύρες που όπως είπαμε εφόσον λειτουργεί μας βολεύει σχεδιαστικά και λειτουργικά. Τοποθετήσαμε τον κύβο με αυξημένο Local Mesh και στις 2 εισόδους και κάναμε μία σάρωση για διαφορετικές τιμές της ακρίβειας του Local Mesh, συγκεκριμένα για refinement factor (edge/volume) ίσο με 5, 8, 10, 15, 20, 25 και 30 (παραπάνω είναι απαγορευτικό λόγω χρόνου ολοκλήρωσης), ο έλεγχος έγινε με την δημιουργία μεταβλητής με το όνομα localmesh.



Εικόνα 378. S parametric (LocalMeshIncr sweep value\_Port1\_and\_2\_924.6MHz)



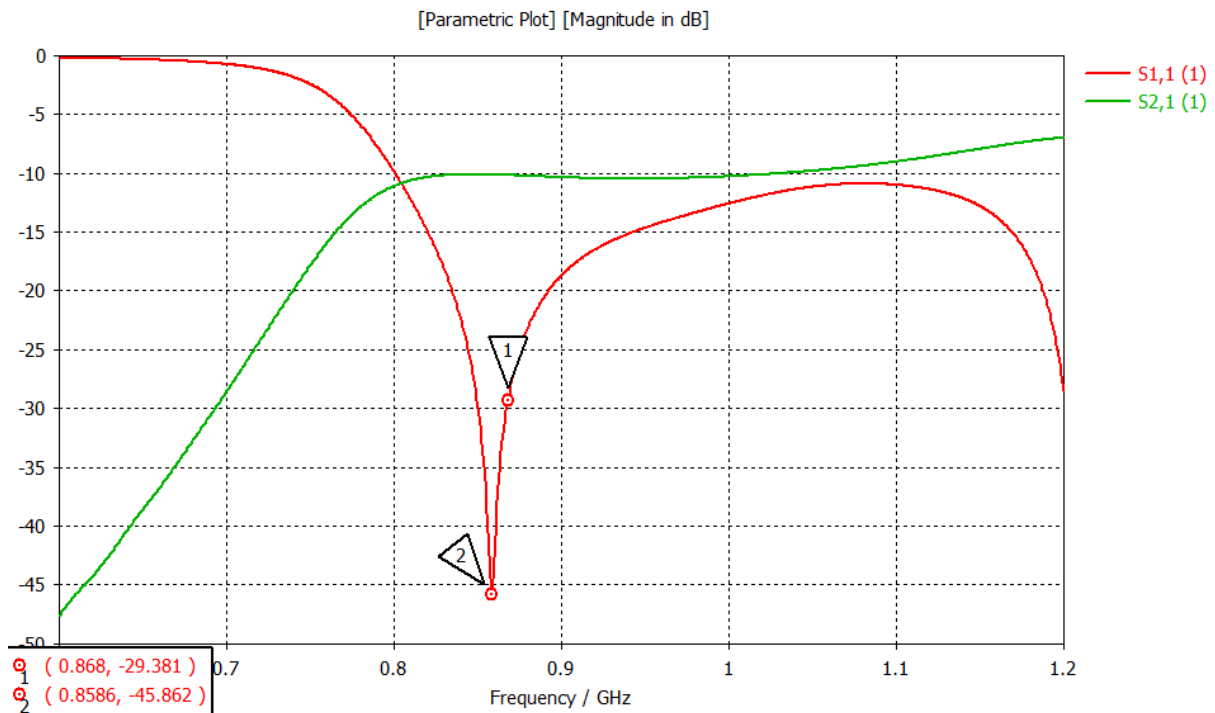
Εικόνα 379. Z parametric Smith Chart (LocalMeshIncr sweep value\_Port1\_and\_2\_924.6MHz)

Το συμπέρασμα από τα αποτελέσματα είναι ξεκάθαρα ότι υπάρχει σύγκλιση αποτελεσμάτων για τιμή localmesh = 20, άρα δεν έχει αξία η περαιτέρω αύξηση όταν γίνεται χρήση του local mesh σε παρόμοιες διατάξεις. Ωστόσο το περίεργο που δεν καταφέραμε να εξηγήσουμε και ίσως μελλοντικά χρειάζεται περισσότερη διερεύνηση είναι ότι η προσαρμογή χαλαρεί λίγο στα 924.6 MHz και φαίνεται να κινείται προς τα 868 MHz ενώ δεν έχουμε αλλάξει κάτι στα στοιχεία προσαρμογής που είναι 2 παράλληλα πηνία τιμής 33 nH. Για αυτό μία πρώτη ιδέα που σηκώνει έρευνα είναι ότι οφείλεται στην αύξηση του Local Mesh και είναι κάτι που θα βλέπαμε αν αντίστοιχα βάζαμε δεκαπλάσια Mesh στα Global Settings.

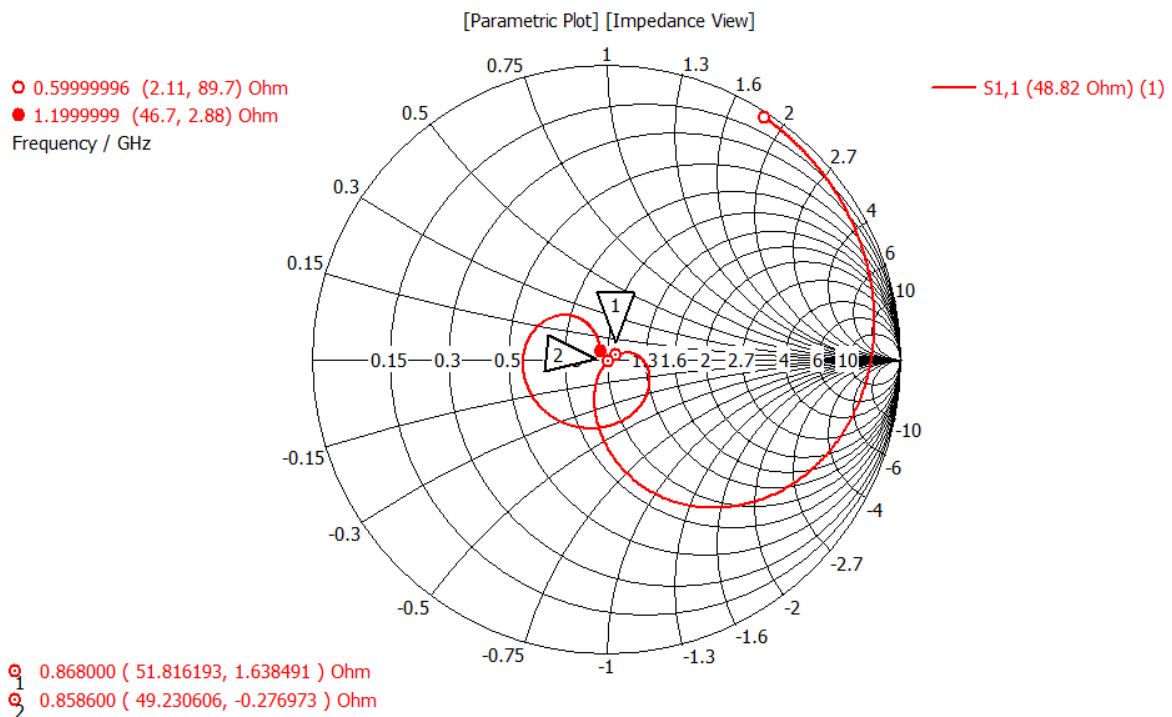
### 10.2.3 Τελικός συνδυασμός τεχνικών για προσαρμογή στα 868 MHz

Από τα αποτελέσματα και συμπεράσματα την ενότητας 10.2.1 και 10.2.2 περνάμε στην τελευταία για την εργασία προσομοίωση που συνδυάζει τα πάντα για προσαρμογή στην επίμαχη συχνότητα των 868 MHz με χρήση πηνίων 21.8 nH // 21.8 nH για να προκύψει συνολική τιμή 10.9 nH που έχουμε υπολογίσει ότι χρειαζόμαστε για μηδενισμό του φανταστικού μέρους.

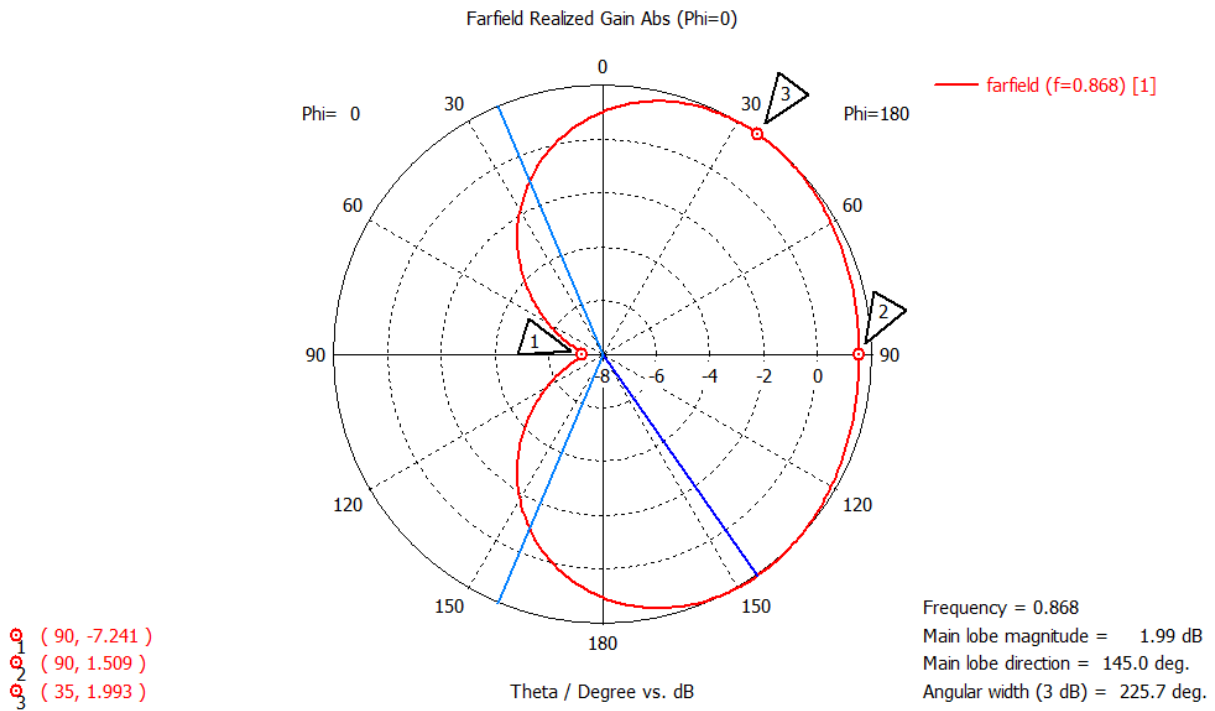
Για αυτή την προσομοίωση χρησιμοποιήσαμε τα καλύτερα αλλά και ορθότερα αποτελέσματα από όλα τα παραπάνω που έχουμε κάνει. Συγκεκριμένα χρησιμοποιήσαμε την ίδια προσαρμογή ταυτόχρονα και στις 2 θύρες βάζοντας τα πηνία στην τιμή thesi = 10, καθώς και αύξηση του Local Mesh με τιμή της αντίστοιχης μεταβλητής localmesh = 20 (σύγκλιση αποτελεσμάτων).



Εικόνα 380. S-parameters (Matched and LocalMesh=20 868MHz)



Εικόνα 381. Z parametric Smith Chart (Matched and LocalMesh=20 868MHz)



Εικόνα 382. Διάγραμμα Polar για Phi=0° 868 MHz (Matched and LocalMesh=20 868MHz)

Συγκριτικά με το αρχικό αρχείο βλέπουμε ότι το front-to-back ratio μειώθηκε αισθητά χωρίς όμως να αλλάξει ιδιαίτερα η εικόνα του διαγράμματος ακτινοβολίας και δυστυχώς με το εύρος δέσμης να είναι σχεδόν το ίδιο (>>180°). Επίσης παρατηρούμε και μία μικρή αύξηση στο κέρδος.



## 11. Συμπεράσματα – Προτάσεις για μελλοντικές προεκτάσεις

Η ανάπτυξη της τεχνολογίας των ευφών κεραιών αποτελεί μία ισχυρή απάντηση στα μειονεκτήματα σπατάλης ισχύος και ευαισθησίας σε παρεμβολές που παρουσιάζουν τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων. Γεγονός που παρουσιάσαμε στο κεφάλαιο 3 της εργασίας μέσα από έρευνα που έχει γίνει πάνω στο συγκεκριμένο θέμα και δείξαμε τα σημαντικά χαρακτηριστικά της επικοινωνίας που βελτιώνει η χρήση ευφών κεραιών συγκριτικά με τις συμβατικές ομοιοκατευθυντικές. Στο ίδιο κεφάλαιο έγινε μία σύντομη αναφορά πάνω στα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων και τις εφαρμογές τους.

Στο κεφάλαιο 2, δόθηκαν βασικοί ορισμοί που αφορούν γενικότερα τις κεραίες και ειδικότερα τις ευφείς κεραίες. Αναλύσαμε την βασική θεωρία γύρω από τον υπολογισμό της αμοιβαίας αντίστασης όταν μια γραμμική κεραία βρίσκεται στον ίδιο χώρο με άλλες γραμμικές κεραίες. Το ίδιο πράξαμε και για το μεταβλητό διάγραμμα ακτινοβολίας το οποίο μορφοποιείται αναλόγως την ρευματική κατανομή του στοιχείου, το οποίο αλλάζει ανάλογα με την απόστασή του από τα υπόλοιπα στοιχεία.

Σχολιάσαμε και αναλύσαμε την λειτουργία τυπωμένων μικροταινιακών κεραιών και τα πλεονεκτήματα – μειονεκτήματα που παρουσιάζονται σε αυτή την τεχνολογία. Στο ίδιο πλαίσιο μελετήσαμε τους κλασσικούς τρόπους τροφοδοσίας μικροταινιακών κεραιών που είναι είτε με μικροταινιακή γραμμή είτε με ομοαξονικό σηματολήπτη. Τέλος μιλήσαμε για τους κυματοδηγούς τύπου CPW και GCPW, οι οποίοι βρίσκουν εφαρμογή στην έρευνα μας.

Το πρώτο βήμα της έρευνας μας ήταν η επιλογή της κεραίας από την δημοσίευση [10] σαν βάση σχεδιασμού. Επιλέξαμε ανάμεσα από άλλες την συγκεκριμένη κεραία για τα καλά χαρακτηριστικά που παρουσίαζε, τις μικρές διαστάσεις της και την σχετική ευκολία στην κατασκευή της. Μέσω προσομοιώσεων επιβεβαιώσαμε την ορθή λειτουργία της κεραίας και ύστερα στο κεφάλαιο 6, προβήκαμε σε επιτυχή ανακατασκευή και βελτιστοποίηση της με τροφοδοσία γραμμής CPW από SMA συνδετήρα που είχε αρχικά. Το αποτέλεσμα αυτό από μόνο του είναι μία επιτυχία και επειδή κατασκευάστηκε και μετρήθηκε (βλέπε Παράρτημα Ε) από εμάς τους ίδιους είδαμε *μεγάλη ομοιότητα* μεταξύ Microwave Studio και πραγματικότητας. Φυσικά, τόσο η κατασκευή όσο και η χρήση του εξοπλισμού για τις μετρήσεις ήταν μία τεράστια εκπαιδευτική εμπειρία.

Από το κεφάλαιο 6 μέχρι και το κεφάλαιο 10 που είναι και το τελευταίο της εργασίας με προσομοιώσεις, ο στόχος μας παρέμεινε ίδιος, δηλαδή η σχεδίαση κάποια κεραίας (ή κεραιών) που να ανταποκρίνεται στις απαιτήσεις των χαρακτηριστικών που τίθενται σε μία ευφή κεραία, άρα πέρα από το να βγουν όσο καλύτερα χαρακτηριστικά είναι εφικτό, χρειαζόμασταν και έναν τρόπο διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας για να μπορεί να χρησιμοποιηθεί η κεραία ως ευφής.

Στο κεφάλαιο 7 δοκιμάσαμε την χρήση ειδώλου της κεραίας ως δεύτερο στοιχείο πραγματοποιώντας μέσω προσομοιώσεων μία διεξοδική μελέτη πάνω στα φαινόμενα σύζευξης μεταξύ τους, την κάθε περίπτωση τερματισμού για το είδωλο καθώς και την τοπολογία αυτού πάνω στην διάταξη. Αμέσως μετά, στο κεφάλαιο 8 περάσαμε στις

αλλαγές που αφορούν το επίπεδο γείωσης και την απόσταση των δύο πλέον στοιχείων, ενώ απορρίψαμε τη χρήση varactor για διακοπτικό στοιχείο, αφού τα διαθέσιμα στο εμπόριο δεν θα καλύπταν τις ανάγκες μας. Πραγματοποιήθηκε και μελέτη για υποψήφιες θέσεις διακοπτικών στοιχείων πάνω στο παθητικό στοιχείο χωρίς όμως να αποδώσουν κάποιο αξιοποιήσιμο αποτέλεσμα.

Τα σπουδαιότερα αποτελέσματα που η παρούσα διπλωματική τελικά προσφέρει ως λύσεις επί του θέματος της σχεδίασης, βασίζονται στο κεφάλαιο 9 όπου μελετήσαμε για απόσταση κεραιών  $\lambda/3$  την προσθήκη συγκεκριμένων παθητικών σχημάτων (λωρίδες από PEC) και την αλλαγή κάποιων σημαντικών διαστάσεων που επηρεάζουν χαρακτηριστικά της κεραίας. Αυτές οι διαστάσεις έχουν προκύψει ύστερα από πειραματισμό για βελτιστοποίηση με βάση τις πρώιμες σχεδιάσεις που παρουσιάστηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια.

Τέλος, στο κεφάλαιο 10 βασιστήκαμε στα καλύτερα αποτελέσματα του κεφαλαίου 9 πάνω στο GP mod 10 και μέσω εύστοχων προσομοιώσεων δοκιμάσαμε την διόρθωση προσαρμογής της κεραίας κάνοντας χρήση διακριτών στοιχείων. Στα πλαίσια αυτής της μελέτης έγινε παρουσίαση και χρήση της τεχνικής αύξησης του Local mesh για τις ανάγκες κάποιων προσομοιώσεων με διακριτά στοιχεία. Επίσης υπήρχε μία σύγκριση αποτελεσμάτων μεταξύ Microwave και Design Studio στα πλαίσια επιβεβαίωσης, όμως λόγω περιπλοκότητας της διάταξης και διαφορά λειτουργίας των υπολογισμών μεταξύ των δύο πλατφόρμων υπήρχαν κάποιες διαφοροποιήσεις που όμως σε έναν βαθμό αναμέναμε.

Δυστυχώς ακόμα και με τον δρόμο που ακολουθήσαμε στο κεφάλαιο 9 και 10, έχοντας δύο στοιχεία σε όλες τις προσομοιώσεις, δεν καταφέραμε να πετύχουμε μία σχεδίαση που θα εμπεριέχει ταυτόχρονα όλα τα επιθυμητά χαρακτηριστικά. Επιγραμματικά, τα βασικά χαρακτηριστικά που θα θέλαμε να έχει η τελική σχεδίαση είναι:

- Front-to-back ratio  $\geq 10$  dB
- $S_{11} \leq -10$  dB στην επιθυμητή συχνότητα συντονισμού και σε κοντινές γειτονικές συχνότητες, π.χ. αν αυτή είναι τα 868 MHz, ιδανικά κάτω των -10 dB τουλάχιστον για ένα εύρος συχνοτήτων (Bandwidth) από 858 MHz – 878 MHz = 20 MHz, αυτό είναι και κατασκευαστικά σωστό, ώστε να μην είναι ο συντονισμός υπερβολικά ευαίσθητος (να υπάρχει ένα μικρό διαθέσιμο εύρος)
- Εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος διαγράμματος ακτινοβολίας (beamwidth) = 180°
- Gain όσο το δυνατόν μεγαλύτερο και φυσικά ποτέ κάτω από 0 dBi

Οι προτάσεις που κάνουμε παρακάτω δεν καλύπτουν όλες τις επιθυμητές προδιαγραφές ταυτόχρονα, αλλά με λίγο παραπάνω μελέτη, δείχνουν πως θα μπορούσαν να βελτιστοποιηθούν περισσότερο ως προς αυτές. Το πιο εύκολο για βελτιστοποίηση πιστεύουμε ότι είναι η αλλαγή της συχνότητας συντονισμού που θα μπορούσε να γίνει είτε πειράζοντας τις διαστάσεις που έχουμε αναδείξει στην εργασία ως σημαντικές, είτε αλλάζοντας όλες τις διαστάσεις της διάταξης (σμίκρυνση ή αύξηση) ώστε να μετατοπιστεί ο συντονισμός (πρακτικά όλη η καμπύλη του  $S_{11}$ ).

Συνοπτικά οι προτάσεις για σχεδίαση και επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων που τελικά επιλέξαμε έναντι άλλων που παρουσιάζονται στο βασικό κείμενο της εργασίας, στηρίζονται στα Ran 9, GP Mod 1 και GP Mod 10 του κεφαλαίου 9, που δεν χρειάζονται διακόπτες πάνω στην διάταξη και τις αναδεικνύουμε παρακάτω για να υπάρχουν κάπου συγκεντρωτικά. Όπως έχουμε πει και στην αρχή της εργασίας, έχουν δοθεί και όλα τα αντίστοιχα CST αρχεία των σχεδίων στο Microwave Studio.

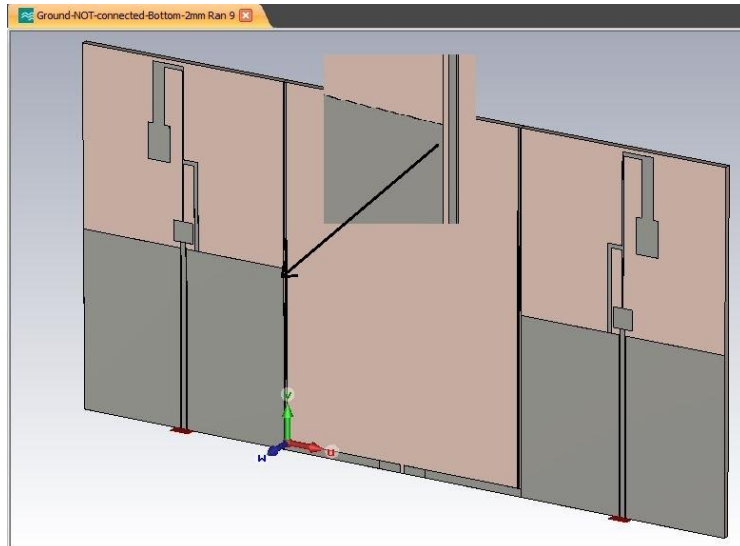
Πριν όμως προχωρήσουμε στην παρουσίαση αυτών των αποτελεσμάτων – προτάσεων, πρέπει να διευκρινιστεί πως όλες του αφορούν το Waveguide port 1 ενεργό και το port 2 προσαρμοσμένο. Επειδή όλες οι διατάξεις είναι συμμετρικές, σε περίπτωση εναλλαγής του ενεργού Waveguide port (δηλαδή port 2 ενεργό και port 1 προσαρμοσμένο) έχουμε τα ίδια ακριβώς χαρακτηριστικά (S11, Gain, Front-to-back ratio), με την μόνη διαφορά να έγκειται στο διάγραμμα ακτινοβολίας, το οποίο πρακτικά θα είναι ανεστραμμένο. Για να γίνει πιο ξεκάθαρο με την λέξη ανεστραμμένο εννοούμε πως τα μέγιστα τους έχουν 180° διαφορά. Τα παραπάνω αν και εξυπακούονται, τα έχουμε επιβεβαιώσει και με προσομοιώσεις. Αυτή η διαφορά στο διάγραμμα ακτινοβολίας είναι άλλωστε εκείνη που μας δίνει την λειτουργία switched beam στις διατάξεις που προτείνουμε, απλά εναλλάσσοντας το ίδιο RF front end από το ένα στοιχείο στο άλλο, για αυτό εξάλλου μία από τις βασικές προδιαγραφές των προτεινόμενων σχεδιάσεων για το κάθε στοιχείο, είναι εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος διαγράμματος ακτινοβολίας = 180°, ούτως ώστε να έχουμε δυνατότητα κάλυψης όλου του τομέα (360°) και ταυτόχρονα διαχωρισμό του τομέα σε 2 κομμάτια (180° / κομμάτι).

