



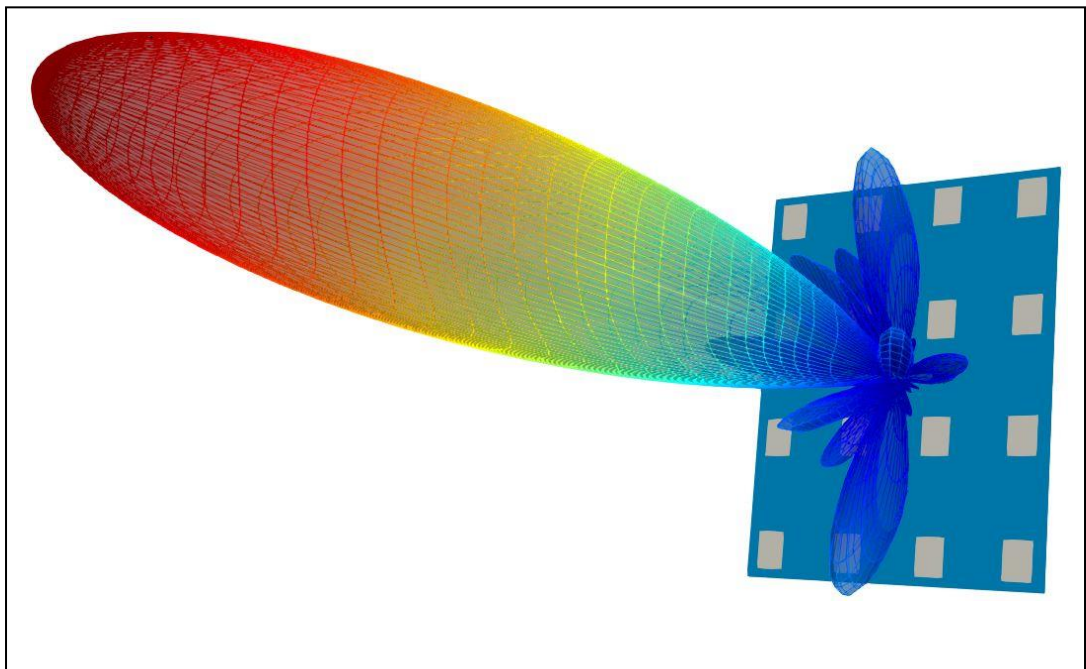
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΚΤΥΠΩΜΕΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΜΙΜΟ ΚΑΤΑΛΛΗΛΩΝ ΓΙΑ
ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ ΝΕΑΣ ΓΕΝΙΑΣ**



Φοιτητής: ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΟΥΡΙΑΑΣ

ΑΜ: 50106709

Επιβλέπων Καθηγητής

Κωνσταντίνος Ν. Βουδούρης

Καθηγητής

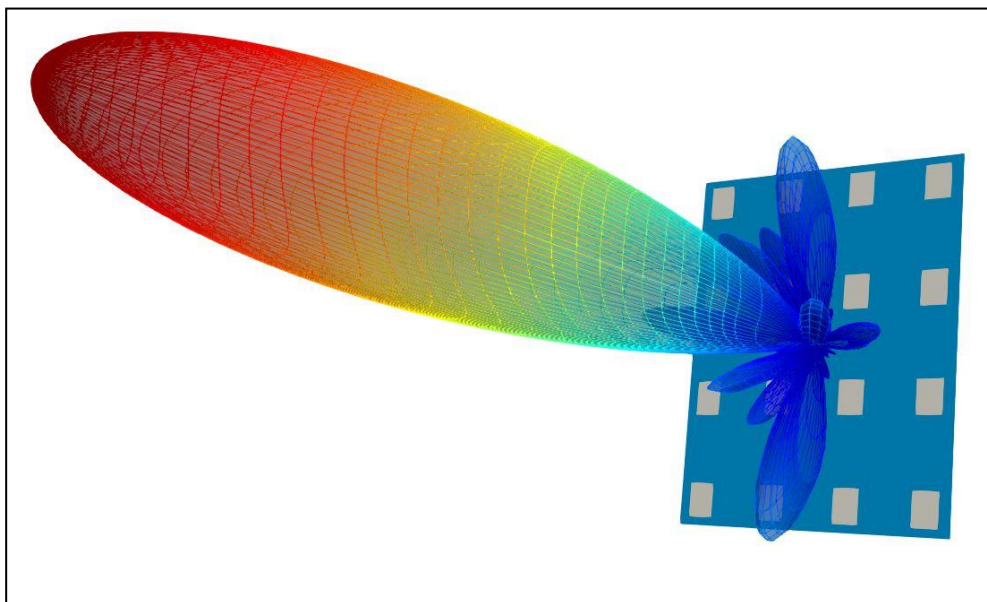
ΑΘΗΝΑ ΙΟΥΛΙΟΣ 2021



UNIVERSITY OF WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

**PRINTED MIMO ANTENNAS DESIGN FOR THE NEXT-GENERATION
WIRELESS NETWORKS**



Student: GEORGIOS SOURILAS
Registration Number: 50106709

Supervisor

Konstantinos N. Voudouris
Professor of Wireless Communications

ATHENS JULY 2021

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Μέλος Α, Επιβλέπων	Μέλος Β	Μέλος Γ
Κωνσταντίνος Βουδούρης Καθηγητής	Στυλιανός Σαββαΐδης Καθηγητής	Στυλιανός Μυτιλιναίος Αναπληρωτής Καθηγητής

Copyright ©

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

Γεώργιος Σουρίλας, Ιούνιος, 2021

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Γεώργιος Σουρίλας του Αναστασίου, με αριθμό μητρώου 50106709 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,

δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.

Επιθυμώ την απαγόρευση πρόσβασης στο πλήρες κείμενο της εργασίας μου μέχρι 01/07/22 και έπειτα από αίτησή μου στη Βιβλιοθήκη και έγκριση του επιβλέποντος καθηγητή.»

Ο Δηλών



Γεώργιος Σουρίλας

*Αφιερωμένη στους γονείς μου
Αναστάσιο και Αγγελική*

Ευχαριστίες

Η μελέτη και η συγγραφή της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα ήταν αδύνατο να πραγματοποιηθεί χωρίς την στήριξη μερικών προσώπων που έχω την ανάγκη να ευχαριστήσω. Πρώτα απ' όλα ευχαριστώ θερμά τον καθηγητή και επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας κύριο Κωνσταντίνο Βουδούρη για την εμπιστοσύνη και την καθοδήγηση που μου πρόσφερε καθ' όλη τη διάρκεια της εκπόνησης του έργου μου. Επιπροσθέτως, ευχαριστώ τον κύριο Γεώργιο Στρατάκο διδάσκοντα του Πανεπιστήμιου Δυτικής Αττικής στο τμήμα των Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών για την προθυμία του να αφιερώσει προσωπικό του χρόνο και να με βοηθήσει στην εκμάθηση των λογισμικών που χρησιμοποιούνται για την ολοκλήρωση της μελέτης μου.

Το μεγαλύτερο ευχαριστώ όμως είναι για τους γονείς μου που με στήριξαν σε όλη την διάρκεια των σπουδών μου ώστε να αποκτήσω το πρώτο μου πτυχίο αλλά και με προέτρεψαν να κοιτάζω πέρα από αυτό επεκτείνοντας τις σπουδές μου, υπενθυμίζοντας μου ότι θα είναι πάντα ανιδιοτελώς στο πλευρό μου. Η διπλωματική μου εργασία είναι αφιερωμένη σε εκείνους.

Περίληψη

Στην συγκεκριμένη διπλωματική εργασία παρουσιάζεται η μελέτη σχεδίασης εκτυπωμένων κεραιών ΜΙΜΟ κατάλληλων για προηγμένα ασύρματα δίκτυα. Η μελέτη περιλαμβάνει την ανάλυση του απαραίτητου θεωρητικού υπόβαθρου και στη συνέχεια με την χρήση λογισμικών κατασκευάζεται μια διάταξη που μπορεί να λειτουργήσει αποτελεσματικά στο φάσμα των συχνοτήτων του 5G.

Το πρώτο κεφάλαιο της εργασίας αφιερώνεται στην ανάλυση των βασικών παραμέτρων που διαθέτει οποιαδήποτε κεραία με κύριο σκοπό να αποσαφηνιστούν οι έννοιες χαρακτηριστικών όπως το διάγραμμα ακτινοβολίας, η ισχύς, η κατευθυντικότητα και η απόδοση μιας κεραίας. Οι παραπάνω έννοιες του κεφαλαίου αλλά και όσων ακολουθούν περιγράφονται με μαθηματικούς τύπους και σχετικές εικόνες.

Εν συνεχεία, στο δεύτερο κεφάλαιο εξετάζονται τα χαρακτηριστικά της ακτινοβολίας μιας κεραίας που παύει να είναι μεμονωμένο στοιχείο αλλά αποτελείται από ένα πλήθος στοιχείων. Είναι φανερό πως το κεφάλαιο αναφέρεται στις στοιχειοκεραίες όπου η χρήση τους αποτελεί μονόδρομο για τη δημιουργία ασύρματων δικτύων νέας γενιάς καθώς κύρια απαίτηση είναι η διαμόρφωση του λοβού ακτινοβολίας της κεραίας.

Αμέσως μετά, το τρίτο κεφάλαιο αποτελεί εκτενή ανάλυση των κεραιών μικροταινίας με ιδιαίτερη έμφαση στην σχεδίαση τετραγωνικών εκτυπωμένων κεραιών και του κυκλώματος τροφοδοσίας τους. Τα συστήματα επικοινωνιών υψηλών αποδόσεων με τεράστια επιτυχία υποστηρίζονται από κεραίες μικροταινίας οι οποίες διαθέτουν πολλά πλεονεκτήματα και κατασκευάζονται πλέον εύκολα με τις σύγχρονες τεχνολογίες τυπωμένων κυκλωμάτων.

Το τέταρτο κεφάλαιο επικεντρώνεται στην πέμπτη γενιά τηλεπικοινωνιακών δικτύων (5G) περιγράφοντας τόσο τα πλεονεκτήματα και την ανάγκη να εξελιχθούν οι τηλεπικοινωνίες αλλά και τις απαιτήσεις των χαρακτηριστικών που θέτουν μια κεραία ικανή να υποστηρίξει ένα τέτοιο δίκτυο. Το σημαντικότερο κομμάτι του κεφαλαίου είναι η περιγραφή της ΜΙΜΟ λειτουργίας μιας συστοιχίας κεραιών.

Στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται η ανασκόπηση σύγχρονων δημοσιεύσεων όσο αναφορά την σχεδίαση εκτυπωμένων κεραιών. Το κεφάλαιο αυτό οδηγεί στη σχεδίαση μιας κεραίας μικροταινίας 4X4 στοιχείων τετραγωνικής διάταξης, με συχνότητα λειτουργίας τα 3.6 GHz, η οποία στο έκτο κεφάλαιο με χρήση των λογισμικών CST και ADS σχεδιάζεται και προσομοιώνεται η λειτουργία της, ώστε να γίνουν προτάσεις για βελτιστοποιήσεις της διάταξης.

Τέλος, παρουσιάζονται τα σχόλια για τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων των λογισμικών, προβληματισμοί και ιδέες για την χρήση της κεραίας με προτάσεις μελλοντικής έρευνας.

Λέξεις – κλειδιά

Κεραία μικροταινίας, 5G, Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου, Διαμόρφωση λοβού ακτινοβολίας CST , ADS

Abstract

This thesis presents the design study of printed MIMO antennas suitable for advanced wireless networks. The study involves the analysis of the necessary theoretical background and then, with the use of software, a device was built that can work effectively in the range of 5G frequencies.

The first chapter is devoted to the analysis of the basic parameters held by any antenna, with the main purpose of clarifying the concepts of characteristics such as radiation diagram, power, directivity and performance of an antenna. The above concepts and everything that follows are described with mathematical formulas and related images.

Furthermore, in the second chapter, the characteristics of the radiation of an antenna that ceases to be an individual element but consists of a multitude of elements are examined. It is obvious, that the chapter refers to elementary antennas, where their use is an one-way street for the creation of new generation wireless networks and as the main requirement, is the configuration of the antenna radiation lobe.

The following chapter, is an extensive analysis of microstrip antennas with particular emphasis, on the design of rectangular printed antennas and their feed circuit. High-performance communication systems are successfully supported by microstrips antennas that have many advantages and are now easily manufactured using modern printed circuit technologies.

The fourth chapter, focuses on the fifth generation of telecommunications networks (5G) describing both the advantages and the need to evolve telecommunications, but also the requirements of the features that set an antenna capable of supporting such a network. The most important part of the chapter is the description of the MIMO function of an antenna array.

In the fifth chapter, contemporary publications are being reviewed and the design of printed antennas is referred. This chapter, leads to the design of a 4x4 quadratic device microstrip antenna with an operating frequency of 3.6 GHz, which in the sixth chapter, with the use of CST and ADS software, it is designed and simulated its operation in order to make suggestions for optimizations of the device.

In conclusion, comments are presented on the results of the software simulations, reflections and ideas for the use of the antenna, with suggestions for future research.

Keywords

Microstrip antenna, 5G, MIMO, beam forming, CST , ADS

Περιεχόμενα

Κατάλογος Πινάκων	11
Κατάλογος Εικόνων	12
Αρκτικόλεξα	17
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	20
Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας	22
Σκοπός και στόχοι	22
Μεθοδολογία	22
Καινοτομία – Ερευνητικά ερωτήματα	23
Δομή	23
1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Κεραίες και Πεδία Ακτινοβολίας	24
1.1 Ορισμός	24
1.1.1 Ιστορική εξέλιξη	25
1.2 Βασική ανάλυση του πεδίου ακτινοβολίας	27
1.2.1 Πυκνότητα ισχύος και ένταση ακτινοβολίας	29
1.2.3 Ψηφιοποιημένη μορφή ακτινοβολούμενης ισχύος	32
1.3 Κέρδος ισχύος και απόδοσης κεραίας	33
1.3.1 Απόδοση δέσμης και εύρους ζώνης	35
1.4 Πόλωση κεραίων	36
1.4.1 Παράγοντας πόλωσης	36
1.5 Ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας	37
1.5.1 S- Παράμετροι	38
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Στοιχειοκεραίες	40
2.1 Στοιχειοκεραία δύο στοιχείων	40
2.1.1 Ειδικές περιπτώσεις στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων	41
2.2 Στοιχειοκεραία N στοιχείων τοποθετημένα σε ευθεία γραμμή	44
2.2.1 Ειδικές περιπτώσεις στοιχειοκεραίας N στοιχείων τοποθετημένα σε ευθεία γραμμή	46
2.3 Επιπεδική Στοιχειοκεραία N x M στοιχείων	48
3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Κεραίες Μικροταινίας	51
3.1 Βασική δομή κεραίων μικροταινίας και σχήματα patch	51
3.2 Ορθογωνική μικροταινιακή κεραία ως μοντέλο γραμμής μεταφοράς	53
3.2.1 Φαινόμενα κροσσών στην γραμμή μικροταινίας	53
3.2.2 Προσαρμογή τροφοδοσίας και μέγεθος γείωσης	54
3.3 Στοιχειοκεραίες και δίκτυα τροφοδοσίας	58
3.3.1 Κυκλώματα τροφοδοσίας και γραμμές μεταφοράς	59
3.3.2 Διαρέτης ισχύος Wilkinson	60
3.3.3 Attenuators – Phase Shifters	61
3.4 Ηλεκτρικά μικρές κεραίες	63
3.4.1 Συντελεστής ποιότητας Q, εύρος ζώνης και απόδοση κεραίας μικροταινίας	63
3.5 Σμίκρυνση patch και αύξηση του εύρους ζώνης	63
4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : MIMO	67
4.1 Βασικές αρχές MIMO	67
4.1.1 Δομή MIMO συστήματος	68

4.2	Κανάλι μετάδοσης	69
4.2.1	Χωρητικότητα καναλιού	70
4.3	Αμοιβαία σύζευξη	71
4.3.1	Αμοιβαία σύζευξη κατά την εκπομπή και λήψη	71
4.3.2	Τρόποι αντιμετώπισης αμοιβαίας σύζευξης	72
4.4	Απομόνωση και ECC	75
4.5	Μέσο ενεργό κέρδος	76
4.6	Ενεργό κατευθυντικό κέρδος	77
4.7	Συχνότητες MIMO και 5G	77
5	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Ανασκόπηση κεραιών σε 5G συχνότητες	81
5.1	Σχόλια σχετικά με την ανασκόπηση	87
6	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο : MIMO	88
6.1	Λογισμικά CST και ADS	88
6.2	Αλγόριθμος σχεδίασης	89
6.3	Σχεδίαση και τροφοδότηση μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας	90
6.3.1	Προσομοίωση μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας στο CST	91
6.3.2	Βελτιστοποίηση σχεδίασης και τροφοδότησης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας	94
6.3.3	Επίδραση γείωσης στο συντονισμό	96
6.4	Σχεδίαση στοιχειοκεραίας 4X4	97
6.4.1	Σχεδίαση στοιχειοκεραίας 4x4 με βάση την μαθηματική ανάλυση	101
6.4.2	Μείωση αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχείων	102
6.4.3	Μελέτη περιστροφής του λοβού ακτινοβολίας	105
6.4.4	Καταστολή πλευρικών λοβών	109
6.5	Σχεδίαση συστήματος τροφοδοσίας για 4X4 στοιχειοκεραία	110
6.5.1	Σχεδίαση της κεραίας στο ADS και σύνδεση RF Pro με Schematic	116
6.6	Σύνοψη αποτελεσμάτων κεφαλαίου	120
7	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	121
7.1	Σύνοψη μελέτης	121
7.2	Μελλοντικές επεκτάσεις	121
	Βιβλιογραφία – Αναφορές – Διαδικτυακές	122
	Παράρτημα Α	
	Κώδικας MATLAB για γρήγορη εύρεση μεγέθους ορθογωνικής κεραίας μικροταινίας	126
	Παράρτημα Β	
	Κώδικας MATLAB για γρήγορη εύρεση της φάσης τροφοδοσίας κάθε πόρτας	127
	Παράρτημα Γ	
	Σχεδίαση και ανάλυση της OFDM διαμόρφωσης στο MATLAB	128

Κατάλογος Πινάκων

- Πίνακας 2.1: Πεδίο ακτινοβολίας Ε δύο στοιχείων για διάφορες τιμές της γωνίας φ
- Πίνακας 4.1: Εναρμονισμένες ζώνες για δίκτυα κινητών και σταθερών επικοινωνιών 5G κάτω από 6 GHz [40]
- Πίνακας 4.2: Οι ζώνες συχνοτήτων πάνω από τα 24 GHz που είναι υπό εναρμόνιση και σε προτεραιότητα για εναρμόνιση σε επίπεδο (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations) (CEPT) για δίκτυα κινητών και σταθερών επικοινωνιών 5G [40]
- Πίνακας 4.3: Μεσαίες μπάντες συχνοτήτων σε παγκόσμιο επίπεδο [40]
- Πίνακας 4.4: Υψηλές μπάντες συχνοτήτων σε παγκόσμιο επίπεδο [40]
- Πίνακας 5.1: Μεμονωμένα στοιχεία ακτινοβολίας patch εκτυπωμένης κεραίας κατάλληλα για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς [41],[42],[43],[44]
- Πίνακας 5.2α: Εκτυπωμένες στοιχειοκεραίες MIMO κατάλληλες για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς [45], [46] ,[47], [48], [49,0]
- Πίνακας 5.2β: Εκτυπωμένες στοιχειοκεραίες MASSIVE MIMO κατάλληλες για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς [50], [51]
- Πίνακας 6.1 Σύγκριση αποτελεσμάτων μαθηματικής και ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του μεμονωμένου στοιχείου
- Πίνακας 6.2 Σύγκριση αποτελεσμάτων μαθηματικής και ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης στοιχειοκεραίας
- Πίνακας 6.3 Αριθμητικά αποτελέσματα της σχέσης 2.18 για μετακίνηση του κύριου λοβού ανυψωτικά
- Πίνακας 6.4 Συγκεντρωτικός πίνακας αποτελεσμάτων σκόπευση κύριου λοβού ακτινοβολίας σε διαφορετικές ανυψωτικές κατευθύνσεις
- Πίνακας 6.5 Αριθμητικά αποτελέσματα της σχέσης 2.18 για μετακίνηση του κύριου λοβού ανυψωτικά και αζιμουθιακά
- Πίνακας 6.6 Συγκεντρωτικός πίνακας αποτελεσμάτων σκόπευση κύριου λοβού ακτινοβολίας σε διαφορετικές ανυψωτικές και αζιμουθιακές κατευθύνσεις
- Πίνακας 6.7 Συγκεντρωτικός πίνακας διαφορών μεταξύ διάταξης με και χωρίς πλευρικούς λοβούς
- Πίνακας 6.8 Συγκεντρωτικός πίνακας με τα μεγέθη των μικροταινιών σχεδίασης του Wilkinson Power Divider στο ADS
- Πίνακας 6.9 Συγκριτικός πίνακας εύρους ζώνης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας
- Πίνακας 6.10 Συγκριτικός πίνακας εύρους ζώνης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Πίνακας 6.11 Συγκεντρωτικός πίνακας τιμών εργασίας στο CST

Πίνακας 6.12 Δυνατότητα σάρωσης λοβού

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1.1 mmWave Σήματα [6]

Εικόνα 1.2 Τεχνική Small Cells [8]

Εικόνα 1.3 Τεχνική MIMO [9]

Εικόνα 1.4 Τεχνική Beamforming [10]

Εικόνα 1.5 Η κεραία ως μεταβατική διάταξη μεταξύ πηγής και ελεύθερου χώρου [1]

Εικόνα 1.6 Ραντάρ Β Παγκοσμίου Πολέμου [12]

Εικόνα 1.7 Εξέλιξη γενιάς κινητών επικοινωνιών [14]

Εικόνα 1.8 Περιοχές ή Ζώνες Πεδίου μιας κεραίας [1]

Εικόνα 1.9 Διάγραμμα ακτινοβολίας [15]

Εικόνα 1.10 Ομοιοκατευθυντική κεραία στο αξιμουθιακό επίπεδο (xy) και κατευθυντική στο επίπεδο ανύψωσης (xz) [1]

Εικόνα 1.11 Τρισδιάστατο διάγραμμα ισχύος σε γραμμική κλίμακα [1]

Εικόνα 1.12 Δισδιάστατο διάγραμμα ισχύος σε γραμμική κλίμακα [1]

Εικόνα 1.13 Στερεά γωνία δέσμης σε διάγραμμα ακτινοβολίας [1]

Εικόνα 1.14 Τεχνική ψηφιοποίησης διαγράμματος σε σφαιρικές συντεταγμένες [1]

Εικόνα 1.15 Διάγραμμα παραμέτρων S11 [1]

Εικόνα 1.16 Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που διαγράφει το άκρο του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου [15]

Εικόνα 1.17 Γωνία απωλειών πόλωσης [15]

Εικόνα 1.18 Κεραία σε λειτουργία εκπομπής [1]

Εικόνα 1.19 Κατά Thevenin ισοδύναμο κύκλωμα [1]

Εικόνα 1.20 S- Παράμετροι

Εικόνα 2.1 : Γεωμετρία στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων [19]

Εικόνα 2.2: Διάγραμμα ακτινοβολίας δύο ιστροπικών πηγών για $d=\lambda/2$ [21]

Εικόνα 2.3 Μορφή λοβού ακτινοβολίας για διάφορες τιμές d μεταξύ δύο ακτινοβολητών [22]

Εικόνα 2.4 Αποτέλεσμα διαγράμματος μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας πολλαπλασιασμένο με τον παράγοντα συστοιχίας [19]

Εικόνα 2.5 Γεωμετρία μακρινού πεδίου για στοιχειοκεραία N στοιχείων [21]

Εικόνα 2.6 Καμπύλες της συνάρτησης 2.10 [1]

Εικόνα 2.7 Μορφή λοβού ακτινοβολίας για διάφορες τιμές d μεταξύ N ακτινοβολητών [22]

Εικόνα 2.8 Διάγραμμα ακτινοβολίας 180° συστοιχίας 4 στοιχείων εν σειρά [19]

Εικόνα 2.9 Διάγραμμα ευρύπλευρης ακτινοβολίας 4 στοιχείων εν σειρά [19]

Εικόνα 2.10 Διάγραμμα ακτινοβολίας 60° συστοιχίας 4 στοιχείων εν σειρά [19]

Εικόνα 2.11 Γεωμετρία επιπεδικής στοιχειοκεραίας [1]

Εικόνα 2.12 Τρισδιάστατο διάγραμμα επιπεδικής στοιχειοκεραίας ισοτροπικών στοιχείων σε απόσταση $dx=dy=\lambda/2$ με διέγερση ίσου πλάτους [1]

Εικόνα 2.13 Τρισδιάστατο και δυσδιάστατο διάγραμμα επιπεδικής στοιχειοκεραίας ισοτροπικών στοιχείων σε απόσταση $dx=dy=\lambda/2$ με διέγερση ίσου πλάτους και προοδευτική ολίσθηση φάσης [1]

Εικόνα 3.1 Κεραία μικροταινίας [1]

Εικόνα 3.2 Αντιπροσωπευτικά σχήματα μικροταινιακών στοιχείων [1]

Εικόνα 3.3 Τροφοδοσία με μικροταινιακή δομή και σηματολήπτη [1]

Εικόνα 3.4 Μικροταινιακή γραμμή, δυναμικές γραμμές του ηλεκτρικού πεδίου της και γεωμετρία για τον ορισμό της ενεργού διηλεκτρικής σταθεράς [1]

Εικόνα 3.5 Μικροταινιακή γραμμή τροφοδοσίας [1]

Εικόνα 3.6 Τροφοδοσία με μετασχηματιστή $\lambda/4$ [1]

Εικόνα 3.7 Τροφοδοσία με σηματολήπτη [25]

Εικόνα 3.8 Ομοαξονικό καλώδιο [26]

Εικόνα 3.9 Αντιπροσωπευτικά κυκλώματα τροφοδοσίας εν σειρά και παράλληλα [1],[27],[28]

Εικόνα 3.10 Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος τροφοδοσίας [29]

Εικόνα 3.11 Μικροκυμματικός μετασχηματιστής $\lambda/4$ με εξομαλυμένες γωνίες [30]

Εικόνα 3.12 Διαιρέτης ισχύος Wilkinson [26]

Εικόνα 3.13 Μεταλλακτής φάσης εναλλακτικής γραμμής [23]

Εικόνα 3.14 Chip μεταλλακτή φάσης [31]

Εικόνα 3.15 Κύκλωμα εκτυπωμένου διαιρέτη ισχύος [31]

Εικόνα 3.16 Διαδρομή κύματος εντός διηλεκτρικού υποστρώματος [1]

Εικόνα 3.17 Συσχέτιση εύρους ζώνης πάχους και τιμής διηλεκτρικού υποστρώματος [32]

Εικόνα 3.18 Τοποθέτηση παρασιτικών στοιχείων γύρω από ενεργό στοιχείο [32]

Εικόνα 3.19 Σχεδίαση μικροταινιακής κεραίας με την τεχνική στοίβας[32]

Εικόνα 4.1 Δίαυλος επικοινωνίας MIMO [34]

Εικόνα 4.2 Ροή πληροφορίας σε MIMO δίαυλο επικοινωνίας [34]

Εικόνα 4.3 Πολυδιαδρομή σήματος πληροφορίας σε σύγχρονο περιβάλλον [35]

Εικόνα 4.4 Διάγραμμα μηχανισμού της αμοιβαίας σύζευξης κατά την εκπομπή και λήψη [1]

Εικόνα 4.5 Όψεις σχεδίασης MIMO συστήματος με και χωρίς CSRR [36]

Εικόνα 4.6 Κατηγοριοποίηση των μεταυλικών σύμφωνα με την αγωγιμότητα ϵ και τη διαπερατότητα μ [18]

Εικόνα 4.7 Κατανομή επιφανειακού ρεύματος με και χωρίς μεταυλικό [37]

Εικόνα 4.8 Σχεδίαση συστοιχίας πάνω σε μεταεπιφάνειες [34]

Εικόνα 4.9 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας με το κύκλωμα απόζευξης [34]

Εικόνα 4.10 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας με παρασιτικά στοιχεία [38]

Εικόνα 4.11 Αναπαράσταση της μέσης ισχύος που στέλνει και λαμβάνει μια κινητή κεραία σε πολυδιαδρομικό περιβάλλον

Εικόνα 4.12 Μπάντες συχνοτήτων 5G [39]

Εικόνα 5.1 Σχεδίαση massive MIMO κεραίας πάνω σε μεταεπιφάνεια [52]

Εικόνα 6.1 Εξισώσεις του Maxwell σε διαφορική και ολοκληρωτική μορφή [15]

Εικόνα 6.2 Αλγόριθμος σχεδίασης

Εικόνα 6.3 Οι τιμές των παραμέτρων που ορίζονται στο λογισμικό του CST

Εικόνα 6.4 Οι διαστάσεις και η πρώτη προσπάθεια σχεδίασης του μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Εικόνα 6.5 Διακριτοποιημένα κελιά ανάλυσης

Εικόνα 6.6 Εμπέδηση εισόδου τροφοδοσίας σηματολήπτη

Εικόνα 6.7 S11 παράμετροι για την πρώτη προσπάθεια σχεδίασης του μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Εικόνα 6.8 Συντονισμοί υψηλών ρυθμών που εμφανίζονται στο μεμονωμένο στοιχείο ακτινοβολίας

Εικόνα 6.9 Ρυθμίσεις optimizer

Εικόνα 6.10 Αποτελέσματα optimizer

Εικόνα 6.11 Μετακίνηση S11 παραμέτρων στην επιθυμητή συχνότητα συντονισμού

Εικόνα 6.12 Διάγραμμα ακτινοβολίας μεμονωμένου στοιχείου σε διάφορες μορφές

Εικόνα 6.13 VSWR μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Εικόνα 6.14 S11 παράμετροι για μεγάλες διαστάσεις γείωσης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Εικόνα 6.15 Λοβός ακτινοβολίας για μεγάλες διαστάσεις γείωσης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Εικόνα 6.16 Οι διαστάσεις των στοιχείων της στοιχειοκεραίας και η διακριτικοποίηση της σε κελιά

Εικόνα 6.17 S11 παράμετροι συντονισμού στοιχειοκεραίας 4x4

Εικόνα 6.18 Αρίθμηση των εισόδων τροφοδοσίας 4x4

Εικόνα 6.19 S παράμετροι απομόνωσης της στοιχειοκεραίας 4x4

Εικόνα 6.20 Λοβός ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας 4x4

Εικόνα 6.21 Σχεδίαση λοβού ακτινοβολίας μεμονωμένου στοιχείου με μαθηματική ανάλυση

Εικόνα 6.22 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας

Εικόνα 6.23 Λοβός ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση μεμονωμένων στοιχείων ακτινοβολίας

Εικόνα 6.24 S11 παράμετροι συντονισμού στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση των στοιχείων ακτινοβολίας

Εικόνα 6.25 S παράμετροι απομόνωσης της στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας

Εικόνα 6.26 Μαθηματική προσομοίωση λοβού ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση μεμονωμένων στοιχείων ακτινοβολίας

Εικόνα 6.27 Σκόπευση κύριου λοβού ακτινοβολίας σε διαφορετικές ανυψωτικές κατευθύνσεις

Εικόνα 6.28 Σκόπευση κύριου λοβού ακτινοβολίας σε διαφορετικές ανυψωτικές και αζιμουθιακές κατευθύνσεις

Εικόνα 6.29 Ποσοστό τροφοδότησης θηρών στοιχειοκεραίας [54]

Εικόνα 6.30 Λοβός ακτινοβολίας απαλλαγμένος από οχληρούς λοβούς

Εικόνα 6.31 Ρυθμίσεις και αποτελέσματα εργαλείου σχεδίασης μικροταινίας στο ADS

Εικόνα 6.32 Σχεδίαση Wilkinson Power Divider στο ADS

Εικόνα 6.33 S παράμετροι Wilkinson Power Divider στο ADS

Εικόνα 6.34 Σχεδίαση Combiner με Wilkinson Power Divider στο ADS

Εικόνα 6.35 S παράμετροι Combiner με Wilkinson Power Divider στο ADS

Εικόνα 6.36 S παράμετροι και ιδανικός Wilkinson Power Divider στο ADS

Εικόνα 6.37 Κατασκευή πραγματικού Combiner με Wilkinson Power Divider και σύνδεση με την 4x4 στοιχειοκεραία [31]

Εικόνα 6.38 Σχεδίαση μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας στο ADS

Εικόνα 6.39 S παράμετροι μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας στο ADS

Εικόνα 6.40 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας 4x4 στο ADS

Εικόνα 6.41 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας 4x4 στο RF Pro

Εικόνα 6.42 Σύγκριση λοβών στοιχειοκεραίας 4x4

Εικόνα 6.43 Ένωση του Schematic με το RF Pro

Εικόνα 6.44 Μετακίνηση της κατεύθυνσης του λοβού ακτινοβολίας στο RF Pro μέσω του Schematic

Αρκτικόλεξα

1G	First Generation	Δίκτυα πρώτης γενιάς
2G	Second Generation	Δίκτυα δεύτερης γενιάς
3D TV	Three dimensional television	Τρισδιάστατη τηλεόραση
3G	Third Generation	Δίκτυα τρίτης γενιάς
4G	Four Generation	Δίκτυα τέταρτης γενιάς
5G	Five Generation	Δίκτυα πέμπτης γενιάς
ADS	Advanced Design System	-
BE	Beam Efficiency	Απόδοση δέσμης
BER	Bit Error Rate	Βαθμός λαθεμένων ψηφίων
BW	Bandwidth	Εύρος ζώνης
BWFN	Bandwidth First Null	Πρώτος μηδενισμός εύρους ζώνης
CMA ES	Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy	Στρατηγική Εξέλιξης Προσαρμογή Πίνακα Συνδιακύμανσης
CSI	Channel State Information	Πληροφορία κατάστασης καναλιού
CSRR	Complementary Split Ring Resonator	Ομόκεντροι μεταλλική δακτύλιοι
CST	Computer Simulation Technology	-
E/M	ElectroMagnetic	H/M Ηλεκτρομαγνητισμός
ECC	Envelope Correlation Coefficient	Συντελεστής συσχέτισης Εθνική Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών και Ταχυδρομείων
EETT	-	Ισοδύναμη Ισοτροπικά Ακτινοβολούμενη Ισχύ
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power	Μέθοδοι Πεπερασμένης Χρονικής Διαφοράς
FDTD	Finite Difference Time Domain Methods	Τεχνική Πεπερασμένης Ολοκλήρωσης
FIT	Finite Integration Technique	Πρώτος Μηδενισμός Δέσμης
FNBW	First Null Beamwith	Τηλεόραση Υψηλής Ευκρίνειας
HD TV	High Definition Television	Μισή Ισχύ Δέσμης
HPBW	Half Power Beamwith	Ινστιτούτο Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Κεραία Πολλαπλών Στοιχείων
MEA	Multi Element Antenna	Μέσο Ενεργό Κέρδος Πολλαπλών Εισόδων
MEG	Mean Effective Gain	Πολλαπλών Εξόδων
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Κεραία Πολλών Ρυθμών
MMA	Multimode Antenna	Υπηρεσία Πολυμέσων
MMS	Multimedia Messaging Service	Μηνυμάτων

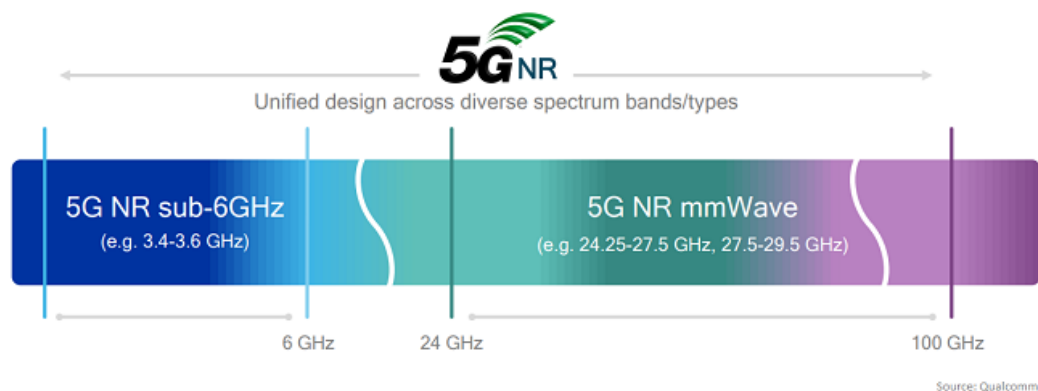
MPA	Multipolarized Antenna	Πολλαπλής Πόλωσης Κεραίες
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ορθογωνική Πολυπλεξία Συχνότητας Απώλειες Παράγοντα
PLF	Polarization Loss Factor	Πόλωσης
RF	Radio Frequency	Ράδιο Συχνότητες Βαθμός Απορρόφησης
SAR	Specific Absorption Rate	Ακτινοβολίας Υπηρεσία Μικρών Μηνυμάτων
SMS	Short Message Service	Σηματοθορυβικός Λόγος
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Πολύ Υψηλές Συχνότητες
UHF	Ultra High Frequency	Τάση Στάσιμου Κύματος
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio	Ακτινοβολίας

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο κλάδος της επιστήμης των τηλεπικοινωνιών τα τελευταία χρόνια εξελίσσεται ραγδαία με σκοπό την κάλυψη των αναγκών των σύγχρονων κοινωνιών. Η βασική απαίτηση όλων των ασύρματων δικτύων επικοινωνίας είναι η μετάδοση τεράστιου όγκου δεδομένων πληροφορίας σε μακρινές αποστάσεις μέσα σε μηδενικό σχεδόν χρόνο με την ελάχιστη χρήση ενέργειας. Η παραπάνω απαίτηση θα είναι πάντα το κίνητρο, ώστε να υλοποιούνται καινούργια δίκτυα και πρωτόκολλα ασύρματης επικοινωνίας. Η κεραία δεν θα πάψει ποτέ να είναι σημαντικό κομμάτι ενός ασύρματου δικτύου επικοινωνίας [2].

Η πέμπτη γενιά κινητής τηλεφωνίας (5G) εξασφαλίζει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 20 Gbits/s μέσα σε χρόνους απόκρισης του 1ms σε μεγάλο αριθμό χρηστών. Το παραπάνω επίτευγμα είναι αποτέλεσμα των τεχνολογιών millimeter waves, small cells, massive mimo, beam forming, full duplex [3],[4],[5].

Με τον όρο χιλιοστομετρικά κύματα (mmWaves) προσδιορίζονται οι συχνοτικές περιοχές λειτουργίας των 5G δικτύων. Οι μπάντες συχνοτήτων χωρίζονται σε 2 μεγάλες κατηγορίες την FR1 και FR2, η πρώτη ζώνη συχνοτήτων βρίσκεται κάτω των 6GHz ενώ η δεύτερη που υπόσχεται να μεταφέρονται πολλαπλά giga bites πληροφορίας το δευτερόλεπτο ξεκινάει από περίπου τα 30 GHz και μπορεί να φτάσει τα 300 GHz.



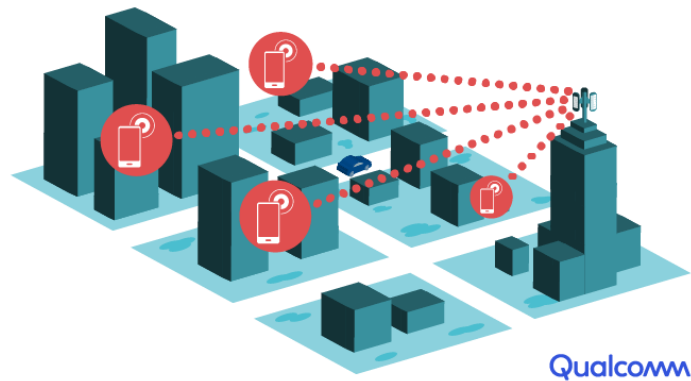
Εικόνα 1.1 mmWave Σήματα [6]

Η τεχνική των small cells περιγράφει μια δομή δικτύου με μικρούς σταθμούς βάσης οι οποίοι βρίσκονται μέσα σε πόλεις και ο καθένας θα τοποθετείται σε απόσταση 250 μέτρα από τον άλλον. Το κύριο χαρακτηριστικό αυτής της διάταξης είναι η κάλυψη μεγάλου όγκου εξυπηρέτησης χρηστών και δεδομένων με κατανάλωση μικρής ισχύος.



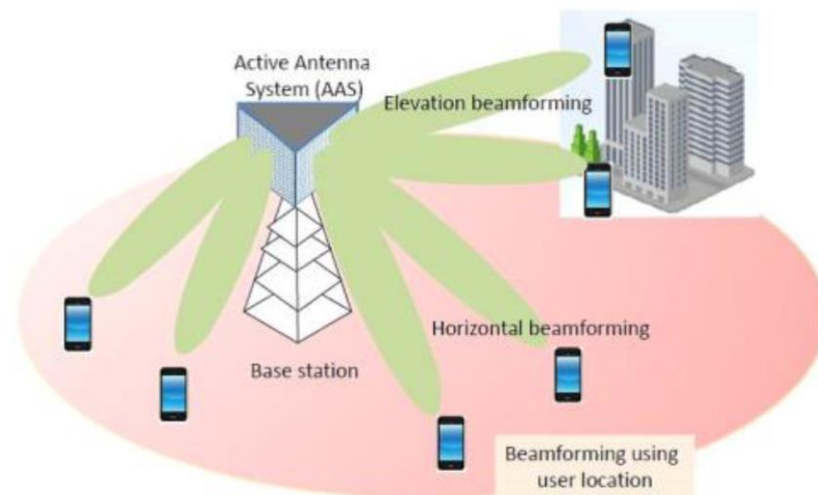
Εικόνα 1.2 Τεχνική Small Cells [8]

Στα ασύρματα 5G δίκτυα ο όρος MIMO (Multiple Input Multiple Output) περιγράφει τον τρόπο με τον οποίο είναι κατασκευασμένες οι κεραιές του δικτύου. Για να μπορέσει ένα σύστημα να λειτουργήσει με πολλαπλές εξόδους και εισόδους δηλαδή πολλαπλοί πομποί και δέκτες δεν υπάρχει πλέον μόνο μια κεραιά αλλά κάποια συστοιχία πολλών κεραιών. Μια διάταξη για να προσδιοριστεί ως massive MIMO χρειάζεται τουλάχιστον μια στοιχειοκεραία των 64 στοιχείων.



Εικόνα 1.3 Τεχνική MIMO [9]

Με την διαδικασία του beam forming είναι δυνατόν να βρεθεί κάθε φορά η βέλτιστη διαδρομή μετάδοσης της πληροφορίας στα ασύρματα δίκτυα ώστε να αυξηθεί η ταχύτητα μετάδοσης των δεδομένων από τον πομπό προς τον δέκτη. Η ένταξη της τεχνικής αυτής στα 5G δίκτυα είναι ιδιαίτερα σημαντική κυρίως σε περιοχές που κατά την διάδοση της πληροφορίας υπάρχουν πολλές παρεμβολές λόγω πολλών κεραιοσυστημάτων και περιοχών σκέδασης.



Εικόνα 1.4 Τεχνική Beamforming [10]

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Η διπλωματική εργασία πραγματεύεται την απαραίτητη μελέτη για την κατασκευή μιας ΜΙΜΟ μικροταινιακής (microstrip) εκτυπωμένης στοιχειοκεραίας η οποία αποτελείται από 16 τετραγωνικά στοιχεία (patch) τοποθετημένα 4 στον οριζόντιο και 4 στον κατακόρυφο άξονα. Η μελέτη συμπεριλαμβάνει την απαραίτητη θεωρία που χρειάζεται για την σχεδίαση της κεραίας αλλά και προσημειώνεται η λειτουργία μιας τέτοιας διάταξης με την βοήθεια λογισμικών.

Οι ΜΙΜΟ διατάξεις κεραίων είναι απαραίτητο κομμάτι των ασύρματων δικτύων νέας γενιάς. Οι ασύρματες επικοινωνίες εξελίσσονται, ώστε να ανταποκρίνονται στις ανάγκες κάλυψης των πολλαπλών χρηστών και της μεταφοράς μεγάλου όγκου δεδομένων με την κεραία να κατέχει σημαντικό ρόλο σε ένα τέτοιο σύγχρονο δίκτυο. Οι στοιχειοκεραίες εμφανίζουν χαρακτηριστικά υψηλής κατευθυντικότητας και απολαβής με την ικανότητα να εξυπηρετούν την διαδικασία του beam forming. Παράλληλα, το γεγονός του ότι η διάταξη ανήκει στην τεχνολογία των εκτυπωμένων κεραίων δίνει χαρακτηριστικά μικρών διαστάσεων στην κεραία και χαμηλή κατανάλωση ενέργειας.

Η επιλογή της κεντρικής συχνότητας λειτουργίας της κεραίας είναι τα 3.6 GHz. Το ενδιαφέρον της τιμής αυτής προκύπτει από το γεγονός πως στην Ελλάδα το Δεκέμβρη του 2020 γνωστή εταιρία τηλεπικοινωνιών κατοχυρώνει 15 φασματικά τμήματα συνολικού εύρους 150 MHz στη ζώνη συχνοτήτων των 3.4-3.8GHz ώστε να αναπτύξει πλήρως τις δυνατότητες ενός δικτύου πέμπτης γενιάς [7].

Σκοπός και στόχοι

Ο σκοπός της επιλογής του συγκεκριμένου θέματος μελέτης είναι η κατανόηση λειτουργίας των ΜΙΜΟ εκτυπωμένων κεραίων που αναφέρονται στη βιβλιογραφία και αφορούν 5G δίκτυα. Ταυτόχρονα μέσα από την μελέτη αναλύονται πολλές παράμετροι σχεδίασης που άμεσα έχουν αντίκτυπο στο διάγραμμα ακτινοβολίας μιας διάταξης πολλαπλών κεραίων. Ο στόχος είναι μέσα από την κατανόηση όλων των θεωριών που περιγράφουν την λειτουργία της ΜΙΜΟ κεραίας να σχεδιαστεί μια διάταξη που είναι ικανή να καλύψει τις απαιτητικές ανάγκες ενός 5G δικτύου.

Μεθοδολογία

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για την επίτευξη του παραπάνω στόχου είναι χωρισμένη σε τέσσερα βασικά στάδια. Το πρώτο στάδιο είναι η μελέτη της θεωρίας για την περιγραφή της λειτουργίας μιας ΜΙΜΟ εκτυπωμένης κεραίας μέσα από βιβλία και δημοσιεύσεις. Το δεύτερο στάδιο είναι η εκμάθηση των ειδικών λογισμικών ώστε να σχεδιαστεί η διάταξη και να μελετηθούν τα αποτελέσματα των προσημειώσεων. Το τρίτο στάδιο είναι οι παρατηρήσεις των προσομοιώσεων και οι βελτιστοποιήσεις στο σχεδιασμό της κεραίας με σκοπό να σχολιαστούν νέα αποτελέσματα προσημειώσεων. Το τέταρτο και τελευταίο στάδιο είναι η συγγραφή της παρούσας διπλωματικής εργασίας έτσι ώστε να αποτελεί ολοκληρωμένη και πλήρη έρευνα στο αντικείμενο της.

Καινοτομία-Ερευνητικά Ερωτήματα

Η τεχνολογία του beam forming είναι πολύ σημαντικό στοιχείο για τα σύγχρονα ασύρματα δίκτυα. Ο λοβός ακτινοβολίας μιας κεραίας είναι δυνατόν εκτός από πολύ κατευθυντικός να περιστρέφεται, χωρίς να χρειάζεται η μετακίνηση ολόκληρης της κεραίας, ώστε η πληροφορία να μεταδίδεται μέσα από την πιο γρήγορη διαδρομή. Μαζί με την σχεδίαση της MIMO κεραίας γίνεται μια προσπάθεια με σκοπό να εφαρμοστεί και να μελετηθεί αυτή η ιδέα λειτουργίας που αφορά κυρίως τον τρόπο με τον οποίο τροφοδοτείται η κεραία. Η κεραία πλέον μπορεί να χαρακτηριστεί ως έξυπνη (smart antenna) ή αλλιώς προσαρμοστική (adaptive antenna) και να παρέχει υψηλότερη ποιότητα μετάδοσης της πληροφορίας.

Ερευνητικά ερωτήματα τα οποία τίθενται για την επίτευξη της καινοτομίας.

- Πως μπορεί μια κεραία να ακτινοβολεί σε συγκεκριμένη κατεύθυνση χωρίς να υπάρχει μηχανισμός που να την στρέφει;
- Πως διαμορφώνεται το σχήμα του λοβού ακτινοβολίας της κεραίας ανάλογα με τις παραμέτρους σχεδίασης της κεραίας και την τροφοδοσία της;
- Πως εκτιμάται η καλύτερη διαδρομή σε ένα MIMO δίαυλο επικοινωνίας;

Δομή

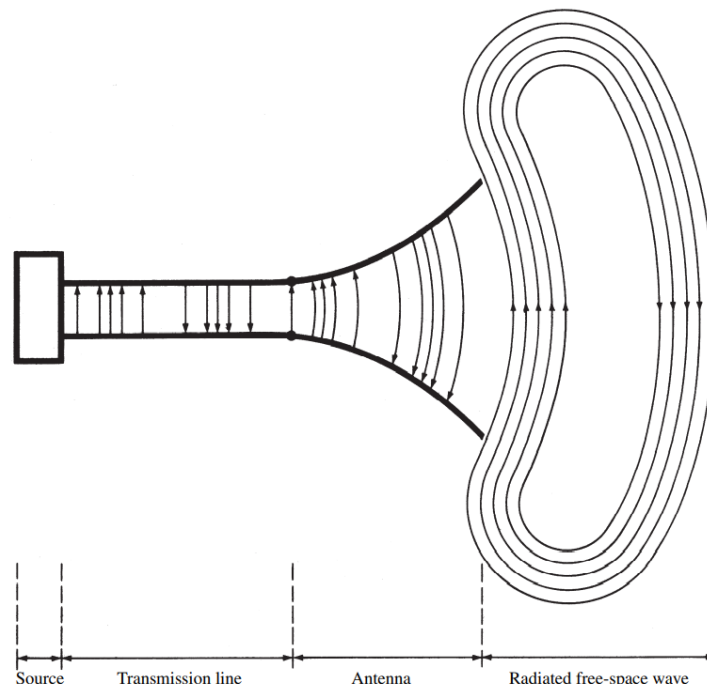
Η διπλωματική εργασία απαρτίζεται από κεφάλαια τα οποία χωρίζονται σε μικρότερα υποκεφάλαια. Η λογική όλου του έργου είναι η σταδιακή πλαισίωση, ώστε να παρουσιαστεί το αντικείμενο της μελέτης σε βάθος. Οι ενότητες και οι υποενότητες όχι μόνο συνδυάζονται μεταξύ τους αλλά διαδέχονται η μια την άλλη για να υπάρχει ορθολογική σειρά στις έννοιες που περιέχουν. Όπου κρίνεται αναγκαίο υπάρχουν σχήματα εντός των παραγράφων, ώστε να γίνουν κατανοητές οι πολύπλοκες θεωρίες που είναι απαραίτητες για την γνώση της σχεδίασης εκτυπωμένων κεραίων mimo κατάλληλων για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς.

