



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ
ΔΥΤΙΚΗΣ ΜΑΚΕΔΟΝΙΑΣ**

**ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΤΥΠΟΥ
ΓΙΑ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ.**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Πολυχρόνη Βαλσαμά

Επιβλέπων Καθηγητής:

Θεόδωρος Ζυγκιρίδης

KOZANH 2013

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Ευχαριστώ θερμά τον κ. Ζυγκιρίδη και τον κ. Δασυγένη
για αυτό το τόσο ενδιαφέρον «ταξίδι».

Ένα «ταξίδι» που με την καθοδήγηση του κ. Ζυγκιρίδη,
θαρρώ, πως έγινε «ταξίδι» προς την αναζήτηση,
τη γνώση, το ουσιώδες και την προσωπική δημιουργία.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	5
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ	7
Εισαγωγή	7
1.1 ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ	7
1.1.1 Υπηρεσίες και εφαρμογές ασύρματων δικτύων	7
1.1.2 Ασύρματα επικοινωνιακά συστήματα	8
1.1.3 Σύγχρονες τάσεις στις Ασύρματες Επικοινωνίες	9
1.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ ΚΕΡΑΙΩΝ	10
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ	19
2.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	19
2.2 ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ - CST STUDIO SUITE	20
2.3 ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ	20
Εισαγωγή	20
2.3.1 Ανάλυση της FDTD	21
2.3.2 Finite Integration Technique	29
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΤΥΠΟΥ	41
3.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΛΕΠΤΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ GSM/DCS ΤΥΠΟΥ PATCH	41
3.2 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	66
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗ ΚΕΡΑΙΑ ΑΝΕΣΤΡΑΜΜΕΝΟΥ F (PIFA)	67
4.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ ΑΝΕΣΤΡΑΜΜΕΝΟΥ F (PIFA)	67
Εισαγωγή	67
4.1.1 Η γεωμετρία της κεραίας	68
4.1.2 Μοντελοποίηση	69

4.1.3	Διακριτοποίηση του υπολογιστικού χώρου	70
4.1.4	Ενδεικτικά γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων με τα αρχικά δεδομένα	71
4.1.5	Παραμετρική ανάλυση	74
4.2	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	83
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ΚΕΡΑΙΑ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΣ ΣΧΗΜΑΤΟΣ U + E		85
5.1	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΕΡΑΙΑΣ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΣ ΣΧΗΜΑΤΟΣ U + E	85
	Εισαγωγή	85
5.1.1	Η γεωμετρία της κεραίας	85
5.1.2	Μοντελοποίηση	87
5.1.3	Διακριτοποίηση του υπολογιστικού χώρου	87
5.1.4	Ενδεικτικά γραφικά αποτελέσματα προσομοιώσεων με τα αρχικά δεδομένα	88
5.1.5	Παραμετρική ανάλυση	93
5.1.6	Βελτιστοποίηση κεραίας	100
5.2	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	105
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ		107
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ / ΑΝΑΦΟΡΕΣ		111

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΤΥΠΟΥ ΓΙΑ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Περίληψη

Αντικείμενο της εργασίας είναι η προσομοιωτική μελέτη κεραιών σύγχρονου τύπου για διατάξεις ασύρματων επικοινωνιών. Η εξέλιξη στο χώρο των ασύρματων επικοινωνιών και της τεχνολογίας επηρέασε και τη σχεδίαση των κεραιών. Η κατασκευή μικρών φορητών συσκευών επικοινωνίας για την εξυπηρέτηση πολλών χρηστών και η παροχή, συνάμα, διαφορετικών υπηρεσιών επέφερε την ανάγκη κατασκευής κεραιών μικρού μεγέθους και κατάλληλων για λειτουργία σε συγκεκριμένες ζώνες συχνότητας.

Με τη βοήθεια του κατάλληλου λογισμικού σχεδιάζονται και προσομοιώνονται κεραιές για να βρεθεί η βέλτιστη λύση, η οποία θα είναι κατάλληλη για σύγχρονες εφαρμογές. Η παρουσίαση του υπολογιστικού εργαλείου επιχειρείται κατά τη διαδικασία προσομοίωσης της λεπτής εσωτερικής κεραιάς τύπου patch.

ΠΡΩΤΟ ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

Εισαγωγή

Στις μέρες μας συντελείται η «ασύρματη επανάσταση», δηλαδή η ραγδαία ανάπτυξη στα ασύρματα δίκτυα [1]. Η πρόοδος αυτή συντελείται τόσο σε επίπεδο έρευνας όσο και σε επίπεδο εφαρμογών. Τηλεπικοινωνίες και ασύρματα δίκτυα εξελίσσονται χάρη στην αλματώδη ανάπτυξη των επιστημών και των σχετικών τεχνολογιών.

1.1 ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ

Τα ασύρματα δίκτυα με κριτήριο την εμβέλεια που επιτυγχάνεται σε κάθε περίπτωση μπορούμε να τα κατατάξουμε στις παρακάτω κατηγορίες:

1) Ασύρματα προσωπικά δίκτυα (Wireless Personal Area Network / WPAN): είναι δίκτυα πολύ μικρής εμβέλειας με εφαρμογές, όπως το Bluetooth ή το ασύρματο ποντίκι.

2) Ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless Local Area Network / WLAN): τα δίκτυα αυτά έχουν ακτίνα κάλυψης μερικών δεκάδων μέτρων με χαρακτηριστικότερη εμπορική εφαρμογή την τεχνολογία WiFi (Wireless Fidelity).

3) Ασύρματα μητροπολιτικά δίκτυα (Wireless Metropolitan Area Networks / WMAN). Η κάλυψη τους είναι μεγαλύτερη και επαρκεί για το μέγεθος μιας αστικής περιοχής, με χαρακτηριστικότερη εμπορική εφαρμογή την τεχνολογία το WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

4) Ασύρματα περιφερειακά δίκτυα (Wireless Regional Area Networks, WRAN). Η κάλυψη τους είναι της τάξης μεγέθους μιας ευρύτερης γεωγραφικής περιοχής με χαρακτηριστικότερη εμπορική εφαρμογή την τεχνολογία WiFi-TV [2].

Με βάση την τοπολογία τους τα ασύρματα δίκτυα διακρίνονται σε α) Δίκτυα σημείου προς σημείο (point-to-point, PTP), β) Δίκτυα σημείου προς πολλαπλά σημεία (point-to-multipoint, PMP), γ) Δίκτυα πολλαπλών σημείων προς πολλαπλά σημεία (multipoint-to-multipoint, MPMP ή τοπολογία Mesh) [2].

1.1.1 Υπηρεσίες και εφαρμογές ασύρματων δικτύων

Συνεχώς προσφέρονται νέες υπηρεσίες στους διάφορους τομείς. Στον τομέα της εκπαίδευσης προσφέρεται τηλεεκπαίδευση, πρόσβαση on-line σε βιβλιοθήκες, στον

τομέα διακυβέρνησης παρέχεται η δυνατότητα εξυπηρέτησης του πολίτη και των επιχειρήσεων από το σπίτι ή την έδρα τους (e-government), στον τομέα του «επιχειρείν» δίνεται η δυνατότητα τόσο ενημέρωσης των πελατών για τα προϊόντα όσο και η δυνατότητα αγοράς των προϊόντων, στον τομέα της επικοινωνίας προσφέρονται υπηρεσίες, όπως Voice over IP, videoconferencing, στον τομέα της υγείας δίνονται εφαρμογές τηλεϊατρικής (e-health), στον τομέα της ενημέρωσης και της ψυχαγωγίας υπάρχει δυνατότητα μεταφοράς αρχείων μουσικής και video μεταξύ χρηστών σε peer to peer δίκτυα, on-line παιχνίδια, αμφίδρομη διαδραστική τηλεόραση (IPTV).

Κινητά τηλέφωνα, συσκευές ταυτοποίησης (RFID tags), φορητοί υπολογιστές με ενσωματωμένη ασύρματη κάρτα δικτύου, ιατρικές συσκευές, που χρησιμοποιούνται για θεραπείες με τη χρήση μικροκυμάτων, αισθητήρες, σύγχρονα συστήματα εντοπισμού μέσω δορυφόρου και κινητής τηλεφωνίας (GPS Tracking - GPS Tracker - GPS Locator) είναι κάποιες από τις σύγχρονες φορητές συσκευές επικοινωνίας, προϊόντα και αυτά της ασύρματης επανάστασης.

1.1.2 Ασύρματα επικοινωνιακά συστήματα

Στην Ευρώπη αναπτύχθηκε η πρώτη γενιά προτύπων για ασύρματα συστήματα (Post Office Code Standard Advisory Group (POCSAG), ERMES, το CT2 και Digital European Cordless Telephone (DECT), European Total Access Cellular System (ETACS)). Εξαιτίας των διαφορετικών συχνοτήτων και των πρωτοκόλλων αυτή η πρώτη γενιά προτύπων παρουσίαζε μια ασυμβατότητα σε ό,τι αφορά στην επικοινωνία μεταξύ των. Το πρόβλημα ασυμβατότητας λύθηκε με την καθιέρωση του πανευρωπαϊκού προτύπου, του GSM (Global System for Mobile), για συστήματα κυψελωτής επικοινωνίας. Το πρότυπο αυτό, που αναπτύχθηκε για πρώτη φορά το 1990 σε μια νέα μπάντα των 900MHz, αποτέλεσε και την απαρχή των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας δεύτερης γενιάς με σκοπό την παροχή υπηρεσιών κινητής τηλεφωνίας.

Μια τροποποίηση του GSM είναι το DCS-1800, το οποίο λειτουργεί στην περιοχή των 1800MHz, σύστημα ιδιαίτερα διαδεδομένο στην Ευρώπη. Η τοπολογία των προτύπων για ασύρματα συστήματα δεύτερης γενιάς έχει ως εξής: ο πομπός μεγάλης ισχύος (μεγάλη κυψέλη) αντικαταστάθηκε με πολλούς πομπούς μικρής ισχύος (μικρές κυψέλες / cells). Ο πομπός μικρής ισχύος καλύπτει μια συγκεκριμένη γεωγραφική

περιοχή εξυπηρέτησης. Σε κάθε κυψέλη τοποθετείται ένας σταθερός σταθμός βάσης και σε κάθε σταθμό δίνεται ένα μέρος των καναλιών του συστήματος.

Οι τηλεπικοινωνιακοί οργανισμοί ITU-R (International Telecommunication Union – Radiocommunications Sector) για να ανταποκριθούν στις απαιτήσεις των χρηστών για προηγμένες τεχνολογίες και μεγαλύτερες ταχύτητες πρόσβασης προχώρησαν στο σχεδιασμό νέων δικτύων. Το Universal Mobile Telecommunication System (UMTS) είναι ένα αντιπροσωπευτικό σύστημα ασύρματης επικοινωνίας Τρίτης Γενιάς (3G), η επιδίωξη του είναι να προσφέρει ποικίλες κινητές υπηρεσίες. Το UMTS χρησιμοποιεί ένα σύνθετο σχέδιο με κυψέλες, το οποίο αποτελείται από: α) δορυφορικές (satellite) κυψέλες, οι οποίες παρέχουν κάλυψη σε ολόκληρες χώρες, β) μακρο-κυψέλες (macrocells), οι οποίες καλύπτουν περιοχές σε ακτίνα μέχρι και 30Km, γ) μινικυψέλες (minicells), οι οποίες καλύπτουν μια περιοχή σε ακτίνα περίπου 3Km, δ) μικρο-κυψέλες (microcells), οι οποίες καλύπτουν μερικούς δρόμους, ε) πικοκυψέλες (picocells), οι οποίες καλύπτουν για παράδειγμα τους χώρους ενός γραφείου, ενός τρένου ή ενός αεροπλάνου [3].

1.1.3 Σύγχρονες τάσεις στις Ασύρματες Επικοινωνίες

Σημαντικές τεχνολογικές καινοτομίες (ισχυρές τεχνικές κωδικοποίησης, τοποθέτηση πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη) έχουν επιτευχθεί για τη βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης. Το LTE (Long Term Evolutions/4G) είναι τεχνολογία αιχμής που χρησιμοποιείται για την ασύρματη επικοινωνία και δικτύωση των κινητών συσκευών, βασίζεται στα προϋπάρχοντα δίκτυα GSM και UMTS. Το LTE υποστηρίζει μετάδοση δεδομένων σε υψηλές ταχύτητες (ονομαστικό εύρος ζώνης κοντά στα 2Mbps) για να υποστηριχτούν υπηρεσίες, όπως συνομιλίες με εικόνα. Στην πραγματικότητα, πρόκειται για την τεχνολογία που συνδυάζει το WCDMA (Wideband CDMA) με το GSM και η οποία αναπτύσσεται από το 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Υποστηρίζει τη διαλειτουργικότητα και συνύπαρξη με παλαιότερα πρότυπα (π.χ. GSM/EDGE, UMTS, CDMA2000). Στην Ευρώπη χρησιμοποιεί τις συχνότητες των 800MHz, 1,8 και 2,6GHz, στην Ασία τις συχνότητες 1,8 και 2,6GHz και στην Αυστραλία τις συχνότητες των 2,6GHz [4].

Ερευνώνται καινούργιες τεχνικές κωδικοποίησης της πηγής που θα συμπίεζουν την πληροφορία και θα επιτυγχάνουν χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης ανά χρήστη, καθώς το φάσμα συχνοτήτων είναι σπάνιος φυσικός πόρος, η πραγματοποίηση

παγκόσμιας περιαγωγής είναι αναγκαία και η ζήτηση προηγμένων υπηρεσιών συνεχώς αυξάνει. Επίσης, διερευνάται η δυναμική δομή ενός κυψελωτού δικτύου, στην οποία θα υπάρχει ευέλικτη ιεραρχία και τα μεγέθη των κυψελών θα μπορούν να αυξομειώνονται. Η αξιοποίηση της καινοτομίας SDR (Software Define Radio), η οποία παρέχει τη δυνατότητα διαφοροποίησης της λειτουργίας των ασύρματων τερματικών συσκευών μέσω χρήσης κατάλληλου λογισμικού, καθίσταται καθοριστική για τις μελλοντικές εξελίξεις [2]. Οι αλλαγές στις κεραίες είναι απαραίτητες: χρειάζεται να φέρουν ορισμένα προηγμένα χαρακτηριστικά και προδιαγραφές, όπως αυστηρά ορισμένα διαγράμματα ακτινοβολίας, διπλή πόλωση, διακριτική σχεδίαση και συμμόρφωση σε πολλαπλά πρωτόκολλα επικοινωνιών για πιο ακριβή σχεδιασμό του δικτύου.

Οι νέες σχεδιαστικές και κατασκευαστικές τεχνικές (ύπαρξη υπολογιστικών πακέτων, δυνατότητα μοντελοποίησης και προσομοιώσεων διατάξεων-κατασκευών) είναι βασικά εργαλεία των σχεδιαστών, τα οποία υπόσχονται νέες καινοτομίες και προηγμένα προϊόντα.

1.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ ΚΕΡΑΙΩΝ

Ενώ μεγάλη ποικιλία κεραιών υπάρχει ως προς τη μορφή τους, όλες λειτουργούν με τις ίδιες βασικές αρχές του ηλεκτρομαγνητισμού [1] [2] [5].

Οι ασύρματες επικοινωνίες προϋποθέτουν την ύπαρξη κεραιών για την αποστολή και λήψη ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που μεταβάλλονται σύμφωνα με την πληροφορία που μεταδίδεται [1]. Κατά τη μεταφορά ενέργειας στο χώρο τα πεδία \mathbf{E} και \mathbf{H} (ηλεκτρικό - μαγνητικό) που δημιουργούνται, είναι γνωστά ως ένα πεδίο το οποίο ονομάζεται πεδίο ακτινοβολίας.

Τα διανύσματα $\vec{\mathbf{E}}$ και $\vec{\mathbf{H}}$ μπορούν να περιστραφούν κατά 360° ως προς τον άξονα διάδοσης. Οι διαφορετικές θέσεις που μπορούν να λάβουν προσδιορίζουν την πόλωση του κύματος. Πόλωση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που ακτινοβολεί ή λαμβάνει μια κεραία σε μια συγκεκριμένη διεύθυνση είναι η πόλωση του επίπεδου κύματος που αντιπροσωπεύει το πεδίο ακτινοβολίας κατά τη διεύθυνση αυτή. Η **πόλωση** ως χαρακτηριστικό των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων είναι ένα στοιχείο ιδιαίτερα σημαντικό για το σχεδιασμό των κεραιών. Και είναι σημαντικό, γιατί δίνεται η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης της συχνότητας (frequency reuse)

αξιοποιώντας την ιδιότητα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων να μεταδίδουν διαφορετικά σήματα σε δύο ορθογώνιες πολώσεις με αποτέλεσμα τη μετάδοση διπλάσιας πληροφορίας στο ίδιο εύρος ζώνης ραδιοσυχνοτήτων. Οι σχεδιαστές επιδιώκουν τη μεγιστοποίηση του παράγοντα XPD στον κύριο λοβό ακτινοβολίας ή κατά τη διεύθυνση μεγίστου κέρδους της κεραίας. Ο XPD (cross-polarization discrimination / διαχωρισμός διασταύρωσης πόλωσης) ορίζεται ως ο λόγος της έντασης του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου κατά την επιθυμητή πόλωση προς την ένταση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου κατά την ορθογώνια πόλωση.

Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα κατά τη διάδοση τους προσπίπτουν σε διάφορα αντικείμενα με αποτέλεσμα να επηρεάζουν τη μετάδοση του σήματος στο δέκτη. Όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε αντικείμενα με μεγάλες διαστάσεις σε σχέση με το μήκος κύματος, τότε συμβαίνει ανάκλαση του κύματος. Στην περίπτωση αυτή, το πλάτος και η φάση του ανακλώμενου και του μεταδιδόμενου κύματος συνδέονται προς αυτά του προσπίπτοντος κύματος μέσω των συντελεστών ανάκλασης και μετάδοσης.

Ο **συντελεστής ανάκλασης** ορίζεται ως ο λόγος του πλάτους του ανακλώμενου κύματος προς το πλάτος του προσπίπτοντος.

Τρεις **περιοχές ακτινοβολίας** (Εικόνα 1.2) γύρω από μία κεραία εμφανίζονται: η περιοχή κοντινού πεδίου, η περιοχή Fresnel και η περιοχή μακρινού πεδίου [1]. Η περιοχή κοντινού πεδίου είναι η περιοχή όπου το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο εμφανίζει άεργη συμπεριφορά, δηλαδή δεν ακτινοβολείται ηλεκτρομαγνητική ενέργεια. Εκτείνεται χωρικά στο εσωτερικό σφαίρας με ακτίνα

$$R_1 = 0,62 \left(\frac{D^3}{\lambda} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.1\alpha)$$

που περιβάλλει την κεραία (Εικόνα 1.2).

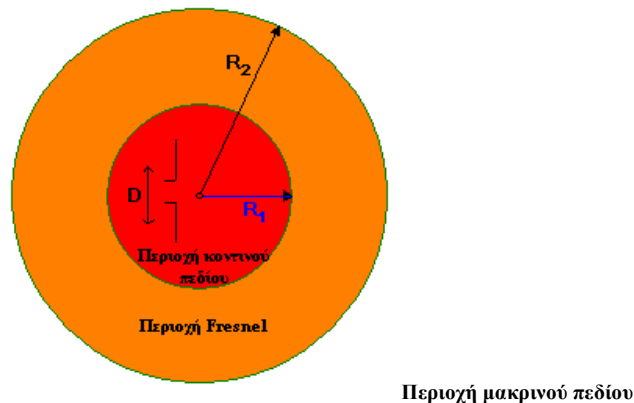
Η περιοχή Fresnel είναι η ενδιάμεση περιοχή μεταξύ της περιοχής κοντινού πεδίου και της περιοχής μακρινού πεδίου μιας κεραίας, όπου το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο εμφανίζει συμπεριφορά ακτινοβολίας. Η περιοχή Fresnel εκτείνεται στο χώρο που περιορίζεται από σφαίρες με ακτίνες R_1 και R_2 , με

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1.1\beta)$$

όπου D είναι η μέγιστη διάσταση της κεραίας και λ το μήκος κύματος, που αντιστοιχεί στη συχνότητα λειτουργίας.

Η περιοχή Fresnel πρακτικά δεν υπάρχει, όταν η κεραία φέρει διαστάσεις μικρές σε σχέση με το μήκος κύματος.

Η περιοχή μακρινού πεδίου εκτείνεται σε αποστάσεις μεγαλύτερες από R_2 .



Εικόνα 1.2: Περιοχές ακτινοβολίας κεραιών [1]

Η ένταση της ακτινοβολίας είναι μέγεθος που χαρακτηρίζει τη περιοχή μακρινού πεδίου μιας κεραίας και εκφράζει την ισχύ που ακτινοβολείται ανά μονάδα στερεάς γωνίας μέσω της σχέσης

$$U(\theta, \varphi) = r^2 P_{av}(r) \quad (1.2\alpha)$$

Η συνολική ισχύς που ακτινοβολεί μια κεραία προκύπτει και μέσω της έντασης ακτινοβολίας με ολοκλήρωση της σε ολόκληρη τη στερεά γωνία Ω , που περιβάλλει την κεραία

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U(\theta, \varphi) d\Omega = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} [U(\theta, \varphi) \sin \theta] d\theta \quad (1.2\beta)$$

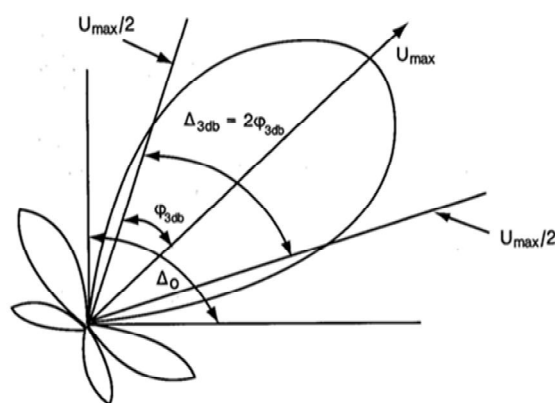
Η μέση ισχύς που ακτινοβολείται από μια κεραία προκύπτει από τη σχέση

$$P_{rad} = \oint_S P_{av}(r) \cdot dS = \frac{1}{2} \oint_S \text{Re} \{ \mathbf{E}(r) \times \mathbf{H}^*(r) \} \cdot d\mathbf{S}, \quad (1.2\gamma)$$

όπου $\mathbf{E}(r)$, $\mathbf{H}(r)$ είναι οι φασιθέτες του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου αντίστοιχα.

Το **διάγραμμα ακτινοβολίας** είναι η γραφική παράσταση κέρδους ή κατευθυντικότητας μιας κεραίας, καθώς μεταβάλλεται το σημείο παρατήρησης του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Η ιδιότητα ακτινοβολίας που ενδιαφέρει είναι περισσότερο η διδιάστατη ή η τρισδιάστατη χωρική κατανομή της ακτινοβολουμένης ενέργειας κατά μήκος μίας γραμμής ή μιας επιφάνειας σταθερής με βάση τη θέση του παρατηρητή.

Λοβός (radiation lobe) είναι τμήμα του διαγράμματος ακτινοβολίας που οριοθετείται από περιοχές πολύ ασθενούς, συνήθως μηδενικής έντασης ακτινοβολίας (Εικόνα 1.3). Ο κύριος λοβός (major lobe) είναι το τμήμα που περιέχει τη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας, ενώ ο δευτερεύων λοβός είναι αυτός που δεν είναι κύριος. Ο πλευρικός λοβός (side lobe) είναι αυτός που δεν περιέχει τη διεύθυνση που μας ενδιαφέρει και ο οπίσθιος λοβός (back lobe) είναι αυτός που περιέχει τη διεύθυνση που είναι αντίθετη αυτής του κύριου λοβού.



Εικόνα 1.3: Λοβοί ακτινοβολίας, γωνία μισής ισχύος [1]

Ως **εύρος ζώνης (Bandwidth)** μιας κεραίας ορίζεται το εύρος συχνοτήτων μέσα στο οποίο αυτή ακτινοβολεί ικανοποιητικά. Για κεραίες ευρείας ζώνης, το εύρος ζώνης εκφράζεται ως ο λόγος των δύο ακραίων συχνοτήτων του.

Για τον προσδιορισμό του εύρους ζώνης μιας κεραίας καθοριστική είναι η μεταβολή της τιμής της αντίστασης εισόδου της κεραίας $Z_a(f)$. Αν Z_0 είναι η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς που τροφοδοτεί την κεραία, τότε η επιτρεπτή διακύμανση της αντίστασης εισόδου, με την οποία καθορίζεται το εύρος ζώνης, προδιαγράφεται από τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή ρ_m του συντελεστή ανάκλασης

$$\rho(f) = \frac{Z_\alpha(f) - Z_0}{Z_\alpha(f) + Z_0} \quad (1.3\alpha)$$

που δημιουργείται μεταξύ του κυκλώματος τροφοδότησης και της κεραίας.

Η σχέση προσδιορισμού του εύρους ζώνης της κεραίας είναι

$$|\rho(f)| \leq \rho_m \quad (1.3\beta)$$

ή

$$\left| \frac{Z_\alpha(f) - Z_0}{Z_\alpha(f) + Z_0} \right| \leq \rho_m \quad (1.3\gamma)$$

Η μιγαδική αντίσταση εισόδου $Z_\alpha(f)$ που εμφανίζεται στους ακροδέκτες της κεραίας ορίζεται ως εξής:

$$Z_\alpha(f) = R_\alpha + jX_\alpha(f) \quad (1.4\alpha)$$

Η αντίσταση εισόδου της κεραίας εμφανίζει πραγματικό μέρος R_α και φανταστικό μέρος $X_\alpha(f)$. Το πραγματικό μέρος R_α αποτελείται από την αντίσταση της ακτινοβολίας R_R και την αντίσταση απωλειών R_L (μέσω της R_R λαμβάνεται υπόψη η ισχύς που ακτινοβολεί η κεραία και μέσω R_L λαμβάνονται υπόψη οι διάφορες απώλειες της κεραίας), δηλαδή $R_\alpha = R_R + R_L$, οπότε

$$Z_\alpha(f) = R_R + R_L + jX_\alpha(f) \quad (1.4\beta)$$

Η αντίσταση ακτινοβολίας αποτελεί βασική παράμετρο αξιολόγησης μιας κεραίας και ορίζεται ως η ωμική αντίσταση που, αν διαρρεόταν με το ρεύμα εισόδου, θα κατανάλωνε τη μέση ισχύ ακτινοβολίας και δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$R_R = \frac{P_T}{I_\epsilon^2} \quad (1.4\gamma)$$

όπου I_ϵ είναι η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου της κεραίας.

Επιδιώκεται η χρησιμοποίηση κεραιών με ωμική αντίσταση εισόδου, διότι καθίσταται δυνατή η προσαρμογή τους προς τη γραμμή μεταφοράς ή τον κυματοδηγό τροφοδότησης, που εμφανίζουν ωμική χαρακτηριστική αντίσταση.

Λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (1.4α) και με δεδομένο ότι στην πράξη επιδιώκεται και επιτυγχάνεται $R_a = Z_0$, η (1.3γ) οδηγεί στη σχέση

$$|X_a(f)| \leq \frac{2\rho_m}{(1-\rho_m^2)^{1/2}} Z_0 \quad (1.4\delta)$$

Όταν μια κεραία χαρακτηρίζεται από μεγάλη τιμή του $|X_a(f)|$, απαιτείται πολύ υψηλή τάση τροφοδότησης ώστε να επιτευχθεί η απαιτούμενη ισχύς ακτινοβολίας. Η διαδικασία μέσω της οποίας το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου μηδενίζεται σε ορισμένη συχνότητα f_0 ονομάζεται **συντονισμός** της κεραίας. Επομένως, σε συντονισμένες κεραιές ισχύει

$$\text{Im}(Z_a(f_0)) = X_a(f_0) = 0 \quad (1.4\epsilon)$$

Στη συγκεκριμένη περίπτωση, το εύρος ζώνης της κεραίας περιλαμβάνει τις συχνότητες που ικανοποιούν τη σχέση (1.4δ). Το εύρος ζώνης αυτό είναι συμμετρικό περί την κεντρική συχνότητα f_0 .

Ως **εύρος δέσμης ημίσειας ισχύος** (half-power beamwidth / HPBW) ορίζεται η γωνία μεταξύ των συμμετρικών σημείων του κύριου λοβού του διαγράμματος ακτινοβολίας στα οποία η ένταση της ακτινοβολίας είναι η μισή της μέγιστης τιμής (Εικόνα 1.3).

Η κεραία εκπέμπει ή λαμβάνει ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Μία κεραία ονομάζεται **ισοτροπική** (isotropic) όταν ακτινοβολεί εξίσου προς όλες τις διευθύνσεις του χώρου. Πρόκειται για μια υποθετική (ιδανική) κεραία, χωρίς απώλειες. Όταν η κεραία εκπέμπει ή λαμβάνει ηλεκτρομαγνητικά κύματα προς ή από ορισμένες κατευθύνσεις παρά σε άλλες, ονομάζεται **κατευθυντική** (directional), ενώ η ομοιοκατευθυντική (omnidirectional) είναι μη κατευθυντική κεραία σε ένα ορισμένο επίπεδο και κατευθυντική σε οποιοδήποτε κάθετο επίπεδο.

Ως **κατευθυντικό κέρδος** $D_g(\theta, \varphi)$ ορίζεται ο λόγος της έντασης της ακτινοβολίας μιας κεραίας προς την ένταση ακτινοβολίας U_0 ενός ισοτροπικού ακτινοβολητή που εκπέμπει στην ίδια ισχύ, δηλαδή

$$D_g(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{\text{rad}}} \quad (1.5)$$

Η **Κατευθυντικότητα D** μιας κεραίας δίνεται από το λόγο της μέγιστης έντασης ακτινοβολίας (ισχύς ανά μονάδα στερεάς γωνίας) $U(\theta, \varphi)_{\text{max}}$ προς τη μέση ένταση ακτινοβολίας U_{av} .

Η **ισχύς ακτινοβολίας** που φθάνει στην είσοδο της κεραίας λαμβάνοντας υπόψη και απώλειες και την ανάκλαση ισχύος είναι:

$$P_{\text{rad}} = e(1 - |\rho|^2) P_a, \quad (1.6)$$

όπου e ο συντελεστής απόδοσης της κεραίας και P_a η ισχύς που φτάνει στην είσοδο της κεραίας.

Όταν η Z_a γίνει ίση με τη Z_0 , τότε έχει επιτευχθεί προσαρμογή (matching) οπότε και ο συντελεστής ανάκλασης ρ μηδενίζεται. Η επίτευξη προσαρμογής είναι πρωταρχικός στόχος κατά το σχεδιασμό κεραιών που συνδέονται σε γραμμές τροφοδοσίας.

Λόγος τάσεων στάσιμου κύματος (Voltage Standing Wave Ratio / VSWR) ονομάζεται το πηλίκο της μέγιστης και ελάχιστης τιμής του στάσιμου κύματος, $V_{\text{max}}/V_{\text{min}}$ και συνδέεται με το συντελεστή ανάκλασης ρ στο σημείο τροφοδότησης μέσω της σχέσης:

$$\text{VSWR} = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \quad (1.7)$$

Συνήθως οι αποδεκτές τιμές του VSWR είναι μικρότερες του 1,5. Όσο μικρότερη είναι η τιμή του VSWR, τόσο αποδοτικότερη είναι η κεραία.

Η ικανότητα μιας κεραίας σε λειτουργία λήψης να συλλέγει τη μέγιστη δυνατή ηλεκτρομαγνητική ισχύ περιγράφεται μέσω της **ενεργούς επιφάνειας (effective area)**. Αυτή είναι η υποθετική επιφάνεια που θα συνέλεγε από το ηλεκτρομαγνητικό περιβάλλον της κεραίας ισχύ ίση προς αυτήν που στην πραγματικότητα συλλέγει η κεραία. Η ενεργός επιφάνεια μιας κεραίας A_e δίνεται από τη σχέση

$$P_R = A_e P_{av} \quad (1.8\alpha)$$

όπου P_R η ισχύς στους ακροδέκτες της και P_{av} το μέτρο του διανύσματος Poynting που προσπίπτει σε κεραία ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Ο προσανατολισμός της κεραίας και ο συσχετισμός της πόλωσής της σε σχέση με αυτήν του προσπίπτοντος πεδίου επηρεάζουν την ενεργό επιφάνεια. Προκύπτει ότι

$$A_e = \frac{|V_T|^2}{2P_{av}} \frac{R_T}{(R_R + R_L + R_T)^2 + (X_\alpha + X_T)^2} \quad (1.8\beta)$$

όπου V_T ο φασιθέτης της τάσης που αναπτύσσεται στους ακροδέκτες της κεραίας.

Εφόσον υπάρχει συζυγής σύνδεση του δέκτη με την κεραία, ισχύουν οι σχέσεις $R_R + R_L = R_T$ και $X_\alpha = -X_T$, δηλαδή η ενεργός επιφάνεια λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της, η οποία ονομάζεται μέγιστη ενεργός επιφάνεια και δίνεται από τη σχέση

$$A_{em} = \frac{|V_T|^2}{8P_{av}} \frac{1}{R_R + R_L} \quad (1.8\gamma)$$

Μια ακόμη χρήσιμη ποσότητα που περιγράφει την απόδοση ακτινοβολίας μιας κεραίας είναι το **κέρδος ισχύος**. Το κέρδος ισχύος ορίζεται ως:

$$G_g(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (1.9\alpha)$$

Όμως $P_{in} = \frac{P_{rad}}{e}$ και επομένως

$$G_g(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot e \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} = e \cdot D_g(\theta, \varphi), \quad (1.9\beta)$$

όπου P_{in} η ισχύς τροφοδοσίας της κεραίας.

Άρα το κέρδος ισχύος είναι στενά συνδεδεμένο με το κατευθυντικό κέρδος.

ΔΕΥΤΕΡΟ ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

2.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ

Τα εργαλεία προσομοίωσης είναι μια σημαντική παράμετρος της σύγχρονης τεχνολογίας, η οποία βρίσκει εφαρμογή σε διαφορετικές επιστήμες (μηχανική, φυσική, βιολογία, οικονομία, κοινωνικές επιστήμες). Κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης (τον πειραματισμό, δηλαδή, με ένα υποθετικό μοντέλο, συνήθως, σε ένα υπολογιστικό περιβάλλον) το μοντέλο δοκιμάζεται, μελετάται, παρατηρείται η λειτουργία του.

Στο αρχικό στάδιο της προσομοίωσης κατασκευάζεται το μοντέλο. Η κατασκευή του είναι σημαντική για την προσομοίωση του, επειδή η ποιότητα και η αξιοπιστία του καθορίζουν και την αξιοπιστία της προσομοίωσης. Ως πειραματική μέθοδος η προσομοίωση εκτιμά την απόδοση του μοντέλου κάτω από τις προβλεπόμενες συνθήκες λειτουργίας του. Γίνεται προσπάθεια να προσδιορισθεί πόσο καλά ανταποκρίνεται στη σχεδιάσή του. Δίνεται, επίσης, η δυνατότητα να συγκριθούν διαφορετικές σχεδιάσεις του προτεινόμενου μοντέλου ως προς την επίτευξη συγκεκριμένης λειτουργίας.

Η εξέλιξη της προσομοίωσης παρακολουθείται και κατά τη διάρκεια της συλλέγονται δεδομένα, τα οποία θα χρησιμοποιηθούν για στατιστική ανάλυση. Η στατιστική ανάλυση και παρουσίαση των αποτελεσμάτων γίνεται και σταδιακά και στο τέλος. Συλλέγονται, συνήθως, δεδομένα μέγιστα και ελάχιστα κάποιων μεταβλητών ή δεδομένα που εξαρτώνται από το χρόνο για τα οποία γίνεται η στατιστική ανάλυση και αφορούν μεταβλητές, των οποίων η τιμή μεταβάλλεται συνεχώς με το χρόνο. Έχοντας εντοπίσει τους παράγοντες που επηρεάζουν περισσότερο τη λειτουργία του μοντέλου προχωρούμε στη βελτιστοποίησή του καθορίζοντας τους συνδυασμούς των παραμέτρων, που οδηγούν στην καλύτερη δυνατή απόκρισή του. Η μελέτη της λειτουργίας, η ανάλυση της ευαισθησίας και η βελτιστοποίηση ενός μοντέλου είναι ο σκοπός της προσομοίωσης.

2.2 ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ - CST STUDIO SUITE

Το CST Microwave Studio είναι εργαλείο ηλεκτρομαγνητικών προσομοιώσεων για γρήγορη και ακριβή τρισδιάστατη προσομοίωση συσκευών υψηλής συχνότητας. Αναλύει γρήγορα και με ακρίβεια κεραίες, φίλτρα, γραμμές μεταφοράς, συζεύκτες. Το CST παρέχει μια ποικιλία εργαλείων για κάθε στάδιο του σχεδιασμού, για τη μελέτη και τη βελτιστοποίησή του. Το CST χρησιμοποιεί τη FIT (**F**inite **I**ntegration **T**echnique), μια εξελιγμένη μορφή της μεθόδου FDTD (**F**inite **D**ifference **T**ime **D**omain Method).

Με την προσομοίωση της πρώτης κεραίας σύγχρονου τύπου για διατάξεις ασύρματων επικοινωνιών τη λεπτή εσωτερική κεραία GSM/DCS τύπου Patch επιχειρείται μια σύντομη παρουσίαση του CST Microwave Studio (Ενότητα 3.1).

2.3 ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ

Εισαγωγή

Για την αντιμετώπιση των προβλημάτων του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου χρησιμοποιούνται διάφορες αριθμητικές μέθοδοι, οι οποίες είναι βασικά εργαλεία για το σχεδιασμό ηλεκτρονικών πολύπλοκων συστημάτων. Τρεις από τις κυριότερες υπολογιστικές μεθόδους που χρησιμοποιούνται είναι α) η μέθοδος των ροπών, β) η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων, γ) η μέθοδος των πεπερασμένων διαφορών στο πεδίο του χρόνου.

Η μέθοδος πεπερασμένων διαφορών στο πεδίο του χρόνου FDTD διακρίτοποιεί το χώρο με τη βοήθεια δύο ορθογωνικών πλεγμάτων που είναι κάθετα μεταξύ τους. Χρησιμοποιεί ως άγνωστα μεγέθη τις δύο πεδιακές εντάσεις (ηλεκτρική και μαγνητική) και χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις Maxwell τις προσδιορίζει στο χρόνο και στο χώρο. Υπερέχει σε αρκετά σημεία (π.χ. ευκολία υλοποίησης) ως προς τις άλλες καταξιωμένες τεχνικές. Πρόκειται για μία άμεση μέθοδο, η οποία διακρίνεται για τη μαθηματική της απλότητα. Αποθηκεύει στη μνήμη μόνο τη στιγμιαία πεδιακή κατανομή με αποτέλεσμα να αποφεύγεται ο χειρισμός μεγάλων πινάκων και να παρέχει τη δυνατότητα υπολογισμού μιας πληθώρας μεγεθών τόσο στο χρόνο όσο και στη συχνότητα. Αυτή η υπολογιστική μέθοδος χρησιμοποιείται για να επιλύσει προβλήματα με υψηλές συχνότητες, αντιμετωπίζει και μοντελοποιεί μεγάλου εύρους γεωμετρίες. Η μέθοδος FDTD αγνοεί τη διασκόρπιση των διηλεκτρικών ιδιοτήτων των σκεδαστών και των απορροφητικών σωμάτων. Η θεώρηση αυτή αποτελεί

αδυναμία, καθώς ενδέχεται να οδηγήσει σε λανθασμένα αποτελέσματα, όταν χρησιμοποιείται για σύντομους παλμούς μεγάλου εύρους ζώνης συχνοτήτων, ενώ δεν είναι ανησυχητική, όταν πρόκειται για ακτινοβολία συνεχούς κύματος ή για στενού εύρους παλμούς.