Τέλος να σημειωθεί πως οι διαστάσεις της πλακέτας για τις κατασκευές είναι ίδιες σε όλες τις προσομοιώσεις με αυτές να είναι:

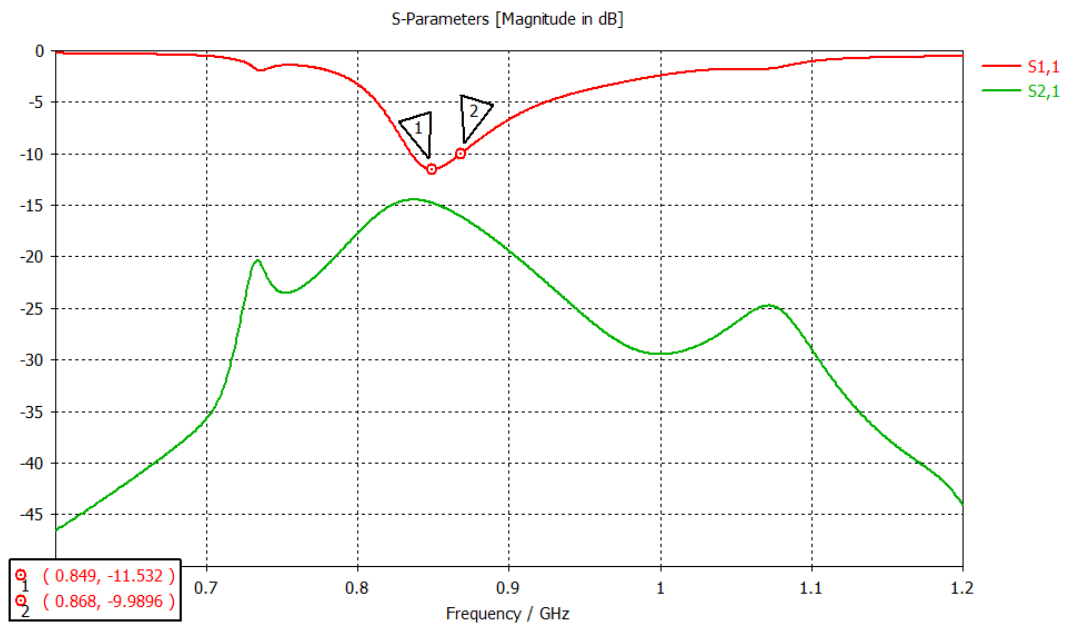
- *Μήκος: 168.21 mm*
- *Πλάτος: 92.89 mm*
- *Πάχος: 1.6 mm*

(Στις διατάξεις του GP Mod 10 το μήκος θα μπορούσε να μειωθεί στα 142 mm αν αφαιρεθεί το παραπανήσιο FR-4 στα δεξιά και αριστερά του σχεδίου.)

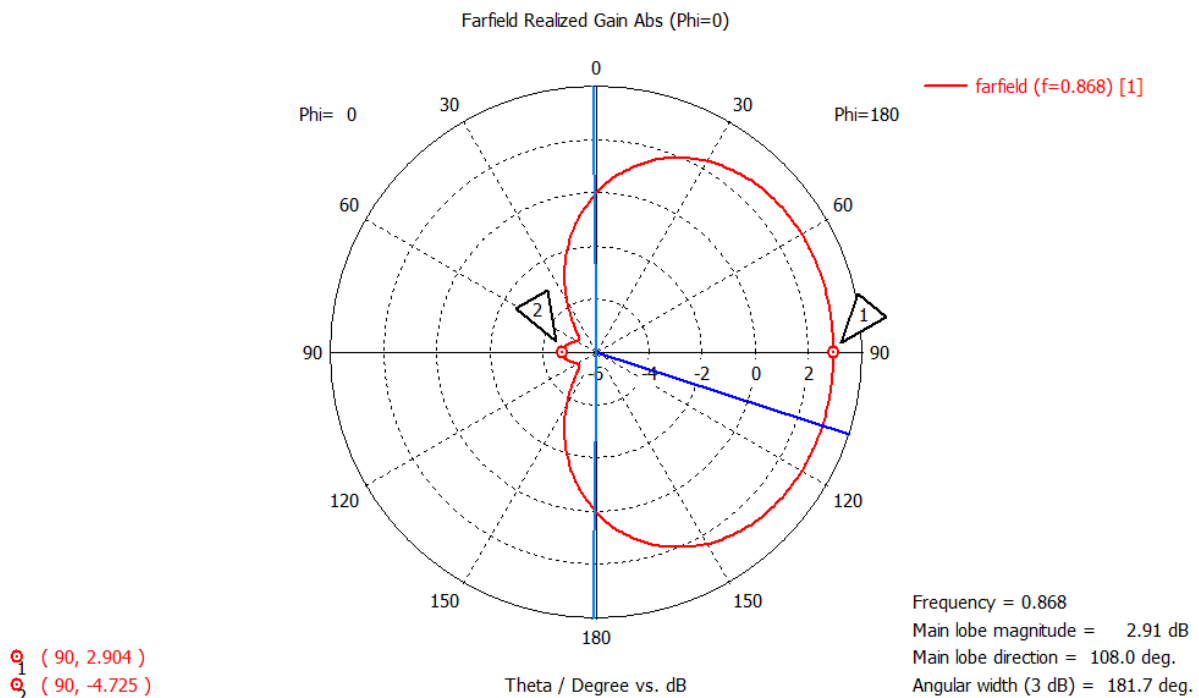
### **1) Ran 9 (Ενότητα 9.2)**



Εικόνα 383. Σχέδιο CST (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm 91.5cells Ran 9)



Εικόνα 384. S11 (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm 91.5cells Ran 9)



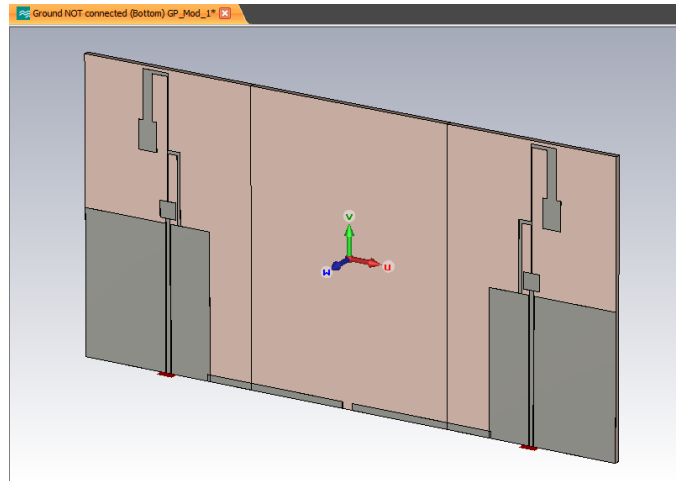
Εικόνα 385. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground-NOT-connected-Bottom-2mm 91.5cells Ran 9)

Με εξαίρεση το front-to-back ratio που θα το θέλαμε μεγαλύτερο των 10 dB, τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά είναι αρκετά καλά.

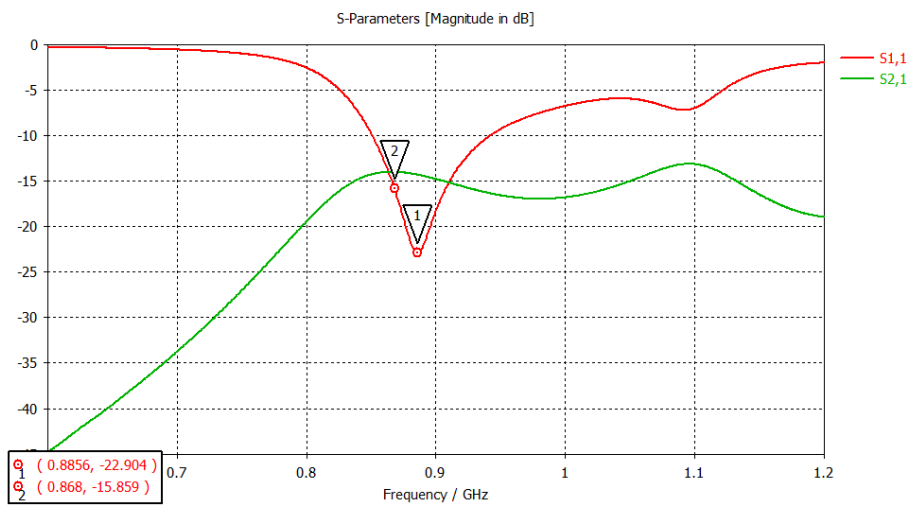
Σε αυτή την διάταξη δεν δοκιμάστηκε η ιδέα της προσαρμογής του κεφαλαίου 10 καθώς δεν θεωρούμε πως κάπως θα βελτιωνόταν το front-to-back ratio που είναι και το μειονέκτημα αυτής της σχεδίασης.

## 2) GP MOD 1 temp1=-1.4 and temp2=-7 (Ενότητα 9.3.2)

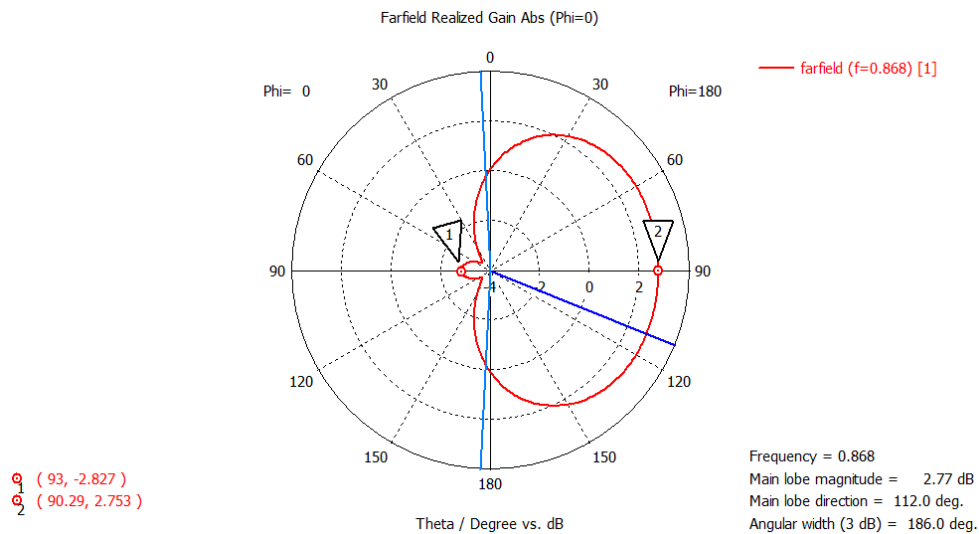
Από το αποτέλεσμα του απλού Mod 1 το οποίο παρουσιάζει καλό κέρδος, αλλά όχι ιδιαίτερα καλό συντονισμό και ούτε 180° εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος, κάναμε σάρωση τιμών στην ενότητα 9.3.1 για τις σημαντικές μεταβλητές της σχεδίασης που επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά της κεραίας και εξήγαμε ως το καλύτερο αποτέλεσμα:



Εικόνα 386. Σχέδιο CST (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)



Εικόνα 387. S-parameters (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

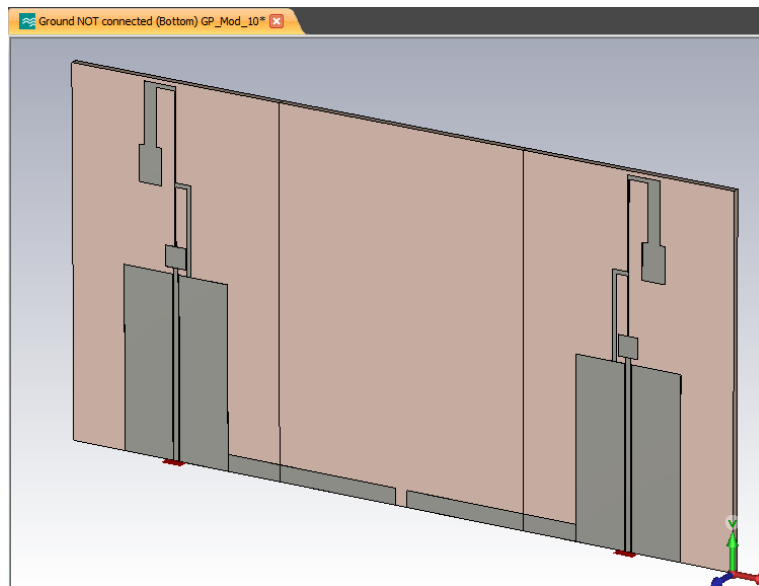


Εικόνα 388. Διάγραμμα Polar για  $\Phi=0^\circ$  (GP MOD 1 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

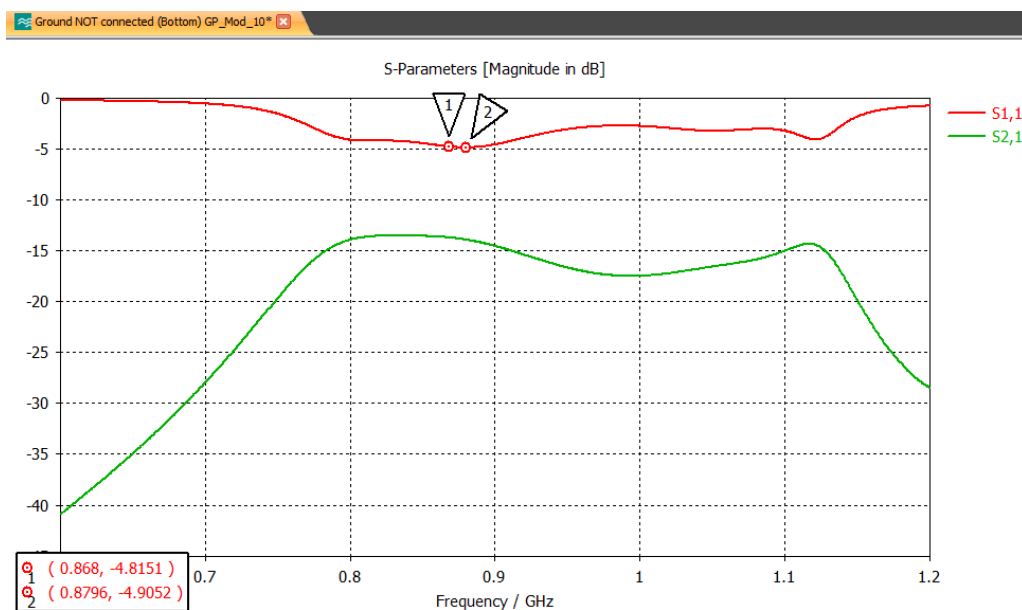
Πλέον έχουμε καλύτερο κέρδος, με συντονισμό εντός προδιαγραφών και εύρος δέσμης σχεδόν ίσο με  $180^\circ$ . Όμως το front-to-back ratio αν και το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι πολύ καλό σαν εικόνα, έχει τιμή περίπου ίση με 5.6 dB.

### 3) Matched and LocalMesh=20 868MHz (Ενότητα 10.2.3)

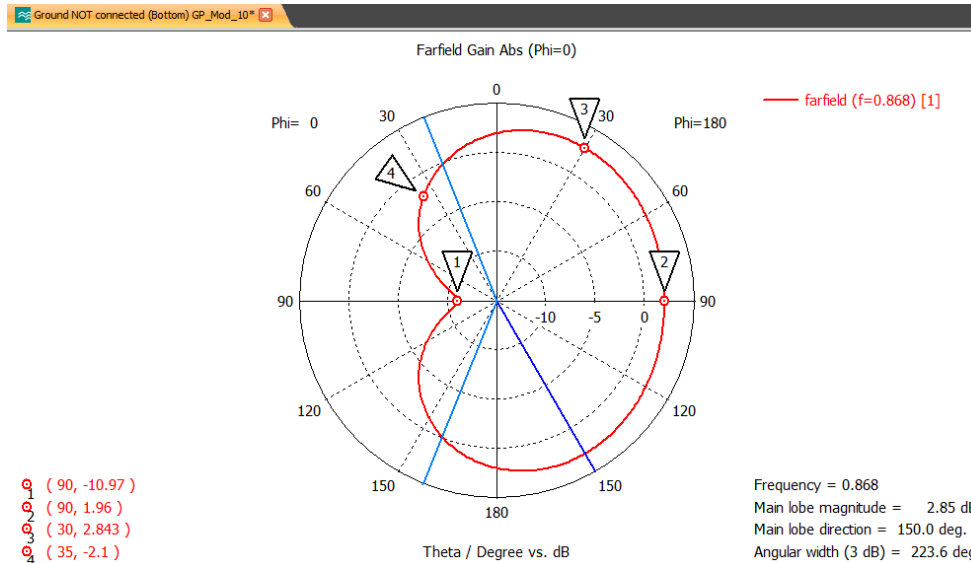
Ανακεφαλαιώνουμε την πορεία που ακολουθήσαμε από το αρχικό GP Mod 10 για να φτάσουμε στην προτεινόμενη σχεδίαση (σχέδιο CST: Matched and LocalMesh=20 868MHz):



Εικόνα 389. Σχέδιο CST (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_10)

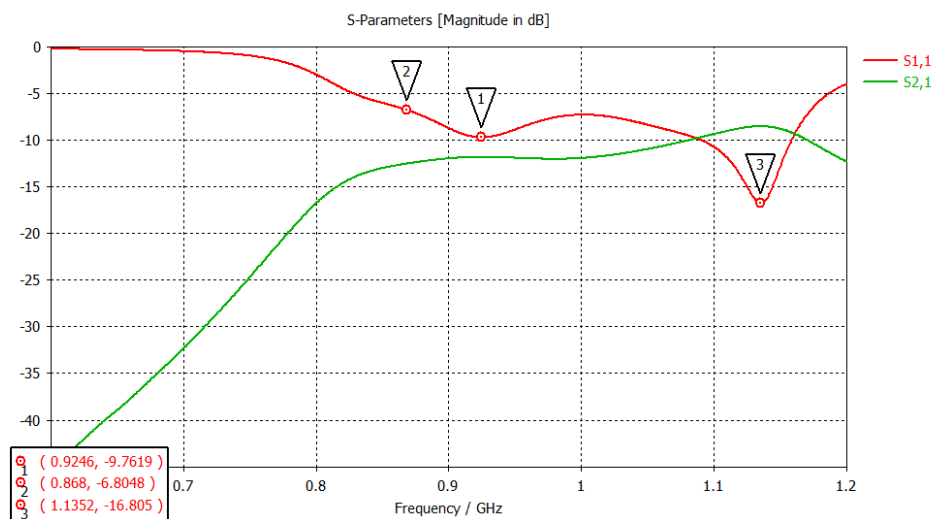


Εικόνα 390. S-parameters (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_10)



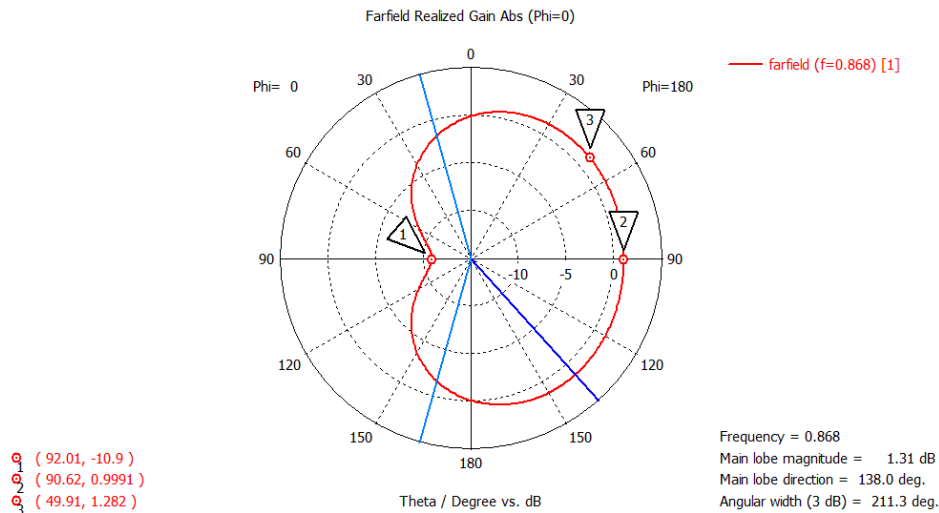
Εικόνα 391. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (Ground NOT connected (Bottom) GP\_Mod\_10)

Αυτή η προσομοίωση παρουσιάζει καλό κέρδος και μεγάλο front-to-back ratio, αλλά όχι ιδιαίτερα καλό συντονισμό και ούτε 180° εύρος δέσμη. Κάνοντας σάρωση τιμών στην ενότητα 9.3.2 για τις σημαντικές διαστάσεις που επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά της κεραίας εξήγαμε το αποτέλεσμα:



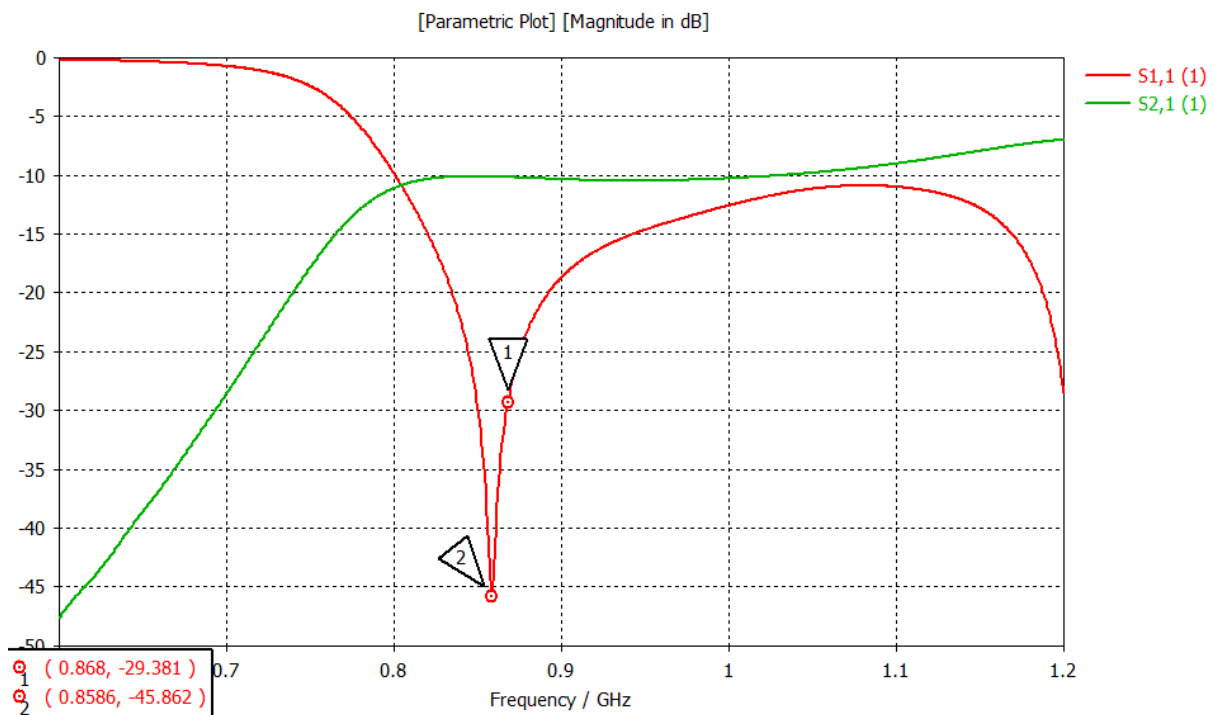
Εικόνα 392. S-parameters (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)



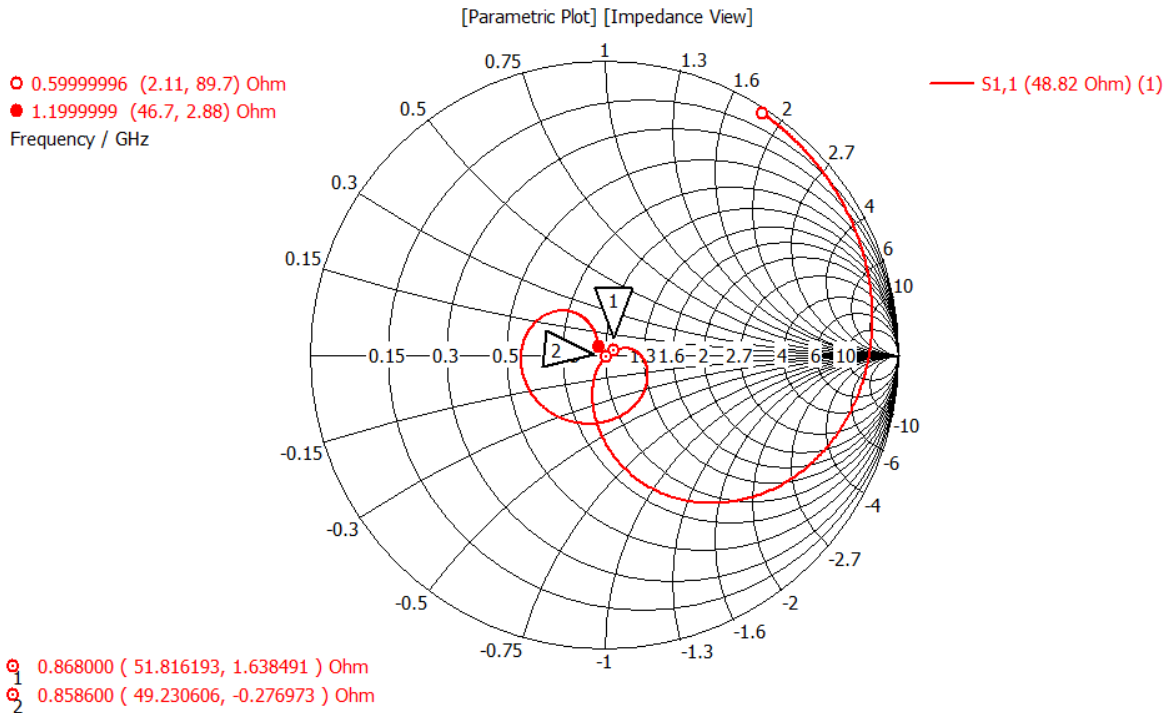


Εικόνα 393. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (GP MOD 10 FOR SWEEPS 80cell -1\_6 temp1=-1.4 and temp2=-7)

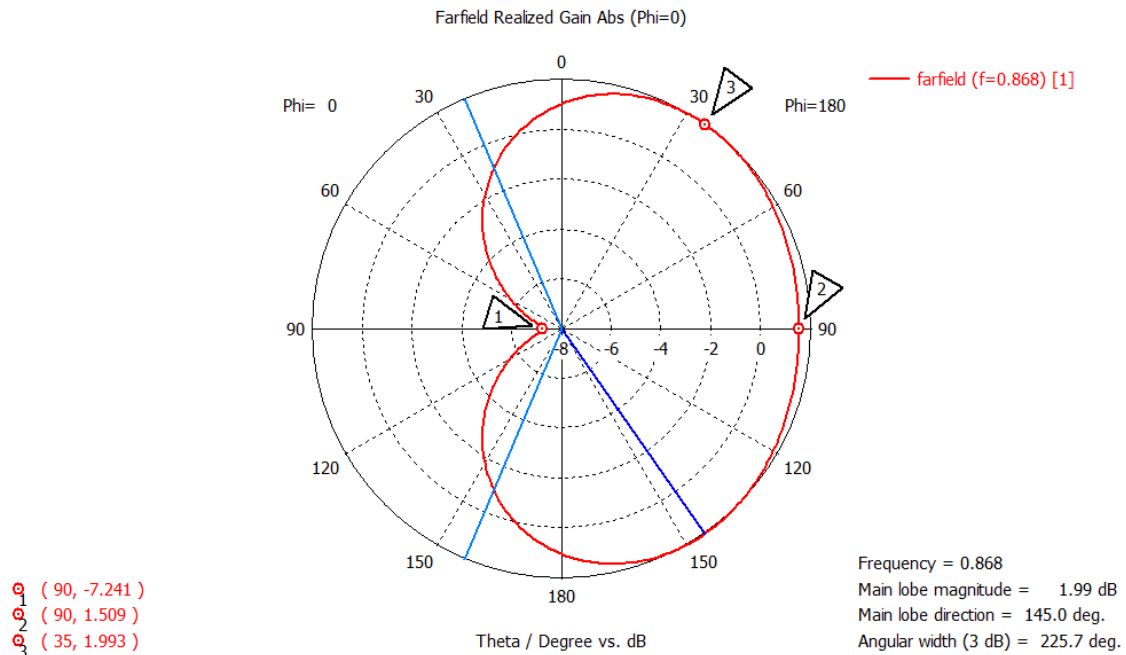
Το κέρδος είναι αποδεκτό και το front-to-back ratio συνεχίζει και είναι εντός προδιαγραφών, αλλά το εύρος δέσμης είναι πολύ μεγαλύτερο των 180° (δεν άλλαξε από πριν) και επίσης ο συντονισμός αν και βελτιωμένος ακόμα αρκετά εκτός προδιαγραφών. Σε αυτά τα αποτελέσματα εφαρμόσαμε την έρευνα του κεφαλαίου 10 που αφορά την προσαρμογή της εισόδου, καταφέροντας τελικά στην ενότητα 10.2.3 με την χρήση πηνίων που έχουμε υπολογίσει ότι θα μηδενίσουν το φανταστικό μέρος και κύβο για αύξηση του Local mesh, το παρακάτω αποτέλεσμα:



Εικόνα 394. S-parameters (Matched and LocalMesh=20 868MHz)



Εικόνα 395. Z parametric Smith Chart (Matched and LocalMesh=20 868MHz)



Εικόνα 396. Διάγραμμα Polar για Phi=0° 868 MHz (Matched and LocalMesh=20 868MHz)

Συγκριτικά με το αρχικό αρχείο (GP Mod 10) βλέπουμε ότι το front-to-back ratio μειώθηκε αισθητά χωρίς όμως να αλλάξει ιδιαίτερα η εικόνα του διαγράμματος ακτινοβολίας και δυστυχώς με το εύρος δέσμης να παραμένει σχεδόν το ίδιο (>>180°). Επίσης παρατηρούμε και μία μικρή αύξηση στο κέρδος. Η μεγαλύτερη διαφορά είναι η

καμπύλη του S11 και το πόσο έντονος είναι πλέον ο συντονισμός, που αποδεικνύει ότι η προσθήκη διακριτών στοιχείων μπορεί να αλλάξει πολύ τα δεδομένα.