1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Κεραίες και Πεδία Ακτινοβολίας

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι βασικές έννοιες των κεραιών και των ηλεκτρομαγνητικών (H/M) πεδίων που χρησιμοποιούνται στις ασύρματες επικοινωνίες. Η μελέτη ξεκινά με την περιγραφή του ορισμού της έννοιας της κεραίας μαζί με μια σύντομη ιστορική αναδρομή που περιγράφει την σχέση εξέλιξης κεραιών και ασύρματων δικτύων επικοινωνίας στο χρόνο. Στην συνέχεια, δίνονται ορισμοί και εξηγήσεις περί του πεδίου ακτινοβολίας και των μετρικών επιδόσεων μιας κεραίας. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με την παρουσίαση της κεραίας ως ένα συνολικό σύστημα το οποίο αλληλεπιδρά με την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία.

1.1 Ορισμός

Στη βιβλιογραφία υπάρχουν διάφοροι τρόποι περιγραφής του ορισμού της κεραίας. Για παράδειγμα το διάσημο αμερικανικό λεξικό Webster από το 1913 τον όρο antenna τον προσδίδει ως μια μεταλλική διάταξη κατάλληλη για εκπομπή ή λήψη ραδιοκυμάτων ενώ το έγκριτο ινστιτούτο Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών IEEE, αμερικανικής και αυτό καταγωγής από το 1963 ορίζει την κεραία ως ένα μέσω κατάλληλο για εκπομπή η λήψη ραδιοκυμάτων. Περιγραφικά η κεραία είναι ένας κρίκος, μεταξύ ηλεκτρονικών κυκλωμάτων και περιβάλλοντος καθώς μετατρέπει την ηλεκτρομαγνητική ενέργεια που οδεύει σε μια γραμμή μεταφοράς ή ένα κυματοδηγό σε ηλεκτρομαγνητικό κύμα στο χώρο και αντίστροφα. Μια κεραία, από την μια πλευρά ονομάζεται κεραία εκπομπής, όταν μετατρέπει ηλεκτρικά σήματα πηγής μέσω γραμμής μεταφοράς ή κυματοδηγό που είναι συνδεδεμένη, σε ηλεκτρομαγνητικά κύματα τα οποία μεταδίδονται στον ελεύθερο χώρο. Από την άλλη πλευρά μια κεραία λήψης μετατρέπει τα προσπίπτοντα ηλεκτρομαγνητικά κύματα του ελεύθερου χώρου σε ηλεκτρικά σήματα στις γραμμές μεταφοράς ή σε κυματοδηγούς. Βεβαίως μια κεραία μπορεί να εκτελεί τις δύο λειτουργίες συγχρόνως και να είναι πομπός και δέκτης [1].

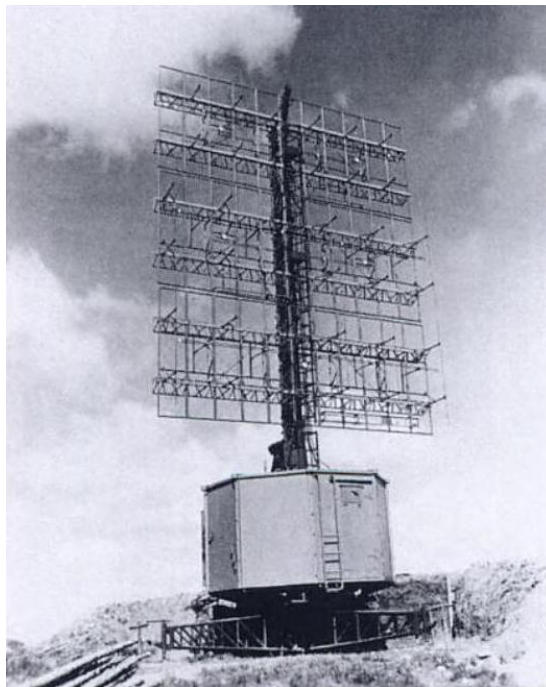


Εικόνα 1.5 Η κεραία ως μεταβατική διάταξη μεταξύ πηγής και ελεύθερου χώρου [1]

1.1.1 Ιστορική Εξέλιξη

Η ιστορική εξέλιξη των κεραιών και των ασύρματων δικτύων επικοινωνίας στο χρόνο είναι ένα ταξίδι που ξεκινά από τον James Clerk Maxwell το 1861 και φτάνει στις μέρες μας με την δημιουργία προηγμένων ασύρματων δικτύων επικοινωνίας.

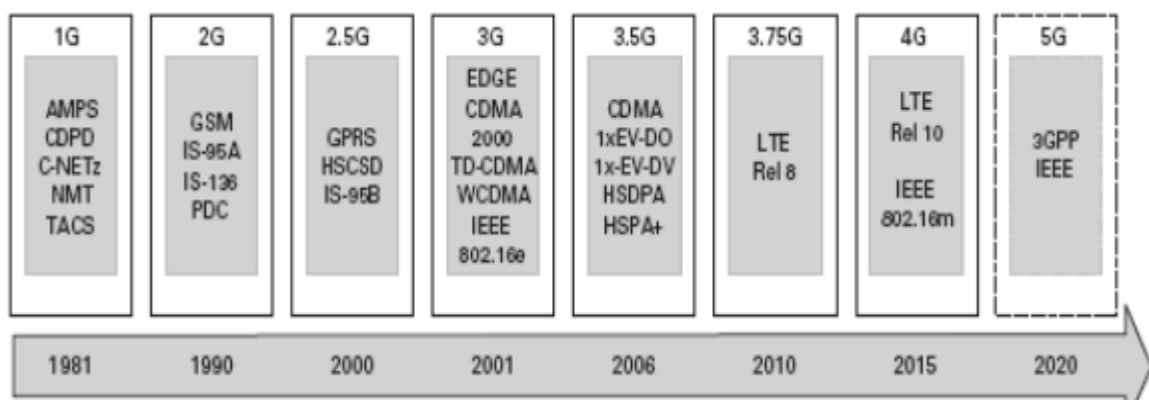
Το 1861 ο Σκωτσέζος θεωρητικός φυσικός (James Clerk Maxwell) αποδεικνύει την ύπαρξη ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και το 1873 τεκμηριώνει ότι το φως είναι ηλεκτρομαγνητικό φαινόμενο συνδυάζοντας τις θεωρίες του ηλεκτρισμού και του μαγνητισμού μέσω των διάσημων εξισώσεων Maxwell. Το 1886 ο γερμανός φυσικός Heinrich Rudolf Hertz, αποδεικνύει την ορθότητα της θεωρίας του Maxwell και ότι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται στο κενό όταν καταφέρνει να παράξει σπινθήρα σε μήκος κύματος 4m στο διάκενο διπολικής κεραίας. Ο Ιταλός εφευρέτης Guglielmo Marconi στήνει την πρώτη διατλαντική ασύρματη επικοινωνία μεταξύ Μεγάλης Βρετανίας και Βόρειας Αμερικής χρησιμοποιώντας για κεραίες εκπομπής και λήψης κατακόρυφα σύρματα μεγάλου ύψους. Για την ακρίβεια στις 12 Δεκεμβρίου του 1901 τρία σύντομα σήματα ταξιδεύουν πάνω από τον ατλαντικό κωδικοποιώντας το γράμμα S του κώδικα Morse. Την δεκαετία 1905-1915 με την εξέλιξη της τεχνολογίας εφευρέθηκαν οι ενισχυτές λυχνιών και οι ταλαντωτές με τις κεραίες μέχρι το 1940 να είναι συρμάτινα στοιχεία μεταφέροντας σήματα επικοινωνίας σε UHF συχνότητες. Ο Β παγκόσμιος πόλεμος που ακολουθεί αποτελεί ανάγκη μελέτης βελτίωσης των ασύρματων επικοινωνιών με αποτέλεσμα οι κεραίες να εξελίσσονται και έτσι να εμφανίζονται τα πρώτα RADAR. Κατά την χρονική διάρκεια αυτή μελετώνται οι διατάξεις στοιχειοκεραίας και η βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας που μπορεί να προσφέρουν. Το 1950 με την ολοκλήρωση του δευτέρου παγκοσμίου πολέμου και την ανακάλυψη των τρανζίστορ δημιουργούνται τα πρώτα συστήματα κινητών επικοινωνιών [1],[11].



Εικόνα 1.6 Ραντάρ Β Παγκοσμίου Πολέμου [12]

Η ανάπτυξη των κινητών επικοινωνιών σηματοδοτεί μια νέα εποχή στα ασύρματα δίκτυα επικοινωνίας. Το 1970 παρουσιάζονται οι κεραίες μικροταινίας (microstrip patch) μαζί με τις ιδέες συστημάτων έξυπνων κεραιών και το 1981 αναπτύσσεται το πρότυπο κινητής τηλεφωνίας πρώτης γενιάς 1G. Η μέγιστη ταχύτητα μετάδοσης της πληροφορίας είναι 2,4Kbps με την πρώτη γενιά ασύρματης κυβελοειδούς τεχνολογίας να υποστηρίζει μόνο μεταφορά ήχου κακής ποιότητας. Εν συνεχεία, το 1991 θεμελιώνεται η δεύτερη γενιά κινητής τηλεφωνίας 2G με τα πρότυπα να επιτρέπουν την μεταφορά μηνυμάτων SMS και εικόνων MMS. Οι απαιτήσεις για μεταφορά μεγάλου όγκου δεδομένων οδηγεί στην τρίτη γενιά τηλεπικοινωνιών όπου ο όρος mobile broadband γίνεται γνωστός με το κινητό τηλέφωνο να κάνει βίντεο κλήσεις και να έχει πρόσβαση στο διαδίκτυο. Η ταχύτητα μετάδοσης της πληροφορίας για τον τεράστιο όγκο δεδομένων παραμένει μικρή, 2 Mbps και αυτό φέρνει την τέταρτη γενιά δικτύωσης με μέγιστες ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων στο 1Gbps. Η τέταρτη γενιά κινητών επικοινωνιών επιτρέπει στο χρήστη ανέσεις όπως διαδικτυακά παιχνίδια, HD mobile TV και 3D TV βελτιώνοντας παράλληλα σημαντικά όλες τις υπηρεσίες που πρόσφεραν οι προηγούμενες γενιές κινητής επικοινωνίας. Στις μέρες μας η ανάπτυξη των δικτύων πέμπτης γενιάς φέρνει επανάσταση στις ασύρματες επικοινωνίες με την μετάδοση δεδομένων να αγγίζει τις ταχύτητες των 20Gbps [1],[13].

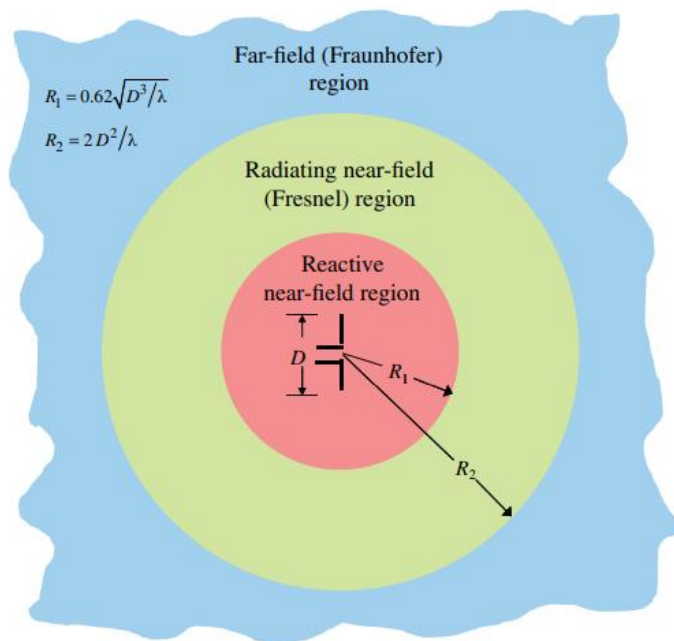
Ο άνθρωπος πλέον μετά από 160 χρόνια περίπου από την εποχή των σημαντικών ανακαλύψεων του James Clerk Maxwell με το 5G και την χρήση των κατάλληλων κεραιών μπορεί να πραγματοποιήσει μια πληθώρα καινοτομιών όπως το internet of things, smart home, smart cities, αυτοκίνηση, drones, smart farming και ιατρικών εργασιών από απόσταση.



Εικόνα 1.7 Εξέλιξη γενιάς κινητών επικοινωνιών [14]

1.2 Βασική ανάλυση του πεδίου ακτινοβολίας

Στον ελεύθερο περιβάλλον χώρο γύρω από μια κεραία που ακτινοβολεί διακρίνονται θεωρητικά τρεις περιοχές. Η πρώτη περιοχή ξεκινώντας από το κέντρο ακτινοβολίας ονομάζεται αντιδρών κοντινό πεδίο, η δεύτερη περιοχή καθώς αυξάνεται η απόσταση από το κέντρο προσδιορίζεται ως κοντινό πεδίο ακτινοβολίας ή αλλιώς ζώνη Fresnel και η τρίτη περιοχή χαρακτηρίζεται ως το μακρινό πεδίο ακτινοβολίας ή περιοχή Fraunhofer [1], [15].



Εικόνα 1.8 Περιοχές ή Ζώνες Πεδίου μιας κεραίας [1]

Τα όρια μεταξύ των περιοχών δεν είναι πάντα εύκολο να γίνουν διακριτά, ωστόσο η ακτίνα R_1 της κοντινής περιοχής γύρω από την κεραία υπολογίζεται ως εξής:

$$R_1 = 0.62\sqrt{\frac{2D^2}{\lambda}} \quad (1.1)$$

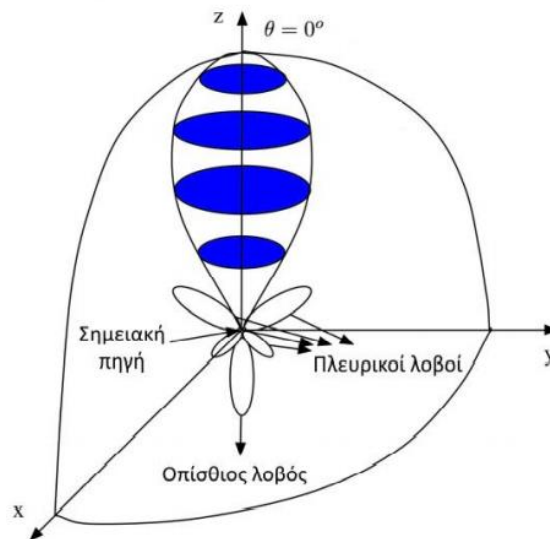
όπου, D είναι η μεγαλύτερη φυσική διάσταση της κεραίας και για να ισχύει ο συγκριμένος τύπος θα πρέπει το D να είναι μεγάλο συγκριτικά με το μήκος κύματος λ . Το κοντινό πεδίο ακτινοβολίας εκτείνεται σε απόσταση R_2 από το κέντρο ακτινοβολίας το οποίο προσδιορίζεται ως εξής:

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.2)$$

και ότι ακολουθεί πέρα της περιοχής αυτής ανήκει στο μακρινό πεδίο ακτινοβολίας. Στο μακρινό πεδίο ακτινοβολίας γίνονται κατά κύριο λόγο οι παρατηρήσεις ανάλυσης του πεδίου ακτινοβολίας με τον ακτινοβολητή να μπορεί να θεωρηθεί ως μια σημειακή πηγή.

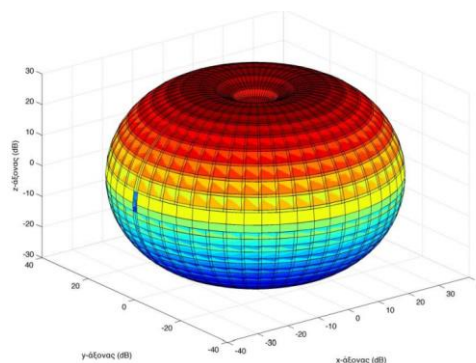
Ο τρόπος με τον οποίο εκφράζεται μαθηματικά πως ακτινοβολεί μια κεραία ως συνάρτηση χωρικών συντεταγμένων στην περιοχή του μακρινού πεδίου είναι η γραφική αναπαράσταση του

διαγράμματος ακτινοβολίας. Με την παρατήρηση ενός τέτοιου γραφήματος είναι κανείς σε θέση να εξάγει σημαντικά συμπεράσματα για τις ιδιότητες του πεδίου ακτινοβολίας με βασικότερη την ένταση ακτινοβολίας. Τα διαγράμματα αυτά ισχύος είναι κυρίως τρισδιάστατα σε μονάδες dB συναρτήσει συντεταγμένων κατεύθυνσης κατά γωνία θ και ϕ [15].



Εικόνα 1.9 Διάγραμμα ακτινοβολίας [15]

Ο κύριος λοβός και η κατεύθυνση του στα διαγράμματα ακτινοβολίας ξεχωρίζει εύκολα από το μέγεθος του. Στον κύριο λοβό περιέχεται η κατεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας. Οι πλευρικοί λοβοί αλλά και οι δικές τους κατευθύνσεις σε ένα τέτοιο διάγραμμα καλό είναι να μένουν σε πολύ χαμηλότερα επίπεδα της τάξεως των -20dB και -30dB σε σχέση με αυτό του κύριου λοβού όπως φαίνεται στην παραπάνω εικόνα. Σε μερικές περιπτώσεις μπορεί να εμφανιστούν λοβοί σε κάποια κατεύθυνση διαφορετική με αυτή του κυρίου και να έχουν σημαντικό ποσοστό ακτινοβολίας, αυτοί οι λοβοί ονομάζονται δευτερεύοντες. Κάτι ακόμη που εμφανίζεται σε ένα διάγραμμα ακτινοβολίας είναι ο οπίσθιος λοβός με κατεύθυνση αντίθετη του κυρίου. Με την μια πρώτη ματιά σε ένα διάγραμμα ακτινοβολίας είναι κανείς σε θέση να κατηγοριοποιήσει την κεραία σε μια από τις τρεις κατηγορίες κεραιών που υπάρχουν. Για παράδειγμα εάν μια κεραία εκπέμπει και λαμβάνει όμοια σε όλες τις κατευθύνσεις ονομάζεται ιστροπική ενώ αν κατευθύνει την ενέργεια προς μια κατεύθυνση κατά μεγάλο ποσοστό όπως φαίνεται στην εικόνα παραπάνω ονομάζεται κατευθυντική. Υπάρχει όμως και μια τρίτη κατηγορία κεραιών που ονομάζονται ομοιοκατευθυντικές όπου υπάρχει κατευθυντικότητα ως προς την μια γωνιά και ομοιοκατευθυντικότητα ως προς την άλλη [1],[15].



Εικόνα 1.10 Ομοιοκατευθυντική κεραία στο αζιμουθιακό επίπεδο (xy) και κατευθυντική στο επίπεδο ανύψωσης (xz) [1]

1.2.1 Πυκνότητα ισχύος και ένταση ακτινοβολίας

Η ενέργεια ή αλλιώς η ισχύ ακτινοβολίας που μεταφέρει ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα ορίζεται μέσω του διανύσματος Poynting. Το διάνυσμα Poynting περιγράφει την στιγμιαία ροή ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας ανά μονάδα επιφάνειας και οι μονάδες μέτρησης που έχει είναι (W/m^2) ενώ μαθηματικά ορίζεται ως το γινόμενο στιγμιαίας τιμής έντασης του ηλεκτρικού E και του μαγνητικού H πεδίου [15].

$$\vec{P}(\vec{r}, t) = E(\vec{r}, t) \times \vec{H}(\vec{r}, t) \quad (1.3)$$

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον όμως έχει η μέση τιμή του διανύσματος Poynting η οποία εκφράζει την μέση πυκνότητα ισχύος και μέσω αυτής της έκφρασης υπολογίζεται η μέση ισχύ που εκπέμπεται από μια κεραία. Η μέση τιμή του διανύσματος Poynting αποδεικνύεται ότι είναι:

$$\vec{P}_{av}(\vec{r}) = \frac{1}{2} \text{Re}\{E(\vec{r}) \times \vec{H}(\vec{r})^*\} \quad (1.4)$$

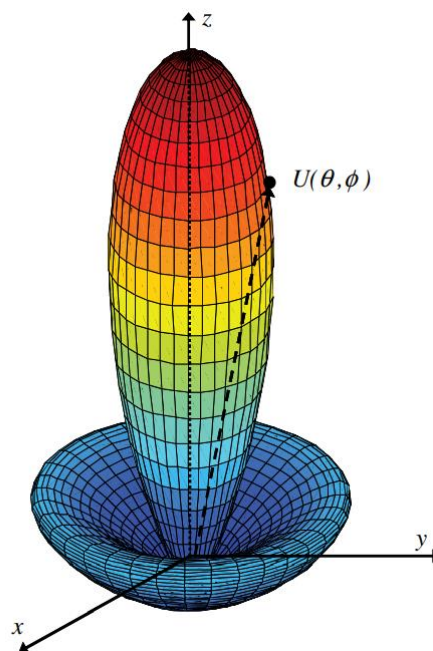
και στην συνέχεια η μέση ισχύς W_{rad} που εκπέμπεται από μια κεραία σε μια κλειστή επιφάνεια S υπολογίζεται ως:

$$W_{rad} = \iint_S \vec{P}_{av}(\vec{r}) d\vec{S} \quad (1.6)$$

Τα διαγράμματα ισχύος συνιστούν ένα τρόπο παρουσίασης του μέτρου της μέσης πυκνότητας ισχύος που ακτινοβολείται από μια κεραία συναρτήσει της διεύθυνσης σκόπευσης.

Στο μακρινό πεδίο ακτινοβολίας, το γινόμενο της μέσης τιμής πυκνότητας ισχύος με το τετράγωνο της απόστασης r μιας ορισμένης διεύθυνσης ορίζει την ένταση ακτινοβολίας σε μονάδες ($W/μ\text{ονάδα στερεάς γωνίας}$).

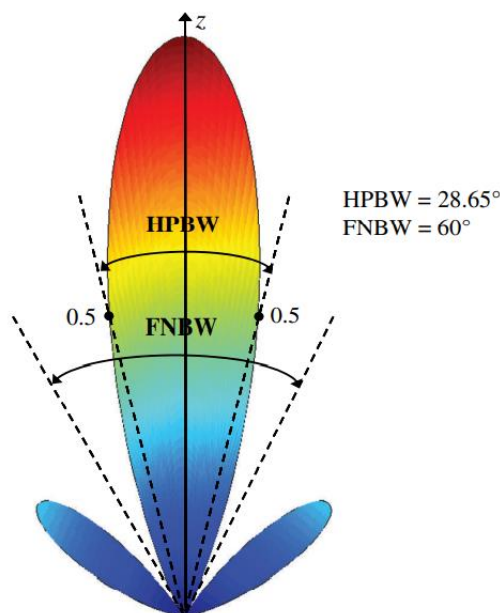
$$U(\theta, \phi) = r^2 \vec{P}_{av}(\vec{r}) \quad (1.7)$$



Εικόνα 1.11 Τρισδιάστατο διάγραμμα ισχύος σε γραμμική κλίμακα [1]

1.2.2 Εύρος δέσμης και κατευθυντικότητα

Για κάθε κεραία μια πολύ σημαντική παράμετρος είναι το εύρος δέσμης (beamwidth). Το εύρος δέσμης μιας κεραίας ορίζεται από δύο όμοια σημεία αντίθετα στο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας. Ιδιαίτερη σημασία έχει το εύρος ημισείας ισχύος θ_{3dB} (half-power beamwidth), (HPBW) το οποίο περιγράφει τη γωνία μεταξύ των δυο διευθύνσεων όπου η ένταση της ακτινοβολίας είναι η μισή της μέγιστης και το εύρος ζώνης πρώτου μηδενισμού (FNBW) το οποίο αναπαριστά την γωνιακή απόσταση μεταξύ των πρώτων σημείων που μηδενίζει η ενέργεια μετάδοσης της κεραίας [16], [17].



Εικόνα 1.12 Δισδιάστατο διάγραμμα ισχύος σε γραμμική κλίμακα

Κατά τη σχεδίαση μιας κεραίας παρατηρείται ότι η μείωση του εύρους ζώνης φέρει μεγέθυνση της στάθμης των πλευρικών λοβών και αντίστροφα. Συν της άλλης το εύρος του κυρίου λοβού προσδίδει ή όχι την ικανότητα στην κεραία να διακρίνει δυο πηγές ακτινοβολίας οι οποίες βρίσκονται σε κοντινή απόσταση μεταξύ τους [1].

Ένα ακόμα μέγεθος που είναι σημαντικό για την σχεδίαση μιας κεραίας είναι η κατευθυντικότητα. Για να οριστεί ο όρος αυτός χρησιμοποιείται ο λόγος έντασης ακτινοβολίας της κεραίας για την συγκεκριμένη κατεύθυνση που εκπέμπει προς την ένταση ακτινοβολίας της κεραίας εάν αυτή ήταν ιστροπικό στοιχείο με ένταση ακτινοβολίας U_0 . Εάν η κατεύθυνση δεν προσδιορίζεται εννοείται ότι λαμβάνεται υπόψη η διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας οπότε:

$$D_{\max} = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} \quad (1.8)$$

Η ένταση ακτινοβολίας U_0 ενός ιστροπικού στοιχείου είναι ανεξάρτητη της κατεύθυνσης άρα και των γωνιών θ, φ οπότε μέσω της σχέσης (1.7) συμπεραίνεται ότι:

$$U_0 = \frac{W_{\text{rad}}}{4\pi} \quad (1.9)$$

Έτσι η σχέση (1.8) παίρνει την μορφή:

$$D_{\max} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{rad}} \quad (1.10)$$

Η κατευθυντικότητα είναι ένα μέγεθος χωρίς διαστάσεις άρα και μονάδες μέτρησης και συνήθως εκφράζεται σε dBι συγκριτικά με την ακτινοβολούμενη ένταση ιστροπικού στοιχείου. Στην τρισδιάστατη ανάλυση του διαγράμματος ακτινοβολίας η ακτινοβολία χωρίζεται σε επιμέρους συνιστώσες $D\theta$ και $D\varphi$ έτσι ώστε:

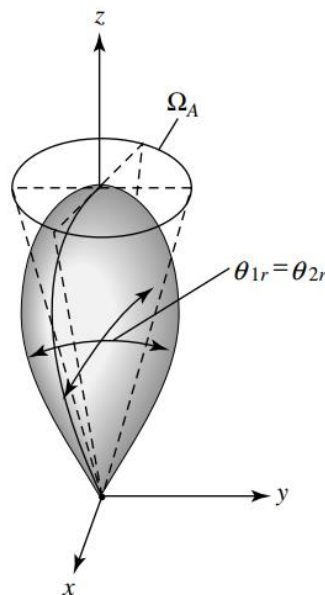
$$D_{\max} = D\theta + D\varphi \quad (1.11)$$

Οι δυο συνιστώσες κατευθυντικότητας υπολογίζονται ως:

$$D\theta = \frac{4\pi U_{\theta}}{W_{rad_{\theta}} + W_{rad_{\varphi}}} \quad (1.12\alpha - 1.12\beta)$$

$$D\varphi = \frac{4\pi U_{\varphi}}{W_{rad_{\theta}} + W_{rad_{\varphi}}}$$

Παράλληλα η κατευθυντικότητα περιγράφεται με ένα ακόμα χρήσιμο τρόπο μέσω της στερεάς γωνίας Ω_A . Η στερεά γωνία δέσμης (beam solid angle) ορίζεται ως μια θεωρητική οπή στο διάγραμμα ακτινοβολίας η οποία διαπερνάται από όλη την ένταση ακτινοβολίας της κεραίας [1].



Εικόνα 1.13 Στερεά γωνία δέσμης σε διάγραμμα ακτινοβολίας [1]

Η στερεά γωνία δέσμης Ω_A ισούται περίπου με το γινόμενο του εύρους δέσμης μισής ισχύος Θ_{1r} και Θ_{2r} στα δύο κάθετα μεταξύ τους επίπεδα ακτινοβολίας οπότε μετριέται σε μοίρες υψωμένες στο τετράγωνο. Με βάση τον παραπάνω συλλογισμό η μέγιστη κατευθυντικότητα μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (1.13)$$

Συγκεκριμένα για κεραίες με έναν κύριο λοβό και τους πλευρικούς σε χαμηλές στάθμες η μέγιστη κατευθυντικότητα υπολογίζεται προσεγγιστικά από τον παρακάτω τύπο κάνοντας εμφανές ότι όσο μειώνεται το εύρος ζώνης μιας κεραίας τόσο πιο κατευθυντική αυτή γίνεται.

$$D_{\max} = \frac{41253}{\theta_{3dB} \times \varphi_{3dB}} \quad (1.14)$$

Εάν πρόκειται όμως για επίπεδη στοιχειοκεραία όπως αυτή παρουσιάζεται εκτενέστερα στα επόμενα κεφάλαια της διπλωματικής εργασίας τότε για μεγαλύτερη προσέγγιση η παραπάνω σχέση μετασχηματίζεται σε:

$$D_{\max} = \frac{32400}{\theta_{3dB} \times \varphi_{3dB}} \quad (1.15)$$

1.2.3 Ψηφιοποιημένη μορφή ακτινοβολούμενης ισχύος

Η τρισδιάστατη απεικόνιση με την οποία παρουσιάζεται ένα διάγραμμα ακτινοβολίας είναι μια διακριτοποιημένη μορφή παρουσίασης της ακτινοβολούμενης ισχύος της κεραίας σε ομοιόμορφες υποδιαίρεσεις N για θ και M για φ περιοχές [1].

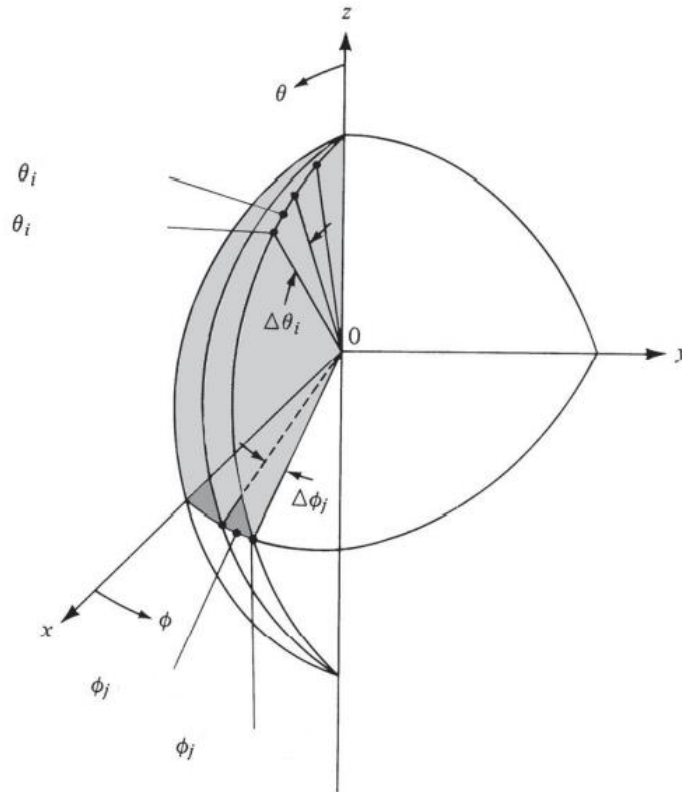
Τα διαστήματα κατά θ, φ συνδέονται με την ένταση της ακτινοβολίας ως έξης:

$$U = B_o F(\theta, \varphi) \quad (1.16)$$

όπου, B_o μια σταθερά και F η συνάρτηση έντασης ακτινοβολίας. Διαπιστώνεται ότι η ισχύς ακτινοβολίας P_{rad} ισούται με:

$$P_{rad} = B_o \left(\frac{\pi}{N}\right) \left(\frac{2\pi}{M}\right) \sum_{j=1}^M \left[\sum_{i=1}^N F(\theta_i, \varphi_j) \sin \theta_i \right] \quad (1.17)$$

Είναι φανερό από την παραπάνω σχέση πως η πραγματική τιμή της ισχύς ακτινοβολίας προσεγγίζεται με ακρίβεια εάν είναι μεγάλος ο αριθμός των υποδιαίρεσεων. Η εξίσωση (1.17) δηλώνει επίσης ότι στην τιμή της έντασης της ακτινοβολίας για κάθε κομμάτι του ενός επίπεδου προστίθονται όλες οι τιμές έντασης ακτινοβολίας του κάθε κομματιού του κάθετου επίπεδου.



Εικόνα 1.14 Τεχνική ψηφιοποίησης διαγράμματος σε σφαιρικές συντεταγμένες [1]

1.3 Κέρδος ισχύος και απόδοση κεραίας

Στη συνέχεια της μελέτης των χαρακτηριστικών που περιγράφουν την απόδοση μιας κεραίας συναντάται η παράμετρος του κέρδους ή της απολαβής. Η εξίσωση που περιγράφει το κέρδος G_g μοιάζει με την σχέση (1.10) μόνο που αυτή την φορά η ένταση της ακτινοβολίας διαιρείται με την ισχύ P_{in} με την οποία τροφοδοτείται η κεραία [15].

$$G_g(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (1.18)$$

Το κέρδος ισχύος (power gain) είναι συνάρτηση που συνδυάζει την ποιότητα τροφοδοσίας της κεραίας και συνήθως αναφέρεται στην διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας. Η μονάδα μέτρησης του κέρδους συνηθίζεται να εκφράζεται σε dBi. Η συνολική ακτινοβολούμενη ισχύ W_{rad} ή P_{rad} καθώς στην βιβλιογραφία συναντάται και με τους δυο συμβολισμούς, έχει άμεση σχέση με την συνολική πηγή εισόδου P_{in} μέσα από την εξής σχέση:

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (1.19)$$

Η μέγιστη τιμή της απολαβής ενώνεται άμεσα με την κατευθυντικότητα και μαζί με τις σχέσεις (1.18) και (1.19) προκύπτει η επόμενη σχέση:

$$G_{max}(\theta, \varphi) = e_{cd} D_o \quad (1.20)$$

Ο όρος e_{cd} είναι το γινόμενο της απόδοσης, e_c λόγω της πεπερασμένης αγωγιμότητας της κεραίας, με την διηλεκτρική απόδοση e_d . Τα μεγέθη αυτά είναι αδιάστατα και υπολογίζονται πειραματικά. Η σχέση 1.20 ισχύει όταν η κεραία τροφοδοτείται με τέλεια προσαρμογή και δεν υπάρχουν απώλειες μεταξύ γραμμής μεταφοράς ή κυματοδηγού με την κεραία. Εάν όμως η απολαβή είναι πραγματική και υλοποιήσιμη πρέπει να συμπεριληφθεί στους υπολογισμούς και η απόδοση λόγω ανάκλασης δηλαδή κακής προσαρμογής e_r [1].

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (1.21)$$

Με Γ δηλώνεται ο συντελεστής ανάκλασης τάσης εισόδου της κεραίας και ορίζεται ως λόγος:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (1.22)$$

όπου Z_{in} και Z_0 είναι η εμπέδηση εισόδου της κεραίας και η εμπέδηση της γραμμής μεταφοράς αντίστοιχα.

Ο λόγος της μέγιστης προς την ελάχιστη τιμή του κύματος στη γραμμή μεταφοράς ονομάζεται λόγος στάσιμων κυμάτων VSWR:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.23)$$

Κατά την τέλεια προσαρμογή ο παραπάνω λόγος ισούται με 1 οπότε η τιμή του συντελεστή ανάκλασης Γ είναι 0.

Η σχέση 1.20 μπορεί να μετατραπεί θεωρώντας συνολικές αποδόσεις $e_o = e_r e_c e_d$ σε:

$$G(\theta, \varphi) \max = e_o D \max \quad (1.24)$$

Είναι προφανές πως το κέρδος γίνεται να χωριστεί σε επιμέρους απολαβές ως προς τις ορθογώνιες συνιστώσες θ , φ και ότι είναι μέγιστο στην διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας.

Το ποσό της ισχύος που εκπέμπει μια κεραία το καθορίζει ο συντελεστής απόδοσης e_o με την ισχύ αυτή να μπορεί να έχει συγκεκριμένη κατεύθυνση. Η τελευταία αυτή ιδιότητα περιγράφεται με την Ισοδύναμη Ισοτροπικά Ακτινοβολούμενη Ισχύ $EIRP$ (Equivalent Isotropically Radiated Power) όπου το κέρδος ισχύος αναφέρεται σχετικά με την ισοτροπική πηγή στην κατεύθυνση που αυτό είναι μέγιστο και πολλαπλασιάζεται με την ακτινοβολούμενη ισχύ [1].

$$EIRP(\theta, \varphi) = P_{rad} G_{\max} \quad (1.25)$$

1.3.1 Απόδοση δέσμης και εύρος ζώνης

Μια επιπλέον παράμετρος μελέτης της ποιότητας μιας κεραίας είναι η απόδοση δέσμης (beam efficiency) BE. Ο ορισμός της παραμέτρου αυτής είναι ο λόγος της ισχύς που εκπέμπεται ή λαμβάνεται σε γωνία κώνου θ , για παράδειγμα έτσι ώστε η απόδοση της δέσμης να αναφέρεται στο ποσό της ισχύος του κύριου λοβού, προς την ισχύ που εκπέμπεται ή λαμβάνεται συνολικά από την κεραία.

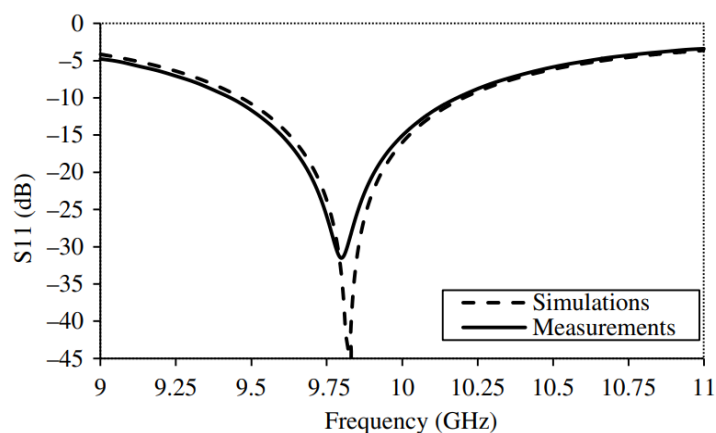
Το εύρος ζώνης (bandwidth) λειτουργίας της κεραίας ορίζεται από την περιοχή των συχνοτήτων στις οποίες η κεραία εμφανίζει τα θεμιτά για την εφαρμογή της χαρακτηριστικά ως προς την εμπέδηση εισόδου, το διάγραμμα ακτινοβολίας, το εύρος δέσμης, την πόλωση, την στάθμη των πλευρικών λοβών, την απολαβή, την κατεύθυνση της δέσμης και την απόδοση ακτινοβολίας. Στις περισσότερες περιπτώσεις το εύρος ζώνης υπολογίζεται από τη διαφορά της ελάχιστης από τη μέγιστη συχνότητα όπου η τιμή του μέτρου του συντελεστή ανάκλασης S11 είναι μικρότερη από -10 dB όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Η έννοια των S παραμέτρων αναλύεται σε επόμενο υποκεφάλαιο [18].

$$BW = f_H - f_L \quad (1.26)$$

Ακόμα πιο χρήσιμη πολλές φορές είναι η αναφορά του κλασματικού εύρους ζώνης δηλαδή ο λόγος του εύρους ζώνης προς την κεντρική συχνότητα συντονισμού.

$$BW' = \frac{BW}{f_c} = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad (1.27)$$

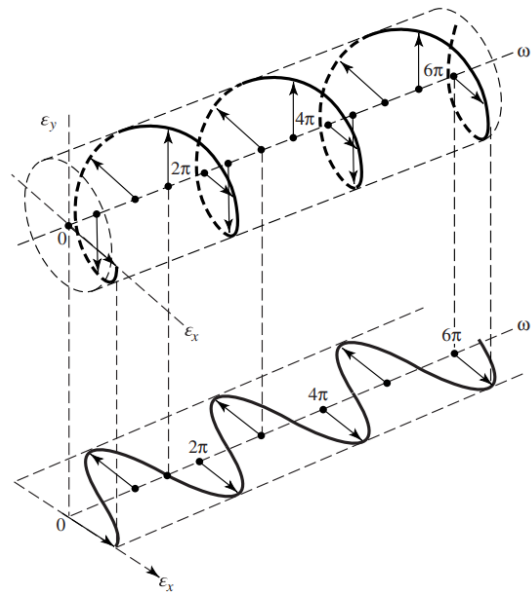
Η σχέση (1.27) εμφανίζεται αρκετά με την μορφή ποσοστού της εκατό (%). Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ότι η απλή σχεδίαση χωρίς ιδιαίτερες τεχνικές μικροκομματικής κεραίας σαν και αυτή που θα ασχοληθεί σε επόμενα κεφάλαια η διπλωματική εργασία συνήθως εμφανίζονται με ποσοστά κλασματικού εύρους ζώνης της τάξεως του 5%.



Εικόνα 1.15 Διάγραμμα παραμέτρων S11 [1]

1.4 Πόλωση κεραιών

Η πόλωση μιας κεραιάς σχετίζεται με την πόλωση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που εκπέμπεται ή λαμβάνεται από αυτή. Συγκεκριμένα περιγράφει την τροχιά που διαγράφει το άκρο του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου και την φορά κατά την οποία διαγράφεται σε συγκεκριμένη χωρική θέση στο χρόνο. Σε ένα σημείο που ανήκει στο μακρινό πεδίο της κεραιάς η πόλωση της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας που εκπέμπεται είναι ανάλογη με ένα επίπεδο κύμα του οποίου το πλάτος και η διεύθυνση διάδοσης είναι όμοια με την ένταση ακτινοβολίας του κύματος. Συνεχίζοντας, η πόλωση του κύματος λήψης είναι αυτή για την οποία οι ακροδέκτες της κεραιάς έχουν μέγιστη ισχύ. Ανάλογα τις συνθήκες που επικρατούν ένα κύμα μπορεί να έχει γραμμική, κυκλική ή ελλειπτική πόλωση[15].



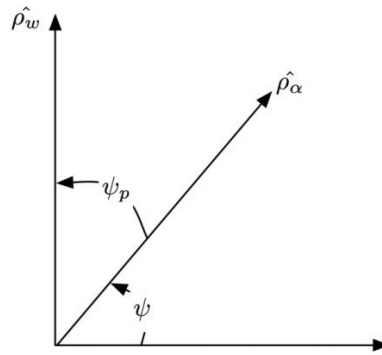
Εικόνα 1.16 Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που διαγράφει το άκρο του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου [15]

1.4.1 Παράγοντας πόλωσης

Κατά γενικό κανόνα η πόλωση του δέκτη δεν ταυτίζεται με αυτή του πομπού με αποτέλεσμα η ισχύς που λαμβάνει η κεραιά να μην είναι η μέγιστη. Οι απώλειες που λαμβάνονται όταν οι δυο πολώσεις διαφέρουν δηλαδή το προσπίπτον κύμα ακτινοβολίας είναι πολωμένο κατά διεύθυνση $\hat{\rho}_\alpha$ ενώ η πόλωση της κεραιάς είναι κατά κατεύθυνση $\hat{\rho}_w$, περιγράφονται από τον παράγοντα απωλειών πόλωσης (polarization loss factor) PLF [15].

$$PLF = \left| \hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_\alpha \right|^2 = \left| \cos \psi_p \right|^2 \quad (1.28)$$

Με ψ_p συμβολίζεται η γωνία μεταξύ των μοναδιαίων διανυσμάτων.

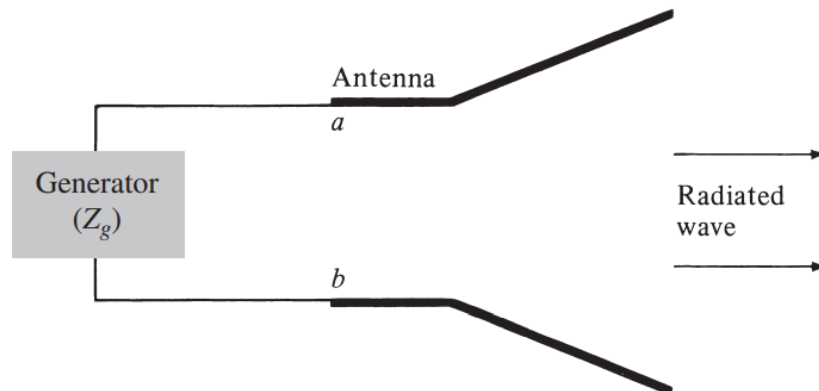


Εικόνα 1.17 Γωνία απωλειών πόλωσης [15]

Η μέγιστη τιμή του PLF είναι 1 κατά την πλήρη ευθυγράμμιση των πολώσεων και 0 όταν η διαφορά μεταξύ των δυο διανυσμάτων είναι 90° .

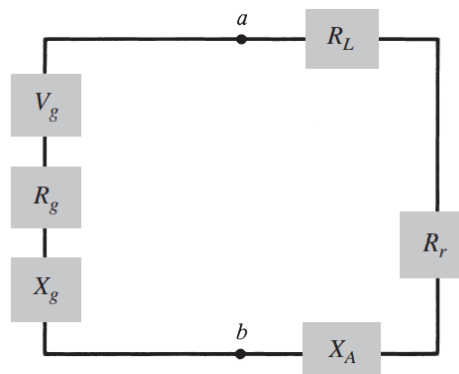
1.5 Ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας

Η χρήση ισοδύναμων κυκλωμάτων κεραίας οδηγεί σε σημαντικά συμπεράσματα που αφορούν την εμπέδηση εισόδου, την απόδοση ακτινοβολίας και τις συνθήκες για μέγιστη μεταφορά της ενέργειας από την γεννήτρια μέσω των γραμμών μεταφοράς στην κεραία. Η παρακάτω εικόνα επικεντρώνει την προσοχή στους ακροδέκτες της κεραίας οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι με μια γεννήτρια εσωτερικής εμπέδωσης Z_g [1].



Εικόνα 1.18 Κεραία σε λειτουργία εκπομπής [1]

Το παραπάνω κύκλωμα κεραίας σε λειτουργία εκπομπής μπορεί ισοδύναμα να απεικονιστεί από το ακόλουθο ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin:



Εικόνα 1.19 Κατά Thevenin ισοδύναμο κύκλωμα [1]

όπου, R_r η παράμετρος που εκφράζει την αντίσταση ακτινοβολίας της κεραίας, R_L η αντίσταση απωλειών της κεραίας, X_A η άεργη αντίσταση της κεραίας στους ακροδέκτες a b, V_g η τάση κορυφής τους σήματος της γεννήτριας, R_g η ωμική αντίσταση της γεννήτριας και X_g η άεργη αντίδραση της εμπέδησης της γεννήτριας.

Η αντίσταση της ακτινοβολίας είναι ένα χαρακτηριστικό που εξαρτάται από το φυσικό μέγεθος της κεραίας και υπολογίζεται πειραματικά συνήθως, καθώς συμβάλει στο μέγεθος e_{cd} .

Αποδεικνύεται ότι η μέγιστη ισχύς απορροφάται από την κεραία όταν ισχύει ότι:

$$\begin{aligned} R_r + R_L &= R_g \\ X_A &= -X_g \end{aligned} \quad (1.29\alpha - 1.29\beta)$$

με τις παραπάνω ισότητες να ονομάζονται συνθήκες συζύγου προσαρμογής.

Η ισχύς P_s που τροφοδοτεί την κεραία υπό συνθήκες συζύγου προσαρμογής είναι:

$$P_s = \frac{|V_g|^2}{4} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (1.30)$$

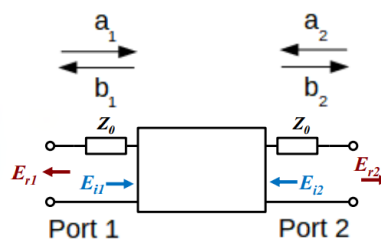
ενώ η ισχύς P_c που προσλαμβάνεται από την κεραία υπό συνθήκες συζύγου προσαρμογής είναι:

$$P_c = \frac{|V_T|^2}{4} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (1.31)$$

όπου V_T η ανάλογη V_g που δημιουργείται στα άκρα a b λόγω της προσπίπτουσας ακτινοβολίας.

1.5.1 S-Παράμετροι

Το ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin του προηγούμενου υποκεφαλαίου μπορεί να χαρακτηριστεί ως τετράπολο και θεωρώντας 2 ακροδέκτες εισόδου και 2 ακροδέκτες εξόδου είναι εφικτό να προσδιοριστεί και ως δίθυρο. Ο συνειρμός των παραπάνω παραδοχών γίνεται για να μπορεί να εξεταστεί το ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας ως ένα μαύρο κουτί το οποίο αλληλεπιδρά με το περιβάλλον του μόνο με τις θύρες εισόδου και εξόδου που διαθέτει. Κάθε πόρτα συνηθίζεται να εμφανίζει εμπέδηση μεγέθους $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ [18].