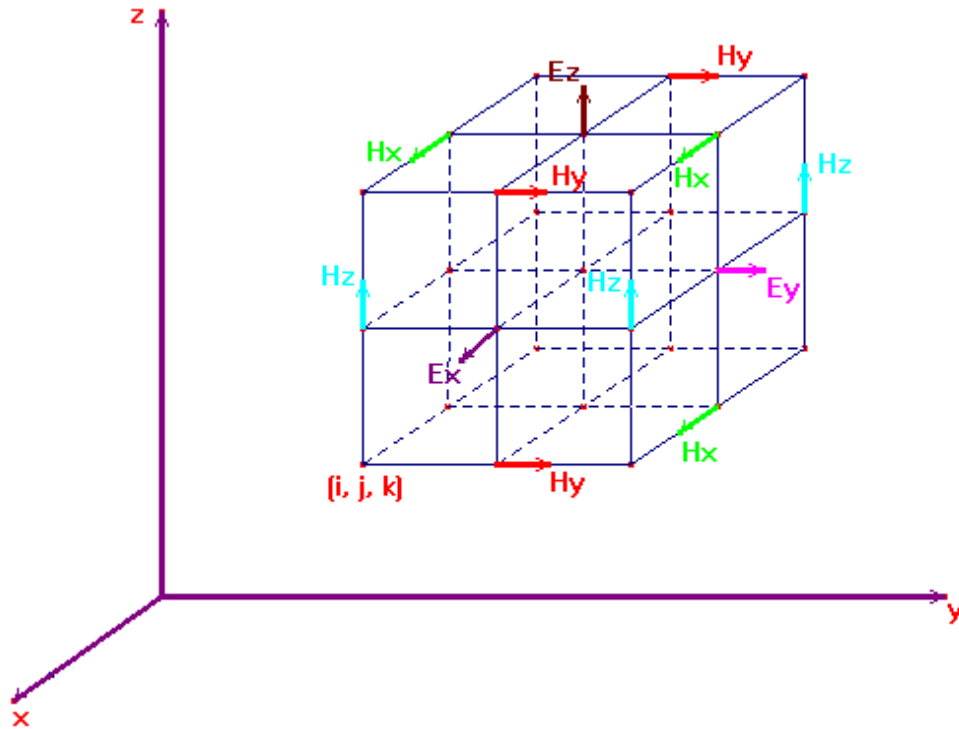
2.3.1. Ανάλυση της FDTD

Στον αλγόριθμο της FDTD αρχικά σχηματίζεται μια διακριτοποίηση του χώρο-χρόνου. Κατόπιν, προσεγγίζονται οι χωρικές και χρονικές παράγωγοι που περιέχονται στις εξισώσεις του Maxwell από εκφράσεις διαφορών, ενώ οι προκύπτουσες σχέσεις επιλύονται για τα πεδιακά μεγέθη στην «επόμενη» χρονική στιγμή βασισμένες στις τιμές των «προηγούμενων» βημάτων. Με αυτόν τον τρόπο, ένας αλγόριθμος μορφής «leapfrog» χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του πεδίου σε όλο το χώρο-χρόνο. Απαραίτητο είναι να δοθούν οι αρχικές συνθήκες σε ολόκληρο τον υπό μελέτη χώρο κατά την εκκίνηση του προβλήματος [6].

Διακριτοποίηση του χώρου και του χρόνου

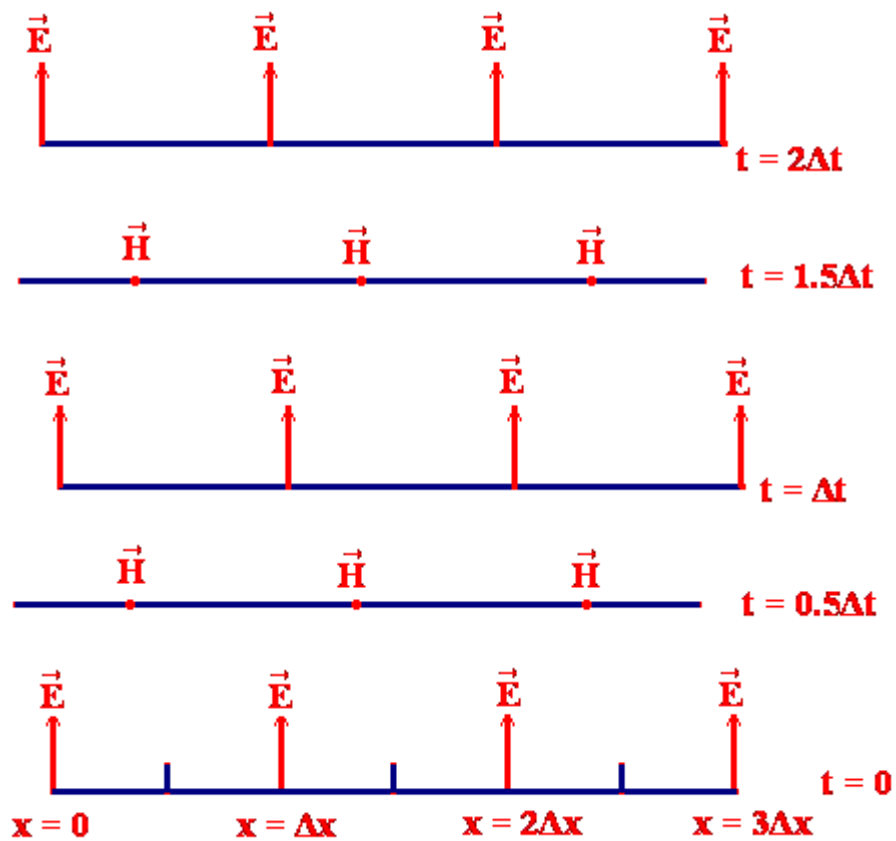
Κάθε φυσική διαδικασία μπορεί να περιγραφεί είτε στην περιοχή του χρόνου (time domain) είτε στην περιοχή των συχνοτήτων (frequency domain). Στη μέθοδο FDTD γίνεται διακριτοποίηση του χώρου και του χρόνου. Ο χώρος διακριτοποιείται σε μικρά «κελιά», τα οποία σχηματίζουν το χωρικό πλέγμα (grid) και είναι μικρά σε σχέση με το χρησιμοποιούμενο μήκος κύματος. Στις ακμές του κελιού εντοπίζονται οι ηλεκτρικές συνιστώσες, ενώ στις έδρες του κελιού τοποθετούνται οι μαγνητικές συνιστώσες. Αυτή η τοποθέτηση των συνιστωσών είναι γνωστή ως κελί του Yee. Ο χρόνος διακριτοποιείται σε χρονικά βήματα (time steps / t). Κάθε κελί εφάπτεται με τα γειτονικά του κελιά, έχει τρεις ηλεκτρικές συνιστώσες που ξεκινούν από ένα κοινό κόμβο. Στις άλλες εννέα ακμές οι ηλεκτρικές συνιστώσες ανήκουν στα γειτονικά κελιά. Ο υπολογισμός των τιμών του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου εξελίσσεται σε διακριτά βήματα στο χρόνο. Ο Yee χρησιμοποιώντας τις συζευγμένες εξισώσεις στροφής του Maxwell υπολογίζει το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο στο χρόνο και στο χώρο και δίνει ακριβείς μετρήσεις. Στο κελί του Yee οι θέσεις των συνιστωσών του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου φαίνονται στην Εικόνα 2.1.

Κάθε συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου περιβάλλεται από τέσσερις συνιστώσες του μαγνητικού πεδίου και κάθε συνιστώσα του μαγνητικού πεδίου περιβάλλεται από τέσσερις συνιστώσες του ηλεκτρικού πεδίου (Εικόνα 2.1).



Εικόνα 2.1: Θέσεις των συνιστωσών του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου στο κελί του Yee

Στην Εικόνα 2.2 δίνεται η διακριτοποίηση στο χρόνο για τις συνιστώσες του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου σύμφωνα με το «leapfrog». Σε κάθε χρονικό βήμα οι τιμές του ηλεκτρικού πεδίου υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τις τιμές του μαγνητικού πεδίου μισό χρονικό βήμα νωρίτερα και αντίστροφα. Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται για τον επιθυμητό χρόνο. Οι πεπερασμένες διαφορές που προκύπτουν είναι κεντρικές και έχουν ακρίβεια δεύτερης τάξης.



Εικόνα 2.2: Διακριτοποίηση στο χρόνο για τις συνιστώσες του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου σύμφωνα με το «leapfrog»

Διακριτοποίηση των εξισώσεων

Χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις στροφής του Maxwell στο πεδίο του χρόνου.

Νόμος του Faraday

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} \quad (2.1)$$

Νόμος του Ampere

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J} \quad (2.2)$$

Καταστατικές εξισώσεις

Σε ένα γραμμικό, ισότροπο και χωρίς διασπορά μέσο μπορούμε να συσχετίσουμε τη διηλεκτρική μετατόπιση με την ηλεκτρική πεδιακή ένταση και τη μαγνητική επαγωγή με τη μαγνητική πεδιακή ένταση σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E}, \quad \vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (2.3)$$

Για τις ηλεκτρικές απώλειες ισχύει:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}, \quad (2.4)$$

όπου

\vec{E} : Ηλεκτρική πεδιακή ένταση (V/m)

\vec{H} : Μαγνητική πεδιακή ένταση (A/m)

\vec{D} : Διηλεκτρική μετατόπιση (Cb/m²)

\vec{B} : Μαγνητική επαγωγή (T)

\vec{J} : Πυκνότητα ηλεκτρικού ρεύματος (A/m²)

ϵ : Διηλεκτρική σταθερά (F/m)

ϵ_r : Σχετική διηλεκτρική σταθερά (dimensionless scalar)

ϵ_0 : Διηλεκτρική ελεύθερου χώρου (8,854 · 10⁻¹² farads/m)

μ : Μαγνητική διαπερατότητα (henrys/meter)

μ_r : Σχετική διαπερατότητα (αδιάστατο βαθμωτό μέγεθος)

μ_0 : Διαπερατότητα ελεύθερου χώρου (4π10⁻⁷ henrys/meter)

σ : Ειδική αγωγιμότητα (siemens/m)

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (2.3) και (2.4) στις σχέσεις (2.1) και (2.2) έχουμε:

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} (\nabla \times \vec{H} - \sigma \vec{E}) \quad (2.6)$$

Αναλύουμε σε συνιστώσες τις σχέσεις (2.5) και (2.6) και έχουμε

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (2.7\alpha)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (2.7\beta)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (2.7\gamma)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.8\alpha)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.8\beta)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.8\gamma)$$

Ορίζουμε ένα σημείο του χώρου σε ένα ενιαίο, ορθογώνιο πλέγμα ως

$$(i, j, k) \rightarrow (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (2.9)$$

Η συνάρτηση του χώρου και του χρόνου u υπολογιζόμενη σε διακριτά σημεία του πλέγματος συμβολίζεται ως εξής:

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = u_{i,j,k}^n \quad (2.10)$$

όπου Δx , Δy , Δz είναι οι διαστάσεις του κάθε κελιού κατά τον άξονα x , y , z αντίστοιχα.

Οι συνιστώσες του ηλεκτρικού πεδίου υπολογίζονται σε ακέραιες τιμές των χρονικών βημάτων, οι συνιστώσες του μαγνητικού πεδίου υπολογίζονται στη μέση των χρονικών βημάτων.

Για οποιαδήποτε συνιστώσα u ως προς x χρησιμοποιώντας τη σειρά Taylor με βήματα $-\Delta x/2$ και $\Delta x/2$ προκύπτει η παράγωγος του u ως προς τον άξονα x και η παράγωγος του u ως προς τον χρόνο t .

$$\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial x} (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{\mathbf{u}_{i+1/2, j, k}^n - \mathbf{u}_{i-1/2, j, k}^n}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{\mathbf{u}_{i, j, k}^{n+1/2} - \mathbf{u}_{i, j, k}^{n-1/2}}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (2.12)$$

Ενδεικτικά αντικαθιστούμε την $E_x(i, j+1/2, k+1/2, n)$ στην (2.8α) για να επιτευχθεί μια αριθμητική προσέγγιση των εξισώσεων στροβιλισμού του Maxwell σε τρεις διαστάσεις:

$$\begin{aligned} & \frac{E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} - E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} = \\ & = \frac{1}{\epsilon_{i, j+1/2, k+1/2}} \left(\frac{H_z|_{i, j+1, k+1/2}^n - H_z|_{i, j, k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i, j+1/2, k+1}^n - H_y|_{i, j+1/2, k}^n}{\Delta z} - \sigma_{i, j+1/2, k+1/2} E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^n \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Δίνονται οι τιμές E_x συναρτήσει των τιμών σε χρονικό βήμα $n - 1/2$ και $n + 1/2$

$$E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^n = \frac{E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} + E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n-1/2}}{2} \quad (2.14)$$

Αντικαθιστώντας τη (2.14) στη (2.13) έχουμε

$$\begin{aligned} & E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} - E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n-1/2} = \\ & = \frac{\Delta t}{\epsilon_{i, j+1/2, k+1/2}} \left[\frac{H_z|_{i, j+1, k+1/2}^n - H_z|_{i, j, k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i, j+1/2, k+1}^n - H_y|_{i, j+1/2, k}^n}{\Delta z} - \sigma_{i, j+1/2, k+1/2} \left(\frac{E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} + E_x|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n-1/2}}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

Αντίστοιχοι όροι εμφανίζονται και στα δύο μέλη της (2.15). Απλοποιούμε και προκύπτει ότι:

$$\begin{aligned} & \left(1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \right) E_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \right) E_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} + \\ & + \frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \left(\frac{H_z \Big|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y \Big|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

και επιλύουμε ως προς E_x .

$$\begin{aligned} E_x \Big|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2} &= \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}} \right) E_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} + \\ & + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}} \right) \cdot \left(\frac{H_z \Big|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y \Big|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} \right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Με παρόμοιο συλλογισμό βρίσκουμε και τις υπόλοιπες πεδιακές συνιστώσες σε όλα τα σημεία του χώρου με μια διαδικασία επανάληψης. Επειδή οι διαφορές που προσεγγίζουν τις παραγώγους είναι δεύτερης τάξης, η μέθοδος αυτή είναι αρκετά ακριβής για την πλειοψηφία των προβλημάτων.

Παράμετροι προσομοίωσης

Η μέθοδος FDTD δεν μπορεί να εφαρμοστεί σε ένα χώρο άπειρο λόγω περιορισμένης υπολογιστικής μνήμης, γι' αυτό και οριοθετούμε το χώρο με ειδικές οριακές συνθήκες. Ανάλογα με το πρόβλημα, σε απλές περιπτώσεις επιλέγονται συνθήκες τέλεια αγωγίμες ηλεκτρικά (Perfectly Magnetic Conductors, PMC) και αγωγίμες μαγνητικά (Perfectly Electric Conductors, PEC). Επιπλέον η κατάλληλη επιλογή του μεγέθους του χωρικού κελιού είναι αναγκαία. Η διάσταση του κελιού Δx ή Δy ή Δz πρέπει να είναι αρκετά μικρότερη από το πιο μικρό μήκος κύματος για το οποίο απαιτούνται ικανοποιητικά αποτελέσματα. Επιλέγεται να είναι το πολύ 1/10 του μήκους της υψηλότερης χρησιμοποιούμενης συχνότητας.

Το χρονικό βήμα Δt έχει ένα συγκεκριμένο άνω όριο που σχετίζεται με τις διαστάσεις Δx ή Δy ή Δz του χωρικού κελιού, τις οποίες δεν πρέπει να υπερβαίνει για αποφυγή αστάθειας. Η επιλογή του χρονικού βήματος βασίζεται στο κριτήριο ευστάθειας του Courant και για το τρισδιάστατο σύστημα συντεταγμένων διατυπώνεται ως εξής:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \quad (2.18\alpha)$$

όπου c η ταχύτητα του φωτός στο κενό.

Ειδικότερα το χρονικό βήμα Δt σε ένα κυβικό κελί διαστάσεων $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ στους τρεις άξονες του τρισσορθογωνίου συστήματος συντεταγμένων δίνεται από τη σχέση:

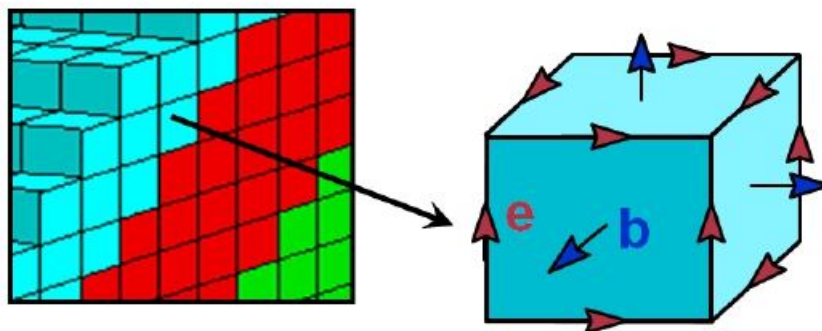
$$\Delta t \leq \frac{\Delta}{c\sqrt{3}} \quad (2.18\beta)$$

Στην έναρξη των υπολογισμών πρέπει να ορισθεί στο πλέγμα ένα συγκεκριμένο πεδίο, δηλαδή πρέπει να υπάρξει μια διέγερση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Η διέγερση μπορεί να πάρει διάφορες μορφές. Συνηθέστερες μορφές είναι η ημιτονοειδής και ο παλμός του Gauss.

2.3.2 Finite Integration Technique

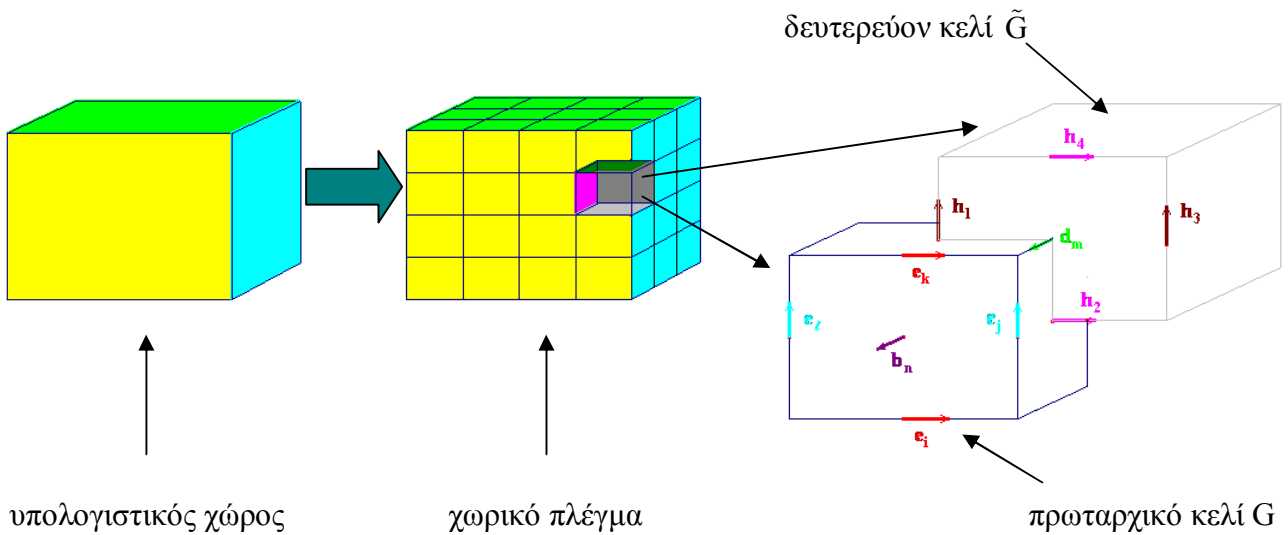
Η Finite Integration Technique (FIT) είναι μια εξελιγμένη μορφή υπολογιστικής μεθόδου [7]. Μπορεί να θεωρηθεί ως μια γενίκευση της FDTD. Διακριτοποιεί τον υπολογιστικό χώρο όχι μόνο σε ορθογώνια κελιά αλλά και σε μη ορθογώνια. Διατηρεί τα πλεονεκτήματα της FDTD, δηλαδή επιτρέπει τοπική διακριτοποίηση σε συγκεκριμένα σημεία των δομών, όπου είναι απαραίτητο. Η δυνατότητα αυτή δίνει ακριβέστερα αποτελέσματα και μειώνει το χρόνο προσομοίωσης. Διακριτοποιεί τις ολοκληρωτικές εξισώσεις του Maxwell (Maxwell Grid Equations, MGE). Εφαρμόζεται τόσο στο πεδίο συχνότητας όσο και στο πεδίο του χρόνου υπολογίζοντας τη ρευματική κατανομή, το δυναμικό μέσω των συνιστωσών του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου. Επιλύονται στατικά προβλήματα, προβλήματα χαμηλής και υψηλής συχνότητας.

Ορίζεται ένας χώρος πεπερασμένος, ο οποίος περιλαμβάνει την υπό μελέτη διάταξη. Ο χώρος είναι τρισδιάστατος, διακριτοποιείται σε πολλούς μικρούς όγκους - κύτταρα G (grid cells) (Εικόνα 2.3). Άλλα βασικά στοιχεία που ανήκουν στο G είναι α) τα σημεία πλέγματος, β) οι στοιχειώδεις γραμμές (ακμές), γ) οι στοιχειώδεις περιοχές (έδρες). Όλα αυτά τα βασικά στοιχεία εξαρτώνται από τις τρεις κατευθύνσεις του χώρου. Ο χρόνος t είναι απλά ένας αριθμός διακριτών τιμών στον άξονα του χρόνου.



Εικόνα 2.3: Απεικόνιση πλέγματος και κυττάρου – κελιού

Στην Εικόνα 2.4 απεικονίζεται ο υπολογιστικός χώρος, το χωρικό πλέγμα και το κελί του Yee.



Εικόνα 2.4: Διακριτοποίηση του χώρου σε καρτεσιανό πλέγμα και αναπαράγωγή διπλού πλέγματος $G - \tilde{G}$

Διακριτοποίηση του νόμου του Faraday με τη μέθοδο FIT

Για την επίλυση προβλημάτων υψηλής συχνότητας οι κύριοι άγνωστοι είναι οι τάσεις ηλεκτρικού ρεύματος στις ακμές και οι μαγνητικές ροές στις έδρες.

$$\hat{\mathbf{e}}_n = \int_{L_n} \vec{\mathbf{E}} \cdot d\vec{\mathbf{s}} \quad (2.19\alpha)$$

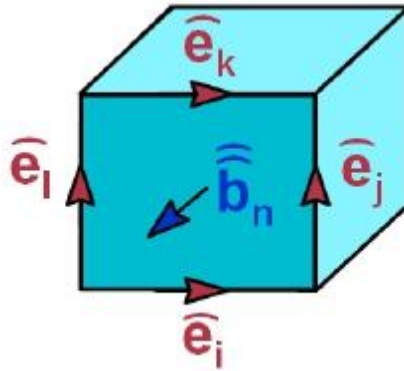
$$\hat{\mathbf{b}}_n = \int_{A_n} \vec{\mathbf{B}} \cdot d\vec{\mathbf{A}}, \quad (2.19\beta)$$

όπου L_n η n - ακμή, A_n είναι η n - έδρα, $d\vec{\mathbf{A}}$ είναι το διαφορικό διάνυσμα που χαρακτηρίζει την επιφάνεια A_n και $d\vec{\mathbf{s}}$ είναι το διαφορικό διάνυσμα μήκους που χαρακτηρίζει την περίμετρο s της επιφάνειας A_n .

Κάθε ακμή έχει μια κατεύθυνση, έτσι ώστε η ένωση όλων των ακμών μπορεί να δοθεί ως προσανατολισμένο γράφημα. Το ίδιο και οι πολυγωνικές έδρες.

Η FI-θεωρία (Finite Integration) μπορεί να περιοριστεί σε μια οντότητα κυψελίδας (κύτταρο - κελί). Ξεκινώντας με το νόμο του Faraday σε ολοκληρωτική μορφή

$$\oint_{\partial A} \vec{\mathbf{E}} \cdot d\vec{\mathbf{s}} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{\mathbf{B}} \cdot d\vec{\mathbf{A}}, \quad \forall A \subset \mathbb{R}^3 \quad (2.20)$$



Εικόνα 2.5: Έδρα n - κελιού G σε εξάεδρο πλέγμα που περιβάλλεται από τις ακμές i, j, k, ℓ

όπου το A είναι οποιαδήποτε ανοικτή επιφάνεια στον τρισδιάστατο χώρο που οριοθετείται από την κλειστή καμπύλη ∂A .

Με δεδομένο ότι η σχέση (2.20) ισχύει για κάθε επιφάνεια στον \mathbb{R}^3 μπορούμε να γράψουμε το νόμο του Faraday για την έδρα του n - κελιού G που περιβάλλεται από τις ακμές i, j, k, ℓ με προσανατολισμούς, όπως και στην Εικόνα 2.5.

Χρησιμοποιούμε τις ιδιότητες του ολοκληρώματος και γράφουμε το πρώτο μέλος της σχέσης (2.22) ως το άθροισμα των τεσσάρων ολοκληρωμάτων πάνω στις τέσσερις ακμές ως εξής:

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = \int_{\text{edge } i} \vec{E} \cdot d\vec{s} + \int_{\text{edge } j} \vec{E} \cdot d\vec{s} - \int_{\text{edge } k} \vec{E} \cdot d\vec{s} - \int_{\text{edge } \ell} \vec{E} \cdot d\vec{s}, \quad (2.21)$$

όπου οι ενδείξεις μείον δηλώνουν το διαφορετικό προσανατολισμό των τάσεων του ηλεκτρικού ρεύματος στις ακμές k και ℓ σε σχέση με τον προσανατολισμό των τάσεων του ηλεκτρικού ρεύματος στις ακμές i και j . Τα τέσσερα ολοκληρώματα είναι ακριβώς τα ζητούμενα της μεθόδου FIT (ηλεκτρικές τάσεις κατά μήκος των τεσσάρων ακμών του G), ως εκ τούτου το πρώτο μέλος της σχέσης (2.20) (νόμος Faraday) γράφεται ως εξής:

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = \hat{e}_i + \hat{e}_j - \hat{e}_k - \hat{e}_\ell \quad (2.22)$$

Στο δεύτερο μέλος της σχέσης (2.20) το ολοκλήρωμα της πυκνότητας μαγνητικής ροής στην έδρα του κελιού G είναι και πάλι μια μεταβλητή της FIT, η μαγνητική ροή

$\widehat{\mathbf{b}}_n$, όπως δηλώνεται στην Εικόνα 2.6. Ως εκ τούτου ο διακριτοποιημένος τύπος (2.20) του Faraday για το συγκεκριμένο κελί, λόγω των σχέσεων (2.19β) και (2.22) ορίζει τη σχέση:

$$\widehat{\mathbf{e}}_i + \widehat{\mathbf{e}}_j - \widehat{\mathbf{e}}_k - \widehat{\mathbf{e}}_\ell = -\frac{\partial}{\partial t} \widehat{\mathbf{b}}_n \quad (2.23)$$

Η σχέση (2.23) μπορεί να γραφεί για όλα τα κελιά του πλέγματος διακριτοποίησης. Ομαδοποιώντας σε ένα πίνακα \mathbf{C} όλους τους συντελεστές +1 και -1 των ζητούμενων τάσεων στις ακμές όλων των n – κελιών \mathbf{G}

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \dots & +1 & \dots & +1 & \dots & -1 & \dots & -1 & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}$$

καθώς και τα ηλεκτρικά και μαγνητικά ζητούμενα σε δύο διανύσματα $\widehat{\mathbf{e}}$ και $\widehat{\mathbf{b}}$:

$$\widehat{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \widehat{\mathbf{e}}_i \\ \cdot \\ \widehat{\mathbf{e}}_j \\ \cdot \\ \widehat{\mathbf{e}}_k \\ \cdot \\ \widehat{\mathbf{e}}_\ell \\ \cdot \end{bmatrix}, \quad \widehat{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \widehat{\mathbf{b}}_n \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix},$$

τότε ο νόμος του Faraday γράφεται σε σχέση με τους πίνακες \mathbf{C} , $\widehat{\mathbf{e}}$ και $\widehat{\mathbf{b}}$ ως εξής:

$$\mathbf{C} \widehat{\mathbf{e}} = -\frac{d}{dt} \widehat{\mathbf{b}} \quad (2.24)$$

Όπως ήδη έχει αναφερθεί, αυτή είναι μία διακριτοποίηση του νόμου Faraday σε ένα συγκεκριμένο κελί.

Ο τύπος (2.24) θυμίζει τη συνεχή τοπική έκφραση της πρώτης εξίσωσης Maxwell

$$\text{curl } \vec{\mathbf{E}} = -\frac{d}{dt} \vec{\mathbf{B}} \quad (2.25)$$

Συγκρίνοντας τις σχέσεις (2.24) και (2.25) παρατηρούμε ότι ο πίνακας C είναι ένα διακριτό ισοδύναμο του τελεστή πλέγματος G .

Διακριτοποίηση του νόμου του Ampere με τη μέθοδο FIT

Στη συνέχεια διακριτοποιούμε τις MGE χρησιμοποιώντας το νόμο του Ampere στο κελί \tilde{G} .

Στο κελί \tilde{G} ορίζονται τέσσερις ηλεκτρομαγνητικές εξισώσεις:

- Μαγνητική τάση κατά μήκος των ακμών του \tilde{G} κελιού

$$\hat{h}_n = \int_{\tilde{L}_n} \vec{H} \cdot d\vec{s}, \quad (2.26)$$

όπου \tilde{L}_n είναι η ακμή του n – κελιού \tilde{G} .

- Ηλεκτρικές ροές μέσω των εδρών του κελιού \tilde{G}

$$\hat{d}_n = \int_{\tilde{A}_n} \vec{D} \cdot d\vec{A}, \quad (2.27)$$

όπου \tilde{A}_n είναι η έδρα του n – κελιού \tilde{G} .

- Ηλεκτρικά ρεύματα μέσω των εδρών του κελιού \tilde{G}

$$\hat{j}_n = \int_{\tilde{A}_n} \vec{J} \cdot d\vec{A} \quad (2.28)$$

- Ηλεκτρικό φορτίο διπλής έντασης (Electric charge in dual volumes)

$$q_n = \int_{\tilde{V}_n} \rho dV, \quad (2.29)$$

όπου \tilde{V}_n είναι η ένταση του n – κελιού \tilde{G} .

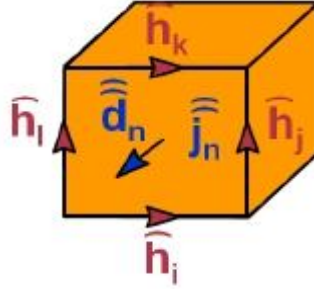
Στο επόμενο βήμα ο νόμος του Ampere, διακριτοποιείται με τη FIT για το κελί \tilde{G} .

Η ολοκληρωτική μορφή του νόμου του Ampere είναι:

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{D} \cdot d\vec{A} + \iint_A \vec{J} \cdot d\vec{A}, \quad \forall A \subset \mathbb{R}^3 \quad (2.30)$$

όπου το A είναι οποιαδήποτε ανοικτή επιφάνεια στον τρισδιάστατο χώρο που οριοθετείται από την κλειστή καμπύλη ∂A .

Με δεδομένο ότι η σχέση (2.30) ισχύει για κάθε επιφάνεια στον τρισδιάστατο χώρο μπορούμε να γράψουμε το νόμο του Ampere για την έδρα του n - κελιού \tilde{G} που περιβάλλεται από τις ακμές i, j, k, ℓ με προσανατολισμούς, όπως και στην Εικόνα 2.6.



Εικόνα 2.6: Όψη n - κελιού \tilde{G} σε εξάεδρο πλέγμα που περιβάλλεται από τις ακμές i, j, k, ℓ

Χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες του ολοκληρώματος γράφουμε το πρώτο μέλος της σχέσης (2.30) ως το άθροισμα των τεσσάρων ολοκληρωμάτων πάνω στις τέσσερις ακμές:

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_{\text{edge } i} \vec{H} \cdot d\vec{s} + \int_{\text{edge } j} \vec{H} \cdot d\vec{s} - \int_{\text{edge } k} \vec{H} \cdot d\vec{s} - \int_{\text{edge } \ell} \vec{H} \cdot d\vec{s}, \quad (2.31)$$

όπου οι ενδείξεις μείον δηλώνουν το διαφορετικό προσανατολισμό των μαγνητικών τάσεων στις ακμές k και ℓ σε σχέση με τον προσανατολισμό των μαγνητικών τάσεων στις ακμές i και j . Τα τέσσερα ολοκληρώματα είναι ακριβώς τα ζητούμενα της μεθόδου FIT (μαγνητικές ροές κατά μήκος των τεσσάρων ακμών του \tilde{G}), ως εκ τούτου το πρώτο μέλος της σχέσης (2.30) (νόμος Ampere) γράφεται ως εξής:

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \hat{h}_i + \hat{h}_j - \hat{h}_k - \hat{h}_\ell \quad (2.32)$$

Η ολοκληρωτική μορφή του νόμου του Ampere (σχέση (2.30)) λόγω των σχέσεων (2.27), (2.28) και (2.32) γράφεται:

$$\hat{h}_i + \hat{h}_j - \hat{h}_k - \hat{h}_\ell = \frac{\partial}{\partial t} \hat{d}_n + \hat{j}_n \quad (2.33)$$

Η σχέση (2.33) μπορεί να γραφεί για όλα τα κελιά του πλέγματος διακριτοποίησης. Ομαδοποιώντας σε ένα πίνακα \tilde{C} όλους τους συντελεστές +1 και -1 των ζητούμενων μαγνητικών ροών στις ακμές όλων των n – κελιών \tilde{G}

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \dots & +1 & \dots & +1 & \dots & -1 & \dots & -1 & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}$$

καθώς και τα ηλεκτρικά και μαγνητικά ζητούμενα σε τρία διανύσματα \hat{h} , \hat{j} και \hat{d} :

$$\hat{h} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \hat{h}_i \\ \cdot \\ \hat{h}_j \\ \cdot \\ \hat{h}_k \\ \cdot \\ \hat{h}_\ell \\ \cdot \end{bmatrix}, \quad \hat{j} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \hat{j}_n \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}, \quad \hat{d} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \hat{d}_n \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix},$$

τότε ο νόμος του Ampere γράφεται σε σχέση με τους πίνακες \tilde{C} , \hat{h} , \hat{j} και \hat{d} ως εξής:

$$\tilde{C} \hat{h} = \frac{d}{dt} \hat{d} + \hat{j} \quad (2.34)$$

Όπως ήδη έχει αναφερθεί, αυτή είναι μία διακριτοποίηση του νόμου Ampere σε ένα συγκεκριμένο κελί.

Ο τύπος (2.34) θυμίζει τη συνεχή τοπική έκφραση της δεύτερης εξίσωσης Maxwell

$$\text{curl} \vec{H} = \frac{d}{dt} \vec{D} + \vec{J} \quad (2.35)$$

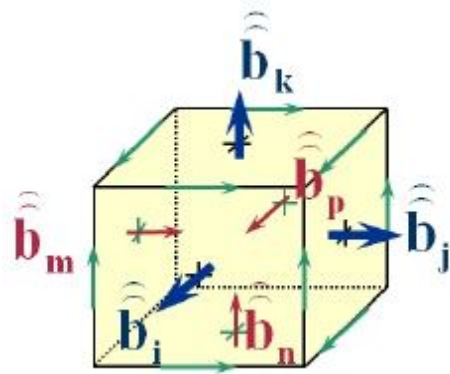
Συγκρίνοντας τις σχέσεις (2.34) και (2.35) παρατηρούμε ότι ο πίνακας \tilde{C} είναι ένα διακριτό ισοδύναμο του τελεστή πλέγματος \tilde{G} .

Η διακριτοποίηση του νόμου απόκλισης με τη FIT

Ο νόμος απόκλισης για την πυκνότητα μαγνητικής ροής σε ολοκληρωτική μορφή είναι

$$\oiint_{dV} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0, \quad \forall V \in \mathbb{R}^3 \quad (2.36)$$

διακριτοποιείται με την τεχνική της πεπερασμένης ολοκλήρωσης στο κελί G (Εικόνα 2.7).



Εικόνα 2.7: Απεικόνιση του n - κελιού G σε εξάεδρο πλέγμα και αρίθμηση των ζητούμενων μαγνητικών ροών

Η διακριτοποίηση είναι απλή, διασπώντας το ολοκλήρωμα του πρώτου μέλους της σχέσης (2.36) σε έξι ολοκληρώματα των μαγνητικών ροών των εδρών και με δεδομένο ότι κάθε ένα από αυτά είναι και ένα ζητούμενο της FIT τότε η σχέση (2.36) γράφεται:

$$\widehat{b}_i + \widehat{b}_j + \widehat{b}_k - \widehat{b}_m - \widehat{b}_n - \widehat{b}_p = 0 \quad (2.37)$$

Ομαδοποιώντας σε ένα πίνακα S όλους τους συντελεστές $+1$ και -1 των ζητούμενων μαγνητικών ροών στις έδρες όλων των n - κελιών G

$$S = \begin{bmatrix} \dots & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots \\ \dots & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & \dots \\ \dots & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots \end{bmatrix}$$

οδηγούμε στη σχέση

$$S \widehat{\mathbf{b}} = 0 \quad (2.38)$$

στην οποία ο πίνακας S είναι ένα διακριτό ισοδύναμο του τελεστή απόκλισης στο κελί G .

Ο νόμος απόκλισης για την πυκνότητα ηλεκτρικής ροής σε ολοκληρωτική μορφή είναι:

$$\oiint_{dV} \vec{D} \cdot d\mathbf{A} = \iiint_V \rho dV, \quad \forall V \in \mathbb{R}^3 \quad (2.39)$$

διακριτοποιείται με την τεχνική της πεπερασμένης ολοκλήρωσης στο κελί \tilde{G} (Εικόνα 2.8).

Η διακριτοποίηση είναι απλή, διασπώντας το ολοκλήρωμα του πρώτου μέλους της σχέσης (2.39) σε έξι ολοκληρώματα των ηλεκτρικών ροών των εδρών και με δεδομένο ότι κάθε ένα από αυτά είναι και ένα ζητούμενο της FIT, τότε η σχέση (2.39) γράφεται:

$$\widehat{\mathbf{d}}_i + \widehat{\mathbf{d}}_j + \widehat{\mathbf{d}}_k - \widehat{\mathbf{d}}_m - \widehat{\mathbf{d}}_n - \widehat{\mathbf{d}}_p = q_t \quad (2.40)$$

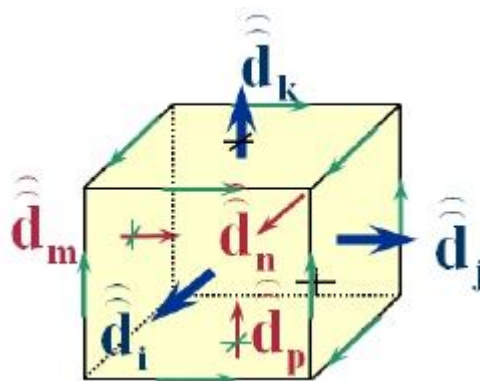
Ομαδοποιώντας σε ένα πίνακα \tilde{S} όλους τους συντελεστές +1 και -1 των ζητούμενων ηλεκτρικών ροών στις έδρες όλων των n - κελιών \tilde{G}

$$\tilde{S} = \begin{bmatrix} \dots & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots \\ \dots & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & \dots \\ \dots & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots \end{bmatrix}$$

οδηγούμεστε στη σχέση

$$\tilde{S} \widehat{\mathbf{d}} = \mathbf{q} \quad (2.41)$$

στην οποία ο πίνακας \tilde{S} είναι ένα διακριτό ισοδύναμο του τελεστή απόκλισης στο κελί \tilde{G} .



Εικόνα 2.8: Απεικόνιση του n - κελιού \tilde{G} σε εξάεδρο πλέγμα και αρίθμηση των ζητούμενων ηλεκτρικών ροών

Οι C , S και \tilde{C} , \tilde{S} είναι πίνακες τοπολογικοί, έχουν στοιχεία τους αριθμούς -1 και $+1$. Εμπίπτουν στην κατηγορία πινάκων συχνότητας. Οι πίνακες αυτοί έχουν τις ακόλουθες ιδιότητες

$$\tilde{C} = C^T \quad \tilde{S} = S^T, \quad (2.42\alpha)$$

δηλαδή, ο πίνακας \tilde{C} είναι ο ανάστροφος του πίνακα C και ο \tilde{S} είναι ο ανάστροφος του πίνακα S^T

$$\text{και} \quad SC = 0 \quad \tilde{S}\tilde{C} = 0. \quad (2.42\beta)$$

Η FIT μέσω των συνιστωσών του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου προσδιορίζει ηλεκτρικά και μαγνητικά μεγέθη διακριτοποιώντας τις MGE και καταρτίζει τοπολογικούς πίνακες. Κατά τη διακριτοποίηση κελιών δεν παρουσιάζονται σφάλματα, είναι αναγκαίο όμως να ορισθούν οι σχέσεις υλικών. Οι πίνακες υλικών είναι διαγώνιοι.