Συνοψίζοντας λοιπόν η σύγκριση μεταξύ επιθυμητών προδιαγραφών και των αποτελεσμάτων για κάθε πρόταση μας αποτυπώνεται στον παρακάτω πίνακα:

Χαρακτηριστικά	Προδιαγραφές	Σχεδίαση 1	Σχεδίαση 2	Σχεδίαση 3
Front-to-back ratio	$\geq 10 \text{ dB}$	7.629 dB	5.63 dB	$\approx 4 \text{ dB}$
S11 (συντονισμός)	$\leq -10 \text{ dB}$ (με ένα γειτονικό εύρος $\pm 10 \text{ MHz}$ )	-11.532 dB	-22.904 dB	-45.862 dB
Bandwidth (Εύρος ζώνης συχνοτήτων με S11 κάτω των -10 dB)	$\gg 20 \text{ MHz}$	32.3 MHz	90.2 MHz	$\gg 200 \text{ MHz}$
Beamwidth	180 μοίρες	181.7°	186°	225.7°
Gain (Realized Gain)	$\gg 0 \text{ dBi}$	2.904 dBi	2.753 dBi	1.5-1.9 dBi

Όπως φυσικά γίνεται αντιληπτό η έρευνά μας άφησε κάποια ερωτηματικά και ανεξερεύνητες δυνατότητες που δεν μπορέσαμε να εξετάσουμε λόγω φόρτου εργασίας και χρονοδιαγράμματος, παραθέτουμε λοιπόν κάποια θέματα ή καλύτερα ιδέες για μελλοντικές προεκτάσεις και έρευνες:

1. Στηριζόμενοι στο καλύτερο αποτέλεσμα του παραρτήματος Α για ανακλαστήρα σε απόσταση 20 mm από το ενεργό στοιχείο και διαστάσεων:

Ύψος: 80mm

Πλάτος: 0.3mm

Να διερευνηθεί πώς θα μπορούσαν να μειωθούν οι διαστάσεις του (δηλαδή το ύψος) χωρίς να πέσει το κέρδος κάτω από 1 dBi, και τί αλλαγές θα έπρεπε να γίνουν σε διαστάσεις ή και σχήμα για να υπάρχει συμμετρία αριστερά και δεξιά.

Με τόσο λεπτό πάχος έχουμε δει πειραματικά από προσομοίωση πως αν ο ανακλαστήρας αποκοπεί από την γείωση (π.χ. κόψιμο των 2-3 mm), φαίνεται σαν να είναι ηλεκτρομαγνητικά αόρατος συγκρίνοντας τα αποτελέσματα με και χωρίς την αποκοπή του. Αυτό θα ήταν απαραίτητο για έλεγχο του διαγράμματος ακτινοβολίας όταν γίνεται χρήση ανακλαστήρα και αριστερά και δεξιά, και φυσικά θα απαιτούσε διακόπτες στα σημεία αποκοπής και αναπόφευκτα μελέτη στο πώς αυτοί θα τροφοδοτηθούν χωρίς να επηρεάζουν δραματικά τα χαρακτηριστικά της κεραίας.

Μία ιδέα που είχαμε για μείωση του μεγάλου ύψους που έχει ο ανακλαστήρας ήταν η προέκταση υπό γωνία, όπου θεωρητικά θα αυξήσει το ενεργό μήκος του ανακλαστήρα, άρα θα μπορούσε να πετύχει το ίδιο αποτέλεσμα με μικρότερες φυσικές διαστάσεις. Αν αυτό επιβεβαιωθεί τότε φυσικά θα πρέπει να βρεθεί η βέλτιστη γωνία. Μέσα από όλα αυτά ίσως είναι εφικτό κέρδος ακόμα και μεγαλύτερο των 2 dBi χωρίς

όμως κατακόρυφο ύψος ανακλαστήρα 80 mm που κάνει την διάταξη, σε συνδυασμό με την ανάγκη χρήσης διακοπτών, σχεδόν απαγορευτική προς χρήση.

2. Να διερευνηθεί περαιτέρω η αξιοποίηση της ιδέας του κύβου για τοπική αύξηση του Mesh τόσο στις δικά μας σχέδια όσο και σε άλλα παρόμοια.

3. Να εξεταστούν οι διαφορές στα αποτελέσματα που εντοπίσαμε στο κεφάλαιο 10 μεταξύ των διαφορετικών θέσεων στην τοποθέτηση διακριτών στοιχείων και συγκεκριμένα πηνίων. Οι διαφορές υπήρχαν είτε βάζαμε ένα πηνίο είτε δύο παράλληλα (το ένα με ένωση στην αριστερή πλάκα γείωσης και το άλλο στην δεξιά), δεν καταφέραμε με ακρίβεια να συμπεράνουμε τι είναι αυτό που αλλάζει με την αλλαγή θέσης.

4. Να χρησιμοποιηθούν συνδυαστικά για προσαρμογή δικτύωματα με 2 διακριτά στοιχεία. Από μόνο του αυτό το θέμα είναι ένα μεγάλο κομμάτι έρευνας. Η δυσκολία έγκειται στο πως θα πρέπει να βρεθεί ένας ορθός τρόπος να τοποθετηθούν πάνω στην CPW γραμμή, το οποίο δεν υπάρχει στην βιβλιογραφία όσο και αν ψάξαμε.

5. Αν και οι διαφορές δεν ήταν μεγάλες μεταξύ της πλατφόρμας Microwave Studio και Design Studio, υπήρχαν διαφοροποιήσεις ειδικά στα τελευταία αποτελέσματα που αφορούσαν την προσαρμογή. Θα μπορούσε να αναζητηθεί και να εξηγηθεί ο λόγος που παρουσιάζεται η όποια διαφοροποίηση στην καμπύλη S11.

6. Από τα σπουδαιότερα θέματα για προέκταση της εργασίας που ανοίγει νέα μονοπάτια, θα ήταν να δοκιμαστούν διαφορές φάσεις όταν και οι δύο θύρες είναι προσαρμοσμένες με ίσα και ίδια τοποθετημένα πηνία, αλλά ταυτόχρονα τροφοδοτούμενα με διαφορά φάσης 0, 45, 90, 135, 180. Σκοπός αυτής της προέκτασης θα ήταν η επίτευξη της στροφής του διαγράμματος ακτινοβολίας ή και η δημιουργία ενός ομοιοκατευθυντικού διαγράμματος. Το παράρτημα Γ της εργασίας πάνω στο Butler Matrix, καθώς και το παράρτημα Δ (Matlab program for Array pattern calculation) θα ήταν χρήσιμα για αυτό το θέμα έρευνας. Ανάλογα το τι προκύψει θα μπορούσαν να υπάρξουν ποικίλες εφαρμογές.

7. Το μεγαλύτερο και σημαντικότερο από όλα τα παραπάνω που μάλλον θα γίνει στο σύντομο μέλλον και από εμάς τους ίδιους στα πλαίσια δημοσίευσης των αποτελεσμάτων, είναι η κατασκευή όλων των προτεινόμενων διατάξεων και φυσικά οι πραγματικές μετρήσεις αυτών των κατασκευών, ούτως ώστε να διαπιστωθεί στην πράξη τί ισχύει και να εξετάσουμε την ταύτιση των αποτελεσμάτων με αυτά του Microwave studio. Οι κατασκευές επίσης θα έριχναν φως και στα περισσότερα που θέτουμε σαν ζητήματα ή άγνωστους παράγοντες στο βασικό κείμενο της διπλωματικής, με ένα από αυτά να είναι τι ακριβώς συμβαίνει με τις αλλαγές θέσης τοποθέτησης των στοιχείων και την συσχέτιση της με το αυξημένο local mesh (δηλαδή θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί συνδυαστικά με αυτό που προτείνουμε παραπάνω στα σημεία 2 και 3).

## *Αντί Επιλόγου*

*Κλείνοντας αυτή την διπλωματική, σαν επίλογο θα ήθελα να εκφράσω βάση του πως το βίωσα ο ίδιος, πως η έρευνα και η προσπάθεια για την επίτευξη κάποιου στόχου έχει πολλά πιασμάτα, χαρές και απογοητεύσεις. Δυστυχώς (ή και μάλλον ευτυχώς, για να κρατιέται ζωντανό το ενδιαφέρον) ποτέ δεν ξέρεις που θα καταλήξεις – αν ξέρεις τότε δεν μπορείς να το ονομάζεις έρευνα. Το σημαντικότερο σε μία οποιαδήποτε έρευνα και μελέτη, ειδικά όταν είναι πρώτη φορά, είναι η επιμονή και υπομονή που πρέπει να δείξεις για να αντεπεξέλθεις και να καταφέρεις να καταλήξεις σε κάτι όσο το δυνατόν πλησιέστερα στον στόχο που είχες θέσει στο ξεκίνημα, κάτι δηλαδή που θα σε αφήσει ικανοποιημένο. Επίσης δεν πρέπει ποτέ να ξεχνάμε την φράση «όσο ζω μαθαίνω», γιατί πραγματικά όποιο και να είναι το τελικό αποτέλεσμα, αν κατέβαλες μεγάλη προσπάθεια για αυτό, μόνο κερδισμένος θα βγεις.*

## **ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ – ΠΗΓΕΣ**

### *Βιβλιογραφία – Πηγές στην ελληνική γλώσσα:*

- [1] Αμοιρίδης Πέτρος, «Σύνθεση μικροταινιακών κατευθυντικών συζευκτών και διαιρετών ισχύος και δημιουργία γραφικού περιβάλλοντος χρήστη με το λογισμικό MATLAB», Διπλωματική εργασία, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης, Σεπτέμβριος 2017.
- [2] Βασιλειάδης Σ. και Ιγγλέσης Ι., «Σχεδίαση και υλοποίηση ευφών κεραιών για χρήση σε ασύρματα δίκτυα αισθητήρων», Διπλωματική εργασία, Ανώτατο Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Πειραιά Τεχνολογικού Τομέα, Σεπτέμβριος 2015.
- [3] Θεμιστοκλής Δ. Δημούσιος, «Σχεδίαση Ευφών Κεραιών για Ασύρματα Δίκτυα και Συστήματα Εκπομπής», Διδακτορική Διατριβή, Εκδόσεις Ε.Μ.Π., Μάιος 2012.
- [4] Λουκία Σ. Τσεκέ, «ΕΥΦΥΕΙΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΣΕ ΔΙΚΤΥΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ», Διπλωματική εργασία, Εκδόσεις Ε.Μ.Π., Ιούνιος 2005.
- [5] Μυτιληναίος, Σ. Α., «Εξομάλυνση Διαλείψεων Πολυδιαδρομικής Διάδοσης με Χρήση Ευφών Κεραιών», Διδακτορική Διατριβή, Εκδόσεις Ε.Μ.Π., Οκτώβριος 2006.
- [6] Σαββαΐδης Σ., «Ενότητα: Κεραίες Κεφάλαιο 4 – Στοιχειοκεραίες», μάθημα Κεραίες-Ραδιοζεύξεις-Ραντάρ, Ανώτατο Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Πειραιά Τεχνολογικού Τομέα.
- [7] Χρήστος Δ. Νικολόπουλος, «Τεχνολογίες και Εφαρμογές Ευφών Κεραιών», Διδακτορική Διατριβή, Εκδόσεις Ε.Μ.Π., Μάρτιος 2014.
- [8] David M. Pozar - Μικροκυματική Τεχνολογία, Εκδόσεις Ίων.
- [9] Joseph A. Edminister –Ηλεκτρομαγνητική Θεωρία, Schaum's Outline Series.

### *Βιβλιογραφία – Πηγές σε ξένες γλώσσες:*

- [10] A. Babar, L. Ukkonen, M. Soini, L. Sydanheimo, "Miniaturized UHF Planar Antenna, for Wireless Indoor Systems", 2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.

- [11] Alejandro L. Borja, Angel Belenguer, Joaquin Cascon, and James R. Kelly, “A Reconfigurable Passive UHF Reader Loop Antenna for Near-Field and Far-Field RFID Applications”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, VOL. 11, 2012
- [12] Bharath Kumar V., “SMART ANTENNA”, Technical Seminar Report, Electronics and Communication Engineering of Visvesvaraya Technological University, Belgaum, 2014.
- [13] Bindu Sharma, Indranil Sarkar, Tanmoy Maity, P. P. Bhattacharya, “AN INTRODUCTION TO SMART ANTENNA SYSTEM”, International Journal of Business and Engineering Research, Vol. 8, November 2014.
- [14] Constantine A. Balanis, Antenna Theory, Analysis and Design, John Wiley and Sons, 1997.
- [15] Constantine A. Balanis and Panayiotis I. Ioannides, “Introduction to Smart Antennas”, Synthesis Lectures on Antennas, 2007, Vol. 2, No. 1, Pages 1-175, Morgan & Claypool, 2007.
- [16] Guizhen Zheng, John Papapolymerou and Manos M. Tentzeris, “Wideband Coplanar Waveguide RF Probe Pad to Microstrip Transitions without Via Holes”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters 13(12):544 - 546, January 2004.
- [17] Ishfaq Ahmad, Khalil Shah, Saif Ullah, “Military Applications using Wireless Sensor Networks: A survey”, International Journal of Engineering Science and Computing, Vol. 6, Issue No. 6, June 2016.
- [18] Iulian Rosu, “PIFA – Planar Inverted F Antenna,” YO3DAC / VA3IUL <http://www.qsl.net/va3iul>.
- [19] Joseph C. Liberti, Jr. Theodore S. Rappaport, “SMART ANTENNAS FOR WIRELESS COMMUNICATIONS: IS-95 and Third Generation CDMA Applications”, Prentice Hall PTR, 1999.
- [20] Levent Sevgi, “Complex Electromagnetic Problems and Numerical Simulation Approaches”, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, Wiley-IEEE Press , 2003.
- [21] Rupam Patel and Akash Patel, “Design and Development of Wireless Sensor Network”, Major Project, NIRMA UNIVERSITY, May 2010.

- [22] Skiani, E.D, Mitilineos, S.A, and Thomopoulos, S.C.A, “Study of the Performance of Wireless Sensor Networks Operating with Smart Antennas”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 54, Issue: 3, June 2012.
- [23] Snehalatha Lalithamma, Nagendra P. Pathak, and Sanjeev K. Manhas, “Design and Analysis of Vee Dipole Based Reconfigurable Planar Antenna”, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 70, 123–128, 2017
- [24] Stelios A. Mitilineos, Konstantinos S. Mouggiakos and Stelios C. A. Thomopoulos, “Design and Optimization of ESPAR Antennas via Impedance Measurements and a Genetic Algorithm”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 51, No. 2, April 2009.
- [25] Stelios A. Mitilineos, Student Member, IEEE, and Christos N. Capsalis, “A New, Low-Cost, Switched Beam and Fully Adaptive Antenna Array for 2.4 GHz ISM Applications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, VOL. 55, NO. 9, September 2007.
- [26] Stelios A. Mitilineos and Christos N. Capsalis, “On the Design of a Dual-Band, Switched-Beam Antenna Array with Constant Excitation Coefficients”, Wireless Personal Communications (2007) 41: 127–133.
- [27] Stelios A. Mitilineos and Stelios C. A. Thomopoulos, “Development of a Compact SPA for 2.4GHz Applications using Commercially Available Elements: Design and Experimental Validation”, Loughborough Antennas & Propagation Conference 2009.
- [28] Sushil Kumar and D. K. Lobiyal, “Sensing Coverage Prediction for Wireless Sensor Networks in Shadowed and Multipath Environment”, The Scientific World Journal Volume 2013, Article ID 565419, 11 pages, October 2013.
- [29] Thomas A. Milligan, “Modern Antenna Design”, Wiley, 2<sup>nd</sup> edition, 2005.
- [30] Vikek Kumar Gangwar, “Low Power Wireless Sensor Network”, Seminar Report, Moradabad Institute of Technology”, 2010.
- [31] Warren L. Stutman and Gary A. Thiele, “Antenna Theory And Design”, Wiley, 3<sup>rd</sup> edition, 2012.
- [32] Z. G. Fan, S. Qiao, J. T. Huangfu, and L. X. Ran, “A MINIATURIZED PRINTED DIPOLE ANTENNA WITH V-SHAPED GROUND FOR 2.45 GHZ RFID READERS”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 71, 149–158, 2007.



[33][https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG901\\_902.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG901_902.pdf)

[34]<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG904.pdf>

## Παράρτημα Α. Δοκιμές αλλαγής διαγράμματος ακτινοβολίας αρχικής κεραία με τροφοδοσία SMA

Σε αυτό το παράρτημα παρουσιάζουμε μία μελέτη που πραγματοποιήσαμε στην αρχή της εργασίας πάνω στην αρχική κεραία της δημοσίευσης [10], όταν δηλαδή εκείνη είχε ακόμα το αρχικό ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα της, πριν τροποποιήσουμε την τροφοδοσία από SMA σε CPW. Στη συγκεκριμένη μελέτη, το αποτέλεσμα που επιθυμούμε να παράγουμε είναι η δημιουργία ενός λοβού με μέγιστο στον άξονα x για ένα διάγραμμα που υπολογίζεται στο επίπεδο xz, και αντίστοιχα με μέγιστο πάλι στον άξονα x για ένα διάγραμμα που υπολογίζεται στο επίπεδο yz (ονομάζουμε τους άξονες βάση των σχεδίων στο MWS που παρουσιάζουμε παρακάτω). Το δεύτερο διάγραμμα είναι αναμενόμενο, ενώ το πρώτο πρέπει πρακτικά να προσπαθήσουμε να το δημιουργήσουμε με κάτι όπως ένας απλός ανακλαστήρας, αφού χωρίς αυτό η κεραία περιμένουμε να είναι ομοιοκατευθυντική στο επίπεδο xz. Τέλος, ένας συμβιβασμός όπου η κεραία θα είχε ακόμα πρακτική χρήση θα ήταν κάποιο διάγραμμα το οποίο παρουσιάζει δύο μέγιστα εκατέρωθεν του άξονα x για το επίπεδο xz.

Σε δεύτερη φάση, θα είχε νόημα να εξεταστεί αν μπορούμε να πάμε προς λειτουργία phased array του διαγράμματος ακτινοβολίας, δηλαδή έχοντας μεταβλητό ύψος ανακλαστήρα, πράγμα που θεωρητικά γίνεται χρησιμοποιώντας ενδιάμεσα μερικούς μεταβλητούς πυκνωτές πάνω στον ανακλαστήρα. Βέβαια η λειτουργία αυτής της ιδέας θα πρέπει να τεκμηριωθεί μέσα από μία σειρά προσομοιώσεων.

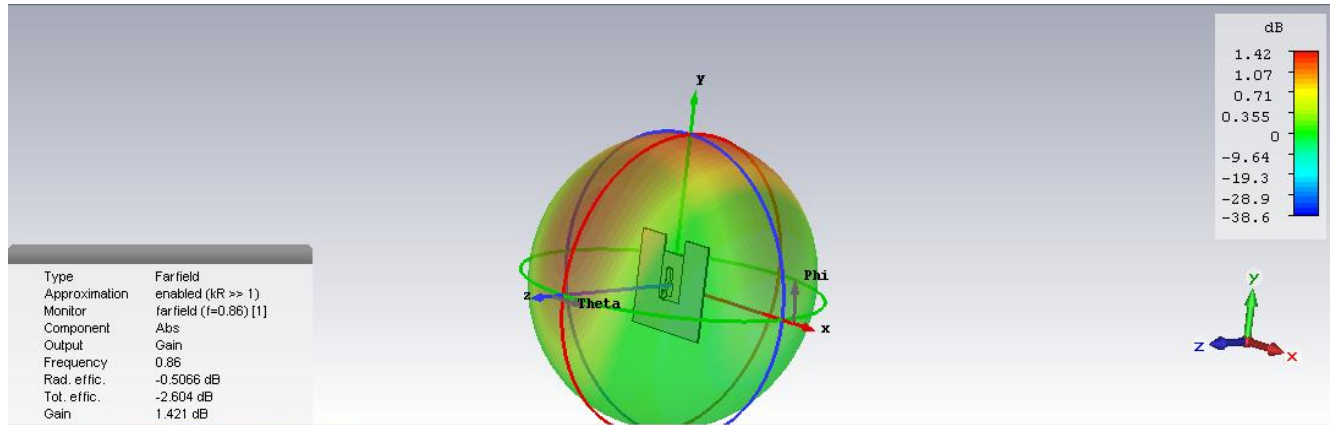
Συνοπτικά, λοιπόν, η μελέτη που γίνεται εδώ αφορά εξολοκλήρου την διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας, κάνοντας χρήση ανακλαστήρων με την κεραία να είναι μόνη της στον χώρο. Έτσι, παρουσιάζουμε μονάχα τα 3D διαγράμματα ακτινοβολίας, ενώ λοιπά σημαντικά χαρακτηριστικά όπως ο συντονισμός μπορούν να διορθωθούν σε δεύτερη φάση από αλλαγές που δεν θα μεταβάλλουν σημαντικά το διάγραμμα ακτινοβολίας.

Στην αρχή, ξεκινήσαμε βάζοντας έναν ανακλαστήρα δεξιά και αριστερά του ενεργού στοιχείου. Βέβαια η προσθήκη δεύτερου ανακλαστήρα όπως εμπειρικά θα περίμενε κανείς δεν θα μας δώσει στόχευση στις κατευθύνσεις που θέλουμε, οπότε πέρα από το να μας δώσει πειραματικά δεδομένα για την επίδραση των ανακλαστήρων στο διάγραμμα δεν έχει άλλη αξία. Μεγαλύτερη αξία έχει το να μείνει ένας reflector δεξιά ή αριστερά, κατευθύνοντας αντίστοιχα από την αντίθετη πλευρά το διάγραμμα, όπως δοκιμάσαμε στο επόμενο βήμα. Επίσης, πάλι εμπειρικά από προηγούμενες μελέτες, δοκιμάστηκε στις αρχικές προσομοιώσεις και την προσθήκη ενός V Shaped Reflector σε κάθε ανακλαστήρα, με τοποθέτηση στην γωνία που σχηματίζει ο ανακλαστήρας και η ενιαία γείωση της κεραίας.