Εικόνα 1.20 S- Παράμετροι

Τα τετράγωνα των μεταβλητών a και b του παραπάνω σχήματος αντιστοιχούν στην ισχύς E των προσπίπτουσων και ανακλώμενων κυμάτων.

Δηλαδή a_1^2 η εισερχόμενη ισχύς στην είσοδο, a_2^2 η εισερχόμενη ισχύς στην έξοδο, b_1^2 η ανακλώμενη ισχύς στην είσοδο, b_2^2 η ανακλώμενη ισχύς στην έξοδο με τα μεγέθη να υπολογίζονται ως εξής:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \\ a_2 &= \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \\ b_1 &= \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \\ b_2 &= \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (1.32\alpha-1.32\beta- 1.32\gamma- 1.32\delta)$$

Τα σήματα εισόδου και εξόδου θεωρούνται πλέον κύματα και όχι τιμές τάσης και ρεύματος. Αυτό οδηγεί στον ορισμό S παραμέτρων με S_{11} να είναι ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου με προσαρμοσμένη έξοδο ή αλλιώς Γ όπως αναφέρεται στην σχέση (1.22), S_{21} να είναι ο συντελεστής απολαβής τάσης με προσαρμοσμένη έξοδο, S_{22} να είναι ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου με προσαρμοσμένη είσοδο και S_{12} να είναι ο συντελεστής αναστροφής διάδοσης τάσης με προσαρμοσμένη είσοδο. Ο υπολογισμός των S παραμέτρων γίνεται ως εξής:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \\ S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \\ S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \end{aligned} \quad (1.33\alpha-1.33\beta- 1.33\gamma- 1.33\delta)$$

Οι παράμετροι S είναι ένας πολύτιμος τρόπος μοντελοποίησης ηλεκτρονικών διατάξεων, καθώς μπορούν να μετρηθούν εύκολα και να χρησιμοποιηθούν σε προσομοιωτές κυκλωμάτων ράδιο συχνοτήτων RF (radio frequency).

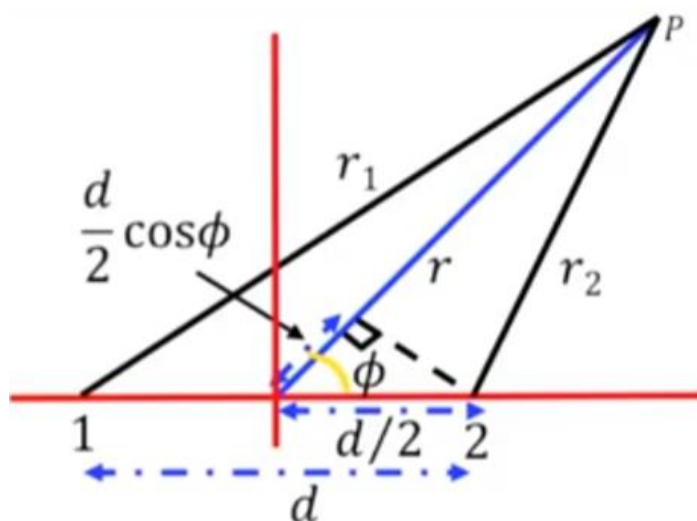
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Στοιχειοκεραίες

Η στοιχειοκεραία είναι μια δομή αποτελούμενη από ακτινοβολητές, συνήθως πανομοιότυπους με συγκεκριμένη ηλεκτρική και γεωμετρική μορφή. Ένα στοιχείο ακτινοβολίας μόνο του διαθέτει διάγραμμα ακτινοβολίας με χαμηλή κατευθυντικότητα οπότε και απολαβή, ωστόσο οι ανάγκες επικοινωνίας μεγάλων αποστάσεων απαιτούν χαρακτηριστικά ισχυρής κατευθυντικότητας και απολαβής. Αυτό επιτυγχάνεται με την αύξηση του ηλεκτρικού μεγέθους της κεραίας με την δημιουργία διατάξεων πολλαπλών στοιχείων ακτινοβολίας. Καθορίζοντας την γεωμετρική θέση των στοιχείων δηλαδή αν αυτά τοποθετηθούν γραμμικά ή ορθογωνικά ή κυκλικά και ούτω κάθε έξης, την απόσταση που τα χωρίζει, το πλάτος και την φάση διέγερσης του καθενός, είναι κανείς σε θέση να σχεδιάσει μια δομή με υψηλή κατευθυντικότητα και κέρδος σε συγκεκριμένη περιοχή σκόπευσης. Το συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάζει τον τρόπο με τον οποίο ακτινοβολεί μια συστοιχία από δυο κεραίες, από πολλαπλές κεραίες τοποθετημένες σε γραμμική διάταξη και από πολλαπλές κεραίες τοποθετημένες ορθογωνικά.

2.1 Στοιχειοκεραία δυο στοιχείων

Έστω 2 ιστροπικές σημειακές πηγές ακτινοβολίας τοποθετημένες σε απόσταση d μεταξύ τους, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα και ένα τυχαίο σημείο P σε απόσταση r από την μέση απόσταση των κεραιών, τέτοια ώστε η τιμή της να είναι πολύ μεγαλύτερη από την απόσταση d για να ανήκει το σημείο στο μακρινό πεδίο ακτινοβολίας. Με αυτή την παραδοχή και την γεωμετρία της παρακάτω διάταξης οι αποστάσεις r_1 και r_2 των κεραιών από το τυχαίο σημείο ακτινοβολίας P υπολογίζονται ως έξης [19], [20], [21]:

$$\begin{aligned} r_1 &= r + \frac{d}{2} \cos \varphi \\ r_2 &= r - \frac{d}{2} \cos \varphi \end{aligned} \quad (2.1)$$



Εικόνα 2.1 : Γεωμετρία στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων [19]

Για να υπολογιστεί το ολικό πεδίο E που ακτινοβολείται στο σημείο P γίνεται η υπόθεση πως δεν υπάρχει σύζευξη (coupling) αλλά απομόνωση (isolation) μεταξύ των ακτινοβολητών, με τις έννοιες της σύζευξης και της απομόνωσης να παρουσιάζονται σε επόμενο κεφάλαιο. Οι ακτινοβολητές τροφοδοτούνται με το ίδιο μετρό διέγερσης E_0 ωστόσο είναι φανερό ότι η απόσταση r_1 είναι μεγαλύτερη από την r_2 και καθώς η ακτινοβολία ταξιδεύει με την ταχύτητα c του φωτός χρειάζεται περισσότερο χρόνο να φτάσει στο σημείο P . Το φαινόμενο αυτό δημιουργεί και την γωνιά φ της γεωμετρίας της παραπάνω διάταξης. Οπότε το πεδίο ακτινοβολίας E μπορεί να υπολογιστεί με την βοήθεια φασόρων ως εξής [19], [20], [21]:

$$E = E_0 e^{-j\beta r_1} + E_0 e^{-j\beta r_2} \quad (2.2)$$

Όπου β ισχύει ότι:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.3)$$

επισημαίνοντας πως στην βιβλιογραφία πολλές φορές αυτό το β δηλώνεται και ως k . Το β δείχνει τη φάση κατά την οποία προπορεύεται το ρεύμα του ενός στοιχείου σε σχέση με το άλλο λόγω της διαφοράς των αποστάσεων r_1 και r_2 .

Συνδυάζοντας τις σχέσεις 2.1 και 2.2 προκύπτει ότι το πεδίο ακτινοβολίας E μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$\begin{aligned} E &= E_0 e^{-j\beta r} [e^{-j\beta \frac{d}{2} \cos \varphi} + e^{j\beta \frac{d}{2} \cos \varphi}] \Rightarrow \\ E &= E_0 e^{-j\beta r} [e^{-j\frac{\psi}{2}} + e^{j\frac{\psi}{2}}] \Rightarrow \\ E &= 2E_0 \cos \frac{\psi}{2} = 2E_0 \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Όπου ψ ισχύει ότι:

$$\psi = \beta d \cos \varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \varphi \quad (2.5)$$

2.1.1 Ειδικές περιπτώσεις στοιχειοκεραίας δυο στοιχείων

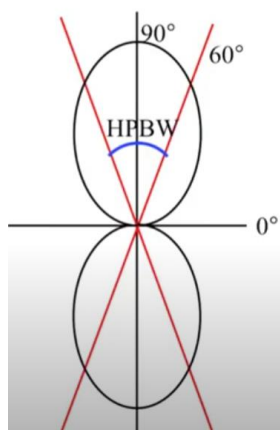
Για την πρώτη ειδική περίπτωση εξέτασης, στην προηγούμενη διάταξη προστίθεται η παραδοχή της απόστασης d να ισούται με την μισή απόσταση του μήκους κύματος λ του κύματος ακτινοβολίας ενώ οι ιστροπικές πηγές συνεχίζουν να τροφοδοτούνται με το ίδιο πλάτος. Έτσι η εξίσωση 2.4 στην κανονικοποιημένη της μορφή δηλαδή καταργώντας από αυτήν τους όρους 2 και E_0 γίνεται [19]:

$$d = \frac{\lambda}{2} \Rightarrow E = \cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi \right) \quad (2.6)$$

Τοποθετώντας στην εξίσωση 2.6 διάφορες τιμές για την γωνιά φ δημιουργείται ο παρακάτω πίνακας και το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας:

φ	0°	60°	90°
E	0	$1/\sqrt{2}$	1

Πίνακας 2.1: Πεδίο ακτινοβολίας E δύο στοιχείων για διάφορες τιμές της γωνιάς φ



Εικόνα 2.2: Διάγραμμα ακτινοβολίας δύο ιστροπικών πηγών για $d=\lambda/2$ [21]

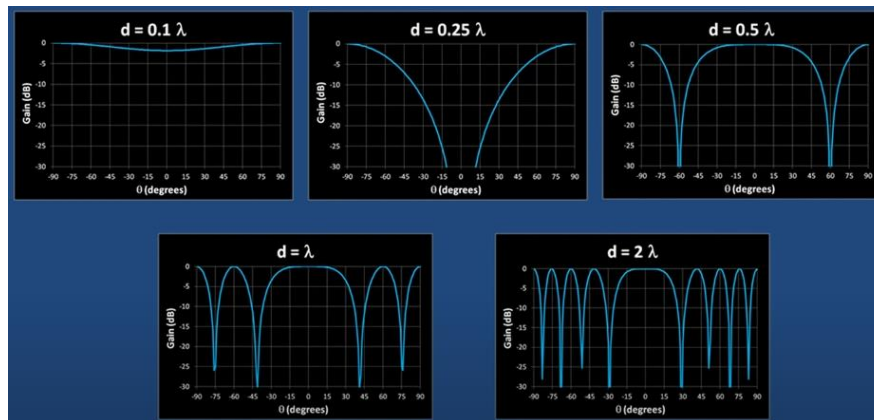
παρατηρείται ότι το εύρος ημισείας ισχύος έχει άνοιγμα περίπου 60 μοίρες δίνοντας κατευθυντικότητα στον κύριο λοβό χωρίς να υπάρχουν πλευρικοί λοβοί ακτινοβολίας. Η κανονικοποιημένη σχέση 2.4 για διάφορες τιμές της απόστασης d μπορεί να δώσει σημαντικά συμπεράσματα για το ρόλο που παίζει το μέγεθος της απόστασης d στο διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας. Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται οι απόλυτες τιμές που προκύπτουν από την κανονικοποιημένη σχέση 2.4.

d	$E_{norm, \varphi=0^\circ}$	$E_{norm, \varphi=60^\circ}$	$E_{norm, \varphi=90^\circ}$
$\lambda/2$	0	0.7	1
$\lambda/10$	0.95	0.99	1
λ	1	0	1
$3\lambda/2$	0	0.7	1

Πίνακας 2.2 : Υπολογισμός πεδίου ακτινοβολίας E συναρτήσει του φ και της απόστασης d δύο στοιχείων.

Από τις τιμές του παραπάνω πίνακα συνεπάγεται το συμπέρασμα ότι για πολύ μικρή απόσταση d μεταξύ των κεραιών σε σχέση με το μήκος κύματος λ το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας έχει μηδενική κατευθυντικότητα ενώ όταν η απόσταση μεταξύ των κεραιών γίνει ίση με το μήκος κύματος της ακτινοβολίας στενεύει πολύ ο κύριος λοβός αλλά αυξάνονται παρά πολύ οι πλευρικοί λοβοί. Συνεχίζοντας την αύξηση της απόστασης d οι πλευρικοί λοβοί αποκτούν σχεδόν ίδιο μέγεθος με τον κύριο λοβό, Για το λόγο αυτό είναι ευρέως γνωστό ότι προτιμάται οι

στοιχειοκεραίες σε οποιαδήποτε διάταξη και αριθμό στοιχείων να έχουν απόσταση d μεταξύ τους ίση με το μισό μήκος κύματος λ της ακτινοβολίας.



Εικόνα 2.3 Μορφή λοβού ακτινοβολίας για διάφορες τιμές d μεταξύ δύο ακτινοβολητών [22]

Στη συνέχεια της μελέτης για τις ειδικές περιπτώσεις στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων αντικαθίστανται τα ιστροπικά στοιχεία με οριζόντια δίπολα. Δίπολα ονομάζονται οι κεραίες που αποτελούνται από ένα ευθύγραμμο σύρμα με μήκος l πολύ μικρότερο από αυτό του μήκους κύματος ακτινοβολίας λ και έχουν κατευθυντικό κύριο λοβό ακτινοβολίας κάθετο ως προς αυτά όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα με κίτρινο χρώμα. Τα στοιχεία τροφοδοτούνται και πάλι με το ίδιο πλάτος και την ίδια φάση. Σε ένα οριζόντιο δίπολο η κανονικοποιημένη μορφή της εξίσωσης για το πεδίο ακτινοβολίας E είναι [19] :

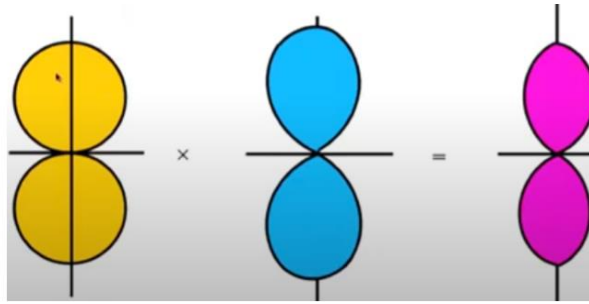
$$E_n = \sin \varphi \quad (2.7)$$

και ο παράγοντας συστοιχίας AF της νέας αυτής διάταξης είναι:

$$AF = \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \quad (2.8)$$

Ο παράγοντας συστοιχίας είναι συνάρτηση της γεωμετρίας της στοιχειοκεραίας και της φάσης διέγερσης των στοιχείων. Το ολικό πεδίο E της ακτινοβολίας μπορεί να υπολογιστεί πολλαπλασιάζοντας τον παράγοντα συστοιχίας με την κανονικοποιημένη μορφή της εξίσωσης του πεδίου ακτινοβολίας.

$$E = \sin \varphi \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \quad (2.9)$$

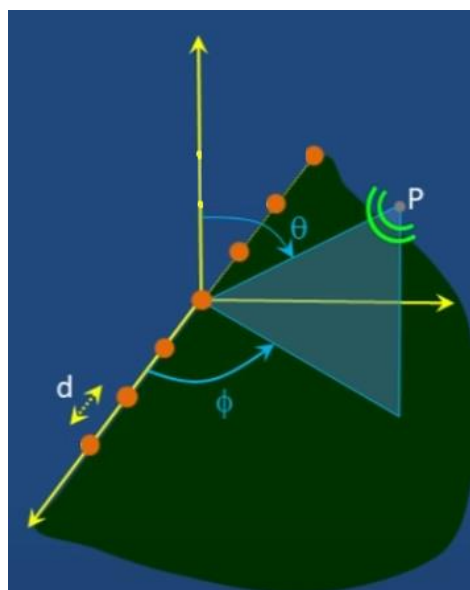


Εικόνα 2.4 Αποτέλεσμα διαγράμματος μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας πολλαπλασιασμένο με τον παράγοντα συστοιχίας [19]

Η παραπάνω εικόνα δείχνει γραφικά τον πολλαπλασιασμό των σχέσεων 2.8 και 2.9. Παρατηρείται ότι το τελικό πεδίο ακτινοβολίας E έχει μικρότερο εύρος ημισείας ισχύος αλλά υψηλότερη κατευθυντικότητα και κέρδος. Η διαδικασία που απεικονίζεται ονομάζεται πολλαπλασιασμός διαγραμμάτων για στοιχειοκεραίες όμοιων στοιχείων και ισχύει για στοιχειοκεραίες με οποιοδήποτε αριθμό όμοιων στοιχείων.

2.2 Στοιχειοκεραία N στοιχείων τοποθετημένα σε ευθεία γραμμή

Έστω τώρα ότι η γεωμετρία του αρχικού σχήματος του κεφαλαίου αλλάζει και τοποθετούνται N σημειακές ιστροπικές πηγές η μια δίπλα στην άλλη σε ίσες αποστάσεις d με την προϋπόθεση ότι δεν υπάρχει σύζευξη μεταξύ των πηγών, τροφοδοτούνται όμοια και οι παρατηρήσεις για το διάγραμμα ακτινοβολίας γίνονται σε ένα τυχαίο σημείο P το οποίο ανήκει στο μακρινό πεδίο ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας.



Εικόνα 2.5 Γεωμετρία μακρινού πεδίου για στοιχειοκεραία N στοιχείων [21]

Το ολικό πεδίο ακτινοβολίας E ως προς το απομακρυσμένο σημείο P ισούται με το άθροισμα των πεδίων του καθενός όποτε ως προέκταση της σχέσης 2.2 προκύπτει [1]:

$$\begin{aligned}
 E &= 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \Rightarrow \\
 \text{αφού } Ee^{j\psi} &= e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{jN\psi} \\
 E - Ee^{j\psi} &= 1 - e^{jN\psi} \Rightarrow \quad (2.10) \\
 E &= \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} = \frac{\sin(N\psi / 2)}{\sin(\psi / 2)}
 \end{aligned}$$

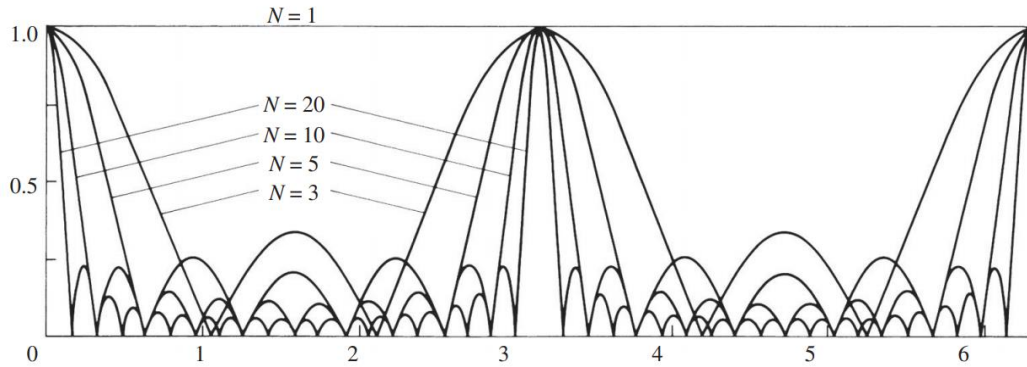
Όπου ψ ισχύει ότι:

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \varphi + \delta \quad (2.11)$$

και δ η διαφορά φάσης μεταξύ των στοιχείων. Θεωρώντας το ψ να τείνει στο 0 ώστε η μέγιστη ακτινοβολία να καταγράφεται στις 90° προκύπτει η κανονικοποιημένη έκφραση του πεδίου ακτινοβολίας E .

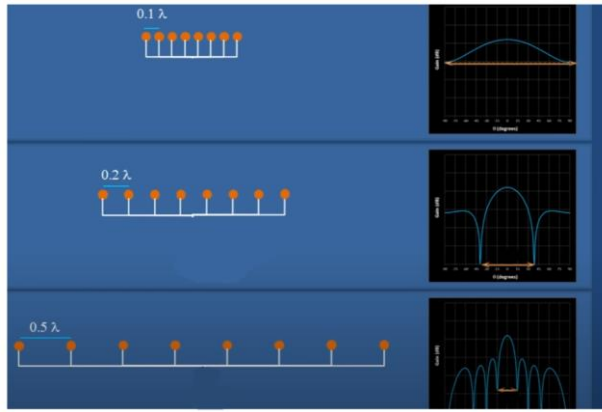
$$E_n = \frac{\sin(N\psi / 2)}{N \sin(\psi / 2)} \quad (2.12)$$

Απεικονίζοντας την παραπάνω σχέση μπορούν να βρεθούν τα επίπεδα των πλευρικών λοβών ανάλογα με τον αριθμό N των στοιχείων που αποτελούν την στοιχειοκεραία.



Εικόνα 2.6 Καμπύλες της συνάρτησης 2.10 [1]

Από την παραπάνω εικόνα είναι φανερό πως όσο προστίθενται στοιχεία ακτινοβολίας στην δομή της στοιχειοκεραίας οι πλευρικοί λοβοί πολλαπλασιάζονται άλλα χαμηλώνει το επίπεδο τους και αυξάνεται η κατευθυντικότητα και το κέρδος στο διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας. Σε σύνδεση με τα προηγούμενα ισχύει ότι μειώνοντας την απόσταση των στοιχείων σε τιμές μικρότερες του $\lambda/2$ μειώνεται η κατευθυντικότητα της στοιχειοκεραίας αλλά η τιμή του μέγιστου κέρδους εξαρτάται μόνο από τον αριθμό των στοιχείων που αποτελούν την στοιχειοκεραία.



Εικόνα 2.7 Μορφή λοβού ακτινοβολίας για διάφορες τιμές d μεταξύ N ακτινοβολητών [22]

2.2.1 Ειδικές περιπτώσεις στοιχειοκεραίας N στοιχείων τοποθετημένα σε ευθεία γραμμή

Έστω N=4 σημειακές πηγές ισοτροπικής ακτινοβολίας τοποθετημένες σε ευθεία γραμμή με απόσταση d ίση με $\lambda/2$ χωρίς να υπάρχει σύζευξη μεταξύ τους. Ισχύει ότι όλες οι πηγές τροφοδοτούνται χωρίς να υπάρχει διαφορά φάσης δ μεταξύ των στοιχείων. Με τις προηγούμενες παραδοχές η σχέση 2.11 και 2.12 αλλάζουν ως εξής:

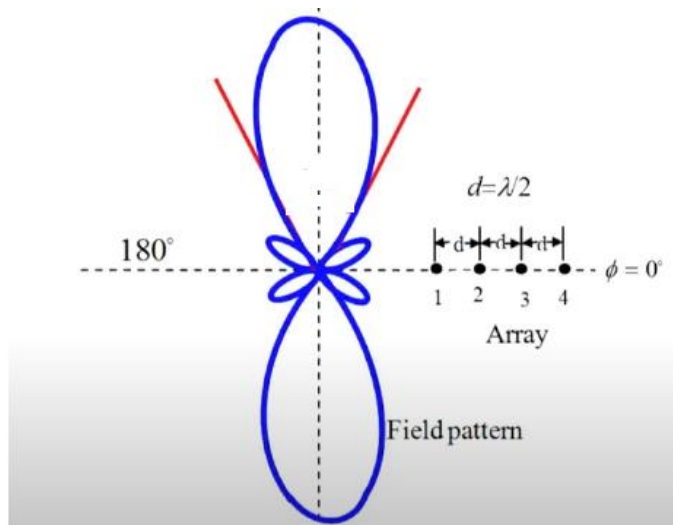
$$\delta = 0, \delta = \frac{\lambda}{2}, N = 4 \Rightarrow$$

$$\psi = \pi \cos \varphi \quad (2.13)$$

$$E_n = \frac{\sin(2\psi)}{4 \sin(\psi / 2)}$$

Τοποθετώντας διαφορές τιμές για την γωνία φ όπως δείχνει ο παρακάτω πίνακας σχηματίζεται το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας.

φ	ψ	E
0°	π	0
60°	$\pi/2$	0
90°	0	1



Εικόνα 2.8 Διάγραμμα ακτινοβολίας 180° συστοιχίας 4 στοιχείων εν σειρά [19]

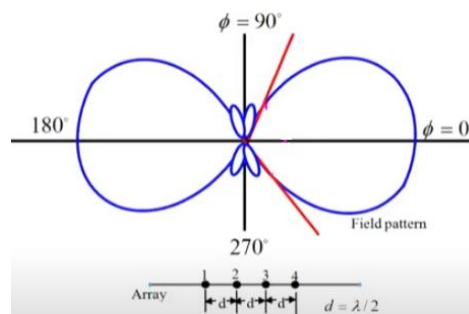
Είναι φανερό πως το εύρος ζώνης πρώτου μηδενισμού BWFN είναι στις 60° και όπου ισχύει ότι το ψ μηδενίζει η ακτινοβολία είναι μέγιστη.

Χρησιμοποιώντας την ίδια στοιχειοκεραία είναι δυνατόν αλλάζοντας την τιμή του d και του ϕ η μέγιστη ακτινοβολία αντί να βρίσκεται στις 90° να μετακινηθεί στις 180° . Η μορφή της εξίσωσης 2.13 για το E_n θα παραμείνει η ίδια καθώς ο αριθμός των στοιχείων δεν αλλάζει, θεωρείτε διαφορά φάσης μεταξύ των στοιχείων d ίση με $-\pi$ και η εξίσωση 2.11 μετατρέπεται ως εξής:

$$\psi = \pi(\cos \phi - 1) \quad (2.14)$$

Τοποθετώντας διαφορεές τιμές για την γωνία ϕ όπως δείχνει ο παρακάτω πίνακας σχηματίζεται το διάγραμμα ακτινοβολίας της συστοιχίας.

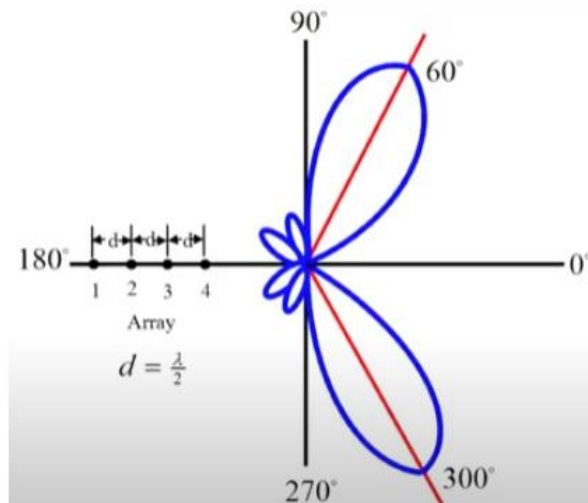
ϕ	ψ	E
0°	0	1
60°	$-\pi/2$	0
90°	π	0



Εικόνα 2.9 Διάγραμμα ευρύπλευρης ακτινοβολίας 4 στοιχείων εν σειρά [19]

Παρατηρείται ξανά ότι όπου το ψ μηδενίζει, η ακτινοβολία είναι μέγιστη και το εύρος ζώνης πρώτου μηδενισμού BWFN είναι στις 120° .

Με την ίδια διάταξη είναι δυνατόν ο κύριος λοβός να στρίψει σε οποιαδήποτε κατεύθυνση στις δυο διαστάσεις του χώρου x-y (beam steering). Για παράδειγμα έστω ότι η μέγιστη ακτινοβολία χρειάζεται να εμφανίζεται στις 60° αυτό σημαίνει ότι για την εξίσωση 2.11 θα πρέπει το ψ να είναι 0 για την γωνία ϕ των 60° άρα προκύπτει ότι μεταξύ των στοιχείων πρέπει να υπάρχει διαφορά φάσης d ίση με $-\pi/2$.



Εικόνα 2.10 Διάγραμμα ακτινοβολίας 60° συστοιχίας 4 στοιχείων εν σειρά [19]

Η προοδευτική ολίσθησης φάσης δ μεταξύ των στοιχείων κατά την τροφοδοσία της στοιχειοκεραίας επιτυγχάνεται με διάφορους τρόπους. Ένας από αυτούς είναι οι phase shifters και η λειτουργία αλλά και η τοποθέτηση τους αναλύεται παρακάτω κατά την εξέταση του κυκλώματος τροφοδοσίας της στοιχειοκεραίας.

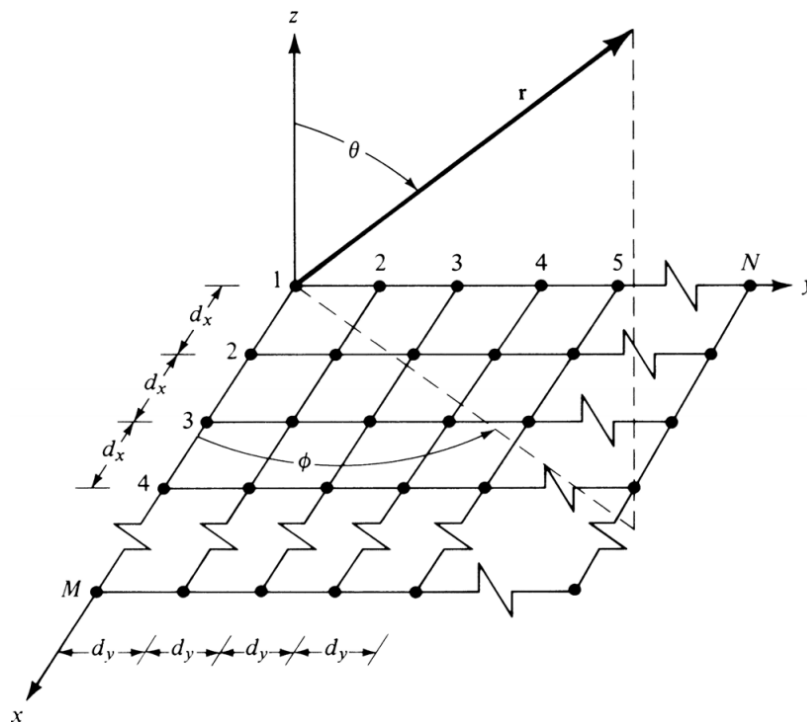
Μια στοιχειοκεραία που αποτελείται από όμοια στοιχεία σε γραμμική διάταξη με ίδιο μέτρο τροφοδοσίας για κάθε στοιχείο αλλά με προοδευτική διαφορά φάσης μεταξύ των στοιχείων έχει τον ακόλουθο παράγοντα συστοιχίας ο οποίος υπολογίζεται θεωρώντας τα στοιχεία ως σημειακές πηγές.

$$AF = \frac{\left| \sin \frac{N\psi}{2} \right|}{\left| N \sin \frac{\psi}{2} \right|} \quad (2.15)$$

Το ολικό πεδίο E της ακτινοβολίας για οποιαδήποτε γραμμική ομοιομερή στοιχειοκεραία μπορεί να υπολογιστεί πολλαπλασιάζοντας τον παράγοντα συστοιχίας 2.15 με την κανονικοποιημένη μορφή της εξίσωσης του πεδίου ακτινοβολίας 2.12.

2.3 Επιπεδική Στοιχειοκεραία $N \times M$ στοιχείων

Τοποθετώντας τα στοιχεία μιας στοιχειοκεραίας σε μορφή πλέγματος όπως φαίνεται παρακάτω δημιουργείται μια επιπεδική στοιχειοκεραία. Το βασικό πλεονέκτημα αυτής της διάταξης είναι η δυνατότητα μετακίνησης του λοβού ακτινοβολίας όχι μόνο στις 2 διαστάσεις x και y αλλά σε οποιοδήποτε σημείο στο χώρο.



Εικόνα 2.11 Γεωμετρία επιπεδικής στοιχειοκεραίας [1]

Για άλλη μια φορά θεωρώντας τις πηγές σημειακές και ιστροπικές δεδομένου ότι υπάρχει απομόνωση μεταξύ των κατά ίσο μέτρο τροφοδοτημένων ακτινοβολητών πολύ εύκολα μπορεί να υπολογιστεί άμεσα ο παράγοντας συστοιχίας μιας στοιχειοκεραίας με την παραπάνω μορφή. Κατά τον άξονα x υπάρχουν M στοιχεία και κατά τον άξονα y υπάρχουν N στοιχεία και το μόνο που χρειάζεται είναι η σχέση 2.15 να γίνει γινόμενο με τον εαυτό της καθώς μπορεί να θεωρηθεί ότι η τελική δομή είναι M-παραλληλίες N στοιχείων τοποθετημένα σε ευθεία γραμμή.

Η νέα κανονικοποιημένη σχέση που προκύπτει είναι:

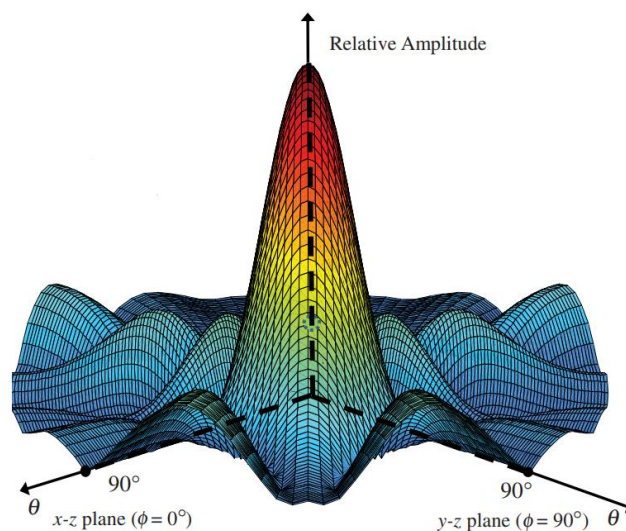
$$AFn(\theta, \varphi) = \left[\frac{1}{M} \frac{\sin(\frac{M}{2}\psi_x)}{\sin(\frac{\psi_x}{2})} \right] \left[\frac{1}{N} \frac{\sin(\frac{N}{2}\psi_y)}{\sin(\frac{\psi_y}{2})} \right] \quad (2.16)$$

Όπου ψ_x και ψ_y ισούται με:

$$\psi_x = \frac{2\pi}{\lambda} d_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x \quad (2.17\alpha-2.17\beta)$$

$$\psi_y = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y$$

Όσον αφορά την απόσταση μεταξύ των στοιχείων και σε αυτή την διάταξη για να αποφευχθεί η δημιουργία οχληρών λοβών δηλαδή λοβών που δεν είναι κύριοι θα πρέπει το d να ισούται με $\lambda/2$. Η προοδευτική διάφορα φάσης β_y μεταξύ των στοιχείων που ανήκουν στην ίδια γραμμή με την προοδευτική διάφορα φάσης β_x μεταξύ των στοιχείων που ανήκουν στην ίδια στήλη είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους αλλά για να υπάρχει μόνο μια κύρια δέσμη κατά την επιθυμητή κατεύθυνση θα πρέπει οι γωνίες φ και θ να είναι οι ίδιες στις σχέσεις 2.17α-2.17β. Εάν δεν υπάρχει προοδευτική διαφορά φάσης άρα β_x ισούται με β_y ο κύριος λοβός ακτινοβολίας εμφανίζεται στο φ ίσον με θ ίσον με 0 όπως φαίνεται στην εικόνα παρακάτω [1].



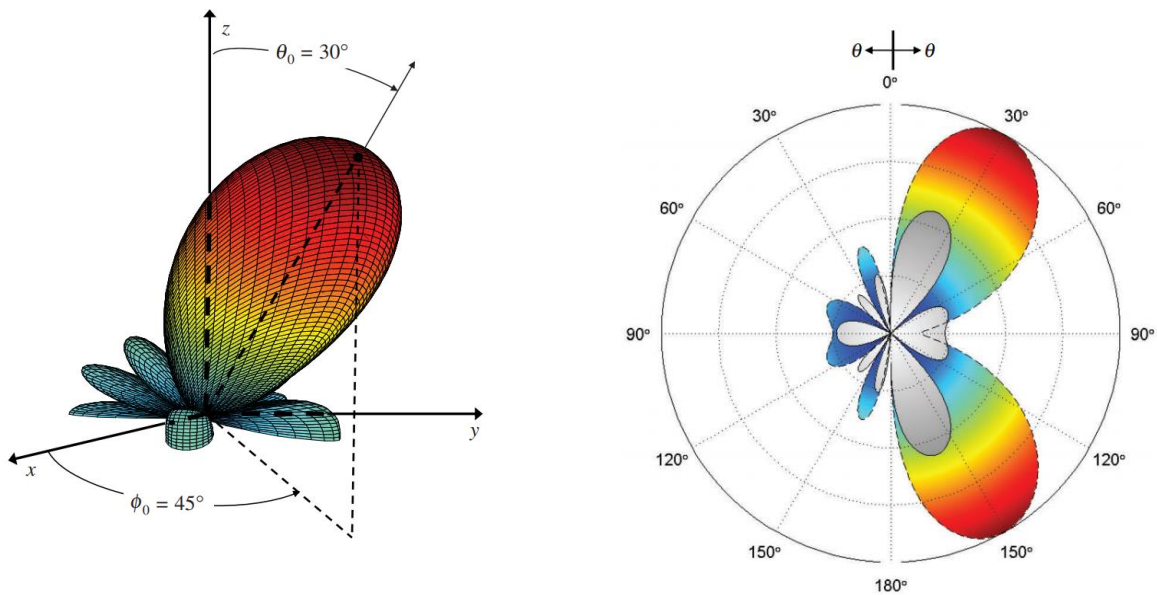
Εικόνα 2.12 Τρισδιάστατο διάγραμμα επιπεδικής στοιχειοκεραίας ιστροπικών στοιχείων σε απόσταση $dx=dy=\lambda/2$ με διέγερση ίσου πλάτους [1]

Έστω ότι πρέπει να τροφοδοτηθούν τα στοιχεία της ορθογώνιας δομής με $d=\lambda/2$ έτσι ώστε ο κύριος λοβός ακτινοβολίας να είναι στραμμένος στο $\theta= 30^\circ$ και $\varphi= 45^\circ$ τότε υπολογίζονται τα β_y και β_x από τις σχέσεις 2.17α-2.17β θεωρώντας ψ_x και ψ_y ίσον με το 0.

$$\beta_x = -\frac{2\pi}{\lambda} dx \sin \theta \cos \varphi = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \sin 30 \cos 45 = \frac{-\pi}{2\sqrt{2}} \quad (2.18\alpha-2.18\beta)$$

$$\beta_y = -\frac{2\pi}{\lambda} dy \sin \theta \sin \varphi = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \sin 30 \sin 45 = \frac{-\pi}{2\sqrt{2}}$$

Οι προοδευτικές διαφορές φάσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν ώστε το τελικό διάγραμμα ακτινοβολίας να έχει έναν κύριο λοβό ή και δυο μειωμένους σε κατευθυντικότητα. Στην πρώτη περίπτωση η προοδευτική ολίσθηση φάση τροφοδοσίας μεταξύ των στοιχείων που ανήκουν στις ίδιες γραμμές ορίζεται ώστε να ισχύουν οι ακολουθίες $(0, \beta_x, 2\beta_x, (M-1)\beta_x)$ και $(0, \beta_y, 2\beta_y, (N-1)\beta_y)$. Ενώ στην δεύτερη περίπτωση η προοδευτική ολίσθηση φάση τροφοδοσίας μεταξύ των στοιχείων που ανήκουν στις ίδιες γραμμές μπορεί να ορίζεται με διάφορους τρόπους όπως $(0, \beta_x, 0, \beta_x)$ για $M-1$ φορές και $(0, \beta_y, 0, \beta_y)$ για $N-1$ φορές.



Εικόνα 2.13 Τρισδιάστατο και δυσδιάστατο διάγραμμα επιπεδικής στοιχειοκεραίας ισοτροπικών στοιχείων σε απόσταση $dx=dy=\lambda/2$ με διέγερση ίσου πλάτους και προοδευτική ολίσθηση φάσης [1]

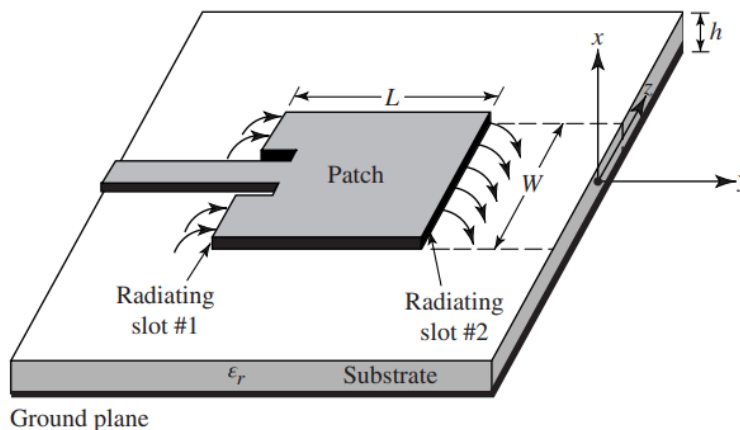
Ο υπολογισμός της φάσης τροφοδοσίας ώστε αυτή να διαφέρει προοδευτικά μεταξύ των $N \times M$ στοιχείων υπολογίζεται ανεξάρτητα από τον αριθμό των στοιχείων της στοιχειοκεραίας ωστόσο οι τρεις παραπάνω εικόνες δείχνουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με ίδιο αριθμό στοιχείων. Αυτό που παρατηρείτε είναι πως η στροφή του κύριου λοβού μειώνει την κατευθυντικότητα του είτε αυτός είναι ένας ή πόσο μάλλον και περισσότεροι αφού αυξάνεται η γωνιά μισής ισχύος.

3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο: Κεραίες μικροταινίας

Οι κεραίες μικροταινίας (microstrip antennas) αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι ενός σύγχρονου ασύρματου συστήματος επικοινωνίας. Οι κεραίες μικροταινίας είναι κεραίες χαμηλού προφίλ, ταιριάζουν σε διάφορες επιφάνειες, εμφανίζουν υψηλή αντοχή και παράγονται οικονομικά αυτό έχει ως αποτέλεσμα να είναι ιδανική επιλογή για πολλές εφαρμογές. Η δομή των κεραιών μικροταινίας είναι σχετικά απλή, κατασκευάζονται με φωτοχάραξη καθώς αποτελούνται από μεταλλικές ταινίες ακτινοβολίας (patch) που βρίσκονται πάνω σε γειωμένο υπόστρωμα διηλεκτρικού υλικού. Οι τιμές των διηλεκτρικών σταθερών των υποστρωμάτων (substrate) είναι μεταξύ του 2.2 και του 12. Η μεταλλική σχισμή είναι συνήθως από χαλκό όπως και η γείωση. Σε συνδυασμό με το είδος του υποστρώματος αλλά και το μέγεθος του patch επιτυγχάνεται το κατάλληλο κέδρος στην επιθυμητή συχνότητα ακτινοβολίας. Το σχήμα του patch μπορεί να είναι οποιοδήποτε ανάλογα με τις ανάγκες της εφαρμογής για την οποία σχεδιάζεται η κεραία με πιο διάσημη επιλογή την ορθογώνια γεωμετρία. Πέραν όμως των χαρακτηριστικών αυτών ιδιαίτερο ρόλο για το πώς ακτινοβολεί μια κεραία μικροταινίας έχει το σύστημα τροφοδοσίας είτε αυτή αποτελείται από ένα μεμονωμένο ή από περισσότερα στοιχεία. Το συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάζει όλα τα κομμάτια που συνθέτουν στην δημιουργία μιας συστοιχίας από ορθογώνια patch [1].

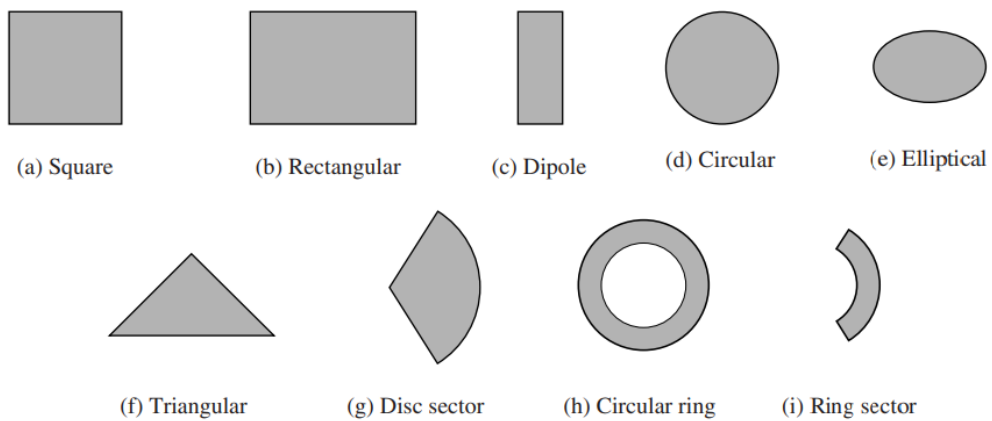
3.1 Βασική δομή κεραιών μικροταινίας και σχήματα patch

Ο βασικός τρόπος σχεδιασμού της κεραίας μικροταινίας οδηγεί σε μια κεραία η οποία εκπέμπει κάθετα στην επιφάνεια της. Η επιφάνεια της αποτελείται από μια πολύ λεπτή μεταλλική λωρίδα συνήθως χάλκινη πάχους 35μ. Το πάχος του patch t πρέπει να είναι πολύ μικρότερο του μήκους κύματος λ ακτινοβολίας της κεραίας ωστόσο κατασκευαστικά είναι δύσκολο να υπάρξει μικρότερη τιμή πάχους χαλκού γεγονός που περιορίζει τους εμπειρικούς τύπους σχεδίασης να είναι ακριβέστεροι για κεραίες που λειτουργούν πάνω από το 1GHz. Το πάχος χαλκού γείωσης της κεραίας ισούται με το πάχος χαλκού του patch. Ενδιάμεσα από το patch και την γείωση (ground) τοποθετείτε το υπόστρωμα. Η τιμή του πάχους h του υποστρώματος συνήθως περιορίζεται ώστε να ισχύει $0.003\lambda < h < 0.05\lambda$. Στην εικόνα παρακάτω παρουσιάζεται η συνήθης τοπολογία μιας κεραίας μικροταινίας [1].



Εικόνα 3.1 Κεραία μικροταινίας [1]

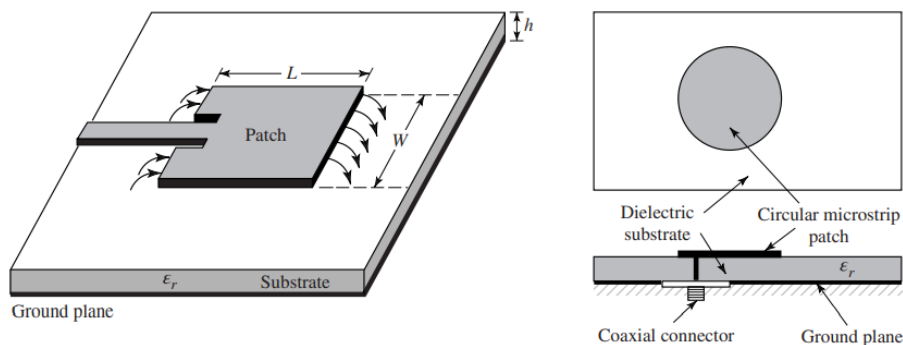
Τα αντιπροσωπευτικά και πιο συνηθισμένα σχήματα της γεωμετρίας του patch εμφανίζονται παρακάτω:



Εικόνα 3.2 Αντιπροσωπευτικά σχήματα μικροταινιακών στοιχείων [1]

Πέρα από αυτά όμως για να επιτευχθούν κεραίες μικροταινιαίας με περισσότερες από μια συχνότητα συντονισμού, μεγαλύτερο εύρος ζώνης και υψηλότερο κέρδος η γεωμετρία του σχήματος του patch μπορεί να πάρει παράξενα γεωμετρικά σχήματα. Τα σχήματα είναι δυνατόν να εμφανίζουν την γεωμετρική μορφή του H του F, του E, του U του φιόγκου, της τεθλασμένης γραμμής και οποιουδήποτε άλλου σχήματος. Το ορθογωνικό patch είναι από τις πιο διαδεδομένες επιλογές και υπάρχουν επιβεβαιωμένοι τύποι με τους οποίους σχεδιάζεται ώστε με βάση το μέγεθος του και το υπόστρωμα που διαθέτει να λειτουργεί σε επιθυμητές συχνότητες. Τα πυκνά υποστρώματα με μικρή διηλεκτρική σταθερά προσφέρουν απόδοση και εύρος ζώνης αλλά αυξάνουν το μέγεθος της κεραίας.

Στην βασική δομή ενός ορθογωνίου patch ανήκει και ο τρόπος με τον οποίο αυτό τροφοδοτείται. Οι δυο πιο δημοφιλέστεροι τρόποι τροφοδοσίας είναι με μικροταινιακή γραμμή και με ομοαξονικό σηματολήπτη (coaxial cable). Η μικροταινιακή γραμμή προσαρμόζεται εύκολα στην κεραία και είναι φτιαγμένη με το ίδιο υλικό με αυτό του patch, ωστόσο αυτός ο τρόπος τροφοδοσίας είναι πιθανό να μειώσει ελάχιστα το εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας καθώς δημιουργεί επιφανειακά κύματα ακτινοβολίας. Για την αποφυγή αυτού του φαινομένου επιλέγεται ο αμέσως επόμενος διάσημος τρόπος τροφοδοσίας με coaxial cable. Η προσαρμογή της τροφοδοσίας της κεραίας και σε αυτή την περίπτωση γίνεται σχετικά με εύκολο τρόπο και αναλύεται σε επόμενο υποκεφάλαιο.