Οι εξισώσεις του Maxwell και οι σχετιζόμενες εξισώσεις υλικών, μετατρέπονται από το συνεχή στο διακριτό χώρο, προσδιορίζοντας ηλεκτρικά δυναμικά στις ακμές και ηλεκτρικές ροές στις επιφάνειες των κελιών ενός πλέγματος ('πρωταρχικό κελί') καθώς και μαγνητικά δυναμικά στις ακμές και μαγνητικές ροές στις επιφάνειες ενός άλλου πλέγματος ('δευτερεύον κελί').

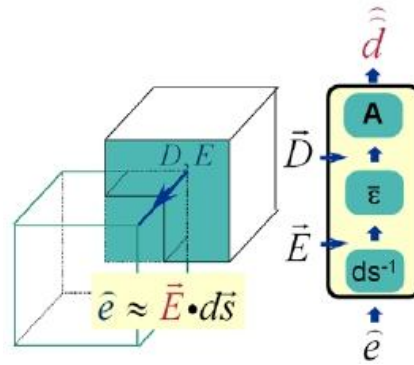
Το διακριτό ισοδύναμο της \vec{E} , η ηλεκτρική τάση, ορίζεται στις ακμές του πρωταρχικού πλέγματος G , ενώ το διακριτό ισοδύναμο της \vec{D} , η ηλεκτρική ροή, ορίζεται στις έδρες του διπλού πλέγματος.

Η σχέση ανάμεσα στο \vec{D} και \vec{E} είναι

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad (2.43)$$

όπου ϵ η πυκνότητα μαγνητικής ροής.

Η σχέση μεταξύ των διακριτών ποσοτήτων \hat{e} και \hat{d} απεικονίζεται σχηματικά στην Εικόνα 2.9 για την περίπτωση ενός ομοιογενούς υλικού. (Είναι $\hat{e} \approx \vec{E} \cdot d\vec{s}$, όπου $d\vec{s}$ είναι το μήκος της ακμής του G κελιού (πρωτεύον κελί).



Εικόνα 2.9: Απεικόνιση σχέσης ηλεκτρικής τάσης και αντίστοιχης ηλεκτρικής ροής

Εάν το υλικό δεν είναι ομοιογενές, ένα κατάλληλο μέσο διηλεκτρικό $\bar{\epsilon}$ πρέπει να χρησιμοποιείται.

Ορίζοντας τις απαραίτητες σχέσεις μεταξύ των τάσεων και των ροών, οι ολοκληρωτικές τους τιμές προσεγγίζονται πάνω στις ακμές του πλέγματος ή στις έδρες των κελιών αντίστοιχα. Οι συντελεστές που συνδέουν αυτά τα μεγέθη εξαρτώνται από ιδιότητες και παραμέτρους υλικών και από τη χωρική ανάλυση του πλέγματος και δίνονται παρακάτω:

$$\alpha) \quad \vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad \hat{d} = M_\epsilon \hat{e}, \quad (2.44\alpha)$$

όπου κάθε στοιχείο $(M_\epsilon)_i$ του διαγώνιου πίνακα M_ϵ δίνεται από τη σχέση:

$$(M_\epsilon)_i = \bar{\epsilon}_i \frac{\tilde{A}_i}{l_i} \quad (2.44\beta)$$

και l_i το μήκος της ακμής i του κελιού G και \tilde{A}_i η έδρα i του κελιού \tilde{G} .

$$\beta) \quad \vec{B} = \mu \vec{H} \quad \hat{b} = M_\mu \hat{h}, \quad (2.45\alpha)$$

όπου κάθε στοιχείο $(M_\mu)_i$ του διαγώνιου πίνακα M_μ δίνεται από τη σχέση:

$$(M_\mu)_i = \bar{\mu}_i \frac{\tilde{l}_i}{A_i} \quad (2.45\beta)$$

και \tilde{l}_i το μήκος της ακμής i του κελιού \tilde{G} και A_i η έδρα i του κελιού G .

Η αποτελεσματικότητα της FIT οφείλεται κυρίως σε τρεις λόγους: α) είναι ένας αλγόριθμος με ισχυρό θεωρητικό υπόβαθρο, β) είναι εφαρμόσιμη τόσο στο πεδίο της συχνότητας όσο και του χρόνου, γ) μπορεί να εφαρμοστεί σε μια ποικιλία από πλέγματα.

ΤΡΙΤΟ ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΤΥΠΟΥ

3.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΛΕΠΤΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ GSM/DCS ΤΥΠΟΥ PATCH

Η λεπτή εσωτερική κεραία GSM/DCS τύπου Patch παρουσιάζει αξιοσημείωτο ενδιαφέρον. Έχει ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τόσο ως προς τη γεωμετρική της δομή όσο και ως προς το φάσμα λειτουργίας.

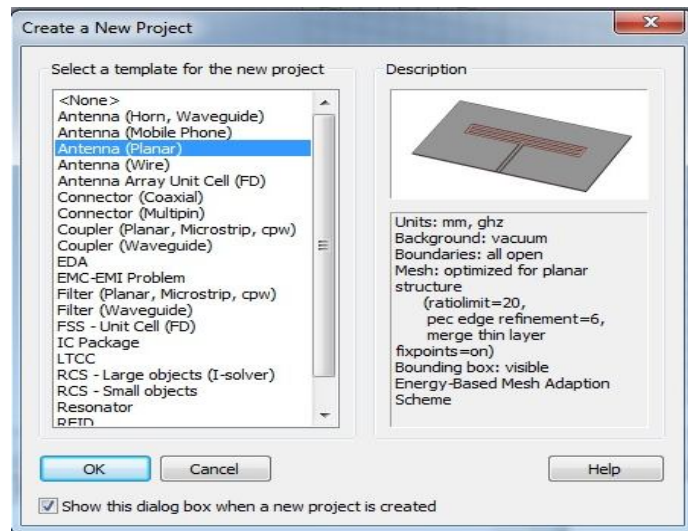
Η ανάλυση της κεραίας γίνεται με προσομοίωση της μέσω του λογισμικού πακέτου CST MICROWAVE STUDIO. Είναι ένα εύχρηστο λογισμικό εργαλείο για ανάλυση και σχεδίαση ηλεκτρομαγνητικών διατάξεων στην περιοχή των υψηλών συχνοτήτων.

Επιλέγοντας το εικονίδιο «CST MICROWAVE STUDIO» (Εικόνα 3.1) ξεκινά η δημιουργία ενός νέου έργου.



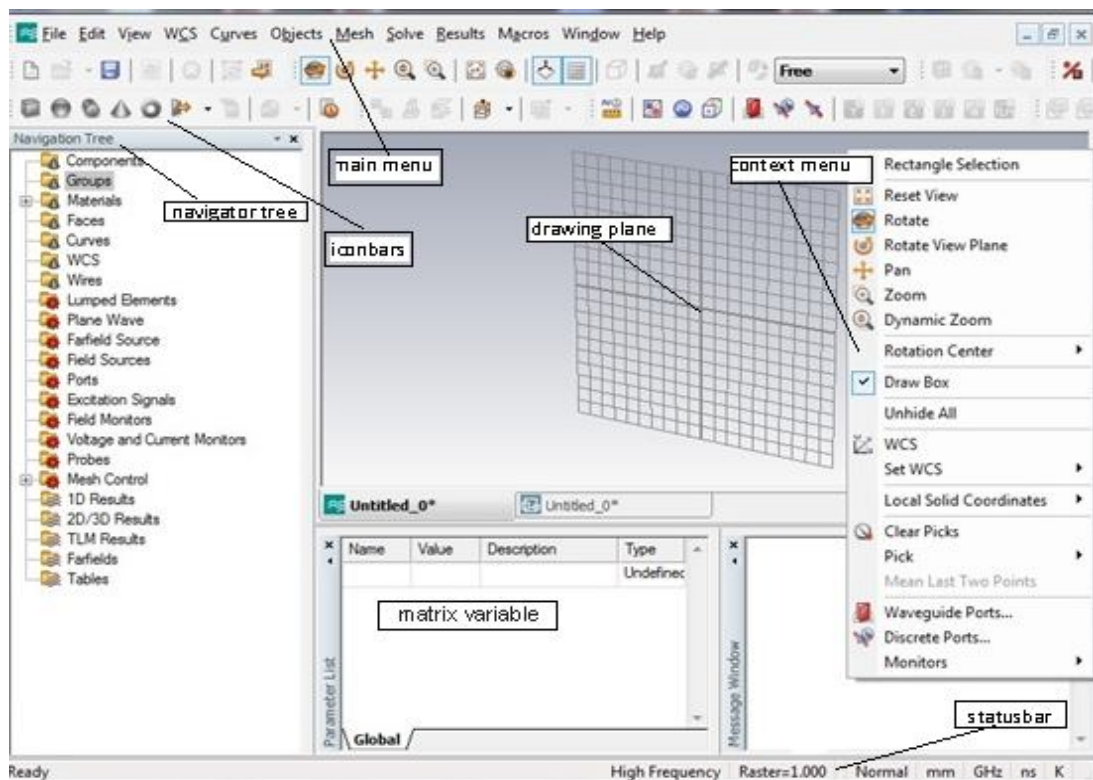
Εικόνα 3.1: Παράθυρο δημιουργίας νέου έργου

Οδηγούμεστε στο επόμενο πλαίσιο διαλόγου (Εικόνα 3.2) για την επιλογή του πρότυπου. Από ένα πλήθος προτύπων επιλέγουμε το πρότυπο της επίπεδης κεραίας (Antenna Planar), καθώς αυτό ανταποκρίνεται στη γεωμετρία της κεραίας-μοντέλο.



Εικόνα 3.2: Επιλογή προτύπου

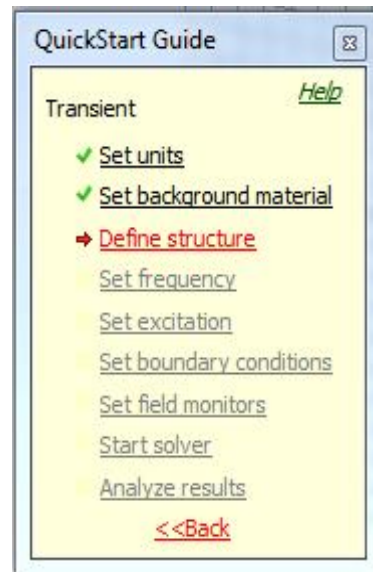
Στην Εικόνα 3.3 φαίνεται το κύριο παράθυρο προγράμματος: διακρίνουμε το κύριο μενού που περιέχει τις λειτουργίες που υποστηρίζει το πρόγραμμα, το δέντρο πλοήγησης (navigation tree) με το οποίο έχουμε τη δυνατότητα προσπέλασης δομικών στοιχείων και των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων. Εμφανής είναι ο χώρος σχεδίασης των τρισδιάστατων διατάξεων. Το context menu περιέχει τις εντολές που χρησιμοποιούνται περισσότερο.



Εικόνα 3.3: Κύριο παράθυρο προγράμματος

Σημαντικό εργαλείο είναι ο QuickStar Guide (Εικόνα 3.4) που εμφανίζεται αυτόματα και δίνει τη δυνατότητα επιλογής βημάτων ως και την ανάλυση των αποτελεσμάτων.

- QuickStar Guide→
- Transient→
- ✓ Set units→
- ✓ Set background material→
- Define structure**→
- Set frequency→
- Set excitation→
- Set boundary conditions→
- Set field monitors→
- Start solver→
- Analyze results→
- <<Back

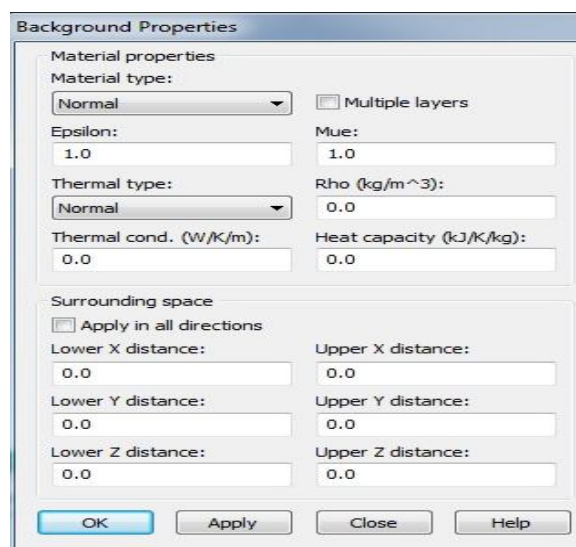


Εικόνα 3.4: QuickStar Guide

Μέσω της διαδρομής **main menu** → **solve** → **units** δίνεται η δυνατότητα επιλογής μονάδων μεγεθών (Εικόνα 3.5) και μέσω της διαδρομής **main menu** → **solve** → **background material** δίνεται η δυνατότητα καθορισμού διάφορων υλικών (Εικόνα 3.6).

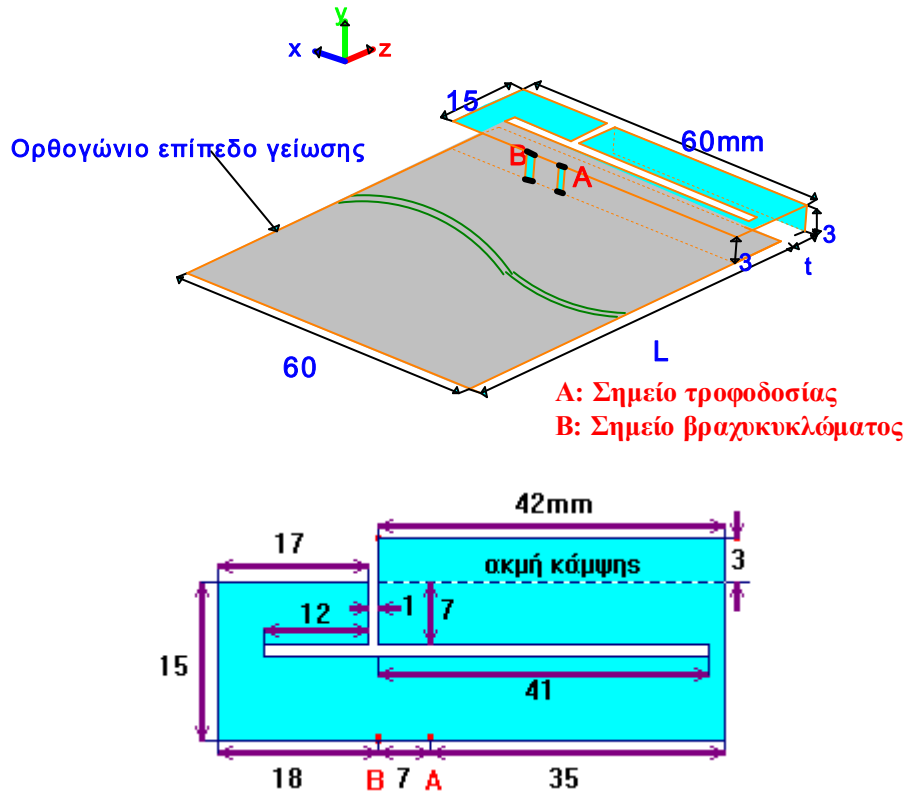


Εικόνα 3.5: Επιλογή μεγεθών



Εικόνα 3.6: Επιλογή υλικού

Η γεωμετρία της προτεινόμενης κεραίας φαίνεται στην Εικόνα 3.7 [8]. Αποτελείται από ένα μεταλλικό φύλλο (patch) διαστάσεων $15 \times 60\text{mm}^2$, πάνω σε ένα επίπεδο γείωσης (ground plane). Το σχήμα της είναι ένα από τα πιο συνήθη σχήματα κεραίων.

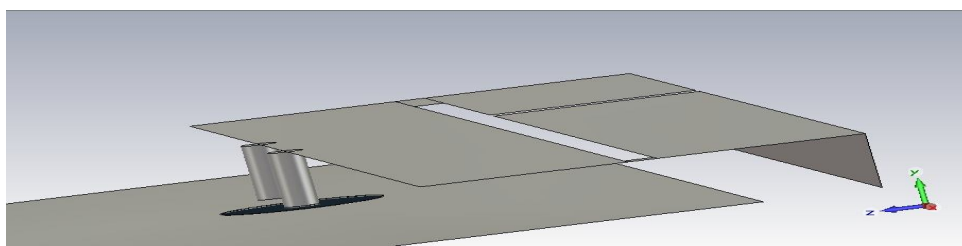


Εικόνα 3.7: Η γεωμετρία της προτεινόμενης κεραίας (όλες οι διαστάσεις σε mm)

Οι διαστάσεις του μεταλλικού φύλλου της κεραίας (patch antenna) δε διαφέρουν από τις διαστάσεις των φύλλων των συμβατικών εσωτερικών κεραίων. Μεταξύ της κεραίας και του επιπέδου γείωσης υπάρχει υπόστρωμα αέρος πάχους 3mm. Το διάκενο των συμβατικών κεραίων είναι από 6 έως 10mm, αδυνατούν στα 3mm να λειτουργήσουν στα απαιτούμενα εύρη ζωνών των GSM/DCS ψηφιακών συστημάτων και παρουσιάζουν μεγάλες απώλειες.

Η συγκεκριμένη κεραία, για να ενισχύσει το εύρος ζώνης, φέρει μία σχισμή σχήματος T, πλάτους 1mm, και έχει δύο σκέλη άνισα μήκους 12 και 41mm. Το μήκος του μεγαλύτερου σκέλους μπορεί να φθάσει τα 82mm, το οποίο είναι περίπου το ένα τέταρτο του μήκους κύματος στα 900MHz. Από την άλλη πλευρά, το μικρότερο σκέλος μπορεί να φθάσει περίπου τα 42mm, περίπου το ένα τέταρτο του μήκους κύματος στα 1800MHz.

Για την ενίσχυση του εύρους ζώνης θεωρήθηκε απαραίτητη η προέκταση του μεταλλικού φύλλου (Top Patch Antenna) πέρα από το γειωμένο υπόστρωμα (Εικόνα 3.8). Στη συγκεκριμένη κεραία η προέκταση έχει μήκος 4mm. Η προέκταση είναι πέρα από το επίπεδο γείωσης, και αναμένεται ότι ο συντελεστής ποιότητας της κεραίας μπορεί να μειωθεί, έτσι το εύρος ζώνης της κεραίας να ενισχυθεί. Η προέκταση είναι πιο απλή και πρακτική από άλλες αλλαγές-τροποποιήσεις στο επίπεδο γείωσης για τη βελτίωση του εύρους ζώνης των εσωτερικών κεραίων.

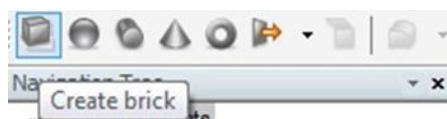


Εικόνα 3.8: Προέκταση κεραίας

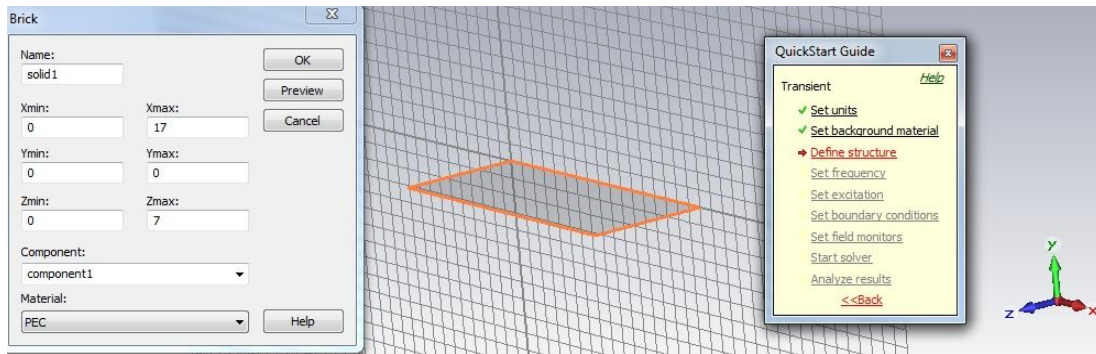
Το ακραίο τμήμα του μεταλλικού φύλλου της κεραίας (Top Patch Antenna), διαστάσεων $3 \times 42\text{mm}^2$ κάμπτεται προς τα κάτω, με αποτέλεσμα να μη μεταβάλλεται ο συνολικός όγκος που καταλαμβάνει η κεραία.

Το ίδιο το λογισμικό περιέχει βασικά σχήματα κατάλληλα για το σχεδιασμό διδιάστατων και τρισδιάστατων δομών ή ακανόνιστων σχημάτων. Η σχεδίαση μπορεί να γίνει με συνενώσεις, αφαιρέσεις τμημάτων των σχημάτων και από τον ίδιο το σχεδιαστή.

Η μοντελοποίηση με το **QuickStar Guide** → **define structure** ακολουθεί τη διαδρομή **components** → **create brick** (Εικόνα 3.9) δίνοντας τις ακριβείς διαστάσεις της επιφάνειας της κεραίας στο παράθυρο (Εικόνα 3.10) που εμφανίζεται.

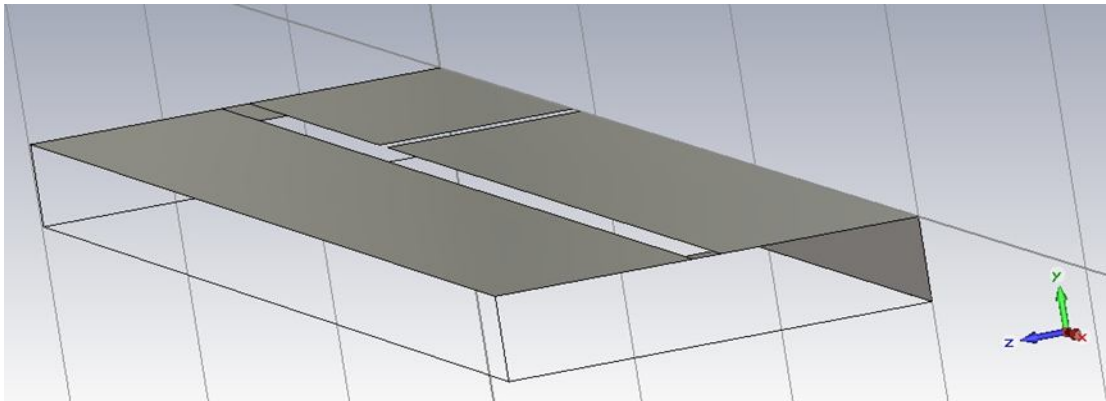


Εικόνα 3.9: Εικονίδιο δημιουργίας πρώτου δομικού στοιχείου κεραίας



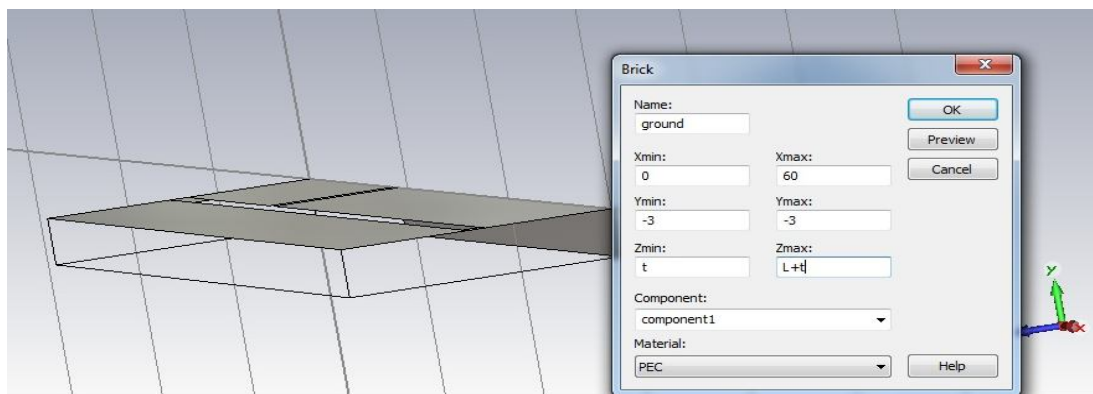
Εικόνα 3.10: Παράθυρο επιλογής διαστάσεων πρώτου δομικού στοιχείου κεραίας

Σταδιακά δομείται η γεωμετρία της κεραίας (Εικόνα 3.11) ακολουθώντας την ίδια διαδρομή.



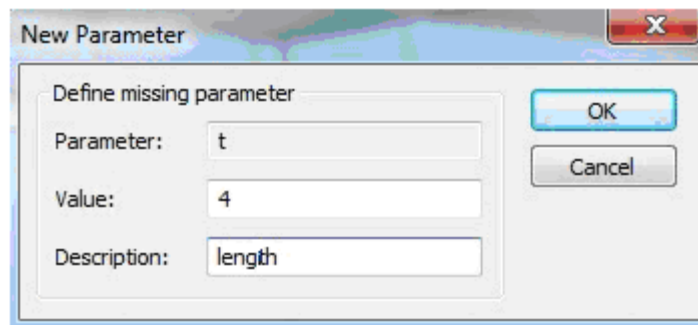
Εικόνα 3.11: Η γεωμετρία της κεραίας

Το επόμενο βήμα είναι η προσθήκη του επιπέδου γείωσης ακολουθώντας την ίδια διαδρομή: δίνοντας τις καθορισμένες διαστάσεις και τοποθετώντας το σε συγκεκριμένη απόσταση από την κεραία (Εικόνα 3.12 και Εικόνα 3.14).

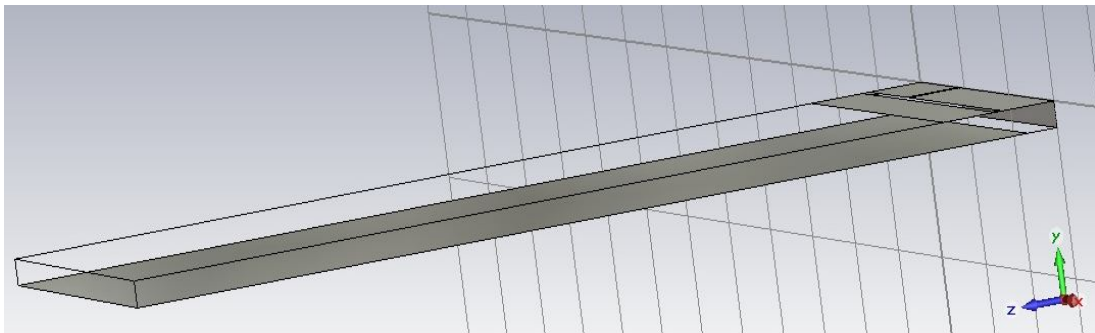


Εικόνα 3.12: Ορισμός παραμέτρων για την κατασκευή του επιπέδου γείωσης

Αυτόματα το λογισμικό ζητά τιμές παραμέτρων, εάν αυτές δεν έχουν ορισθεί (Εικόνα 3.13).

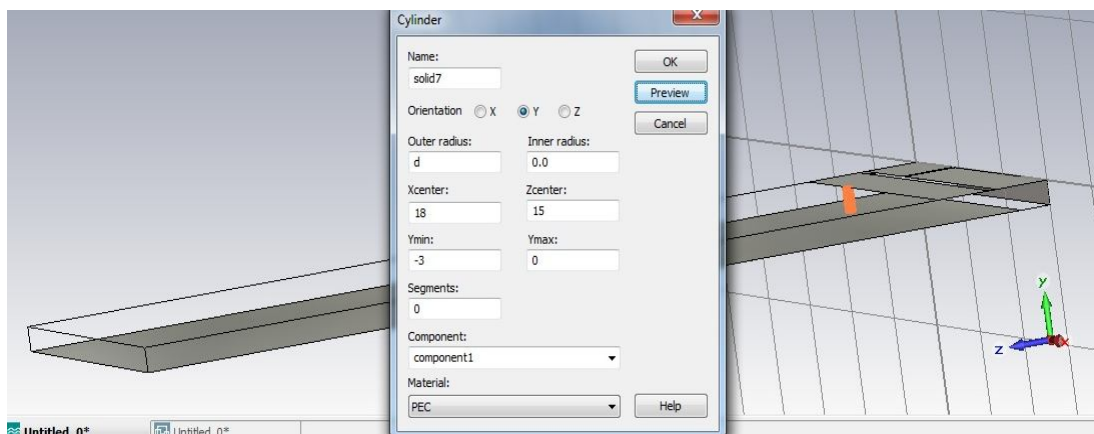


Εικόνα 3.13: Παράθυρο ορισμού άγνωστων παραμέτρων



Εικόνα 3.14: Προσθήκη επιπέδου γείωσης

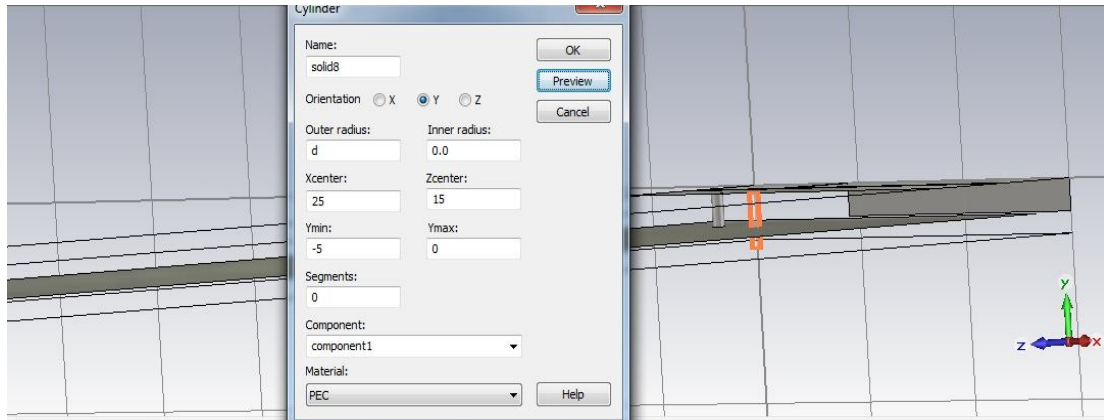
Στη συνέχεια ακολουθώντας τη διαδρομή **components** → **create cylinder** κατασκευάζουμε τη θέση βραχυκυκλώματος δίνοντάς του τις καθορισμένες διαστάσεις (Εικόνα 3.15).



Εικόνα 3.15: Βήμα κατασκευής θέσης βραχυκυκλώματος

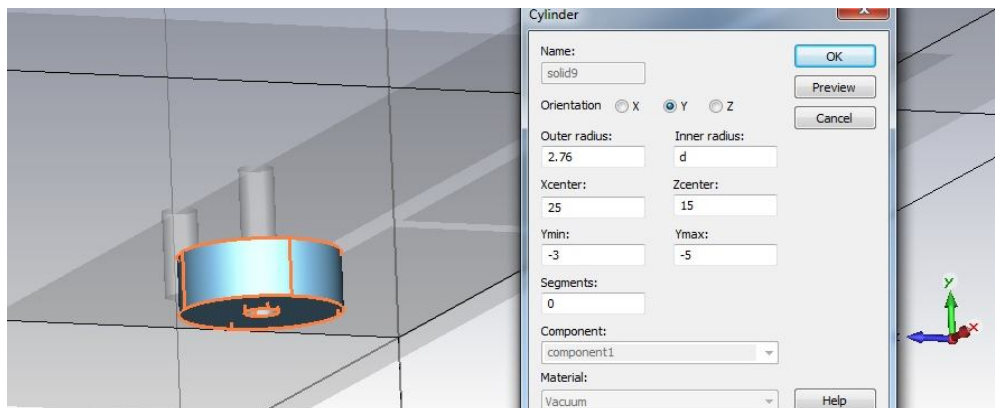
Η κατασκευή του τροφοδότη γίνεται με τα ακόλουθα βήματα: ακολουθώντας την ίδια διαδρομή **components** → **create cylinder** και δίνοντας του τις καθορισμένες διαστάσεις:

α) κατασκευάζουμε την τροφοδοσία (Εικόνα 3.16 και Εικόνα 3.17),



Εικόνα 3.16: Βήμα κατασκευής τροφοδότη

β) κατασκευάζουμε τη βάση τροφοδοσίας της οποίας το υλικό είναι αέρας,



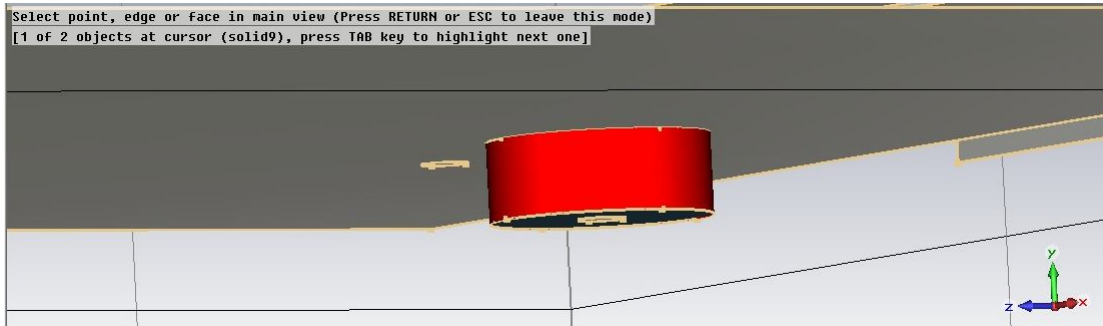
Εικόνα 3.17: Βήμα κατασκευής βάσης τροφοδότη

γ) χρησιμοποιώντας τον ακόλουθο εναλλακτικό τρόπο κατασκευής δομικού στοιχείου (Εικόνα 3.18): επιλέγουμε **select point edge of face**,



Εικόνα 3.18: Εικονίδιο επιλογής σημείου, ακμής ή επιφάνειας

ορίζουμε σημείο, ακμή ή επιφάνεια (Εικόνα 3.19)



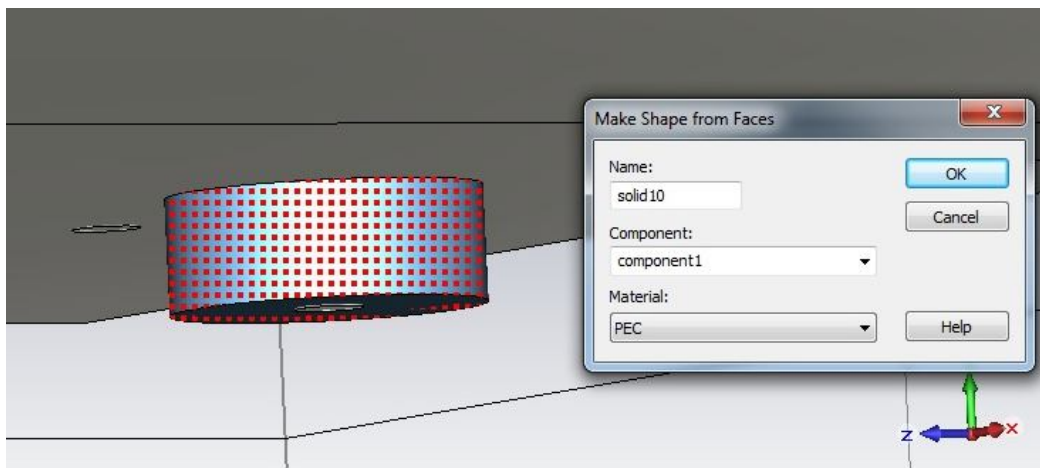
Εικόνα 3.19: Βήμα ορισμού επιφάνειας

και με την εντολή **Make a new shape from picked faces** (Εικόνα 3.20)



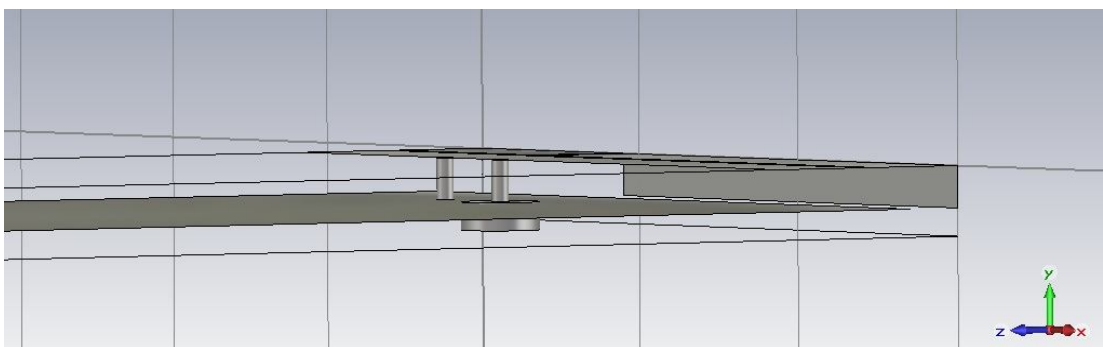
Εικόνα 3.20: Εικονίδιο εντολής ορισμού περιβάλλοντος υλικού

ορίζεται το περιβάλλον υλικό συμπληρώνοντας το πλαίσιο διαλόγου της Εικόνας 3.21.



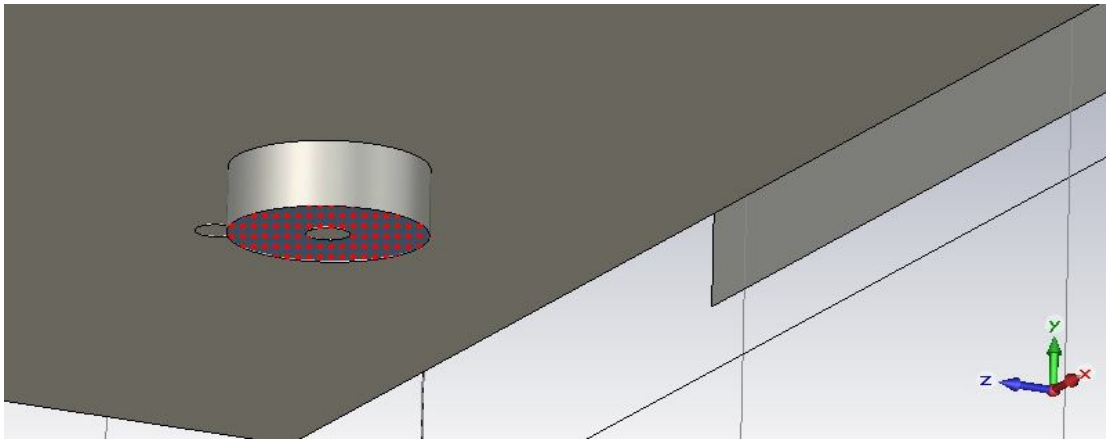
Εικόνα 3.21: Ορισμός περιβάλλοντος υλικού

Η κεραία μας μετά από τα προηγούμενα βήματα απεικονίζεται στην Εικόνα 3.22.



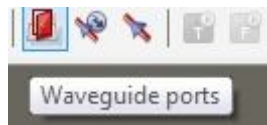
Εικόνα 3.22: Απεικόνιση του έως τώρα κατασκευαζόμενου μοντέλου

Ακολουθώντας τη διαδρομή επιλογής επιφάνειας, που προαναφέραμε, επιλέγουμε την κάτω επιφάνεια, όπως δείχνει η Εικόνα 3.23.



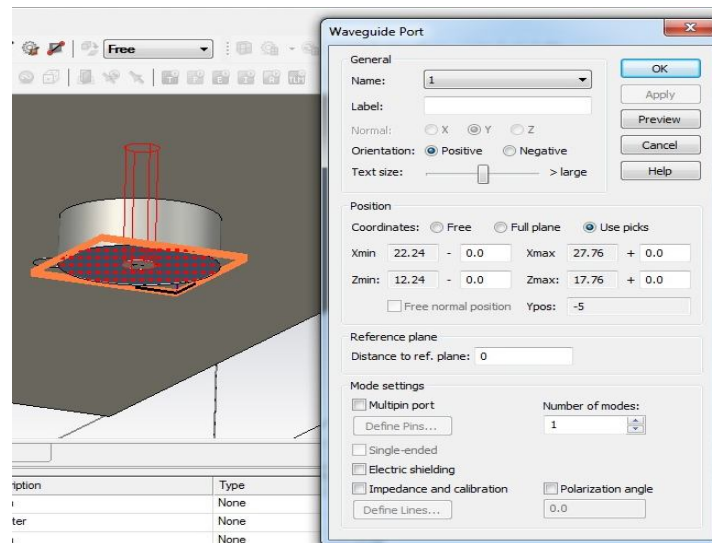
Εικόνα 3.23: Απεικόνιση επιλεγμένης κάτω επιφάνειας τροφοδότη

και ενεργοποιούμε το waveguide ports με την επιλογή (Εικόνα 3.24)



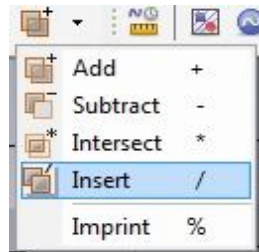
Εικόνα 3.24: Εικονίδιο ενεργοποίησης θύρας κυματοδηγού

Στο πλαίσιο διαλόγου που εμφανίζεται στην Εικόνα 3.25, ορίζεται η θέση, οι διαστάσεις της θύρας κυματοδηγού.