Η απόσταση σε όλες τις προσομοιώσεις μετριέται από το κέντρο του ενεργού στοιχείου της κεραίας. Δοκιμάστηκαν και πολλές άλλες αποστάσεις (και διαστάσεις του ανακλαστήρα) στα περισσότερα βήματα μας, όμως εδώ δείχνουμε αυτά που χρειαζόμαστε για να διατυπώσουμε τα συμπεράσματα – παρατηρήσεις μας.

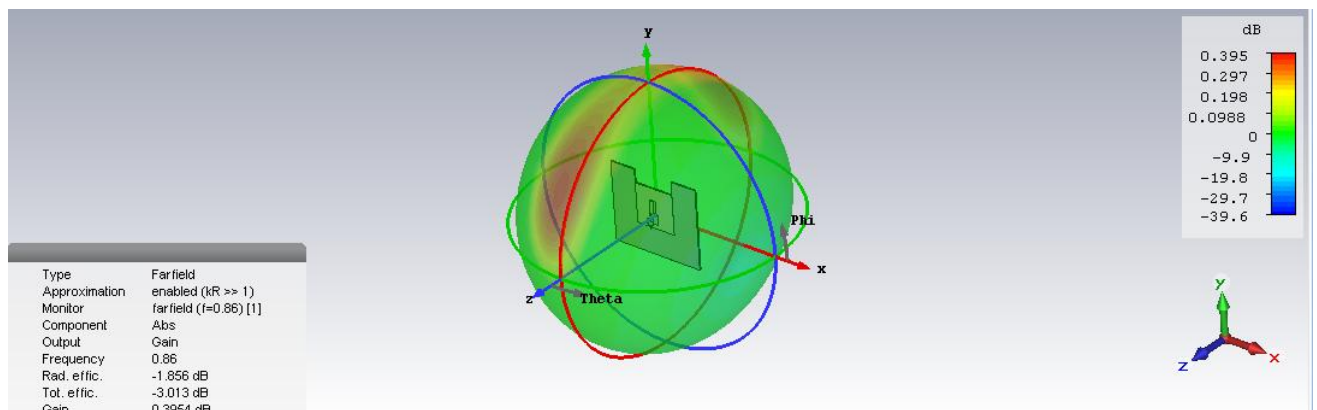
1) Δοκιμές με ανακλαστήρες αριστερά και δεξιά

Χωρίς V shaped reflector, 10 mm απόσταση



Εικόνα A1. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna 2 reflectors 10 mm Distance NO V)

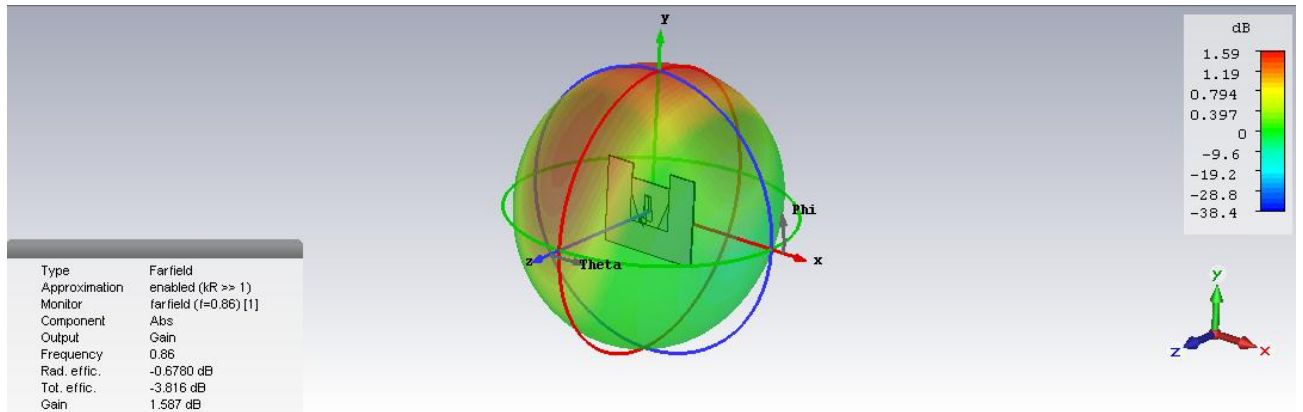
Χωρίς V shaped reflector, 20 mm απόσταση



Εικόνα A2. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna 2 reflectors 20 mm Distance NO V)

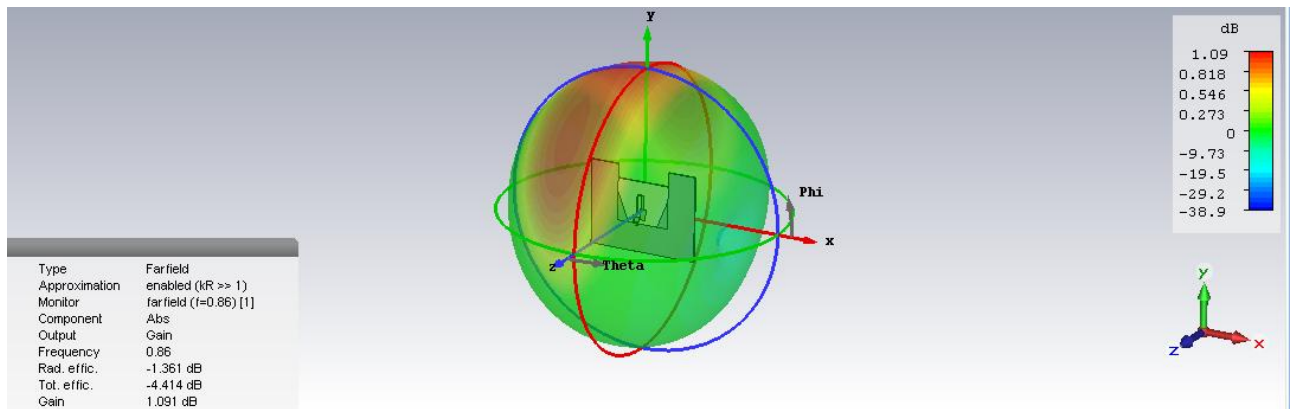
Όπως περιμέναμε σε αυτή την διάταξη το διάγραμμα ακτινοβολίας στοχέυει προς την κατεύθυνση του άξονα y. Το θετικό είναι ότι υπάρχει έντονη επίδραση των ανακλαστήρων στην διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Εξίσου αναμενόμενο πως μεγαλύτερη απόσταση ανακλαστήρων από το ενεργό στοιχείο επιδρά στο κέρδος μειώνοντάς το, κάτι που στις επόμενες δοκιμές με χρήση του V shape reflector εξισορροπείται σε έναν βαθμό δίνοντας για την απόσταση των 20 mm ίδια εικόνα διαγράμματος αλλά και καλύτερο κέρδος.

Με V shaped reflector, 20 mm απόσταση



Εικόνα A3. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna 2 reflectors 20 mm Distance with V)

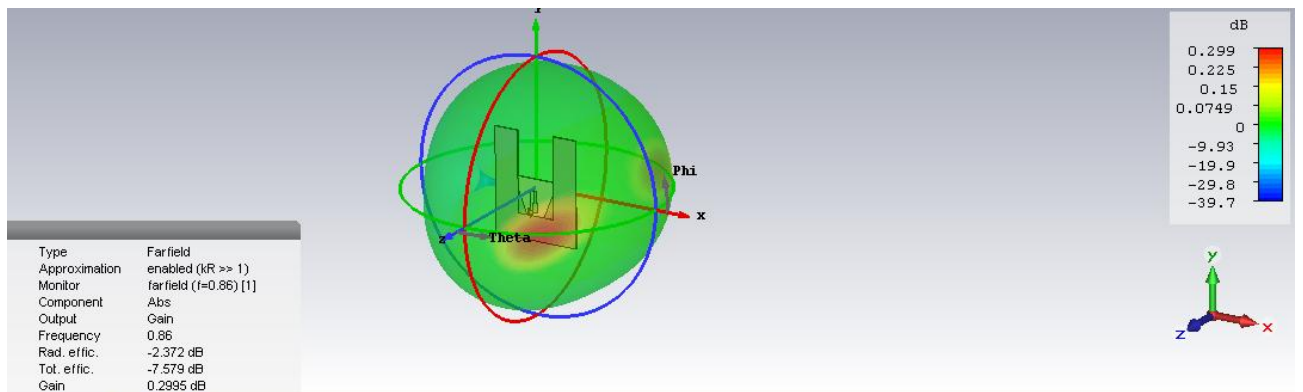
Με V shaped reflector, 25 mm απόσταση



Εικόνα A4. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna 2 reflectors 25 mm Distance with V)

Τέλος δοκιμάσαμε ακραία μεγάλη τιμή ύψους για τους ανακλαστήρες και φαίνεται να “πνίγει” εντελώς το διάγραμμα.

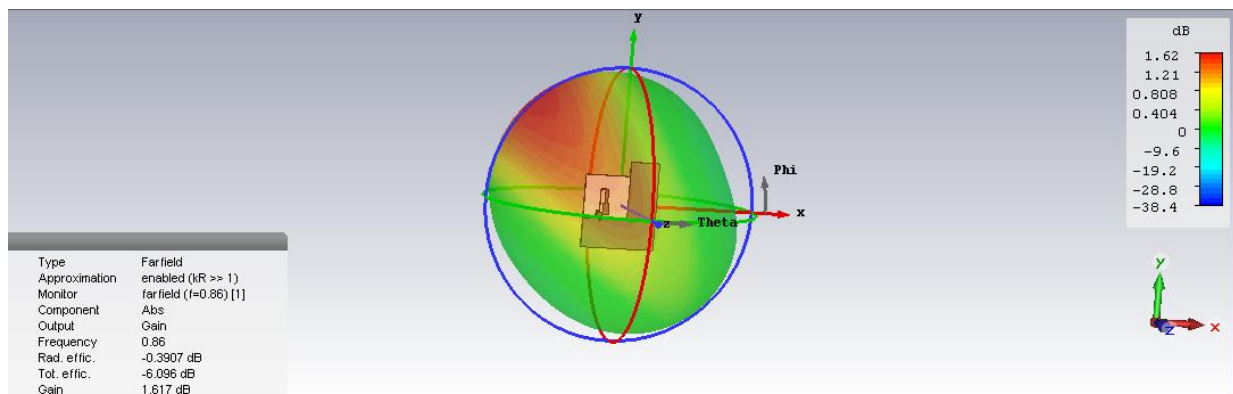
Με V shaped reflector, 20 mm απόσταση (Large Reflectors)



Εικόνα A5. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna 2 LARGE reflectors 20 mm Distance with V)

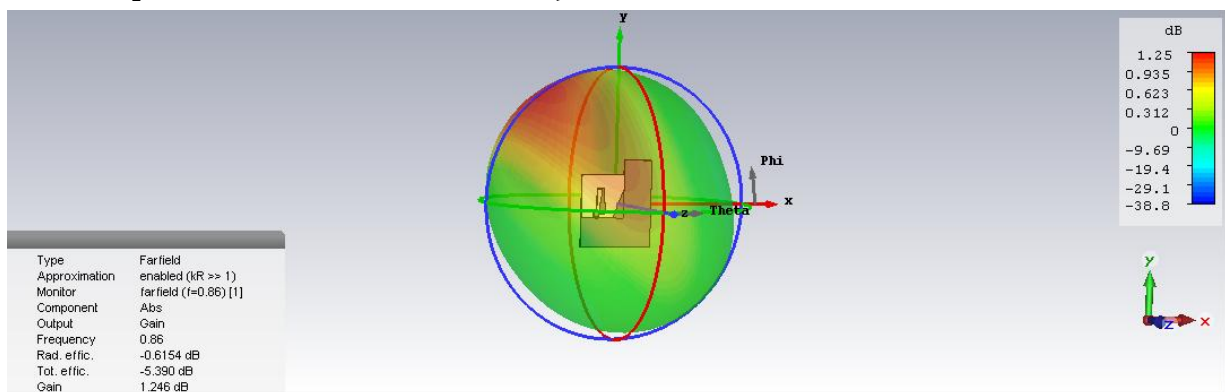
## 2) Δοκιμές με ανακλαστήρες αριστερά ή δεξιά

Χωρίς V shaped reflector, 20 mm απόσταση



Εικόνα A6. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna RIGHT reflector 20 mm Distance)

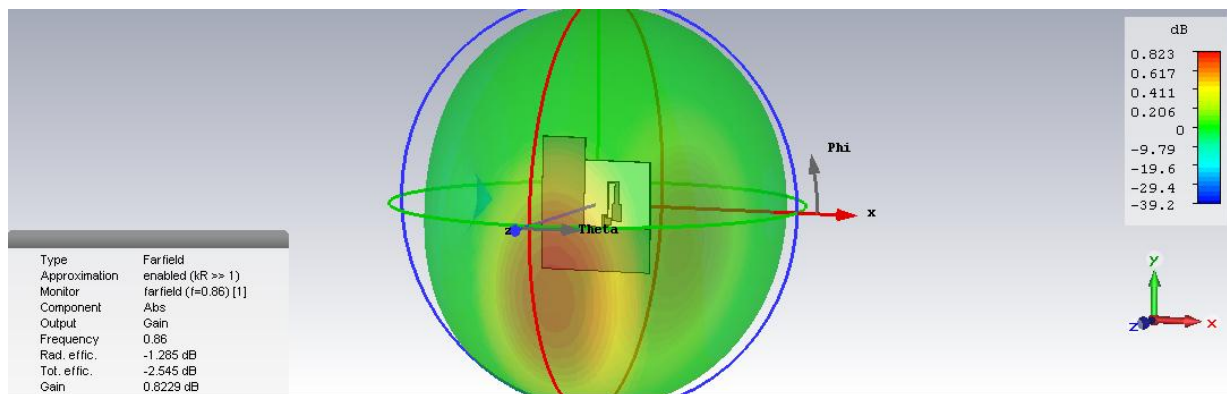
Με V shaped reflector, 20 mm απόσταση



Εικόνα A7. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna RIGHT reflector with V 20 mm Distance)

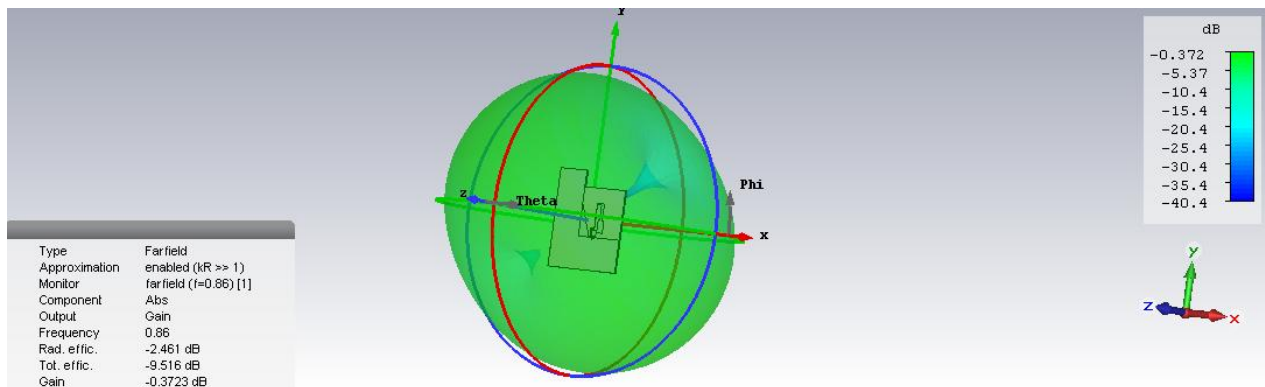
Τα αποτελέσματα με τον δεξιά ανακλαστήρα είναι ενδιαφέροντα και ένα βήμα προς τον επιθυμητό μας στόχο.

Χωρίς V shaped reflector, 20 mm απόσταση



Εικόνα A8. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna LEFT reflector 20 mm Distance)

Με V shaped reflector, 20 mm απόσταση



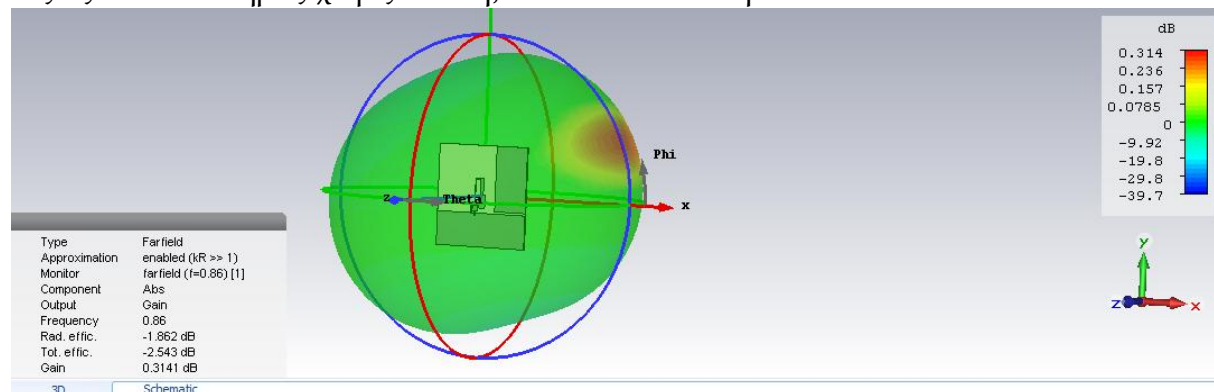
Εικόνα A9. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (UHF printed antenna LEFT reflector with V 20 mm Distance)

Παρατηρούμε, όπως αναμενόταν, ότι η διάταξη δεν είναι συμμετρική με τον τρόπο που λειτουργούμε για αυτή την μελέτη, δηλαδή στα δεξιά δεν υπάρχει τίποτα μεταξύ ενεργού στοιχείου και ανακλαστήρα για αυτό και λειτουργεί περίπου όπως θα περίμενε κανείς, από την αριστερή πλευρά όμως που παρεμβάλλονται τα υπόλοιπα στοιχεία της κεραίας που αφορούν την τροφοδοσία και προσαρμογή της, βλέπουμε ότι τα αποτελέσματα δεν μοιάζουν καθόλου με της δεξιά πλευράς, παρόλο που οι ανακλαστήρες έχουν ίσες διαστάσεις και απόσταση από το ενεργό στοιχείο. Αυτό σημαίνει πως αν καταλήξουμε σε κάτι λειτουργικό για την δεξιά πλευρά ίσως να μην υπάρχει το αντίστοιχο για την αριστερή πλευρά, ή αν υπάρχει να χρειάζεται έρευνα για να βρεθεί η σχέση για την απόσταση και μέγεθος ανακλαστήρα που θα παράγει τα ίδια αποτελέσματα με αυτά της δεξιάς πλευράς.

Επίσης βλέπουμε πως για την επίμαχη διάταξη που όπως τονίσαμε είναι με έναν ανακλαστήρα, το V shaped reflector και δεν συμβάλει θετικά στο κέρδος αλλά αρνητικά και μάλιστα χωρίς να επιδρά κάπως στην κατεύθυνση του διαγράμματος ακτινοβολίας.

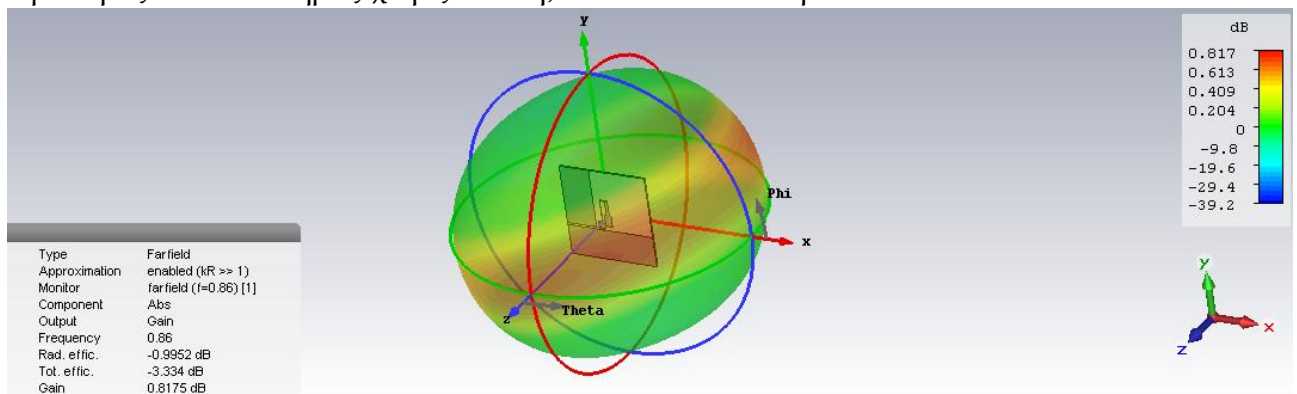
### 3) Δοκιμές με ανακλαστήρες αριστερά ή δεξιά χωρίς ένωση με το επίπεδο γείωσης (2 mm κενό)

Δεξιός ανακλαστήρας χωρίς ένωση, 10 mm απόσταση



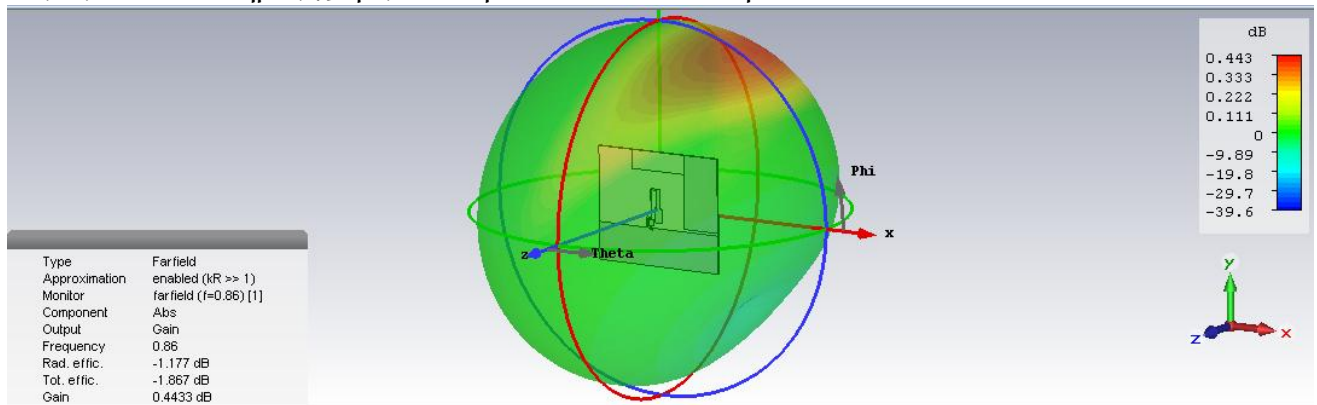
Εικόνα A10. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Right reflector not touching 10 mm Distance)

Αριστερός ανακλαστήρας χωρίς ένωση, 10 mm απόσταση



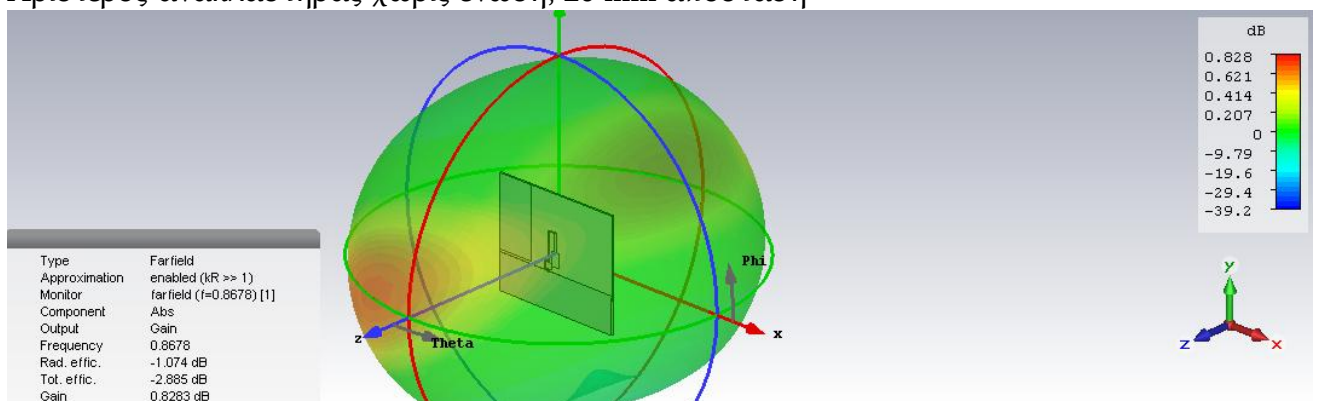
Εικόνα A11. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Left reflector not touching 10 mm Distance)

Δεξιός ανακλαστήρας χωρίς ένωση, 20 mm απόσταση



Εικόνα A12. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Right reflector not touching 20 mm Distance)

Αριστερός ανακλαστήρας χωρίς ένωση, 20 mm απόσταση



Εικόνα A13. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (Left reflector not touching 20 mm Distance)

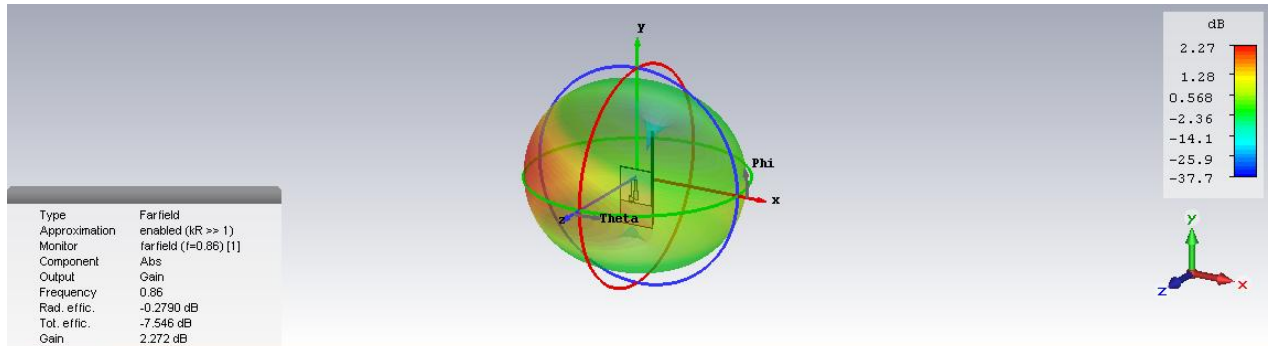
Οι παραπάνω δοκιμές έγιναν για να πάρουμε μία πρώτη εικόνα αν χαλάει το ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας που θα είχε η κεραία χωρίς τον ανακλαστήρα να είναι συνδεδεμένος στην γείωση. Από ό,τι φαίνεται χαλάει σε έναν

βαθμό, άρα με τον συγκεκριμένο ανακλαστήρα και το μέγεθος του δεν μπορούμε να ελπίζουμε σε κάποια διάταξη που θα δίνει phased array λειτουργία απλά ανοιγοκλείνοντας στοιχεία συνδεδεμένα πάνω στον ανακλαστήρα. Το επόμενο λογικό βήμα είναι να μειώσουμε αισθητά τις διαστάσεις του ανακλαστήρα και ιδιαίτερα το πλάτος που είναι 30 mm (επιλέξαμε τον δεξιά για αυτή την δουλειά) αφού δεν έχουμε μέχρι στιγμής δει αν χρειάζεται εξ αρχής να είναι τόσο μεγάλος συγκριτικά με το μέγεθος της κεραίας.