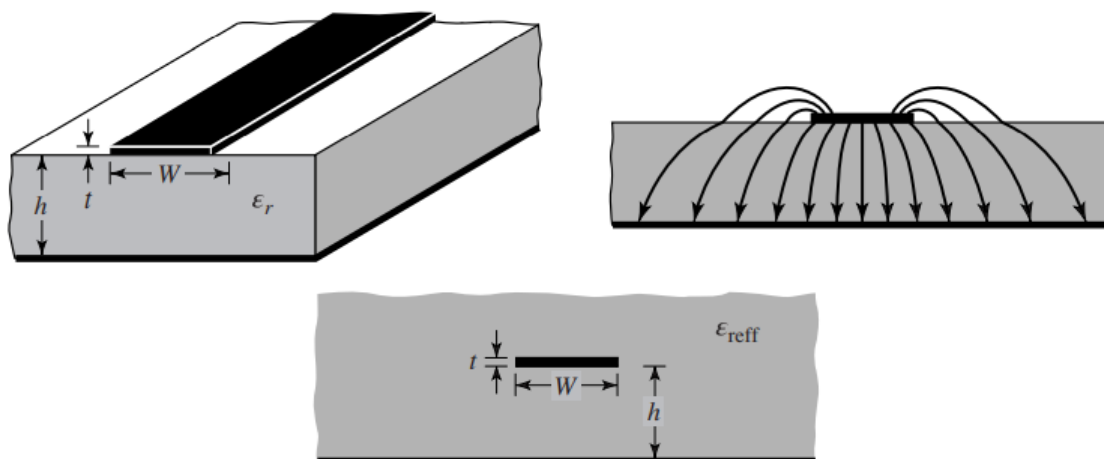
Εικόνα 3.3 Τροφοδοσία με μικροταινιακή δομή και σηματολήπτη [1]

3.2 Ορθογωνική μικροταινιακή κεραία ως μοντέλο γραμμής μεταφοράς

Η ανάλυση της ορθογωνικής μικροταινιακής κεραίας που οδηγεί στην σχεδίαση της μπορεί εύκολα να γίνει θεωρώντας το patch ως γραμμή μεταφοράς. Οι τύποι που προκύπτουν μέσω αυτής της παραδοχής δίνουν ακριβέστερα αποτελέσματα για μικρού πάχους υποστρώματα. Τα τρία γεωμετρικά χαρακτηριστικά που υπολογίζονται μέσω της ανάλυσης αυτής είναι το πλάτος W του patch, το μήκος L του patch και το ύψος h του υποστρώματος.

3.2.1 Φαινόμενα κροσσών στην γραμμή μικροταινίας

Στο παρακάτω σχήμα εμφανίζεται το φαινόμενο των κροσσών. Το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται καθώς οι διαστάσεις του patch δεν είναι άπειρες ούτε όμως και το ύψος του υποστρώματος. Οι δυναμικές γραμμές του ηλεκτρικού πεδίου πάνω στην κεραία δεν σταματούν απότομα στα άκρα της αλλά συνεχίζουν. Οι επεκτάσεις που δημιουργούνται ονομάζονται πεδία κράσων. Οι μικροταινιακές κεραίες έχουν μικρό μέγεθος όποτε και μικρά πεδία κράσων τα οποία βεβαία επηρεάζουν σε υψηλό βαθμό την συχνότητα συντονισμού της κεραίας.



Εικόνα 3.4 Μικροταινιακή γραμμή, δυναμικές γραμμές του ηλεκτρικού πεδίου της και γεωμετρία για τον ορισμό της ενεργού διηλεκτρικής σταθεράς [1]

Όπως φαίνεται και στο σχήμα οι δυναμικές γραμμικές του ηλεκτρικού πεδίου κατά κύριο ποσοστό συγκεντρώνονται στο υπόστρωμα αλλά ένα μέρος τους συνεχίζει στον αέρα. Για το λόγο αυτό εκτός από την διηλεκτρική σταθερά ϵ_r πρέπει να υπολογιστεί και η ενεργός διηλεκτρική σταθερά ϵ_{reff} σύμφωνα με τον παρακάτω τύπο.

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.1)$$

Εξαιτίας του φαινομένου των κροσσών αυξάνεται ηλεκτρικά η κεραία κατά μήκος ΔL το οποίο υπολογίζεται ως εξής:

$$\Delta L = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} h \quad (3.2)$$

Οπότε προκύπτει το πραγματικό μήκος L της μικροταινίας και το ενεργό μήκος L_{eff} ως εξής:

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2fr\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (3.3\alpha-3.3\beta)$$

$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L$$

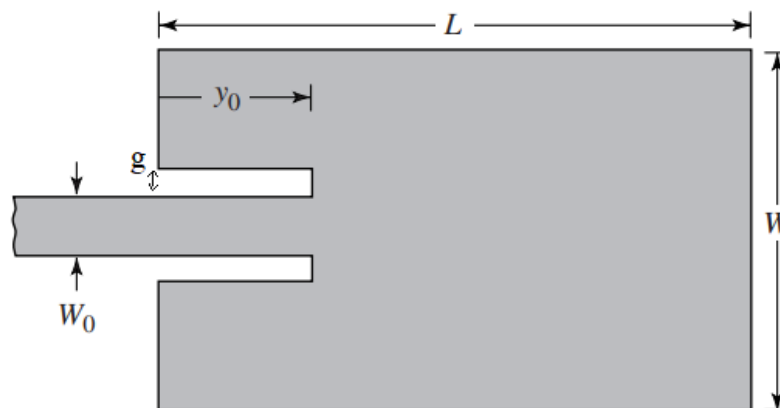
και για τον υπολογισμό του πλάτους W του patch χρησιμοποιείται η παρακάτω σχέση:

$$W = \frac{c}{2fr\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (3.4)$$

3.2.2 Προσαρμογή τροφοδοσίας και μέγεθος γείωσης

Η διαδικασία προσαρμογής της κεραίας έχει ως σκοπό η διάταξη να εμφανίζει εμπέδηση εισόδου $Z_c = 50 \Omega$ καθώς αυτή είναι η συμφωνημένη τιμή παγκόσμια ώστε να μην υπάρχουν απώλειες ενέργειας κατά την σύνδεση της κεραίας με την πηγή τροφοδοσίας. Συν της άλλης η κεραία θα πρέπει να διατηρεί το κέρδος της στην συχνότητα λειτουργίας για την οποία σχεδιάζεται.

Έστω η τροφοδοσία του patch ότι γίνεται με ένθετη μικροταινία τροφοδοσίας (inset feed) η οποία έχει πάχος w_0 και διεισδύει σε βάθος y_0 .



Εικόνα 3.5 Μικροταινιακή γραμμή τροφοδοσίας [1]

Αφού είναι γνωστή η τιμή της αντίστασης εισόδου και η διηλεκτρική σταθερά ϵ_r του υποστρώματος που χρησιμοποιείται, το πλάτος w_0 της γραμμής υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση [1],[23]:

$$W_0 = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} h$$

$$W_0 = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{e_r - 1}{2e_r} (\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{e_r}) \right] h$$

(3.5α για $W_0/h < 2$ - 3.5β για $W_0/h > h$)

$$A = \frac{Zc}{60} \sqrt{\frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{e_r + 1}} \left(0.23 + \frac{0.11}{e_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Zc\sqrt{e_r}}$$

Το μήκος της γραμμής επηρεάζει μόνο την τιμή της ολίσθησης φάσης του ηλεκτρικού σήματος και όχι την εμπέδηση της. Για επιθυμητή τιμή ολίσθησης φάσης φ το μήκος l της γραμμής υπολογίζεται ως εξής:

$$l = \frac{\varphi(\pi/180^\circ)}{\sqrt{\epsilon_0} k_0} \quad (3.6)$$

όπου ϵ_0 η διηλεκτρική σταθερά του κενού και k_0 υπολογίζεται από:

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} \quad (3.7)$$

Το ύψος της διείδυσης y_0 υπολογίζεται από την σχέση:

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{\left(\frac{Zc}{Rin} \right)} \quad (3.8)$$

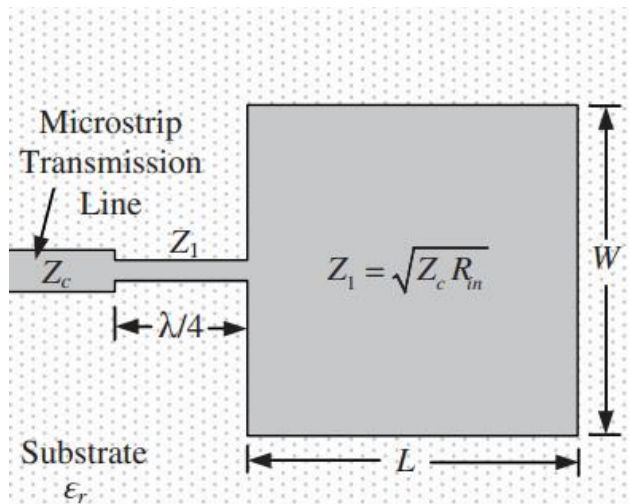
όπου Rin η αντίσταση εισόδου του patch και προσεγγίστηκα υπολογίζεται από την σχέση:

$$Rin = 90 \frac{e_r^2}{e_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right) \quad (3.9)$$

Για το μήκος του κενού g ισχύει ότι $W/40 \leq g \leq W/10$.

Ένας άλλος τρόπος πιο γρήγορος σε υπολογισμούς αλλά με όχι τόσο υψηλά αποτέλεσμα προσαρμογής είναι με τον μετασχηματιστή εμπέδησης $\lambda/4$ όπου το πάχος της γραμμής μεταφοράς χωρίζεται σε ένα τμήμα με πάχος κατάλληλο για να εμφανίζει την εμπέδηση των 50Ω και σε ένα κομμάτι με μήκος $\lambda/4$ το οποίο εμφανίζει εμπέδηση ίση με $Z1$. Το $Z1$ υπολογίζεται από την σχέση:

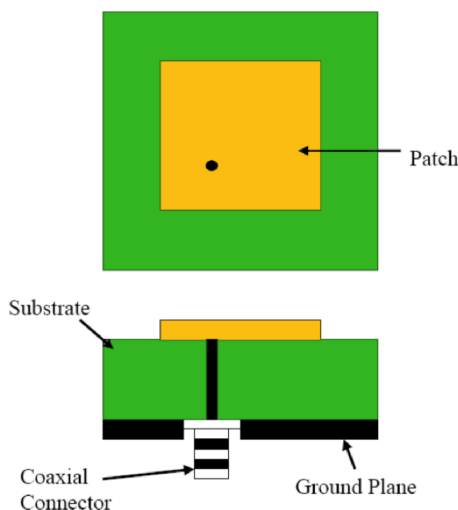
$$Z1 = \sqrt{ZcRin} \quad (3.10)$$



Εικόνα 3.6 Τροφοδοσία με μετασχηματιστή $\lambda/4$ [1]

Είτε πρόκειται για την επιλογή προσαρμογής με μετασχηματιστή εμπέδησης $\lambda/4$ είτε με διείσδυση υπάρχει συμμετρία όπως φαίνεται στα σχήματα καθώς η γραμμή μικροταινίας που τροφοδοτεί το patch βρίσκεται στο ύψος $w/2$.

Σε μια δεύτερη περίπτωση η τροφοδοσία του patch μπορεί να γίνει και μέσω ομοαξονικού βύσματος. Γι αυτό τον τρόπο τροφοδοσίας, σημαντικό ρόλο για να υπάρξει κέρδος της κεραίας στην συχνότητα για την οποία σχεδιάζεται έχουν μεγάλη σημασία οι συντεταγμένες x y του σημείου όπου θα τροφοδοτηθεί το patch. Επιπροσθέτως, οφείλει ξανά η επαφή του ομοαξονικού καλωδίου να εμφανίζει την τιμή εμπέδησης των 50Ω [24].



Εικόνα 3.7 Τροφοδοσία με σηματολήπτη [25]

Το τμήμα του ομοαξονικού καλωδίου που με μαύρο χρώμα στην παραπάνω εικόνα διαπερνά το πράσινο υπόστρωμα και ακουμπάει το patch ονομάζεται pin και έχει διάμετρο d και αποτελείται από κάποιο υψηλά αγώγιμο υλικό. Ένα λεπτό στρώμα αγώγιμου υλικού, μπορεί και ίδιο με αυτό του pin, περικλείει το διηλεκτρικό υλικό με διηλεκτρική σταθερά ϵ_r και διάμετρο D όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα, ώστε να ολοκληρωθεί η δομή του ομοαξονικού καλωδίου.



Εικόνα 3.8 Ομοαξονικό καλώδιο [26]

Με την επιλογή κατάλληλου διηλεκτρικού υλικού και διαμέτρων d και D η παρακάτω σχέση πρέπει να δώσει εμπέδηση Z_0 ίση με 50Ω .

$$Z_0 = \frac{138 \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right)}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.11)$$

Η εμπέδηση Z_0 πρέπει να εμφανίζεται στην επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας της κεραίας. Αυτό επιβεβαιώνεται με την χρήση του παρακάτω τύπου υπολογισμού της συχνότητας αποκοπής F_{cutoff} για το ομοαξονικό καλώδιο.

$$F_{cutoff} = \frac{11.8}{\sqrt{\epsilon_r} \pi \left(\frac{D+d}{2} \right)} \quad (3.12)$$

Η επιλογή των συντεταγμένων τροφοδοσίας X_f , Y_f γίνεται συνήθως στην διαγώνιο ευθεία του ορθογωνικού patch ή προσεγγιστικά υπολογίζονται από τις σχέσεις [24] [25]:

$$X_f = \frac{L}{\sqrt[2]{\epsilon_{eff}}} \quad (3.13\alpha-3.13\beta)$$

$$Y_f = \frac{W}{2}$$

Η γείωση της κεραίας έχει σημαντικό ρόλο στο να διατηρηθεί το κέρδος ακτινοβολίας στην επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας. Οι διαστάσεις γείωσης του patch L_g και W_g προσεγγιστικά υπολογίζονται από τους εμπειρικούς τύπους:

$$L_g = 6h + L \quad (3.14\alpha-3.14\beta)$$

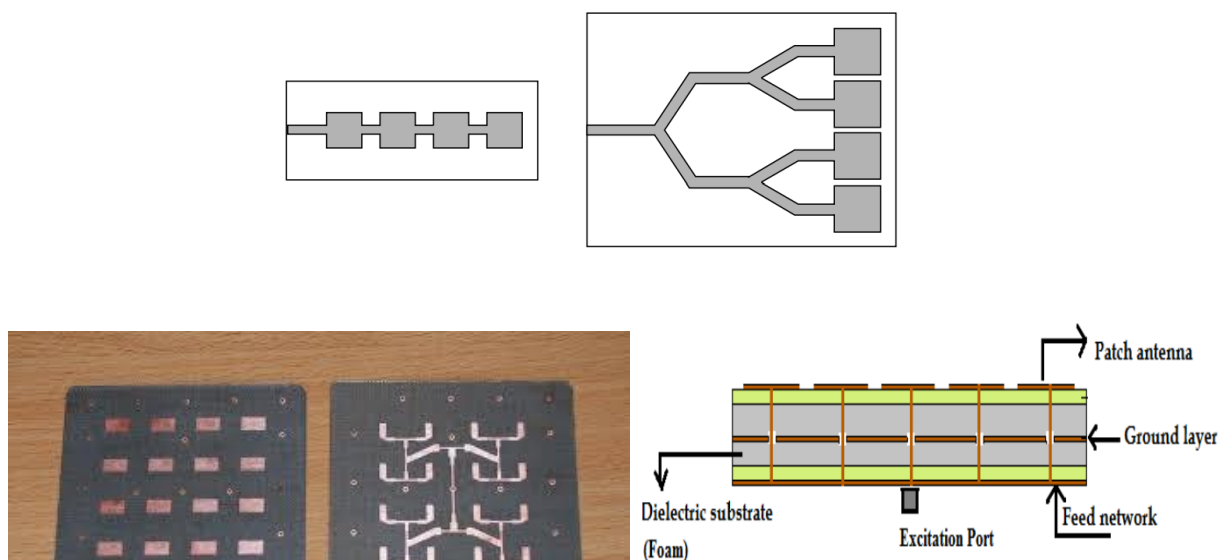
$$W_g = 6h + W$$

Είναι φανερό πως όλες οι σχέσεις του κεφαλαίου 3.2 δίνουν κάποια προσεγγιστικά αποτελέσματα σε σχέση με αυτά που τελικά χρησιμοποιούνται, ώστε η κεραία να σχεδιαστεί και να λειτουργεί σε συγκεκριμένη συχνότητα. Οι τιμές όμως που υπολογίζουν είναι πάρα πολύ χρήσιμες καθώς σε συνδυασμό με τα σύγχρονα λογισμικά σχεδίασης και ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης patch χρησιμοποιούνται ως αρχικές τιμές, δίνουν πολύ κοντινά επιθυμητά αποτελέσματα και στην συνέχεια με την διαδικασία της βελτιστοποίησης τελειοποιείτε η δομή της κεραίας.

Παρόλο που τα λογισμικά χρησιμοποιούν έξυπνους αλγόριθμους είναι σημαντικό όλες οι παραπάνω σχέσεις σχεδίασης να επιλυθούν σωστά, ώστε να λειτουργήσουν και οι αλγόριθμοι με τους οποίους μεταβάλλονται κατά μικρό ποσοστό οι παράμετροι μέχρι να επιτευχθεί ο τελικός στόχος σχεδίασης. Μετά την πλήρη βελτιστοποίηση του μεμονωμένου patch είναι εφικτή η δημιουργία στοιχειοκεραίας με την τοποθέτηση και άλλων patch. Η δομή της στοιχειοκεραίας που δημιουργείται από patch που λειτουργούν με επιθυμητό κέρδος σε κατάλληλη συχνότητα δεν αλλάζει την συχνότητα λειτουργίας αλλά μόνο αυξάνει την κατευθυντικότητα και το κέρδος του κύριου λοβού.

3.3 Στοιχειοκεραίες και δίκτυα τροφοδοσίας

Η ορθογωνική μικροταινία είναι η πιο δημοφιλής επιλογή σαν μεμονωμένο στοιχείο αλλά και σαν στοιχειοκεραία, με το δίκτυο τροφοδοσίας να μπορεί να πάρει τρεις βασικές μορφές και να έχει αντίκτυπο στον τρόπο με τον οποίο ακτινοβολεί η στοιχειοκεραία. Υπάρχει η εν σειρά τροφοδοσία (series –feed network), η κατανεμημένη τροφοδοσία (corporate –feed network) ή ο συνδυασμός των δύο τεχνικών. Το κύκλωμα τροφοδοσίας της κεραίας επίσης μπορεί να σχεδιαστεί πάνω στο υπόστρωμα με τα patch, σε άλλο επίπεδο υποστρώματος αλλά στην ίδια πλακέτα ή σε διαφορετική. Επιπροσθέτως, το κύκλωμα τροφοδοσίας της στοιχειοκεραίας για να διαμορφωθεί ο κύριος λοβός ακτινοβολίας έχει την δυνατότητα κατανομής της ισχύς τροφοδοσίας ισάξια ή όχι σε κάθε στοιχείο με ίδια ή διαφορετική φάση. Έχει αποδειχτεί ειδή πως αν τα στοιχεία μιας επίπεδης στοιχειοκεραίας έχουν συγκεκριμένη προοδευτική διάφορα φάσης τροφοδοσίας μεταξύ τους τότε ο λοβός ακτινοβολίας στρέφεται σε συγκεκριμένο σημείο στο χώρο. Σε πολλές περιπτώσεις σχεδίασης όπου οι πλευρικοί λοβοί ακτινοβολίας παραμένουν ισχυροί αν τροφοδοτηθούν με συγκεκριμένο ποσοστό ενεργείας τα στοιχεία μειώνονται οι οχληροί λοβοί ακτινοβολίας ωστόσο ταυτόχρονα μειώνεται και η μέγιστη δυνατή ακτινοβολία του κύριου λοβού [1].

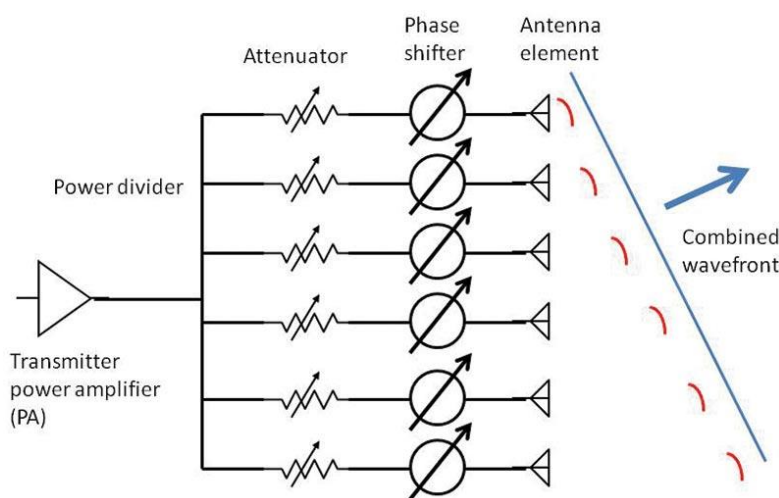


Εικόνα 3.9 Αντιπροσωπευτικά κυκλώματα τροφοδοσίας εν σειρά και παράλληλα [1],[27],[28]

3.3.1 Κυκλώματα τροφοδοσίας και γραμμές μεταφοράς

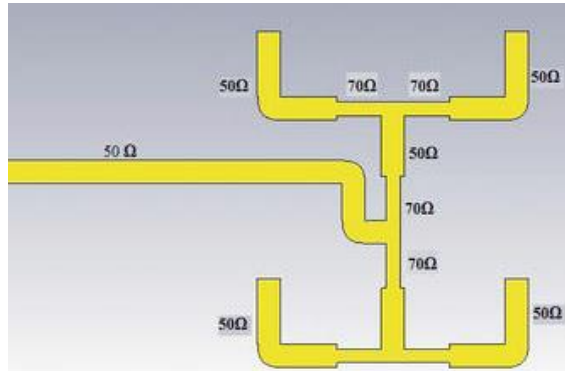
Η ισχύς τροφοδοσίας κατανέμεται από την πηγή τροφοδοσίας στα στοιχεία ακτινοβολίας κατά κύριο λόγο με μετασχηματιστές εμπέδησης $\lambda/4$. Με χρήση των σχέσεων 3.5-α και 3.5-β υπολογίζονται τα διάφορα πλάτη των γραμμών μεταφοράς ανάλογα το διηλεκτρικό υλικό και την συχνότητα συντονισμού. Οι στοιχειοκεραίες που διαθέτουν δίκτυα κατανεμημένης τροφοδοσίας έχουν μεγαλύτερη γκάμα εφαρμογών ενώ εκείνες που διαθέτουν τροφοδοσία εν παραλλήλω συνήθως αφορούν διατάξεις όπου ο λοβός ακτινοβολίας δεν χρειάζεται να σαρώνει το χώρο.

Τα κυκλώματα παράλληλης τροφοδοσίας είναι αυτά που συμβάλουν στην μορφοποίηση της δέσμης καθώς ελέγχουν το πλάτος και την φάση τροφοδοσίας κάθε στοιχείου ξεχωριστά με μετατροπείς φάσης (phase shifters) και διατάξεις εξασθένισης (attenuators)[29]. Η παρακάτω εικόνα περιγράφει μια ενδεικτική διάταξη.



Εικόνα3.10 Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος τροφοδοσίας [29]

Από την άλλη πλευρά η τροφοδοσία εν σειρά σε συνδυασμό με μικρές αλλαγές στο μέγεθος μεταξύ διαδοχικών patch μπορεί να αυξήσει το εύρος ζώνης εκπομπής και λήψης. Είναι πολύ σημαντικό να υπάρχει ηλεκτρομαγνητική απομόνωση μεταξύ του κυκλώματος τροφοδοσίας και των στοιχείων ακτινοβολίας. Για το λόγο αυτό πολλές φορές το κύκλωμα τροφοδοσίας λιθογραφείται σε διαφορετική πλακέτα ή σε διαφορετικό επίπεδο της ίδιας, με ιδιαίτερη προσοχή και λεπτομέρεια, ώστε τα pin του κυκλώματος τροφοδοσίας να ευθυγραμμιστούν με τις συντεταγμένες τροφοδοσίας των patch. Αυτή η τεχνική αυξάνει και το εύρος ζώνης ακτινοβολίας της κεραίας. Επίσης το κύκλωμα τροφοδότης πρέπει να εμφανίζει υψηλή προσαρμογή κατά την διαδικασία καταμερισμού της ενεργείας αλλά και κατά την ένωση του με τα στοιχεία ακτινοβολίας. Ωστόσο κάποιες φορές μπορεί η σχεδίαση με χαμηλή προσαρμογή να είναι ευεργετική ως προς το εύρος ζώνης αλλά δεν ενδείκνυται καθώς δαπανάται χωρίς λόγο ισχύς. Για υψηλότερη προσαρμογή είναι συχνό το φαινόμενο της εξομάλυνσης των γωνιών των μικροκυματικών γραμμών μεταφοράς[30].

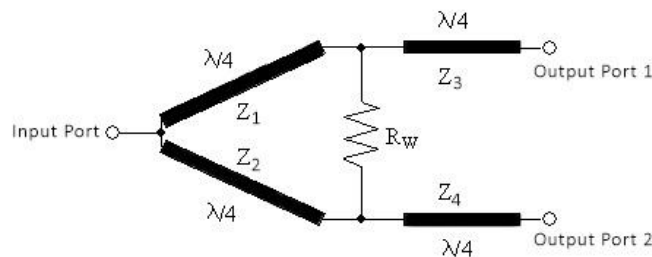


Εικόνα 3.11 Μικροκυματικός μετασχηματιστής $\lambda/4$ με εξομαλυμένες γωνίες [30]

3.3.2 Διαιρέτης ισχύος Wilkinson

Η πιο διάσημη επιλογή καταμερισμού ενεργείας για τα κυκλώματα παράλληλης τροφοδοσίας είναι ο διαιρέτης ισχύος Wilkinson. Αυτό που κάνει ξεχωριστό αυτό το τρίθυρο δικτύωμα είναι ότι μπορεί να προσαρμοστεί σε όλες τις θύρες και συγχρόνως να προσφέρει απομόνωση μεταξύ των θυρών εξόδου. Η παρακάτω εικόνα παρουσιάζει τη δομή του διαιρέτη ισχύος Wilkinson ο οποίος έχει συμμετρικό σχεδιασμό ως προς το μεσαίο επίπεδο.

Στην είσοδο και στις δυο εξόδους εμφανίζεται η εμπέδηση των 50 Ω. Με χρήση των σχέσεων που ακολουθούν υπολογίζονται οι τιμές εμπέδησης Z των γραμμών μεταφοράς και η ωμική αντίσταση R_W . Ο διαιρέτης ισχύος Wilkinson είναι ικανός να προσφέρει οποιαδήποτε διαίρεση ισχύος ωστόσο η σημαντικότερη είναι η διαίρεση ίσης ισχύος $P_1=P_2$ δηλαδή 3db. Το μήκος των γραμμών μεταφοράς είναι $\lambda/4$ και για την συγκεκριμένη περίπτωση η εμπέδηση Z_1 και Z_2 ισούται με 70.7 Ω.



Εικόνα 3.12 Διαιρέτης ισχύος Wilkinson [26]

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= Z_0 \left(\left(\frac{P_A}{P_B} \right)^{-1.5} + \left(\frac{P_A}{P_B} \right)^{-0.5} \right)^{0.5} \\
 Z_2 &= Z_0 \left(1 + \frac{P_A}{P_B} \right)^{0.5} \left(\frac{P_A}{P_B} \right)^{0.25} \\
 Z_3 &= Z_0 \left(\frac{P_A}{P_B} \right)^{-0.25} \\
 Z_4 &= Z_0 \left(\frac{P_A}{P_B} \right)^{0.25} \\
 R_W &= Z_0 \left(\left(\frac{P_A}{P_B} \right)^{0.5} + \left(\frac{P_A}{P_B} \right)^{-0.5} \right)
 \end{aligned}
 \tag{3.15\alpha-3.15\beta-3.15\gamma-3.15\delta-3.15\epsilon}$$

Ο διαιρέτης ισχύος αυτός δεν εμφανίζει απώλειες όταν προσαρμοστεί και οι S παράμετροι έχουν τις τιμές: $S_{12}=3\text{db}$ και στην συχνότητα λειτουργίας $S_{23}=S_{11}$ της τάξεως των 50 db. Τοποθετώντας διαδοχικά πολλούς διαιρέτες ισχύος είναι εφικτό κανείς να φτάσει σε οποιοδήποτε επιθυμητό αριθμό εξόδων. Η αντίσταση R_w που εμφανίζεται στον διαιρητή ισχύος έχει την μορφή μιας chip αντίστασης της οποίας τα άκρα ενώνονται στα συγκεκριμένα σημεία του δικτύωματος όπως φαίνεται στο σχήμα.

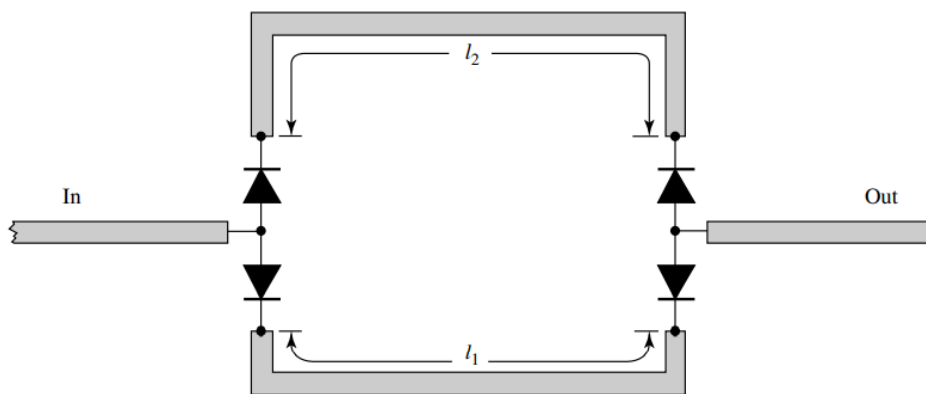
3.3.3 Attenuators- Phase Shifters

Η διαφορά φάσης τροφοδοσίας μεταξύ των patch μπορεί να συμβαίνει με διάφορους τρόπους αρκεί να είναι συνεχόμενη ώστε να υπάρχει επιτυχία.

Ένας πρώτος τρόπος που δεν είναι ιδιαίτερα ευέλικτος αλλά μπορεί να φανεί χρήσιμος σε περιπτώσεις που ο κύριος λοβός ακτινοβολίας πρέπει να έχει συγκεκριμένες συντεταγμένες σκόπευσης και η κεραία δεν μπορεί να τοποθετηθεί κάθετα με αυτές τις συντεταγμένες.

Σε αυτή την περίπτωση ανάλογα με το μήκος της γραμμής μεταφοράς μπορεί να υπάρχει μια μόνιμη διάφορα φάσης με την οποία φτάνει το σήμα στα στοιχεία. Χρησιμοποιώντας την σχέση 3.6 σχεδιάζονται γραμμές μεταφοράς με συγκεκριμένο μήκος, είναι φανερό από την σχέση πως αν η πρώτη γραμμή μεταφοράς έχει μήκος l_1 η δεύτερη θα έχει μήκος $2l_1$, κ.λπ. . Ένας δεύτερος τρόπος είναι με κυκλώματα αυξητικής ολίσθησης φάσης με διόδους PIN. Με τον έλεγχο της συχνότητας και ης πόλωσης των διόδων επιλέγεται μια διαδρομή l_1 ή l_2 όπως φαίνεται στο σχήμα παρακάτω. Η διάφορα φάσης σε αυτή την περίπτωση υπολογίζεται από τον τύπο [1], [23]:

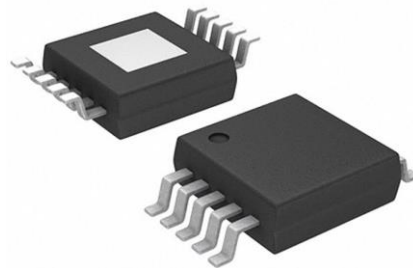
$$\Delta\Phi = k(l_2 - l_1) \quad (3.16)$$



Εικόνα 3.13 Μεταλλακτήρας φάσης εναλλακτικής γραμμής[23]

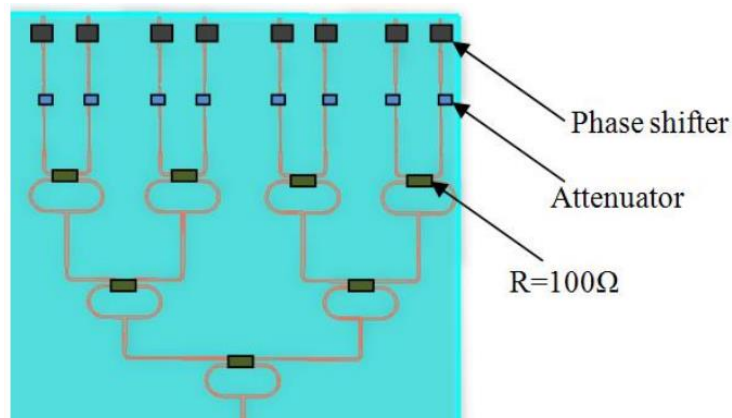
Η επιλογή αυτού του τρόπου ολίσθησης φάσης έχει εύκολη υλοποίηση και με την επιλογή των κατάλληλων μηκών l_1 l_2 επιλέγεται η διακριτική ικανότητα του $\Delta\Phi$ ωστόσο για να καλυφτεί όλο το εύρος των τιμών φάσης χρειάζονται πολλαπλά παρόμοια υποκυκλώματα. Οι διόδους PIN δεν μπορούν να θεωρηθούν ιδανικοί διακόπτες οπότε σε μεγάλο αριθμό υποκυκλωμάτων εισάγουν απώλειες ενέργειας στην τελική διάταξη.

Οι δύο πρώτοι τρόποι διατήρησης προοδευτικής διαφοράς φάσης μεταξύ των στοιχείων έχουν πιο πολύ εκπαιδευτικό χαρακτήρα, ώστε πειραματίζοντας κανείς να μπορεί να καταλάβει ακριβώς τι πρέπει να συμβεί, ώστε να στραφεί ο κύριος λοβός ακτινοβολίας. Για κυκλώματα τροφοδοσίας όπου η κατεύθυνση του κύριου λοβού ακτινοβολίας αλλάζει διαρκώς για άμεση ανταπόκριση χρησιμοποιούνται ψηφιακοί μετατροπείς φάσης (digital phase shifters). Οι ψηφιακοί μετατροπείς φάσης είναι chip τα οποία έχουν την δυνατότητα να συνδέονται στην πλακέτα τροφοδοσίας ανάμεσα στις γραμμές μεταφοράς καθώς εμφανίζουν 50 Ω χαρακτηριστική εμπέδηση στα δυο άκρα τους και να παίρνουν εντολές από μικροελεγκτές. Ένα κατάλληλο chip για τέτοιου είδους χρήση δεν θα πρέπει να έχει μεγάλες απαιτήσεις ενεργείας, να παραμορφώνει το σήμα πληροφορίας και οφείλει να εμφανίζει υψηλή διακριτική ικανότητα των ΔΦ που μπορεί να παράξει της τάξεως των 5°. Το ποσοστό ενεργείας με το οποίο τροφοδοτείται το κάθε patch καθορίζεται από έναν εξασθενητή (attenuator). Η ενεργεία τροφοδοσίας μπορεί να χάνεται σε ένα κύκλωμα στην γραμμή μεταφοράς ή σε άλλες διατάξεις που μεσολαβούν όχι με εντελώς ομοιόμορφο τρόπο. Για να είναι σίγουρο ότι σε κάθε patch θα φτάσει το επιθυμητό ποσοστό ενεργείας τοποθετείται ένας εξασθενητής. Ακόμη μια φορά για κυκλώματα τροφοδοσίας κεραιών που έχουν υψηλές απαιτήσεις είναι προτιμότερο να μην χρησιμοποιηθούν κυκλωματικές διατάξεις που να κάνουν την δουλειά της εξασθένησης με κλασσικά ηλεκτρονικά στοιχεία αλλά chip ψηφιακών εξασθενητών (digital attenuators). Τα chip των ψηφιακών εξασθενητών έχουν την δυνατότητα να συνδέονται στην πλακέτα τροφοδοσίας ανάμεσα στις γραμμές μεταφοράς καθώς εμφανίζουν 50 Ω χαρακτηριστική εμπέδηση στα δυο άκρα τους, δεν αλλοιώνουν το σήμα της πληροφορίας, ελέγχονται από μικροελεγκτές. Επίσης διαθέτουν και την ικανότητα μικρής ενίσχυσης αν χρειάζεται για να επιτευχτεί το επιθυμητό επίπεδο της ισχύς τροφοδοσίας του patch.



Εικόνα 3.14 Chip μεταλλακτή φάσης [31]

Παρακάτω εμφανίζεται η εικόνα ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος τροφοδοσίας με διαδοχικές συνδέσεις διαιρετών τάσεων Wilkinson, chip μετατροπέων φάσης, chip εξασθενητή και chip αντιστάσης.



Εικόνα 3.15 Κύκλωμα εκτυπωμένου διαιρέτη ισχύος [31]

3.4 Ηλεκτρικά μικρές κεραίες

Τα τέσσερα είδη ηλεκτρικά μικρών κεραιών είναι οι φυσικά μικρές κεραίες (Physically Small Antenna) (PSA), οι φυσικά περιορισμένες μικρές κεραίες (Physically Constrained Small Antenna) (PCSA), οι λειτουργικά μικρές κεραίες (Functionally Small Antenna) (FSA) και οι ηλεκτρικά μικρές κεραίες (Electrically Small Antenna) (ESA). Μια κεραία μπορεί να ανήκει παράλληλα σε παραπάνω από μια κατηγορίες.

Οι κεραίες μικροταινίας μπορεί να έχουν patch επιφάνειας μεγέθους 0.2 επί το μήκος κύματος λ ακτινοβολίας λειτουργίας, τους πράγμα που τις καθιστά ηλεκτρικά μικρές κεραίες αλλά και φυσικά περιορισμένες. Σύμφωνα με τον ορισμό ηλεκτρικά μικρή κεραία είναι αυτή που οι διαστάσεις της είναι μικρότερες από $\lambda/2\pi$. Επιπροσθέτως, ηλεκτρικά μικρή κεραία θεωρείται αυτή που αν την περιβάλλει νοητή σφαίρα με διάμετρο $2a$ ισχύει ότι: $\lambda/2\pi \times a < 1$ ή $\lambda/2\pi \times a < 0.5$ [18].

3.4.1 Συντελεστής ποιότητας Q, εύρος ζώνης και απόδοση κεραίας μικροταινίας

Ο συνολικός συντελεστής ποιότητας Q_t σε μια κεραία ή μια στοιχειοκεραία μικροταινίας περιγράφει τις απώλειες της συνολικής διάταξης. Οι απώλειες αυτές είναι ωμικές Q_c , διηλεκτρικές Q_d , ακτινοβολίας Q_{rad} και επιφανειακού κύματος Q_{sw} . Οι απώλειες επιφανειακών κυμάτων μπορούν να θεωρηθούν μηδενικές σε περίπτωση που ισχύει ότι το πάχος του υποστρώματος είναι πολύ μικρό σε σχέση με το μήκος κύματος ακτινοβολίας. Οι υπόλοιπες απώλειες για την ίδια περίπτωση υπολογίζονται με τις εξής σχέσης[18].

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma}$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.16\alpha-3.16\beta-3.16\gamma)$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega e_r}{hG_t/l} K$$

όπου $\tan\delta$ είναι ο συντελεστής απωλειών του υλικού του υποστρώματος, σ η αγωγιμότητα της γραμμής μεταφοράς, και G_t/l είναι η συνολική αγωγιμότητα ανά μονάδα μήκους του ανοίγματος ακτινοβολίας. Στην περίπτωση του ορθογώνιου patch στην συχνότητα λειτουργίας ισχύει ότι το K ισούται με $L/4$. Ο συνολικός συντελεστής ποιότητας Q_t είναι το άθροισμα των Q_c Q_d Q_{rad} .

Το ποσοστιαίο εύρος ζώνης κεραίας μικροταινίας συνδέεται με τον συντελεστή ποιότητας Q_t ως εξής:

$$Q_t = \frac{f_c}{BW} \quad (3.17)$$

Ενώ το εύρος ζώνης προσεγγίστηκα υπολογίζεται από την σχέση:

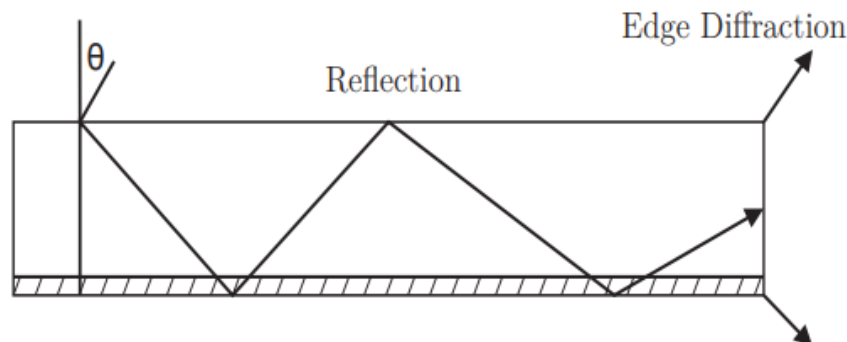
$$BW = 3.771 \left[\frac{e_r - 1}{e_r^2} \right] \frac{h}{\lambda} \frac{W}{L} \quad (3.18)$$

Η απόδοση ακτινοβολίας e_{cd} που όπως αναφέρεται σε προηγούμενο κεφάλαιο είναι ένα μέγεθος που υπολογίζεται πειραματικά, στην περίπτωση της κεραίας μικροταινίας μέσω του συντελεστή ποιότητας Q προσεγγίζεται από την σχέση:

$$e_{cd} = \frac{Qt}{Q_{rad}} \quad (3.19)$$

3.5 Σμίκρυνση patch και αύξηση του εύρους ζώνης

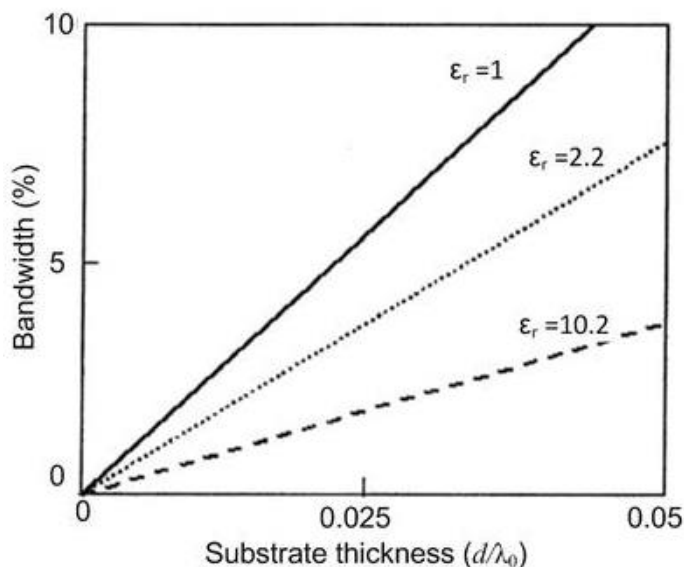
Οι κεραίες μικροταινίας όπως αναφέρεται και προηγουμένως επιλέγονται καθώς μπορούν να τοποθετηθούν σε διάφορες επιφάνειες με αποτέλεσμα ο σχεδιαστής πολλές φορές στην προσπάθεια του να τις σχεδιάσει όσο πιο μικρές γίνεται ώστε, να χωρέσουν σε μικρά σημεία. σύμφωνα με την σχέση 3.2 καταλήγει στο να αυξάνει το πάχος του υποστρώματος. Η αύξηση αυτή οδηγεί στην δημιουργία επιφανειακών κυμάτων. Η διέγερση και η διάδοση επιφανειακών κυμάτων (surface waves) έχει ανεπιθύμητες συνέπειες, που οδηγούν σε μείωση της απόδοσης της ακτινοβολίας, σύζευξη μεταξύ των στοιχείων μιας στοιχειοκεραίας και μείωση του εύρους ζώνης. Τα επιφανειακά κύματα δημιουργούνται και παγιδεύονται εντός του υποστρώματος. Εάν κατά την διάρκεια των ανακλάσεων πριν διαδοθούν από τις ακμές στα άκρα της διάταξης συναντήσουν κάποιο patch τότε παρουσιάζεται αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων[1].



Εικόνα 3.16 Διαδρομή κύματος εντός διηλεκτρικού υποστρώματος [1]

Για να εξαλειφτεί το φαινόμενο αυτό υπάρχουν διάφοροι τρόποι που παρουσιάζονται σε επόμενο κεφάλαιο στους τρόπους μείωσης της αμοιβαίας σύζευξης (mutual coupling).

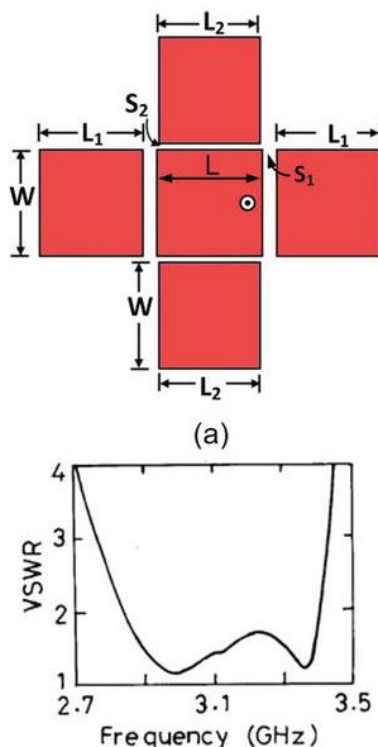
Εκτός από την αύξηση του υποστρώματος η μείωση της γεωμετρίας του patch σύμφωνα με την σχέση 3.2 επιτυγχάνεται με την επιλογή υλικού υποστρώματος με υψηλή διηλεκτρική σταθερά. Ωστόσο, και με αυτή την επιλογή παρατηρείται μείωση του εύρους ζώνης ακτινοβολίας της κεραίας. Συν της άλλης η επιλογή υλικού υποστρώματος στις μέρες μας είναι δυνατόν να γίνει μέσα από την κατηγορία των μεταλλικών. Τα μεταλλικά εμφανίζουν αξιοσημείωτες ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες όπως ο αρνητικός δείκτης διάθλασης, διάφορες τιμές διηλεκτρικής σταθεράς και κατασκευάζονται τεχνητά.



Εικόνα 3.17 Συσχέτιση εύρους ζώνης πάχους και τιμής διηλεκτρικού υποστρώματος [32]

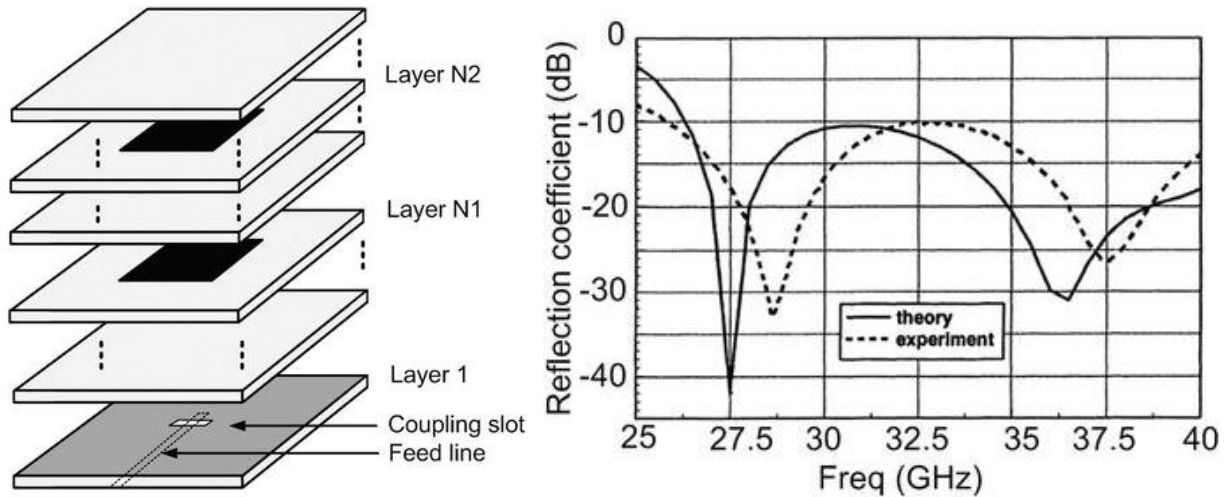
Από τους πιο διάσημους τρόπους σμίκρυνσης patch είναι ο έξης. Αυξάνοντας την συχνότητα ακτινοβολίας του patch μειώνονται οι διαστάσεις του. Είναι δυνατόν να σχεδιαστεί ένα patch για διπλασία συχνότητα λειτουργίας από την επιθυμητή και στην συνέχεια να αφαιρεθεί το μισό της κεραίας. Η συχνότητα λειτουργίας θα είναι πλέον η επιθυμητή μονό που θα υποδιπλασιαστεί και το κέρδος ακτινοβολίας της κεραίας. Αυτή η ιδιότητα οφείλεται στο γεγονός του ότι στο κέντρο της μικροταινίας η τάση είναι μηδενική και το ρεύμα μέγιστο[1].