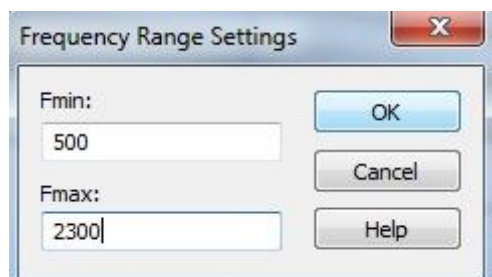
Εικόνα 3.25: Βήμα ορισμού θέσης θύρας κυματοδηγού

Το επόμενο βήμα είναι να ενώσουμε τα μέρη της κεραίας μεταξύ τους και στη συνέχεια την κεραία με το επίπεδο γείωσης. Η ένωση γίνεται ακολουθώντας τη διαδρομή **components** → **στοιχείο ένωσης** → **insert** → **στοιχείο ένωσης**.



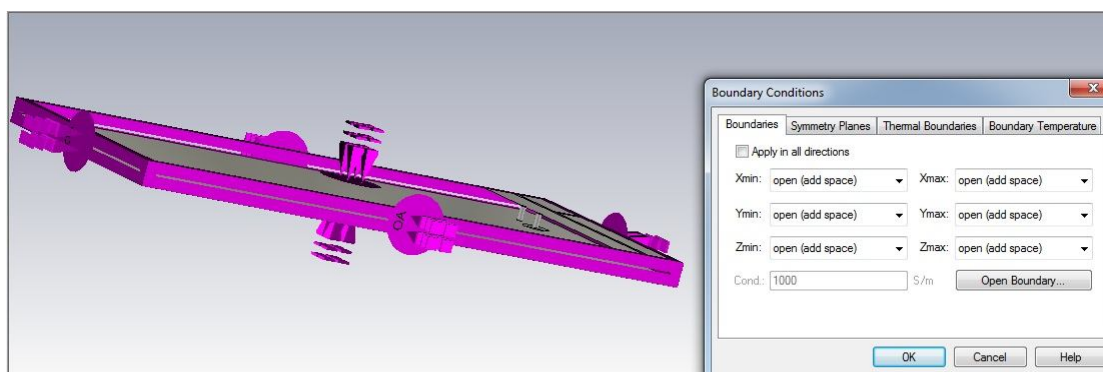
Εικόνα 3.26: Εικονίδιο εντολής insert

Ακολουθώντας τη διαδρομή **solve** → **frequency** από το κύριο μενού ή **QuickStar Guide** → **set frequency** ορίζεται η ελάχιστη και η μέγιστη συχνότητα του εύρους στο οποίο θα γίνει η προσομοίωση (Εικόνα 3.27).



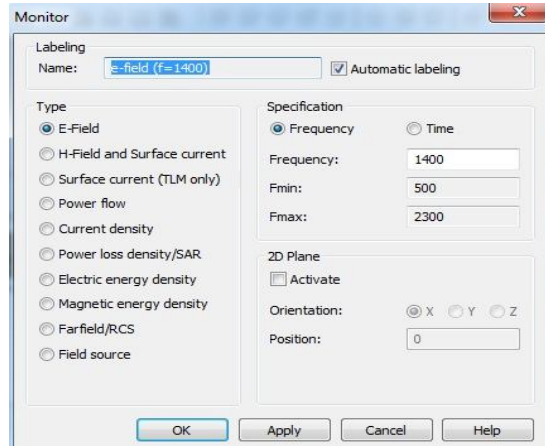
Εικόνα 3.27: Παράθυρο ρύθμισης φάσματος συχνοτήτων

Στη συνέχεια ορίζονται οι οριακές συνθήκες του χώρου προσομοίωσης, καθώς ο υπολογιστικός χώρος δεν είναι δυνατό να εκτείνεται ως το άπειρο (Εικόνα 3.28). Προεπιλέγουμε το μοντέλο να βρίσκεται σε ένα τέλεια αγωγίμο περιβάλλον.

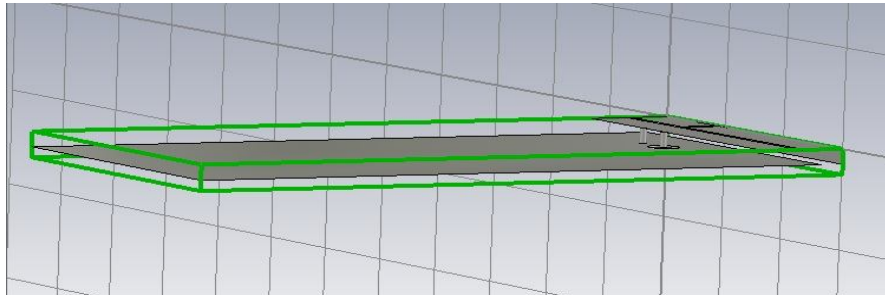


Εικόνα 3.28: Ρυθμίσεις οριακών συνθηκών και επιπέδου

Μέσα και γύρω από τη διάταξη ορίζονται τα field monitors στις συχνότητες που μας ενδιαφέρουν (ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο, πυκνότητα ρεύματος κ.τ.λ.) (Εικόνα 3.29 και Εικόνα 3.30)



Εικόνα 3.29: Παράθυρο ορισμού field monitors



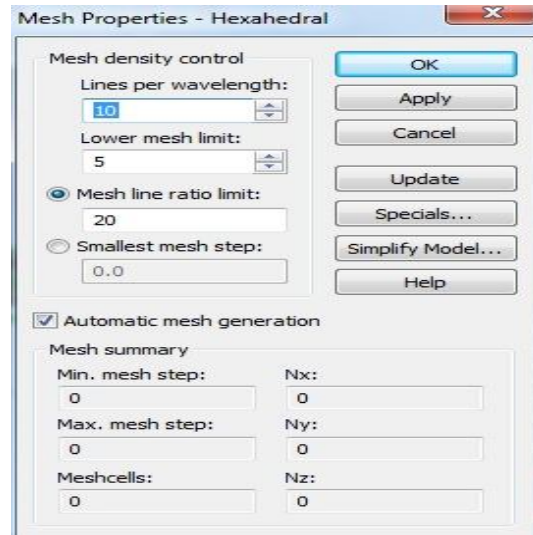
Εικόνα 3.30: Η διάταξη μετά τον ορισμό των field monitors

Το πρόγραμμα αυτόματα καθορίζει το πλέγμα σημείων της διάταξης - μοντέλου, πυκνώνει το πλέγμα σε σημεία με διεπιφάνειες υλικών ή γεωμετρικές λεπτομέρειες και το αραιώνει σε ομογενείς περιοχές επιλέγοντας την εντολή **Global mesh properties** (Εικόνα 3.31).



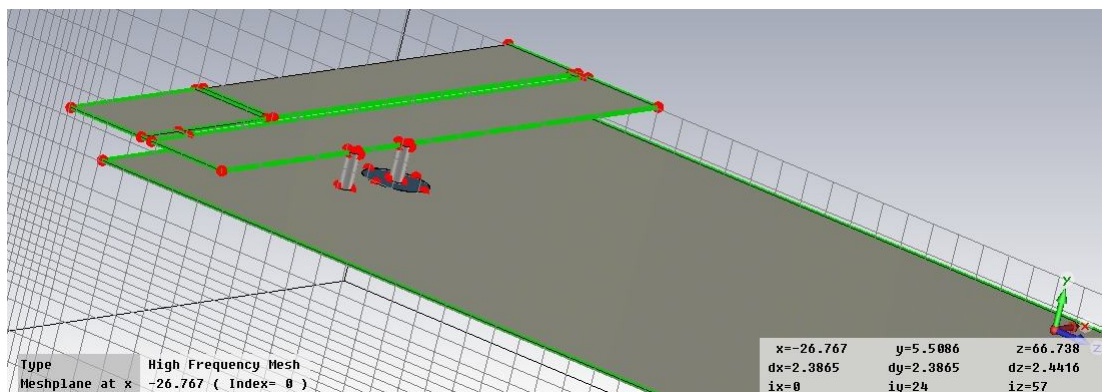
Εικόνα 3.31: Εικονίδιο εντολής διακριτοποίησης χώρου

Η διακριτοποίηση μπορεί να γίνει και από το σχεδιαστή ενεργοποιώντας την εντολή **Global mesh properties** και ορίζοντας ο ίδιος τιμές των lines per wavelength, lower mesh limit, mesh line ratio limit (Εικόνα 3.32).



Εικόνα 3.32: Παράθυρο διακριτοποίησης του υπολογιστικού χώρου

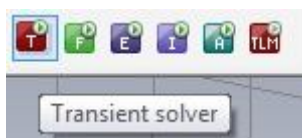
Η μέγιστη διάσταση των κελιών επιλέγεται να είναι $\lambda/40$, όπου το λ είναι το μήκος κύματος της μέγιστης συχνότητας (lines per wavelength) και κατώτερο όριο πλέγματος $\lambda/30$ (lower mesh limit). Η διακριτοποίηση είναι εμφανής στην Εικόνα 3.33.



Εικόνα 3.33: Η διακριτοποίηση ως προς το επίπεδο yz

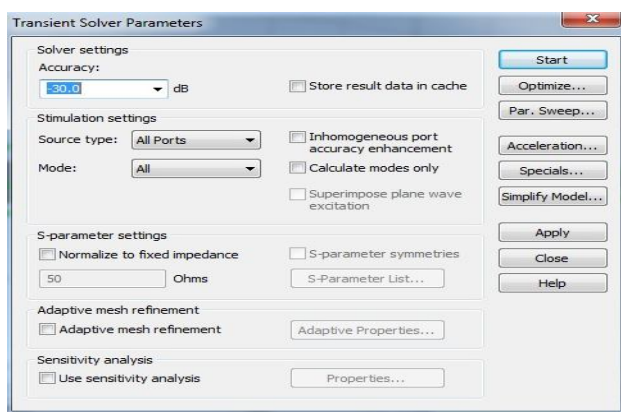
Το CST Microwave Studio συνίσταται από έξι τεχνικές επίλυσης - εργαλεία προσομοίωσης (Transient Solver, Frequency Domain Solver, Eigen-Mode Solver, Integral Equation Solver, Asymptotic Solver, TLM Solver) και το κάθε εργαλείο χρησιμοποιείται σε διαφορετικές εφαρμογές για την επίλυση συγκεκριμένων προβλημάτων. Επιλέγουμε το εργαλείο ανάλυσης μεταβατικής κατάστασης (Transient

Solver), καθώς πρόκειται για εξαιρετικά αποτελεσματικό εργαλείο για τις περισσότερες εφαρμογές υψηλής συχνότητας, όπως οι κεραίες [9].



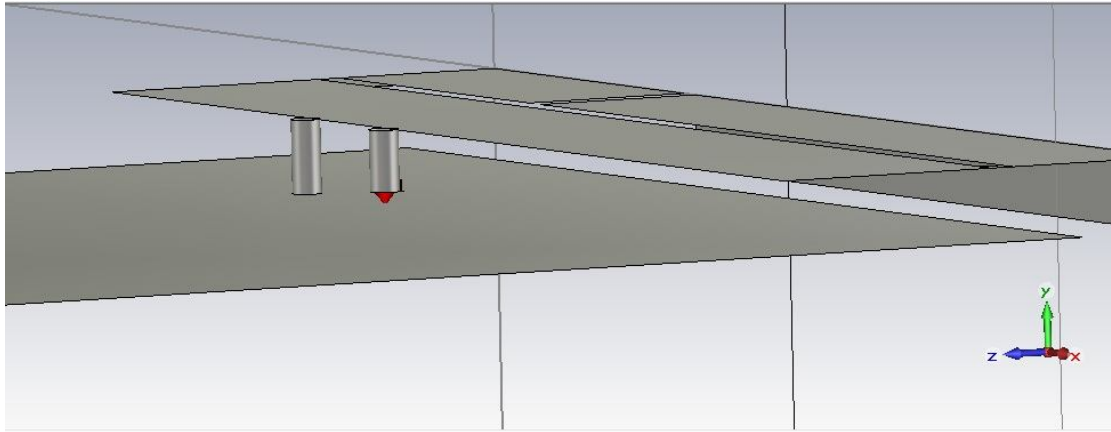
Εικόνα 3.34: Εικονίδιο εργαλείων προσομοίωσης CST

Στο ακόλουθο πλαίσιο διαλόγου (Εικόνα 3.35) καθορίζεται η επιθυμητή ακρίβεια των υπολογισμών (dB). Οι υπολογισμοί σταματούν αυτόματα, όταν η ενέργεια εντός της διάταξης έχει εξασθενήσει επαρκώς. Ορίζονται οι θύρες τροφοδοσίας καθώς και ο τρόπος διέγερσης.



Εικόνα 3.35: Παράθυρο ορισμού παραμέτρων Transient Solver

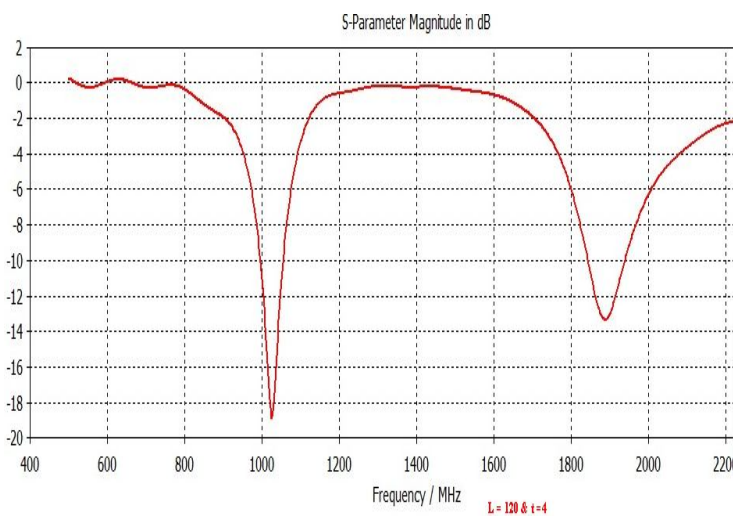
Η όλη διαδικασία μοντελοποίησης πραγματοποιήθηκε επιλέγοντας ως τρόπο διέγερσης το waveguide port. Ακολούθησαν προσομοιώσεις. Επιχειρήθηκε η κατασκευή της κεραίας και με απλό port. Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρατηρήθηκε ότι οι προσομοιώσεις που έγιναν με port ήταν πιο κοντά στα επιθυμητά αποτελέσματα, γι' αυτό και επιλέχθηκε το μοντέλο μας με port (Εικόνα 3.36).



Εικόνα 3.36: Κεραία με port

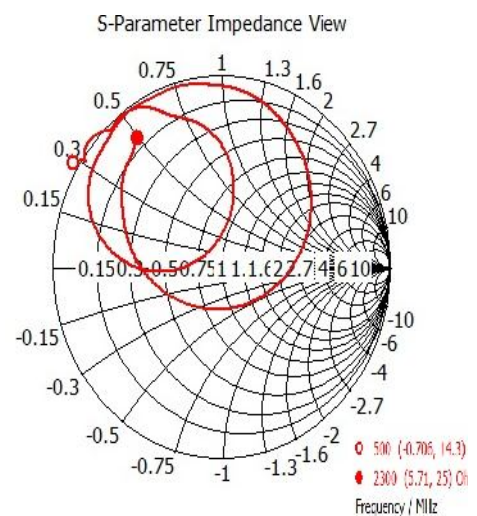
Ενδεικτικά γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων με τα αρχικά δεδομένα

Στα παρακάτω ενδεικτικά γραφικά αναπαρίστανται ο S_{11} συντελεστής ανάκλασης, το διάγραμμα Smith, το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας, οι τομές του στα επίπεδα XZ, ZY, η επιφανειακή πυκνότητα ρεύματος για τη συχνότητα 1036MHz και για τη συχνότητα 1886MHz.

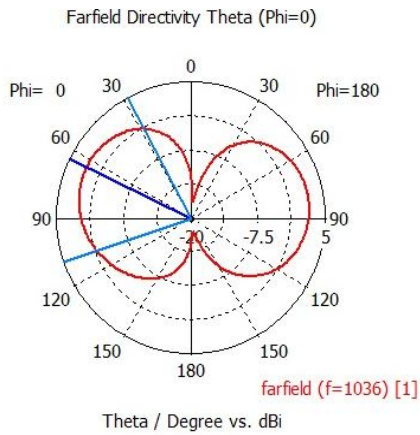


L = 120mm, t = 4mm

Εικόνα 3.37: S_{11} παράμετρος σε σχέση με τη συχνότητα



Εικόνα 3.38: Διάγραμμα Smith



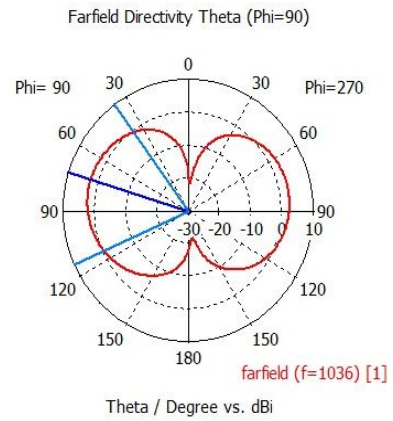
Συχνότητα: 1036MHz

Κατευθυντικότητα: 2,1dBi

Κατεύθυνση κύριου λοβού: 64°

Γωνία ημίσειας ισχύος: 81°

(α)



Συχνότητα: 1036MHz

Κατευθυντικότητα: 2,6dBi

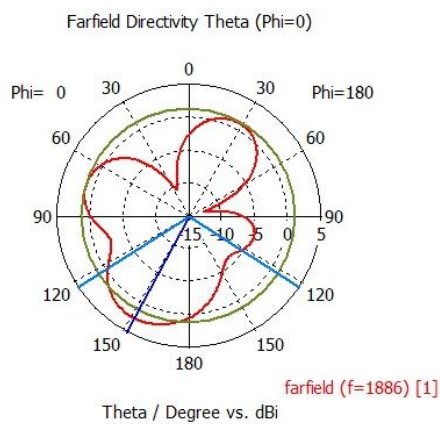
Κατεύθυνση κύριου λοβού: 73°

Γωνία ημίσειας ισχύος: $78,1^{\circ}$

(β)

Εικόνα 3.39: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 1036MHz στο επίπεδο:

α) XZ (θ για φ = 0°) β) YZ (θ για φ = 90°)



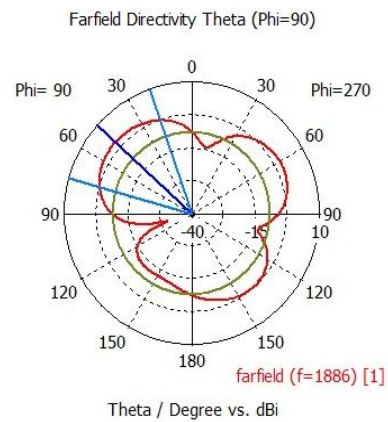
Συχνότητα: 1886MHz

Κατευθυντικότητα: 2,5dBi

Κατεύθυνση κύριου λοβού: 151°

Γωνία ημίσειας ισχύος: $114,9^{\circ}$

Ύψος πλευρικού λοβού: -1,5dB



Συχνότητα: 1886MHz

Κατευθυντικότητα: 0,1dBi

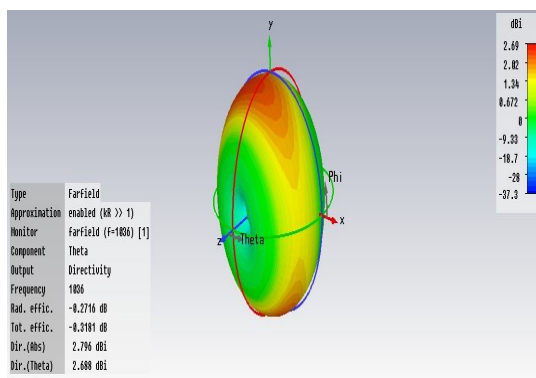
Κατεύθυνση κύριου λοβού: 48°

Γωνία ημίσειας ισχύος: $55,5^{\circ}$

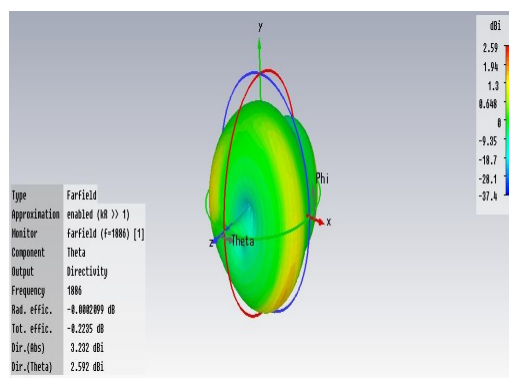
Ύψος πλευρικού λοβού: -9,2dB

Εικόνα 3.40: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 1886MHz στο επίπεδο:

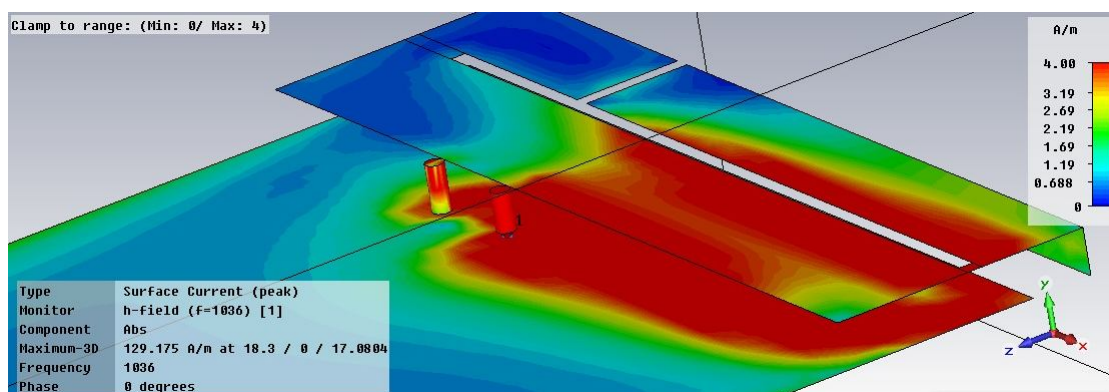
α) XZ (θ για φ = 0°) β) YZ (θ για φ = 90°)



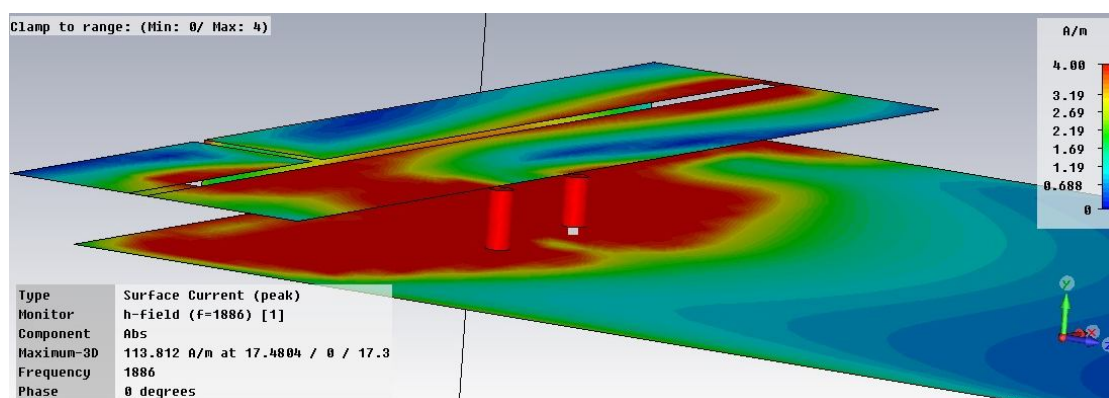
Εικόνα 3.41: Τρισδιάστατο πεδίο ακτινοβολίας για $f = 1036\text{MHz}$



Εικόνα 3.42: Τρισδιάστατο πεδίο ακτινοβολίας $f = 1886\text{MHz}$



$f = 1036\text{MHz}$



$f = 1886\text{MHz}$

Εικόνα 3.43: Απεικόνιση επιφανειακής πυκνότητας ρεύματος σε συχνότητες $f = 1036\text{MHz}$, $f = 1886\text{MHz}$

Το εύρος ζώνης του χαμηλότερου ρυθμού (lower mode) είναι 84MHz (από 994MHz έως 1078MHz με κεντρική συχνότητα τα 1036MHz), το εύρος ζώνης του

ανώτερου ρυθμού (upper mode) είναι 157MHz (από 1816MHz έως 1973MHz με κεντρική συχνότητα τα 1886MHz).

Από τα διαγράμματα των απωλειών επιστροφής φαίνεται ότι στο συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων η διάταξη μας επιτυγχάνει ικανοποιητική απόδοση.

Πίνακας 3.1: Κέρδος της κεραίας			
f = 1036MHz		f = 1886MHz	
Frequency (MHz)	Gain (dBi)	Frequency (MHz)	Gain (dBi)
f = 960	2,512	f = 1810	3,181
f = 985	2,598	f = 1835	3,217
f = 1010	2,692	f = 1860	3,234
f = 1036	2,796	f = 1886	3,232
f = 1060	2,890	f = 1910	3,217
f = 1085	2,992	f = 1935	3,216

Το CST διαθέτει δύο εργαλεία σημαντικά: το εργαλείο της παραμετρικής σάρωσης (parametric sweep) και το εργαλείο βελτιστοποίησης (optimizer). Με την παραμετρική σάρωση επιτυγχάνονται διαδοχικές προσομοιώσεις στις οποίες έχει οριστεί η μεταβολή μιας παραμέτρου για ένα συγκεκριμένο διάστημα τιμών και κατά ένα συγκεκριμένο βήμα κάθε φορά (για κάθε προσομοίωση). Με κάθε αλλαγή της τιμής κάποιας παραμέτρου στο πίνακα μεταβλητών (matrix variable), η κατασκευή της γεωμετρίας γίνεται αυτόματα.

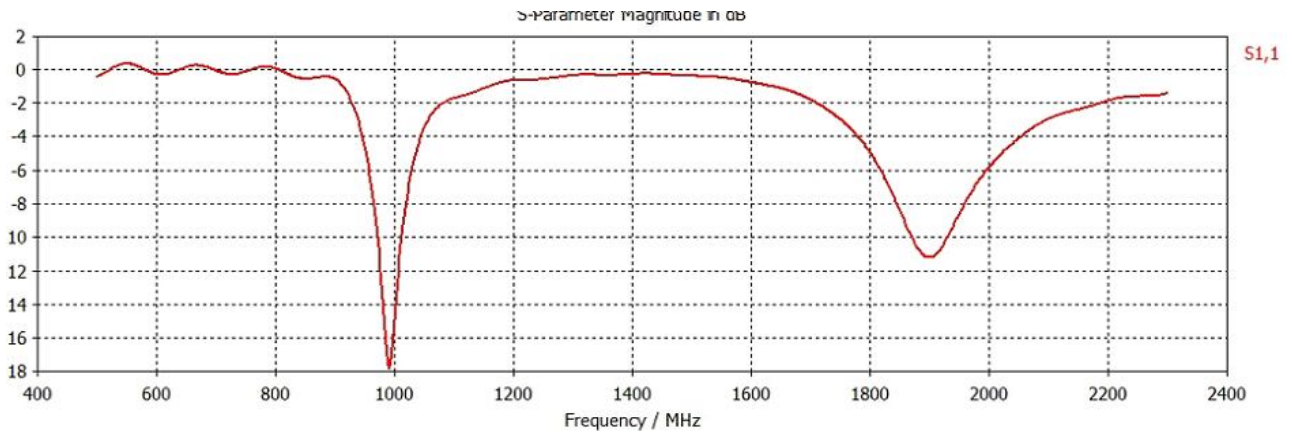
Η διαδικασία της προσομοίωσης συνεχίστηκε επιλέγοντας ρυθμίσεις στις διαστάσεις της, ώστε να ανταποκρίνεται στα ζητούμενα μας (κατασκευή κεραίας για τερματικές φορητές συσκευές).

Επιχειρήθηκαν νέες σχεδιάσεις της γεωμετρικής δομής της διάταξης, συγκεκριμένα έγιναν αλλαγές στις διαστάσεις τόσο του μήκους (L) του γειωμένου υποστρώματος (Εικόνα 3.7) όσο και της προέκταση της Top Patch Antenna.

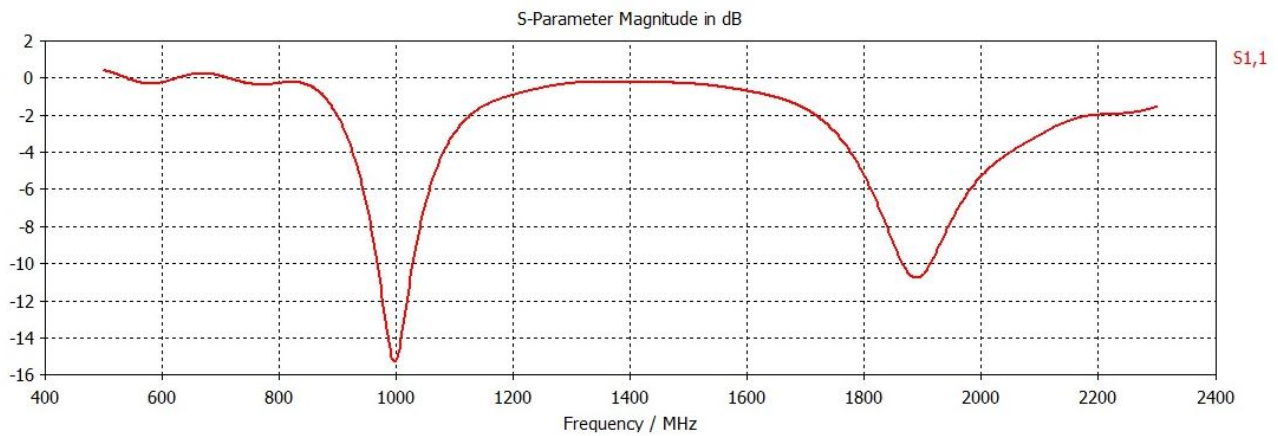
Πρώτη ρύθμιση (α_1): διατηρήθηκε σταθερό το $t = 4\text{mm}$ και έγιναν προσομοιώσεις αλλάζοντας το L, δίνοντάς του τιμή $L_1 = 80\text{mm}$, $L_2 = 100\text{mm}$, $L_3 = 140\text{mm}$. Στη δεύτερη ρύθμιση (α_2): διατηρήθηκε σταθερό το $L = 120\text{mm}$ και έγιναν προσομοιώσεις δίνοντας διαφορετικές τιμές στο t, $t_1 = 1\text{mm}$, $t_2 = 2\text{mm}$, $t_3 = 3\text{mm}$ (το t και το L ορίζονται στην Εικόνα 3.7).

Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων πρώτης αλλαγής (α_1)

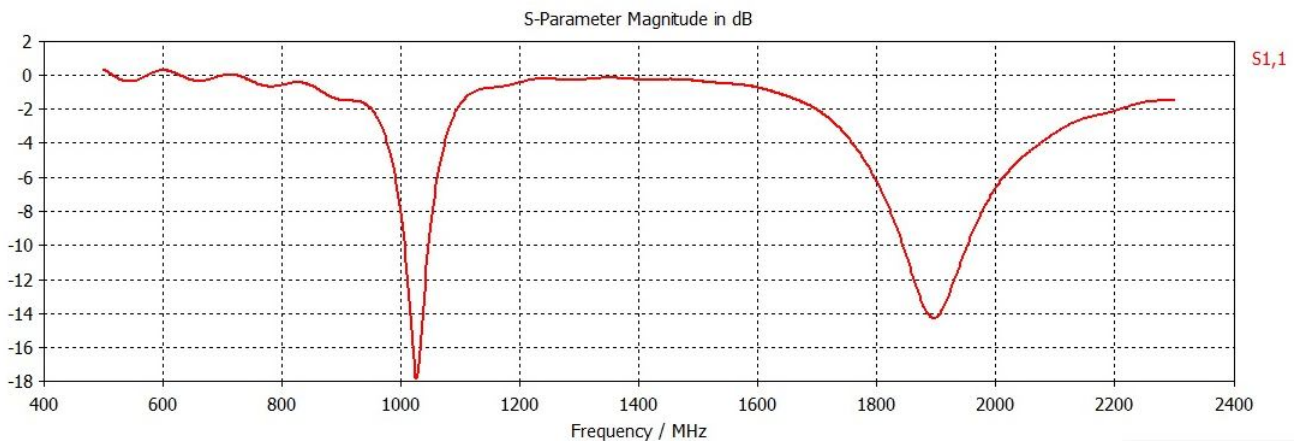
($L_1 = 80\text{mm}$, $L_2 = 100\text{mm}$, $L_3 = 140\text{mm}$ και $t = 4$).



$t = 4$ και $L_1 = 80$



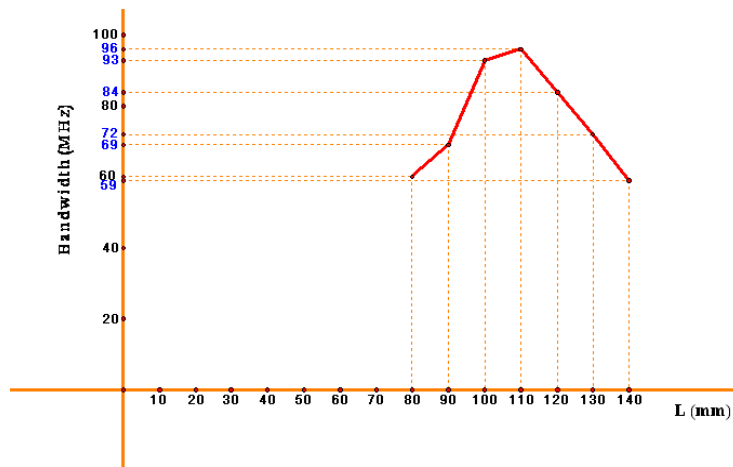
$t = 4$ και $L_2 = 100$



$t = 4$ και $L_3 = 140$

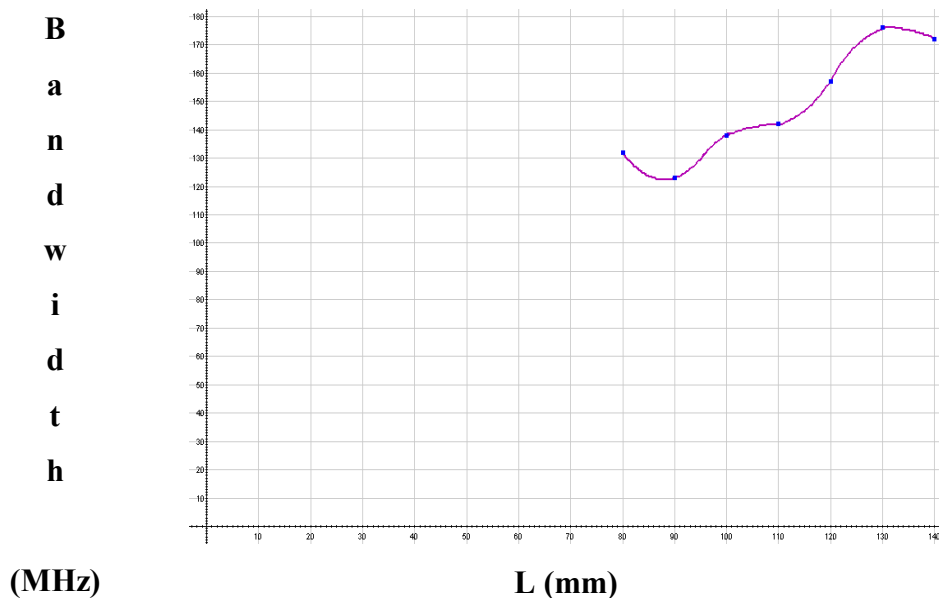
Εικόνα 3.44: Διαγράμματα ακτινοβολίας με $t = 4$ και $L_1 = 80\text{mm}$, $L_2 = 100\text{mm}$, $L_3 = 140\text{mm}$

Διερευνώντας και αναλύοντας τα δεδομένα των γραφικών απεικονίσεων προέκυψε η γραφική παράσταση της Εικόνας 3.45.



Εικόνα 3.45: Γραφική παράσταση χαμηλού εύρους ζώνης σε σχέση με το μήκος του επιπέδου γείωσης

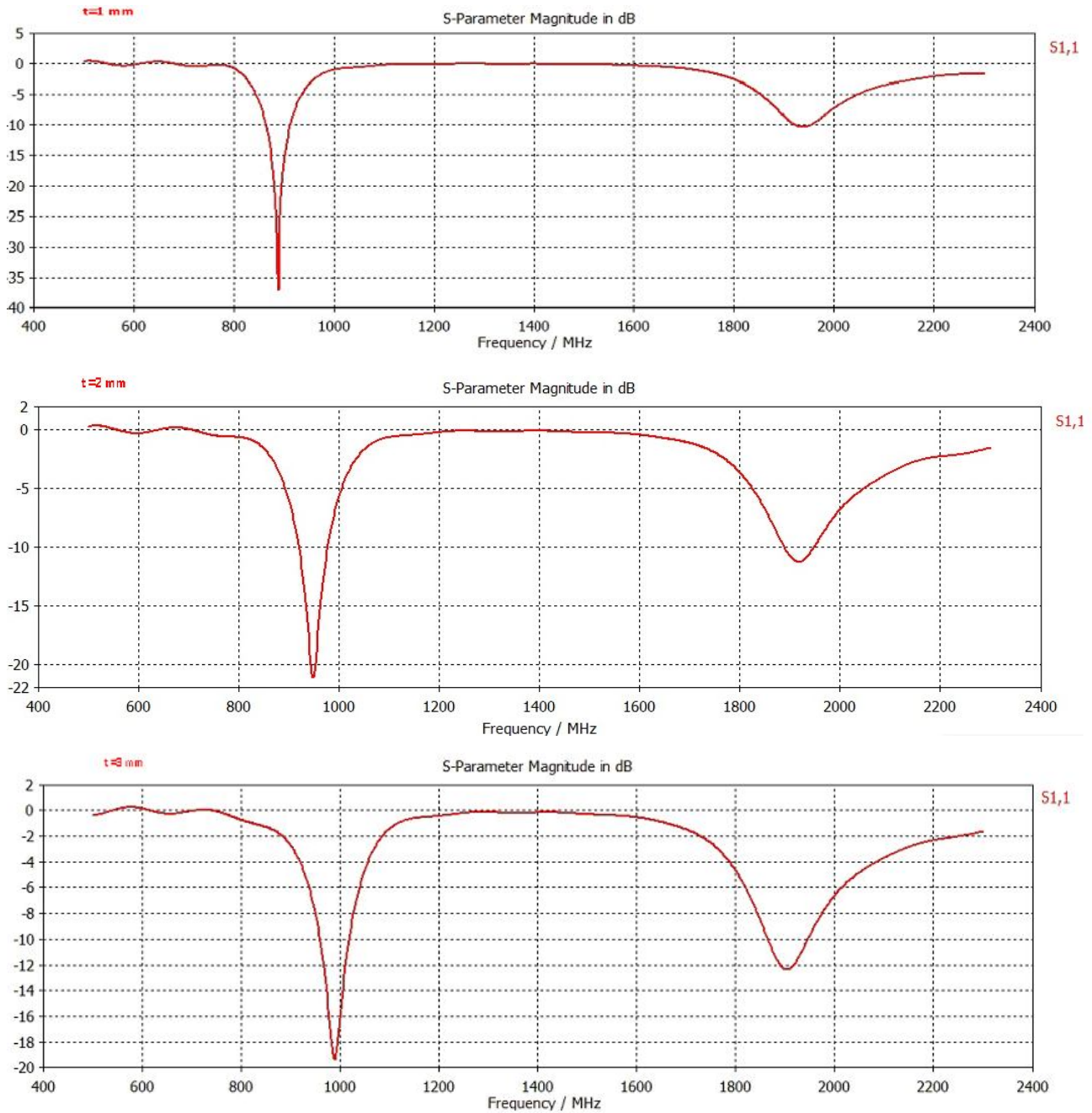
Για το χαμηλό εύρος συχνοτήτων (lower mode) παρατηρούμε ότι το κέντρο συντονισμού μετακινείται προς χαμηλότερες συχνότητες, όσο μειώνουμε το L (μήκος επιπέδου γείωσης). Επίσης, το εύρος ζώνης αυξάνεται στο μέγιστο, καθώς η τιμή L προσεγγίζει τα 110mm με εύρος ζώνης στα 96MHz. Όταν το L παίρνει τιμές μεγαλύτερες από 110mm, παρατηρούμε ότι το εύρος ζώνης μειώνεται (Εικόνα 3.46).