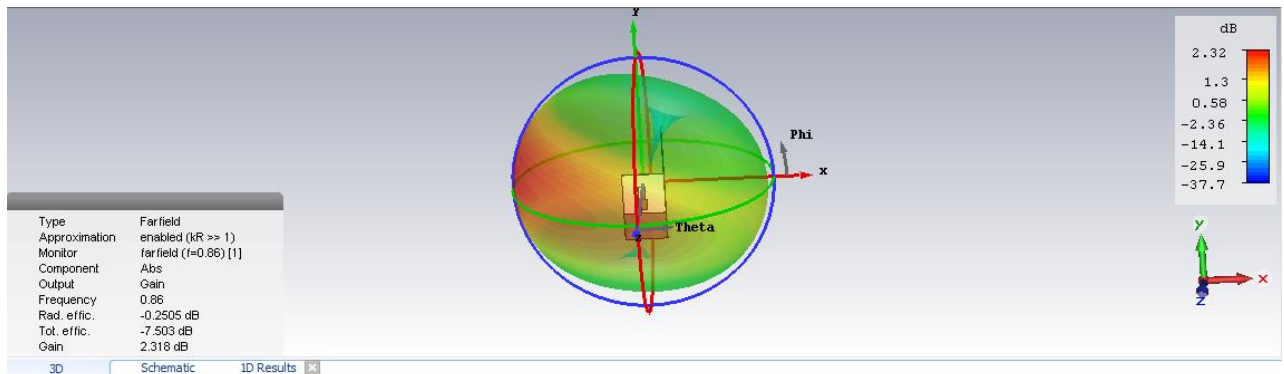
#### 4) Δοκιμές με διαφορετικές διαστάσεις του δεξιά ανακλαστήρα

Αλλαγή στο πλάτος σε 1 mm, απόσταση ανακλαστήρα 20mm



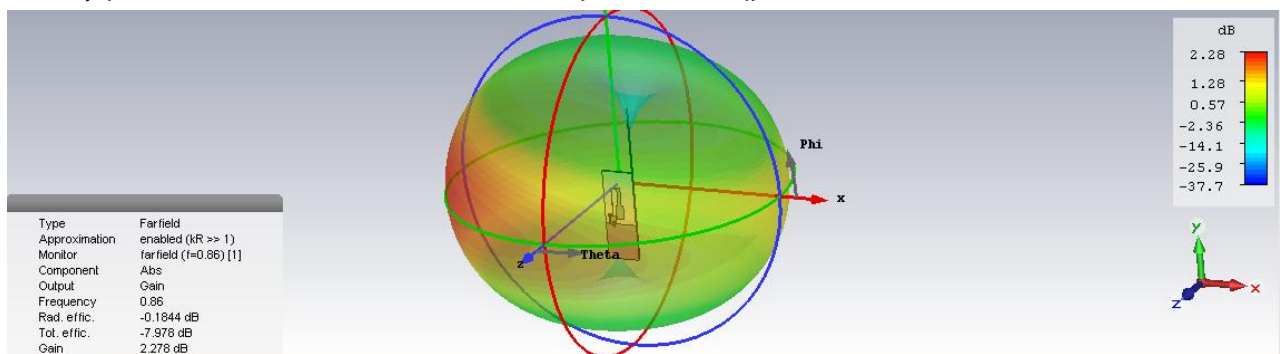
Εικόνα A14. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (RIGHT reflector 1 mm width and 20 mm distance)

Αλλαγή στο πλάτος σε 0.3 mm, απόσταση ανακλαστήρα 20mm



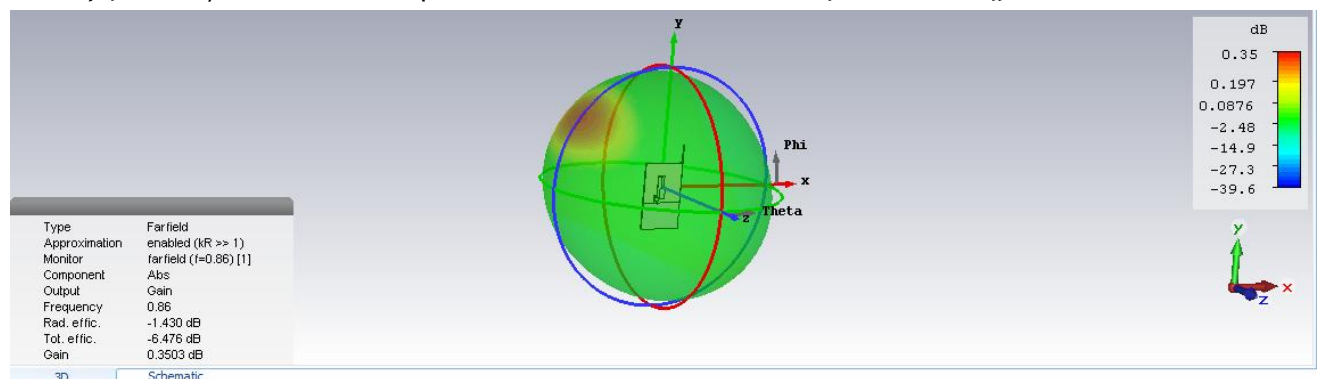
Εικόνα A15. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (RIGHT reflector 0.3 mm width and 20 mm distance)

Αλλαγή στο πλάτος σε 0.3 mm, απόσταση ανακλαστήρα 10mm



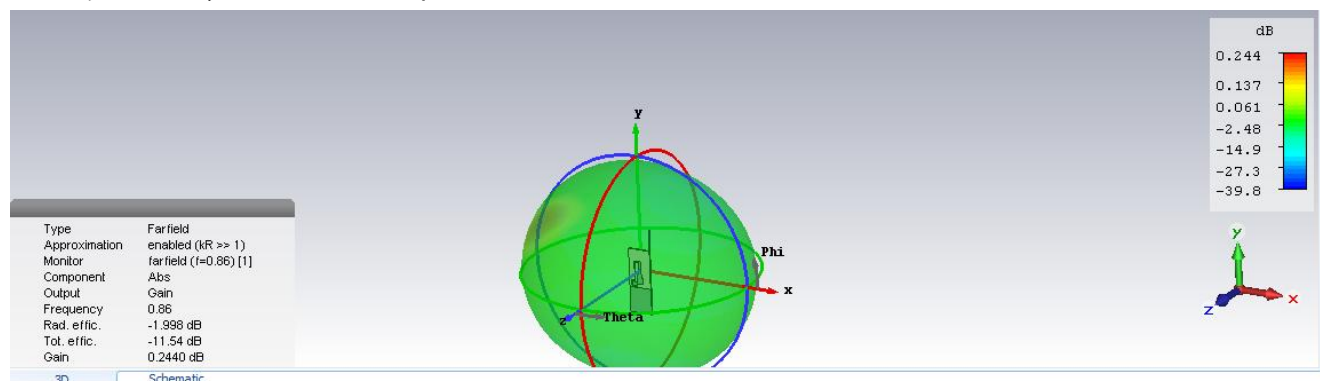
Εικόνα A16. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (RIGHT reflector 0.3 mm width and 10 mm distance)

Αλλαγή στο ύψος στα 65 mm με πλάτος 0.3 mm , απόσταση ανακλαστήρα 20 mm



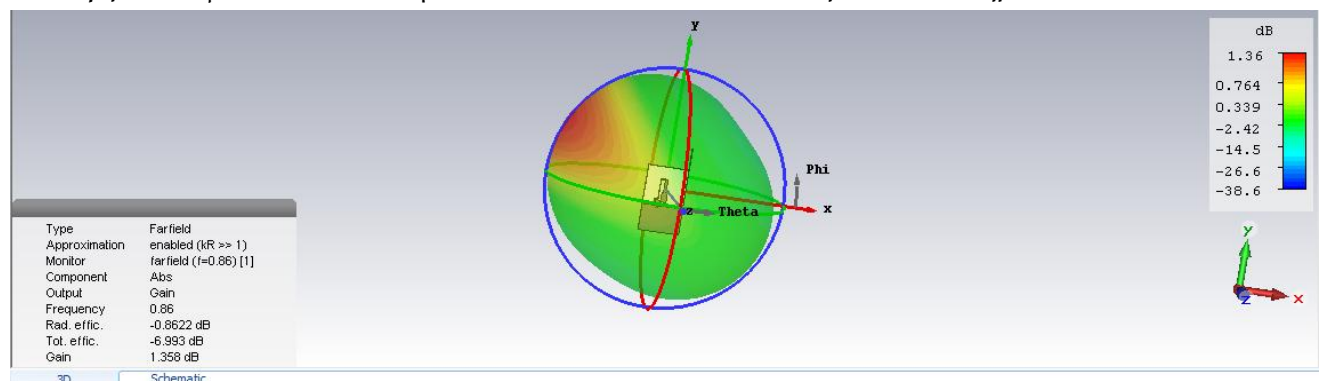
Εικόνα A17. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (RIGHT reflector 0.3 mm width και ipsos 65 mm at 20 mm Distance)

Αλλαγή στο ύψος στα 70 mm με πλάτος 0.3 mm , απόσταση ανακλαστήρα 10 mm



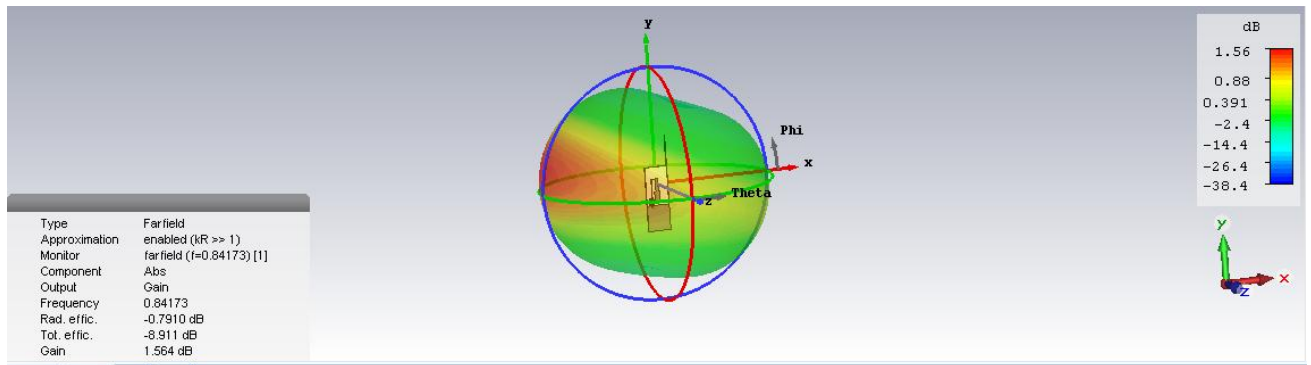
Εικόνα A18. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (RIGHT reflector 0.3 mm width and height 70 mm at 10 mm Distance)

Αλλαγή στο ύψος στα 70 mm με πλάτος 0.3 mm , απόσταση ανακλαστήρα 20 mm



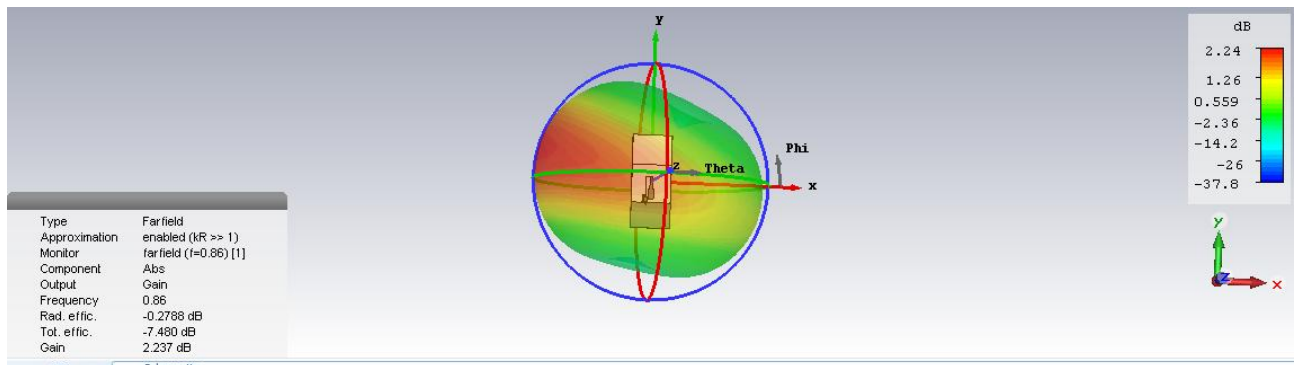
Εικόνα A19. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (RIGHT reflector 0.3 mm width and height 70 mm at 20 mm Distance)

Αλλαγή στο ύψος στα 80 mm με πλάτος 0.3 mm , απόσταση ανακλαστήρα 10 mm



Εικόνα A20. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (RIGHT reflector 0.3 mm width and height 80 mm at 10 mm Distance)

Αλλαγή στο ύψος στα 80 mm με πλάτος 0.3 mm , απόσταση ανακλαστήρα 20 mm



Εικόνα A21. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (RIGHT reflector 0.3 mm width and height 80 mm at 20 mm Distance)

Επιλέξαμε ως τον καλύτερο συνδυασμό το τελευταίο αποτέλεσμα, δηλαδή ανακλαστήρα με διαστάσεις 80 mm ύψος και 0.3 mm πλάτος, σε απόσταση 20 mm από το ενεργό στοιχείο. Τα 8 εκατοστά για το ύψος του ανακλαστήρα δυστυχώς είναι αρκετά μεγάλο νούμερο και είδαμε ότι για μεγαλύτερες τιμές η αύξηση του κέρδους είναι αμελητέα, βέβαια κάτω από 7 εκατοστά το διάγραμμα ακτινοβολίας παύει να έχει το οποιοδήποτε ενδιαφέρον.

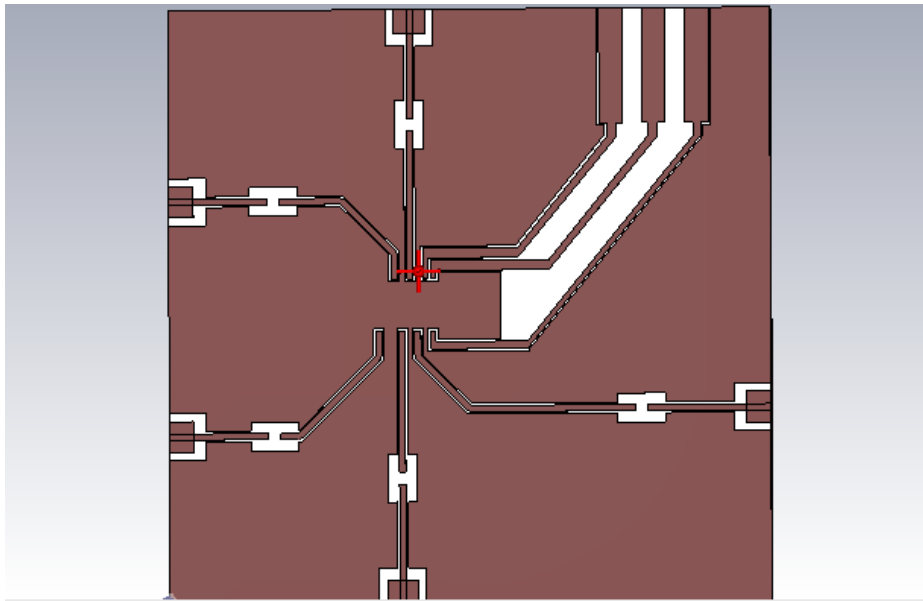
Κλείνοντας δοκιμάστηκαν προσομοιώσεις και με διάφορα σχήματα από PEC στην κάτω όψη της διάταξης και διαπιστώσαμε ότι η διάταξη παύει να είναι κεραία άρα δεν έχει νόημα να πάμε προς εκείνη την κατεύθυνση.

Δίνουμε ιδέες για περαιτέρω ανάπτυξη του συγκεκριμένου θέματος στο κεφάλαιο 11. Συμπεράσματα – Προτάσεις.

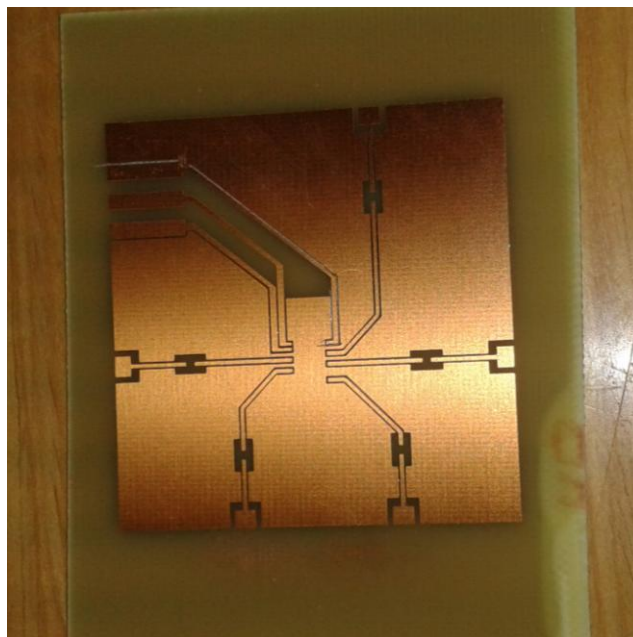
## Παράρτημα Β. RF switch Evaluation Board και θωράκιση

Για δοκιμές που αφορούσαν την επιλογή RF διακόπτη κατασκευάσαμε την πλακέτα που παρουσιάζουμε παρακάτω, αφού κάνοντας έρευνα αγοράς το κόστος για ένα έτοιμο ήταν πολύ μεγάλο για τις δυνατότητες μας. Δεν καταλήξαμε σε κάποιον συγκεκριμένο διακόπτη αλλά σε κάθε περίπτωση η πλακέτα αποδείχθηκε ένα λειτουργικό και χρήσιμο εργαλείο δοκιμών.

Στις παρακάτω εικόνες δείχνουμε το CST σχέδιο και την υλοποίηση από εμάς:

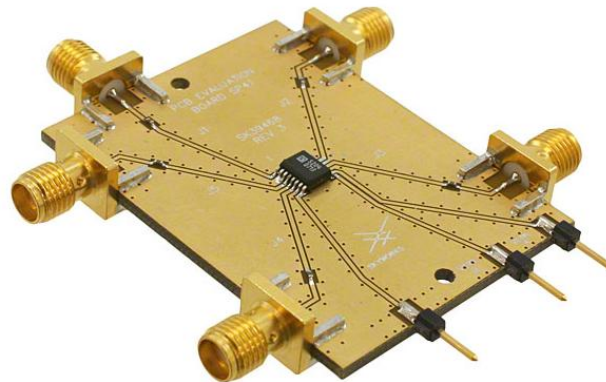


Εικόνα Β1. (GCPW Circuit Test Switch)



Εικόνα Β2. Υλοποίηση σχεδίου GCPW Circuit Test Switch

Μία βασική διαφορά που έχει η δική μας πλακέτα σε σχέση με μία πλακέτα μίας μεγάλης εταιρείας για την ίδια δουλειά όπως φαίνεται εύκολα οπτικά είναι η έλλειψη από τρύπες οι οποίες λειτουργούν σαν ένας είδος θωράκισης. Η θωράκιση στηρίζεται στο κάτω επίπεδο γείωσης όταν γίνεται χρήση GCPW και ο ρόλος της στην ουσία είναι η καταπίεση του crosstalk μεταξύ γραμμών μεταφοράς. Crosstalk είναι το φαινόμενο όπου τμήμα σήματος από μία γραμμή μεταφοράς εμφανίζεται στους ακροδέκτες και μίας διπλανής γραμμής μεταφοράς. Στην παρακάτω εικόνα απεικονίζεται ένα evaluation board με την εν λόγω θωράκιση.



Εικόνα B2. Evaluation board της εταιρείας Skyworks

Οι τρύπες που υπάρχουν δεξιά και αριστερά από κάθε γραμμή είναι πρακτικά «καρφιά» τα οποία έχουν σκοπό να δημιουργούν καλή γη στην γείωση που είναι στο επάνω μέρος της πλακέτας. Με τον όρο καλή γη εννοούμε να είναι παντού το δυναμικό μηδέν. Αν αυτές οι τρύπες ήταν λοιπόν λιγότερες και μη συμμετρικές θα υπήρχαν σημεία της γείωσης όπου το προσπίπτον κύμα δεν θα συναντούσε δυναμικό μηδέν.

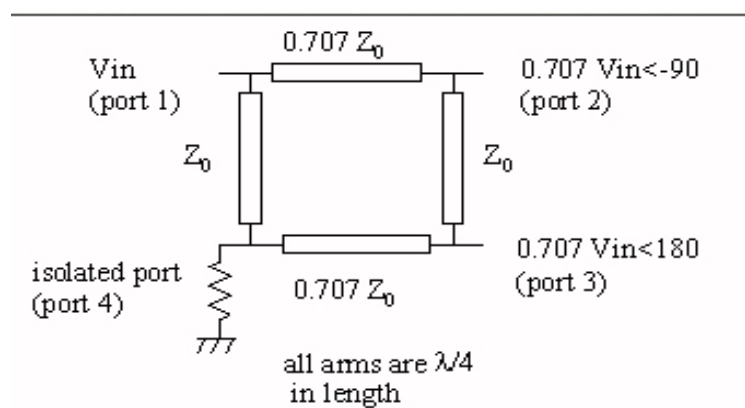
Για την δική μας περίπτωση λοιπόν, που είχε να κάνει με έναν απλό πρόχειρο έλεγχο των διακοπών δεν χρησιμοποιήσαμε τρύπες για θωράκιση, καθώς θα ανέβαζε αρκετά την δυσκολία και τον χρόνο της κατασκευής.

## Παράρτημα Γ. Butler Matrix 2x2 – Ορθογώνιο Υβριδικό (Branch line coupler)

Στο κεφάλαιο 8 για πρώτη φορά αναφερθήκαμε στην διάταξη Butler matrix – Branch line coupler. Τελικά δεν χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια εκπόνησης της συγκεκριμένης εργασίας, αλλά υπήρχε στο μυαλό μας σαν ιδέα και πλάνο έστω και για μελλοντικές εφαρμογές, οπότε κάναμε μία βασική μελέτη και ανάλυση ενός απλοϊκού Butler Matrix 2x2 στο Microwave Studio του CST και το παρουσιάζουμε με την μορφή παραρτήματος για να υπάρχει όλη η πληροφορία που αποκομίσαμε.

Τα ορθογώνια υβριδικά είναι κατευθυντικοί συζεύκτες, με διαφορά φάσης 90° μεταξύ των εξόδων διαφυγής και σύζευξης. Τέτοια υβριδικά κατασκευάζονται στη μορφή μικροταινίας ή ταινιογραμμής και είναι επίσης γνωστά ως *υβριδικά βραχίονος γραμμής*.

Παρακάτω βλέπουμε ένα πρόχειρο σχέδιο του branch line coupler:



Εικόνα Γ1. Σχέδιο ενός Branch Line Coupler

Με βάση το παραπάνω σχήμα η βασική λειτουργία του συζεύκτη βραχίονος γραμμής έχει ως ακολούθως: με προσαρμοσμένες όλες του τις θύρες, ισχύς που εισέρχεται από τη θύρα 1 ισομοιράζεται μεταξύ των θυρών 2 και 3 με διαφορά φάσης 90° μεταξύ τους. Καμία ισχύς δεν πηγαίνει στη θύρα 4 (απομονωμένη θύρα). Η μήτρα [S] θα έχει τη μορφή:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

Το υβριδικό βραχίονος γραμμής έχει υψηλό βαθμό συμμετρίας, καθώς κάθε θύρα μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως θύρα εισόδου. Οι θύρες εξόδου θα είναι πάντοτε στην

απέναντι πλευρά της θύρας εισόδου, ενώ απομονωμένη θα είναι η θύρα που βρίσκεται στην πλευρά της εισόδου.