Το εύρος ζώνης της κεραίας μπορεί επίσης να αυξηθεί με την πρόσθεση μιας ή περισσότερων παρασιτικών κεραίων. Αυτό οφείλεται στο γεγονός του το ότι το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο του στοιχείου που τροφοδοτείται επάγει ρευματικές κατανομές στα παρασιτικά στοιχεία[32]



Εικόνα 3.18 Τοποθέτηση παρασιτικών στοιχείων γύρω από ενεργό στοιχείο [32]

Η παραπάνω τεχνική μπορεί να αυξήσει το εύρος ζώνης λειτουργίας σε ένα μεγάλο εύρος τιμών. Ωστόσο, υπάρχει τρόπος να σχεδιαστεί η κεραία, ώστε να λειτουργεί σε διάφορα εύρη συχνοτήτων χωρίς να περιλαμβάνει και τις ενδιάμεσες τιμές. Στην απλή περίπτωση αυτό επιτυγχάνεται με εγκοπές σε συγκεκριμένα σημεία του patch. Ενώ μια πιο σύνθετη επιλογή μεγαλύτερων απαιτήσεων είναι η σχεδίαση patch σε διάφορα επίπεδα δομής (stacked patch) όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 3.19 Σχεδίαση μικροταινιακής κεραίας με την τεχνική στοίβας[32]

4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο: ΜΙΜΟ

Οι ασύρματες επικοινωνίες ενός δικτύου νέας γενιάς επιβάλλεται να χρησιμοποιούν συστήματα επικοινωνίας με στοιχειοκεραίες για μετάδοση ή λήψη. Οι διατάξεις αυτές αναφέρονται ως σύστημα πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (Multiple Input Multiple Output) (MIMO) και εξασφαλίζουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων με παροχή ανθεκτικότητας στις παρεμβολές. Ο καλύτερος τρόπος χρήσης των ΜΙΜΟ είναι ο συνδυασμός με την τεχνική μετάδοσης της Ορθογώνιας Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) (OFDM) διαμόρφωσης η οποία απαιτεί τη χρήση μεγάλου φάσματος συχνοτήτων. Το κεφάλαιο αυτό παρουσιάζει τη βασική αρχιτεκτονική ενός ΜΙΜΟ συστήματος, το περιβάλλον μετάδοσης όπου χρησιμοποιείται η διάταξη και τις απαραίτητες συνθήκες που κρίνουν μια εκτυπωμένη στοιχειοκεραία κατάλληλη για να υποστηρίξει ένα τέτοιο σύστημα [33]. Στο παράτημα Γ της διπλωματικής εργασίας παρουσιάζεται η OFDM διαμόρφωση και ο κώδικας Matlab που την υλοποιεί.

4.1 Βασικές αρχές ΜΙΜΟ

Υπάρχουν τρεις κατηγορίες στοιχειοκεραίων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ένα ΜΙΜΟ σύστημα. Τα στοιχεία που αποτελούν τη δομή της στοιχειοκεραίας μπορεί να είναι όμοια μεταξύ τους οπότε και η κεραία ονομάζεται πολλαπλών στοιχείων (multi element antenna) (MEA). Αυτή είναι και η πιο συνηθισμένη μορφή στοιχειοκεραίας που υπάρχει. Ωστόσο, τα στοιχεία που αποτελούν τη δομή της στοιχειοκεραίας είναι δυνατόν να έχουν διαφορετική πόλωση και διαφορετικά διαγράμματα ακτινοβολίας μεταξύ τους αυτές οι δομές ονομάζονται κεραίες πολλαπλής πόλωσης (multipolarized antenna) (MPOA) και κεραίες πολλαπλών ρυθμών (multimode antenna) (MMA) αντίστοιχα [34]. Τα ΜΙΜΟ συστήματα κατηγοριοποιούνται με τις δυο τεχνικές μετάδοσης που χρησιμοποιούν. Η πρώτη ονομάζεται χωρική πολυπλεξία κατά την οποία ανεξάρτητα σύμβολα πληροφορίας που αποτελούνται από συγκεκριμένο αριθμό ψηφίων πληροφορίας, αποστέλλονται από κάθε κεραία μετάδοσης. Η ροή σύμβολων $s[n]$ εισέρχεται σε έναν χωρικό πολυπλέκτη ο οποίος μετατρέπει την συριακή είσοδο σε παράλληλες N_t εξόδους. Οι εξοδοί αυτοί αντιστοιχούν στον αριθμό των κεραιών της στοιχειοκεραίας του ΜΙΜΟ συστήματος. Τα σύμβολα εξόδου αποκτούν σχήμα παλμού μετατρέπονται σε συνεχή χρόνο και εκπέμπονται από διαφορετικές κεραίες, στην ίδια συχνότητα. Η τεχνική αυτή προσφέρει αύξηση της χωρητικότητας για μεγάλα SNR είτε είναι γνώστη η κατάσταση του καναλιού μέσω αλγορίθμων (Channel State Information) (CSI) είτε όχι. Το SNR είναι η σηματοθορυβική σχέση (signal-to-noise ratio), η οποία ισούται με [33]:

$$SNR = \frac{P}{N_o B} \quad (4.1)$$

όπου N_o είναι η πυκνότητα ισχύος του θορύβου σε (Watts / Hz), B είναι το εύρος ζώνης σε (Hz) και P είναι η μέση ισχύς του σήματος σε (Watts). Η δεύτερη τεχνική ονομάζεται διαφορισμός κωδικοποίησης κατά την οποία εκπέμπεται το ίδιο σύμβολο πληροφορίας από κάθε κεραία, το οποίο κωδικοποιείται με τεχνικές που ονομάζονται κώδικες χώρου-χρόνου (spacetime code). Η κωδικοποίηση αυτή μηδενίζει τα λάθη λήψης του δέκτη γεγονός που καθιστά την επιλογή αυτή της τεχνικής ιδανική σε περίπτωση που είναι άγνωστη η κατάσταση του καναλιού. Οι δυο τεχνικές συνδυάζονται στην γνωστή OFDM διαμόρφωση.

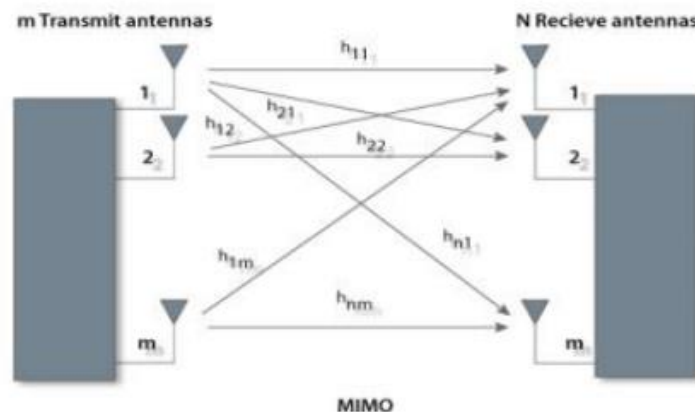
Είναι λογικό πως για να επιτευχθεί κέρδος συστοιχίας σε ένα MIMO σύστημα, δηλαδή σωστή κατανομή των συμβόλων πληροφορίας σε συγκεκριμένο χρονικό διάστημα στις κεραίες εκπομπής, ώστε η μετάδοση να είναι ανθεκτική σε σφάλματα και διαλείψεις (fading) πρέπει να είναι γνωστά τα χαρακτηριστικά του δίαυλου επικοινωνίας.

4.1.1 Δομή MIMO συστήματος

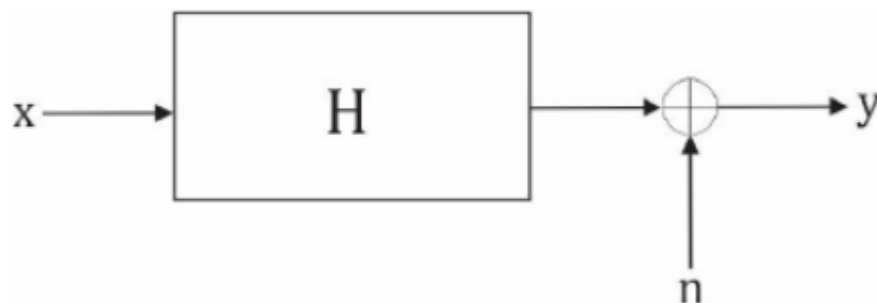
Η δομή του MIMO είναι ένα πολύθυρο τηλεπικοινωνιακό σύστημα το οποίο αποτελείται από M κεραίες στον πομπό και N κεραίες στον δέκτη και ονομάζεται MxN-MIMO. Η σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου του συστήματος περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$y = Hx + n \quad (4.2)$$

όπου H συμβολίζεται ο πίνακας καναλιού (channel matrix) διαστάσεων N x M. Τα δεδομένα του πίνακα H αντιστοιχούν σε πληροφορίες σε σχέση με το πλάτος και τη φάση των διαδρομών διάδοσης (propagation path) και εκφράζουν τον λόγο ανάμεσα στην τάση V_g της κεραίας εκπομπής και την τάση V_T που επάγεται στην κεραία λήψης. Με x συμβολίζονται τα εκπεμπόμενα σύμβολα με μήκος διανύσματος M και με y συμβολίζονται τα λαμβανόμενα σύμβολα με μήκος διανύσματος N. Το διάνυσμα n έχει ίδιες διαστάσεις με το N και συμβολίζει το σύννηθες λευκό προσθετικό γκαουσιανό θόρυβο (Additive White Gaussian Noise)(AWGN) που χρησιμοποιείται για την μελέτη συμπεριφοράς του καναλιού [33].



Εικόνα 4.1 Δίαυλος επικοινωνίας MIMO [34]



Εικόνα 4.2 Ροή πληροφορίας σε MIMO δίαυλο επικοινωνίας [34]

Ο πίνακας H έχει την κάτωθι μορφή όπου το στοιχείο H_{ij} αναφέρεται στους συντελεστές του καναλιού μεταξύ της κεραίας εκπομπής j και της κεραίας λήψης i .

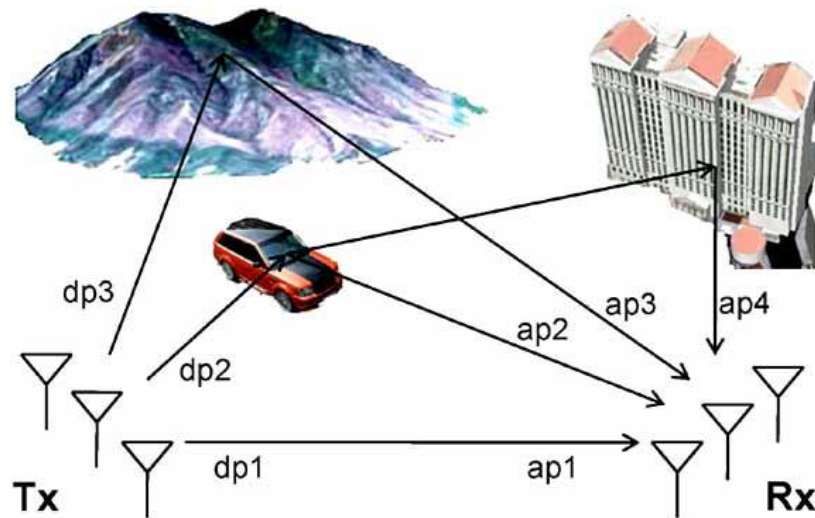
$$H = \begin{pmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1} & \cdots & a_{NM} \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

4.2 Κανάλι μετάδοσης

Ο χώρος μεταξύ κεραίας πομπού και κεραίας δέκτη ονομάζεται κανάλι μετάδοσης. Στην πιο απλή περίπτωση οι κεραίες που επικοινωνούν μεταξύ τους έχουν οπτική επαφή (light of sight propagation) και το σήμα μετάδοσης εμφανίζει μηδενική πιθανότητα σφάλματος ψηφίου πληροφορίας (Bit Error Rate) (BER), καθώς η μόνη υποβάθμιση του σήματος ακτινοβολίας είναι ο θερμικός θόρυβος και οι απώλειες διάδοσης ελεύθερου χώρου (free space loss), όπου η μείωση της λαμβανόμενης ισχύος είναι ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης. Εντός των σύγχρονων πόλεων το ίδιο κανάλι μετάδοσης χρησιμοποιείται παράλληλα για διάφορες χρήσεις και λόγω των οικοδομημάτων δεν είναι πολλές φορές εύκολη η οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη γι αυτό το λόγο στα σύγχρονα δίκτυα χρησιμοποιούνται πολλοί μικροί σταθμοί βάσης.

Επιπροσθέτως, εμφανίζονται τέσσερα βασικά φαινόμενα που επηρεάζουν τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, η ανάκλαση, η διάθλαση, η περίθλαση και η σκέδαση. Η ανάκλαση ορίζεται ως η αλλαγή στη διεύθυνση της διάδοσης ενός κύματος, που πραγματοποιείται μέσα στο ίδιο μέσο, εξαιτίας της πρόσπτωσης σε μια διαχωριστική επιφάνεια. Η διάθλαση είναι η εκτροπή στη διεύθυνση διάδοσης ενός κύματος, όταν αυτό διέρχεται από το ένα μέσο σε ένα άλλο. Η περίθλαση περιγράφει τη διάχυση των κυμάτων ακτινοβολίας που συναντάνε ένα εμπόδιο διαστάσεων παρόμοιων του μήκους κύματος της ακτινοβολίας. Η σκέδαση περιγράφει την διάχυση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος προς διαφορετικές διευθύνσεις. Το αποτέλεσμα όλων των παραπάνω είναι ο δέκτης να δέχεται πολλά αντίγραφα του αρχικού σήματος με διαφορετικό πλάτος και φάση, το φαινόμενο ονομάζεται διάδοση πολλαπλών διαδρομών (multipath propagation) και οι παραμορφώσεις του σήματος διαλείψεις. Τα MIMO συστήματα αξιοποιούν τις περιβαλλοντικές δομές και εκμεταλλεύονται τις ανακλάσεις σήματος πολλαπλών διαδρομών, ώστε να αυξήσουν την απόδοση της ζεύξης και να αντισταθμίσουν τις διαλείψεις.

Το κέρδος χωρικού διαχωρισμού (spatial diversity gain) επιτυγχάνεται καθώς καταφθάνουν στον δέκτη πολλά αντίγραφα του ίδιου σήματος σε διαφορετικές κεραίες. Τα σήματα αυτά μεταξύ τους είναι φυσικά ασυσχέτιστα λόγω των ανεξάρτητων διαδρομών που ακολουθούν. Μετά τη λήψη των διάφορων σημάτων πληροφορίας με ειδικές τεχνικές συμβολής δημιουργείται μια έκδοση του αρχικού σήματος. Το κέρδος του χωρικού διαχωρισμού G_d ισούται με το γινόμενο M επί N κεραίων όπου M ο αριθμός των κεραίων πομπού και N αριθμός των κεραίων δέκτη σε ένα $M \times N$ -MIMO σύστημα [33].



Εικόνα 4.3 Πολυδιαδρομή σήματος πληροφορίας σε σύγχρονο περιβάλλον [35]

4.2.1 Χωρητικότητα καναλιού

Η παράλληλη πολλαπλή μετάδοση μπορεί να αυξήσει την χωρητικότητα του καναλιού. Η χωρητικότητα ενός MIMO καναλιού μέσα από την θεωρία του Shannon αποδεικνύεται ότι υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση και οι μονάδες μέτρησης είναι σε bit/sec/Hz:

$$C = B \sum_{i=1}^k \left(\log \left(1 + \lambda_i \frac{P_i}{\sigma_n^2} \right) \right) \quad (4.4)$$

η οποία εκφράζει την συνολική χωρητικότητα ως άθροισμα των χωρητικοτήτων των παράλληλων καναλιών k που δημιουργούνται εξαιτίας των πολλαπλών κεραιών. Είναι φανερό πως όσο μεγαλώνει ο αριθμός των στοιχείων που αποτελούν την στοιχειοκεραία αυξάνει η χωρητικότητα του καναλιού. Με δεδομένο εύρος ζώνης B και χωρίς να χρειαστεί να αντιστοιχίζονται περισσότερα ψηφία πληροφορίας σε ένα σύμβολο το οποίο απαιτεί αύξηση της ισχύς εκπομπής P_i της κάθε κεραιάς για να μην μπερδευτούν τα σύμβολα στον αστερισμό μετάδοσης, αρκεί η χρήση MIMO συστημάτων για να αυξηθεί η χωρητικότητα του διαύλου. Με σ_n συμβολίζεται η πυκνότητα του λευκού γκαουσιανού θορύβου και με λ_i το κέρδος ισχύος κάθε ανεξάρτητου καναλιού.

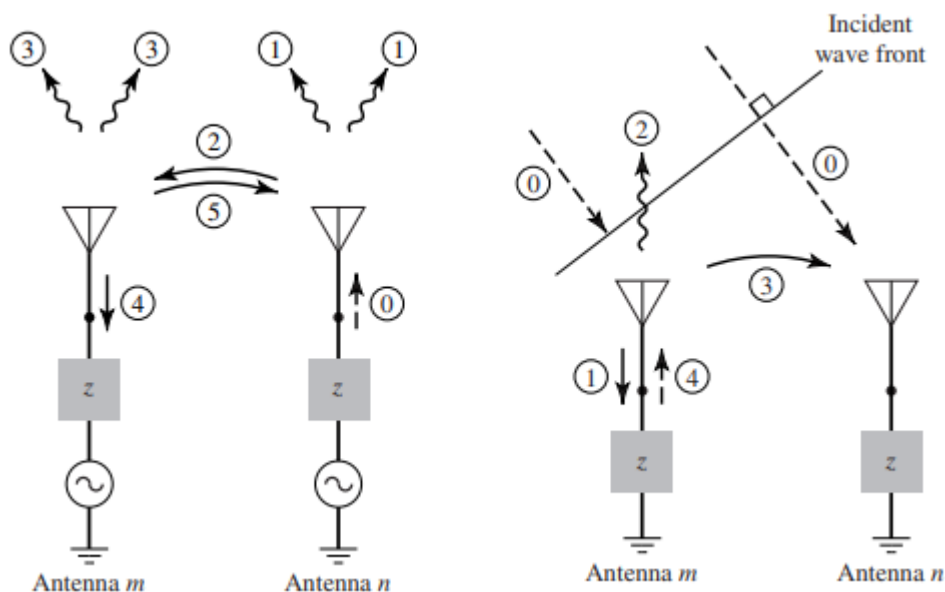
Γνωρίζοντας τα δεδομένα του πίνακα H δηλαδή τις συνθήκες που επικρατούν στο κανάλι συνδυασμό με την τεχνική Water Filling είναι δυνατόν να μοιραστεί το ποσοστό ισχύος τροφοδοσίας P_i σε κάθε κεραιά έτσι ώστε να εκμεταλλευτεί το κάθε υπο-κανάλι ανάλογα και να αυξηθεί η χωρητικότητα του διαύλου και η ταχύτητα μετάδοσης της πληροφορίας [33].

4.3 Αμοιβαία σύζευξη

Μια βασική απαίτηση των ΜΙΜΟ συστημάτων η οποία πρέπει να ικανοποιηθεί είναι η απομόνωση μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας που χρησιμοποιεί η διάταξη. Τα στοιχεία της κεραίας λόγω της πολύ κοντινής απόστασης που έχουν μεταξύ τους παρουσιάζουν αμοιβαία σύζευξη. Η αμοιβαία σύζευξη (mutual coupling) ορίζεται ως η ενέργεια που απορροφά μία κεραία από μια άλλη που λειτουργεί σε κοντινή απόσταση. Η ανταλλαγή της ενέργειας οφείλεται στην μη κατευθυντικότητα ακτινοβολίας μεμονωμένου στοιχείου οπότε όταν αυτό στέλνει ενέργεια το διπλανό στοιχείο είναι πιθανό να λαμβάνει και στις σκεδάσεις που υφίσταται η ακτινοβολία που προσπίπτει στην επιφάνεια της κεραίας με αποτέλεσμα οι κεραίες να λειτουργούν ως δευτερογενείς πομποί. Η αμοιβαία σύζευξη επηρεάζει το διάγραμμα ακτινοβολίας, τους συντελεστές ανάκλασης και την εσωτερική αντίσταση των ΜΙΜΟ κεραιών ενώ εξαρτάται κυρίως από τον τρόπο μετάδοσης και λήψης [1].

4.3.1 Αμοιβαία σύζευξη κατά την εκπομπή και λήψη

Έστω η πιο απλή περίπτωση συστοιχίας με δυο συνολικά ακτινοβολητές m και n . Οι προσαρμοσμένες πηγές των στοιχείων παρέχουν ξεχωριστά ενέργεια η οποία ακτινοβολείται στο χώρο από κάθε κεραία αντίστοιχα. Ένα τμήμα όμως ενέργειας μεταφέρεται από την μια κεραία στην άλλη και το συνολικό μακρινό πεδίο είναι το διανυσματικό άθροισμα των δύο ακτινοβολουμένων πεδίων όπως ορίζει η σχέση 2.2. Οπότε η αμοιβαία σύζευξη διαφοροποιεί και αλλάζει το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας.



Εικόνα 4.4 Διάγραμμα μηχανισμού της αμοιβαίας σύζευξης κατά την εκπομπή και λήψη [1]

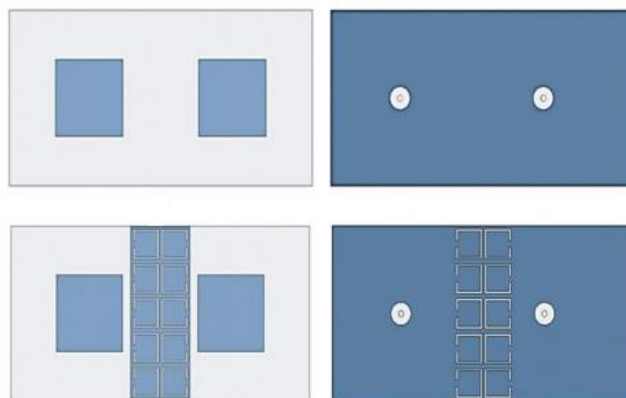
Η ανταλλαγή πληροφορίας μεταξύ των κεραιών αυξάνει τις ανακλάσεις των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων οπότε σύμφωνα με τις σχέσεις 1.21, 1.22 και 1.23 αυξάνεται ο λόγος στάσιμου κύματος και η εσωτερική αντίσταση της κεραίας. Ο συντελεστής ανάκλασης των συστημάτων ΜΙΜΟ Γ ορίζεται από το λόγο μεταξύ της τετραγωνικής ρίζας της ολικής ανακλώμενης ισχύος προς την τετραγωνική ρίζα της ολικής προσπίπτουσας ισχύος. Με βάση την απλή τοπολογία του σχήματος είναι φανερό πως κατά την λήψη, από το κύμα της ακτινοβολίας που φτάνει πρώτο στην κεραία m

απορροφάται ένα τμήμα της ενέργειας του από την κεραία m ενώ ένα άλλο ανακλάται με κατεύθυνση προς την κεραία n [1].

4.3.2 Τρόποι αντιμετώπισης αμοιβαίας σύζευξης

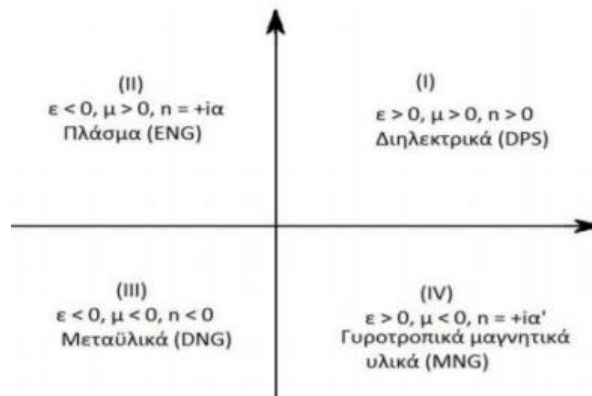
Η αμοιβαία σύζευξη καταστέλλεται με διάφορες τεχνικές κάποιες από τις πιο δημοφιλείς είναι με δακτυλίους CSRR, μεταϊλικά-μεταεπιφάνειες, γραμμές ουδετεροποίησης και παρασιτικά στοιχεία .

Οι CSRR (Complementary Split Ring Resonator) είναι συνήθως περιοδικές διατάξεις ομόκεντρων μεταλλικών δακτυλίων με σχισμές με την ικανότητα να απομονώνουν τα στοιχεία σε μια ΜΙΜΟ κεραία. Η δομή του δακτυλίου γύρω από ένα εκτυπωμένο στοιχείο ακτινοβολίας εμποδίζει το ρεύμα που το διαρρέει να διεγείρει το διπλανό του στοιχείο. Οι CSRR δομές μπορούν να τοποθετηθούν γύρω από patch αλλά και γύρω από γραμμές μεταφοράς κάνοντας έτσι πιο εύκολη την κατασκευή της κεραίας σε μια επιφάνεια. Ωστόσο, στην περίπτωση που καλύπτεται εξολοκλήρου η δομή του patch με CSRR πέρα από την μείωση της αμοιβαίας σύζευξης είναι πιθανό να μειωθεί και το κέρδος της κεραίας. Σε μια ΜΙΜΟ κεραία τα patch τοποθετούνται σε αποστάσεις $\lambda/2$ μεταξύ τους, όπως αποδεικνύεται και από το κεφάλαιο 2 οπότε συνήθως σε απόσταση $\lambda/4$ τοποθετούνται οι CSRR αλλά ο δακτύλιος μπορεί επίσης να χαραχθεί και κάτω από την επιφάνεια του patch. Για απομονώσεις της τάξεως των -50dB εκτός από την τοποθέτηση CSRR ανάμεσα από δύο ακτινοβολητές αυξάνεται ταυτόχρονα η απόσταση $\lambda/2$ γύρω στο 20% [34].



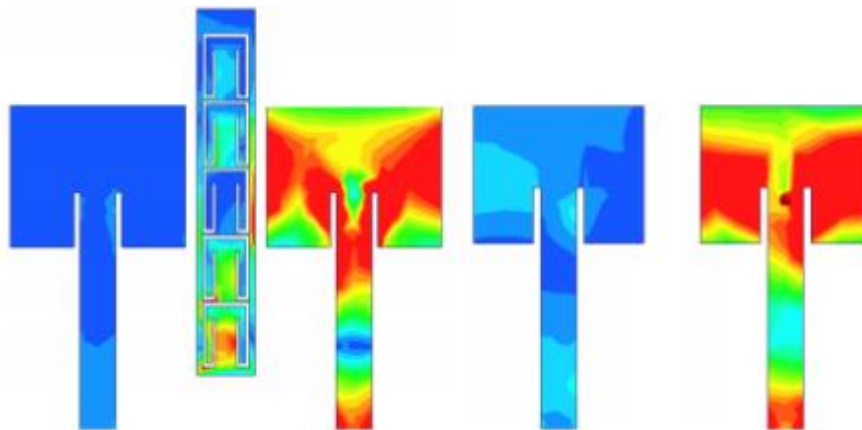
Εικόνα 4.5 Όψεις σχεδίασης ΜΙΜΟ συστήματος με και χωρίς CSRR [36]

Τα μεταϊλικά είναι τεχνητά υλικά και πρώτο εμφανιστήκαν το 1967 το όνομα τους οφείλεται στο ότι έχουν διαφορετικές ιδιότητες από ότι τα φυσικά υλικά, δηλαδή μπορούν να έχουν αρνητική διηλεκτρική σταθερά ($-\epsilon$) και αρνητική μαγνητική διαπερατότητα ($-\mu$).



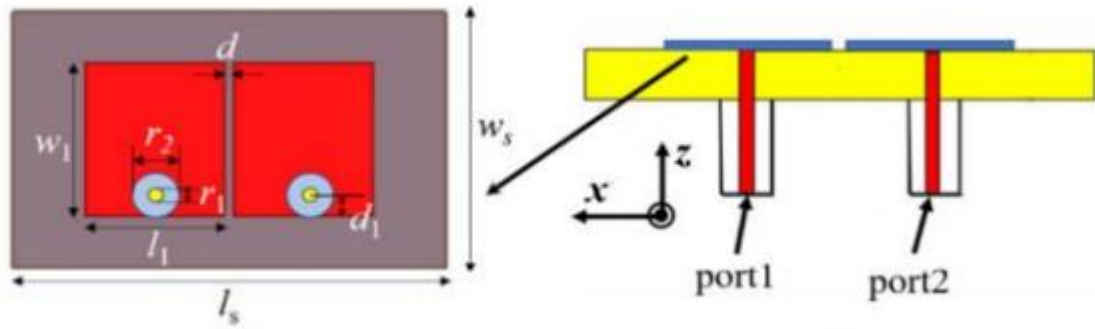
Εικόνα 4.6 Κατηγοριοποίηση των μεταϋλικών σύμφωνα με την αγωγιμότητα ϵ και τη διαπερατότητα μ [18]

Η πιο διάσημη ιδιότητα των μεταϋλικών είναι ο αρνητικός δείκτης διάθλασης n αλλά δεν είναι η μόνη καθώς έχουν αρκετές ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες όπως η αντιστροφή του φαινομένου Doppler. Τις διάφορες ιδιότητες τις εκμεταλλεύονται οι κεραίες, ώστε να επιτύχουν καινοτόμες λειτουργίες με βελτιστοποιήσεις στην απόδοση, στο κέρδος, στο μέγεθος, στην κατευθυντικότητα στο εύρος λειτουργίας και στην μείωση της αμοιβαίας σύζευξης. Η μεταϋλική διάταξη τοποθετείται ενδιάμεσα των στοιχείων ακτινοβολίας ή γύρω από τα patch[34].



Εικόνα 4.7 Κατανομή επιφανειακού ρεύματος με και χωρίς μεταϋλικό [37]

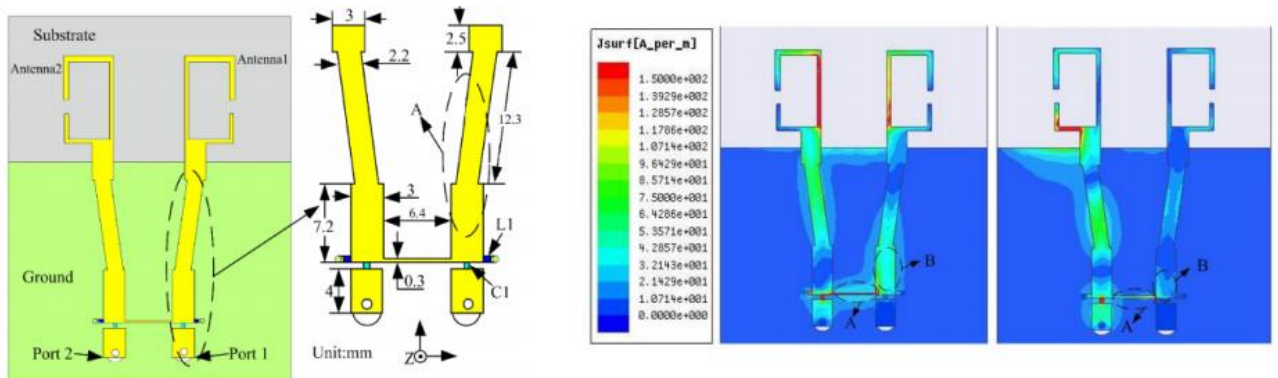
Ωστόσο, μια άλλη πιθανή λύση απομόνωσης ανάμεσα στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας με ταυτόχρονη βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών της κεραίας είναι η εκτύπωση των patch πάνω σε μεταεπιφάνειες με παράλληλη αύξηση της απόστασης που έχουν μεταξύ τους $\lambda/2$ γύρω στο 20%. Η λύση της αύξησης της απόστασης πάνω από $\lambda/2$ μεταξύ των στοιχείων της στοιχειοκεραίας όπως αποδεικνύεται από το δεύτερο κεφάλαιο οδηγεί σε αύξηση των οχληρών λοβών. Οι μεταεπιφάνειες έχουν την δυνατότητα να φιλοξενήσουν στοιχεία τοποθετημένα σε απόσταση 0.017λ που για συχνότητα 4.9 GHz αυτό μεταφράζεται σε απόσταση d μεταξύ στοιχείων ίση με 1mm.



Εικόνα 4.8 Σχεδίαση συστοιχίας πάνω σε μεταεπιφάνειες [34]

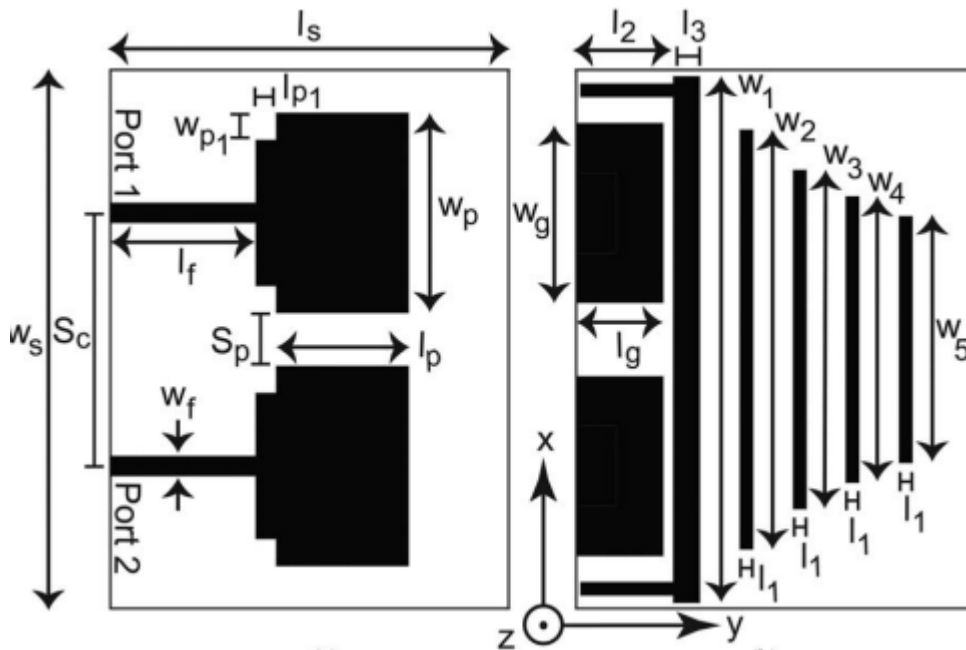
Αναλόγως το σχήμα του patch και το απαιτούμενο μέγεθος της στοιχειοκεραίας υπάρχουν διάφοροι τρόποι για να συνδυαστούν οι μεταεπιφάνειες με τα μεταύλικά.

Οι γραμμές ουδετεροποίησης αφορούν μεταλλικές κατασκευές μικρού πλάτους και εκτός της απόζευξης μεταξύ των στοιχείων στη στοιχειοκεραία είναι μια τεχνική που λύνει και το πρόβλημα της προσαρμογής. Είναι μια επιλογή κατάλληλη για MIMO και όχι massive MIMO εύκολη στην κατασκευή της και στην τοποθέτηση της ανάλογα το σχήμα του patch. Η γραμμή ουδετεροποίησης δεσμεύει ποσότητα ενεργείας από την θύρα τροφοδοσίας.



Εικόνα 4.9 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας με το κύκλωμα απόζευξης [34]

Η προσθήκη παρασιτικών στοιχείων στο σχεδιασμό μιας στοιχειοκεραίας έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία πολλαπλών διαδρομών σύζευξης και έτσι την μείωση της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχείων. Το ρεύμα δεν συζεύγεται από το ένα patch στο διπλανό του αλλά συζεύγεται μέσω του παρασιτικού στοιχείου. Η προσθήκη παρασιτικών στοιχείων είναι πολύ εύκολος σχεδιασμός.



Εικόνα 4.10 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας με παρασιτικά στοιχεία [38]

Η απομόνωση που προσφέρει αυτή η τεχνική είναι της τάξεως των -15dB. Τα σχήματα των παρασιτικών στοιχείων μπορεί να είναι διάφορα ανάμεσα στα patch [34].

4.4 Απομόνωση και ECC

Η απομόνωση μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας περιγράφεται με S παραμέτρους και η απομόνωση μεταξύ των i, j στοιχείων συμβολίζεται με S_{ij} . Στα σύγχρονα MIMO συστήματα είναι απαραίτητο να υπάρχει απομόνωση μεταξύ των στοιχείων της τάξεως των -20, -30 dB.

Μεταξύ δυο θυρών ενός MIMO συστήματος ορίζεται ο ρ_e συντελεστής συσχέτισης ECC (Envelope Correlation Coefficient). Οι κεραίες MIMO πρέπει να σχεδιάζονται ώστε να έχουν χαμηλό ECC έτσι ώστε τα κανάλια μετάδοσης να είναι ανεξάρτητα και ο διάυλος να παρέχει υψηλή χωρητικότητα. Ο συντελεστής συσχέτισης υπολογίζεται με βάση το διάγραμμα ακτινοβολίας των

κεραιών της στοιχειοκεραίας και για MIMO εφαρμογές η τιμή του πρέπει να είναι κάτω από 0.5. Για πολύ αποδοτικές κεραίες η σχέση που ενώνει το ECC και την απομόνωση μεταξύ δυο στοιχείων είναι η εξής [18] :

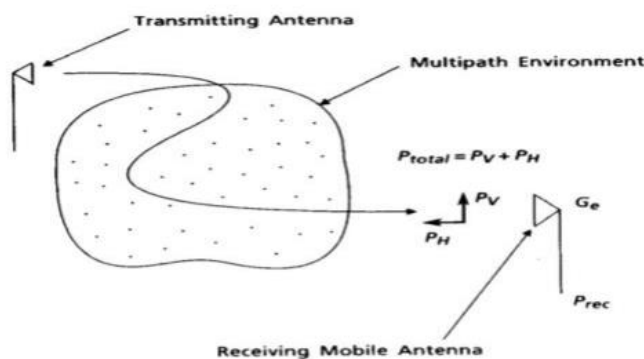
$$\rho_e = \frac{|S_{11} * S_{12} + S_{21} * S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (4.5)$$

Ενώ για ένα σύστημα $N \times N$ στοιχείων ισχύει ότι:

$$\rho_e = \frac{\left| \sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,j} \right|^2}{\prod_{i,j} \left[1 - \sum_{n=1}^N S_{k,n}^* S_{k,j} \right]} \quad (4.6)$$

4.5 Μέσο ενεργό κέρδος

Σε ένα περιβάλλον μετάδοσης ακτινοβολίας που επικρατούν διάφορες διαδρομές λόγω ανάκλασης περίθλασης και σκέδασης δεν είναι εφικτό να εκτιμηθεί το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας. Σε μια διάταξη που ανήκει σε ένα τέτοιο περιβάλλον μετάδοσης για την αξιολόγηση επίδοσης της κεραίας προσδιορίζεται η μέση τιμή των σημάτων που λαμβάνονται ενώ η κεραία κινείται σε μια επιλεγμένη διαδρομή. Έτσι το μέσο ενεργό κέρδος MEG (Mean Effective Gain) της κεραίας λήψης υπολογίζεται συγκρίνοντας τη μέση στάθμη ισχύος της άγνωστης κεραίας με αυτή της κεραίας αναφοράς.



Εικόνα 4.11 Αναπαράσταση της μέσης ισχύος που στέλνει και λαμβάνει μια κινητή κεραία σε πολυδιαδρομικό περιβάλλον

Η συνολική λαμβανομένη ισχύς P_{total} θεωρείται ως το μέσω ενεργό κέρδος και ισούται με το άθροισμα της ισχύος που λαμβάνεται κάθετα P_v και οριζόντια P_H . Η παραπάνω τεχνική αξιολόγησης της κεραίας είναι πολύ χρήσιμη στις κινητές επικοινωνίες.

Το περιβάλλον στο οποίο παίρνει μέρος αυτού του τύπου η μέτρηση συνήθως χαρακτηρίζεται ως ομοιόμορφο. Αυτό γιατί η μεταδιδόμενη ισχύς P_{θ} ακολουθεί γκαουσιανή κατανομή κατά την ακτινική απόσταση και ομοιόμορφη κατανομή κατά μήκος του αζιμουθιακού επιπέδου. Μονό για την περίπτωση του ομοιόμορφου περιβάλλοντος μετάδοσης ισχύει ότι το MEG της ν-ιστής κεραίας ισούται με:

$$MEG_n = \frac{e_{ov}}{2} \quad (4.7)$$

Όπου e_o είναι η συνολική απόδοση της ν-ιστής κεραίας όπως αυτή ορίζεται στο πρώτο κεφάλαιο. Ένα MIMO σύστημα έχει την ικανότητα να μετριάξει την εξασθένιση (diversity performance) όταν κατά την λήψη μεταξύ των στοιχείων i, j της στοιχειοκεραίας ισχύει ότι [18] :

$$\rho_{eij} < 0.5 \& \frac{MEG_i}{MEG_j} \cong 1 \quad (4.8)$$

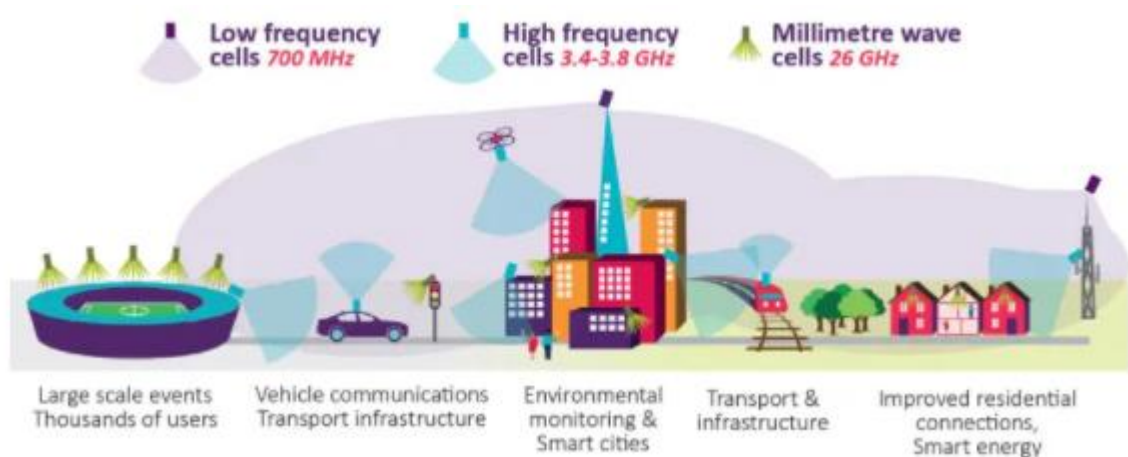
4.6 Ενεργό κατευθυντικό κέρδος

Μια ευρέως γνωστή μέτρηση για την αξιολόγηση ΜΙΜΟ κεραιάς είναι ο προσδιορισμός του ενεργού κατευθυντικού κέρδους (EDG) (Effective Diversity Gain) το οποίο ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος που πραγματικά λαμβάνεται προς την ισχύ που θα λαμβανόταν από έναν ισοτροπικό ακτινοβολητή με μοναδιαία απόδοση ακτινοβολίας. Το EDG ενώνεται με το ECC μέσω της παρακάτω σχέσης [18]:

$$EDG = 10e_o \sqrt{1 - |ECC|} \quad (4.9)$$

4.7 Συχνότητες ΜΙΜΟ και 5G

Από το 2018 αναπτύσσονται τα ασύρματα συστήματα 5^{ης} γενιάς και οι κεραιές ΜΙΜΟ που τα πλαισιώνουν σχεδιάζονται ώστε να λειτουργούν για εύρος ζώνης συχνοτήτων ίδιο με το 4G αλλά και για νέες καθορισμένες συχνότητες. Οι υψηλές ζώνες συχνοτήτων του 5G βρίσκονται στην μπάνα των 26,28,38 και 60 GHz ενώ συνδυάζονται με την ΜΙΜΟ τεχνολογία προσφέρουν ταχύτητες μετάδοσης έως και 20GB/s. Ωστόσο υπάρχει η χαμηλή και η μεσαία ζώνη συζητητών την οποία χρησιμοποιεί η 5^η γενιά ασύρματων δικτύων από 600 MHz έως 6GHz και ειδικότερα το τμήμα των 3.5 GHz με 4.2GHz. Οι διάφορες ζώνες συχνοτήτων προσδιορίζονται και για διαφορετικές χρήσεις .



Εικόνα 4.12 Μπάντες συχνοτήτων 5G [39]

Το φάσμα χαμηλής ζώνης χρησιμοποιείται ακόμα και σήμερα για 3G εφαρμογές με τις ταχύτητες δεδομένων να μην υπερβαίνουν τα 100Mbps και το εύρος ζώνης εξαντλείται γρήγορα λόγω των υψηλών απαιτήσεων. Στο φάσμα των μεσαίων συχνοτήτων η μέγιστη ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων είναι στο 1Gbps, ωστόσο είναι ένα φάσμα στο οποίο οι δομές των κεραιών και των σταθμών είναι εύκολο να εξελιχθούν. Το φάσμα υψηλών συχνοτήτων ή αλλιώς super data layer

επιτρέπει ταχύτητες για δεκάδες Gbps. Το πρόβλημα είναι πως οι κυψέλες και οι κινητές συσκευές που απαρτίζουν το ασύρματο δίκτυο για να λειτουργούν σε αυτές τις συχνότητες διαθέτουν απαιτητική σχεδίαση με υψηλό κόστος. Επιπροσθέτως πολλές φορές στις ζώνες υψηλών συχνοτήτων τίθεται θέμα φασματικής γειννίασης εφαρμογών καθώς είναι ζώνες συχνοτήτων δορυφορικής χρήσης [39].

Ακολουθούν πίνακες επισκόπησης ζωνών συχνοτήτων σύμφωνα με την Εθνική Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών & Ταχυδρομείων ΕΕΤΤ:

Ζώνη	Εύρος (MHz)	Εναρμόνιση σε ΕΕ	Εναρμόνιση στην Ελλάδα
700 MHz (694- 790 MHz)	2x30 + 20 (δυνατότητα διάθεσης έως 4 blocks των 5 MHz για SDL σε εθνικό επίπεδο)	Ναι	Σε εξέλιξη
800 MHz (790-862 MHz)	2x30	Ναι	Ναι
900 MHz (880-915 MHz /925-960 MHz)	2x35	Ναι	Ναι
1500 MHz (1427-1517 MHz)	90 (SDL)	Ναι	Ναι

Ζώνη	Εύρος (MHz)	Εναρμόνιση σε ΕΕ	Εναρμόνιση στην Ελλάδα
1,8 GHz (1710-1785 MHz/1805-1880 MHz)	2x75	Ναι	Ναι
2,1 GHz (1920-1980MHz/2110-2170 MHz)	2x60	Ναι	Ναι
2,3 GHz (2300-2400 MHz)	100	Όχι	Όχι
2,6 GHz (2500-2690 MHz)	2x70+50	Ναι	Ναι
3,6 GHz (3400-3800 MHz)	400	Ναι	Ναι
Σύνολο :	1260 MHz	1160 MHz	1030 MHz

Πίνακας 4.1: Εναρμονισμένες ζώνες για δίκτυα κινητών και σταθερών επικοινωνιών 5G κάτω από 6 GHz [40]

Ζώνη	Εύρος (GHz)	Εναρμόνιση σε ΕΕ/Προτεραιότητα CEPT
26 GHz (24,25- 27,5 GHz)	3,25	Υπό Διαμόρφωση
42 GHz (40,5-43,5 GHz)	3	Προτεραιότητα CEPT
66-71 GHz	5	Προτεραιότητα CEPT
Σύνολο :	11,25 GHz	

Πίνακας 4.2: Οι ζώνες συχνοτήτων πάνω από τα 24 GHz που είναι υπό εναρμόνιση και σε προτεραιότητα για εναρμόνιση σε επίπεδο (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations) (CEPT) για δίκτυα κινητών και σταθερών επικοινωνιών 5G [40]

Ακολουθούν πίνακες επισκόπησης ζωνών συχνοτήτων σε παγκόσμιο επίπεδο σύμφωνα με τον Παγκόσμιο Οργανισμό Τηλεπικοινωνιών (International Telecommunication Union) (ITU):

Geographical Area	5G Frequency Band
Europe	3400 – 3800 MHz (awarding trial licenses)
China	3300 – 3600 MHz (ongoing trial)
China	4400 – 4500 MHz
China	4800 – 4990 MHz
Japan	3600 – 4200 MHz
Japan	4400 – 4900 MHz
Korea	3400 – 3700 MHz
USA	3100 – 3550 MHz
USA	3700 – 4200 MHz

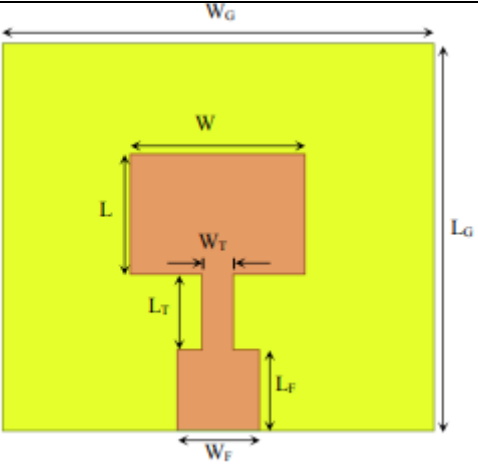
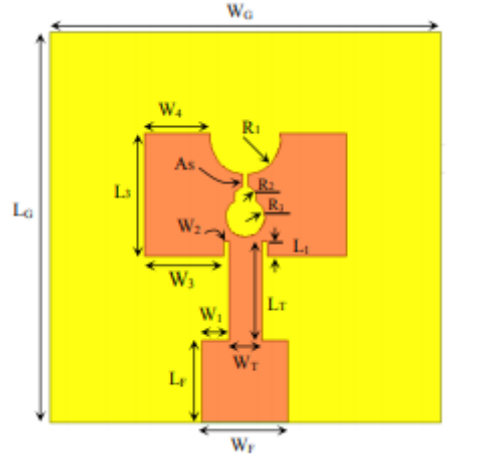
Πίνακας 4.3: Μεσαίες μπάντες συχνοτήτων σε παγκόσμιο επίπεδο [40].