Εικόνα 3.46: Γραφική παράσταση εύρους ζώνης (lower mode) σε σχέση με το μήκος του επιπέδου γείωσης

Το κέντρο συντονισμού του ανώτερου ρυθμού, όσο μειώνουμε το L , παρατηρούμε αύξηση dB. Επίσης, παρατηρούμε ότι το κέντρο συντονισμού δε μεταβάλλεται αισθητά και ότι το εύρος ζώνης κυμαίνεται από 123MHz (ελάχιστο εύρος ζώνης) μέχρι 176MHz (μέγιστο εύρος ζώνης).

**Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων πρώτης αλλαγής (a_2)
($L = 120\text{mm}$ και $t_1 = 1\text{mm}$, $t_2 = 2\text{mm}$, $t_3 = 3\text{mm}$).**



**Εικόνα 3.47: Διαγράμματα ακτινοβολίας με $L = 120\text{mm}$ και $t_1 = 1\text{mm}$,
 $t_2 = 2\text{mm}$, $t_3 = 3\text{mm}$**

Πίνακας 3.2: Εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας

(Με f_C το κέντρο συχνότητας του χαμηλού και του ανώτερου ρυθμού με f_L και f_H το κατώτερο και το ανώτερο των συχνοτήτων με VSWR 2,5 : 1)

Μήκος t σε mm	Χαμηλός ρυθμός				Ανώτερος ρυθμός			
	f_L (MHz)	f_C (MHz)	f_H (MHz)	BW(%)	f_L (MHz)	f_C (MHz)	f_H (MHz)	BW(%)
1	869	903	938	7,64	1885	1936	1997	5,78
2	922	962	1002	8,31	1858	1916	1988	6,78
3	955	996	1039	8,43	1839	1903	1982	7,51
4	993	1036	1078	8,20	1816	1886	1973	8,32

Μελετώντας τα γραφικά αποτελέσματα και τα δεδομένα του πίνακα, παρατηρούμε για το χαμηλότερο ρυθμό ότι:

- α) το κέντρο συντονισμού μετακινείται προς χαμηλότερες συχνότητες, όσο μειώνεται η τιμή του t,
- β) στο κέντρο συντονισμού σημειώνεται μείωση dB, όσο μειώνεται η τιμή του t,
- γ) το εύρος ζώνης μένει σχεδόν ίδιο για τις τιμές $t = 4, 3, 2\text{mm}$ και μειώνεται αισθητά για $t = 1\text{mm}$.

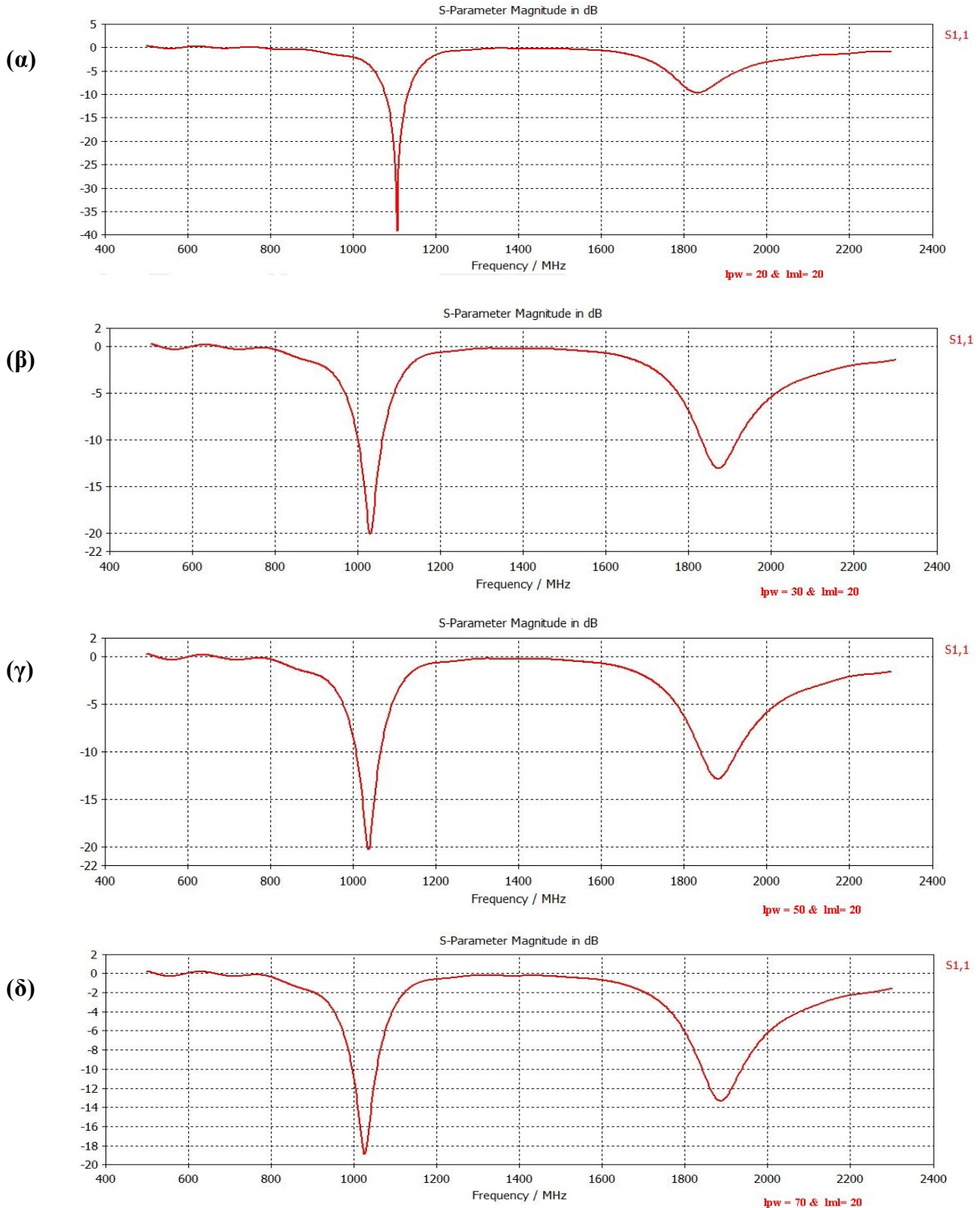
Παρατηρούμε για τον ανώτερο ρυθμό ότι:

- α) το κέντρο συντονισμού μετακινείται σε υψηλότερες συχνότητες, όσο μειώνεται η τιμή του t,
- β) στο κέντρο συντονισμού σημειώνεται αύξηση dB, όσο η τιμή του t μειώνεται,
- γ) το εύρος ζώνης ελαττώνεται, όσο η τιμή του t μειώνεται.

Στη συνέχεια έγιναν δοκιμές-ρυθμίσεις για ναδειχθεί ο καθοριστικός ρόλος του πλέγματος για την επίτευξη των επιθυμητών αποτελεσμάτων. Δόθηκαν διαφορετικές τιμές στο lml (lower mesh limit) και lpw (lines per wavelength). Αρχικά στην πρώτη δοκιμή διατηρήθηκε σταθερή η τιμή του lml και ίση με 20 και άλλαξε η τιμή του lpw παίρνοντας τις ακόλουθες τιμές: (α) $lpw = 20$, (β) $lpw = 30$, (γ) $lpw = 50$, (δ) $lpw = 70$.

Στη δεύτερη δοκιμή διατηρήθηκε σταθερό το $lpw = 70$ και άλλαξε η τιμή του lml παίρνοντας τις ακόλουθες τιμές: (α) $lml = 30$, (β) $lml = 40$, (γ) $lml = 60$, (δ) $lml = 80$.

**Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων με (α) $l_{pw} = 20$, (β) $l_{pw} = 30$,
(γ) $l_{pw} = 50$, (δ) $l_{pw} = 70$ και $l_{ml} = 20$.**



**Εικόνα 3.48: Διαγράμματα ακτινοβολίας με (α) $l_{pw} = 20$, (β) $l_{pw} = 30$,
(γ) $l_{pw} = 50$, (δ) $l_{pw} = 70$ και $l_{ml} = 20$**

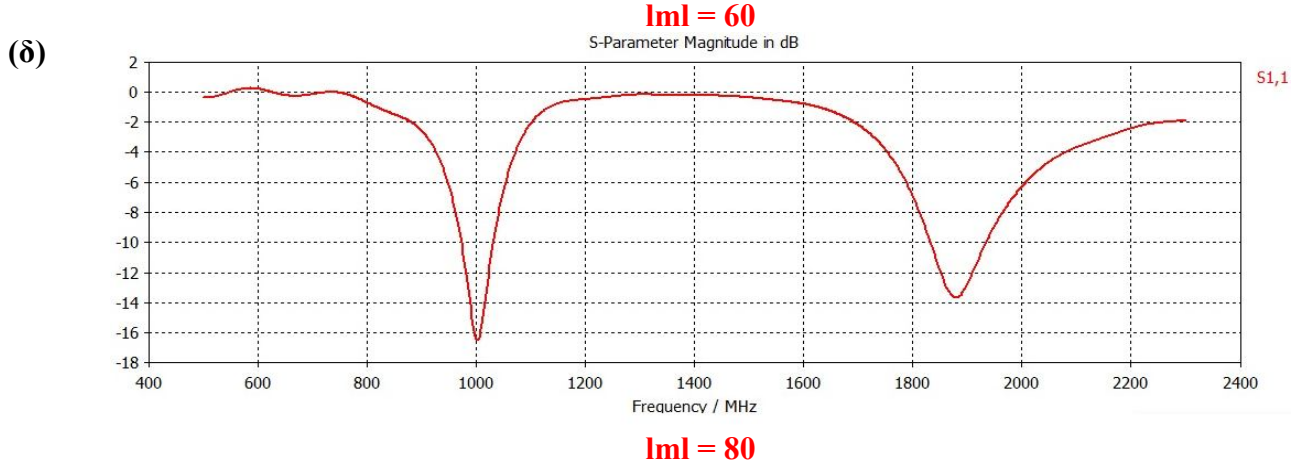
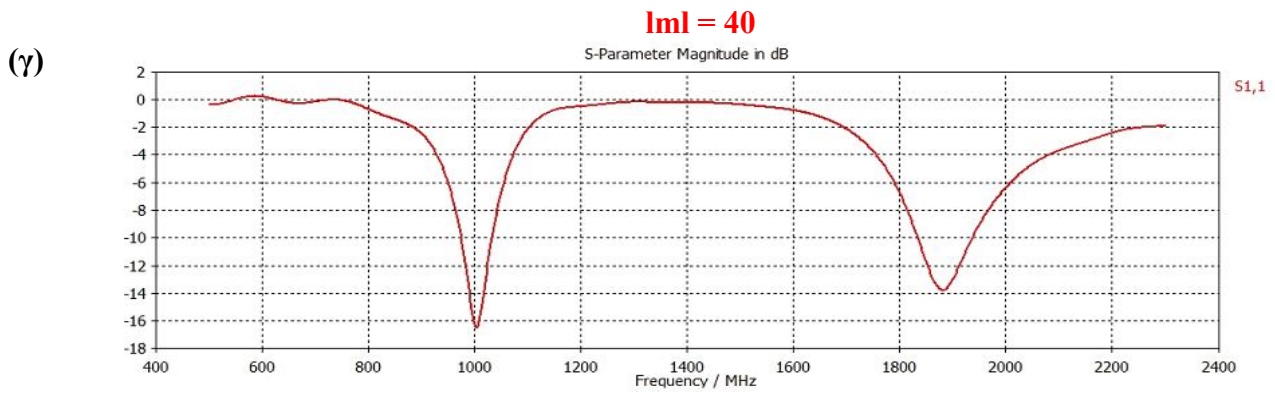
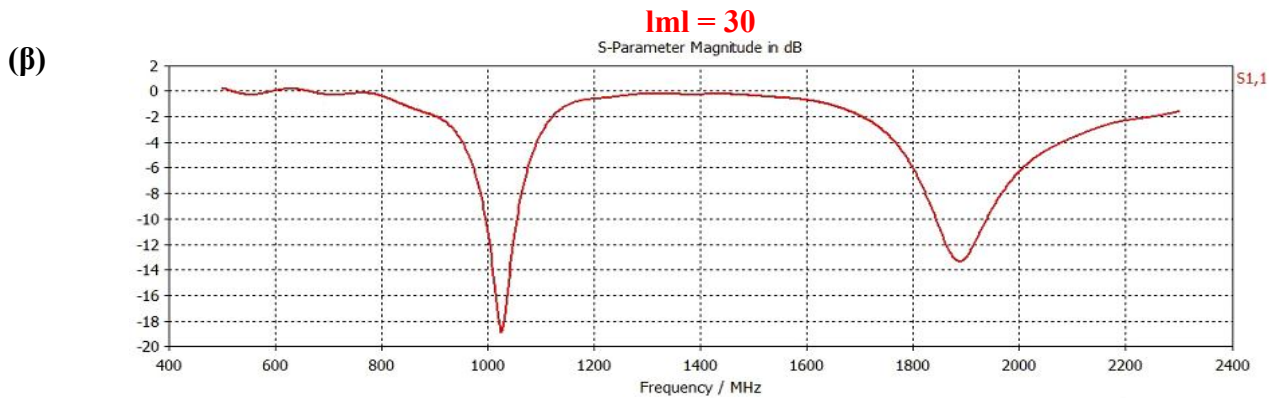
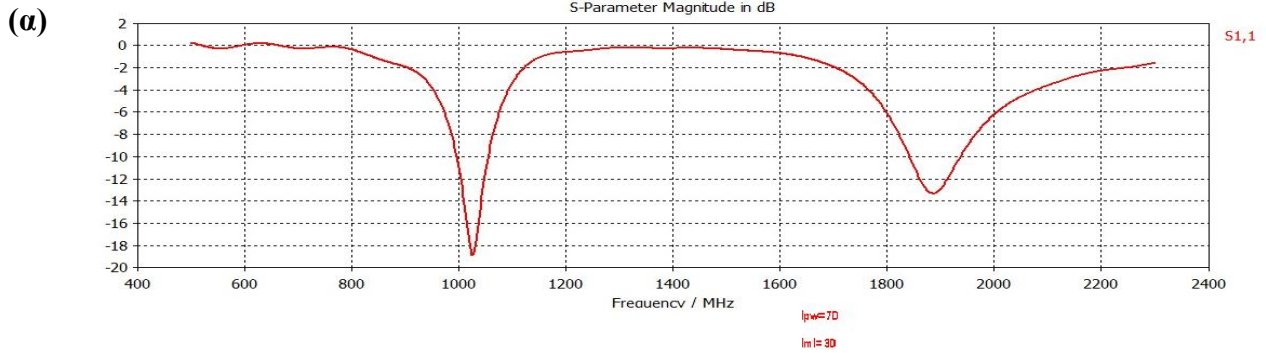
Μελετώντας τα γραφικά αποτελέσματα παρατηρούμε για το χαμηλότερο ρυθμό (lower mode) ότι, όσο αυξάνουμε το I_{pW} ,

- α) το κέντρο συντονισμού μετακινείται προς χαμηλότερες συχνότητες,
- β) στο κέντρο συντονισμού σημειώνεται αύξηση dB,
- γ) η αύξηση του εύρους ζώνης είναι μικρή.

Παρατηρούμε για τον ανώτερο ρυθμό (upper mode) ότι, όσο αυξάνουμε το I_{pW} ,

- α) το κέντρο συντονισμού μετακινείται προς υψηλότερες συχνότητες,
- β) στο κέντρο συντονισμού σημειώνεται μείωση dB,
- γ) η αύξηση του εύρους ζώνης είναι μικρή.

Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων με (α) $l_{ml} = 30$, (β) $l_{ml} = 40$,
 (γ) $l_{ml} = 60$, (δ) $l_{ml} = 80$ και $l_{pw} = 70$.



Εικόνα 3.49: Διαγράμματα ακτινοβολίας με (α) $l_{ml} = 30$, (β) $l_{ml} = 40$,
 (γ) $l_{ml} = 60$, (δ) $l_{ml} = 80$ και $l_{pw} = 70$

Μελετώντας τα γραφικά αποτελέσματα παρατηρούμε για το χαμηλότερο ρυθμό (lower mode) ότι, όσο αυξάνουμε το l_{ml} ,

- α) το κέντρο συντονισμού μετακινείται ελάχιστα προς χαμηλότερες συχνότητες,
- β) στο κέντρο συντονισμού σημειώνεται μικρή αύξηση dB,
- γ) η μεταβολή του εύρους ζώνης είναι σχεδόν αμετάβλητη.

Παρατηρούμε για τον ανώτερο ρυθμό (upper mode) ότι, όσο αυξάνουμε το l_{ml} ,

- α) το κέντρο συντονισμού ελάχιστα μετακινείται προς χαμηλότερες συχνότητες,
- β) στο κέντρο συντονισμού σημειώνεται μικρή μείωση dB,
- γ) η αύξηση του εύρους ζώνης είναι μικρή.

Τα αποτελέσματα προσομοίωσης έδειξαν πως οι ρυθμίσεις των διαστάσεων του πλέγματος παίζουν σημαντικό ρόλο στις απώλειες και στο εύρος ζώνης.

3.2 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Έγινε προσομοίωση λεπτής εσωτερικής κεραίας τύπου patch με υπόστρωμα αέρος πάχους 3mm και μία σχισμή σχήματος T, πλάτους 1mm, με δύο σκέλη άνισα μήκους 12 και 41mm.

Η προσομοίωση της κεραίας έγινε με τις προτεινόμενες τιμές των σχεδιαστών [8]. Τα αποτελέσματά της ικανοποιούσαν το ζητούμενο (την κατασκευή κεραίας για τερματικές φορητές συσκευές). Το εύρος ζώνης του χαμηλού ρυθμού είναι 84MHz (από 994MHz έως 1078MHz με κεντρική συχνότητα τα 1036MHz), το οποίο καλύπτει το απαιτούμενο εύρος ζώνης του συστήματος GSM. Το εύρος του ανώτερου ρυθμού είναι 157MHz (από 1816MHz έως 1973MHz με κεντρική συχνότητα τα 1886MHz) το οποίο καλύπτει, επίσης, και το απαιτούμενο εύρος ζώνης του συστήματος DCS.

Με το εργαλείο της παραμετρικής σάρωσης σχεδιάστηκαν, προσομοιώθηκαν διαφορετικές σχεδιάσεις της κεραίας ως προς την επίτευξη του συγκεκριμένου στόχου. Επιχειρήθηκαν αλλαγές στις διαστάσεις τόσο του μήκους (L) του επιπέδου γείωσης όσο και της προέκτασης του μεταλλικού φύλλου της κεραίας. Οι αλλαγές στην προέκταση του μεταλλικού φύλλου δεν έφεραν καλύτερα αποτελέσματα. Οι αλλαγές του μήκους (L) του επιπέδου γείωσης επηρέασαν το εύρος ζώνης. Ειδικά, οι μικρές μεταβολές στις διαστάσεις του επιπέδου γείωσης επηρέασαν σημαντικά την απόδοση της κεραίας. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης έδειξαν πως οι ρυθμίσεις των διαστάσεων του πλέγματος παίζουν σημαντικό ρόλο στις απώλειες και στο εύρος ζώνης. Υπάρχει η δυνατότητα βελτίωσης της κεραίας για λειτουργία σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης.

ΤΕΤΑΡΤΟ ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗ ΚΕΡΑΙΑ ΑΝΕΣΤΡΑΜΜΕΝΟΥ F (PIFA)

4.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ ΑΝΕΣΤΡΑΜΜΕΝΟΥ F (PIFA)

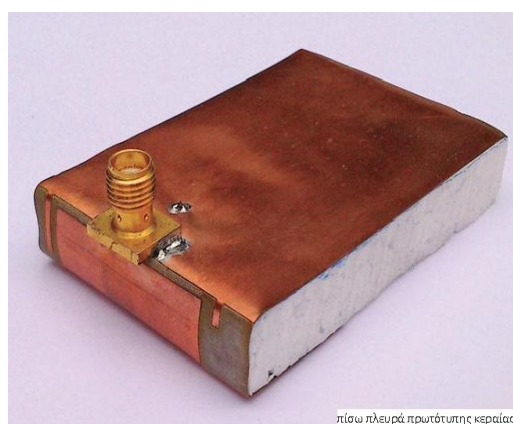
Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια οι τεχνικές απαιτήσεις για τις κεραίες πληθαίνουν. Τίθενται περιορισμοί στο μέγεθος και στο κόστος των τερματικών συσκευών. Κάμερα, παιχνίδια, πλοήγηση στο διαδίκτυο είναι μερικά από τα χαρακτηριστικά που θεωρούνται αναγκαία στα σύγχρονα κινητά τηλέφωνα. Υπάρχει ποικιλομορφία συχνοτήτων για υπηρεσίες κινητών επικοινωνιών σε διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές. Το γεγονός αυτό απαιτεί οι κεραίες να είναι σε θέση να λειτουργούν σε πολλές ζώνες συχνοτήτων ταυτόχρονα. Επί του παρόντος, ένα κινητό τηλέφωνο που καλύπτει τις πιο κοινές ζώνες των 800, 900, 1800, και 1900MHz μπορεί να λειτουργεί σε πολλές χώρες σε όλο τον κόσμο. Ωστόσο, η εξέλιξη των προτύπων κινητής τηλεφωνίας με LTE και WiMAX2 απαιτεί πρόσθετες ζώνες προκειμένου να διατηρηθεί και η ικανότητα περιαγωγής σε παγκόσμια κλίμακα αλλά και η κάλυψη ζωνών συχνοτήτων του WiFi και των υπηρεσιών Bluetooth, υπηρεσίες που είναι απαραίτητες στις μέρες μας.

Για τις συγκεκριμένες υπηρεσίες προτείνεται μια ευρυζωνική κεραία ανεστραμμένου F (PIFA) [10] διαστάσεων σε $4 \times 2 \times 1$ η οποία παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.1.



(α)



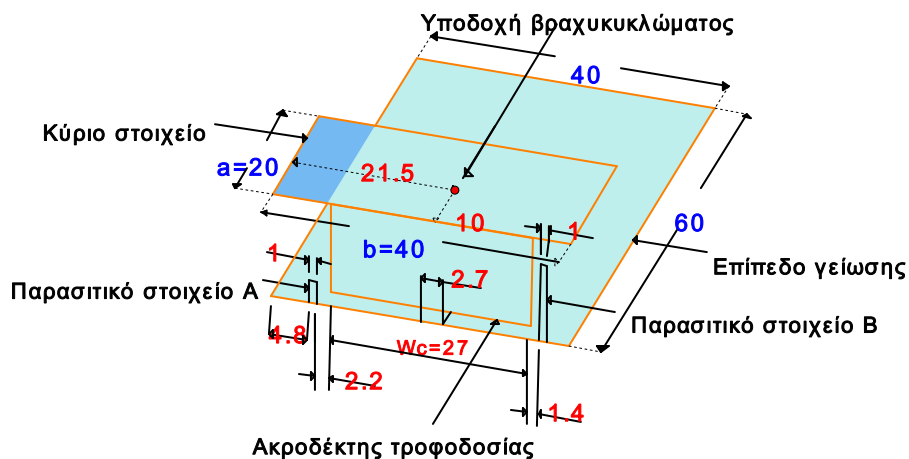
(β)

Εικόνα 4.1: Οι δύο όψεις της προτεινόμενης κεραίας:

α) μπροστινή πλευρά β) πίσω πλευρά

4.1.1 Η γεωμετρία της κεραίας

Η συγκεκριμένη κεραία PIFA αποτελείται από δύο στοιχεία κάθετα μεταξύ τους: ένα κύριο και ένα δευτερεύον. Το κύριο στοιχείο (main radiator element) έχει διαστάσεις $4 \times 2\text{cm}^2$, βρίσκεται σε απόσταση 1cm παράλληλα από το επίπεδο γείωσης (ground plane), ανάμεσα τους υπάρχει υπόστρωμα αέρα διαστάσεων $4 \times 6 \times 1\text{cm}^3$. Το επίπεδο γείωσης έχει διαστάσεις $4 \times 6\text{cm}^2$. Το δευτερεύον στοιχείο διαστάσεων $0,9 \times 2,7\text{cm}^2$ είναι κάθετο στο επίπεδο γείωσης, απέχει από αυτό 1mm (Εικόνα 4.2). Οι διαστάσεις αυτές είναι συμβατές με τις διαστάσεις κεραιών που χρησιμοποιούνται σε πολλά κινητά τερματικά επικοινωνιών, π.χ. σε κινητά τηλέφωνα ή σε ενσωματωμένες κεραίες φορητών υπολογιστών.



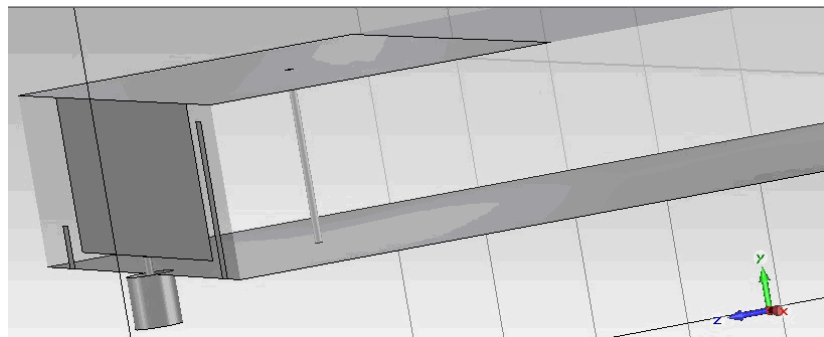
Εικόνα 4.2: Γεωμετρία της προτεινόμενης ευρυζωνικής PIFA [10]
(όλες οι διαστάσεις σε mm)

Η συμβατική κεραία PIFA είναι ένας ακτινοβολητής στενής μπάντας. Διάφορες τεχνικές έχουν χρησιμοποιηθεί στο παρελθόν για να μετατραπεί σε μια κεραία πολλαπλών ζωνών. Χρησιμοποιήθηκαν παρασιτικά στοιχεία, βοηθητικά στοιχεία συντονισμού, στοιβαγμένα στοιχεία, σχισμές, μεταϋλικά, επιμήκυνση του ακροδέκτη τροφοδοσίας, χρήση ενός πυκνωτή τροφοδοσίας ή δοκιμάστηκαν άλλες τεχνικές (από τους ειδικούς). Στη συγκεκριμένη περίπτωση, για τη δημιουργία πρόσθετων συντονισμών και για την επέκταση ακόμη περισσότερο του εύρους ζώνης έγιναν οι ακόλουθες ρυθμίσεις: α) μεταβολή του πλάτους του δευτερεύοντος στοιχείου, του κάθετου στο επίπεδο γείωσης, β) αλλαγή της απόστασης ανάμεσα στη θέση υποδοχής του βραχυκυκλώματος (shorting connector) και στη θέση σύνδεσης της τροφοδοσίας

(feeding connector), οι θέσεις τους ορίζονται στην Εικόνα 4.2. Η υποδοχή του βραχυκυκλώματος απέχει 10mm από την πλευρά b και 21,5mm από την πλευρά a του κύριου μέρους της κεραίας, γ) προσθήκη δύο παρασιτικών στοιχείων A και B. Το A στοιχείο έχει ύψος 2,5mm και το B 9mm, ενώ η απόσταση μεταξύ τους είναι 30,6mm.

4.1.2 Μοντελοποίηση

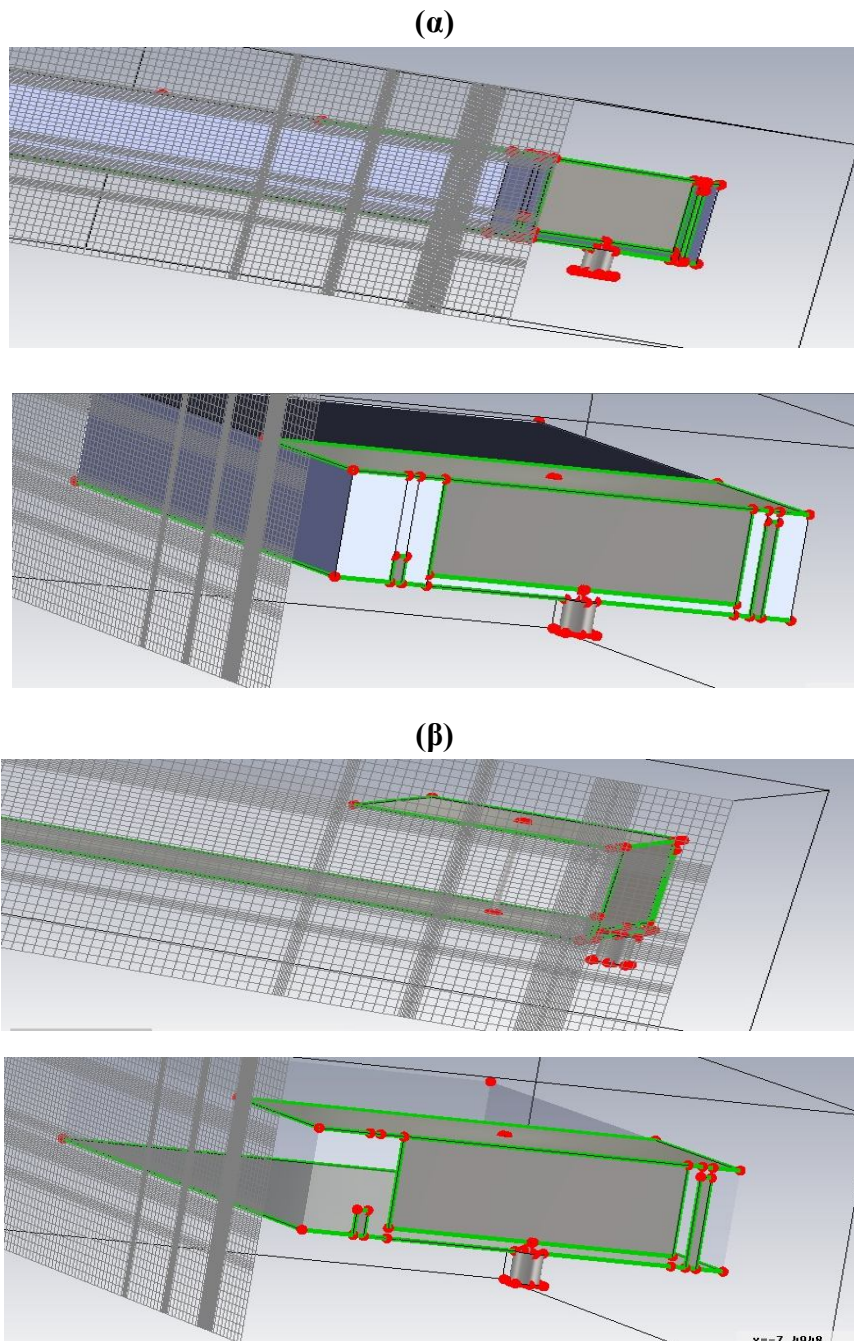
Η κεραία μοντελοποιήθηκε σύμφωνα με τις προτεινόμενες διαστάσεις των σχεδιαστών. Η τροφοδότηση της κεραίας έγινε με τον 50Ω SMA connector, διαμέτρου 1,35mm, ο οποίος συνδέει την κεραία με το επίπεδο γείωσης και είναι τοποθετημένος στο κάθετο δευτερεύον στοιχείο της κεραίας, 21,5mm από τα αριστερά προς τα δεξιά των αξόνων (Εικόνα 4.2). Η διέγερση της διάταξης γίνεται με waveguide ports. Τα μεταλλικά τμήματα θεωρήθηκαν τέλειοι αγωγοί (PEC) για μείωση του χρόνου υπολογισμού στον transient solver που διαθέτει το CST (σχετική διηλεκτρική σταθεράς $\epsilon_r = 1$ και σχετική μαγνητική διαπερατότητα $\mu_r = 1$). Τα υλικά που υποστηρίζουν την κεραία έχουν σχετική διηλεκτρική σταθερά 2,7 και το υλικό τους είναι από Taconic.



Εικόνα 4.3: Απεικόνιση της κεραίας με PEC

4.1.3 Διακριτοποίηση του υπολογιστικού χώρου

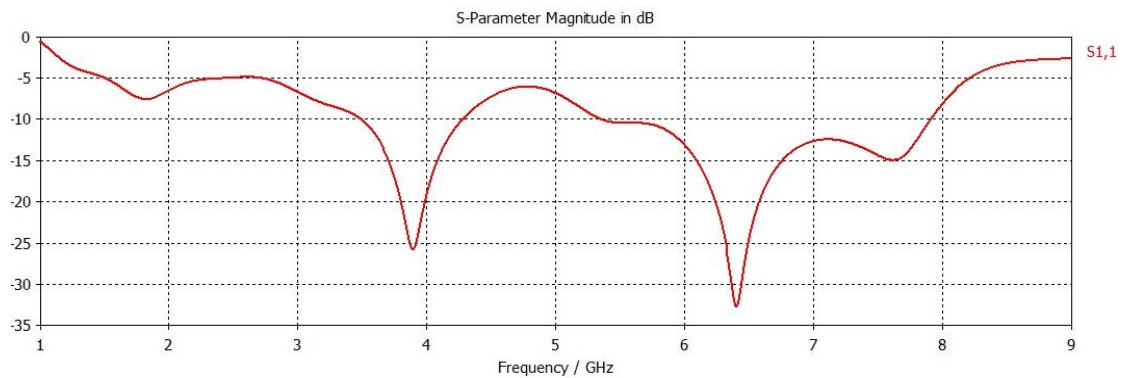
Η μέγιστη διάσταση των κελιών επιλέγεται να είναι $\lambda/40$, όπου το λ είναι το μήκος κύματος της μέγιστης συχνότητας (lines per wavelength) και κατώτερο όριο πλέγματος $\lambda/30$ (Lower mesh limit). Η διακριτοποίηση είναι εμφανής στην Εικόνα 4.4.



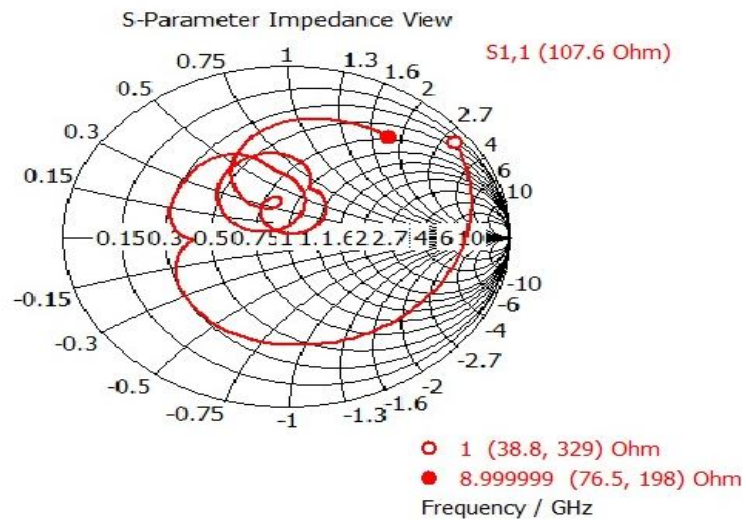
Εικόνα 4.4: Διακριτοποίηση του υπολογιστικού χώρου ως προς το επίπεδο yz
α) Απεικονίσεις του χώρου με όλα τα υλικά
β) Απεικονίσεις του χώρου με την κεραία μόνο σε PEC

4.1.4 Ενδεικτικά γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων με τα αρχικά δεδομένα

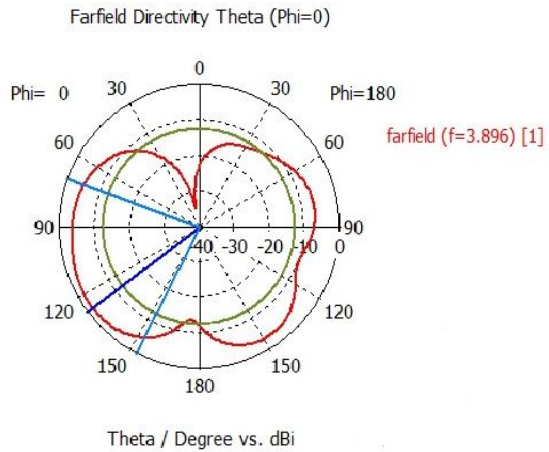
Στα παρακάτω ενδεικτικά γραφικά αναπαρίστανται ο S_{11} συντελεστής ανάκλασης, το διάγραμμα Smith, το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας, οι τομές του στα επίπεδα XZ, YZ, η επιφανειακή πυκνότητα ρεύματος για τη συχνότητα 3896MHz και για τη συχνότητα 6408MHz.