Σημαντικό επίσης, είναι το γεγονός πως οι οριζόντιες γραμμές μεταφοράς είναι σχεδιασμένες κατά τρόπο τέτοιο ώστε να έχουν χαρακτηριστική αντίσταση  $Z_o/\sqrt{2}$  σε σχέση με τη χαρακτηριστική αντίσταση  $Z_o$  των κάθετων γραμμών μεταφοράς. Αυτό συμβαίνει ώστε να έχουμε ισόποσο καταμερισμό ισχύος στις δύο εξόδους όταν τροφοδοτείται η μία θύρα. Έτσι αν η χαρακτηριστική αντίσταση  $Z_o$  είναι ίση με  $50 \Omega$ , τότε οι οριζόντιες γραμμές μεταφοράς θα πρέπει να έχουν χαρακτηριστική αντίσταση ίση με  $35.35 \Omega$ .

Έχοντας τα παραπάνω υπ' όψιν, ας εξετάσουμε εν συντομία τα αναγκαία μεγέθη και τους τύπους που προκύπτουν για αυτά από την βιβλιογραφία (βλέπε [1]) για να σχεδιάσουμε το branch line coupler.

- Στον ελεύθερο χώρο η ταχύτητα διάδοσης ενός κύματος είναι  $c = f * \lambda_0$  σε μία μικροταινία όμως η ταχύτητα διάδοσης θα δίνεται ως  $u_p = f * \lambda_g$  με το  $\lambda_g$  να είναι το μήκος κύματος κυματοδηγού για το οποίο ισχύει:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta}, \text{ όπου } \beta \text{ η σταθερά διάδοσης}$$

Επίσης έχουμε  $\epsilon_{eff} = (\lambda_0/\lambda_g)^2$ , όπου το  $\lambda_0$  το μήκος κύματος στον ελεύθερο χώρο.

Μία πρακτική σχέση υπολογισμού είναι  $\lambda_g = \frac{c}{F} * \sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{300}{F\sqrt{\epsilon_{eff}}} (mm)$  η οποία εκφράζει το μήκος κυματοδηγού σε χιλιοστά συναρτήσει της δοσμένης συχνότητας F σε GHz.

Για συχνότητα 0.868 GHz λοιπόν θα είναι  $\lambda_g = 161.147 mm$

- Το φυσικό μήκος l μίας μικροταινιακής γραμμής που δίνει ένα καθορισμένο ηλεκτρικό μήκος  $\theta$  (σε μοίρες) προσδιορίζεται εύκολα, γνωρίζοντας ότι το γινόμενο  $\beta * l$  είναι ίσο με το ηλεκτρικό μήκος  $\theta$  σε μοίρες, δηλαδή:

$$\beta l = \theta \rightarrow \frac{2\pi l}{\lambda_g} = \theta$$

όπου  $\theta$  σε μοίρες, το μήκος l δίνεται από την σχέση:

$$l = \frac{\theta \lambda_g}{360}$$

Υπολογίζοντας το  $\lambda_g$  με τις σχέσεις που έχουμε διατυπώσει στα παραπάνω, για ηλεκτρικό μήκος  $\theta = 90^\circ = \pi/2 \text{ rad}$  θα έχουμε:

$$l = \frac{90\lambda_g}{360} = \frac{\lambda_g}{4} \rightarrow l = \frac{300}{4F*\sqrt{\epsilon_{eff}}} (mm), \text{ όπου } F \text{ σε GHz.}$$

Για  $F=0.868\text{GHz}$ ,  $l = 40.2868 mm$

- Το πλάτος των μικροταινιών που αποτελούν το branch line coupler δίνεται από το τύπο:

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r} \left( \frac{W}{h} + 2 \right)}$$

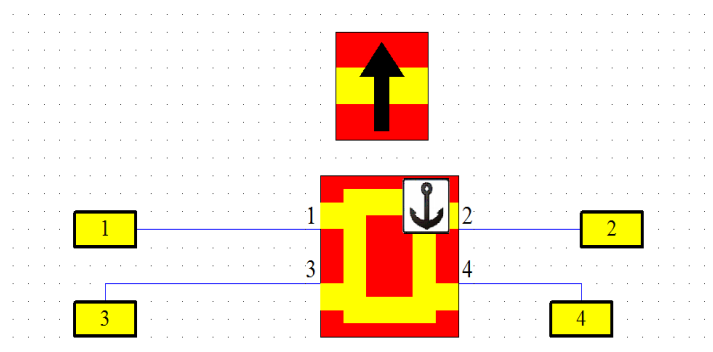
Όπου:

- I. W το πλάτος της μικροταινίας
- II. h το ύψος του υποστρώματος
- III.  $\epsilon_r$  η σχετική διηλεκτρική σταθερά

Με κατάλληλη επίλυση ως προς W και θέτοντας όπου  $Z_0$  τις επιθυμητές χαρακτηριστικές αντιστάσεις προκύπτει ότι για να έχουμε χαρακτηριστική αντίσταση 50 Ω, θα πρέπει το πλάτος της μικροταινίας να είναι ίσο με 2.934 mm, ενώ για χαρακτηριστική αντίσταση 35.35 Ω θα πρέπει το πλάτος της μικροταινίας να είναι ίσο με 5.045 mm. Φυσικά, τα παραπάνω νούμερα έχουν επαληθευτεί και με ειδικά microstrip calculators τα οποία υπάρχουν σε αφθονία στο διαδίκτυο και συνυπολογίζουν και τη συχνότητα τροφοδοσίας καθώς και τη μετατόπιση φάσης, παράμετροι τις οποίες δεν συνυπολογίζει ο τύπος που παραθέσαμε, ο οποίος είναι αρκετά απλοποιημένος.

Για τη σχεδίαση του branchline coupler στο CST θα χρησιμοποιήσουμε πρώτα το Design Studio, καθώς περιλαμβάνει έτοιμο block δομικό στοιχείο και η προσομοίωση του για την επίτευξη των επιθυμητών σχεδιαστικών στόχων είναι υπόθεση μερικών δευτερολέπτων.

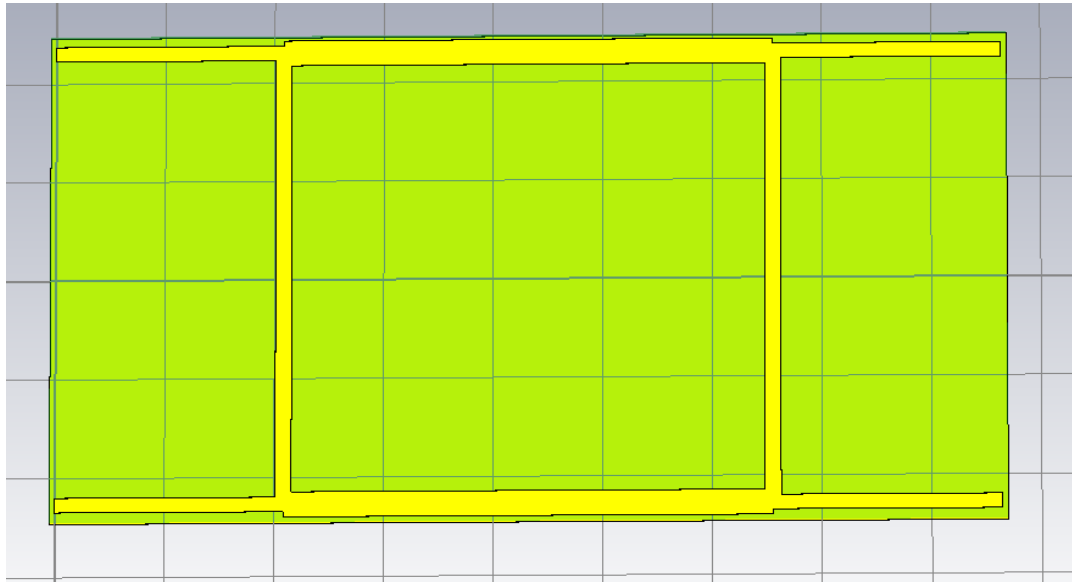
Στη παρακάτω εικόνα βλέπουμε το σχηματικό διάγραμμα της διάταξης μέσα από το Design Studio, όπου έχουμε εισάγει τις παραμέτρους που υπολογίσαμε από τη θεωρία.



Εικόνα Γ2. Block δομικό στοιχείο ενός branch line coupler

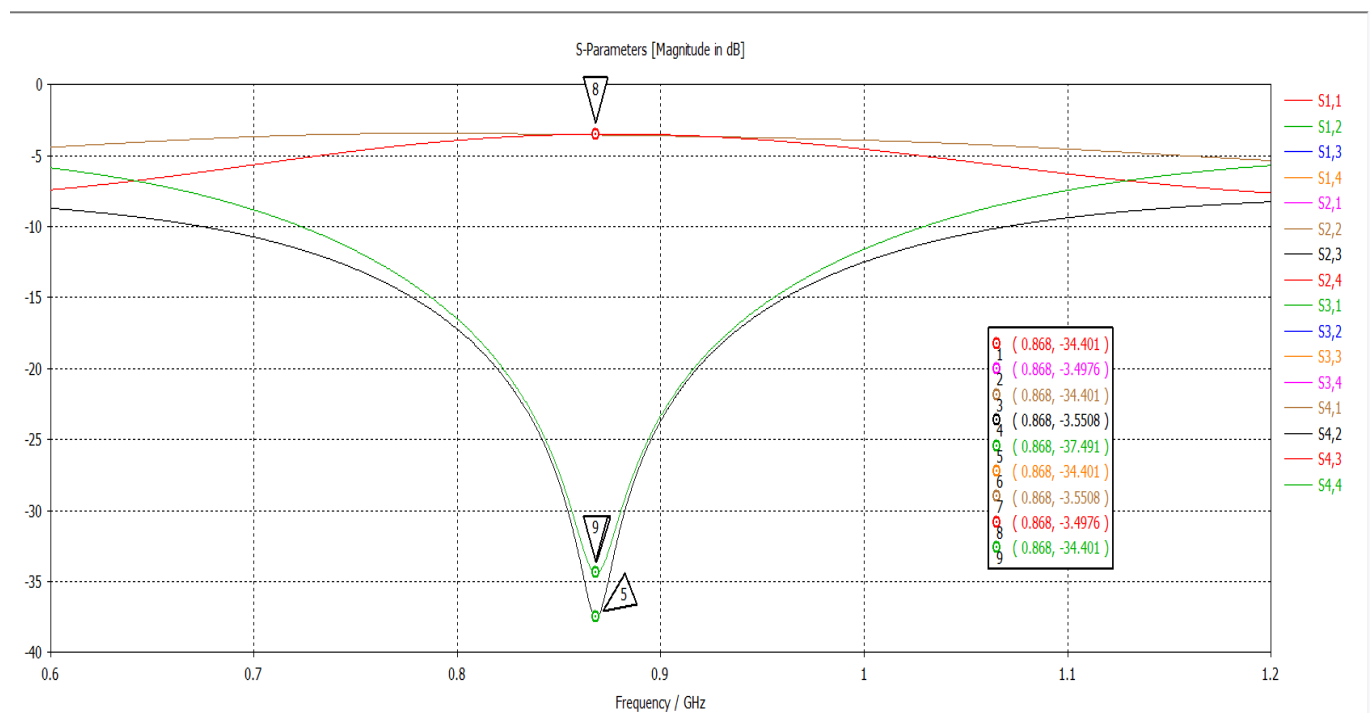


Υπάρχει ακόμα η δυνατότητα να εξάγουμε το τρισδιάστατο σχηματικό διάγραμμα της διάταξης με την επιλογή layout. Αυτή η επιλογή θα μας βοηθήσει πάρα πολύ στο να σχεδιάσουμε τη παραπάνω διάταξη και στο CST Microwave Studio. Έτσι λοιπόν πατώντας layout παίρνουμε το παρακάτω:



Εικόνα Γ3. Σχηματικό διάγραμμα Branch line coupler

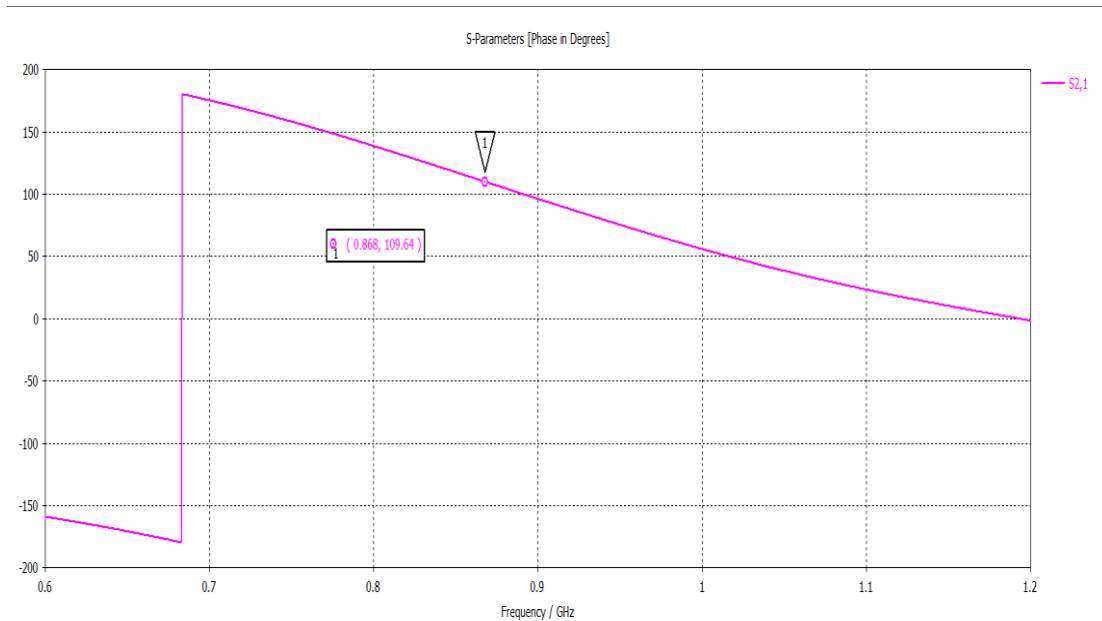
Κάνοντας κάποιες μικρές βελτιστοποιήσεις στις διαστάσεις της διάταξης καταφέραμε εύκολα να πετύχουμε την λειτουργία στην επιθυμητή συχνότητα των 868 MHz.



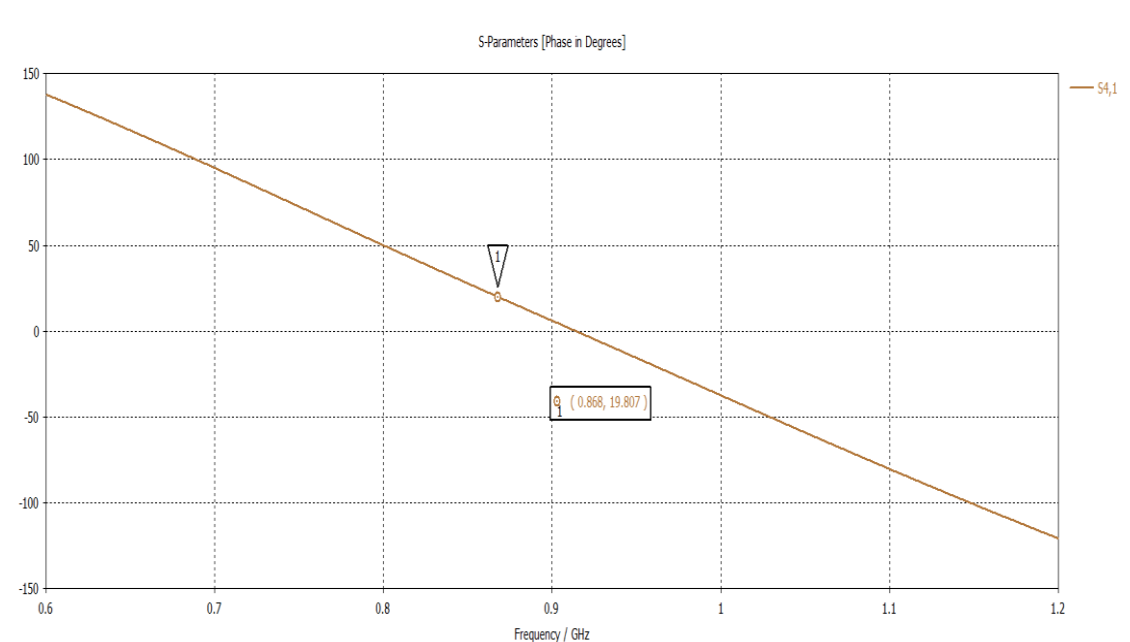
Εικόνα Γ4. S-parameters από Microwave Studio

Φυσικά έχουμε ισόποσο καταμερισμό ισχύος στις εξόδους όταν τροφοδοτούμε μία οποιαδήποτε είσοδο και αντίστοιχα έχουμε πλήρη απομόνωση μίας εκ των δύο θυρών εισόδων όταν η ετέρα είσοδος είναι ενεργή. Το επόμενο βήμα για να δούμε αν όντως λειτουργεί σωστά ο branch line coupler είναι να εξετάσουμε αν η διαφορά φάσης που παίρνουμε στις εξόδους είναι ίση με 90 μοίρες.

Έστω, ότι τροφοδοτούμε τη θύρα 1 και παίρνουμε ως εξόδους τις θύρες 2 και 4. Σε αυτό το σημείο παρατηρούμε το phase των S21 και S41, τα οποία είναι:



Εικόνα Γ5. S-21 Phase

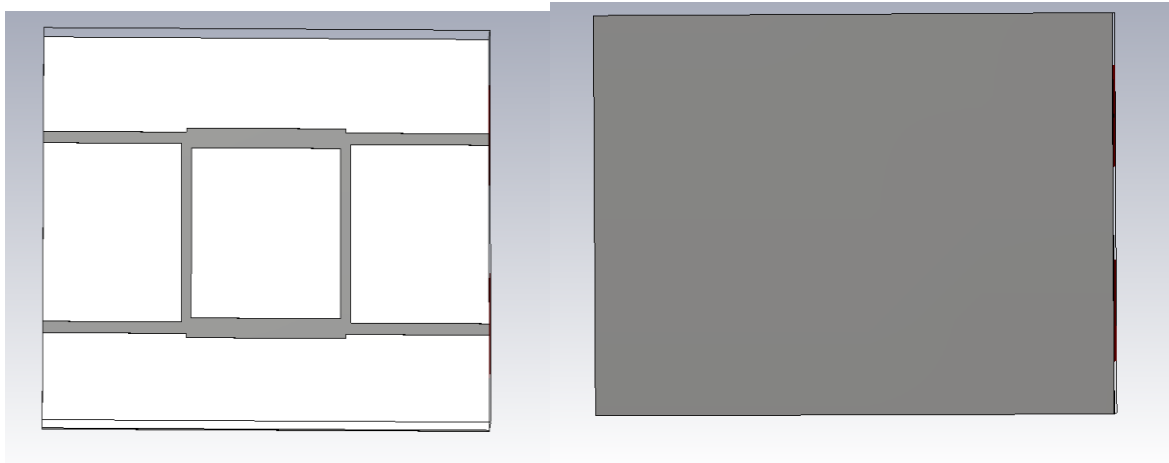


Εικόνα Γ6. S-41 Phase

Άρα η διαφορά φάσης των δύο θυρών 2 και 4 με τη θύρα 1 ενεργή είναι  $109.64^\circ - 19.807^\circ = 89.833^\circ$ .

Έτσι λοιπόν σε αυτό το σημείο έχουμε ολοκληρώσει τη σχεδίαση του branch line coupler στο Design Studio. Ακριβώς τα ίδια αποτελέσματα – συμπεράσματα ισχύουν και για τις άλλες θύρες αν θεωρήσουμε κάποιο άλλο port ενεργό.

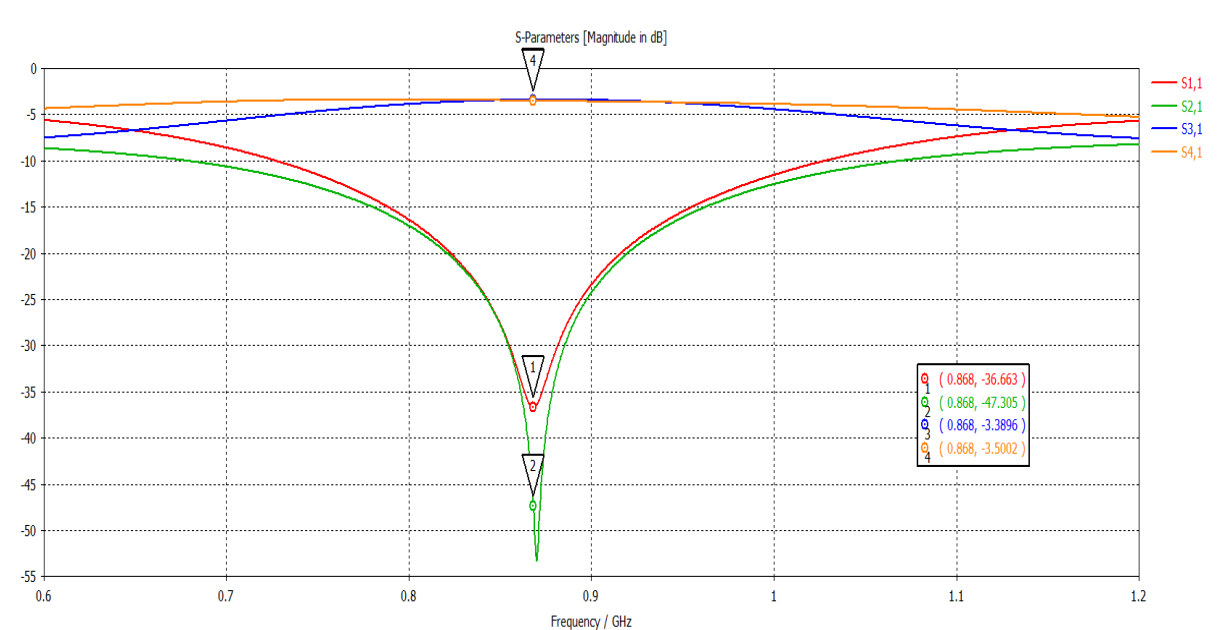
Το επόμενο βήμα είναι να μεταφέρουμε το σχέδιο στο Microwave Studio:



Εικόνα Γ7. Μπροστά και πίσω όψη branch line coupler στο Microwave Studio

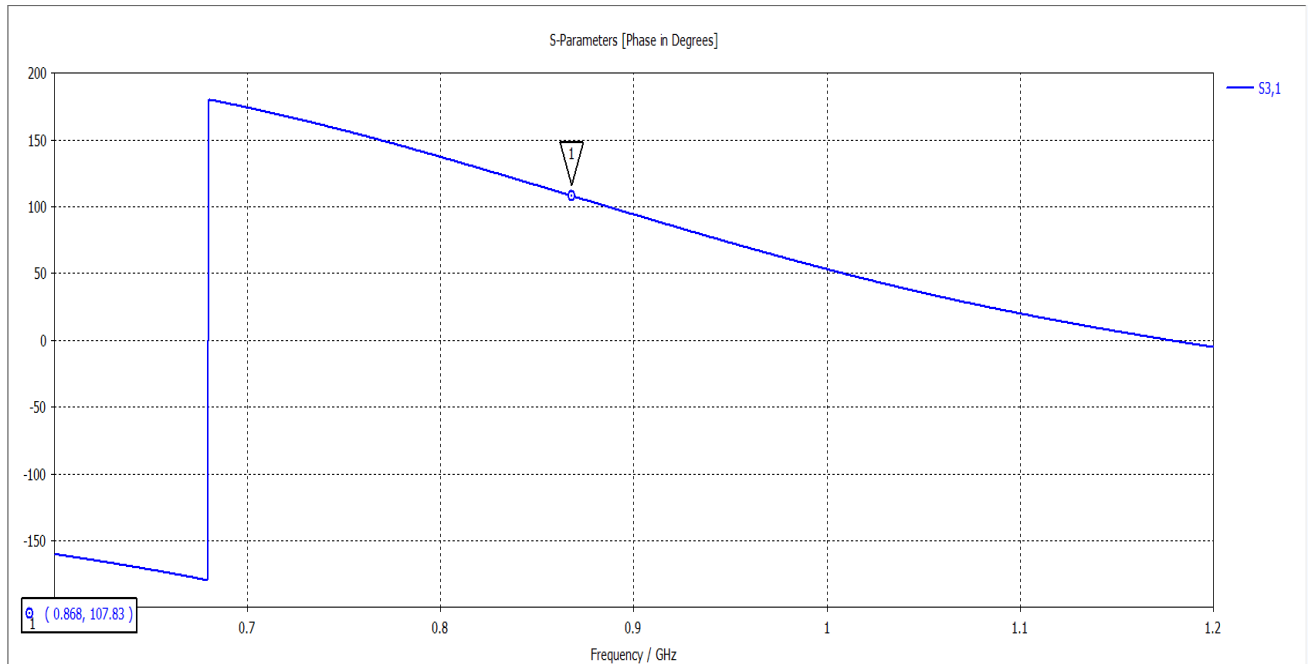
Η κάτω όψη της πλακέτας είναι γειωμένη. Σε αυτό το σχέδιο οι θύρες 1 και 2 βρίσκονται στα αριστερά της πάνω όψεως, ενώ οι θύρες 3 και 4 βρίσκονται στα δεξιά της πάνω όψεως του branch line coupler.