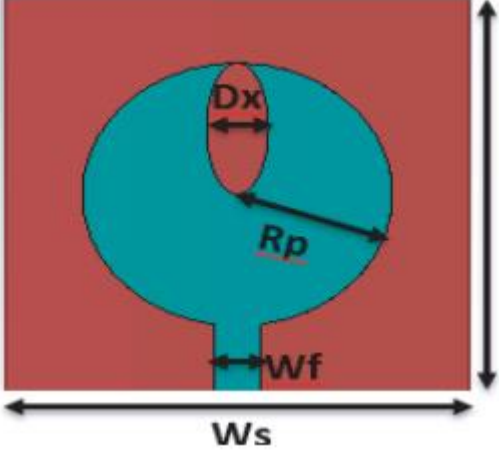
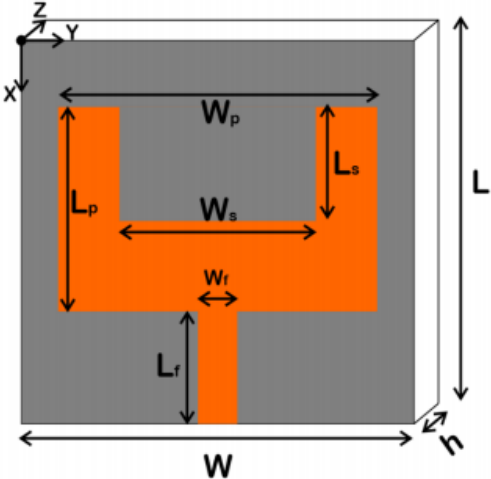
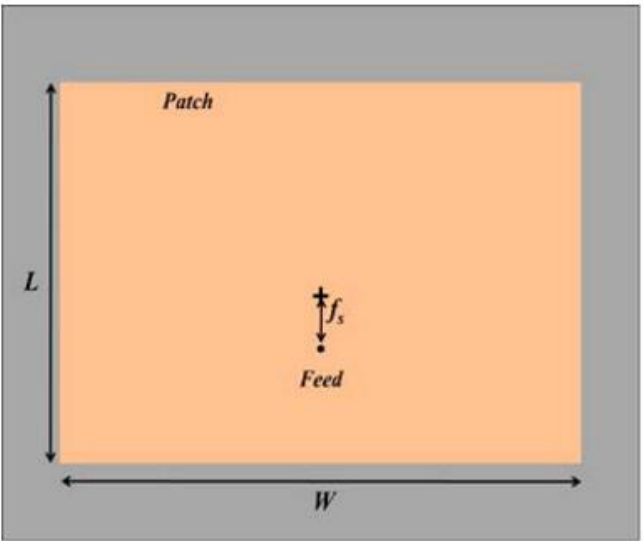
Geographical Area	5G Frequency Band
Europe	24.25 – 27.5 GHz for commercial deployments from 2020
China	Focusing on 24.25 – 27.5 GHz and 37 – 43.5 GHz studies
Japan	27.5 – 28.28 GHz trials planned from 2017 and potentially commercial deployments in 2020
Korea	26.5 – 29.5 GHz trials in 2018 and commercial deployments in 2019
USA	27.5 – 28.35 GHz and 37 – 40 GHz pre-commercial deployments in 2018

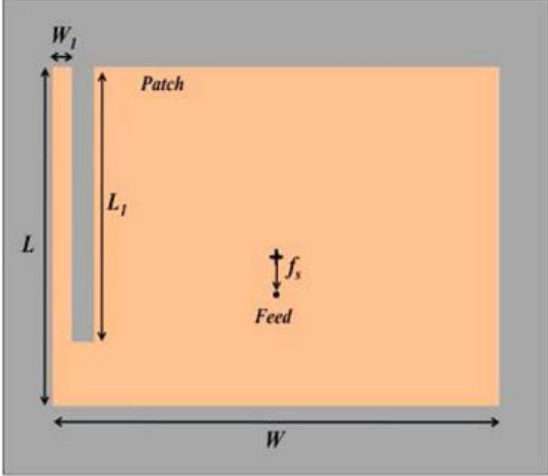
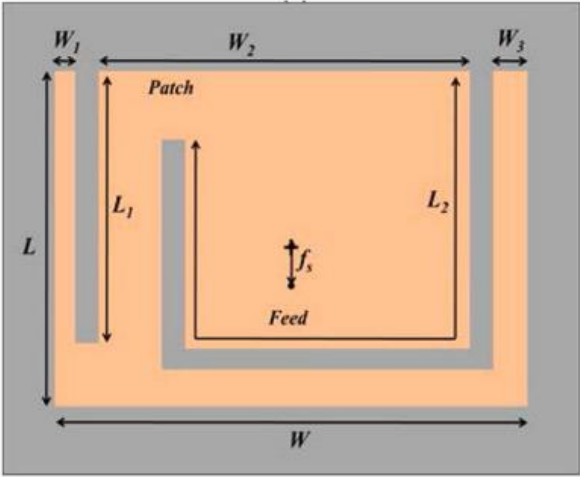
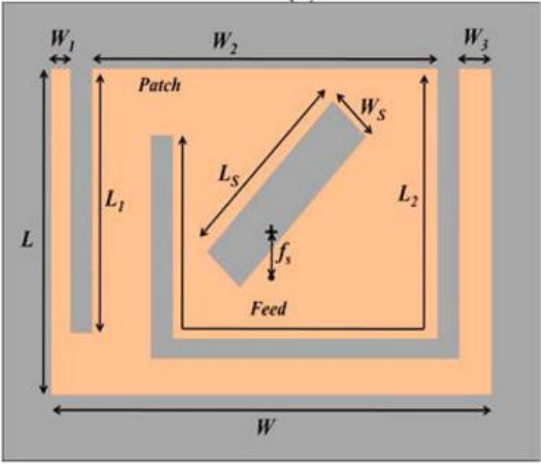
Πίνακας 4.4: Υψηλές μπάντες συχνοτήτων σε παγκόσμιο επίπεδο [40]

5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο: Ανασκόπηση κεραιών σε 5G συχνότητες

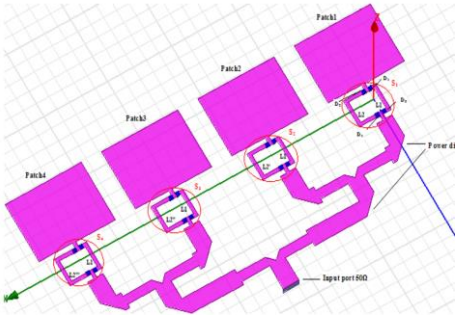
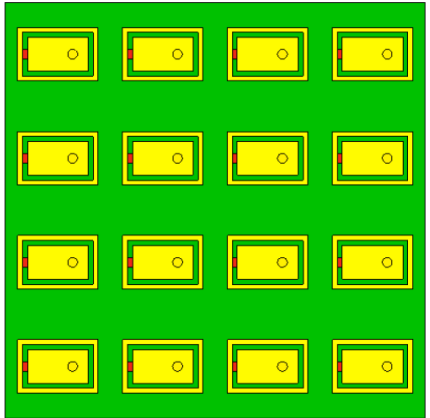
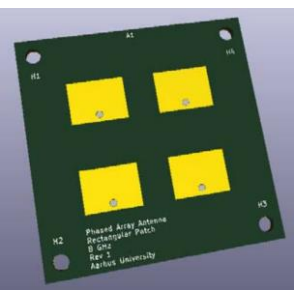
Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο γίνεται μια ανασκόπηση μερικών δημοσιεύσεων σχετικά με το αντικείμενο της διπλωματικής μελέτης. Τα άρθρα που αναφέρονται είναι δημοσιευμένα από το 2018-2021 και αποτελούν έμπνευση για την σχεδίαση της κεραίας κατάλληλης για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς που ακολουθεί αμέσως μετά μέσα από ηλεκτρονικά λογισμικά. Στους παρακάτω πίνακες εμφανίζονται μερικά από τα βασικά χαρακτηριστικά των διατάξεων που δείχνουν την ταυτότητα της κεραίας όπως παρουσιάζουν στα έργα τους οι ερευνητές.

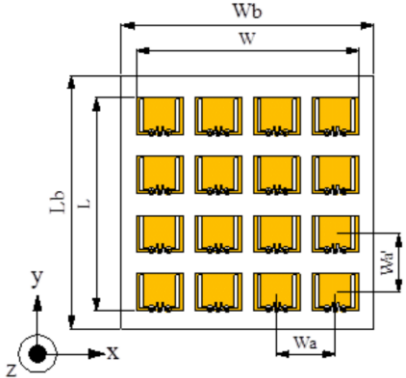
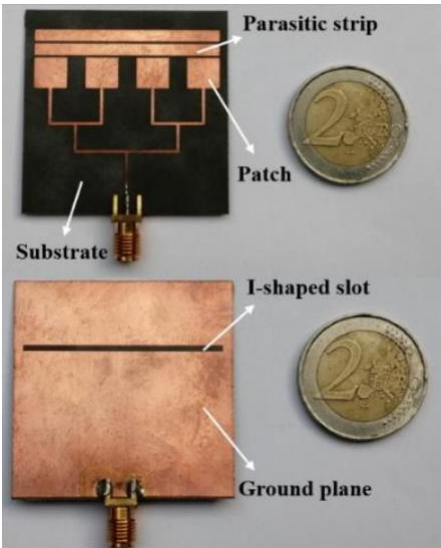
ΣΧΗΜΑ (Patch)	ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ (Substrate)	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (BW (-10dB))	ΚΕΡΔΟΣ (PEAK GAIN)
	<p>FR4 $\epsilon_r=4.4$ $\tan\phi=0.02$</p>	<p>26.84 GHz- 29.38 GHz</p>	<p>5.7 dB</p>
	<p>FR4 $\epsilon_r=4.4$ $\tan\phi=0.02$</p>	<p>26.81 GHz- 29.29 GHz</p>	<p>6.37 dB</p>

ΣΧΗΜΑ (Patch)	ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ (Substrate)	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (BW (-10dB))	ΚΕΡΔΟΣ (PEAK GAIN)
	<p>Rogers RT-5880 $\epsilon_r=2.2$ $\tan\phi=0.0013$</p>	<p>27.35 GHz-28.65 GHz & 44.5 GHz-45.5 GHz</p>	<p>7.6 dB & 7.217dB</p>
	<p>Rogers RT-6002 $\epsilon_r=2.94$ $\tan\phi=0.0012$</p>	<p>27.3 GHz -28.63 GHz</p>	<p>7.6 dB</p>
	<p>Rogers RT-5870 $\epsilon_r=2.33$ $\tan\phi=0.0005$</p>	<p>2.4 GHz-2.62 GHz</p>	<p>3.9 dB</p>

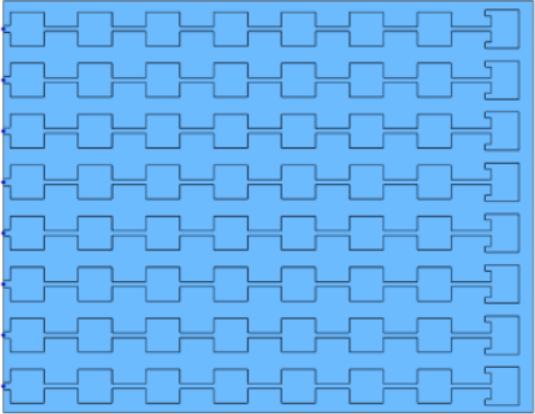
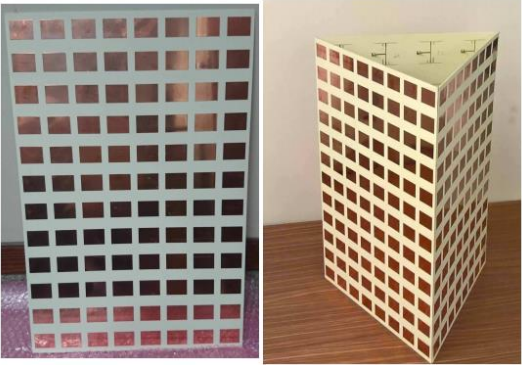
ΣΧΗΜΑ (Patch)	ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ (Substrate)	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (BW (-10dB))	ΚΕΡΔΟΣ (PEAK GAIN)
	<p>Rogers RT-5870 $\epsilon_r=2.33$ $\tan\phi=0.0005$</p>	<p>2.4 GHz- 2.62 GHz & 3.39 GHz- 3.61 GHz</p>	<p>3.9 dB to 5.1 dB</p>
	<p>Rogers RT-5870 $\epsilon_r=2.33$ $\tan\phi=0.0005$</p>	<p>2.4 GHz- 2.62 GHz & 3.39 GHz- 3.61 GHz & 5.04 GHz- 5.4 GHz</p>	<p>3.9 dB to 5.1 dB</p>
	<p>Rogers RT-5870 $\epsilon_r=2.33$ $\tan\phi=0.0005$</p>	<p>2.4 GHz- 2.62 GHz & 3.39 GHz- 3.61 GHz & 5.04 GHz- 5.4 GHz & 5.65 GHz- 5.98 GHz</p>	<p>3.9 dB to 10.6 dB</p>

Πίνακας 5.1: Μειμονωμένα στοιχεία ακτινοβολίας patch εκτυπωμένης κεραίας κατάλληλα για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς [41],[42],[43],[44].

ΣΧΗΜΑ (Patch)	ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ (Substrate)	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (BW (-10dB))	ΚΕΡΔΟΣ (PEAK GAIN)	BEAM STEER
	<p>Rogers RT-5880 $\epsilon_r=2.2$ $\tan\phi=0.0013$</p>	<p>10.4 GHz- 10.6 GHz</p>	<p>12.2 dB to 15.35 dB</p>	<p>-30° to 30°</p>
	<p>Rogers RT-5880 $\epsilon_r=2.2$ $\tan\phi=0.0009$</p>	<p>21.5 GHz- 22.5 GHz & 27.5 GHz- 28.5 GHz</p>	<p>14.7 dB to 16.5 dB</p>	<p>-60° to 60°</p>
	<p>Rogers RO4350B $\epsilon_r=3.48$ $\tan\phi=0.0037$</p>	<p>7.94 GHz- 8.14 GHz</p>	<p>12 dB to 15 dB</p>	<p>-30° to 30°</p>

ΣΧΗΜΑ (Patch)	ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ (Substrate)	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (BW (-10dB))	ΚΕΡΔΟΣ (PEAK GAIN)	BEAM STEER
	metal	21 GHz-22.5 GHz	13.6 dB to 17.6 dB	-50° to 50°
	Rogers RT-5880 er=2.2 tanφ=0.0009	27 GHz-29 GHz	13.4 dB to 15.07 dB	-60° to 60°

Πίνακας 5.2α: Εκτυπωμένες στοιχειοκεραίες ΜΙΜΟ κατάλληλες για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς [45], [46], [47], [48], [49,0]

ΣΧΗΜΑ (Patch)	ΥΠΟΣΤΡΩΜΑ (Substrate)	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (BW (-10dB))	ΚΕΡΔΟΣ (PEAK GAIN)	BEAM STEER
 <p>8x8 Series-fed patch array (Larr = 55.3 mm, Warr = 41 mm) with vertical inter-element spacing, $d = \lambda/2 = 3.54$ mm</p>	<p>Rogers RT-5870 $\epsilon_r=2.33$ $\tan\phi=0.0012$</p>	<p>27.7 GHz-28.1 GHz</p>	<p>19 dB to 21 dB</p>	<p>-56° to 56°</p>
	<p>Rogers RO-4350B $\epsilon_r=3.5$ $\tan\phi=0.003$</p>	<p>3.45 GHz-3.55 GHz</p>	<p>12.5 dB to 19.5 dB</p>	<p>-34° to 34°</p>

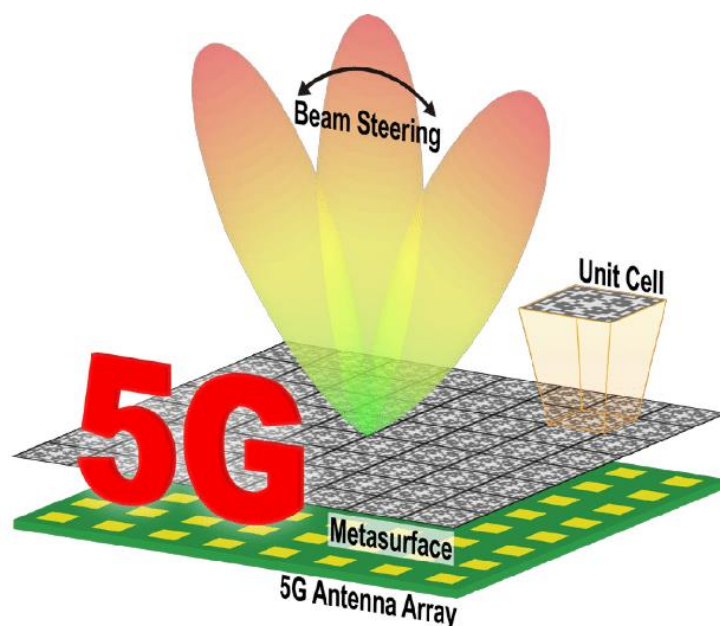
Πίνακας 5.2β: Εκτυπωμένες στοιχειοκεραίες MASSIVE MIMO κατάλληλες για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς [50], [51]

5.1 Σχόλια σχετικά με την ανασκόπηση

Ερευνώντας κανείς τα άρθρα του αμερικανικού οργανισμού ηλεκτρολόγων και ηλεκτρονικών μηχανικών IEEE αλλά και άλλα επιστημονικά άρθρα δημοσιευμένα από πανεπιστήμια ανά τον κόσμο καταλήγει σε μερικά συμπεράσματα.

Τα λογισμικό ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης που κυρίως χρησιμοποιείται για να σχεδιαστεί η κεραία και να μετρηθεί πρώτου κατασκευαστεί είναι το CST. Τα αποτελέσματα των προσημειώσεων που προέρχονται από τα παραπάνω λογισμικά είναι σχεδόν ίδια με αυτά των πραγματικών μετρήσεων. Παράλληλα λιγότερες δημοσιεύσεις και σχεδιασμοί περί του θέματος τα τελευταία χρονιά γίνονται με το λογισμικό της ADS.

Φαίνεται πως οι σχεδιασμοί εκτυπωμένων κεραιών MIMO κατάλληλων για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς να κατευθύνονται προς υψηλότερες συχνότητες λειτουργίας. Εντείνονται οι προσπάθειες μελέτης τεχνικών, ώστε να αυξηθεί το εύρος ζώνης και το κέρδος της στοιχειοκεραίας ενώ παράλληλα να μειωθεί σύζευξη μεταξύ των κεραιών. Πλέον ξεφεύγουν οι έρευνες από το πλαίσιο των απλών σχημάτων για τα patch και πηγαίνουν προς πολύπλοκα σχήματα με πολύπλοκες διατάξεις βελτιστοποιήσεις των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας και αύξησης του αριθμού των στοιχείων ώστε να ανήκουν οι κεραιές στην κατηγορία των massive MIMO. Επιπροσθέτως, απαιτείται η κεραία να έχει την ικανότητα περιστροφής του λοβού στις τρεις διαστάσεις του χώρου χωρίς να αλλοιώνεται για όσο το δυνατόν περισσότερο γίνεται το άνοιγμα του εύρους δέσμης.



5G Antenna Array with Metasurface

Εικόνα 5.1 Σχεδίαση massive MIMO κεραιάς πάνω σε μεταεπιφάνεια [52]

6 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο: Σχεδίαση ΜΙΜΟ εκτυπωμένης κεραίας

Μετά τη μελέτη της βασικής θεωρίας, ώστε να είναι κανείς σε θέση να σχεδιάσει μια μικροκυμματική κεραία ΜΙΜΟ κατάλληλη για δίκτυα νέας γενιάς σειρά έχει ο σχεδιασμός να γίνει πράξη με την βοήθεια λογισμικών κατάλληλων για ηλεκτρομαγνητικές προσομοιώσεις. Τα λογισμικά που χρησιμοποιούνται είναι το CST και το ADS. Επιλέγονται τα συγκεκριμένα καθώς κατά τη διάρκεια της ανασκόπησης σχετικών δημοσιεύσεων με το αντικείμενο παρατηρείται ότι είναι αυτά που κυρίως χρησιμοποιούνται. Το κεφάλαιο αυτό ξεκινά με την παρουσίαση ενός αλγόριθμο σκέψης και σχεδίασης για το αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας και στην συνέχεια παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο στην πράξη γίνεται η βασική σχεδίαση και μελέτη στοιχειοκεραίας ΜΙΜΟ μέσω των ηλεκτρονικών λογισμικών. Η συχνότητα λειτουργίας της διάταξης είναι τα 3.6GHz και επιλέγεται να σχεδιαστεί πάνω σε υπόστρωμα Rogers RO-4350B με τιμή διηλεκτρικής σταθεράς 3.66 και ύψος υποστρώματος 1.524 mm.

6.1 Λογισμικά CST ADS

Το CST (Computer Simulation Technology) Studio Suite και το ADS (Advanced Design System) αποτελούν λογισμικά κορυφαίας επιλογής για την σχεδίαση και προσημείωση ηλεκτρομαγνητικών διατάξεων. Τα λογισμικά αυτά επιλύουν προβλήματα ηλεκτρομαγνητικής φύσεως χρησιμοποιώντας αριθμητικές μεθόδους.

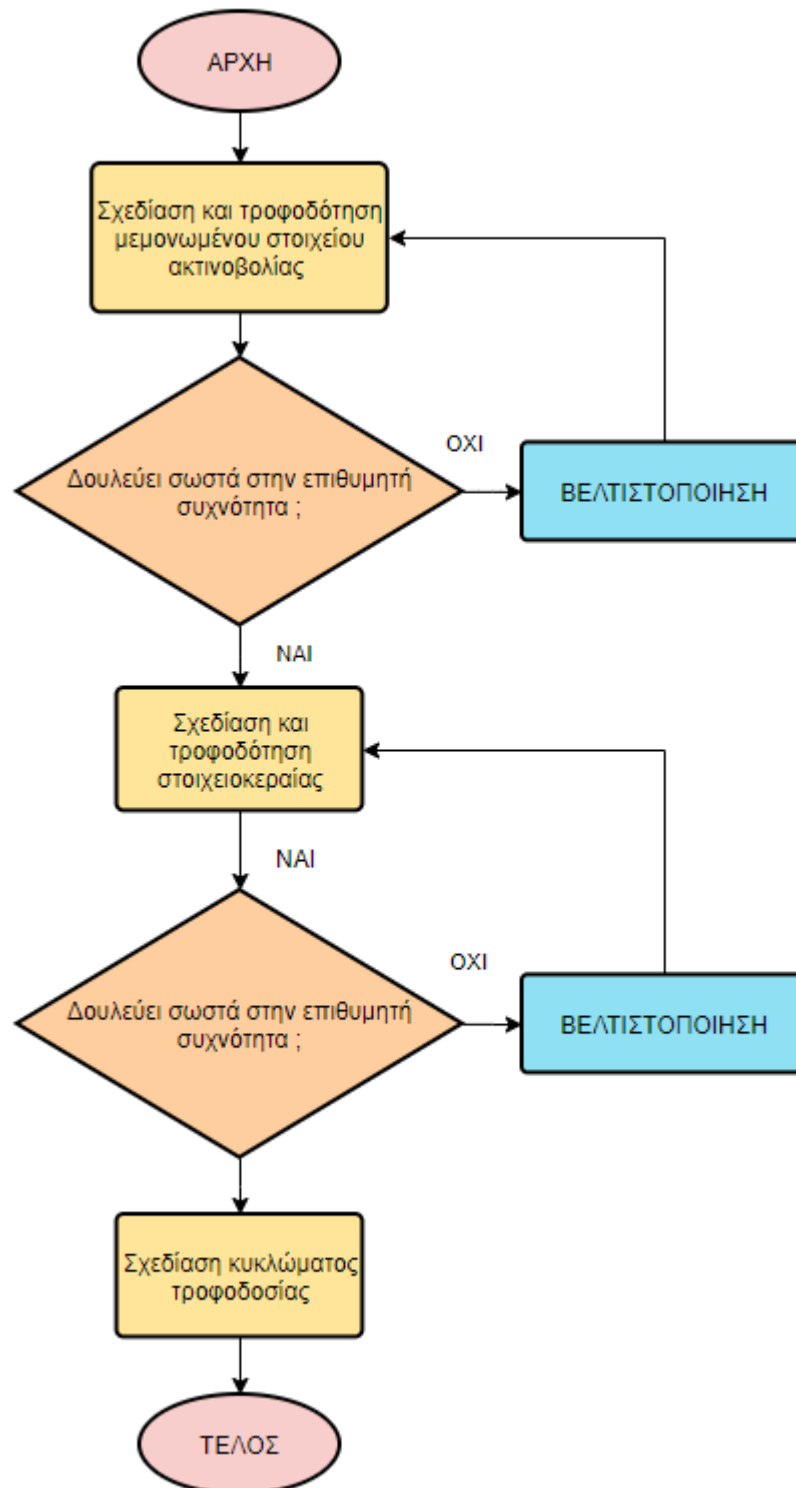
Η βασικότερη μέθοδος επίλυσης προβλημάτων ηλεκτρομαγνητικού πεδίου είναι η μέθοδος των πεπερασμένων διαφορών στο πεδίο του χρόνου (Finite -Difference- Time- Domain- Method) (FDTD). Ο Yee το 1966 παρουσίαζε την συγκεκριμένη μέθοδο η οποία δεν βασίζεται στην επίλυση συστηματικών εξισώσεων αλλά στην απευθείας διαφορική επίλυση των εξισώσεων Maxwell στο πεδίο του χρόνου και τη χωροχρονική διαφοροποίηση των εντάσεων E και H . Αυτό σημαίνει άμεση μείωση της υπολογιστικής ισχύς και ότι ο χρόνος επίλυσης του προβλήματος εξαρτάται από την πολυπλοκότητα του ίδιου του προβλήματος και το μέγεθος του χώρου προσομοίωσης. Τα διανύσματα ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου E και H χωρίζονται στις συνιστώσες τους και ο χώρος του προβλήματος σε ορθογώνια παραλληλεπίπεδα κελιά με συγκεκριμένες διαστάσεις. Όσο μικρότερο είναι το μέγεθος κάθε κελιού τόσο καλύτερη είναι η προσέγγιση της συγκεκριμένης αριθμητικής μεθόδου. Μια παραλλαγή της παραπάνω μεθόδου είναι η (Finite- Integration- Technique) (FIT) η οποία στηρίζεται στην ολοκληρωτική μορφή των εξισώσεων Maxwell για το E και το H αλλά η επίλυση γίνεται με παρόμοια λογική [53].

	Διαφορική Μορφή	Ολοκληρωτική Μορφή
Νόμος Gauss για Ηλεκτρικό Πεδίο	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$	$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int_V \rho dV = Q$
Νόμος Gauss για Μαγνητικό Πεδίο	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$	$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0$
Νόμος Ampere	$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\oint_S \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S \left(\vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{S} = I_{total}$
Νόμος Faraday ή Μαγνητικής Επαγωγής	$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = V$

Εικόνα 6.1 Εξισώσεις του Maxwell σε διαφορική και ολοκληρωτική μορφή [15]

6.2 Αλγόριθμος σχεδίασης

Η παρακάτω εικόνα παρουσιάζει τον αλγόριθμο σκέψης και σχεδίασης που ακολουθείται στο 6^ο κεφάλαιο ώστε να επιτευχθεί ο στόχος της διπλωματικής εργασίας.



Εικόνα 6.2 Αλγόριθμος σχεδίασης

6.3 Σχεδίαση και τροφοδότηση μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Το πρώτο βήμα σχεδίασης ξεκινά με τις σχέσεις 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 με σκοπό να υπολογιστεί το πραγματικό μήκος του patch:

$$W = \frac{c}{2 \cdot fr \sqrt{\frac{e_r + 1}{2}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,6 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{\frac{3,66 + 1}{2}}} = 0,027297m = 27,297mm$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} = \frac{3,66 + 1}{2} + \frac{3,66 - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{1,524}{27,297} \right]^{-1/2} = 3,3592$$

$$L_{eff} = \frac{c}{2 \cdot fr \sqrt{\epsilon_{reff}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,6 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,3592}} = 0,022734m = 22,734mm$$

$$\Delta L = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} h = 0,412 \frac{(3,3592 + 0,3) \left(\frac{27,297}{1,524} + 0,264 \right)}{(3,3592 - 0,258) \left(\frac{27,297}{1,524} + 0,8 \right)} 1,524 = 1,7467mm$$

$$L = L_{eff} - 2\Delta L = 22,734 - 2 \cdot 1,7467 = 19,2406mm$$

Στην συνέχεια με τις σχέσεις 3.14 υπολογίζεται το μέγεθος της γείωσης της διάταξης:

$$Lg = 6h + L = 6 \cdot 1,524 + 19,2406 = 28,3846mm$$

$$Wg = 6h + W = 6 \cdot 1,524 + 27,297 = 36,441mm$$

Αμέσως μετά με την σχέση 3.11 υπολογίζονται οι διαστάσεις του ομοαξονικού σηματολήπτη τροφοδοσίας. Το υλικό που χρησιμοποιείται για το coax είναι ιδανικός ηλεκτρικός αγωγός (PEC) (perfect electric conductor) εσωτερικής διαμέτρου $d=0,7$ και κενό διαμέτρου $D=1,62$.

$$Z_0 = \frac{138 \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right)}{\sqrt{e_r}} = \frac{138 \log_{10} \left(\frac{1,62}{0,7} \right)}{\sqrt{1}} = 50,28\Omega$$

Στο παράρτημα Α της διπλωματικής εργασίας παρουσιάζεται κώδικας MATLAB για την διασταύρωση και διευκόλυνση των μαθηματικών υπολογισμών της 6.3 ενότητας.

6.3.1 Προσομοίωση μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας στο CST

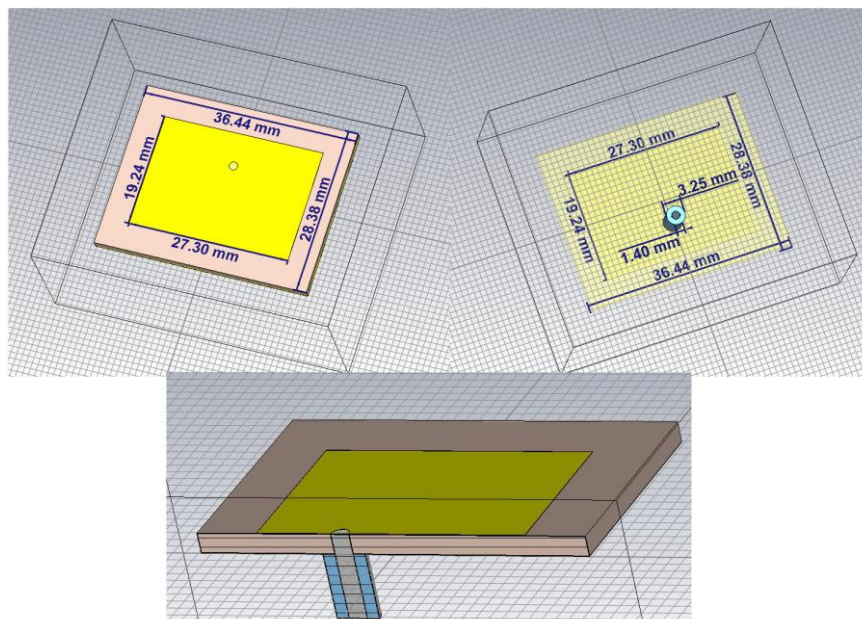
Μετά τους υπολογισμούς, σειρά έχει να σχεδιαστεί η διάταξη στο ηλεκτρονικό λογισμικό πρόγραμμα microwaves & rf/optical antenna του CST. Το πάχος του χαλκού που χρησιμοποιείται για το patch και την γείωση είναι τα 0.035 mm. Οι συντεταγμένες του σημείου τροφοδοσίας για τον ένα άξονα σχεδίασης επιλέγονται στο κέντρο του patch δηλαδή $W/2$ και από εκείνο το σημείο μερικά χιλιοστά πιο μπροστά για τον άλλο άξονα.

Στο λογισμικό δημιουργούνται οι παρακάτω μεταβλητές σχεδίασης ώστε να γίνει πιο εύκολη η διαδικασία βελτιστοποίησης του patch.

Parameter List		
Name	Expression	
CoaxR	= 1.62	
hc	= 0.035	
hf	= 5	
hs	= 1.524	
L	= 19.2406	
Lg	= (6*hs)+L	
PinR	= 0.7	
W	= 27.297	
Wg	= (6*hs)+W	
WrappingR	= 1.63	
Xf	= 4	

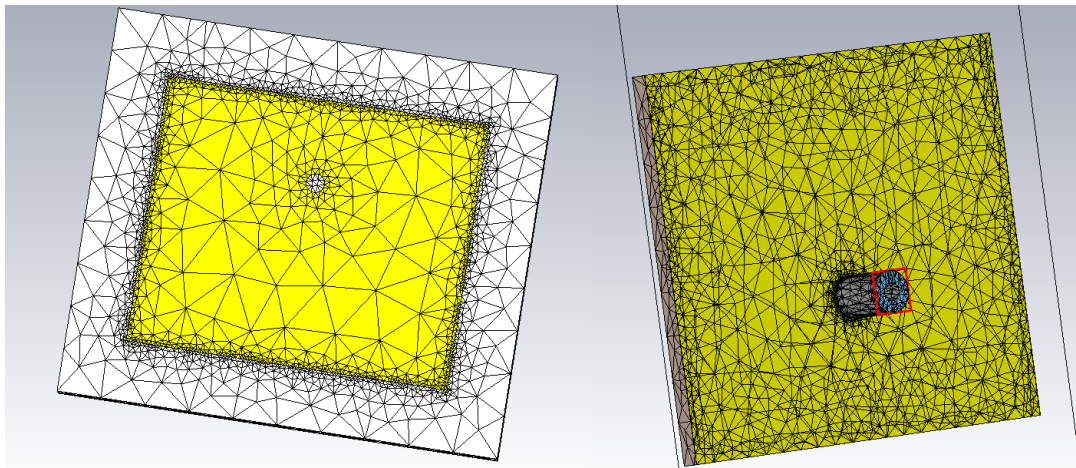
Εικόνα 6.3 Οι τιμές των παραμέτρων που ορίζονται στο λογισμικό του CST

Η δομή της κεραίας που δημιουργείται με τις παραπάνω μεταβλητές είναι η εξής.



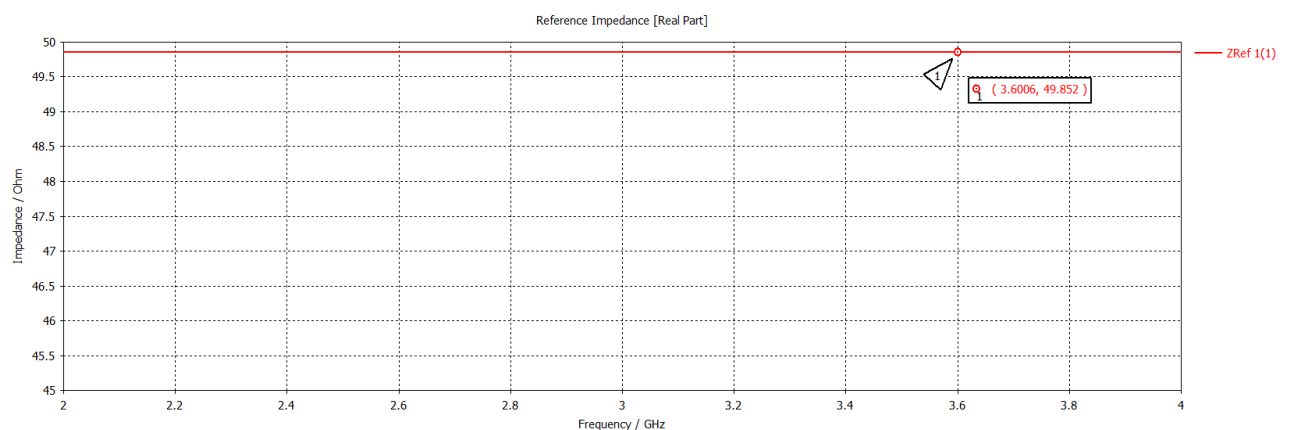
Εικόνα 6.4 Οι διαστάσεις και η πρώτη προσπάθεια σχεδίασης του μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Η προσομοίωση ακτινοβολίας της κεραίας γίνεται μέσα σε ένα περιβάλλον ακτινοβολίας (radiation box) το οποίο δημιουργείται αυτόματα στο συγκεκριμένο λογισμικό σχεδίασης και οι διαστάσεις του είναι για κάθε πλευρά μεγαλύτερες ή τουλάχιστον ίσες με $\lambda/4$. Επίσης, για να μειωθεί στο μισό ο χρόνος προσομοίωσης ορίζεται στον άξονα YZ συμμετρία magnetic. Ενώ επιλέγεται ο Frequency Domain Solver ο οποίος είναι κατάλληλος για επίλυση ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων που προκύπτουν πολλαπλοί συντονισμοί. Η παρακάτω εικόνα δείχνει τα 45593 τετράεδρα τμήματα στα οποία διακριτοποιείται η κεραία ώστε να λειτουργήσει ο Solver με σφάλμα μικρότερο του 2% στον υπολογισμό της S παραμέτρου.



Εικόνα 6.5 Διακριτοποιημένα κελιά ανάλυσης

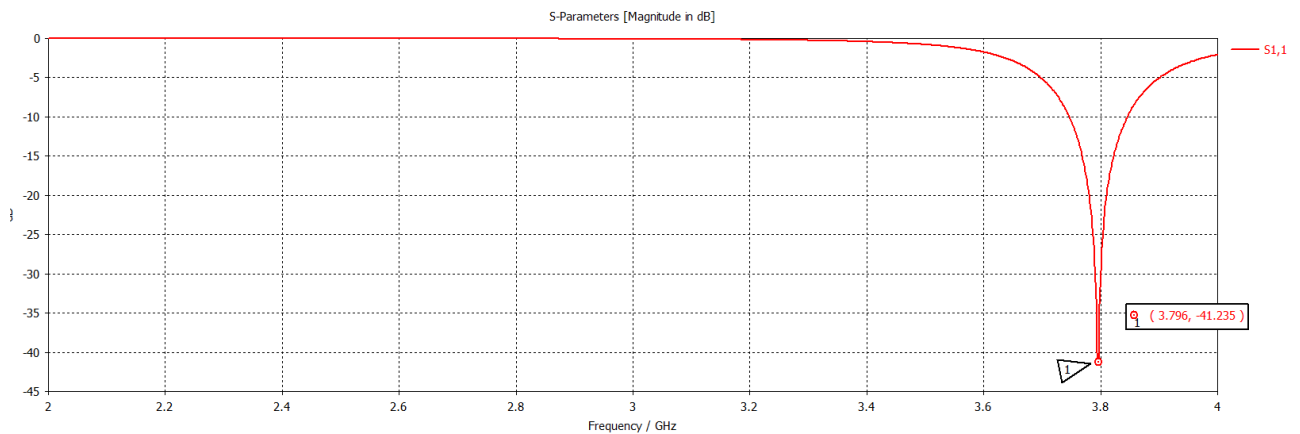
Το πρώτο πράγμα που κάποιος πρέπει να ελέγξει σε μια τέτοια προσημείωση είναι η επιβεβαίωση του ότι για την συγκεκριμένη συχνότητα εμφανίζει 50 Ω αντίσταση το ομοαξονικό καλώδιο έτσι ώστε σε περίπτωση κατασκευής της διάταξης να μην υπάρξει πρόβλημα κατά την διαδικασία των πραγματικών μετρήσεων.



Εικόνα 6.6 Εμπέδηση εισόδου τροφοδοσίας σηματολήπτη

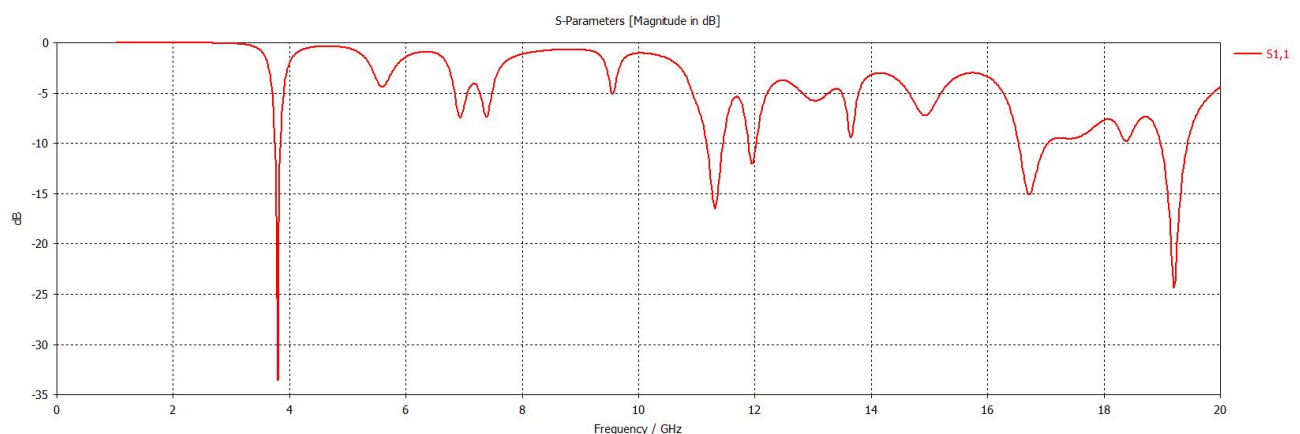
Τα αποτελέσματα δείχνουν 49.852 Ω η οποία μπορεί να θεωρηθεί ανεκτή τιμή.

Το επόμενο σημείο που πρέπει κανείς να ελέγξει είναι ο συντονισμός λειτουργίας της διάταξης μέσω των S11 παραμέτρων.



Εικόνα 6.7 S11 παράμετροι για την πρώτη προσπάθεια σχεδίασης του μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

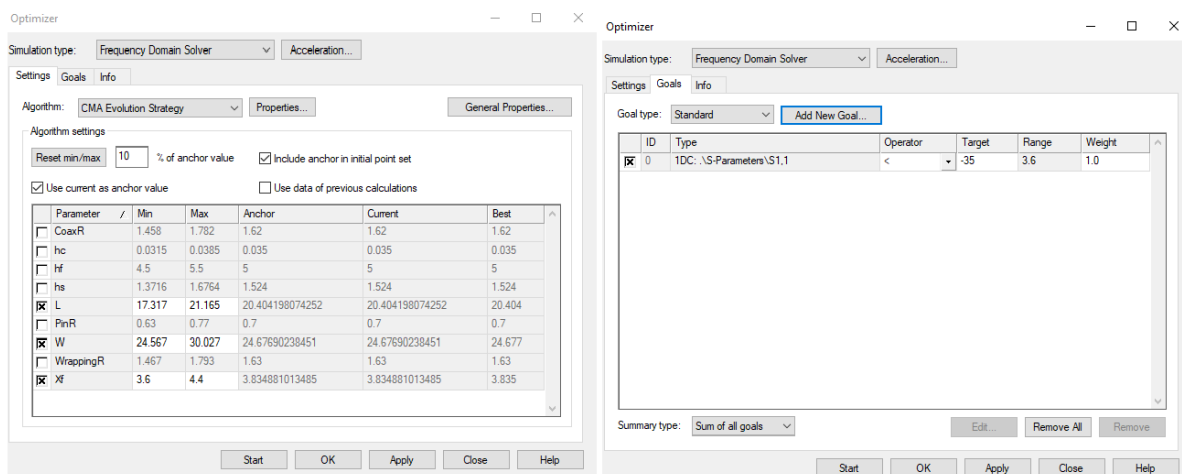
Είναι αναμενόμενο να μην εμφανίζεται συντονισμός στην επιθυμητή τιμή της συχνότητας λειτουργίας καθώς όπως αναφέρεται και στο 3^ο κεφάλαιο οι τύποι σχεδίασης που χρησιμοποιούνται είναι προσεγγιστικοί. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δείχνουν τον συντονισμό στα 3.8 περίπου GHz. Ωστόσο, αυτός δεν είναι ο μόνος συντονισμός που δημιουργείται στο στοιχείο ακτινοβολίας. Ανοίγοντας το εύρος του παραπάνω διαγράμματος παρατηρεί κανείς ανωτέρας τάξης συντονισμούς. Άρα, η κεραία μπορεί να λειτουργήσει και σε άλλες συχνότητες εκτός από αυτήν του βασικού ρυθμού αλλά για να συμβεί όντως αυτό χρειάζεται συγκεκριμένη σχεδίαση πχ με οπές σε συγκεκριμένα σημεία του patch , ώστε το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας που προκύπτει για αυτές τις συχνότητες να έχει επιθυμητή μορφή και κέρδος. Είναι φανερό επίσης και γνωστό από το 3^ο κεφάλαιο πως δεν είναι εφικτή με αυτή την απλή τεχνική σχεδίασης η επίτευξη ενός εύρους ζώνης από τα 3.4 GHz έως τα 3.8 GHz ,ώστε να καλυφτεί όλη η μπάνα συχνοτήτων του 5G σύμφωνα με τους πίνακες της EETT.



Εικόνα 6.8 Συντονισμοί υψηλών ρυθμών που εμφανίζονται στο μεμονωμένο στοιχείο ακτινοβολίας

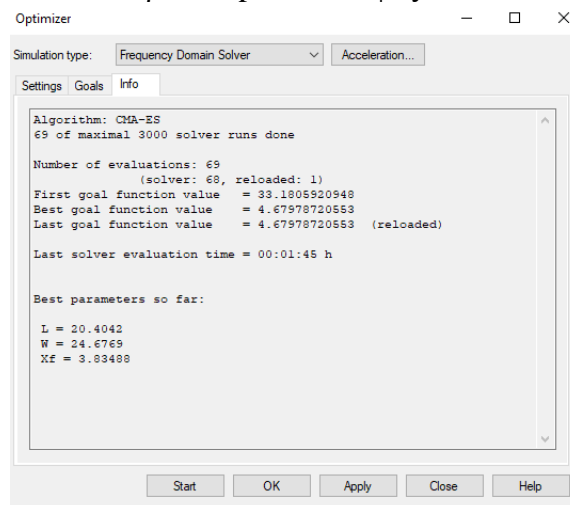
6.3.2 Βελτιστοποίηση σχεδίασης και τροφοδότησης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Κάνοντας χρήση του εργαλείου Optimizer που διαθέτει το λογισμικό του CST είναι εύκολο να συντονιστεί η λειτουργία της κεραίας στην επιθυμητή συχνότητα. Η επιλογή ενός αλγόριθμου βελτιστοποίησης και οι παράμετροι σχεδιασμού της κεραίας που αλλάζουν έχουν σκοπό να συντονιστεί η κεραία στην επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας. Στην συγκεκριμένη περίπτωση επιλέγεται ο αλγόριθμος CMA Evolution Strategy ο οποίος ανήκει σε μια οικογένεια αλγορίθμων γρήγορης εύρεσης επιθυμητής τιμής. Συν της άλλης οι μεταβλητές σχεδίασης που αλλάζουν, ώστε να επιτευχθεί ο στόχος, δηλαδή συντονισμός στα 3.6 GHz είναι οι διαστάσεις του patch και το σημείο τροφοδοσίας της κεραίας. Το καλό με αυτόν τον αλγόριθμο είναι ότι όσες πιο πολλές ελεύθερες μεταβλητές του δώσεις τόσο πιο γρήγορα θα σου δώσει το επιθυμητό αποτέλεσμα.



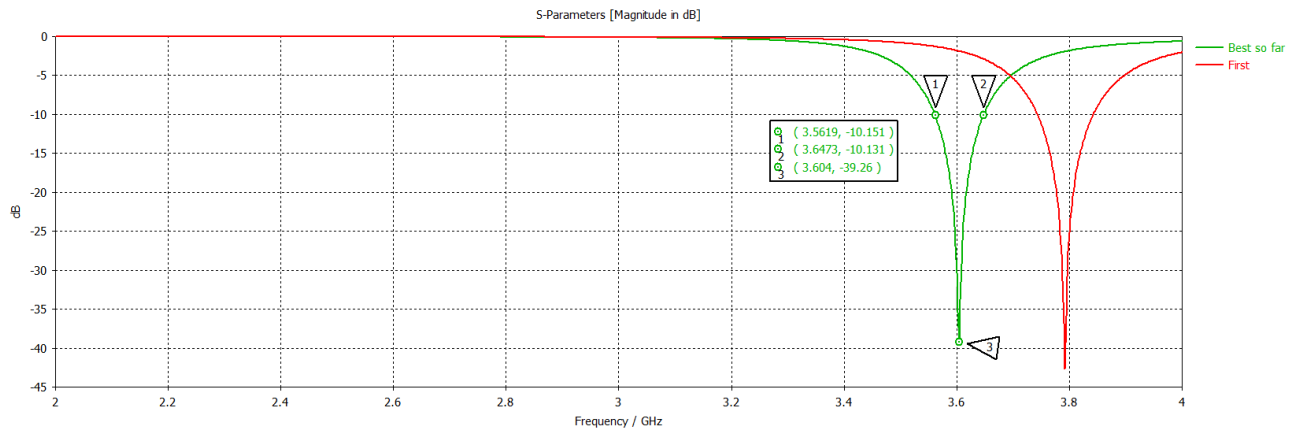
Εικόνα 6.9 Ρυθμίσεις optimizer

Με το πέρας της διαδικασίας ο Optimizer παρουσιάζει τις νέες τιμές των μεταβλητών σχεδίασης που είναι κατάλληλες για να ακτινοβολεί το patch σε συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας. Το νέο μήκος L του patch γίνεται ίσο με 20.4 mm, το πλάτος W ίσο με 24.68 mm και η θέση του σημείου τροφοδοσίας μεταφέρεται από το κέντρο του patch σε ύψος 3.83mm.