Εικόνα 4.5: S_{11} παράμετρος σε σχέση με τη συχνότητα

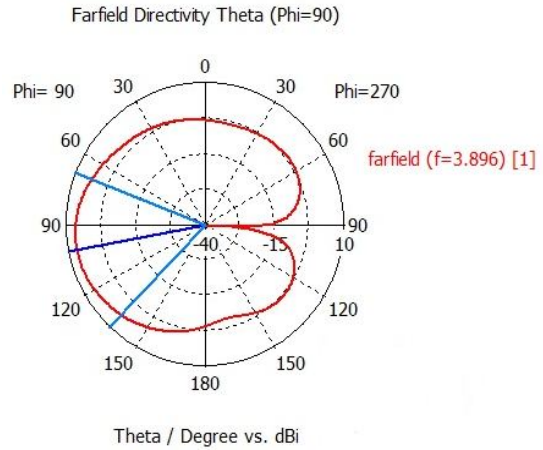


Εικόνα 4.6: Διάγραμμα Smith



Συχνότητα = 3896MHz
 Κατευθυντικότητα = -2,2dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = $127,0^{\circ}$
 Γωνία ημίσειας ισχύος = $82,8^{\circ}$
 Ύψος πλευρικού λοβού = -10,1dB

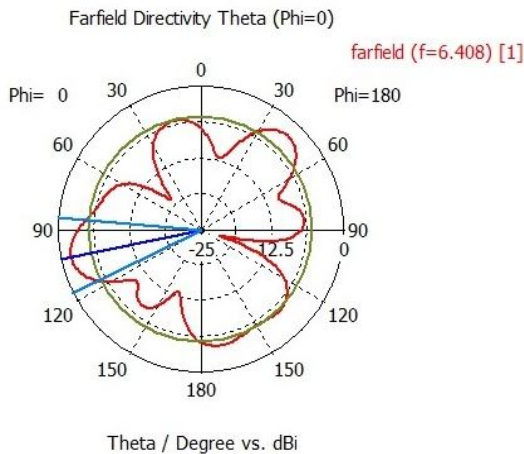
(α)



Συχνότητα = 3896MHz
 Κατευθυντικότητα = 6,6dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = $101,2^{\circ}$
 Γωνία ημίσειας ισχύος = $67,9^{\circ}$

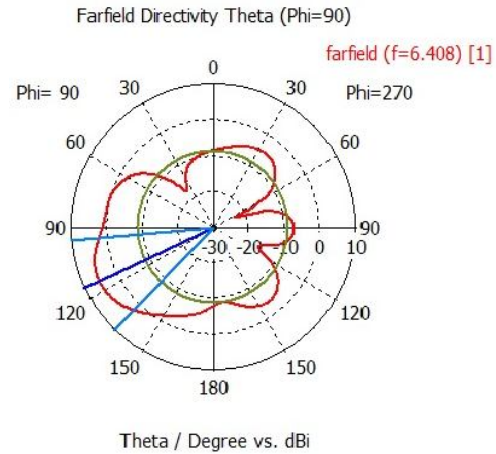
(β)

Εικόνα 4.7: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 3896MHz στο επίπεδο: α) XZ (θ για $\varphi = 0^{\circ}$) β) YZ (θ για $\varphi = 90^{\circ}$)



Συχνότητα = 6408MHz
 Κατευθυντικότητα = -1,9dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = $102,0^{\circ}$
 Γωνία ημίσειας ισχύος = $31,3^{\circ}$
 Ύψος πλευρικού λοβού = -3,5dB

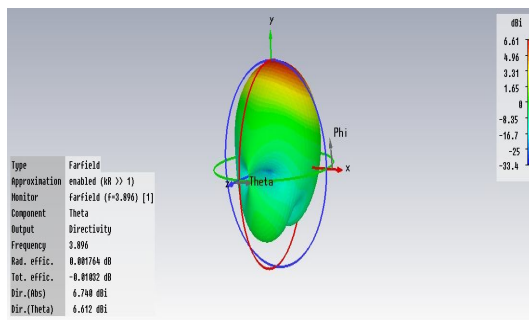
(α)



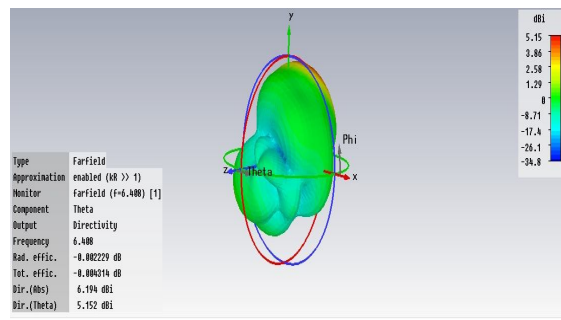
Συχνότητα = 6408MHz
 Κατευθυντικότητα = 5,2dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = $115,0^{\circ}$
 Γωνία ημίσειας ισχύος = $40,2^{\circ}$
 Ύψος πλευρικού λοβού = -14dB

(β)

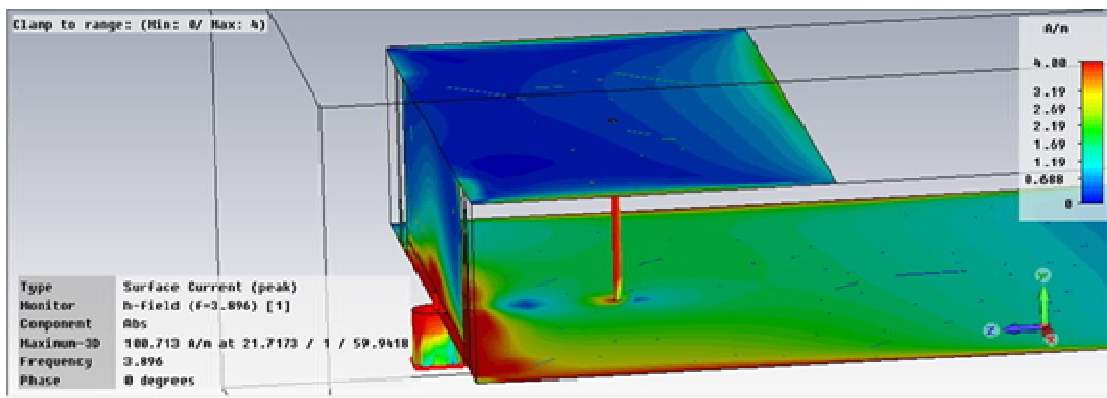
Εικόνα 4.8: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 6408MHz στο επίπεδο: α) XZ (θ για $\varphi = 0^{\circ}$) β) YZ (θ για $\varphi = 90^{\circ}$)



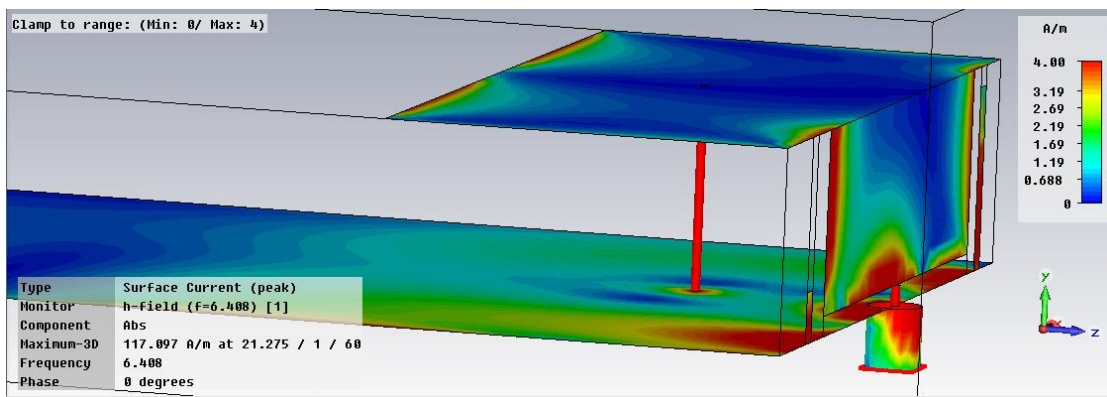
Εικόνα 4.9: Τρισδιάστατο πεδίο ακτινοβολίας για $f = 3896\text{MHz}$



Εικόνα 4.10: Τρισδιάστατο πεδίο ακτινοβολίας για $f = 6408\text{MHz}$



$f = 3896\text{MHz}$



$f = 6408\text{MHz}$

Εικόνα 4.11: Απεικόνιση επιφανειακής πυκνότητας ρεύματος σε συχνότητες $f = 3896\text{MHz}$ και $f = 6408\text{MHz}$

Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων διαπιστώθηκε ότι η κεραία λειτουργεί από 1613MHz έως 2064MHz και από 2913MHz έως 8128MHz με $S_{11} < -6\text{dB}$. Το συνολικό εύρος λειτουργίας είναι 5666MHz. Από τα διαγράμματα

των απωλειών επιστροφής φαίνεται ότι στο συγκεκριμένο εύρος των συχνοτήτων η διάταξη μας επιτυγχάνει ικανοποιητική απόδοση.

Πίνακας 4.1: Κέρδος της PIFA			
f = 3896MHz		f = 6408MHz	
Frequency (MHz)	Gain (dBi)	Frequency (MHz)	Gain (dBi)
f = 3700	6,251	f = 6200	6,403
f = 3800	6,497	f = 6300	6,310
f = 3896	6,740	f = 6408	6,194
f = 4000	6,952	f = 6500	6,083
f = 4100	7,147	f = 6600	5,954

4.1.5 Παραμετρική ανάλυση

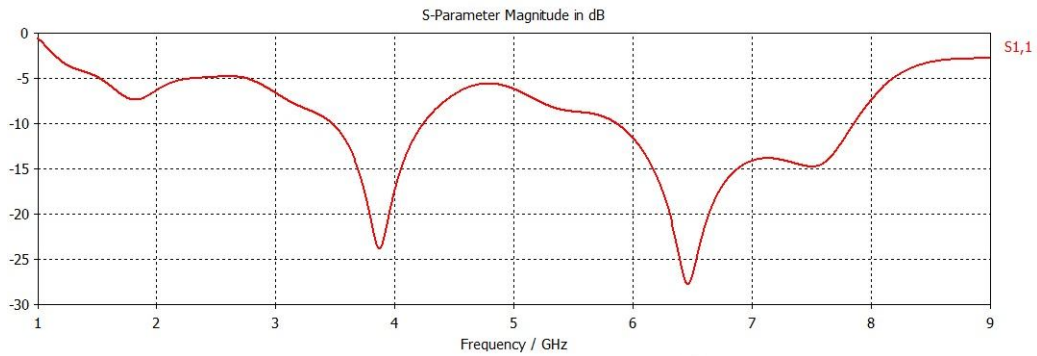
Μετά τη σχεδίαση της κεραίας, τη διακριτοποίηση του υπολογιστικού χώρου και τις αρχικές μετρήσεις επιχειρήθηκε ρύθμιση των παραμέτρων προσομοίωσης.

Αρχικά πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις προβαίνοντας σε αλλαγές στο μήκος του επιπέδου γείωσης. Οι ρυθμίσεις αυτές δεν επέφεραν αλλαγές σημαντικές στο συντελεστή ανάκλασης.

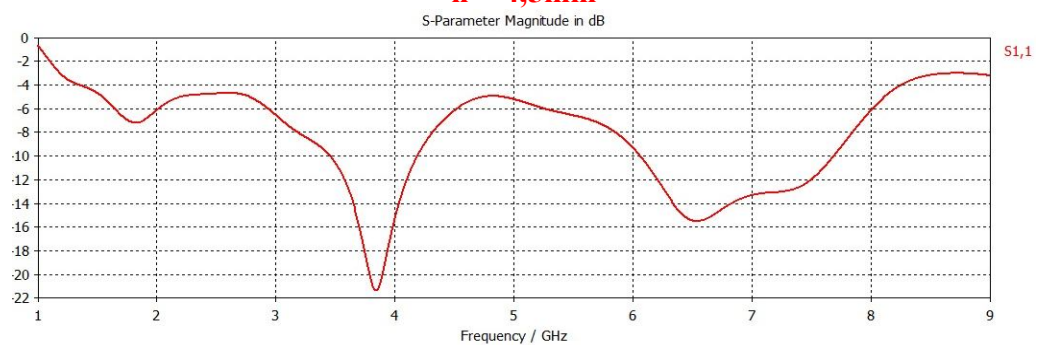
Η διαδικασία συνεχίστηκε επιλέγοντας τα ακόλουθα:

- α) μεταβολή στο ύψος του A παρασιτικού στοιχείου (Εικόνα 4.2). Προσομοιώθηκε η διάταξη λαμβάνοντας $h = 4,5\text{mm}$, $h = 6,5\text{mm}$, $h = 8,5\text{mm}$, ενώ το αρχικό ύψος ήταν $h = 2,5\text{mm}$,
- β) μεταβολή στο πλάτος του δευτερεύοντος στοιχείου, του κάθετου στο επίπεδο γείωσης διαστάσεων $9 \times 27\text{mm}^2$. Προσομοιώθηκε η διάταξη δίνοντας πλάτος $W_c = 23\text{mm}$, $W_c = 19\text{mm}$, $W_c = 15\text{mm}$,
- γ) αλλαγή της θέση υποδοχής θέσης του βραχυκυκλώματος (shorting connector)
 - γ₁) ως προς τον άξονα x και γ₂) ως προς τον άξονα z. Η μετατόπιση έγινε 5mm δεξιά και 5mm αριστερά της αρχικής θέσης (ορίζοντας ως αφετηρία τις τοπικές συντεταγμένες του CST η αρχική θέση της υποδοχής του βραχυκυκλώματος ορίστηκε στο σημείο με συντεταγμένες $x = 21,5\text{mm}$ και $z = 50\text{mm}$).

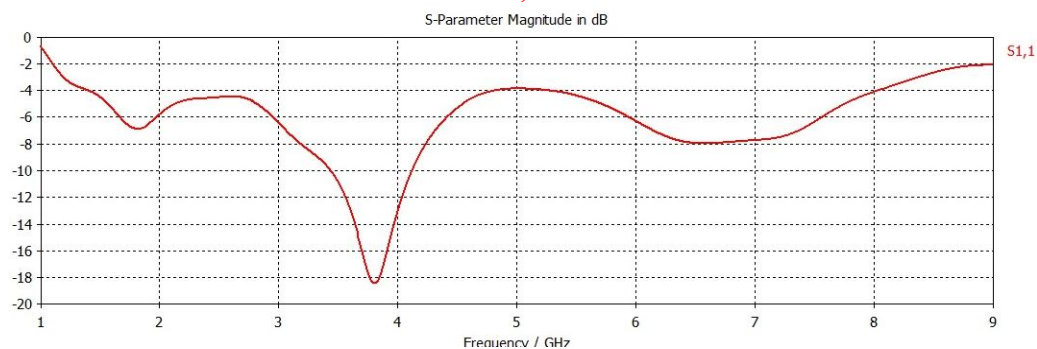
Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων αλλαγής του ύψους του παρασιτικού στοιχείου A ($h = 4,5\text{mm}$, $h = 6,5\text{mm}$, $h = 8,5\text{mm}$).



$h = 4,5\text{mm}$



$h = 6,5\text{mm}$

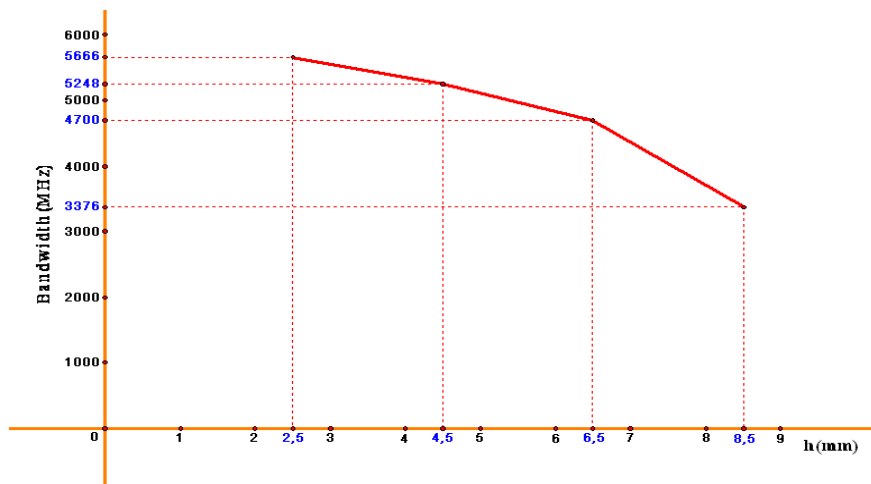


$h = 8,5\text{mm}$

Εικόνα 4.12: Διαγράμματα ακτινοβολίας παρασιτικού στοιχείου A με ύψος $h = 4,5\text{mm}$, $h = 6,5\text{mm}$, $h = 8,5\text{mm}$

Αναλύοντας τα δεδομένα των διαδοχικών προσομοιώσεων διαπίστωση ότι η κεραία με τις αλλαγές στο ύψος του A παρασιτικού στοιχείου σημείωνε λειτουργία σε συγκεκριμένες συχνότητες έχοντας διαφορετικό εύρος ζώνης. Τα δεδομένα αυτής της ρύθμισης δίνονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 4.2: Εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας με αύξηση του ύψους του A παρασιτικού στοιχείου		
Ύψος του A παρασιτικού στοιχείου	Λειτουργία κεραίας στις συχνότητες	Συνολικό εύρος ζώνης
h = 4,5mm	1625 MHz - 2041MHz 2923 MHz - 4619MHz 4960 MHz - 8096MHz	5248MHz
h = 6,5mm	1645 MHz - 2014MHz 2939 MHz - 4514MHz 5252 MHz - 8010MHz	4700MHz
h = 8,5mm	1665 MHz - 1972MHz 2956 MHz - 4407MHz 5942 MHz - 7560MHz	3376MHz

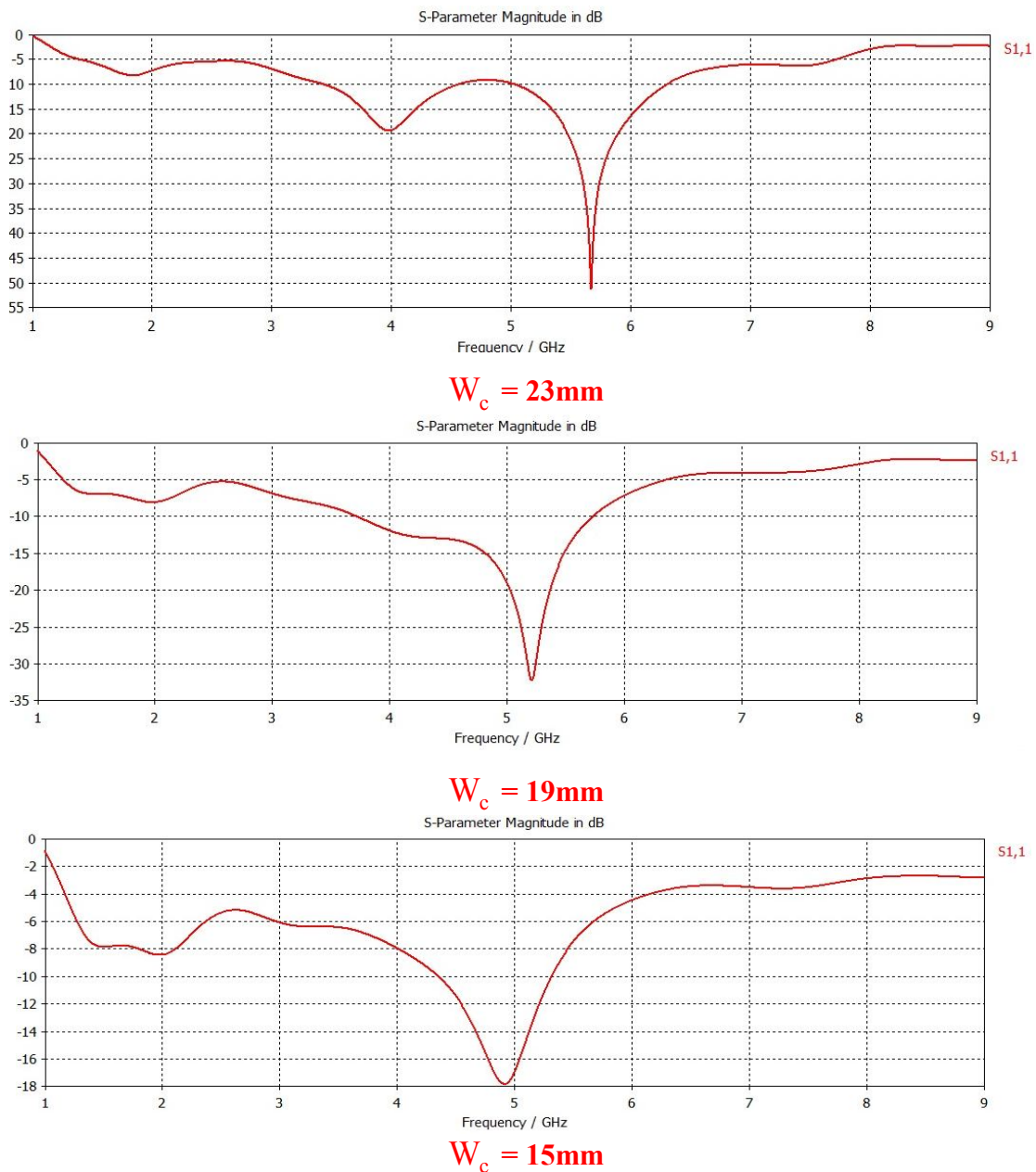


Εικόνα 4.13: Γραφική παράσταση του συνολικού εύρους ζώνης σε σχέση με το ύψος h του A παρασιτικού στοιχείου

Μελετώντας τα δεδομένα του πίνακα παρατηρούμε, καθώς αυξάνεται το ύψος του A παρασιτικού στοιχείου, ότι:

- α) το πρώτο κέντρο συντονισμού μετακινείται ελάχιστα προς χαμηλότερες συχνότητες, το δεύτερο κέντρο συντονισμού μένει αμετάβλητο,
- β) και στα δύο κέντρα συντονισμού σημειώνεται αύξηση dB,
- γ) το συνολικό εύρος μειώνεται.

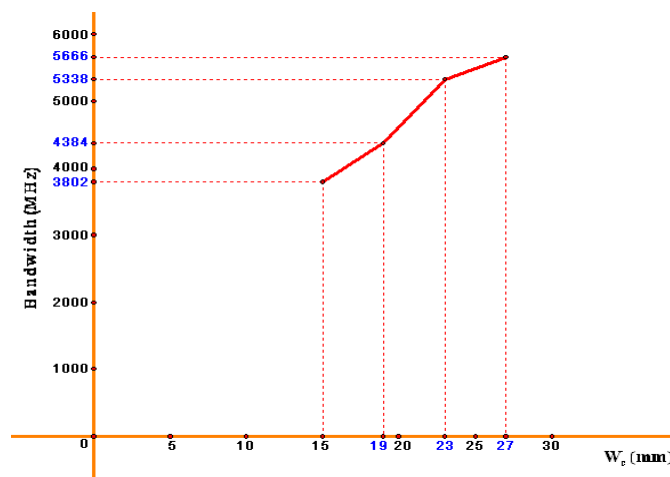
Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων αλλαγής πλάτους του δευτερεύοντος στοιχείου, του κάθετου στο επίπεδο γείωσης διαστάσεων ($W_c = 23\text{mm}$, $W_c = 19\text{mm}$, $W_c = 15\text{mm}$).



Εικόνα 4.14: Διαγράμματα ακτινοβολίας με πλάτος δευτερεύοντος στοιχείου $W_c = 23\text{mm}$, $W_c = 19\text{mm}$, $W_c = 15\text{mm}$

Αναλύοντας τα δεδομένα των διαδοχικών προσομοιώσεων διαπίστωσα ότι η κεραία με τις αλλαγές στο πλάτος W_c του δευτερεύοντος στοιχείου της κεραίας σημείωνε λειτουργία σε συγκεκριμένες συχνότητες έχοντας διαφορετικό εύρος ζώνης. Τα δεδομένα αυτής της ρύθμισης δίνονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 4.3: Εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας με αύξηση του πλάτους του δευτερεύοντος στοιχείου της κεραίας		
W_c δευτερεύοντος στοιχείου	Λειτουργία κεραίας στις συχνότητες	Συνολικό εύρος ζώνης
$W_c = 23\text{mm}$	1545MHz - 2185MHz 2866MHz - 7564MHz	5338MHz
$W_c = 19\text{mm}$	1289MHz - 2337MHz 2826MHz - 6162MHz	4384MHz
$W_c = 15\text{mm}$	1276MHz - 2367MHz 2964MHz - 5675MHz	3802MHz



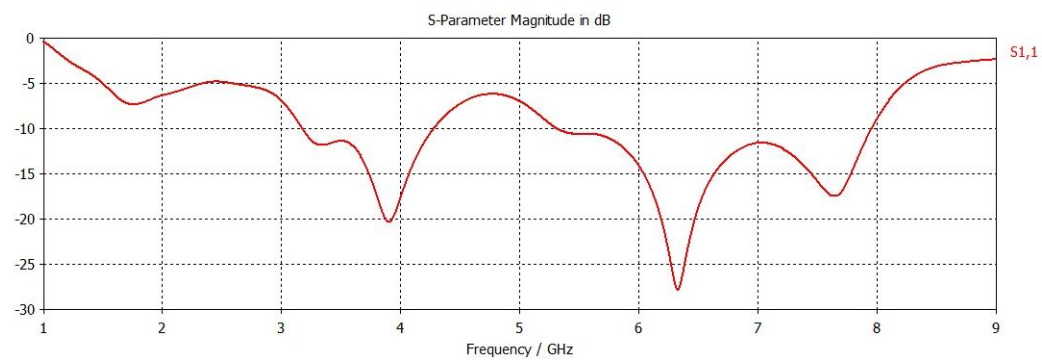
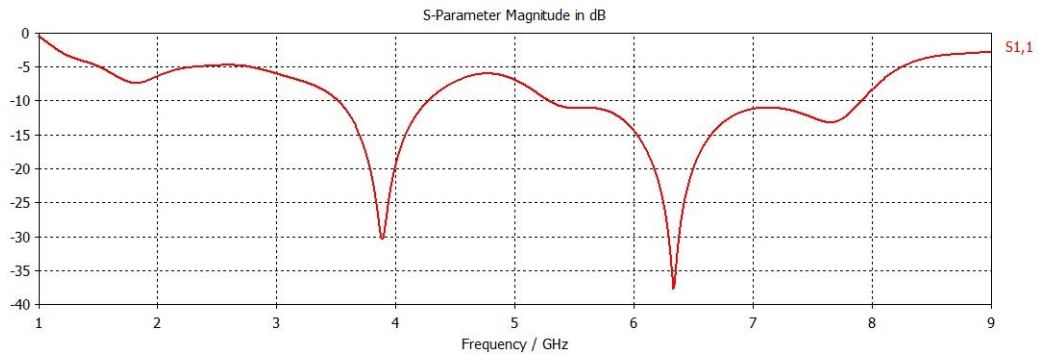
Εικόνα 4.15: Γραφική παράσταση του συνολικού εύρους ζώνης σε σχέση με το W_c

Μελετώντας τα δεδομένα του πίνακα, καθώς μειώνουμε το πλάτος, παρατηρούμε ότι:

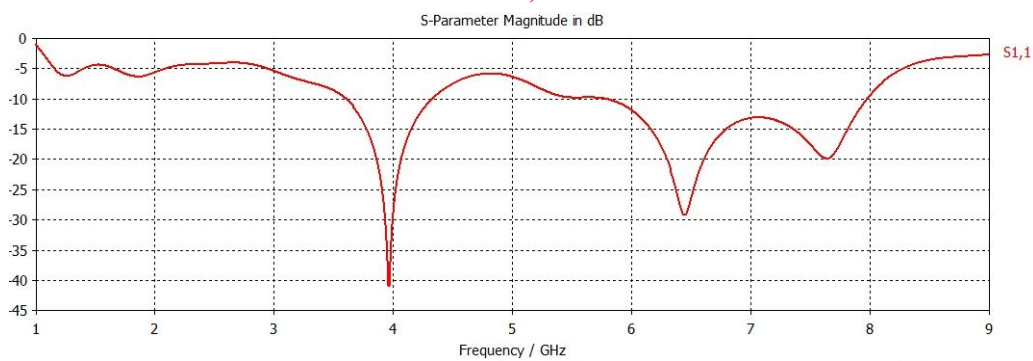
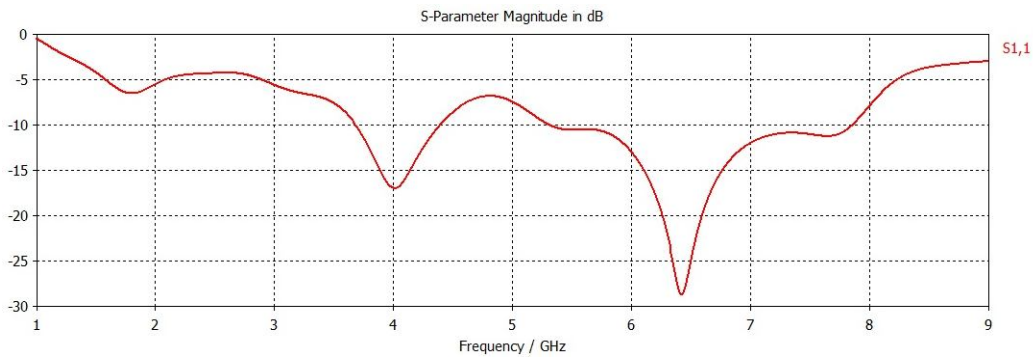
- το πρώτο κέντρο συντονισμού μετακινείται προς υψηλότερες συχνότητες με αποτέλεσμα σταδιακά να μην είναι εμφανές. Το δεύτερο κέντρο συντονισμού μετακινείται προς χαμηλότερες συχνότητες,
- στο πρώτο κέντρο συντονισμού σημειώνεται αύξηση dB. Στο δεύτερο κέντρο συντονισμού για $W_c = 23\text{mm}$ σημειώνεται μείωση dB και για $W_c = 19\text{mm}$, $W_c = 15\text{mm}$ σημειώνεται αύξηση dB,
- το συνολικό εύρος ζώνης μειώνεται.

Στην πρώτη ζώνη λειτουργίας 1063MHz - 2064MHz παρατηρείται αύξηση του εύρους ζώνης και μείωση dB.

**Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων αλλαγής θέσης της υποδοχής του βραχυκυκλώματος.
ως προς άξονα x**



ως προς άξονα z



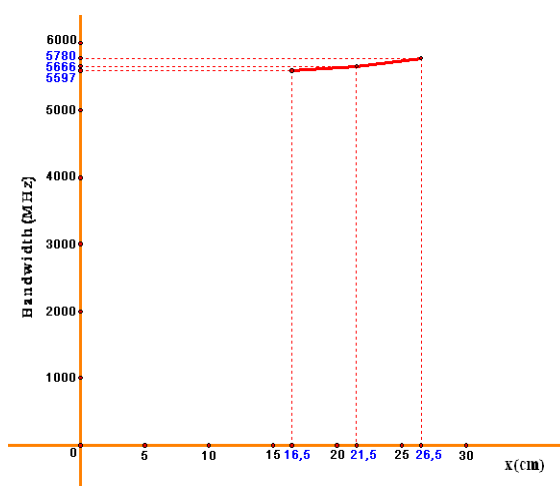
Εικόνα 4.16: Διαγράμματα ακτινοβολίας αλλαγής της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος ως προς τον άξονα x και ως προς τον άξονα z

Μελετώντας τις προσομοιώσεις της πρώτης αλλαγής της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος (shorting connector) ($z = 50$ και $x = 16,5$) ως προς τον άξονα x παρατηρούμε ότι το εύρος λειτουργίας της κεραίας είναι α) 1614MHz - 2052MHz και β) 2999MHz - 8158MHz και το συνολικό εύρος είναι 5597MHz.

Μελετώντας, επίσης, τις προσομοιώσεις της δεύτερης αλλαγής της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος (shorting connector) ($z = 50$ και $x = 26,5$) ως προς τον άξονα x παρατηρούμε ότι το εύρος λειτουργίας της κεραίας είναι α) 1575MHz - 2103MHz και β) 2907MHz - 8159MHz και το συνολικό εύρος είναι 5780MHz.

Καθώς μετατοπίζεται η θέση της υποδοχής του βραχυκυκλώματος και η απόσταση του από τον άξονα x μεγαλώνει, παρατηρούμε:

- α) το πρώτο κέντρο συντονισμού ελάχιστα μετακινείται προς υψηλότερες συχνότητες, το δεύτερο κέντρο συντονισμού είναι σχεδόν αμετάβλητο,
- β) και στα δύο κέντρα συντονισμού σημειώνεται αύξηση dB,
- γ) το συνολικό εύρος ζώνης αυξάνεται ελάχιστα.



Εικόνα 4.17: Γραφική παράσταση του συνολικού εύρους ζώνης σε σχέση με τη θέση υποδοχής του βραχυκυκλώματος

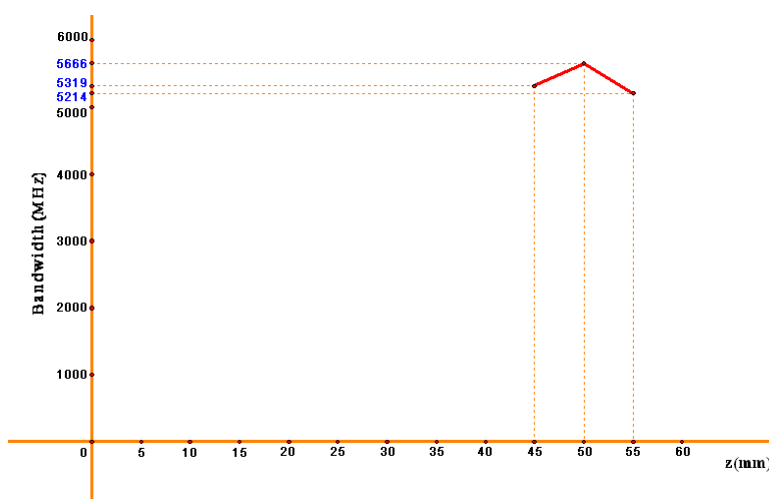
Μελετώντας τις προσομοιώσεις της δεύτερης αλλαγής της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος (shorting connector) ($z = 45$ και $x = 21,5$) ως προς τον άξονα x παρατηρούμε ότι το εύρος λειτουργίας της κεραίας είναι α) 1678MHz - 1929MHz και β) 3076MHz - 8137MHz και το συνολικό εύρος είναι 5312MHz.

Μελετώντας, επίσης, τις προσομοιώσεις της δεύτερης αλλαγής της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος (shorting connector) ($z = 55$ και $x = 21,5$) ως προς τον άξονα x παρατηρούμε ότι το εύρος λειτουργίας της κεραίας είναι α) 1214MHz - 1306MHz και

β) 1761MHz - 1950MHz, γ) 3077MHz - 4726MHz, δ) 4908MHz - 8192MHz και το συνολικό εύρος είναι 5214MHz.

Παρατηρούμε ότι:

- α) το πρώτο κέντρο συντονισμού μετακινείται προς υψηλότερες συχνότητες, είτε αυξάνεται είτε μειώνεται η απόσταση της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος από τον άξονα z, ενώ το δεύτερο κέντρο συντονισμού είτε αυξάνεται είτε μειώνεται η απόσταση της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος από τον άξονα z, ελάχιστα μετακινείται προς υψηλότερες συχνότητες,
- β) στο πρώτο κέντρο συντονισμού έχουμε μείωση dB, όσο αυξάνεται η απόσταση από τον άξονα z. Στο δεύτερο κέντρο συντονισμού σημειώνεται αύξηση dB, είτε αυξάνεται είτε μειώνεται η απόσταση της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος από τον άξονα z,
- γ) το συνολικό εύρος ζώνης μειώνεται είτε αυξάνεται είτε μειώνεται η απόσταση της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος από τον άξονα z.



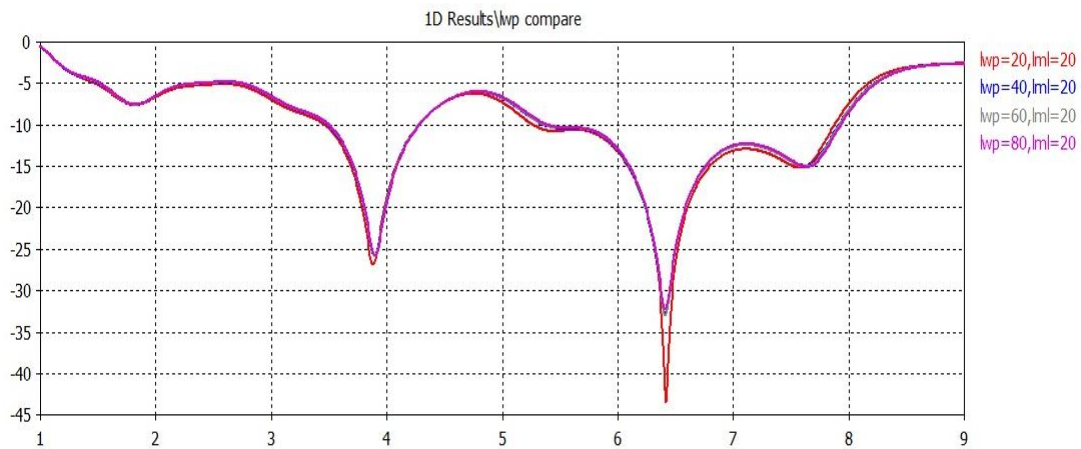
Εικόνα 4.18: Γραφική παράσταση του συνολικού εύρους ζώνης σε σχέση με τη θέση υποδοχής του βραχυκυκλώματος

Στη συνέχεια έγιναν προσομοιώσεις για να διερευνηθεί ο ρόλος του πλέγματος για την επίτευξη των επιθυμητών αποτελεσμάτων. Δόθηκαν διαφορετικές τιμές στο lml (lower mesh limit) και lpw (lines per wavelength).

- α) Αλλαγή των τιμών lml (lower mesh limit) και lpw (lines per wavelength). Αρχικά
 - α₁) διατηρήθηκε σταθερή η τιμή του lml και ίση με 20 και άλλαξε η τιμή του lpw παίρνοντας τις ακόλουθες τιμές: lpw = 20, lpw = 40, lpw = 60, lpw = 80,
 - α₂) στη συνέχεια διατηρήθηκε σταθερό το lpw = 80 και άλλαξε η τιμή του lml παίρνοντας τις ακόλουθες τιμές: lml = 20, lml = 40, lml = 60, lml = 80.

**Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων αλλαγής των τιμών
 l_{pw} (lines per wavelength).**

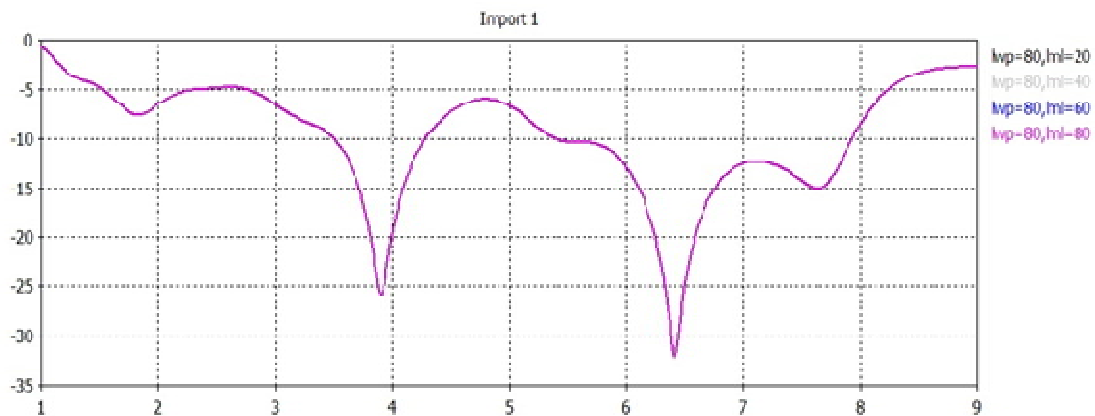
(α₁)



**Εικόνα 4.19: Διαγράμματα ακτινοβολίας: $l_{ml} = 20$ και $l_{pw} = 20$, $l_{pw} = 40$,
 $l_{pw} = 60$, $l_{pw} = 80$**

**Γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων αλλαγής των τιμών
 l_{ml} (lower mesh limit).**

(α₂)



**Εικόνα 4.20: Διαγράμματα ακτινοβολίας με $l_{pw} = 80$ και $l_{ml} = 20$, $l_{ml} = 40$,
 $l_{ml} = 60$, $l_{ml} = 80$**

Μελετώντας τα γραφικά αποτελέσματα παρατηρούμε ότι, όσο αυξάνεται η τιμή του l_{pw} ,

α) το πρώτο κέντρο συντονισμού ελάχιστα μετακινείται προς υψηλότερες συχνότητες.

Το δεύτερο κέντρο συντονισμού μένει σχεδόν αμετάβλητο,

β) στο πρώτο κέντρο συντονισμού σημειώνεται ελάχιστη αύξηση dB, στο δεύτερο κέντρο συντονισμού σημειώνεται μεγάλη αύξηση dB,

γ) το εύρος ζώνης μεταβάλλεται σχεδόν ελάχιστα.

Επίσης, παρατηρούμε ότι, όσο αυξάνεται η τιμή του l_{ml} ,

α) το πρώτο και δεύτερο κέντρο συντονισμού παρέμειναν αμετάβλητα,

β) δε σημειώνεται ούτε αύξηση ούτε μείωση dB,

γ) το εύρος ζώνης σχεδόν είναι σταθερό.

Οι μεταβολές αυτές στο l_{ml} δεν επέφεραν αξιοσημείωτες αλλαγές.

4.2 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Μοντελοποιήθηκε ευρυζωνική κεραία ανεστραμμένου F, αποτελούμενη από δύο στοιχεία κάθετα μεταξύ τους, ένα κύριο και ένα δευτερεύον, μικρών διαστάσεων. Εκτός από την επιλογή του μικρού μεγέθους έγιναν οι ακόλουθες ρυθμίσεις: α) μεταβολή του πλάτους του δευτερεύοντος στοιχείου, του κάθετου στο επίπεδο γείωσης, β) αλλαγή της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος και γ) προσθήκη δύο παρασιτικών στοιχείων.

Η συγκεκριμένη μοντελοποίηση έγινε με σκοπό την επέκταση του εύρους ζώνης και τη δημιουργία πρόσθετων συντονισμών για να μπορεί να λειτουργεί η κεραία σε πολλές χώρες και να καλύπτει ζώνες συχνοτήτων για σύγχρονες κινητές υπηρεσίες.

Η απόδοση της κεραίας ανεστραμμένου F ελέγχθηκε. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων με την αρχική γεωμετρία έδειξαν ότι η απόδοση της κεραίας είναι ικανοποιητική. Η κεραία λειτουργεί από 1613MHz έως 2064MHz και από 2913MHz έως 8128MHz. Σε αυτές τις συχνότητες λειτουργούν πολλές υπηρεσίες κινητών επικοινωνιών όπως DCS, PCS, WLAN, LTE και WiMAX. Η λειτουργία της κεραίας σε πολλές ζώνες και το μικρό της μέγεθος την καθιστούν κατάλληλη για πολλά κινητά τερματικά επικοινωνιών, π.χ. κινητά τηλέφωνα ή ενσωματωμένες κεραίες φορητών υπολογιστών.

Έγιναν αλλαγές που αφορούσαν στο μέγεθος του επιπέδου γείωσης, στο ύψος του A παρασιτικού στοιχείου και στο πλάτος του δευτερεύοντος στοιχείου. Κατά τις παραμετρικές προσομοιώσεις σημειώθηκε αύξηση του εύρους ζώνης μόνο στην αλλαγή θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος ως προς τον άξονα χ . Συνεπώς η αρχική γεωμετρία της προτεινόμενης κεραίας παραμένει ικανοποιητική.