Με κατάλληλες ρυθμίσεις στο Time Domain Solver, ώστε να είναι μόνο το port 1 ενεργό και τα υπόλοιπα προσαρμοσμένα για εξοικονόμηση χρόνου μιας και η διάταξη μας είναι αμφίδρομη και συμμετρική ως προς τη γεωμετρία (άρα ίδια και τα αποτελέσματα), παίρνουμε τα παρακάτω γραφήματα των S Parameters:

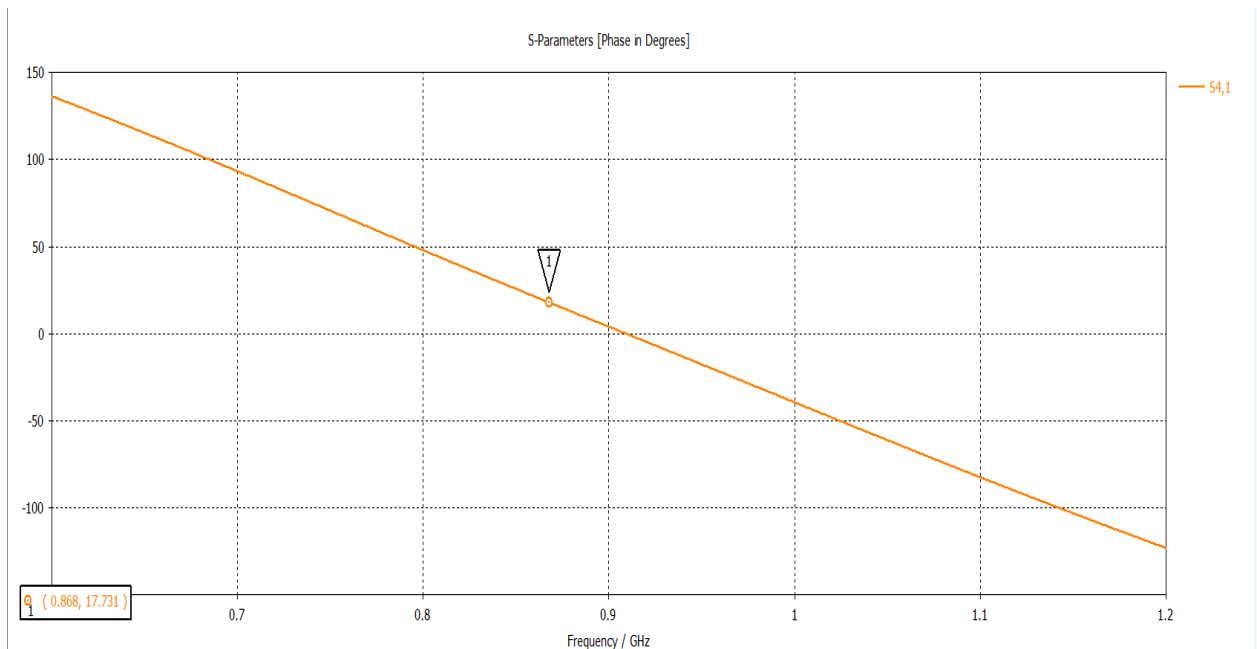


Εικόνα Γ8. S-parameters branch line coupler στο Microwave Studio

Από τα παραπάνω αποτελέσματα είναι εμφανές ότι έχουμε τέλεια προσαρμογή στη θύρα εισόδου port 1, ενώ στην άλλη είσοδο στο port 2 έχουμε πολύ καλή απομόνωση. Στις εξόδους των ports 3,4 έχουμε σχεδόν ισόποσο καταμερισμό ισχύος. Από τα διαγράμματα φάσης των ports 3, 4 παίρνουμε τη διαφορά φάσης των δύο εξόδων, η οποία είναι 90°.



Εικόνα Γ9. S-31 Phase



Εικόνα Γ10. S-41 Phase

Έτσι λοιπόν η διαφορά φάσης είναι:  $107.83^\circ - 17.731^\circ = 90.099^\circ$ .

Τα ίδια αποτελέσματα ισχύουν και για το port 2 ενεργό λόγω συμμετρίας με τη μόνη διαφορά ότι οι φάσεις και γενικά οι έξοδοι των ports 3 και 4 θα είναι αντισυμμετρικές σε σχέση με τα αποτελέσματα που δείξαμε. Δηλαδή με το port 2 ενεργό το γράφημα που δείχνει τη συμπεριφορά του S31 θα είναι ίδιο με το S42, ενώ το γράφημα που αναπαριστά τη συμπεριφορά του S41 θα είναι ίδιο με το γράφημα S32. Αυτό εννοούμε όταν χρησιμοποιούμε τον όρο αντισυμμετρικά προς αποφυγή ενδεχόμενης παρερμηνείας.

Έτσι λοιπόν συγκεντρωτικά έχουμε:

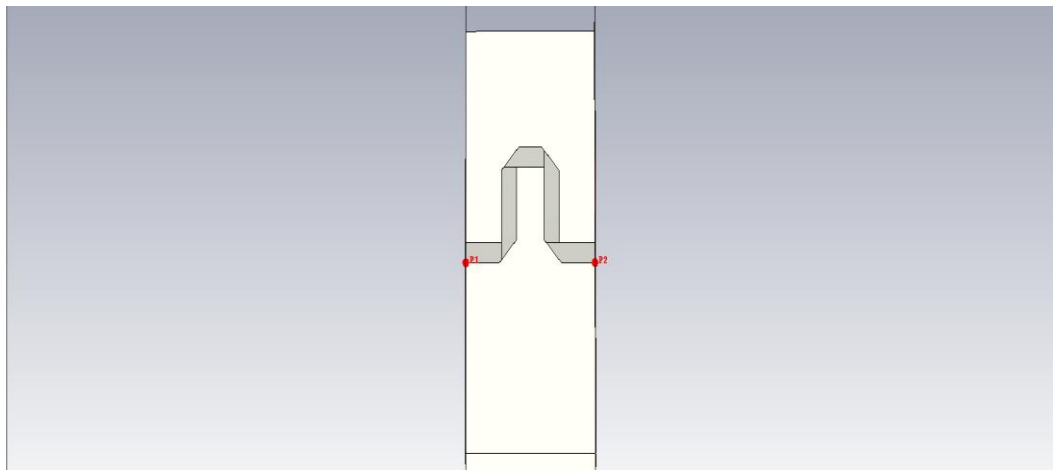
$$S31 = 107.83^\circ$$

$$S41 = 17.731^\circ$$

$$S32 = 17.718^\circ$$

$$S42 = 107.82^\circ$$

Εάν επιθυμούμε για κάποια εφαρμογή να αλλάξουμε την διαφορά φάσης με το ελάχιστο δυνατό κόστος σε αύξηση διαστάσεων μπορούμε να προσθέσουμε έναν Phase shifter σαν αυτόν:



Εικόνα Γ11. Phase shifter

Η εξασθένιση που προσθέτει έχουμε επιβεβαιώσει πως είναι αμελητέα, το μόνο που πρέπει να προσέξει κανείς είναι ότι κατά την προσθήκη του θα αυξηθεί το μήκος γραμμής τροφοδοσίας του branch line coupler, άρα αυτό το γεγονός με την σειρά του θα προσθέσει μία ακόμα φάση. Θα πρέπει σε κάποια πραγματική εφαρμογή να υπολογιστούν οι διαστάσεις κατά τέτοιο τρόπο που να καλύπτουν αυτή την διαφορά, δηλαδή ο στροφέας φάσης να δίνει την επιθυμητή τιμή, συν την επιπλέον ανεπιθύμητη που θα δημιουργεί η προσθήκη του.

## Παράρτημα Δ. Matlab program for Array pattern calculation

Στο κεφάλαιο 8 στα πλαίσια των ιδεών πάνω στην χρήση ενός butler matrix και γενικά της ταυτόχρονης διέγερσης στοιχείων με διαφορετική φάση, κατασκευάστηκε ο παρακάτω κώδικας στο Matlab, ικανός να υπολογίσει το διάγραμμα ακτινοβολίας δύο στοιχείων με διαφορές φάσης μεταξύ τους:

```
%% Initialization
```

```
clear; clc; close all;
```

```
freq = 868000000;
```

```
c = 299792458;
```

```
lambda = c./freq;
```

```
k = 2.*pi./lambda;
```

```
R = lambda./2; %Distance of elements
```

```
%% E-fields (Embedded Radiation Patterns, E-fields, ABS and PHASE)
```

```
theta = 2.*pi.*[1:360]./360;
```

```
h1_abs = [6.09E+00 6.01E+00 5.94E+00 5.87E+00 5.80E+00 5.73E+00 5.66E+00 5.59E+00  
5.52E+00 5.45E+00 5.39E+00 5.32E+00 5.26E+00 5.20E+00 5.14E+00 5.08E+00 5.03E+00  
4.97E+00 4.92E+00 4.88E+00 4.84E+00 4.80E+00 4.76E+00 4.73E+00 4.70E+00 4.67E+00  
4.65E+00 4.63E+00 4.61E+00 4.60E+00 4.59E+00 4.58E+00 4.58E+00 4.58E+00 4.58E+00  
4.58E+00 4.59E+00 4.60E+00 4.62E+00 4.63E+00 4.65E+00 4.67E+00 4.69E+00 4.71E+00  
4.74E+00 4.76E+00 4.79E+00 4.81E+00 4.84E+00 4.87E+00 4.90E+00 4.93E+00 4.96E+00  
4.99E+00 5.02E+00 5.05E+00 5.07E+00 5.10E+00 5.13E+00 5.16E+00 5.19E+00 5.22E+00  
5.24E+00 5.27E+00 5.29E+00 5.32E+00 5.34E+00 5.37E+00 5.39E+00 5.41E+00 5.43E+00  
5.45E+00 5.47E+00 5.48E+00 5.50E+00 5.52E+00 5.53E+00 5.55E+00 5.56E+00 5.57E+00  
5.58E+00 5.59E+00 5.60E+00 5.61E+00 5.61E+00 5.62E+00 5.62E+00 5.63E+00 5.63E+00  
5.63E+00 5.63E+00 5.63E+00 5.63E+00 5.63E+00 5.62E+00 5.62E+00 5.61E+00 5.61E+00  
5.60E+00 5.59E+00 5.58E+00 5.57E+00 5.56E+00 5.55E+00 5.53E+00 5.52E+00 5.50E+00  
5.49E+00 5.47E+00 5.45E+00 5.43E+00 5.41E+00 5.39E+00 5.37E+00 5.34E+00 5.32E+00  
5.29E+00 5.27E+00 5.24E+00 5.22E+00 5.19E+00 5.16E+00 5.13E+00 5.10E+00 5.08E+00  
5.05E+00 5.02E+00 4.99E+00 4.96E+00 4.93E+00 4.90E+00 4.87E+00 4.84E+00 4.82E+00  
4.79E+00 4.76E+00 4.74E+00 4.71E+00 4.69E+00 4.67E+00 4.65E+00 4.63E+00 4.62E+00  
4.61E+00 4.60E+00 4.59E+00 4.58E+00 4.58E+00 4.58E+00 4.58E+00 4.59E+00 4.60E+00  
4.61E+00 4.63E+00 4.65E+00 4.67E+00 4.70E+00 4.73E+00 4.76E+00 4.80E+00 4.84E+00  
4.88E+00 4.93E+00 4.98E+00 5.03E+00 5.08E+00 5.14E+00 5.20E+00 5.26E+00 5.32E+00  
5.39E+00 5.46E+00 5.52E+00 5.59E+00 5.66E+00 5.73E+00 5.80E+00 5.87E+00 5.95E+00  
6.02E+00 6.09E+00 6.16E+00 6.23E+00 6.30E+00 6.37E+00 6.43E+00 6.50E+00 6.56E+00  
6.63E+00 6.69E+00 6.75E+00 6.81E+00 6.86E+00 6.91E+00 6.97E+00 7.02E+00 7.06E+00  
7.11E+00 7.15E+00 7.19E+00 7.23E+00 7.26E+00 7.30E+00 7.33E+00 7.35E+00 7.38E+00  
7.40E+00 7.42E+00 7.44E+00 7.46E+00 7.47E+00 7.48E+00 7.49E+00 7.50E+00 7.50E+00  
7.50E+00 7.50E+00 7.50E+00 7.50E+00 7.49E+00 7.49E+00 7.48E+00 7.47E+00 7.46E+00  
7.44E+00 7.43E+00 7.42E+00 7.40E+00 7.38E+00 7.36E+00 7.35E+00 7.33E+00 7.31E+00
```

```

7.29E+00 7.27E+00 7.24E+00 7.22E+00 7.20E+00 7.18E+00 7.16E+00 7.13E+00 7.11E+00
7.09E+00 7.07E+00 7.05E+00 7.03E+00 7.01E+00 6.99E+00 6.97E+00 6.95E+00 6.93E+00
6.91E+00 6.89E+00 6.88E+00 6.86E+00 6.85E+00 6.83E+00 6.82E+00 6.81E+00 6.80E+00
6.78E+00 6.78E+00 6.77E+00 6.76E+00 6.75E+00 6.75E+00 6.74E+00 6.74E+00 6.74E+00
6.73E+00 6.73E+00 6.73E+00 6.74E+00 6.74E+00 6.74E+00 6.75E+00 6.75E+00 6.76E+00
6.77E+00 6.77E+00 6.78E+00 6.79E+00 6.81E+00 6.82E+00 6.83E+00 6.85E+00 6.86E+00
6.88E+00 6.89E+00 6.91E+00 6.93E+00 6.95E+00 6.97E+00 6.98E+00 7.00E+00 7.03E+00
7.05E+00 7.07E+00 7.09E+00 7.11E+00 7.13E+00 7.15E+00 7.18E+00 7.20E+00 7.22E+00
7.24E+00 7.26E+00 7.28E+00 7.31E+00 7.33E+00 7.34E+00 7.36E+00 7.38E+00 7.40E+00
7.41E+00 7.43E+00 7.44E+00 7.46E+00 7.47E+00 7.48E+00 7.48E+00 7.49E+00 7.50E+00
7.50E+00 7.50E+00 7.50E+00 7.50E+00 7.49E+00 7.49E+00 7.48E+00 7.47E+00 7.45E+00
7.44E+00 7.42E+00 7.40E+00 7.38E+00 7.35E+00 7.32E+00 7.29E+00 7.26E+00 7.22E+00
7.19E+00 7.15E+00 7.10E+00 7.06E+00 7.01E+00 6.96E+00 6.91E+00 6.86E+00 6.80E+00
6.74E+00 6.68E+00 6.62E+00 6.56E+00 6.50E+00 6.43E+00 6.36E+00 6.29E+00 6.23E+00
6.16E+00];

```

```

h1_phase = [252.42 251.058 249.666 248.244 246.79 245.305 243.787 242.236 240.653 239.036 237.387
235.705 233.991 232.245 230.469 228.663 226.828 224.967 223.081 221.172 219.243 217.296 215.335
213.361 211.38 209.393 207.404 205.417 203.435 201.463 199.503 197.559 195.635 193.733 191.857 190.01
188.193 186.409 184.66 182.948 181.275 179.641 178.049 176.497 174.988 173.522 172.098 170.718 169.38
168.084 166.831 165.62 164.45 163.321 162.233 161.184 160.174 159.202 158.267 157.37 156.508 155.682
154.891 154.133 153.409 152.717 152.058 151.43 150.833 150.266 149.729 149.221 148.742 148.292 147.869
147.474 147.106 146.765 146.45 146.162 145.899 145.662 145.451 145.265 145.104 144.968 144.857 144.77
144.709 144.671 144.659 144.671 144.708 144.769 144.855 144.965 145.101 145.261 145.447 145.658
145.894 146.156 146.444 146.759 147.099 147.467 147.862 148.284 148.734 149.213 149.72 150.257 150.823
151.42 152.047 152.706 153.397 154.121 154.878 155.669 156.495 157.356 158.253 159.187 160.159 161.168
162.217 163.305 164.433 165.603 166.813 168.066 169.361 170.698 172.078 173.501 174.967 176.475
178.026 179.618 181.251 182.923 184.634 186.382 188.165 189.981 191.828 193.703 195.603 197.526
199.469 201.427 203.398 205.379 207.364 209.352 211.338 213.318 215.29 217.251 219.196 221.124 223.032
224.917 226.777 228.611 230.416 232.192 233.937 235.65 237.332 238.98 240.596 242.179 243.729 245.247
246.732 248.186 249.608 251 72.361 73.694 74.998 76.275 77.525 78.75 79.949 81.125 82.277 83.407
84.515 85.602 86.67 87.718 88.748 89.76 90.755 91.734 92.697 93.645 94.578 95.498 96.404 97.297
98.178 99.047 99.904 100.751 101.586 102.412 103.227 104.032 104.827 105.614 106.391 107.159 107.919
108.67 109.412 110.146 110.871 111.588 112.296 112.996 113.688 114.371 115.046 115.711 116.368 117.016
117.655 118.284 118.904 119.514 120.113 120.702 121.281 121.848 122.405 122.949 123.482 124.002 124.51
125.004 125.485 125.952 126.405 126.843 127.266 127.674 128.066 128.441 128.8 129.142 129.467 129.774
130.063 130.333 130.585 130.818 131.031 131.226 131.4 131.554 131.689 131.803 131.896 131.969 132.021
132.053 132.064 132.054 132.023 131.971 131.899 131.807 131.693 131.56 131.406 131.233 131.039 130.826
130.594 130.343 130.074 129.785 129.479 129.156 128.814 128.456 128.081 127.69 127.284 126.861 126.424
125.972 125.506 125.025 124.532 124.025 123.506 122.974 122.43 121.874 121.308 120.73 120.141 119.543
118.934 118.315 117.686 117.048 116.401 115.745 115.08 114.406 113.724 113.033 112.334 111.626 110.91
110.185 109.453 108.711 107.961 107.202 106.435 105.658 104.873 104.078 103.273 102.459 101.634
100.799 99.954 99.097 98.228 97.348 96.456 95.55 94.631 93.698 92.75 91.788 90.81 89.815 88.803
87.774 86.726 85.659 84.572 83.464 82.335 81.183 80.008 78.808 77.584 76.334 75.057 73.753];

```

% Για δοκιμές δημιουργούμε ασύμμετρα διαγράμματα για να δούμε αν κάνουμε

% σωστή αντιμετάθεση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας

% h1\_abs(10) = 1; h1\_abs(170) = 10; h1\_abs(190) = 1; h1\_abs(350) = 10;

h1 = h1\_abs.\*exp(i.\*h1\_phase.\*pi./180);

% polar(theta,abs(h1))

```

for index = 1:359
    h2(index) = h1(360 - index);
end
h2(360) = h1(360);

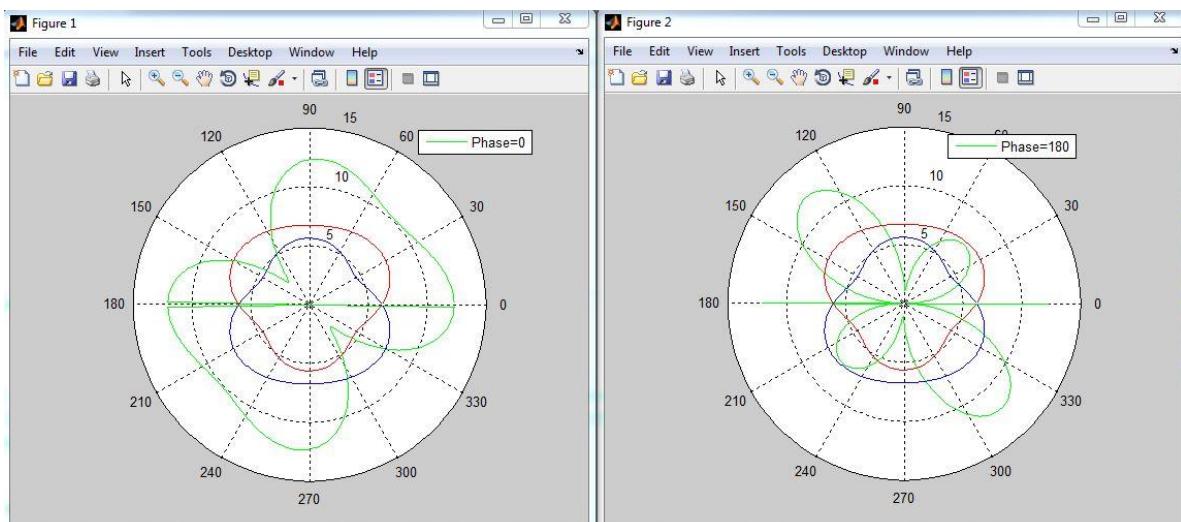
% hold on
% polar(theta,abs(h2),'r')

I1 = 1; I2 = 1;
max_index = 2;
phase_step_degrees = 360./max_index
phase_step = phase_step_degrees.*2.*pi./360;

for index = 1:max_index
    I2 = exp(i.*(index-1).*phase_step);
    h = I1.*h1 + I2.*h2.*exp(i.*k.*R.*cos(theta));
    figure(index)
    polar(theta,abs(h), 'g')
    eval(['legend ', 'Phase=',int2str((index-1).*phase_step_degrees)])
    axis auto
    hold on
    polar(theta,abs(h1))
    polar(theta,abs(h2),'r')
    hold off
end

```

Αλλάζοντας το R, γίνεται να βγουν plots και για άλλες αποστάσεις. Επισυνάπτουμε τα αποτελέσματα της περίπτωσης  $\lambda/2$ :

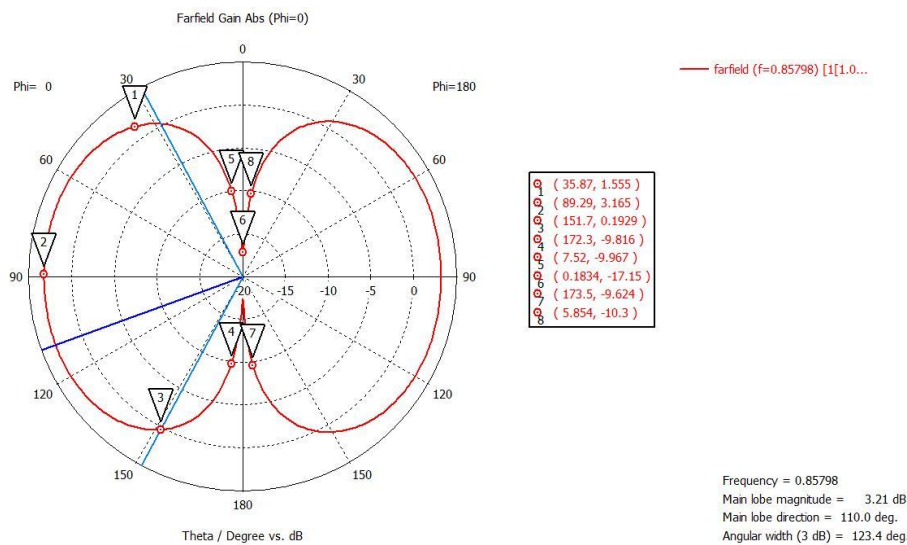




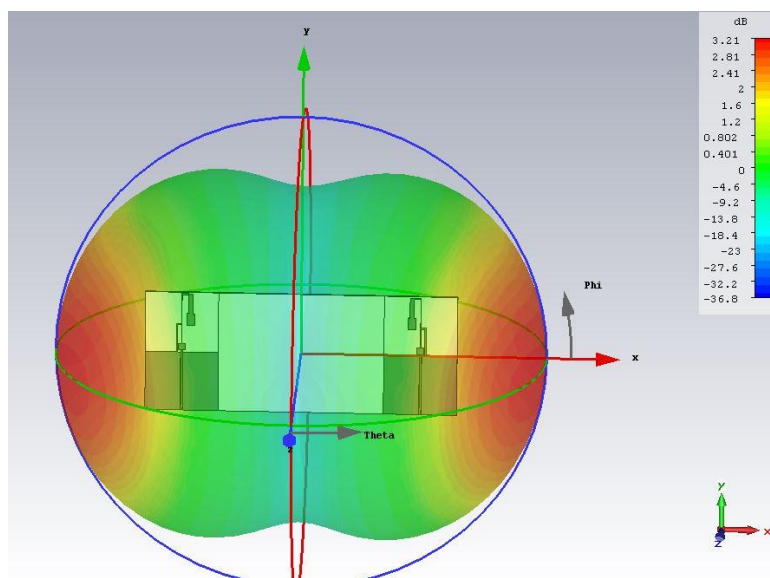
Εικόνα Δ1. Αποτελέσματα Matlab για απόσταση  $\lambda/2$

Φαίνεται ότι θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε τις διαφορές φάσης 0 και 180 μοίρες για να δημιουργήσουμε δύο διαγράμματα ακτινοβολίας τα οποία να έχουν την δυνατότητα να καλύπτουν όλο το επίπεδο. Ωστόσο, το όφελός μας σε σχέση με τα ίδια τα διαγράμματα ακτινοβολίας των στοιχείων (όταν δηλαδή το ένα είναι ενεργό και το άλλο προσαρμοσμένο) είναι σχετικά μικρό. Συγκεκριμένα ο λόγος RSSL στα διαγράμματα του κάθε στοιχείου ξεχωριστά (με το άλλο προσαρμοσμένο) είναι μεταξύ 2-3 dB, ενώ για συνδυαστικά διαγράμματα ο λόγος αυτός βελτιώνεται στα περίπου 5-7.6 dB (για αποστάσεις  $\lambda/2$  και  $\lambda/2.3$ ).