Εικόνα 6.10 Αποτελέσματα optimizer

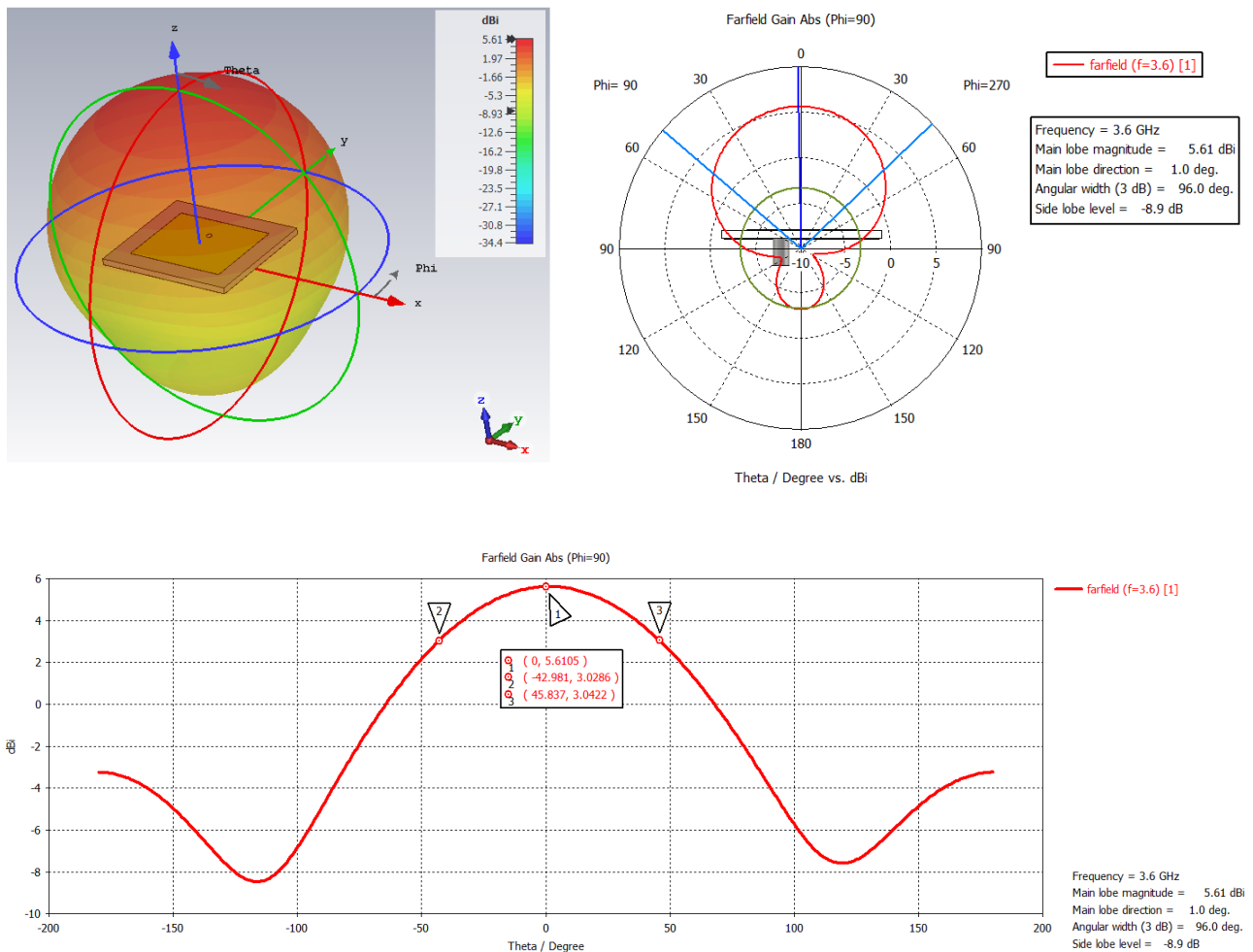
Τα νέα αποτελέσματα των S11 παραμέτρων αποδεικνύουν την χρησιμότητα του Optimizer.



Εικόνα 6.11 Μετακίνηση S11 παραμέτρων στην επιθυμητή συχνότητα συντονισμού

Το στοιχείο ακτινοβολίας είναι ικανό να λειτουργήσει από τα 3.56 GHz έως τα 3.65 GHz.

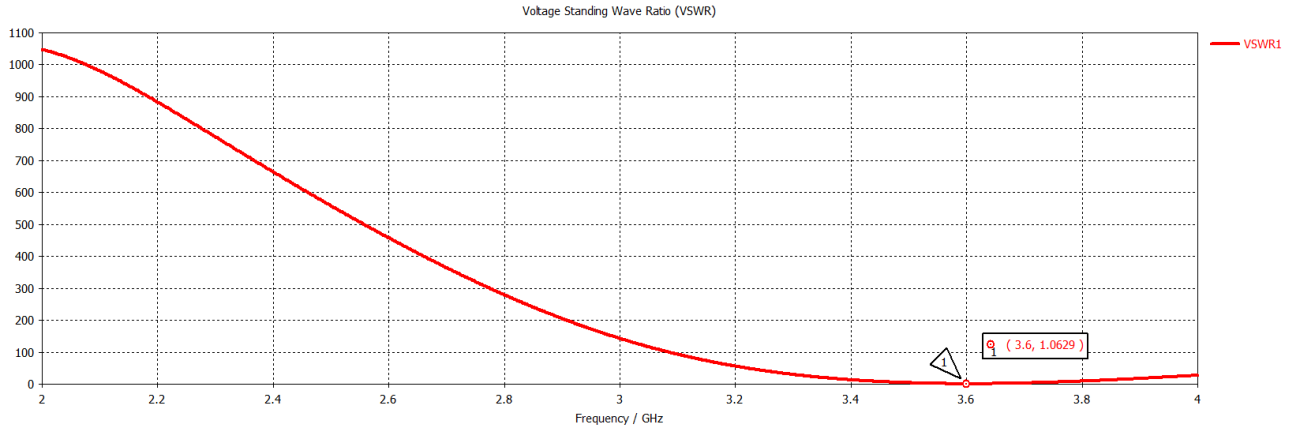
Μετά τον συντονισμό είναι κανείς σε θέση να κάνει παρατηρήσεις στο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας. Το κέρδος των κεραιών μικροκυμάτων δίνεται συνήθως σε dBi και εκφράζει την ενίσχυση μιας κεραίας σε σχέση με μια θεωρητική ιστροπική κεραία. Το CST μπορεί να σχεδιάσει το διάγραμμα ακτινοβολίας σε μία σε δύο και σε τρεις διαστάσεις από πολλές οπτικές γωνίες.



Εικόνα 6.12 Διάγραμμα ακτινοβολίας μεμονωμένου στοιχείου σε διάφορες μορφές

Τα αποτελέσματα είναι αναμενόμενα με την θεωρία και την βιβλιογραφία. Το μέγιστο κέρδος είναι κάθετο στην επιφάνεια της κεραίας και πρόκειται για ένα διάγραμμα ακτινοβολίας χαμηλής κατευθυντικότητας το οποίο διαθέτει 5.61 dBi κέρδος, αναμενόμενη τιμή καθώς για πεπερασμένο μέγεθος γείωσης τα μεμονωμένα patch κυμαίνονται μεταξύ 5 έως 7.5 dBi. Το άνοιγμα της γωνίας μισής ισχύος είναι περίπου από -42° έως 42° .

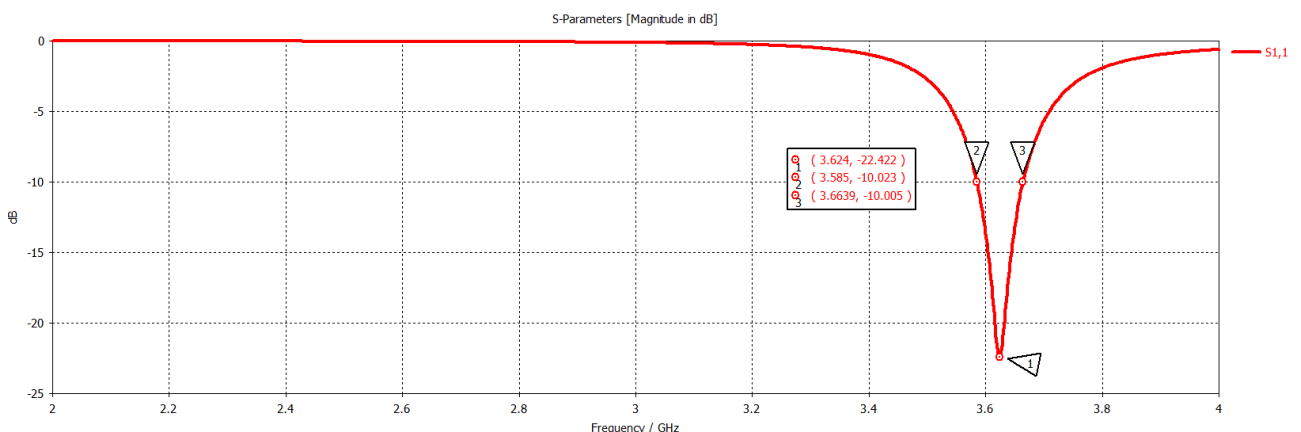
Επίσης η καλή προσαρμογή αποδεικνύεται από το λόγο στάσιμου κύματος VSWR καθώς στην επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας ισούται με μονάδα.



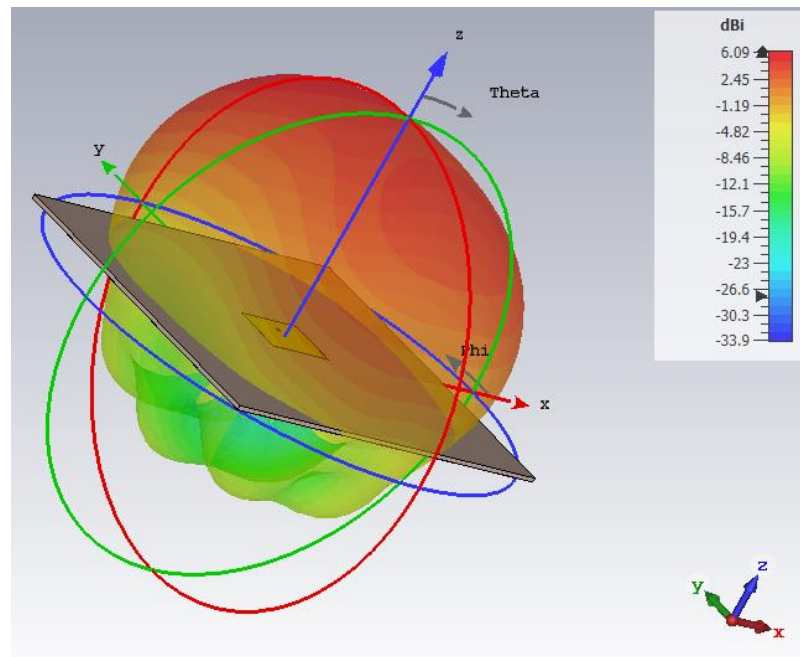
Εικόνα 6.13 VSWR μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

6.3.3 Επίδραση γείωσης στο συντονισμό

Όπως αναφέρεται και στο κεφάλαιο 3 η γείωση έχει πολύ σημαντικό ρόλο στον συντονισμό της κεραίας. Στην ιδανική περίπτωση η γείωση της κεραίας έχει άπειρες διαστάσεις πράγμα που κατασκευάστηκε είναι αδύνατον. Μπορεί να βελτιωθεί το μέγιστο κέρδος της κεραίας εάν αυξηθεί το πλάτος W_g και το μήκος L_g σε σχέση με το αποτέλεσμα του εμπειρικού τύπου. Για παράδειγμα αυξάνεται κατά 100mm το πλάτος W_g και το μήκος L_g σε σχέση με το αποτέλεσμα του εμπειρικού τύπου και προκύπτουν τα εξής αποτελέσματα:



Εικόνα 6.14 S11 παράμετροι για μεγάλες διαστάσεις γείωσης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας



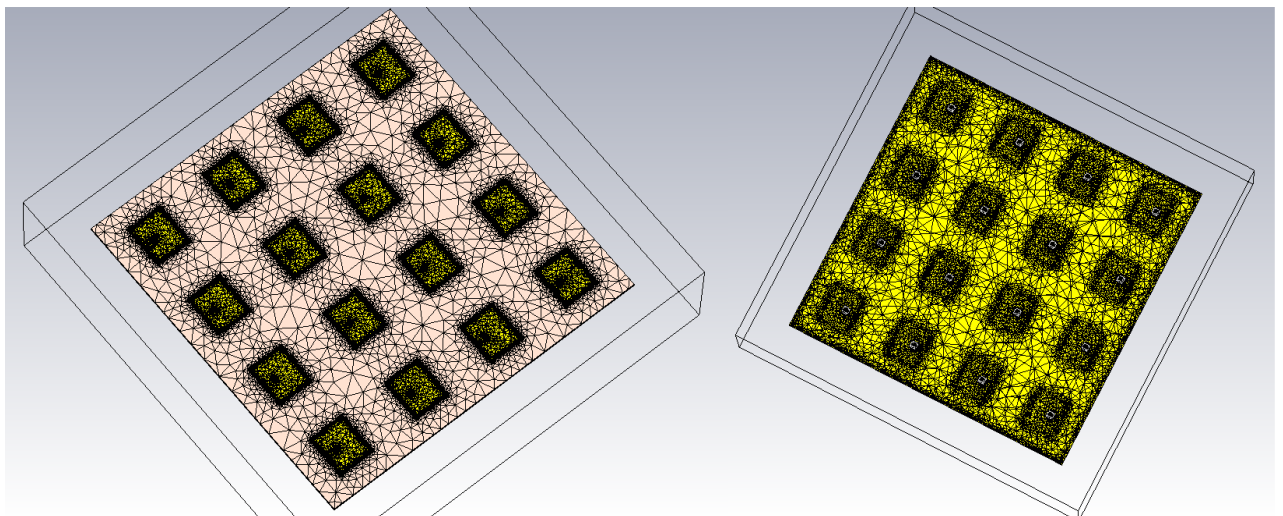
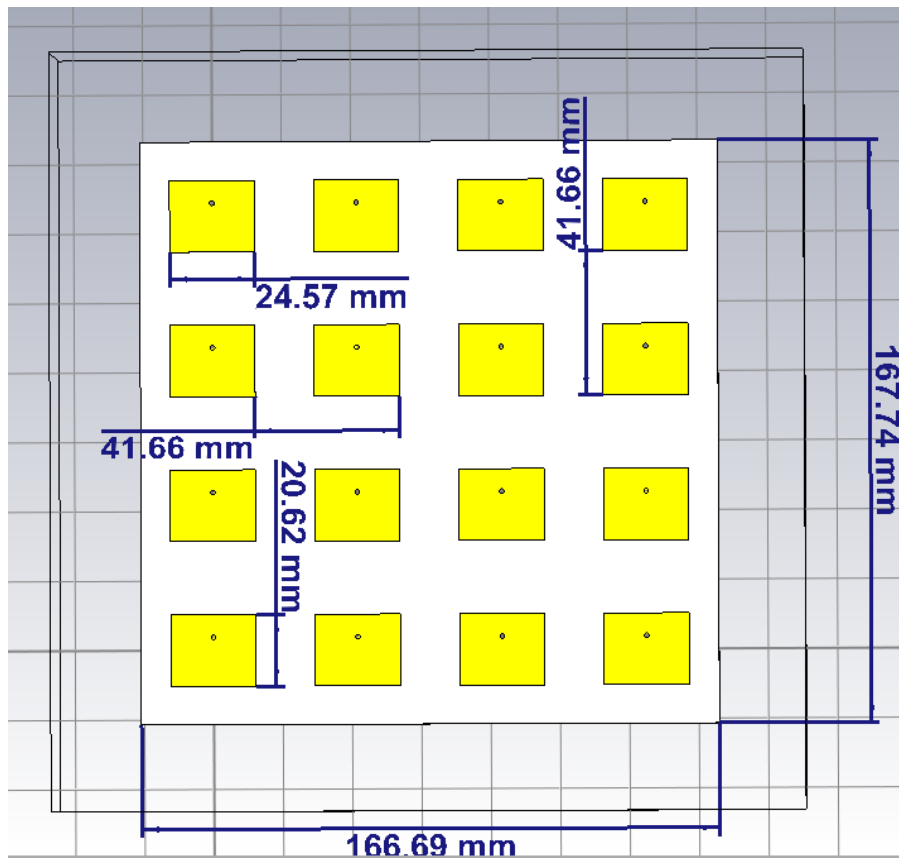
Εικόνα 6.15 Λοβός ακτινοβολίας για μεγάλες διαστάσεις γείωσης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Από την μία πλευρά αυξάνεται το κέρδος στα 6.09 dBi από την άλλη όμως μετακινείται η συχνότητα συντονισμού. Επειδή όμως ο εμπειρικός τύπος για το Wg και το Lg δείχνει να δουλεύει και οι τελικές διαστάσεις της στοιχειοκεραίας 4X4 έχουν διαφορετικό μέγεθος γείωσης δεν είναι απαραίτητο να βρεθεί το ιδανικό σημείο τροφοδοσίας ή να αλλάξουν οι διαστάσεις του patch για να ξανά συντονιστεί η κεραία στην αρχική συχνότητα.

6.4 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας 4X4

Το CST διαθέτει εργαλεία που κανείς εύκολα μπορεί να σχεδιάσει μια κεραία πολλών στοιχείων. Επιλέγεται η στοιχειοκεραία που υλοποιείται στο λογισμικό να διαθέτει 4 στοιχεία στον οριζόντιο και ταυτόχρονα 4 στοιχεία στον κατακόρυφο άξονα. Η επιλογή του πλήθους των στοιχείων και της γεωμετρίας της διάταξης έχει ως σκοπό να εμφανιστεί ένας κατευθυντικός λοβός ακτινοβολίας, με υψηλό κέρδος και την δυνατότητα να σαρώνει στις τρεις διαστάσεις του χώρου. Τα εργαλεία που χρησιμοποιούνται για την σχεδίαση της εν λόγω διάταξης είναι το Transform με το οποίο μπορεί ο σχεδιαστής να σχεδιάσει και να τοποθετήσει σε συγκεκριμένη θέση στοιχεία ακτινοβολίας όμοια με το αρχικό του και το Boolean Add με το οποίο ο σχεδιαστής ενώνει τα κομμάτια από τα διάφορα τμήματα των στοιχείων που προκύπτουν.

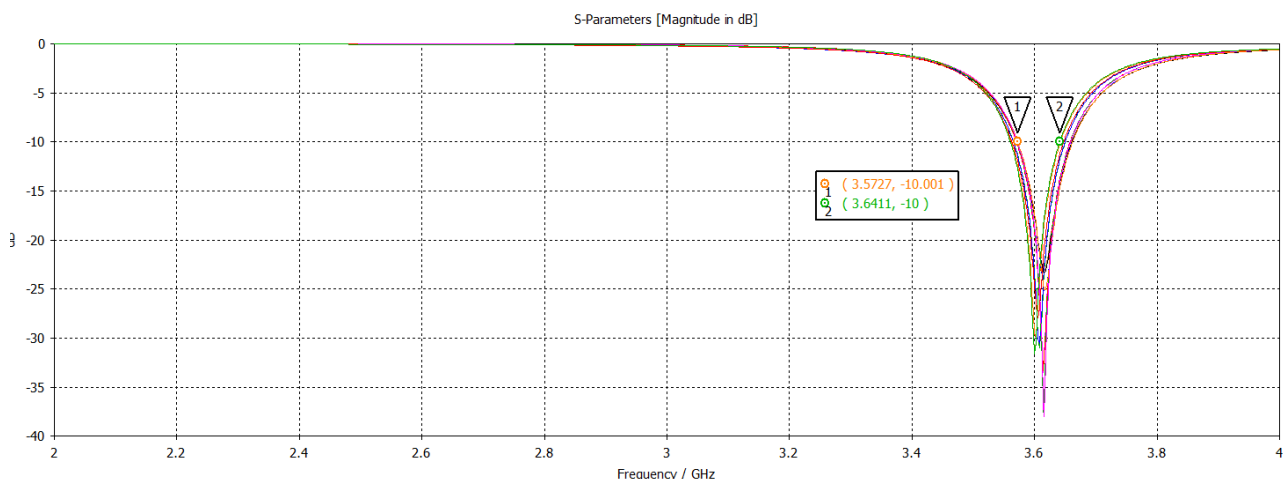
Ακλουθώντας τη θεωρία που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2 της διπλωματικής η απόσταση d στην οποία τοποθετούνται τα στοιχεία ακτινοβολίας είναι $\lambda/2$ δηλαδή 41.66 mm ώστε να μην παρουσιαστούν ισχυροί πλευρικοί λοβοί. Λόγω γεωμετρίας χρειάζεται να αυξηθεί το μέγεθος της γείωσης και του υποστρώματος του μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας πριν αυτό πολλαπλασιαστεί κατά 13 mm μήκος Lg και 8 mm πλάτος Wg . Οπότε και προκύπτει η παρακάτω δομή η οποία είναι διακριτοποιημένη σε 702593 τετράεδρα :



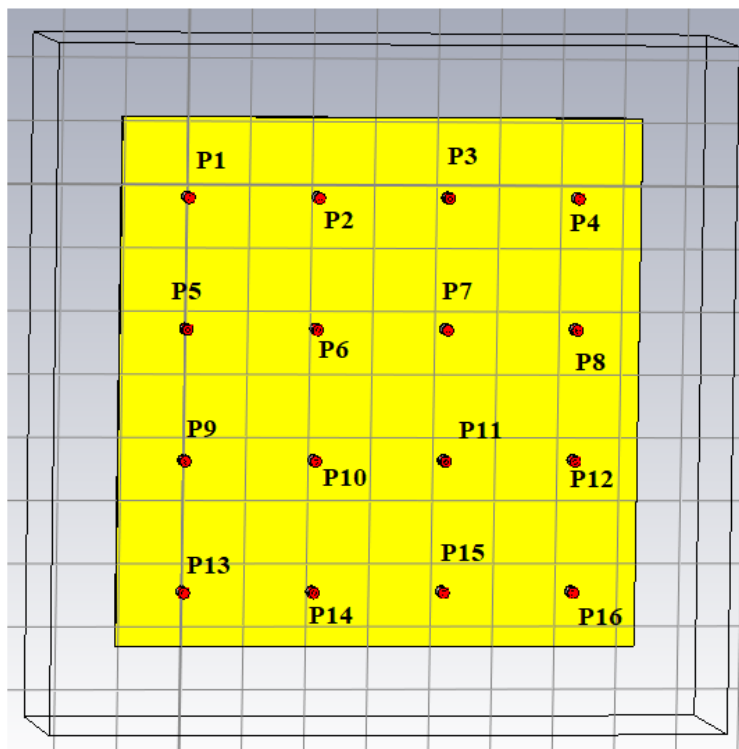
Εικόνα 6.16 Οι διαστάσεις των στοιχείων της στοιχειοκεραίας και η διακριτικοποίηση της σε κελιά

Η επέκταση της γείωσης γύρω από το patch επηρεάζει την συχνότητα συντονισμού και γι αυτό το λόγο θα πρέπει για άλλη μια φορά να επαναληφθεί η διαδικασία που περιγράφεται στο προηγούμενο υποκεφάλαιο με τον Optimizer. Οι νέες διαστάσεις του μεμονωμένου patch, ώστε ο συντονισμός λειτουργίας να είναι ο επιθυμητός υπολογίζονται σε $W=24.57$ mm και $L=20.62$ mm με τη θέση του σημείου τροφοδοσίας να μεταφέρεται από το κέντρο του patch σε ύψος 3.82mm. Αυτές οι ελάχιστες αλλαγές στις παραπάνω τιμές είναι ικανές ώστε να κρατήσουν τον συντονισμό της στοιχειοκεραίας στην επιθυμητή συχνότητα.

Πράγματι κοιτάζοντας τις τιμές των S_{ii} παραμέτρων με $i=1:16$ είναι φανερό πως ο συντονισμός παραμένει γύρω από την συχνότητα των 3.6 GHz κατά κύριο λόγο με μια ελάχιστη κύλιση προς τα δεξιά για μερικές παραμέτρους η οποία είναι αναμενόμενη λόγω του διαφορετικού μεγέθους γείωσης αλλά και λόγω των γειτονικών στοιχείων ακτινοβολίας. Το εύρος ζώνης λειτουργίας της στοιχειοκεραίας είναι από τα 3.57 GHz έως τα 3.64 GHz δηλαδή σχεδόν όμοιο με αυτό του μεμονωμένου patch.



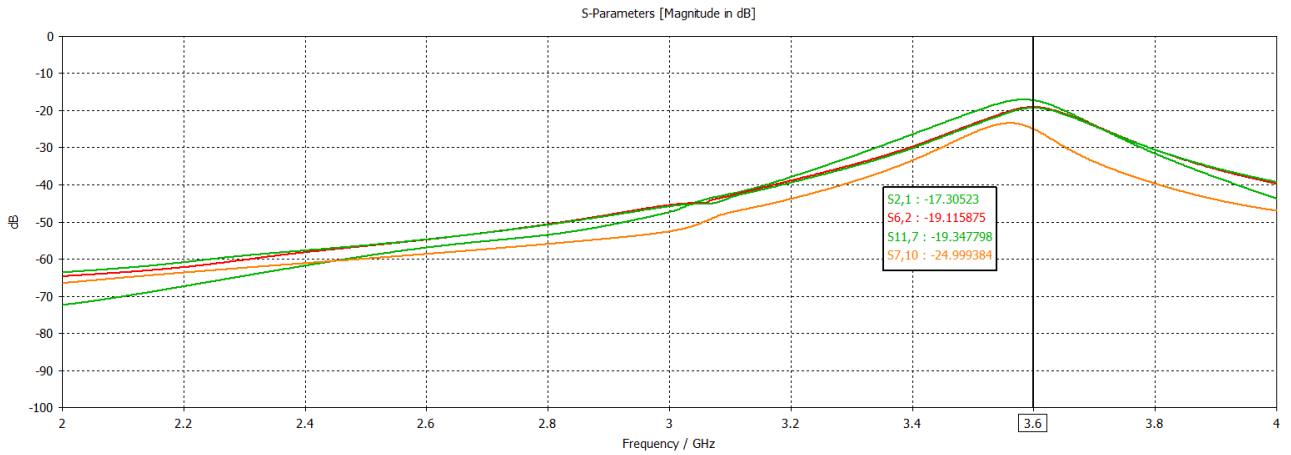
Εικόνα 6.17 S_{11} παράμετροι συντονισμού στοιχειοκεραίας 4x4



Εικόνα 6.18 Αρίθμηση των εισόδων τροφοδοσίας 4x4

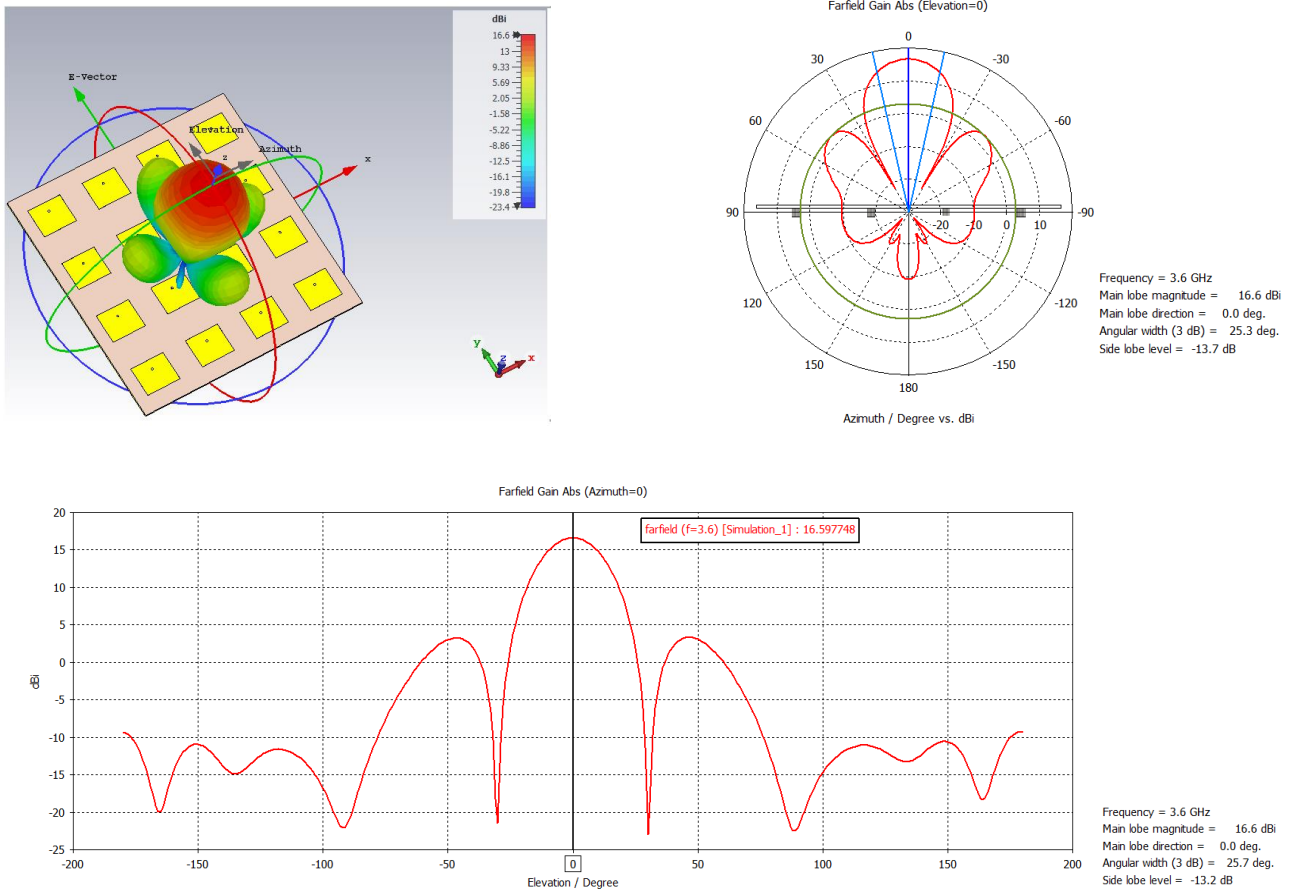
Βέβαια τα γειτονικά στοιχεία ακτινοβολίας όπως αναλύεται στο κεφάλαιο 4 επιφέρουν την αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των κεραιών. Η αμοιβαία σύζευξη παρατηρείται στις S παραμέτρους των

γειτονικών κεραιών όπου η απομόνωση όπως φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα στην συχνότητα συντονισμού είναι της τάξεως των -17db σε γειτονικά στοιχεία ακτινοβολίας. Για να υπάρχει απομόνωση μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας οι τιμές αυτές θα έπρεπε να είναι της τάξεως των -40dB.



Εικόνα 6.19 S παράμετροι απομόνωσης της στοιχειοκεραίας 4x4

Το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας της διάταξης στην συχνότητα συντονισμού των 3.6GHz είναι απαλλαγμένο από μεγάλους πλευρικούς λοβούς καθώς η απόσταση d μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας έχει οριστεί για $\lambda/2$.

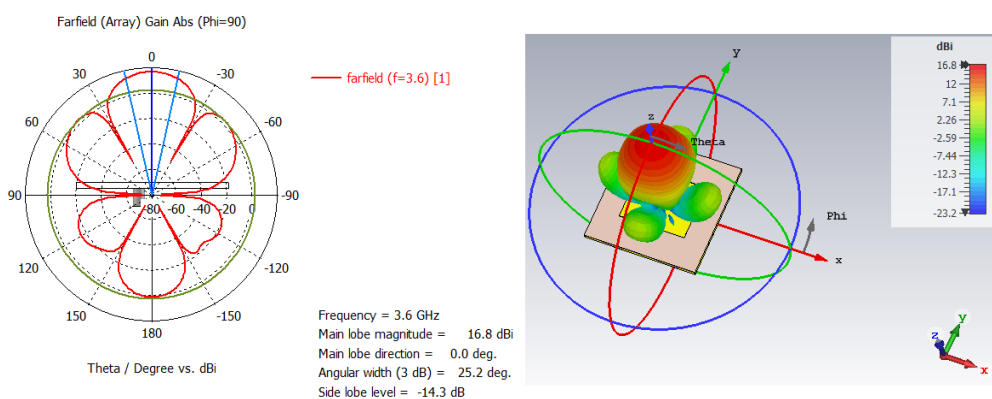


Εικόνα 6.20 Λοβός ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας 4x4

Η μέγιστη τιμή κέρδους είναι κάθετη στην επιφάνεια της στοιχειοκεραίας και ισούται με 16.6 dBi. Είναι μια τιμή αναμενόμενη σύμφωνα και με παρόμοιες στοιχειοκεραίες που βρέθηκαν σε δημοσιεύσεις. Το άνοιγμα γωνίας μισής ισχύος είναι στις 25.3°. Επιβεβαιώνοντας την θεωρία στην στοιχειοκεραία αυξάνεται το κέρδος και η κατευθυντικότητα του λοβού ακτινοβολίας ενώ μειώνεται το άνοιγμα της γωνίας μισής ισχύος σε σχέση με το μεμονωμένο στοιχείο ακτινοβολίας.

6.4.1 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας 4x4 με βάση την μαθηματική ανάλυση

Το CST είναι ένα λογισμικό με πάρα πολλές δυνατότητες, τα αποτελέσματα που δίνει η προσημείωση του προγράμματος έχουν μεγάλη ακρίβεια και είναι πάρα πολύ κοντά με τα αποτελέσματα πραγματικής μέτρησης αλλά ανάλογα το μέγεθος της διάταξης χρειάζονται αρκετή ώρα, ίσως και πάνω από τρεις ώρες ακόμα και σε έναν γρήγορο ηλεκτρονικό υπολογιστή για να ολοκληρωθούν. Υπάρχει όμως η επιλογή σχεδίασης του διαγράμματος ακτινοβολίας μέσα από ένα μαθηματικό μοντέλο υπολογισμού που χρειάζεται μερικά δευτερόλεπτα χρόνο για να ολοκληρωθεί η διαδικασία. Ορίζοντας μόνο την επιθυμητική απόσταση και τον αριθμό των patch στο μεμονωμένο στοιχείο στις επιλογές παρουσίασης του μακρινού πεδίου ακτινοβολίας κατασκευάζεται το εξής διάγραμμα.



Εικόνα 6.21 Σχεδίαση λοβού ακτινοβολίας μεμονωμένου στοιχείου με μαθηματική ανάλυση

Εξαιρώντας κανείς το σχήμα του οπίσθιου λοβού και το σχήμα των πλευρικών λοβών ακτινοβολίας είναι φανερό ότι μπορεί να λάβει πολύ κοντινά αποτελέσματα όσον αφορά τα στοιχεία του κύριου λοβού που έχει το κυρίως ενδιαφέρον.

	Η/Μ ΠΡΟΣΟΜΕΙΩΣΗ	ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΑΝΤΕΛΟ
Main lobe magnitube	16.6 dBi	16.8 dBi
Main lobe direction	0 deg	0 deg
Angular width (3dB)	25.3	25.2
Side lobe level	13.7 dB	14.3 dB

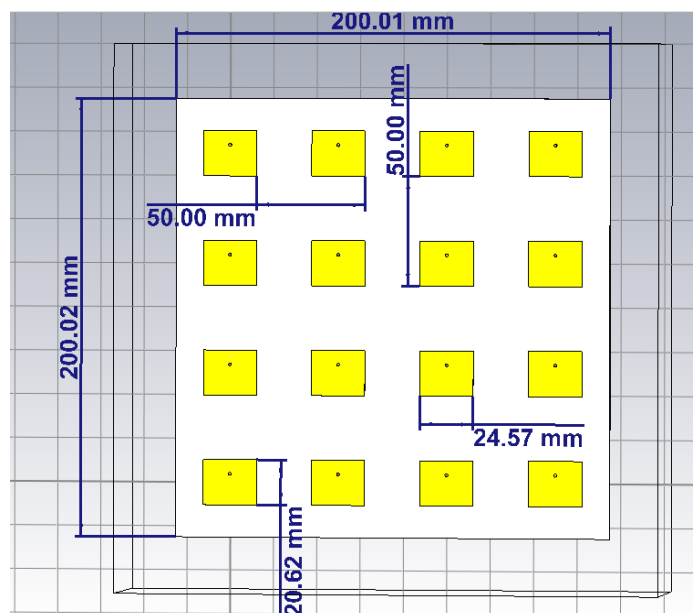
Πίνακας 6.1 Σύγκριση αποτελεσμάτων μαθηματικής και ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του μεμονωμένου στοιχείου

Τα αποτελέσματα του παραπάνω πίνακα δείχνουν ότι το μαθηματικό εργαλείο μπορεί να χρησιμοποιηθεί παρακάτω κατά την διαδικασία περιστροφής του κύριου λοβού ακτινοβολίας εφόσον διορθωθεί και η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας της διάταξης. Ωστόσο, χρειάζεται να επιλυθεί το πρόβλημα λανθασμένης απεικόνισης του σχήματος του οπίσθιου λοβού και των πλευρικών.

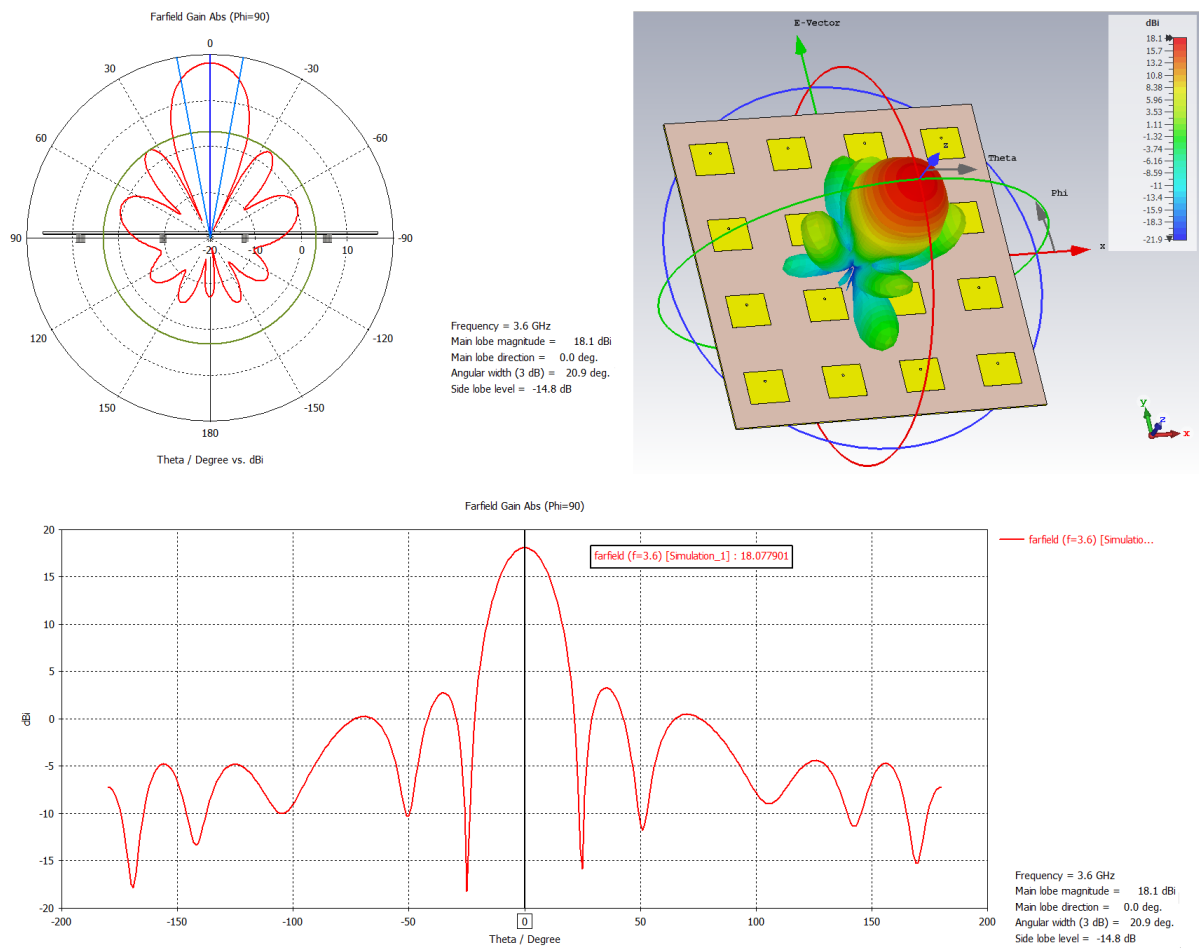
6.4.2 Μείωση αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχείων

Υπάρχουν διάφορες τεχνικές οι οποίες παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 4 για να μειωθεί η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας. Η διαδικασία σχεδιασμού στοιχειοκεραίας με μια από τις τεχνικές αυτές οι οποίες παρουσιάζουν απομόνωση της τάξεως των -40 dB μεταξύ των στοιχείων είναι μια ολόκληρη διαφορετική μελέτη. Σε πολλές ωστόσο από αυτές τις τεχνικές το πρώτο βήμα είναι η αλλαγή της απόστασης μεταξύ των patch. Η αύξηση του διαστήματος μεταξύ των patch σε μεγαλύτερο μήκος από $\lambda/2$ μειώνει την αμοιβαία σύζευξη των στοιχείων αλλά όπως παρουσιάζεται στο 2^ο κεφάλαιο αυξάνει τους πλευρικούς λοβούς ακτινοβολίας. Οπότε η λύση που προτείνεται ώστε να βελτιωθεί η απομόνωση μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας είναι η αύξηση της απόστασης μεταξύ των patch σε ποσοστό της τάξεως του συν 20% για να μην πολλαπλασιαστούν πολύ οι πλευρικοί λοβοί ακτινοβολίας.

Αυτό σημαίνει ότι η νέα απόσταση d μεταξύ των patch γίνεται 50mm από 41.66mm. Είναι αναμενόμενο να αυξηθεί ο αριθμός των πλευρικών λοβών καθώς και να μετακινηθεί ελάχιστα η συχνότητα συντονισμού λόγω της αλλαγής μεγέθους της γείωσης αλλά και να αυξηθεί το μέγιστο κέρδος με παράλληλη μείωση της γωνίας μισής ισχύος. Ωστόσο αναμένεται να σημειωθεί μείωση του επιπέδου των πλευρικών λοβών καθώς αυξάνεται ο αριθμός τους και η ενέργεια σε αυτούς μοιράζεται. Επιπροσθέτως γίνεται και η μαθηματική προσομοίωση αλλά πλέον χρησιμοποιείται το εργαλείο combine results το οποίο λαμβάνει υπόψη του όλα τα δεδομένα διαφορετικής διέγερσης κάθε πόρτας, αμοιβαίας σύζευξης και φυσικά το νέο μέγεθος της γείωσης.

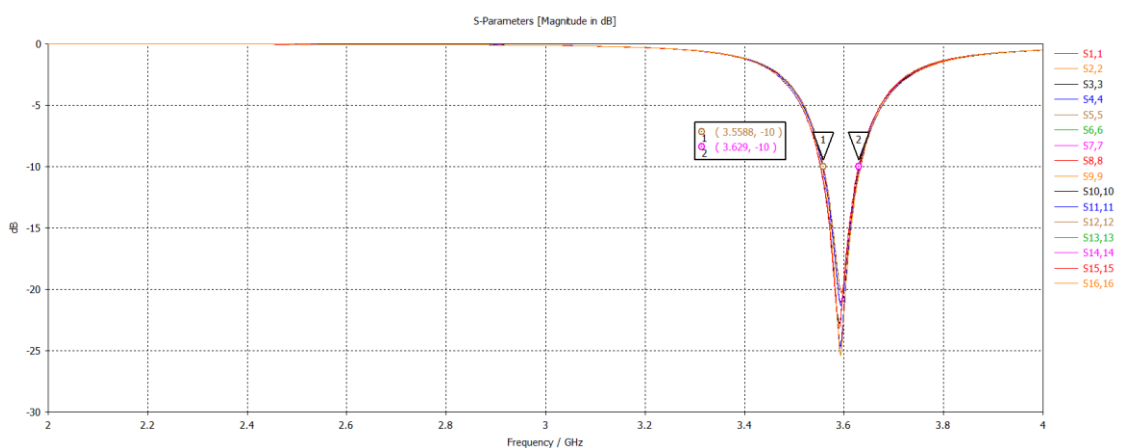


Εικόνα 6.22 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας



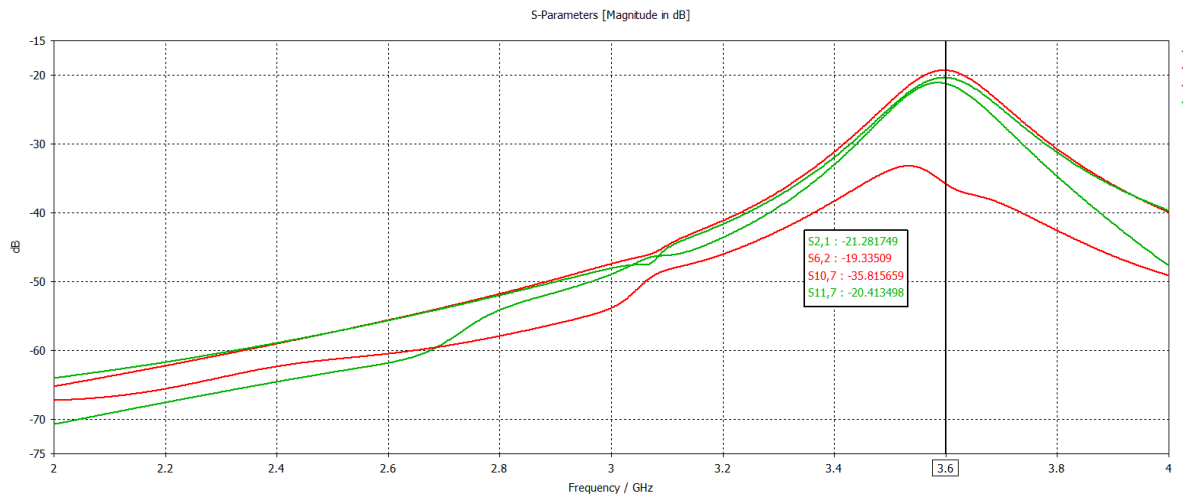
Εικόνα 6.23 Λοβός ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση μεμονωμένων στοιχείων ακτινοβολίας

Το εύρος ζώνης της διάταξης είναι από 3.56 GHz έως 3.63 GHz.



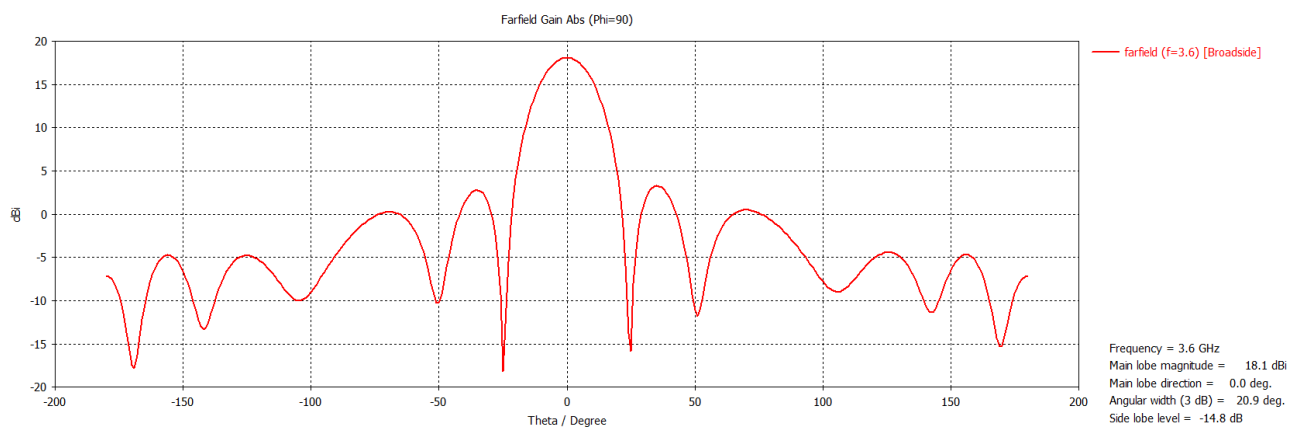
Εικόνα 6.24 S11 παράμετροι συντονισμού στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση των στοιχείων ακτινοβολίας

Ενώ είναι φανερό ότι η απομόνωση μεταξύ των γειτονικών patch έχει βελτιωθεί καθώς πλέον είναι της τάξεως των -20dB και μεγαλύτερη.



Εικόνα 6.25 S παράμετροι απομόνωσης της στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας

Τα αποτελέσματα της μαθηματικής προσομοίωσης με combine results δίνουν το εξής διάγραμμα:



Εικόνα 6.26 Μαθηματική προσομοίωση λοβού ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με αυξημένη απόσταση μεμονωμένων στοιχείων ακτινοβολίας

	Η/Μ ΠΡΟΣΟΜΕΙΩΣΗ	ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΑΝΤΕΛΟ
Main lobe magnitube	18.1 dBi	18.1 dBi
Main lobe direction	0 deg	0 deg
Angular width (3dB)	20.9	20.9
Side lobe level	-14.8 dB	-14.8 dB

Πίνακας 6.2 Σύγκριση αποτελεσμάτων μαθηματικής και ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης στοιχειοκεραίας

Λόγω των ίδιων πλέον αποτελεσμάτων της μαθηματικής ανάλυσης και της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης η μελέτη περιστροφής του λοβού ακτινοβολίας γίνεται με βάση το μαθηματικό

μοντέλο το οποίο συμφέρει χρονικά. Το σχήμα των πλευρικών λοβών είναι όμοιο και στους δύο τρόπους ανάλυσης.

6.4.3 Μελέτη περιστροφής του λοβού ακτινοβολίας

Στο 2^ο κεφάλαιο της μελέτης η σχέση 2.18 δίνει την τιμή για την κατάλληλη διαδοχική διαφορά φάσης στην τροφοδότηση των στοιχείων που πρέπει να δοθεί ώστε ο λοβός της βελτιστοποιημένης στοιχειοκεραίας 4x4 να σαρώσει κάποια συγκεκριμένη γωνία στο χώρο. Από την στιγμή που έχει ολοκληρωθεί η διαδικασία ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης, με το εργαλείο Combiner του CST με μαθηματικό τρόπο σχεδιάζεται γρήγορα το διάγραμμα ακτινοβολίας του λοβού αντλώντας τα δεδομένα συντονισμού και αμοιβαίας σύζευξης της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης.