ΠΕΜΠΤΟ ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΚΕΡΑΙΑ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΣ ΣΧΗΜΑΤΟΣ U + E

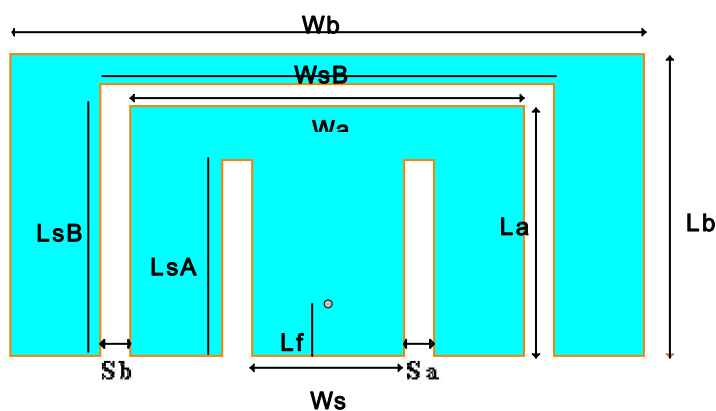
5.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΕΡΑΙΑΣ ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΣ ΣΧΗΜΑΤΟΣ U + E

Εισαγωγή

Οι κεραίες μικροταινίας προσελκύουν το ενδιαφέρον πολλών ερευνητών. Παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα, όπως μικρό βάρος, χαμηλό κόστος κατασκευής, ικανότητα λειτουργίας σε πολλές ζώνες και ανθεκτικότητα, όταν τοποθετούνται σε άκαμπτες επιφάνειες. Προσαρμόζονται τόσο σε επίπεδες όσο και σε μη επίπεδες επιφάνειες. Μέλημα των ερευνητών είναι η διερεύνηση της απόδοσής τους, η ενίσχυση του εύρους ζώνης με διάφορες τεχνικές, όπως η αύξηση του πάχους του υποστρώματος, η εισαγωγή παρασιτικών στοιχείων και η τροποποίηση του σχήματος των σχισμών.

5.1.1 Η γεωμετρία της κεραίας

Η κεραία αποτελείται από έναν ενιαίο ακτινοβολητή, το σχήμα του οποίου είναι ο συνδυασμός του ανεστραμμένου E και ανεστραμμένου U. Το κύριο μέρος με σχήμα E έχει διαστάσεις σε mm $15,7 \times 10,9$ ($W_a \times L_a$), ενώ το εξωτερικό της μέρος με σχήμα U έχει διαστάσεις σε mm $21,7 \times 13,2$ ($W_b \times L_b$). Η γεωμετρία της προτεινόμενης κεραίας φαίνεται στην Εικόνα 5.1 [11].



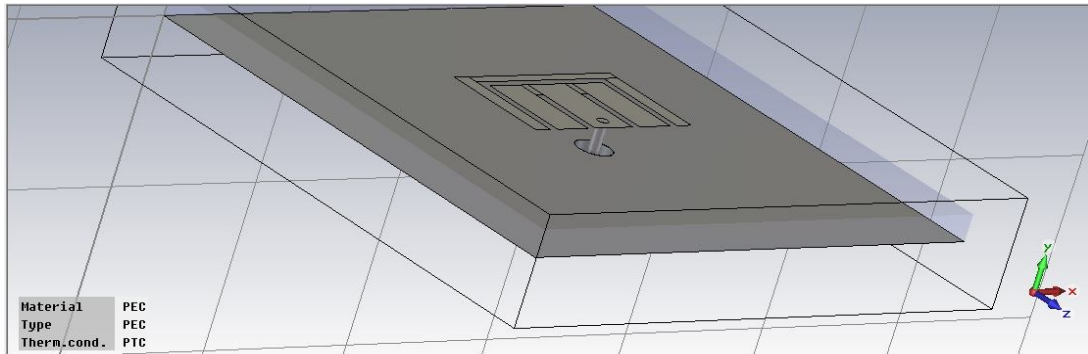
Εικόνα 5.1: Γεωμετρία της προτεινόμενης κεραίας μικροταινίας σχήματος U + E

Ο SMA connector είναι τοποθετημένος στο κεντρικό βραχίονα και συνδέει το επίπεδο γείωσης (διαστάσεων σε mm 60×60 ($W_g \times L_g$)) με το πάνω μέρος της κεραίας. Το κέντρο του τοποθετείται στο ($W_c/2, L_f$) και ο πυρήνας του έχει διάμετρο 1,275mm. Ο SMA connector αποτελείται από Teflon σχετικής διηλεκτρικής σταθεράς $\epsilon_r = 2,08$ και εξωτερική διάμετρο 4,17mm. Ανάμεσα στο επίπεδο γείωσης και το πάνω μέρος της κεραίας υπάρχει υπόστρωμα αέρα πάχους 3,2mm με σχετική διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r = 1,0006$. Οι διαστάσεις των στοιχείων της κεραίας δίνονται στον Πίνακα 5.1.

Πίνακας 5.1: Αρχικά χαρακτηριστικά κεραίας μικροταινίας σχήματος U + E			
Παράμετροι			Διάσταση (mm)
Κύριο Μέρος	μήκος	L_a	10,9
	πλάτος	W_a	15,7
Εξωτερικό Μέρος	μήκος	L_b	13,2
	πλάτος	W_b	21,7
Σχισμές	πλάτος κύριας σχισμής	W_{sB}	17,7
	πλάτος σχισμής	S_a, S_b	1,0
	πλάτος Α σχισμής	L_{sA}	8,4
	πλάτος Β σχισμής	L_{sB}	10,9
Κεντρικός Βραχίονας	πλάτος	W_c	5,2
Σημείο Τροφοδοσίας	πλάτος	$W_c/2$	2,6
	μήκος	L_f	1.8
Υπόστρωμα Αέρα	πάχος	h	3,2
	διηλεκτρική σταθερά	ϵ_{rs}	1,0006
Υπόστρωμα Επίπεδο Γείωσης	πλάτος και μήκος	W_{sub}, L_{sub} W_g, L_g	60
SMA	διάμετρος πυρήνα	D_c	1,275
	διάμετρος Teflon	D_t	4,17
	διηλεκτρική σταθερά Teflon	ϵ_{rt}	2,08

5.1.2. Μοντελοποίηση

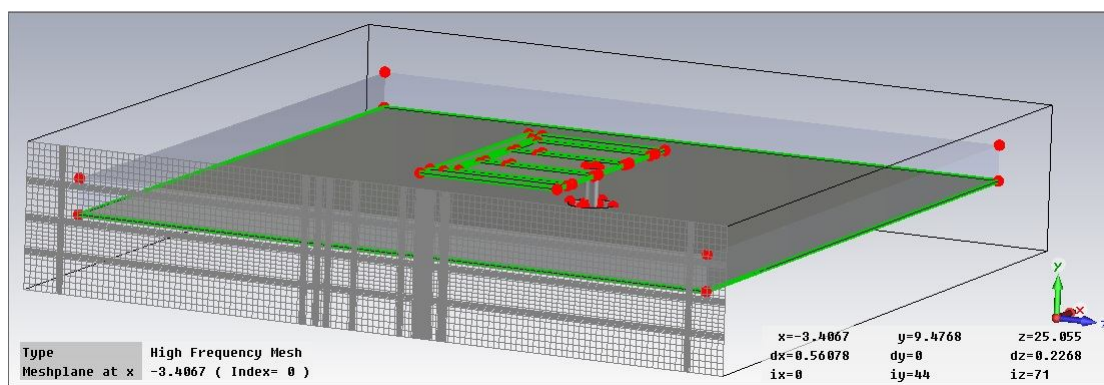
Η κεραία μοντελοποιήθηκε με τις αρχικές διαστάσεις (Πίνακας 5.1). Η τροφοδότηση της κεραίας έγινε με τον 50Ω SMA connector και η διέγερση της διάταξης έγινε με waveguide port.



Εικόνα 5.2: Τρισδιάστατη απεικόνιση της κεραίας

5.1.3. Διακριτοποίηση υπολογιστικού χώρου

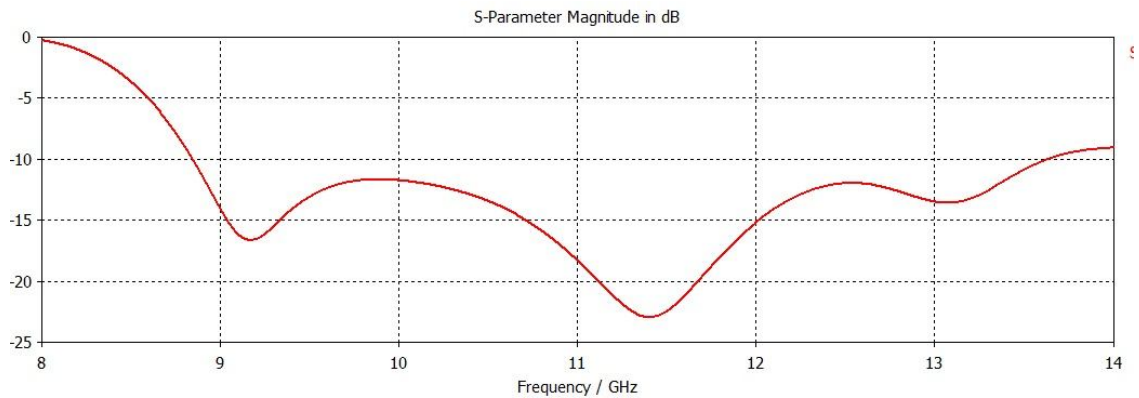
Η μέγιστη διάσταση των κελιών επιλέχθηκε να είναι $\lambda/40$, όπου το λ είναι το μήκος κύματος της μέγιστης συχνότητας (lines per wavelength) και κατώτερο όριο πλέγματος $\lambda/30$ (Lower mesh limit). Η διακριτοποίηση είναι εμφανής στην Εικόνα 5.3.



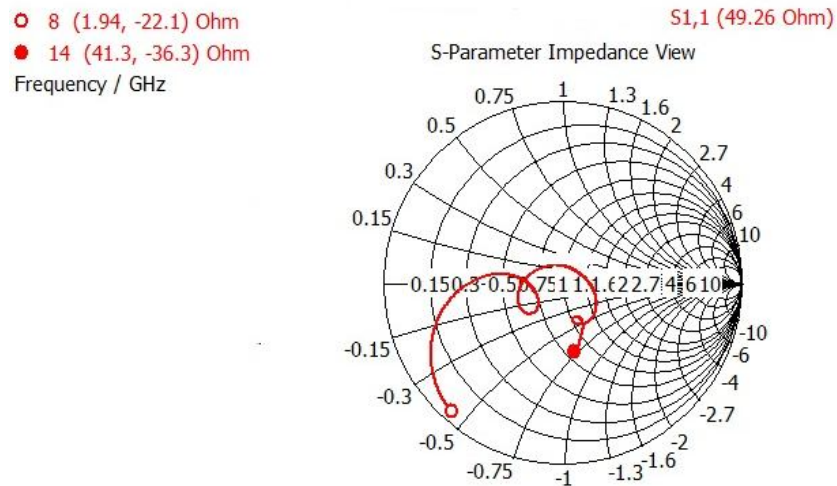
Εικόνα 5.3: Η διακριτοποίηση ως προς το επίπεδο yz.

5.1.4 Ενδεικτικά γραφικά αποτελέσματα προσομοιώσεων με τα αρχικά δεδομένα

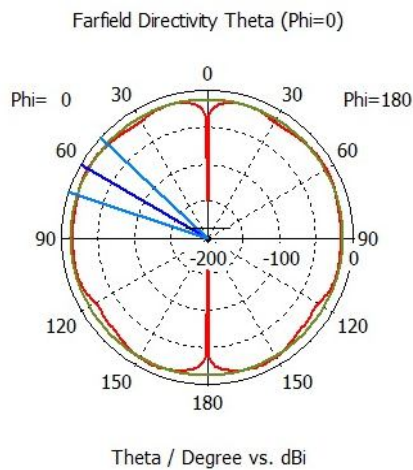
Στα παρακάτω ενδεικτικά γραφικά αναπαρίστανται ο S_{11} συντελεστής ανάκλασης, το διάγραμμα Smith, το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας, οι τομές του στα επίπεδα XZ, YZ, η επιφανειακή πυκνότητα ρεύματος για τη συχνότητα 9080MHz, για τη συχνότητα 11336MHz και για τη συχνότητα 12890MHz.



Εικόνα 5.4: S_{11} παράμετρος σε σχέση με τη συχνότητα

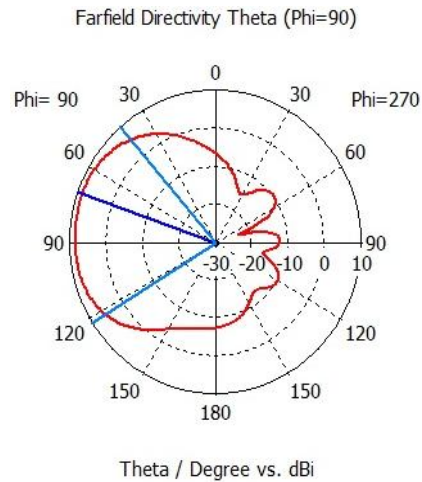


Εικόνα 5.5: Διάγραμμα Smith



Συχνότητα = 9080MHz
 Κατευθυντικότητα = -11,8dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = 60,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος = 25,1°
 Ύψος πλευρικού λοβού = -1,0dB

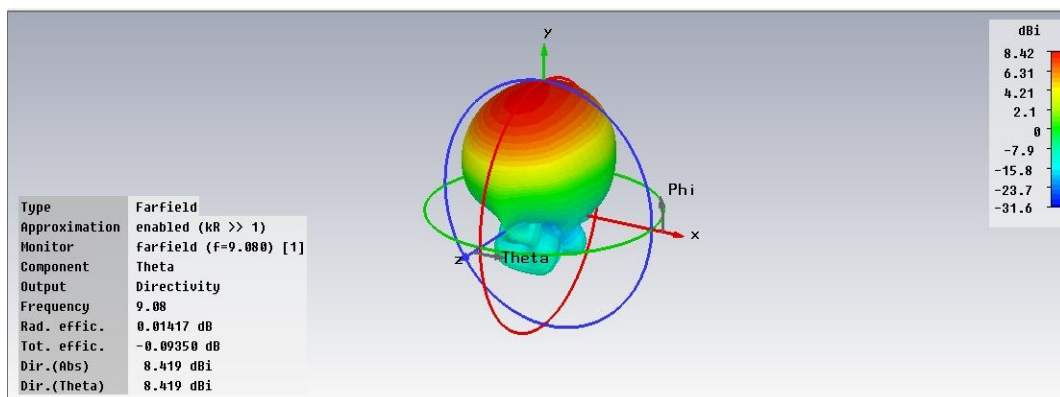
(α)



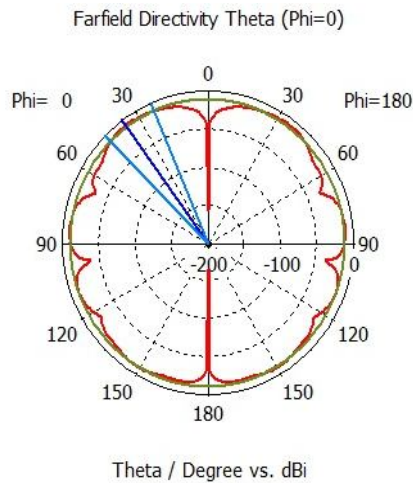
Συχνότητα = 9080MHz
 Κατευθυντικότητα = 8,4dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = 71,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος = 81,2°

(β)

Εικόνα 5.6: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 9080MHz στο επίπεδο: α) XZ (θ για φ = 0°) β) YZ (θ για φ = 90°)

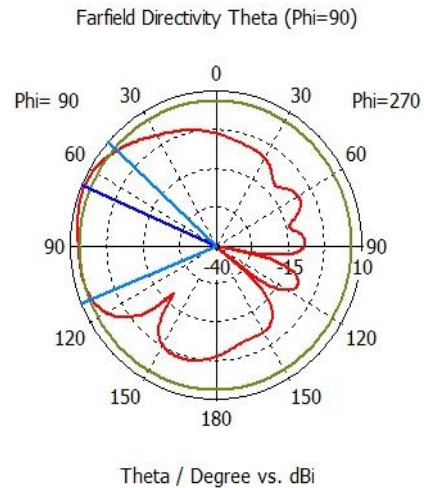


Εικόνα 5.7: Τρισδιάστατο πεδίο ακτινοβολίας για f = 9080MHz



Συχνότητα = 11336MHz
 Κατευθυντικότητα = -9,3dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = 36,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος = 22,1°
 Ύψος πλευρικού λοβού = -1,3dB

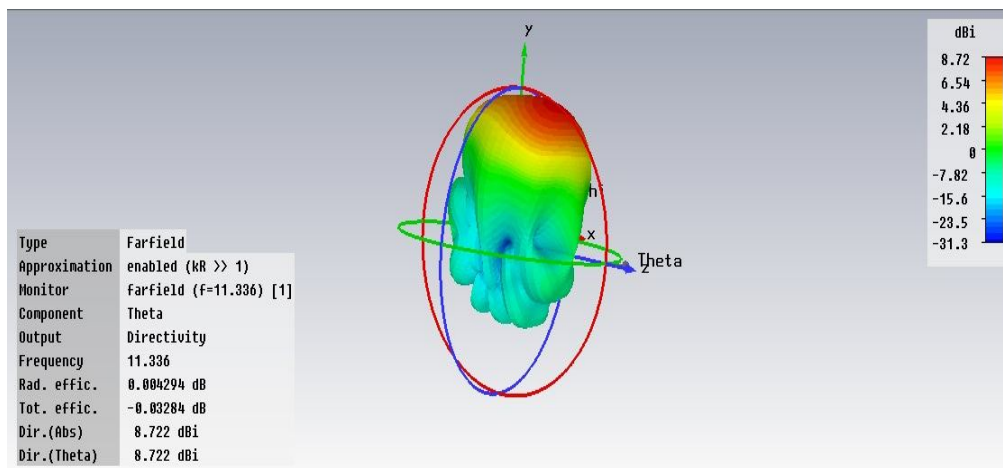
(α)



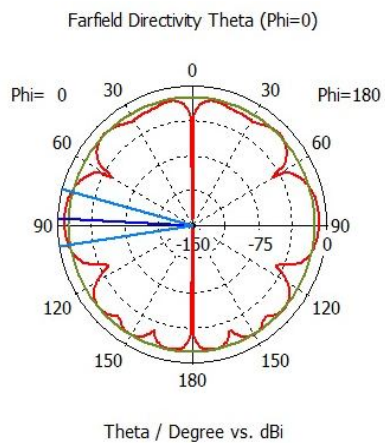
Συχνότητα = 11336MHz
 Κατευθυντικότητα = 8,8dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = 67,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος = 64,3°
 Ύψος πλευρικού λοβού = -2,1dB

(β)

Εικόνα 5.8: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 11336MHz στο επίπεδο: α) XZ (θ για $\phi = 0^\circ$) β) YZ (θ για $\phi = 90^\circ$)

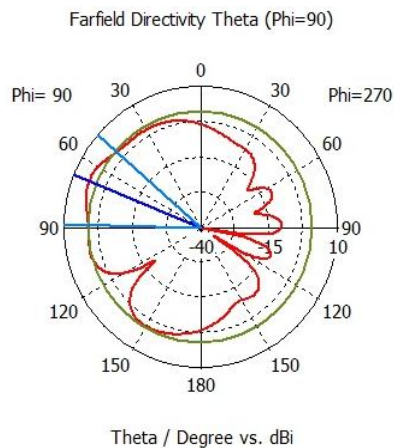


Εικόνα 5.9: Τρισδιάστατο πεδίο ακτινοβολίας για $f = 11336\text{MHz}$



Συχνότητα = 12890MHz
 Κατευθυντικότητα = -8,5dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = $87,0^{\circ}$
 Γωνία ημίσειας ισχύος = $23,9^{\circ}$
 Ύψος πλευρικού λοβού = -3,8dB

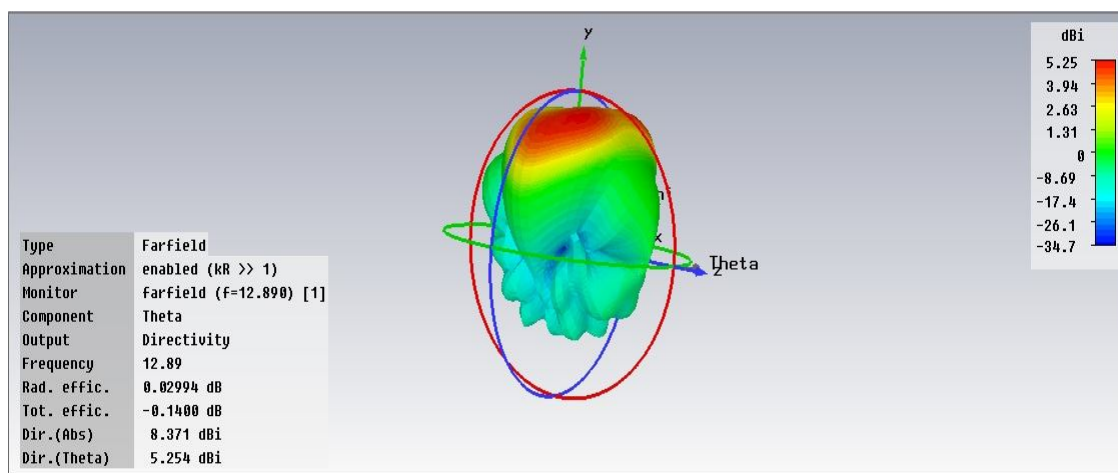
(α)



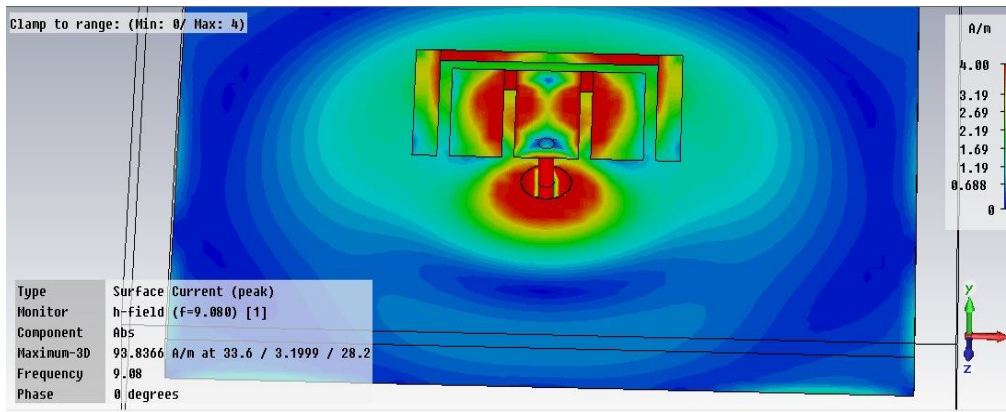
Συχνότητα = 12890MHz
 Κατευθυντικότητα = 3,7dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού = $68,0^{\circ}$
 Γωνία ημίσειας ισχύος = $40,0^{\circ}$
 Ύψος πλευρικού λοβού = -2,7dB

(β)

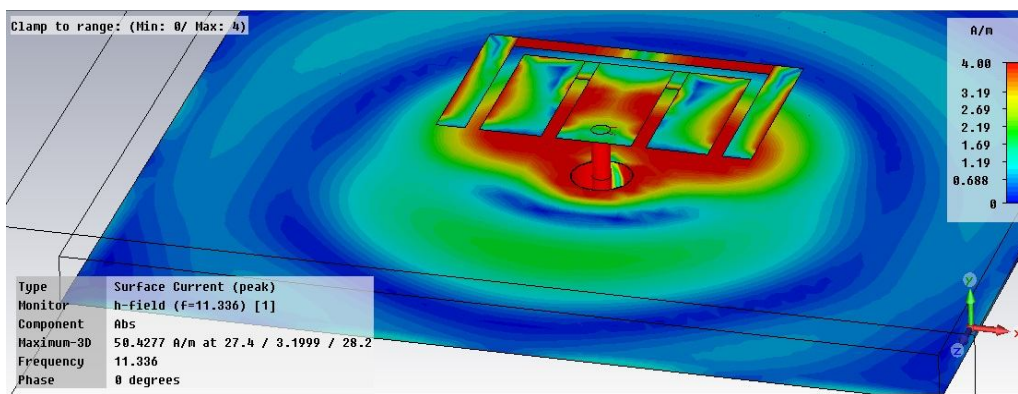
Εικόνα 5.10: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 12890MHz στο επίπεδο: α) XZ (θ για $\varphi = 0^{\circ}$) β) YZ (θ για $\varphi = 90^{\circ}$)



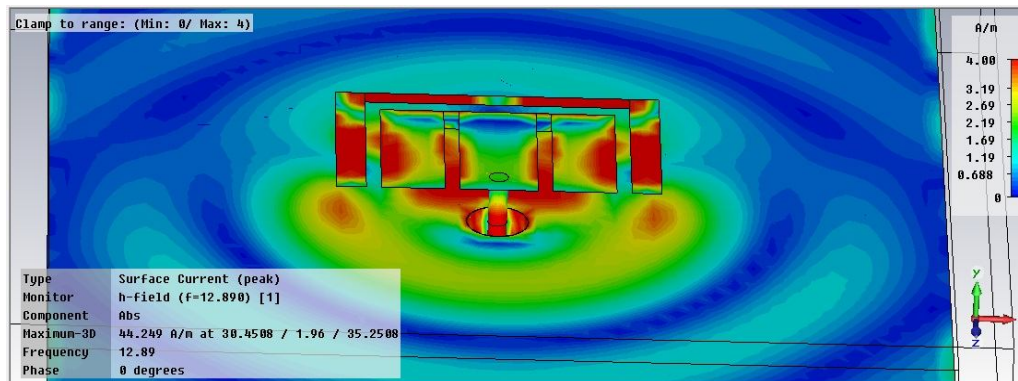
Εικόνα 5.11: Τρισδιάστατο πεδίο ακτινοβολίας για $f = 12890\text{MHz}$



f = 9080MHz



f = 11336MHz



f = 12890MHz

Εικόνα 5.12: Απεικόνιση επιφανειακής πυκνότητας του ρεύματος στις συχνότητες 9080MHz, 11336MHz και 12890MHz

Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων η κεραία με υπόστρωμα αέρα πάχους 3,2mm ανάμεσα στο επίπεδο γείωσης και το πάνω μέρος της κεραίας

παρουσιάζει κέντρα συντονισμού στις συχνότητες 9170MHz, 11402MHz και 13070MHz. Για VSWR 2:1 (-10dB) το εύρος ζώνης κυμαίνεται από 8850MHz έως 13632MHz με συνολικό εύρος λειτουργίας 4782MHz. Από τα διαγράμματα των απωλειών επιστροφής φαίνεται ότι στο συγκεκριμένο εύρος των συχνοτήτων η διάταξη μας επιτυγχάνει ικανοποιητική απόδοση.

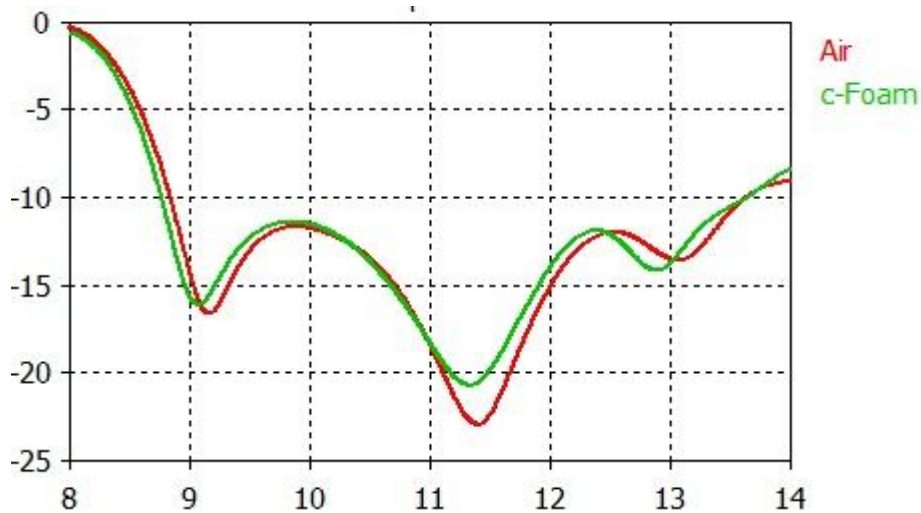
5.1.5 Παραμετρική ανάλυση

Μετά την αρχική σχεδίαση της κεραίας, τη διακριτοποίηση του υπολογιστικού χώρου και τα αρχικά αποτελέσματα επιχειρήθηκε ρύθμιση περαιτέρω των παραμέτρων προσομοίωσης. Διατηρήθηκαν σταθερές οι διαστάσεις L_a , W_a του κύριου μέρους της κεραίας (Main Patch), οι διαστάσεις L_b , W_b του εξωτερικού μέρους της (Outer Patch), το πάχος υποστρώματος, το L_sB , τα αρχικά χαρακτηριστικά του SMA connector και όλες οι σχισμές εκτός από τη σχισμή L_sA (Πίνακας 5.1). Οι άλλες παράμετροι ορίζονται ως μεταβλητές. Σε κάθε παραμετρική σάρωση μία παράμετρος άλλαζε, ενώ οι άλλες παράμετροι παρέμεναν σταθερές ως προεπιλεγμένες. Οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος διαφοροποιήθηκαν ταυτόχρονα.

Προσομοιώθηκε η διάταξη αλλάζοντας α) τον αέρα στο υπόστρωμα με C-Foam PF-2, β) το πλάτος του κεντρικού βραχίονα (W_c), γ) το μήκος της σχισμής L_sA και δ) τις διαστάσεις του υποστρώματος και του επιπέδου γείωσης.

α) Αλλαγή διάκενου με C-Foam PF-2

Η κεραία μικροταινίας σχήματος U + E προσομοιώθηκε αλλάζοντας το υλικό του υποστρώματος. Χρησιμοποιήθηκε C-Foam PF-2 υπόστρωμα που έχει σχετική διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r = 1,03$ και συγκρίθηκε με την αρχική κεραία μικροταινίας που το υλικό του υποστρώματος της είναι αέρας. Το συγκριτικά αποτέλεσμα φαίνονται στην Εικόνα 5.13.

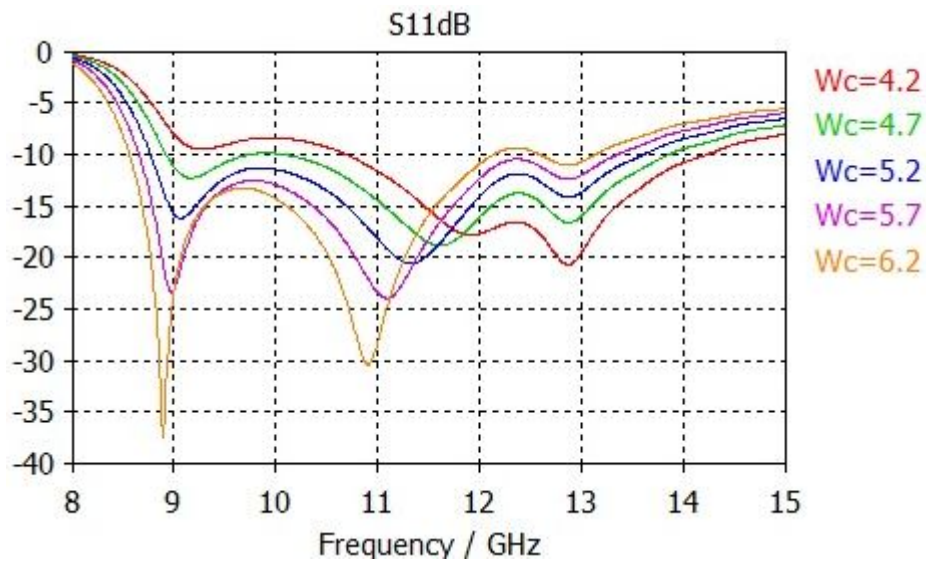


Εικόνα 5.13: S_{11} συναρτήσε υλικού υποστρώματος

Αντικαθιστώντας το κενό αέρος (κόκκινο) με C-Foam PF-2 (πράσινο) η κεραία παρουσιάζει κέντρα συντονισμού στις συχνότητες 9080MHz, 11336MHz και 12890MHz. Για VSWR 2:1 (-10dB) το εύρος ζώνης κυμαίνεται από 8775MHz έως 13641MHz με συνολικό εύρος λειτουργίας 4866MHz. Το εύρος ζώνης αυξάνεται ελάχιστα, καθώς και η διαφορά στη σχετική διηλεκτρική σταθερά είναι ελάχιστη.

β) Αλλαγές στο πλάτος του κεντρικού βραχίονα (W_c)

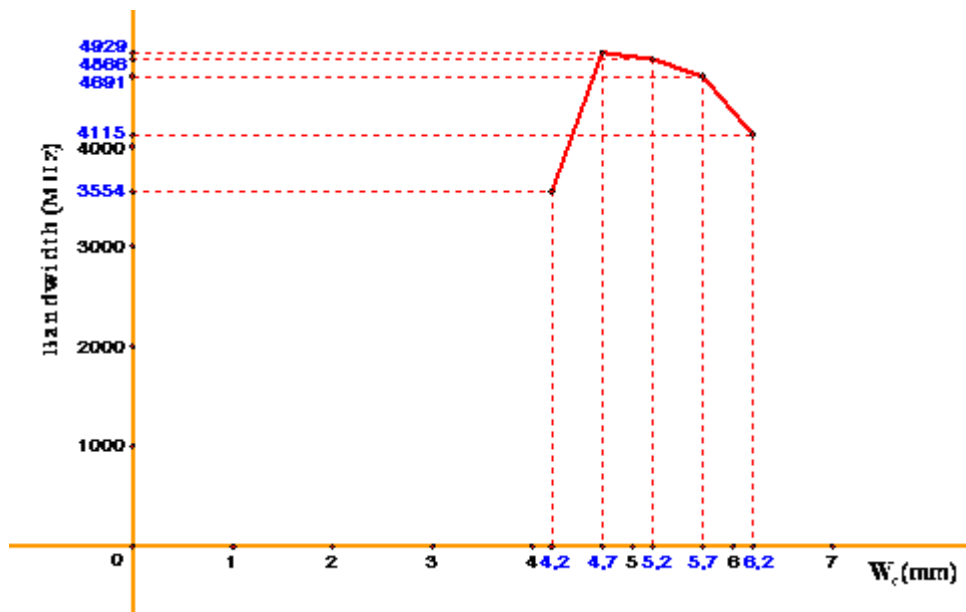
Προσομοιώθηκε η διάταξη-μοντέλο με αλλαγές στο πλάτος του κεντρικού βραχίονα (W_c) Το πλάτος του προσαυξάνεται κατά 0,5mm και λαμβάνει τιμές από 4,2mm έως 6,2mm.



Εικόνα 5.14: S_{11} συναρτήσει της μεταβολής του πλάτους του κεντρικού βραχίονα

Αναλύοντας τα δεδομένα των διαδοχικών προσομοιώσεων διαπίστωσα ότι με τις αλλαγές στο πλάτος του βραχίονα W_c η κεραία σημειώνει λειτουργία σε συγκεκριμένες συχνότητες έχοντας διαφορετικό εύρος ζώνης. Τα δεδομένα αυτής της ρύθμισης δίνονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 5.2: Εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας με μεταβολές στο πλάτος του βραχίονα W_c κατά 0,5mm		
Πλάτος βραχίονα W_c	Λειτουργία κεραίας στις συχνότητες	Συνολικό εύρος ζώνης
$W_c = 4,2\text{mm}$	10677MHz – 14231MHz	3554MHz
$W_c = 4,7\text{mm}$	8936MHz – 13865MHz	4929MHz
$W_c = 5,2\text{mm}$	8775MHz – 13641MHz	4866MHz
$W_c = 5,7\text{mm}$	8658MHz – 13349MHz	4691MHz
$W_c = 6,2\text{mm}$	8565MHz – 12138MHz 12597MHz – 13139MHz	4115MHz



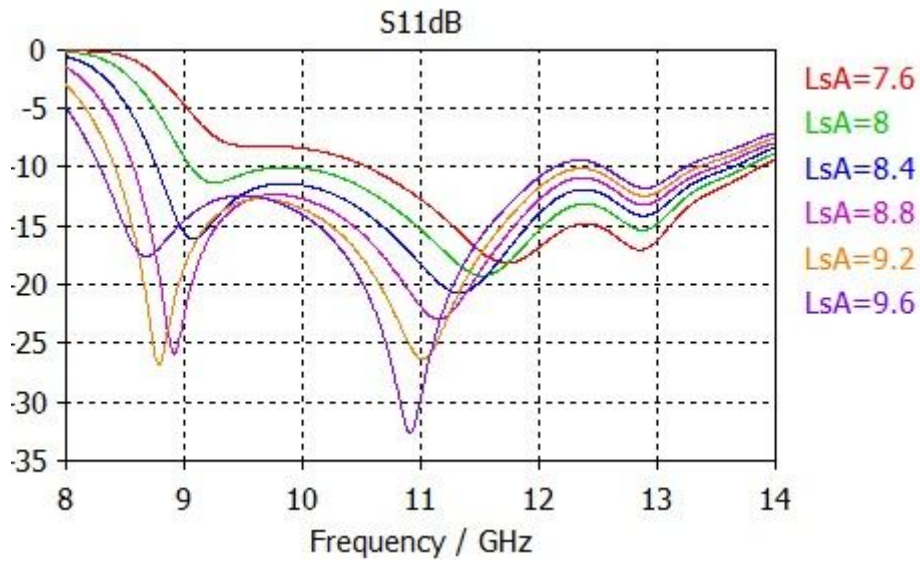
Εικόνα 5.15: Γραφική παράσταση του συνολικού εύρους ζώνης σε σχέση με το πλάτος του βραχίονα W_c

Παρατηρούμε, καθώς ελαττώνουμε το πλάτος του βραχίονα W_c , ότι:

- i) το πρώτο και το δεύτερο κέντρο συντονισμού μετακινούνται προς υψηλότερες συχνότητες, ενώ το τρίτο κέντρο συντονισμού μένει σχεδόν αμετάβλητο,
- ii) στο πρώτο και στο δεύτερο κέντρο συντονισμού σημειώνεται αύξηση dB, ενώ στο τρίτο κέντρο συντονισμού σημειώνεται μείωση dB,
- iii) το συνολικό εύρος αυξάνεται σε όλες τις αλλαγές εκτός από την περίπτωση που το πλάτος του βραχίονα είναι 4,2mm.

γ) Μεταβολές στο μήκος της σχισμής L_{sA}

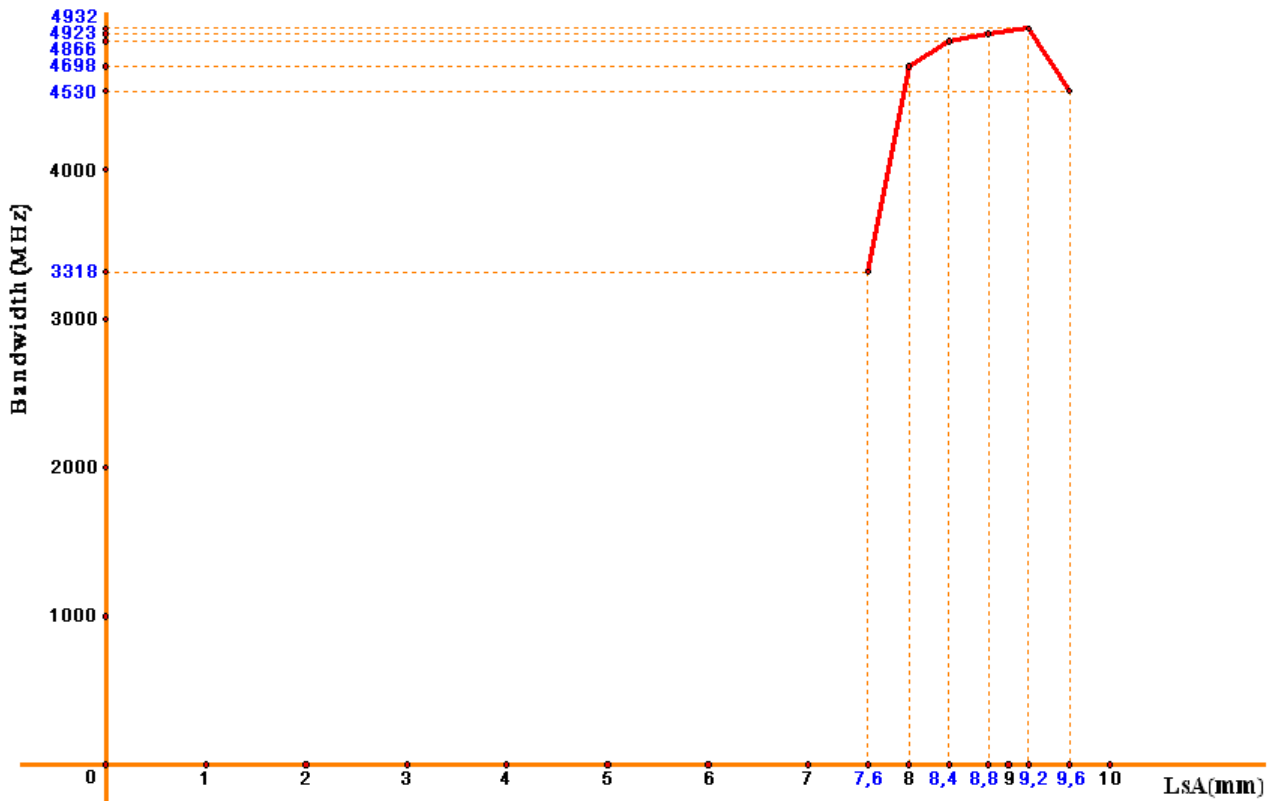
Το μήκος της σχισμής L_{sA} προσαυξάνεται κατά 0,4mm και λαμβάνει τιμές από 7,6mm έως 9,6mm.