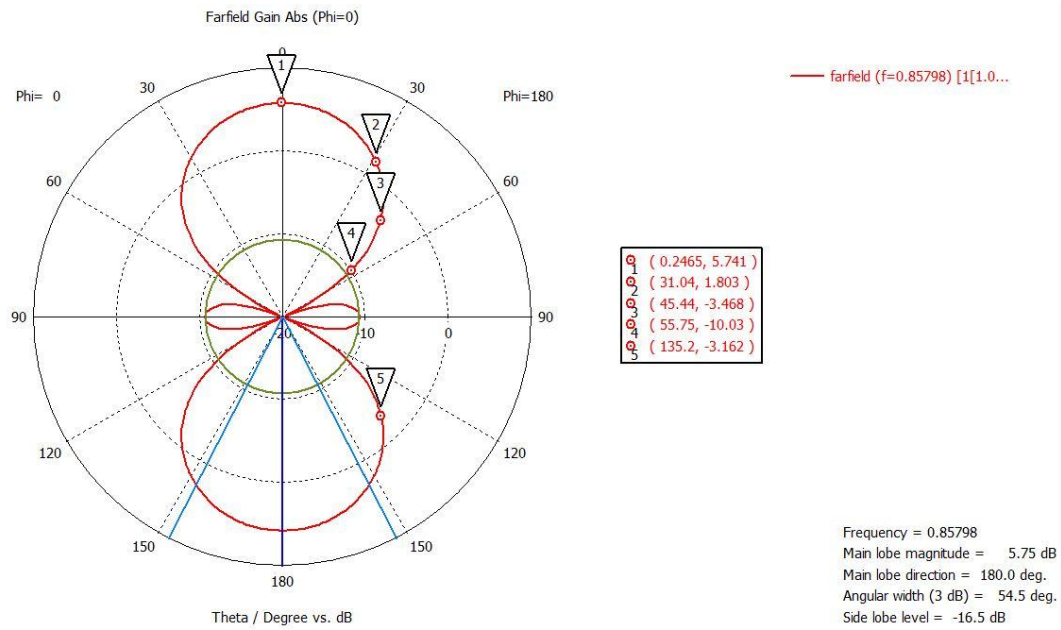
Έπειτα, σαν επιβεβαίωση θέλαμε να συγκριθούμε με το CST, το οποίο έβγαλε διαγράμματα κοντά σε εκείνα του Matlab, μάλιστα και λίγο καλύτερα.



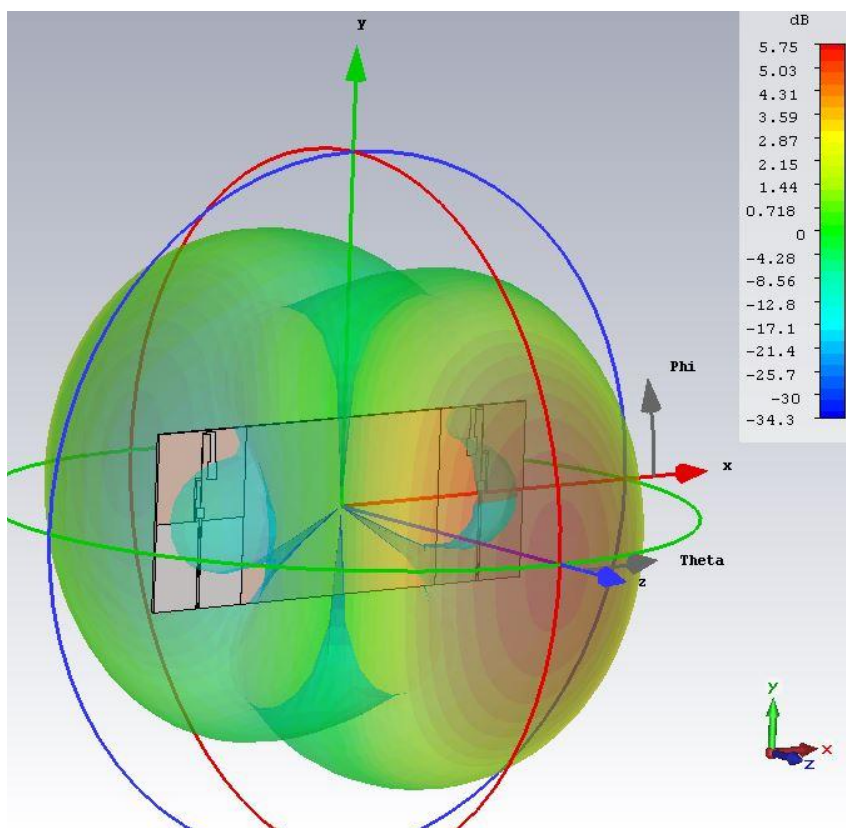
Εικόνα Δ2. Διάγραμμα Polar για  $\Phi=0^\circ$  (2 antennas mirror l-2 180 moires)



Εικόνα Δ3. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (2 antennas mirror l-2 180 moires)



Εικόνα Δ4. Διάγραμμα Polar για Phi=0° (2 antennas mirror 1-2 0 moires)

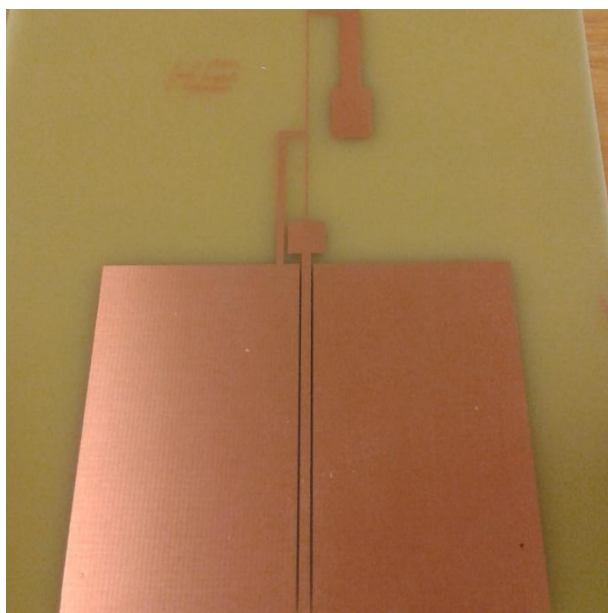


Εικόνα Δ5. 3D διάγραμμα ακτινοβολίας (2 antennas mirror 1-2 0 moires)

## Παράρτημα Ε. Εργαστηριακές μετρήσεις και αποτελέσματα

Ταυτόχρονα με την πληθώρα προσομοιώσεων και δοκιμών που πραγματοποιούμε, πραγματοποιήσαμε μετρήσεις της αρχικής κεραίας με τροφοδοσία CPW, με σκοπό κυρίως να επαληθεύσουμε ότι το σχέδιο μας στο CST ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα. Βέβαια, η αλήθεια είναι ότι πέρα από την επιβεβαίωση, επειδή υπήρχε η πρόσβαση σε ακριβό και δυσεύρετο εξοπλισμό, ήταν μία πολύ καλή εκπαιδευτική ευκαιρία που θα ήταν κρίμα να αφήσουμε να πάει χαμένη.

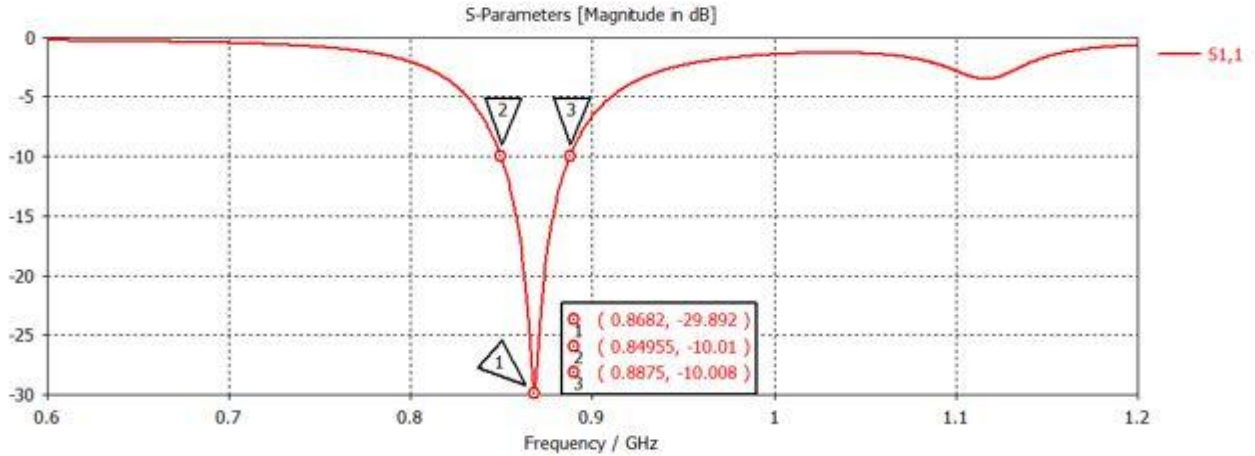
Η κεραία που υλοποιήσαμε βάσει του CST (βλέπε ενότητα 6.4.2) και μετρήσαμε απεικονίζεται στην παρακάτω εικόνα (πριν κοπεί το παραπανήσιο FR-4 και κολληθεί ο SMA συνδετήρας στην είσοδο του CPW):



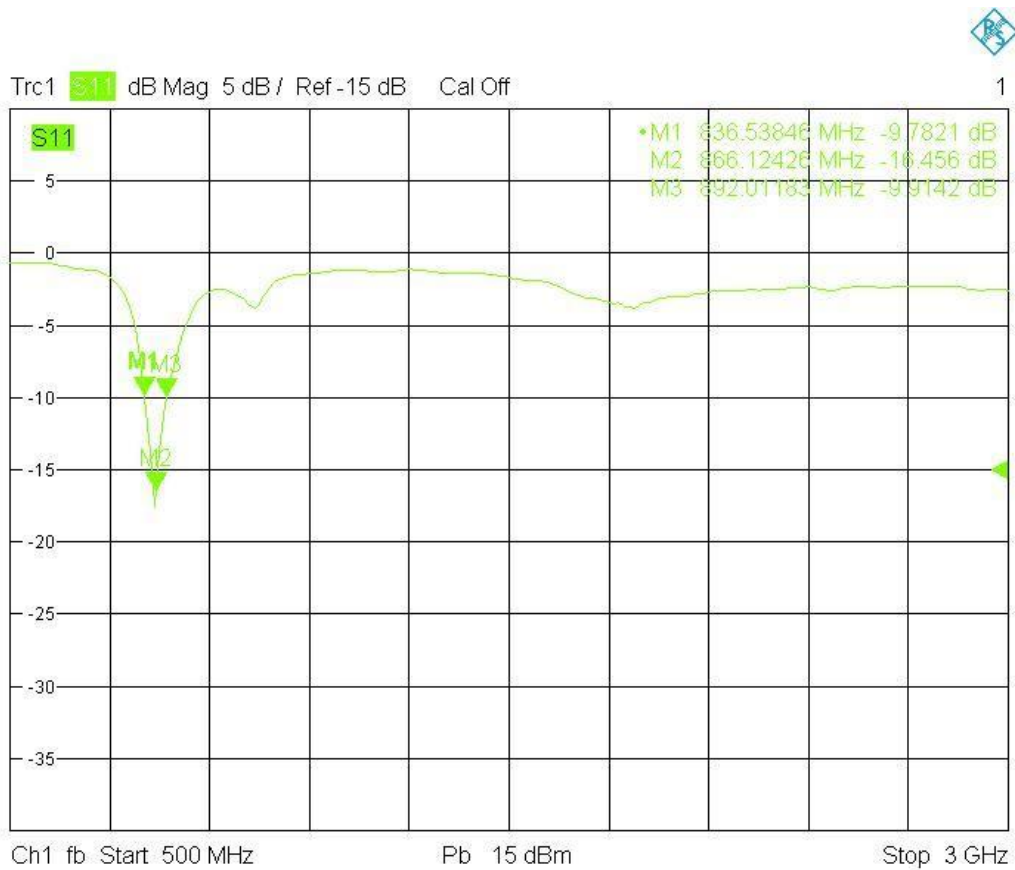
Εικόνα Ε1. Υλοποίηση κεραίας με τροφοδοσία CPW

Η κεραία κατασκευάστηκε πάνω σε μία φωτοευαίσθητη πλακέτα χαλκού, στον χώρο του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής (Εργαστήριο Κεραιών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών), από εμάς τους ίδιους με την χρήση κατάλληλων χημικών και υπέρυθρου φωτός, τηρώντας φυσικά όλα τα απαραίτητα μέτρα προστασίας και ορθής χρήσης των εν λόγω υλικών τα οποία μπορούν να αποδειχθούν βλαβερά για την υγεία αν χρησιμοποιηθούν λάθος.

Η κεραία μετρήθηκε με ένα πιστοποιημένο Vector Network Analyzer της εταιρείας Rohde & Schwarz, ενώ το καλώδιο που χρησιμοποιήθηκε για την ένωση είναι βαθμονομημένο από το όργανο, άρα η επιρροή του καλωδίου όπως διάφορες εξασθενήσεις δεν επηρεάζουν τα αποτελέσματα. Οι μετρήσεις δεν έγιναν σε ένα ηλεκτρομαγνητικά καθαρό περιβάλλον, προσδίδοντας μία εικόνα πιο κοντά στις πραγματικές συνθήκες κατά την λειτουργία. Επισυνάπτουμε τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (Ενότητα 6.4.2) και τα αποτελέσματα μέτρησης της κατασκευής:



Εικόνα Ε2. Αποτελέσματα S11 προσομοίωσης

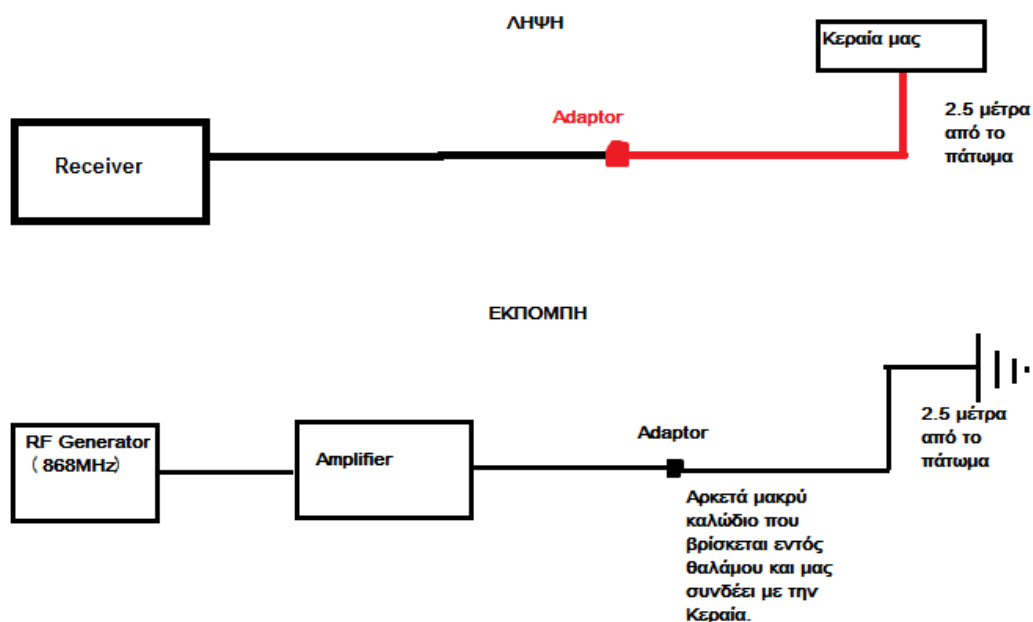


Εικόνα Ε3. Αποτελέσματα S11 πραγματικών μετρήσεων

Παρουσιάζεται εκπληκτική ομοιότητα τόσο στον συντονισμό όσο και σε ολόκληρη την καμπύλη του S11, το οποίο από μόνο του είναι μία επιτυχία και δείχνει ότι το CST είναι κοντά στην πραγματικότητα. Το πλάτος του συντονισμού στις πραγματικές μετρήσεις δεν βγαίνει τόσο καλό, όμως είναι εντός των αποδεκτών ορίων και οι διαφορές σε έναν βαθμό πιθανόν να οφείλονται και στο μη ιδανικό περιβάλλον της μέτρησης. Με αυτά τα αποτελέσματα μπορούμε να έχουμε αυτοπεποίθηση για όλες τις προσομοιώσεις που εκτελούμε και πλέον είμαστε έτοιμοι να προχωρήσουμε στο επόμενο βήμα, που είναι η πειραματική μέτρηση του διαγράμματος ακτινοβολίας.

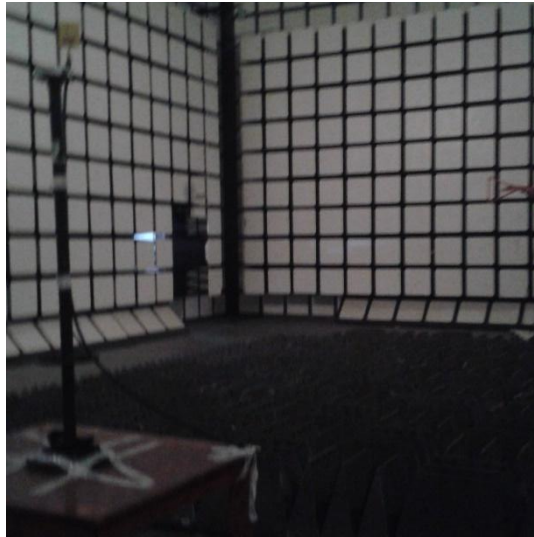
Οι μετρήσεις διαγράμματος ακτινοβολίας πραγματοποιήθηκαν στις εγκαταστάσεις της εταιρείας EMC HELLAS στην Τανάγρα, θυγατρική εταιρεία της Ελληνικής Αεροπορικής Βιομηχανίας (Ε.Α.Β.). Λόγω καλών σχέσεων με την εν λόγω εταιρεία, είχαν την ευγένεια να μας παρέχουν πρόσβαση στις εγκαταστάσεις τους ώστε να χρησιμοποιήσουμε τον εξοπλισμό τους και φυσικά τους είμαστε ευγνώμονες για αυτό. Οι μετρήσεις λοιπόν πραγματοποιήθηκαν σε έναν ημί-ανηχοϊκό θάλαμο των 10 μέτρων, με το πάτωμα να είναι στρωμένο με απορροφητικά υλικά για να προσομοιώσουμε έναν πλήρη ανηχοϊκό θάλαμο. Επίσης, ο εξοπλισμός που χρησιμοποιήθηκε για τις ανάγκες των μετρήσεων, δηλαδή καλώδια, γεννήτρια και αναλυτής φάσματος (ως Receiver) είναι βαθμονομημένος εξοπλισμός της EMC HELLAS.

Ένα block διάγραμμα του setup των μετρήσεων, είναι το παρακάτω:



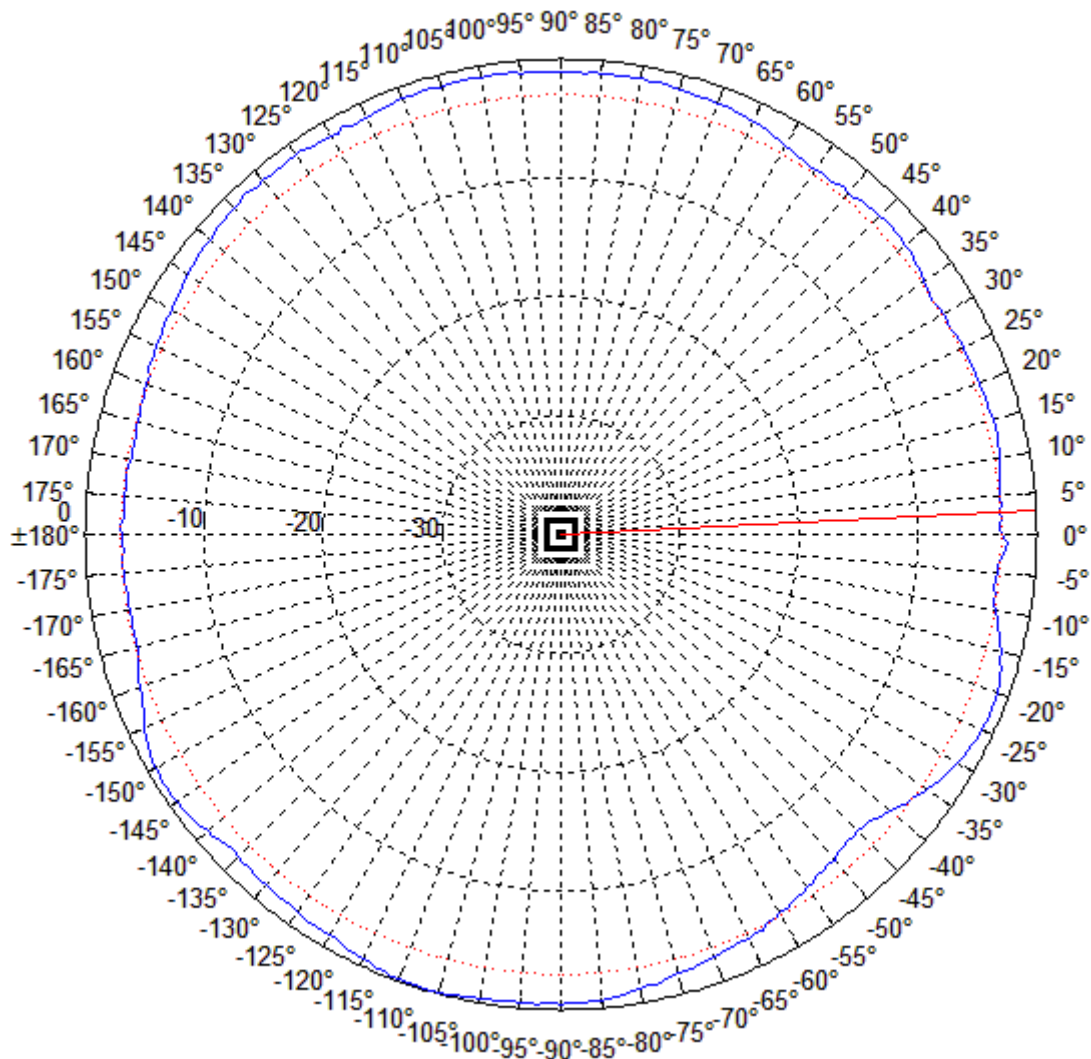
Εικόνα Ε4. Block διάγραμμα setup Λήψης/Εκπομπής

Η κεραία μας μετρήθηκε ως κεραία λήψης (δεν υπάρχουν αλλαγές στα αποτελέσματα αν αντιστραφούν οι ρόλοι) και στηρίχτηκε σε μία μη μεταλλική βάση ύψους 2.5 μέτρων πάνω από το επίπεδο του πατώματος. Στο ίδιο ύψος αντικρουστά τοποθετήθηκε και η κεραία εκπομπής (CBL 6143A της TESEQ). Η τοποθέτηση τους είναι τέτοια ώστε να υπάρχει σωστή ευθυγράμμιση. Η κεραία μας ήταν τοποθετημένη πάνω σε ένα τραπέζι το οποίο με την σειρά του στηριζόταν πάνω σε μία βάση με δυνατότητα ελεγχόμενης περιστροφής για να είναι δυνατή η μέτρηση του 2D διαγράμματος ακτινοβολίας.



Εικόνα Ε5. Setup μέτρησης

Για την εξαγωγή του κάθε διαγράμματος πραγματοποιήθηκαν συνολικά 360 μετρήσεις με βήμα 1 μοίρα (δηλαδή μέτρηση/μοίρα) στην συχνότητα 868 MHz και έγιναν αρκετές δοκιμές μέχρι να καταλήξουμε σε αποτελέσματα με αποδεκτή επαναληψιμότητα, πράγμα για το οποίο ευθύνεται κυρίως η στήριξη που δεν ήταν βέλτιστη και ήταν πρόχειρα φτιαγμένη από εμάς για τις ανάγκες της μέτρησης. Στα παρακάτω τελικά αποτελέσματα θα πρέπει να αγνοηθεί η κόκκινη γραμμή. επίσης, ο κύκλος που σχηματίζεται από διακεκομμένες κόκκινες γραμμές δείχνει τα -3 dB. Ο λόγος που υπάρχουν όλα αυτά είναι επειδή χρησιμοποιήσαμε έναν έτοιμο κώδικα στο Matlab που η εταιρεία χρησιμοποιεί για άλλες εργασίες και δεν είχαμε την δυνατότητα αφαίρεσης των παραπάνω χωρίς παρέμβαση στον κώδικα τους. Φυσικά το διάγραμμα έχει χαραχτεί με τις τιμές κανονικοποιημένες ως προς την μέγιστη.



Εικόνα Ε6. Αποτελέσματα πραγματικών μετρήσεων

Έχοντας στο μυαλό μας τις μεγάλες αβεβαιότητες που υπάρχουν στην μέτρηση (άνω των 3 dB) και της όχι ιδανικής στήριξης τα αποτελέσματα είναι αρκετά κοντά σε ένα διάγραμμα που θα χαρακτηρίζαμε ομοιοκατευθυντικό, άρα συνεπάγεται ότι είναι κοντά και στα αποτελέσματα του CST, το οποίο είναι σημαντικό και δείχνει και πάλι ότι υπάρχει μία συμφωνία μεταξύ πραγματικότητας και προσομοίωσης.

Τέλος, να σημειωθεί ότι δοκιμάστηκαν και άλλα πράγματα όπως αλλαγή της κεραίας εκπομπής, αλλαγή ύψους κτλ. χωρίς να υπάρχει αξιοσημείωτη αλλαγή στα αποτελέσματα. Το μόνο που δυστυχώς δεν προλάβαμε να αλλάξουμε και να βελτιστοποιήσουμε με τον χρόνο που διαθέταμε είναι το σύρσιμο του καλωδίου και το τύλιγμα γύρω από την βάση κατά την περιστροφή της τράπεζας του πατώματος, το οποίο προκαλούσε άσκηση δυνάμεων πάνω στον SMA συνδετήρα της κεραίας μας και κάποιες αστοχίες στις μετρήσεις που μας προβλημάτιζαν μέχρι να καταλήξουμε στο τί ευθύνεται και να τις αντιμετωπίσουμε.