Εικόνα 5.16: S_{11} συναρτήσεις της μεταβολής του μήκους της σχισμής L_sA

Αναλύοντας τα δεδομένα των διαδοχικών προσομοιώσεων διαπίστωσα ότι με τις μεταβολές στο μήκος της σχισμής L_sA η κεραία σημείωνε λειτουργία σε συγκεκριμένες συχνότητες έχοντας διαφορετικό εύρος ζώνης. Τα δεδομένα αυτής της ρύθμισης δίνονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 5.3: Εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας με μεταβολές στο μήκος της σχισμής L_sA		
Μήκος της σχισμής	Λειτουργία κεραίας στις συχνότητες	Συνολικό εύρος ζώνης
$L_sA = 7,6\text{mm}$	10555MHz – 13873MHz	3318MHz
$L_sA = 8\text{mm}$	9065MHz – 13763MHz	4698MHz
$L_sA = 8,4\text{mm}$	8775MHz – 13641MHz	4866MHz
$L_sA = 8,8\text{mm}$	8577MHz – 13500MHz	4923MHz
$L_sA = 9,2\text{mm}$	8420MHz – 13352MHz	4932MHz
$L_sA = 9,6\text{mm}$	8295MHz – 12137MHz 12558MHz – 13246MHz	4530MHz



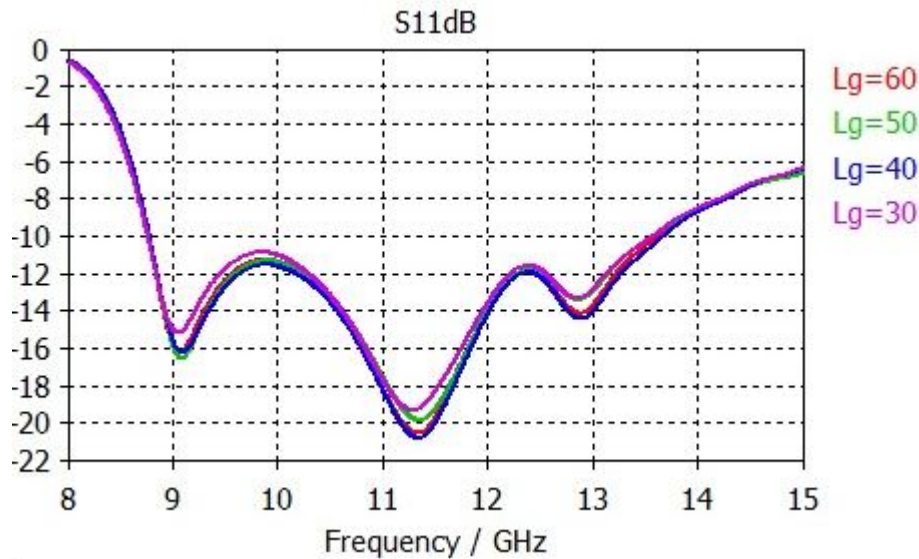
Εικόνα 5.17: Γραφική παράσταση του συνολικού εύρους ζώνης σε σχέση με το μήκος της σχισμής LsA

Παρατηρούμε, καθώς ελαττώνουμε το μήκος της σχισμής LsA, ότι:

- i) το πρώτο και το δεύτερο κέντρο συντονισμού μετακινούνται προς υψηλότερες συχνότητες, ενώ το τρίτο κέντρο συντονισμού μένει σχεδόν αμετάβλητο,
- ii) στο πρώτο κέντρο συντονισμού σημειώνεται μείωση dB, όταν το μήκος της σχισμής μεταβάλλεται από 9,6mm σε 9,2mm, ενώ για τις μικρότερες τιμές σημειώνεται αύξηση dB, στο δεύτερο κέντρο συντονισμού σημειώνεται αύξηση dB, ενώ στο τρίτο κέντρο συντονισμού σημειώνεται μείωση dB,
- iii) το συνολικό εύρος μειώνεται σε όλες τις μεταβολές εκτός από την περίπτωση που το μήκος της σχισμής LsA μεταβάλλεται από 9,6mm σε 9,2mm.

γ) Μεταβολές στο μέγεθος του επιπέδου γείωσης

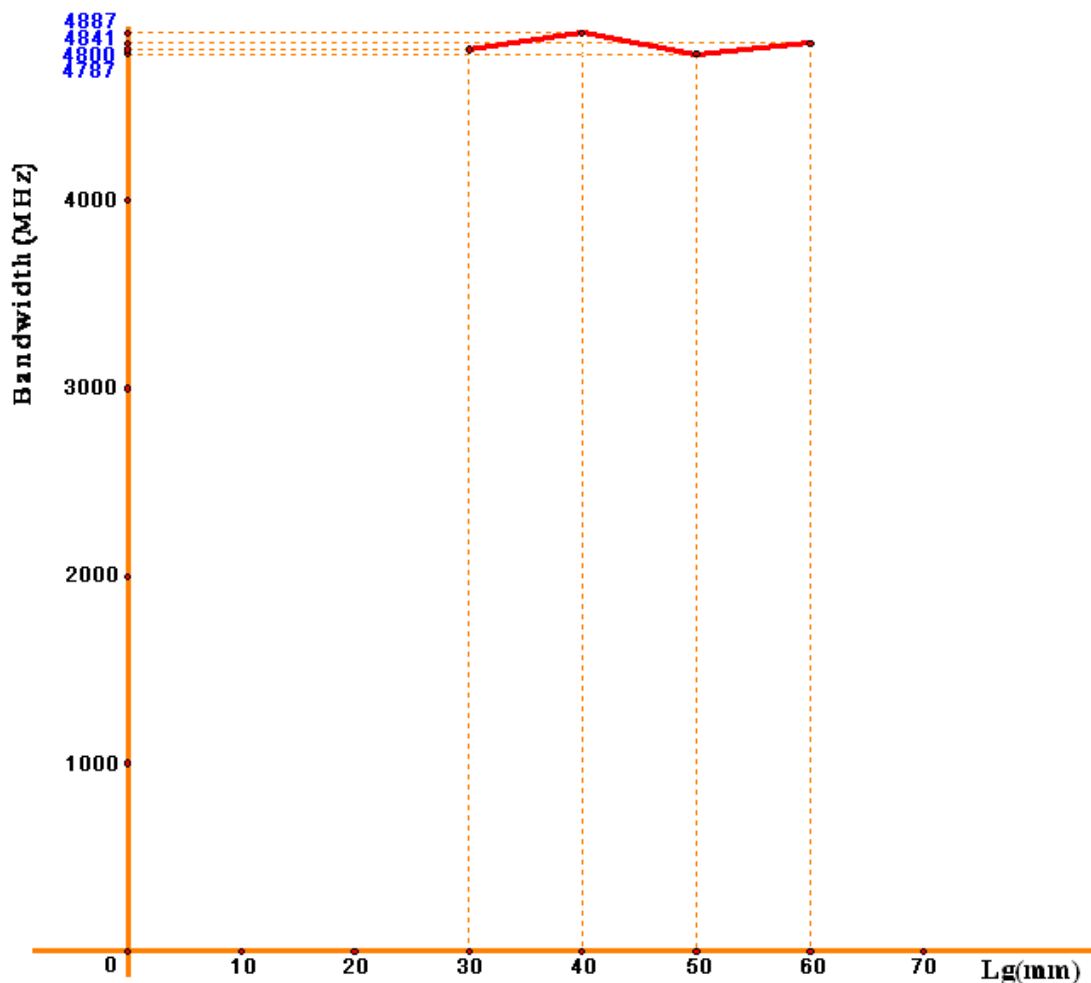
Το αρχικό μήκος του επιπέδου γείωσης (L_g) είναι 60 mm και $L_g = W_g = W_{sub} = L_{sub}$. Κατά την παραμετρική σάρωση αυτές οι παράμετροι μειώθηκαν κατά 10mm ξεκινώντας από τα 60mm έως 30mm.



Εικόνα 5.18: S_{11} συναρτήσει της μεταβολής των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος

Αναλύοντας τα δεδομένα των διαδοχικών προσομοιώσεων διαπίστωσα ότι με τις αλλαγές των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος η κεραία είχε μεταβαλλόμενο εύρος ζώνης. Τα δεδομένα αυτής της ρύθμισης δίνονται στον ακόλουθο πίνακα:

Πίνακας 5.4: Εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας με μεταβολές διαστάσεων του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος		
$L_g = W_g = W_{sub} = L_{sub}$	Λειτουργία κεραίας στις συχνότητες	Συνολικό εύρος ζώνης
$L_g = 30\text{mm}$	8767MHz – 13567MHz	4800MHz
$L_g = 40\text{mm}$	8783MHz – 13670MHz	4887MHz
$L_g = 50\text{mm}$	8782MHz – 13569MHz	4787MHz
$L_g = 60\text{mm}$	8772MHz – 13613MHz	4841MHz



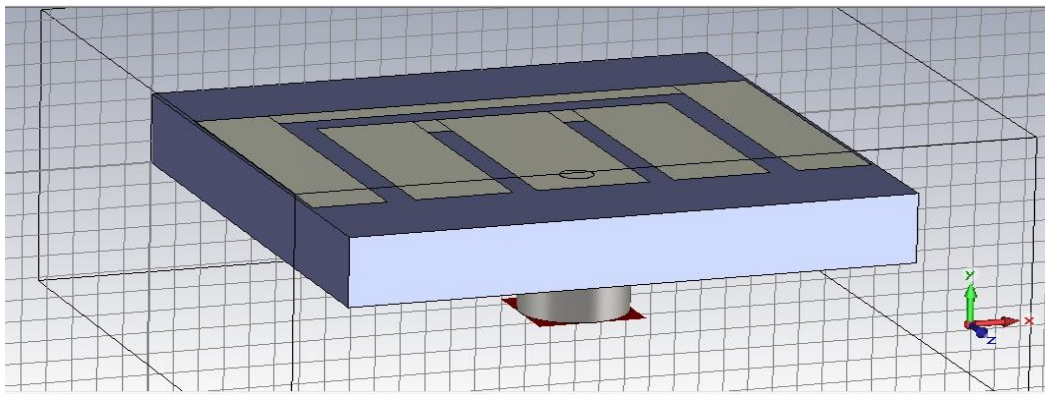
Εικόνα 5.19: Γραφική παράσταση του συνολικού εύρους ζώνης συναρτήσει της μεταβολής των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος

Παρατηρούμε, καθώς οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος ελαττώνονται ότι: α) το πρώτο, το δεύτερο και το τρίτο κέντρο συντονισμού μένουν σχεδόν αμετάβλητα, β) οι μεταβολές του εύρους ζώνης είναι μικρές.

5.1.6 Βελτιστοποίηση κεραίας

Συγκρίνοντας τις μεταβολές του συντελεστή ανάκλασης S_{11} , του εύρους ζώνης κατά τις διαδοχικές παραμετρικές προσομοιώσεις διαπίστωσα πως η κεραία λειτουργούσε ικανοποιητικά σε κάποιες τιμές των παραμέτρων. Στηριζόμενος σε αυτές τις συγκρίσεις προχώρησα στην αυτόματη βελτιστοποίηση της κεραίας έχοντας ορίσει συνδυασμό μεταβλητών παραμέτρων που αφορούσαν κυρίως στο πλάτος και στο μήκος των σχισμών καθώς και στην αλλαγή διαστάσεων του επιπέδου γείωσης και υποστρώματος. Οι βελτιστοποιήσεις έγιναν σε συγκεκριμένο διάστημα τιμών των

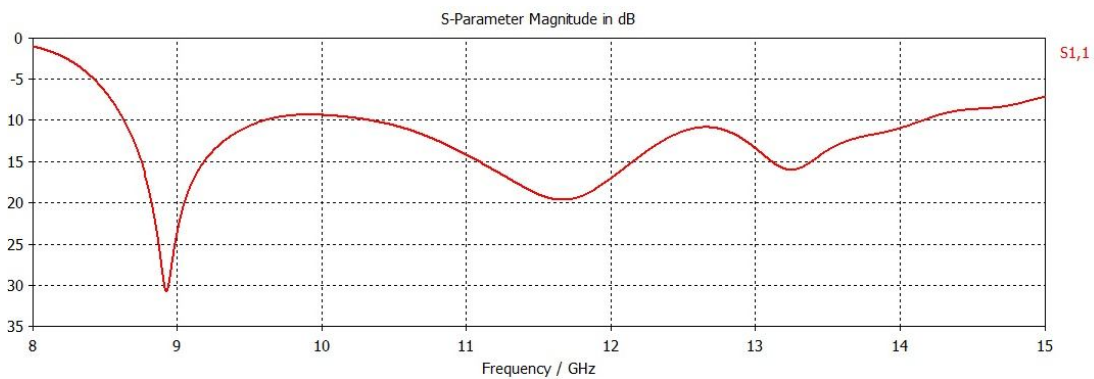
παραμέτρων θέτοντας στόχο υψηλότερο κέρδος και μεγαλύτερο εύρος ζώνης από το κέρδος και εύρος ζώνης της αρχικής κεραίας. Η διαδικασία της βελτιστοποίησης υπήρξε χρονοβόρα, απαιτήθηκαν συνεχείς μεταβολές των τιμών των παραμέτρων και έγιναν συνεχείς προσομοιώσεις για την εύρεση βέλτιστης λύσης. Στην Εικόνα 5.20 απεικονίζεται η τρισδιάστατη βελτιστοποιημένη κεραία και στον Πίνακα 5.5 δίνονται οι βέλτιστες τιμές των παραμέτρων της κεραίας μικροταινίας σχήματος U + E.



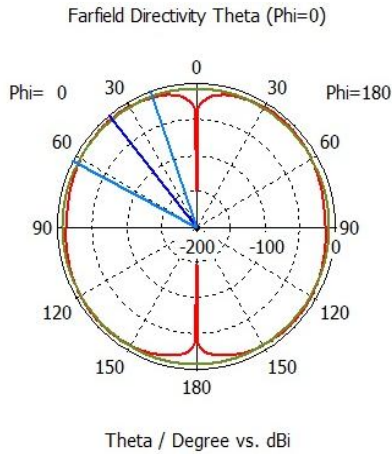
Εικόνα 5.20: Τρισδιάστατη απεικόνιση βελτιστοποιημένης κεραίας

Πίνακας 5.5: Τιμές παραμέτρων της βελτιστοποιημένης κεραίας μικροταινίας σχήματος U + E							
Παράμετροι	WsB	Sa	Sb	LsA	Wc	W_g	L_g
Διάσταση (mm)	15,93	0,93	1,07	9,16	6,29	21,99	21,99

Ενδεικτικά γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων βελτιστοποιημένης κεραίας.

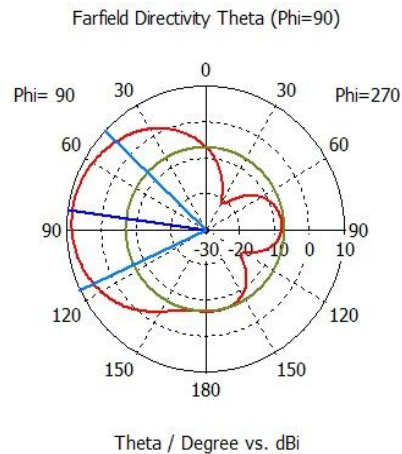


Εικόνα 5.21: S₁₁ βελτιστοποιημένης κεραίας



Συχνότητα: 8931MHz
 Κατευθυντικότητα: -6,9dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού: 39,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος: 43,8°
 Ύψος πλευρικού λοβού: -1,4dBi

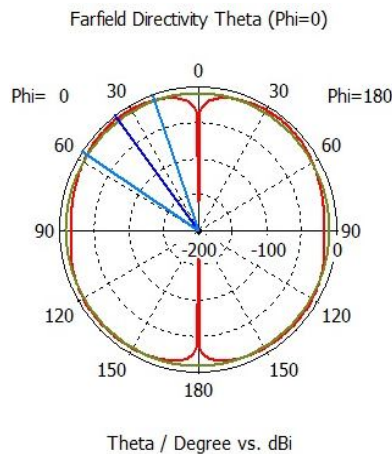
(α)



Συχνότητα: 8931MHz
 Κατευθυντικότητα: 8,4dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού: 82,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος: 68,8°
 Ύψος πλευρικού λοβού: -15,5dBi

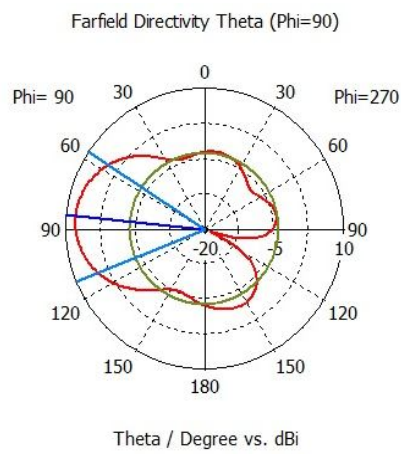
(β)

Εικόνα 5.22: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 8931MHz στο επίπεδο: α) XZ (θ για $\phi = 0^\circ$) β) YZ (θ για $\phi = 90^\circ$)



Συχνότητα: 11661MHz
 Κατευθυντικότητα: -6,2dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού: 37,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος: 37,7°
 Ύψος πλευρικού λοβού: -3,2dB

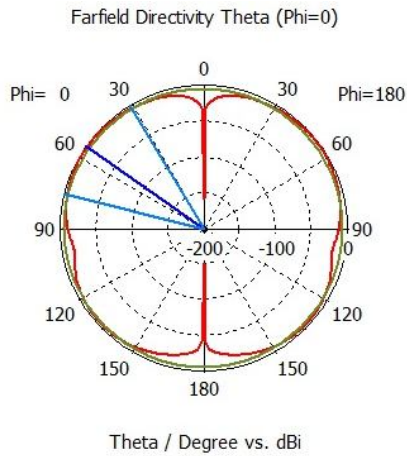
(α)



Συχνότητα: 11661MHz
 Κατευθυντικότητα: 7,8dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού: 84,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος: 54,9°
 Ύψος πλευρικού λοβού: -11,5dB

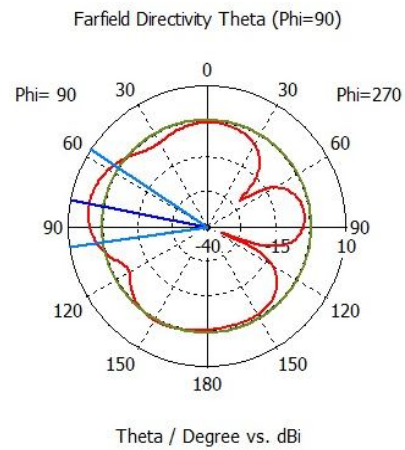
(β)

Εικόνα 5.23: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 11661MHz στο επίπεδο: α) XZ (θ για $\phi = 0^\circ$) β) YZ (θ για $\phi = 90^\circ$)



Συχνότητα: 13243MHz
 Κατευθυντικότητα: -2,8dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού: 55,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος: 45,0°
 Ύψος πλευρικού λοβού: -3,4dB

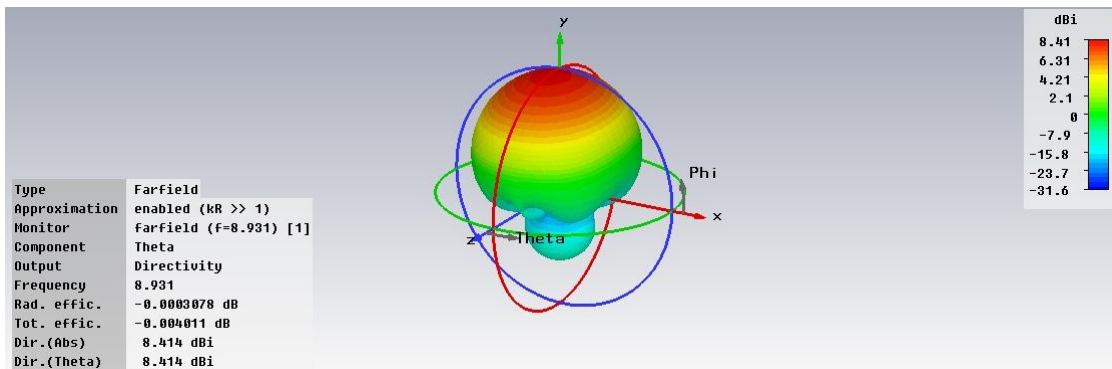
(α)



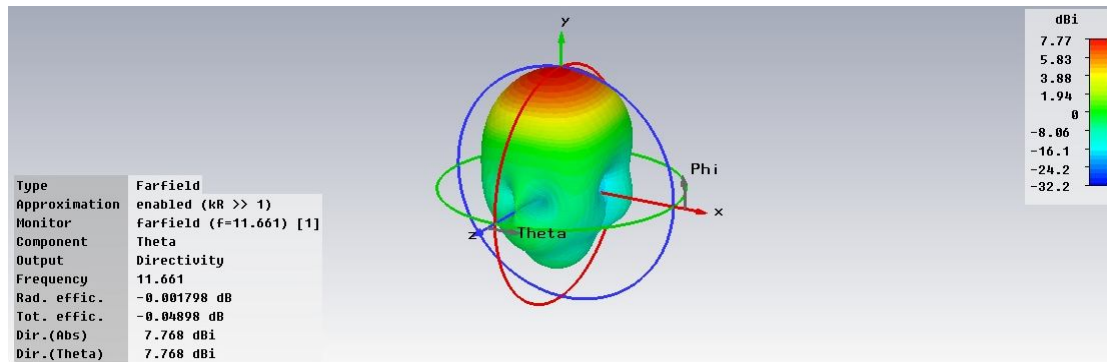
Συχνότητα: 13243MHz
 Κατευθυντικότητα: 2,8dBi
 Κατεύθυνση κύριου λοβού: 79,0°
 Γωνία ημίσειας ισχύος: 41,5°
 Ύψος πλευρικού λοβού: -4,8dB

(β)

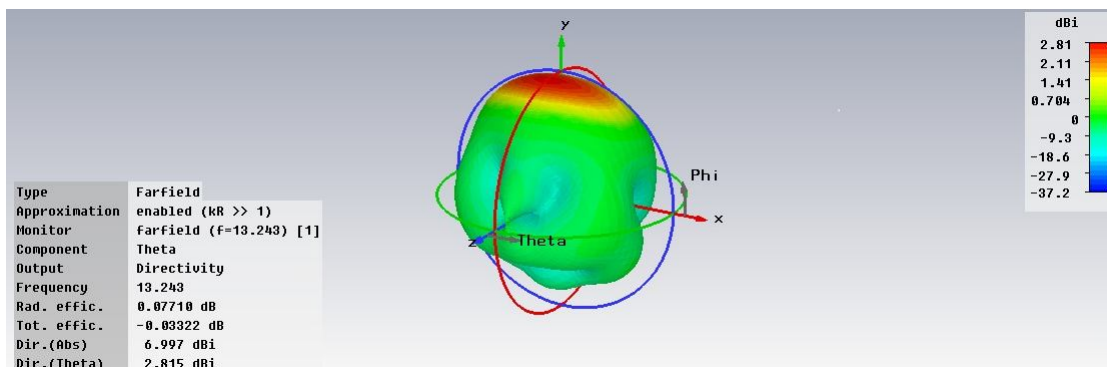
Εικόνα 5.24: Διαγράμματα ακτινοβολίας της κεραίας στη συχνότητα 13243MHz στο επίπεδο: α) XZ (θ για $\phi = 0^\circ$) β) YZ (θ για $\phi = 90^\circ$)



f = 8931MHz

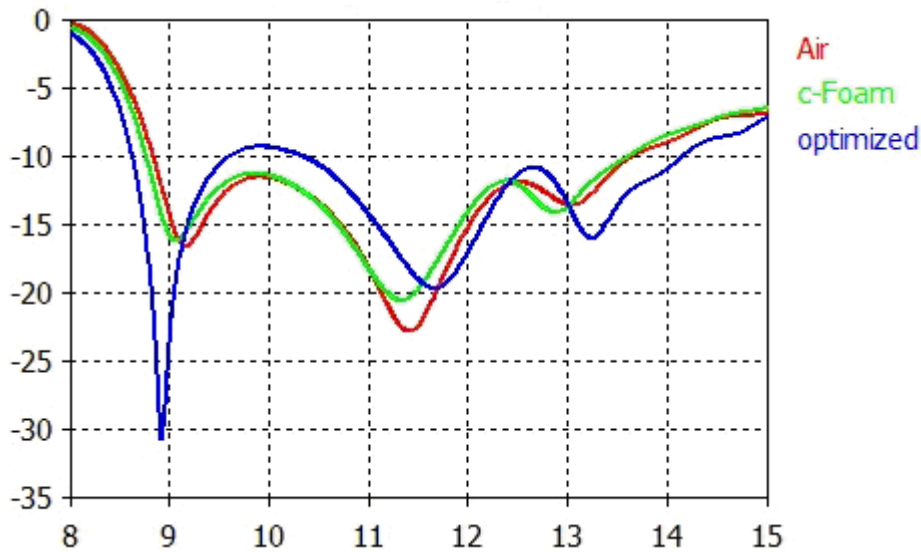


f = 11661MHz



f = 13243MHz

Εικόνα 5.25: Τρισδιάστατο πεδίο ακτινοβολίας για $f = 8931\text{MHz}$, $f = 11661\text{MHz}$ και $f = 13243\text{MHz}$



Εικόνα 5.26: S_{11} των τριών κεραιών (κεραίας με υπόστρωμα κενού αέρος (κόκκινο), κεραιάς με C-Foam PF-2 (πράσινο) και βελτιστοποιημένης κεραιάς (μπλε))

5.2 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η προτεινόμενη κεραία μικροταινίας σχήματος U+E σχεδιάστηκε θέτοντας οι σχεδιαστές της ως στόχο την αύξηση του εύρους ζώνης της. Η επιδίωξη αυτή υλοποιήθηκε με διάφορες τεχνικές, όπως η τροποποίηση των διαστάσεων των σχισμών, η αλλαγή του αέρα στο διάκενο με C-Foam PF-2. Η προσομοίωση της κεραιάς με τις αρχικές τιμές έδειξε πως η κεραία υπηρετούσε το στόχο σχεδιασμού της: για VSWR 2:1 (-10dB) το εύρος ζώνης κυμαινόταν από 8850MHz έως 13632MHz με συνολικό εύρος λειτουργίας 4782MHz.

Πραγματοποιήθηκαν διαδοχικές παραμετρικές προσομοιώσεις με κατάλληλη τροποποίηση της γεωμετρίας και συγκεκριμένα με τη δημιουργία σχισμών διαφορετικών διαστάσεων στο μεταλλικό φύλλο, τη μεταβολή διαστάσεων του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος, την αλλαγή του υλικού του υποστρώματος. Με την αντικατάσταση του κενού με C-Foam PF-2 στο υπόστρωμα το εύρος ζώνης αυξάνεται ελάχιστα, καθώς και η διαφορά στη σχετική διηλεκτρική σταθερά είναι ελάχιστη. Κατά τη μεταβολή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος και της σχισμής L_sA η κεραία είχε εύρος ζώνης μεταβαλλόμενο. Το

εύρος ζώνης της κεραίας αυξήθηκε, συνεπώς το αποτέλεσμα της προσομοίωσης είναι ικανοποιητικό.

Ακολούθησε η διαδικασία της αυτόματης βελτιστοποίησης. Η βελτιστοποιημένη κεραία λειτουργεί από 8633MHz έως 14155MHz. Στο πρώτο κέντρο συντονισμού το κέρδος μένει σταθερό, στο δεύτερο το κέρδος μειώνεται κατά 11%, στο τρίτο σημειώνεται μείωση κατά 16,5%. Το συνολικό κέρδος της βελτιστοποιημένης κεραίας είναι 5522MHz, το εύρος ζώνης αυξήθηκε κατά 15,4%.

Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης είναι ικανοποιητικό δεδομένου ότι το εύρος ζώνης της κεραίας αυξήθηκε.

ΕΚΤΟ ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα εργασία προσομοιώθηκαν και μελετήθηκαν τρεις κεραιές σύγχρονου τύπου: α) λεπτή εσωτερική κεραία CSM/DCS τύπου patch επίπεδη, β) ευρυζωνική κεραία ανεστραμμένου F, γ) κεραία μικροταινίας U + E.

Η προσομοιωτική μελέτη των κεραιών σύγχρονου τύπου είναι μια διαδικασία ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα. Η μοντελοποίηση, η παραμετρική ανάλυση, η βελτιστοποίηση γίνεται σε ένα υπολογιστικό περιβάλλον με ένα σύγχρονο εργαλείο ηλεκτρομαγνητικών προσομοιώσεων. Το συγκεκριμένο λογισμικό διαθέτει εργαλεία εύκολου, γρήγορου σχεδιασμού, είναι ένα δυναμικό περιβάλλον, καθώς η γεωμετρία της κεραίας αλλάζει αυτόματα με κάθε αλλαγή μιας παραμέτρου. Η δυνατότητα να συνδυάσουμε παραμέτρους είναι ασύγκριτα μεγαλύτερη σε ένα υπολογιστικό περιβάλλον, όπου υπάρχει ποικιλία εργαλείων και οι υπολογισμοί εκτελούνται γρήγορα και με ακρίβεια. Το συγκεκριμένο περιβάλλον χάρη στην υπολογιστική μέθοδο FIT που χρησιμοποιεί την τοπική διακριτοποίηση σε συγκεκριμένα σημεία των δομών εξασφαλίζει ακριβέστερα αποτελέσματα και λιγότερο χρόνο προσομοίωσης.

Με την αρχική τους γεωμετρία οι κεραιές μοντελοποιήθηκαν και προσομοιώθηκαν. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της προτεινόμενης λεπτής εσωτερικής κεραίας GSM/DCS τύπου Patch έδειξαν πως η κεραία υπηρετούσε το στόχο κατασκευής της. Σε σχέση με τα αποτελέσματα των σχεδιαστών διαπίστωση ότι το εύρος ζώνης ήταν το ίδιο, διαφορετικές (πλην κοντινές) οι ζώνες λειτουργίας. Οι ζώνες λειτουργίας στα δημοσιευμένα αποτελέσματα ήταν 880MHz – 974MHz, 1710MHz – 1910MHz και τα αποτελέσματα της αρχικής προσομοίωσης ήταν 994MHz – 1078MHz, 1816MHz – 1973MHz. Για την ευρυζωνική κεραία ανεστραμμένου F υπήρξε δυσκολία επίτευξης των ίδιων αποτελεσμάτων με $S_{11} < -10$. Επιτεύχθηκαν ικανοποιητικά αποτελέσματα, περίπου ίδιο εύρος ζώνης και ίδιες συχνότητες λειτουργίας με $S_{11} < -6$. Στην κεραία μικροταινίας σχήματος U + E σημειώθηκε ικανοποιητική συμφωνία με τα δημοσιευμένα αποτελέσματα. Στα δημοσιευμένα αποτελέσματα η κεραία λειτουργούσε στα 8760MHz έως 13580MHz και τα αποτελέσματα της αρχικής προσομοίωσης ήταν 8850MHz έως 13632MHz.

Έγιναν πειραματικές προσομοιώσεις με αλλαγές στις τιμές στο l_{ml} (lower mesh limit) και l_{pw} (lines per wavelength) του πλέγματος. Παρατηρήθηκαν αλλαγές στην επίδοση της κεραίας. Δοκιμάστηκαν διαφορετικοί τρόποι διέγερσης της διάταξης και επιλέξαμε στην μεν πρώτη κεραία ως τρόπο διέγερσης το απλό port, ενώ για τις άλλες δύο το waveguide port. Κριτήριο επιλογής στάθηκε η συμπεριφορά της κεραίας και τα αποτελέσματα των πειραματικών προσομοιώσεων. Η οριοθέτηση του υπολογιστικού χώρου και ο κατάλληλος προσδιορισμός των οριακών συνθηκών, συντόμευσαν το χρόνο προσομοίωσης.

Η παραμετρική σάρωση είναι μια απαιτητική διαδικασία, καθώς η επιλογή των παραμέτρων είναι δύσκολη και συνάμα καθοριστική για την επίτευξη του στόχου που έχει τεθεί. Απαιτήθηκε σειρά παραμετρικών σαρώσεων. Δοκιμάστηκαν διαφορετικές τεχνικές, όπως προέκταση του μεταλλικού φύλλου της κεραίας πέρα από το επίπεδο γείωσης, μεταβολές στις διαστάσεις του επιπέδου γείωσης, προσθήκη παρασιτικών στοιχείων, αλλαγή του υλικού του υποστρώματος, μεταβολές των διαστάσεων των διαφόρων σχισμών των κεραίων, αλλαγή της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος, μεταβολή στο ύψος του A παρασιτικού στοιχείου. Επηρέασαν την απόδοση της κεραίας περισσότερο οι μεταβολές στο επίπεδο γείωσης, η αλλαγή της θέσης υποδοχής του βραχυκυκλώματος, οι μεταβολές στο μήκος των σχισμών. Βελτιστοποίηση αυτόματη πραγματοποιήθηκε για την τρίτη κεραία. Τέθηκε ως στόχος υψηλότερο κέρδος και μεγαλύτερο εύρος ζώνης από το κέρδος και εύρος ζώνης της αρχικής κεραίας. Απαιτήθηκαν συνεχείς μεταβολές των τιμών των παραμέτρων για την εύρεση της βέλτιστης λύσης.

Η πρώτη κεραία λειτουργεί στα απαιτούμενα εύρη ζωνών των GSM/DCS ψηφιακών συστημάτων. Η δεύτερη λειτουργεί στα εύρη ζωνών πολλών υπηρεσιών κινητών επικοινωνιών όπως DCS, PCS, WLAN, LTE και WiMAX. Η λειτουργία της κεραίας στις συγκεκριμένες ζώνες και το μικρό της μέγεθος την καθιστούν κατάλληλη για πολλά κινητά τερματικά επικοινωνιών, π.χ. κινητά τηλέφωνα ή ενσωματωμένες κεραίες φορητών υπολογιστών. Η ζώνη αυτή εμφανίζεται ως κρίσιμη για την παροχή υπηρεσιών ευρυζωνικής ασύρματης πρόσβασης (μέσω τεχνολογιών WiMAX), καθώς οι τυπικές ζώνες συχνοτήτων, που εξαιρούνται αδειοδότησης και είναι διαθέσιμες στις ΗΠΑ και την Ευρώπη για ασύρματες υπηρεσίες, είναι οι ζώνες 2,4 - 2,483GHz, 5,15 - 5,35GHz, 5,470 - 5,725GHz και 5,725 - 5,825GHz [2]. Οι νέες τεχνολογίες ασύρματων δικτύων όπως το WiMAX και το LTE είναι αντικείμενο ισχυρού ανταγωνισμού τόσο μεταξύ των κατασκευαστών όσο και μεταξύ των

μεγαλύτερων παρόχων ανά τον κόσμο. Πολλές εταιρείες κατασκευής ασύρματου εξοπλισμού προχώρησαν στο σχεδιασμό εξοπλισμού για τις μη αδειοδοτημένες συχνότητες των 5,4GHz και 5,8GHz προκειμένου να καλύψουν τις ανάγκες ιδιωτών και δημόσιων οργανισμών για υψηλές ταχύτητες και οικονομικές λύσεις [12].

Η τρίτη κεραία λειτουργεί από 8633MHz έως 14155MHz. Παρουσιάζει ερευνητικό ενδιαφέρον, καθώς οι εξελίξεις στο χώρο των ασύρματων δικτύων είναι συνεχείς, η ζήτηση συνεχώς αυξάνει για νέες προηγμένες υπηρεσίες και το εμπορικό ενδιαφέρον (βιομηχανικό, επιστημονικό, ιατρικό) είναι αυξημένο. Οι νέες σχεδιαστικές και κατασκευαστικές τεχνικές υπόσχονται προηγμένα προϊόντα.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ / ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1]. X. Καψάλης και Π. Κωττής, *Κεραίες-Ασύρματες ζεύξεις*. Θεσσαλονίκη: Α. Τζιόλα, 2005.
- [2]. Π. Κωττής και Π-Δ. Αράπογλου, *Ασύρματες επικοινωνίες*. Θεσσαλονίκη: Α. Τζιόλα, 2011.
- [3]. Κ. Μπερμπερίδης, Β. Κεκάτος, Χ. Τσινός, *Κινητά δίκτυα επικοινωνιών*. Πανεπιστημιακές σημειώσεις της Πολυτεχνικής Σχολής του Τμήματος Μηχανικών Η/Υ και Πληροφορικής του Πανεπιστημίου Πατρών, 2008.
- [4]. <http://el.wikipedia.org/wiki/LTE>.
- [5]. J. Kraus, *Κεραίες*. Θεσσαλονίκη: Α. Τζιόλα, 1998.
- [6]. A. Taflove and S. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method S.E*, Artech House, Boston · London, 2000.
- [7]. M. Clemens and T. Weiland, *Discrete electromagnetism with the finite integration technique*, Progress in Electromagnetic Research, PIER 32, 2001.
- [8]. K. L. Wong, Y. C. Lin and T.C. Tseng, *Thin Internal GSM/DCS Patch Antenna for a Portable Mobile Terminal*, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 1, Jan. 2006.
- [9]. CST Studio Suite, 2011 (Manual).
- [10]. R. G. Villanueva, R. L. Miranda and H. J. Aguilar, *Bandwidth Improvement of a Broadband PIFA for Multiple Mobile Services*, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 55, No. 4, April 2013.
- [11]. I. B. Pauria, S. Kumar and S. Sharma, *Design and Simulation of E-Shape Microstrip Patch Antenna for Wideband Applications*, International Journal of Soft Computing and Engineering ISSN: 2231-2307, Vol. 2, Issue 3, July 2012.
- [12]. Δ. Σιάφη και Α. Μανδάλη, *Μέρος 2^ο - Ολοκληρωμένες λύσεις και εφαρμογές ασύρματης διασύνδεσης απομακρυσμένων σημείων*, Pre – WiMAX Προηγμένα Ασύρματα Δίκτυα, Μάρτιος – Απρίλιος 2008.
- [13]. Ι. Βενιέρης, *Δίκτυα ευρείας ζώνης*. Θεσσαλονίκη: Α. Τζιόλα, 2007.

- [14]. Μ. Ρουμελιώτης, *Μοντελοποίηση και Προσομοίωση*. Πανεπιστημιακές σημειώσεις της Σχολής Θετικών Επιστημών και Τεχνολογίας του Ελληνικού Ανοικτού Πανεπιστημίου, 2001.
- [15]. Εφημερίς της Κυβερνήσεως, *Εθνικός Κανονισμός Κατανομής Ζωνών Συχνοτήτων (Ε.Κ.Κ.Ζ.Σ)*, τεύχος δεύτερο, Αρ. φύλλου 399, 3 Απριλίου 2006.
- [16]. Εθνική Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών και Ταχυδρομείων (Ε.Ε.Τ.Τ), *Δημόσια διαβούλευση αναφορικά με τη χορήγηση δικαιωμάτων χρήσης ραδιοσυχνοτήτων στη ζώνη των 3,4 – 3,8GHz*, Φεβρουάριος 2013.
- [17]. T. Weiland, M. Timm and I. Munteanu, *A Practical Guide to 3-D Simulation*, IEEE microwave magazine, Dec. 2008.