Αριθμητικό παράδειγμα της σχέσης 2.18:

Δεδομένα: $\varphi=90^\circ$, $\theta=10^\circ$ & $dx=dy=1.2*\lambda/2$

$$\beta x = -\frac{2\pi}{\lambda} dx \sin \theta \cos \varphi = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{6}{5} \frac{\lambda}{2} \sin 10 \cos 90 \rightarrow$$

$$\beta x = -\frac{6 \cdot 180}{5} \cdot 1 \cdot 0 = 0$$

$$\beta y = -\frac{2\pi}{\lambda} dy \sin \theta \sin \varphi = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{6}{5} \frac{\lambda}{2} \sin 10 \sin 90 \rightarrow$$

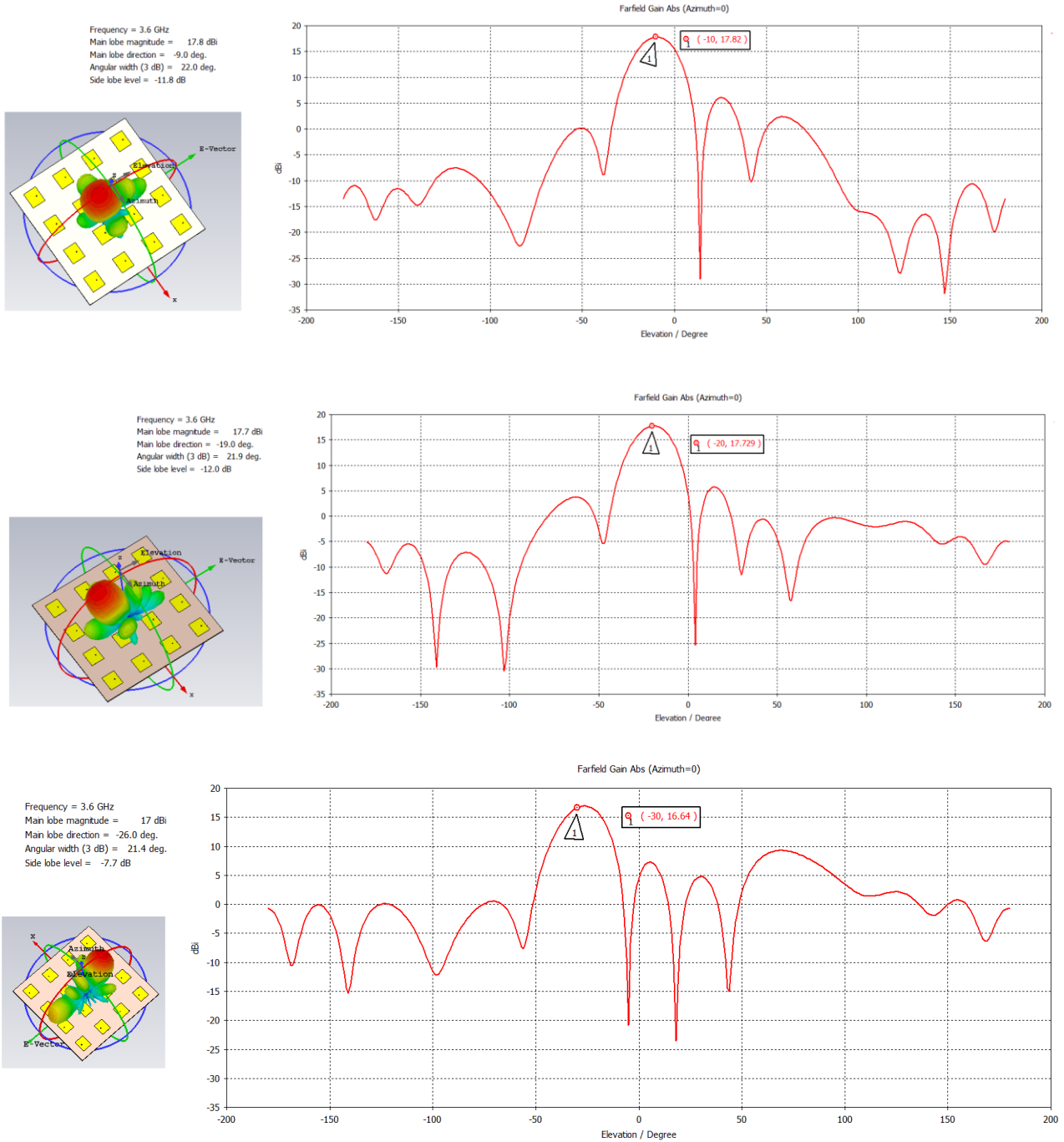
$$\beta y = -\frac{6 \cdot 180}{5} \cdot 1 \cdot 0.174 = -37.5$$

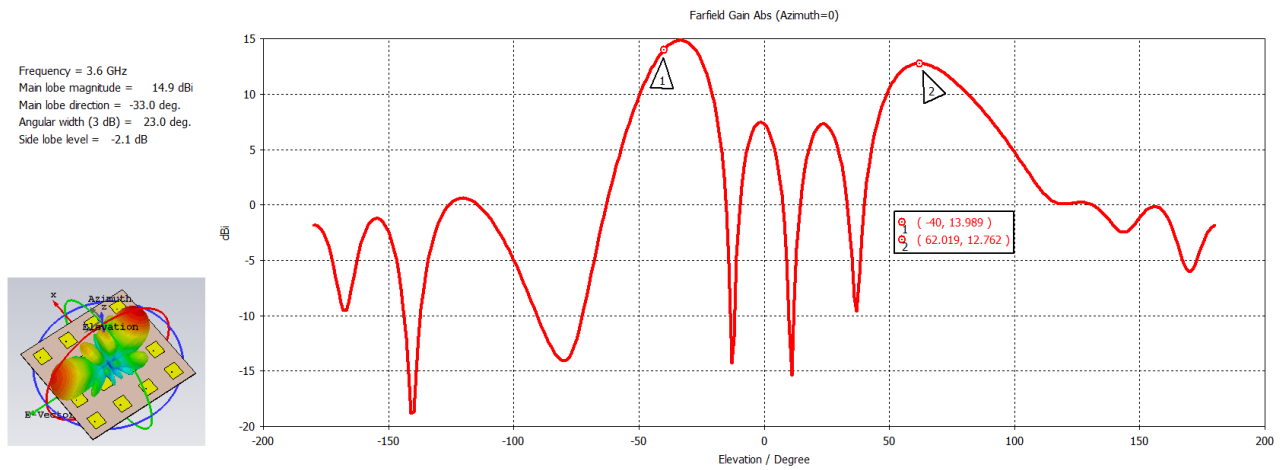
φ°	θ°	βx°	βy°
90	10	0	37.5
90	20	0	73.876
90	30	0	108
90	40	0	138.84
90	50	0	165.465
90	60	0	187.06

Πίνακας 6.3 Αριθμητικά αποτελέσματα της σχέσης 2.18 για μετακίνηση του κύριου λοβού ανυψωτικά

Τα αποτελέσματα προσομοίωσης δείχνουν βασικά συμπεράσματα για τις δυνατότητες περιστροφής του λοβού της συγκεκριμένης διάταξης. Λόγω της συμμετρίας της στοιχειοκεραίας ο λοβός είναι ικανός να σαρώσει για 90^ο αζιμούθιο έως 30^ο περίπου ανύψωση, εξαιτίας των πολλαπλών

πλευρικών λοβών καθώς η μείωση της αμοιβαίας σύζευξης δεν έχει γίνει με τον βέλτιστο τρόπο μετά το πέρας περίπου των 35° εμφανίζεται ένας δεύτερος οχληρός λοβός με αρκετά υψηλά επίπεδα κέρδους. Επίσης όσο μειώνεται η γωνία ανύψωσης του λοβού ακτινοβολίας μειώνεται το μέγιστο κέρδος ακτινοβολίας και αυξάνεται το σφάλμα μεταξύ της μαθηματικής και της πραγματικής τιμής της γωνίας σάρωσης. Το δεύτερο είναι απόρροια του αναπόφευκτου αριθμητικού σφάλματος της σχέσης 2.18 καθώς το αποτέλεσμα των πράξεων ορίζεται για αύξηση της απόστασης μεταξύ των στοιχείων στο 20% του $\lambda/2$ τιμή που διαφέρει ελάχιστα από την απόσταση των 50mm της προσομοίωσης. Ένας ακόμα λόγος της αύξησης αυτού του σφάλματος είναι η υπολογίσιμη αύξηση του κέρδους του οχληρού λοβού που εμφανίζεται.





Εικόνα 6.27 Σκόπευση κύριου λοβού ακτινοβολίας σε διαφορετικές ανυψωτικές κατευθύνσεις

φ°	θ°	βx°	βy°	Gain (dBi)	Σφάλμα μοιρών
90	10	0	37.5	17.8	1
90	20	0	73.876	17.7	1
90	30	0	108	17	4
90	40	0	138.84	14.9	7

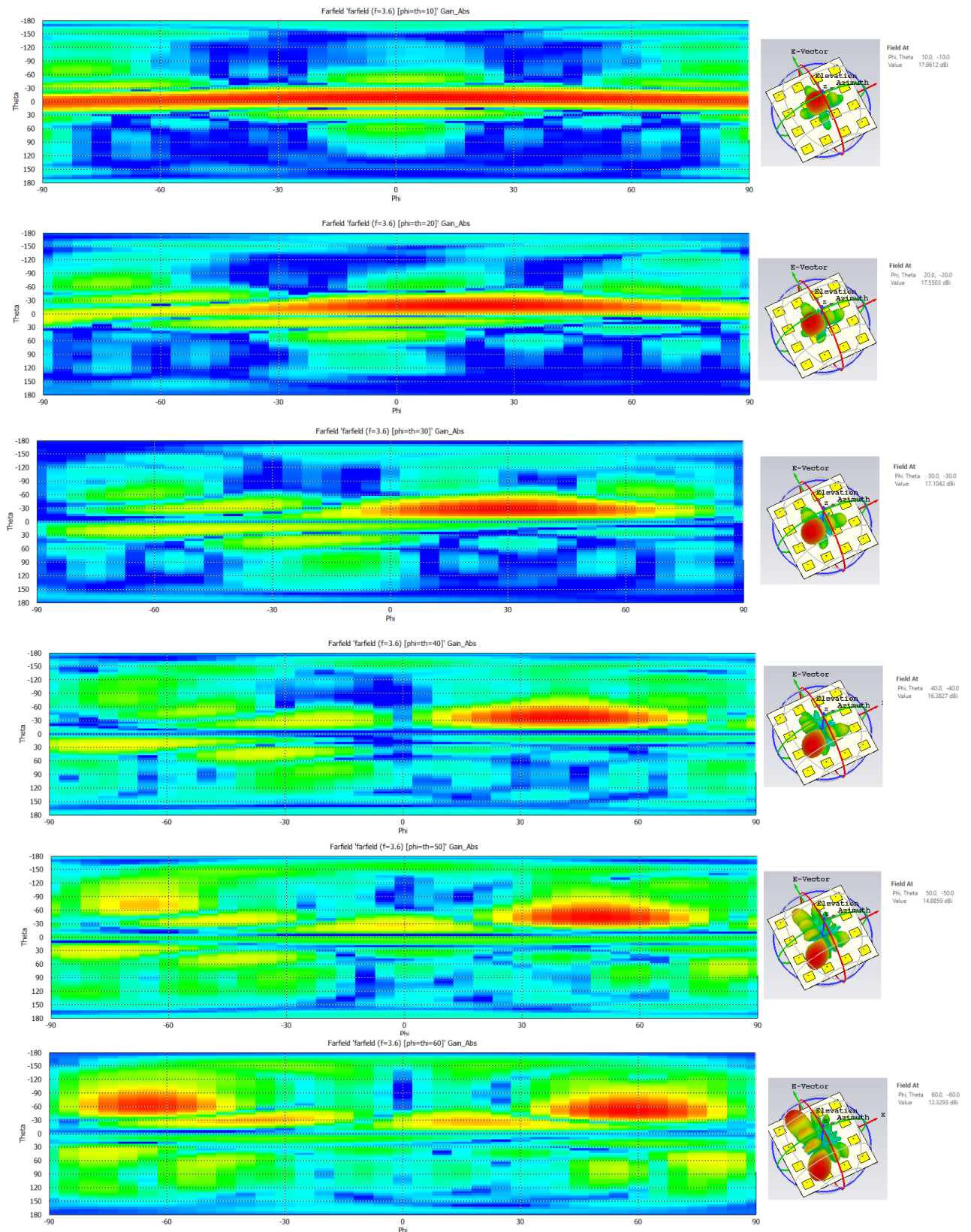
Πίνακας 6.4 Συγκεντρωτικός πίνακας αποτελεσμάτων σκόπευση κύριου λοβού ακτινοβολίας σε διαφορετικές ανυψωτικές κατευθύνσεις

Στην συνέχεια υπολογίζεται η διαδοχική διάφορα φάσης βx και βy ώστε η σάρωση του λοβού ακτινοβολίας να μετατοπιστεί και αζιμουθιακά και σε γωνία ανύψωσης.

φ°	θ°	βx°	βy°
10	10	36.938	6.513
20	20	69.42	25.267
30	30	93.53	54
40	40	106.359	82.246
50	50	106.359	126.754
60	60	93.53	162

Πίνακας 6.5 Αριθμητικά αποτελέσματα της σχέσης 2.18 για μετακίνηση του κύριου λοβού ανυψωτικά και αζιμουθιακά

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΚΤΥΠΩΜΕΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΜΙΜΟ ΚΑΤΑΛΛΗΛΩΝ ΓΙΑ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ ΝΕΑΣ ΓΕΝΙΑΣ



Εικόνα 6.28 Σκόπευση κύριου λοβού ακτινοβολίας σε διαφορετικές ανυψωτικές και αζιμουθιακές κατευθύνσεις

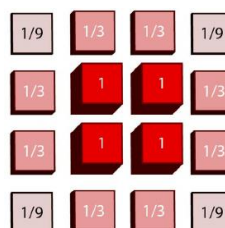
φ°	θ°	βx°	βy°	Κέρδος γωνίας σάρωσης (dBi)	Μέγιστο κέρδος δέσμης (dBi)
10	10	36.938	6.513	17.96	17.96
20	20	69.42	25.267	17.55	17.55
30	30	93.53	54	17.10	17.10
40	40	106.359	82.246	16.38	16.56
50	50	106.359	126.754	14.89	15.33
60	60	93.53	162	12.33	13.27

Πίνακας 6.6 Συγκεντρωτικός πίνακας αποτελεσμάτων σκόπευση κύριου λοβού ακτινοβολίας σε διαφορετικές ανυψωτικές και αζιμουθιακές κατευθύνσεις

Παρατηρείται ότι όσο απομακρύνεται η δέσμη από την αρχική της κατεύθυνση αναμενόμενα μειώνεται το μέγιστο κέρδος της δέσμης ενώ μετά το περάς των 30° για τις γωνίες θ και φ υπάρχει ελάχιστη διαφοράς της πραγματικής στόχευσης και της μαθηματικά υπολογίσιμης. Μετά το πέρας των 50° για τις συντεταγμένες εμφανίζεται οχληρός λοβός με υψηλά επίπεδα κέρδους. Οι παραπάνω παρατηρήσεις οφείλονται στο πλήθος πλευρικών λοβών που υπάρχουν στην αρχική μορφή της δέσμης. Επιπροσθέτως ο λοβός έχει μεγαλύτερη δυναμικότητα σάρωσης όταν μετακινείται και αζιμουθιακά και ανυψωτικά από το να κινείται μονό ως προς μια διεύθυνση. Στο παράρτημα Β της διπλωματικής εργασίας παρουσιάζεται κώδικας Matlab για τον γρήγορο υπολογισμό φάσης τροφοδοσίας κάθε θύρας εισόδου της κεραίας.

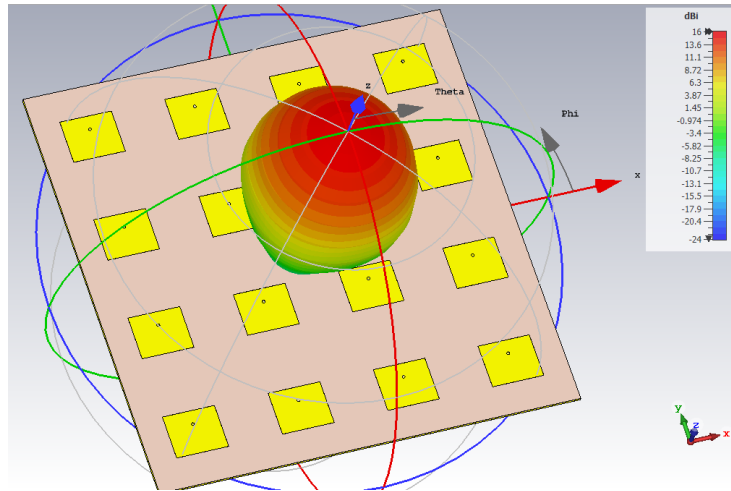
6.4.4 Καταστολή πλευρικών λοβών

Οι πλευρικοί λοβοί που αυξάνονται λόγω της επιλογής απομάκρυνσης των στοιχείων για την καταπολέμηση της αμοιβαίας σύζευξης είναι φανερό ότι δημιουργούν προβλήματα στην σάρωση του λοβού ακτινοβολίας στο χώρο. Για την καταστολή του μεγέθους των πλευρικών λοβών προτείνεται η τροφοδότηση των στοιχείων με αναλογικό τρόπο έτσι ώστε το μεγαλύτερο ποσοστό της συνολικής ενέργειας τροφοδότησης να διοχετευτεί στα κεντρικά στοιχεία και σταδιακά να μειωθεί στα υπόλοιπα όπως δείχνει η παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 6.29 Ποσοστό τροφοδότησης θηρών στοιχειοκεραίας [54]

Ρυθμίζοντας τον Combiner κατάλληλα ο απαλλαγμένος από οχληρούς λοβούς παρουσιάζεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 6.30 Λοβός ακτινοβολίας απαλλαγμένος από οχληρούς λοβούς

Ωστόσο, υπάρχουν διαφορές στον κύριο λοβό με κατασταλμένους τους πλευρικούς οι οποίες οφείλονται στην αλλαγή του τρόπου τροφοδοσίας της διάταξης και συγκεντρώνονται στον πίνακα που ακολουθεί.

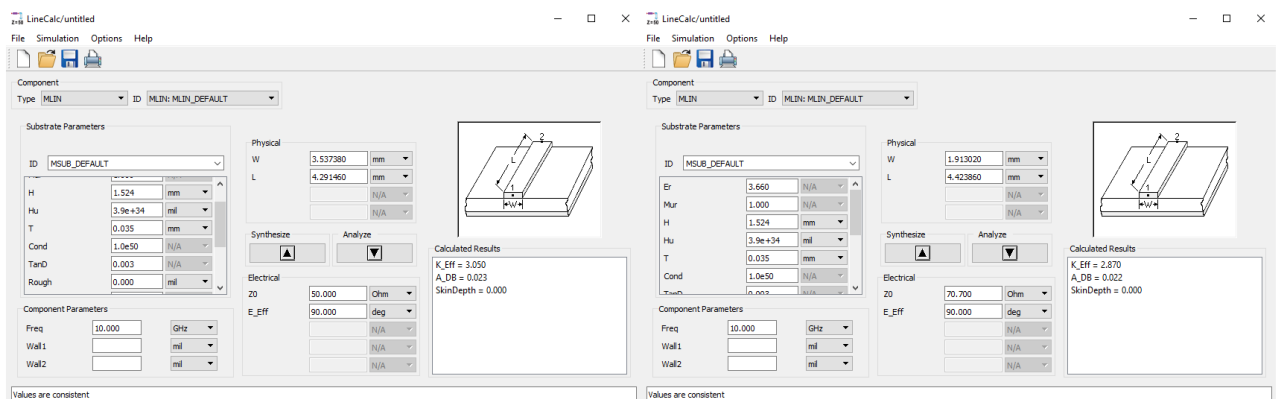
	Λοβός ακτινοβολίας με πλευρικούς	Λοβός ακτινοβολίας χωρίς πλευρικούς
Main lobe magnitube	18.1 dBi	16 dBi
Main lobe direction	0 deg	0 deg
Angular width (3dB)	20.9	28.5
Side lobe level	14.8 dB	30.4 dB

Πίνακας 6.7 Συγκεντρωτικός πίνακας διαφορών μεταξύ διάταξης με και χωρίς πλευρικούς λοβούς

6.5 Σχεδίαση συστήματος τροφοδοσίας για 4X4 στοιχειοκεραία

Ο διαιρέτης ισχύος Wilkinson αποτελεί ιδανική πρόταση για τον σχεδιασμό του κυκλώματος τροφοδοσίας. Το κύκλωμα τροφοδοσίας όπως έχει είδη αναφερθεί μπορεί να σχεδιαστεί σε διαφορετικό επίπεδο στην ίδια πλακέτα σχεδίασης της στοιχειοκεραίας ή σε ξεχωριστή πλακέτα για λογούς ευκολίας που έχουν είδη αναλυθεί. Το λογισμικό ADS δίνει την δυνατότητα μελέτης και σχεδίασης ενός διαιρέτη ισχύος Wilkinson ο οποίος αν τοποθετηθεί πολλές φορές διαδοχικά δημιουργεί έναν συνδυαστή (combiner) ο οποίος έχει 1 είσοδο και 16 εξόδους. Με αυτόν τον τρόπο η ενέργεια τροφοδοσίας που εισέρχεται από την είσοδο σε κάθε στάδιο διαχωρισμού κατανέμεται ισότιμα μέχρι να φτάσει στις τελικές θύρες εξόδου. Η μαθηματική σχεδίαση του διαιρέτη ισχύος Wilkinson περιορίζεται στις σχέσεις 3.5 και 3.15 με τις οποίες κανείς υπολογίζει το πλάτος της εκτυπωμένης γραμμής για τις επιθυμητές τιμές εμπέδησης. Το ADS επίσης δίνει την δυνατότητα προσομοίωσης της λειτουργίας του διαιρέτη ισχύος Wilkinson σε συνδυασμό με την στοιχειοκεραία.

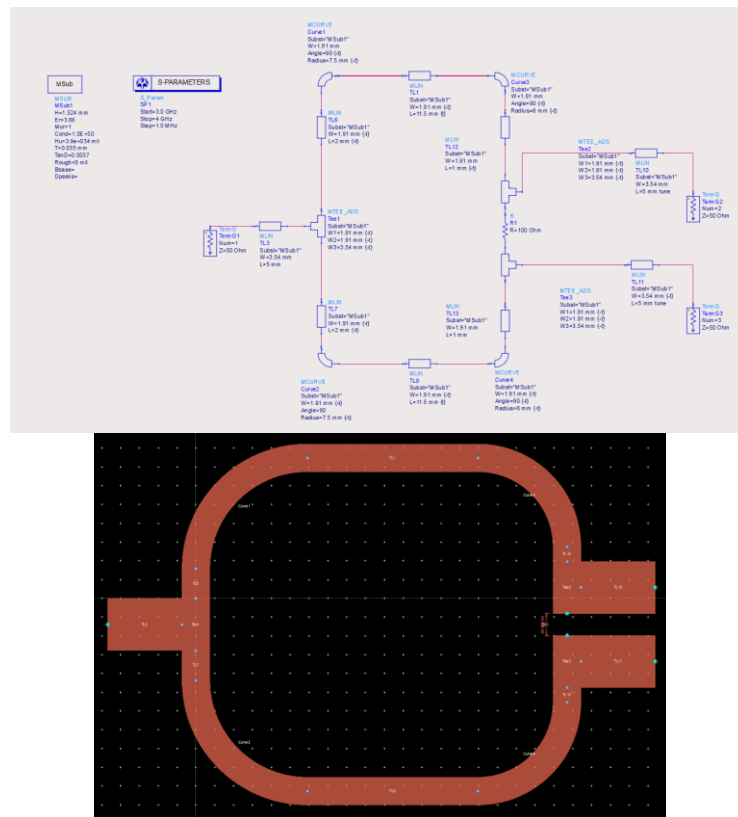
Σχεδιάζοντας τον διαιρέτη ισχύος όπως παρουσιάζεται στην παράγραφο 3.3.2 επιλέγεται η εμπέδηση Z1 να είναι ίση με την Z2 ίση με 70.7 Ω και η Z3 ίση με την Z4 ίση με 50 Ω ενώ η αντίσταση R ίση με 100 Ω ώστε να υπάρχει σωστή προσαρμογή και μεγάλη απομόνωση στην έξοδο. Παράλληλα για να συμβούν όλα τα παραπάνω στην κατάλληλη συχνότητα λειτουργίας το ADS διαθέτει εργαλείο στο οποίο παίρνοντας τα δεδομένα του υποστρώματος σχεδίασης υπολογίζει το πλάτος των γραμμών μεταφοράς.



Z [Ω]	W [mm]
50	3.54
70.7	1.91

Εικόνα 6.31 Ρυθμίσεις και αποτελέσματα εργαλείου σχεδίασης μικροταινίας στο ADS

Στην συνέχεια με τη βοήθεια της εφαρμογής Schematic σχεδιάζεται ο παρακάτω διαιρέτης ισχύος τοποθετώντας τα σχήματα και την γεωμετρία των μικροκυμματικών γραμμών μεταφοράς. Επιπροσθέτως, ορίζονται τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος κατασκευής και μέσω του εργαλείου Tuning αλλάζουν οι τιμές μήκους ώστε το μέγεθος της πάνω και της κάτω διαδρομής του διαιρέτη ισχύος να ισούται περίπου με $\lambda/4$ για να επιτευχθεί η επιθυμητή μορφή των S παραμέτρων. Ενώ γίνεται η μέριμνα η απόσταση μεταξύ των δυο γραμμών στην έξοδο να είναι της τάξεως των 3mm ώστε να μπορεί να τοποθετηθεί chip ωμικής αντίστασης.



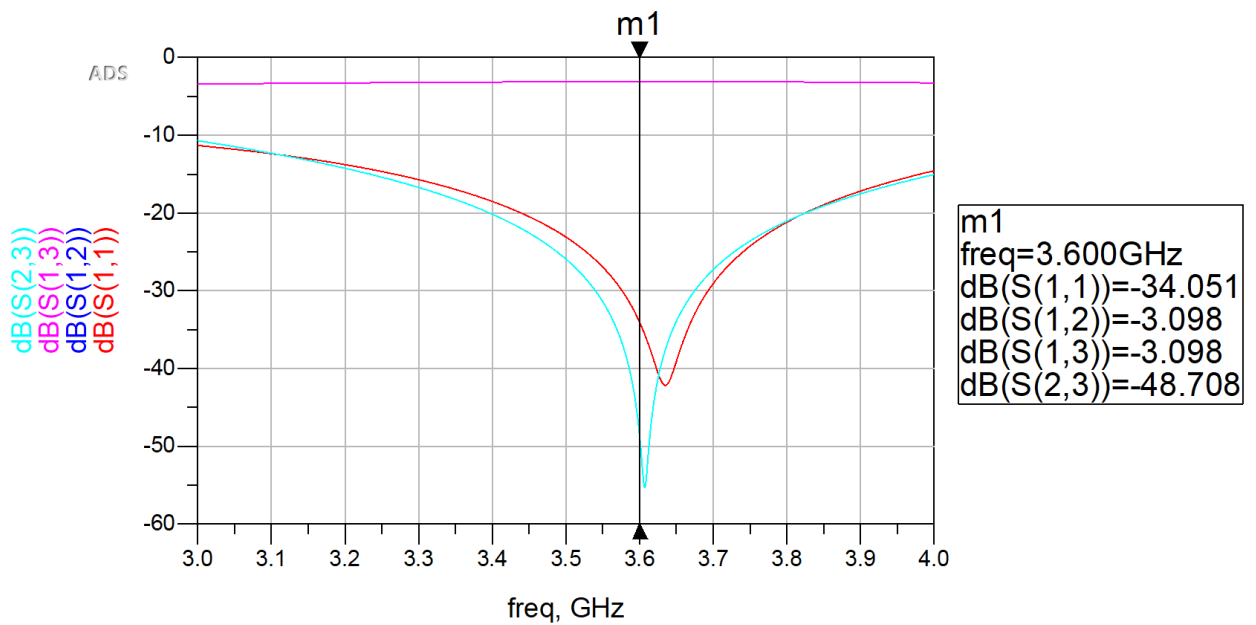
Εικόνα 6.32 Σχεδίαση Wilkinson Power Divider στο ADS

Τα μεγέθη των στοιχείων του Schematic είναι:

Όνομα στοιχείου	W [mm]	L[mm]-Radius[mm]
TL3	3.54	5
TEE1	1.91 1.91 3.54	-
TL6	1.91	2
CURVE1	1.91	7.5
TL1	1.91	11.5
CURVE3	1.91	6
TL12	1.91	1
TEE2	1.91 1.91 3.54	-
TL10	3.54	5
TL11	3.54	5
TEE3	1.91 1.91 3.54	-
TL13	1.91	1
CURVE4	1.91	6
TL9	1.91	2
CURVE2	1.91	7.5
TL7	1.91	2

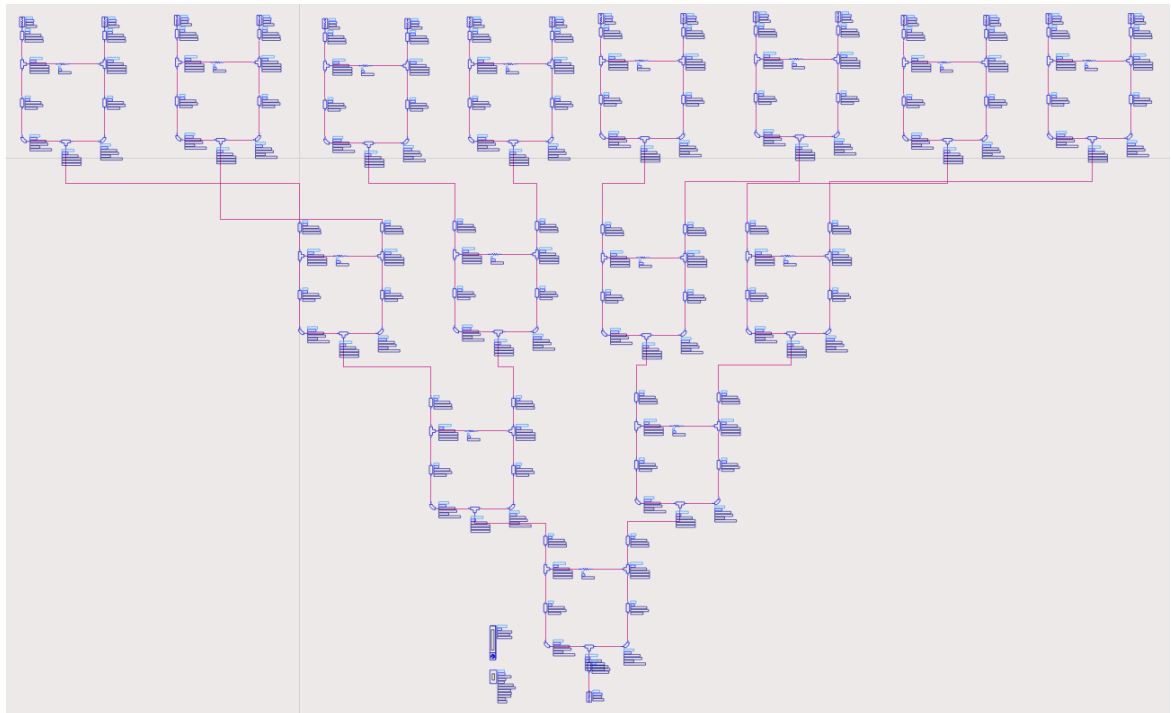
Πίνακας 6.8 Συγκεντρωτικός πίνακας με τα μεγέθη των μικροταπιών σχεδίασης του Wilkinson Power Divider στο ADS

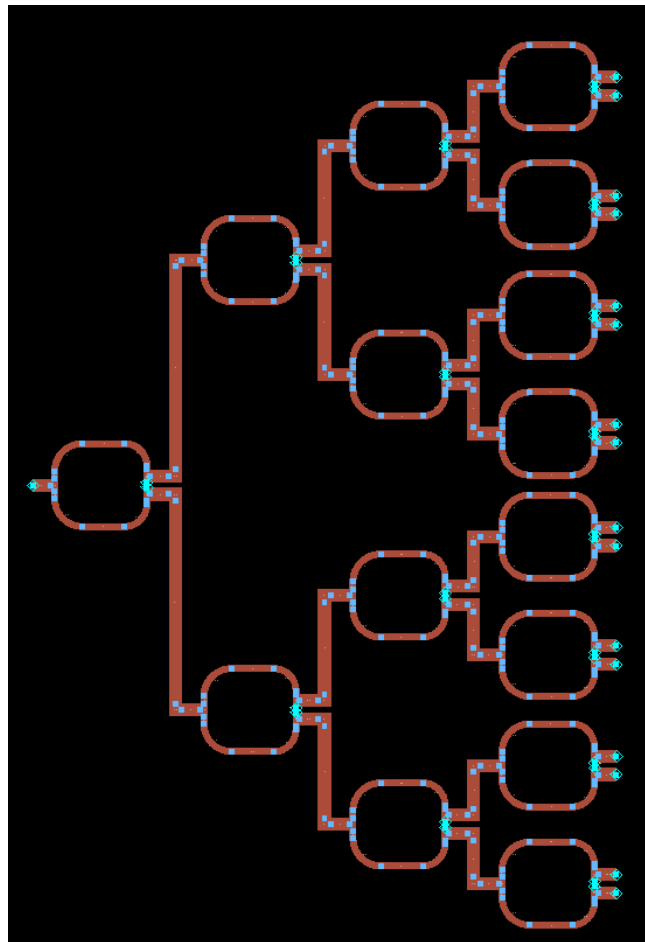
και τα αποτελέσματα των S παραμέτρων μαρτυρούν ότι η διάταξη δουλεύει για την επιθυμητή συχνότητα, μοιράζει στη μέση την ισχύ και κρατάει απομονωμένες τις εξόδους.



Εικόνα 6.33 S παράμετροι Wilkinson Power Divider στο ADS

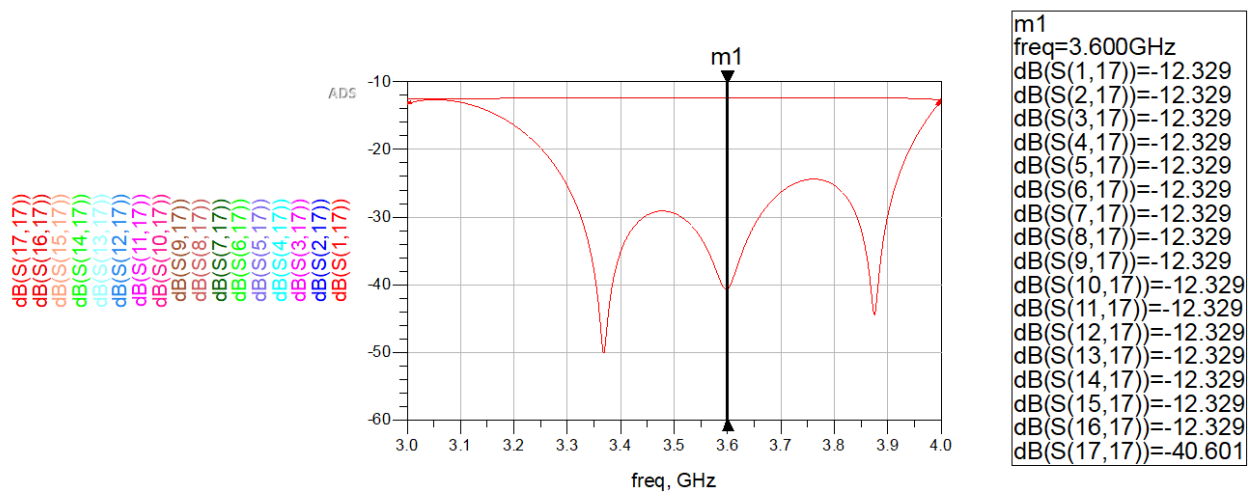
Στην συνέχεια με κατάλληλες τιμές μήκους στις γραμμές μεταφοράς των 50Ω ώστε να μην έρχονται σε επαφή οι 16 έξοδοι σχεδιάζεται ο combiner όπως φαίνεται στις επόμενες εικόνες.





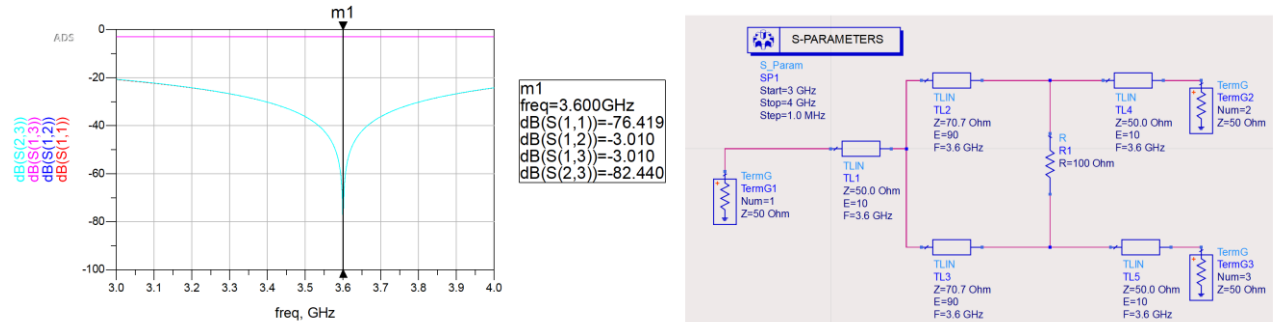
Εικόνα 6.34 Σχεδίαση Combiner με Wilkinson Power Divider στο ADS

Είναι φανερό από τον πίνακα των S παραμέτρων ότι ο συντονισμός της διάταξης παραμένει σε πολύ καλή τιμή και ότι η ισχύ μοιράζεται όμοια στην κάθε έξοδο.



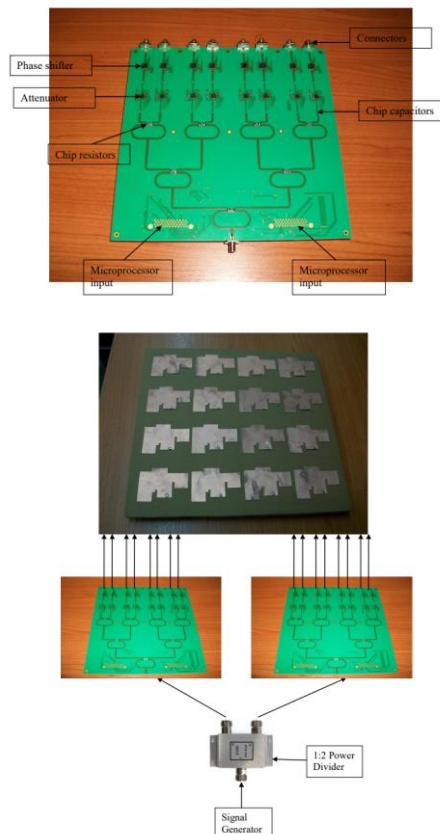
Εικόνα 6.35 S παράμετροι Combiner με Wilkinson Power Divider στο ADS

Ωστόσο, η θεωρητική τιμή των $S_{1,17}$ έως $S_{16,17}$ πρέπει να είναι στα -12 dB καθώς για κάθε στάδιο του combiner υπολογίζονται 3dB για να μοιράζεται στην μέση η τιμή της ισχύς. Επίσης, στην κάθε έξοδο πρέπει να υπολογιστεί χώρος τοποθέτησης chip phase shifter και attenuator. Δεν γίνεται μελέτη βελτιστοποιήσεων της παραπάνω διάταξης καθώς το μόνο που χρειάζεται το ADS για να συνδυάσει το κύκλωμα τροφοδοσίας με την κεραία είναι δεδομένα S παραμέτρων τα οποία μπορούν να δημιουργηθούν με ιδανικούς Wilkinson διαιρέτες τάσης.



Εικόνα 6.36 S παράμετροι και ιδανικός Wilkinson Power Divider στο ADS

Σε περίπτωση βελτιστοποίησης και μελέτης της πραγματικής διάταξης η τελική μορφή του συστήματος τροφοδοσίας και ο τρόπος σύνδεσης με την κεραία παρουσιάζεται στις παρακάτω εικόνες.

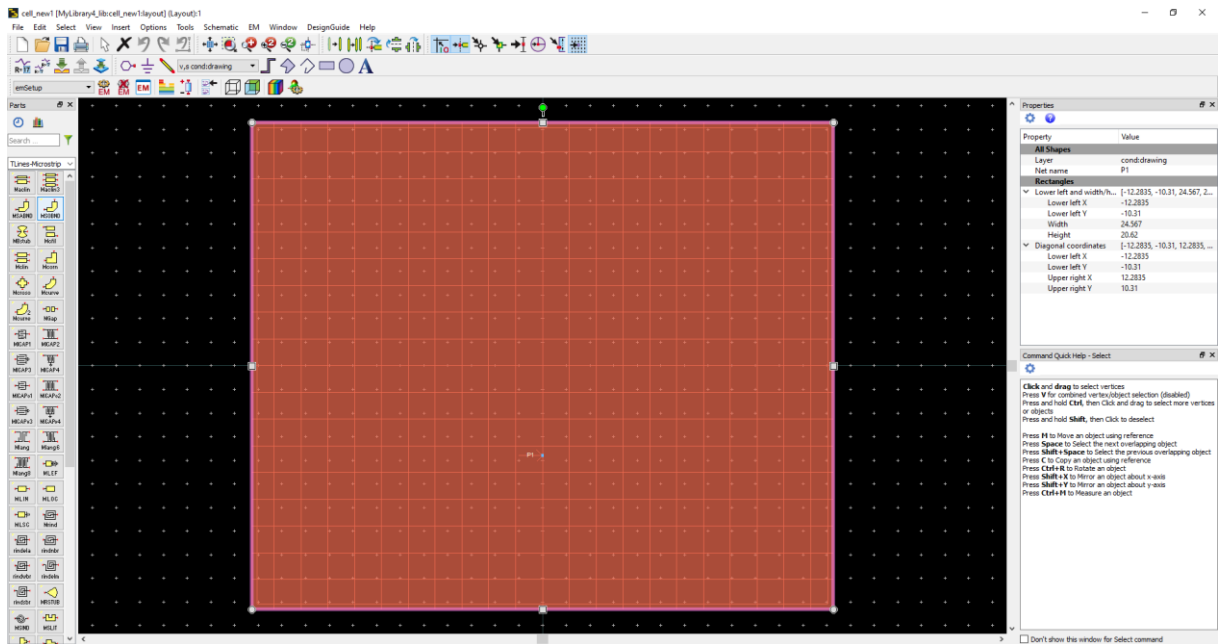


Εικόνα 6.37 Κατασκευή πραγματικού Combiner με Wilkinson Power Divider και σύνδεση με την 4x4 στοιχειοκεραία [31]

6.5.1 Σχεδίαση της κεραίας στο ADS και σύνδεση RF Pro με Schematic

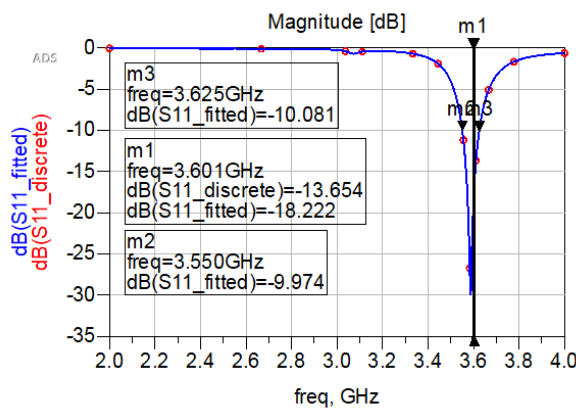
Μια ακόμα επιλογή για την διαδικασία της μελέτης σάρωσης του λοβού ακτινοβολίας που παρουσιάζεται στο κεφάλαιο 6.4.3 γίνεται μέσω του λογισμικού ADS. Από την στιγμή που σχεδιάζεται ο combiner ο χρήστης σχεδιάζοντας και την κεραία στο ίδιο λογισμικό είναι σε θέση να μελετήσει κεραία και κύκλωμα τροφοδοσίας παράλληλα.

Με την εφαρμογή layout και τα εργαλεία της βιβλιοθήκης Microstrip σχεδιάζεται ένα patch με τις διαστάσεις της βελτιστοποιημένης κεραίας του 6.4.2 . Στην συνέχεια πολύ εύκολα μπορεί να αποφευχθεί η σχεδίαση του σηματολήπτη και κάνοντας Insert Port τοποθετείτε στο επιθυμητό σημείο του Patch είσοδος για τροφοδοσία η οποία παρουσιάζει εμπέδωση 50Ω.



Εικόνα 6.38 Σχεδίαση μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας στο ADS

Αμέσως μετά στο εργαλείο emSetup σχεδιάζεται η πλακέτα στην οποία γίνεται η εκτύπωση του Patch με τα δεδομένα σχεδίασης που παρουσιάζονται νωρίτερα για το λογισμικό CST. Μετά την προσημείωση για την οποία οι διαστάσεις γείωσης θεωρούνται μη πεπερασμένες προκύπτουν οι εξής S παράμετροι.



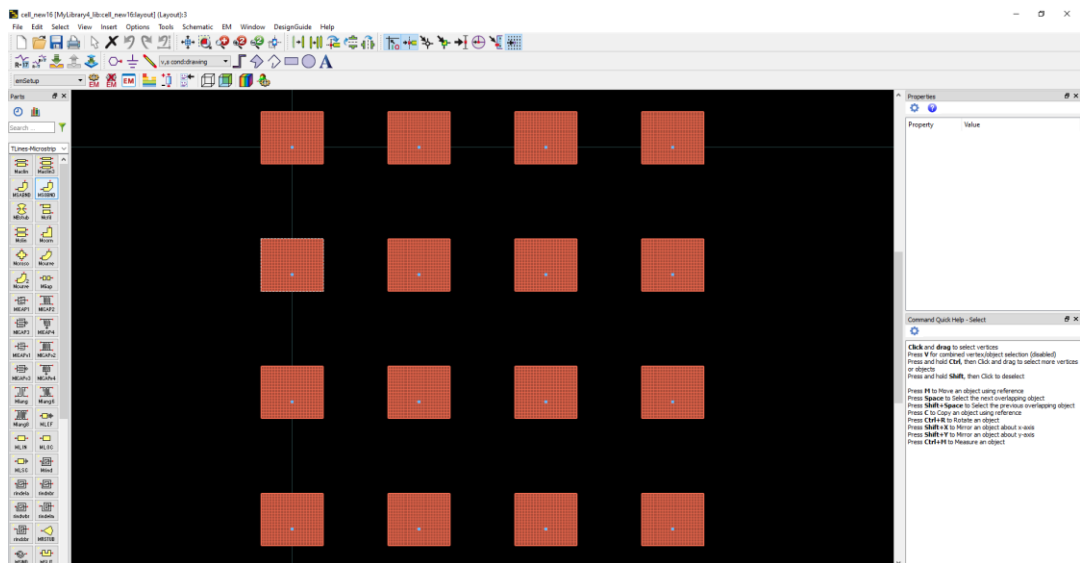
Εικόνα 6.39 S παράμετροι μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας στο ADS

Με αποτελέσματα που δηλώνουν πολύ καλή προσαρμογή στην συχνότητα των 3.6 GHz και σχεδόν όμοια με αυτά του CST.

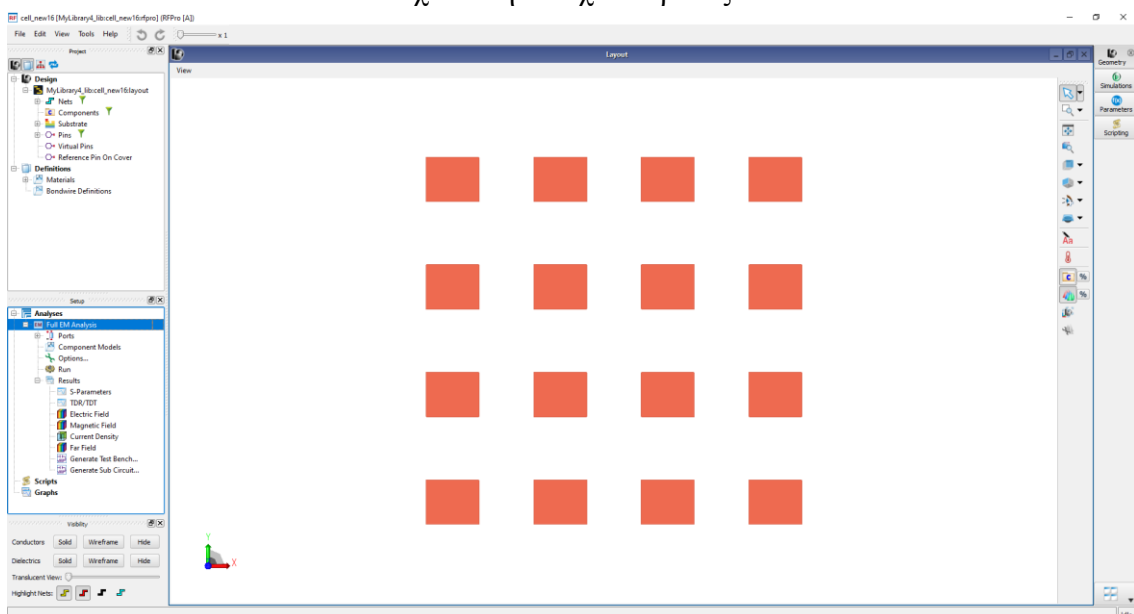
	CST	ADS
fh-fl (GHz)	3.56-3.63	3.55-3.62
S11 (dB)	-26.17	-18.2

Πίνακας 6.9 Συγκριτικός πίνακας εύρους ζώνης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας

Οι παραπάνω διαφορές δημιουργούνται λόγω της διαφοράς solver μεταξύ των δυο λογισμικών και της μεγαλύτερης ακρίβειας σημείου τοποθέτησης τροφοδοσίας στο CST. Το σχήμα του λοβού ακτινοβολίας είναι παρόμοιο με αυτό στο CST με διάφορα ότι πλέον αντί για 6.39dBi μέγιστο κέρδος η νέα τιμή είναι 5.37 dBi. Ακολούθως με απόσταση 50mm από κέντρο σε κέντρο στοιχείου σχεδιάζεται η στοιχειοκεραία η οποία μεταφέρεται στην RF Pro εφαρμογή του ADS.

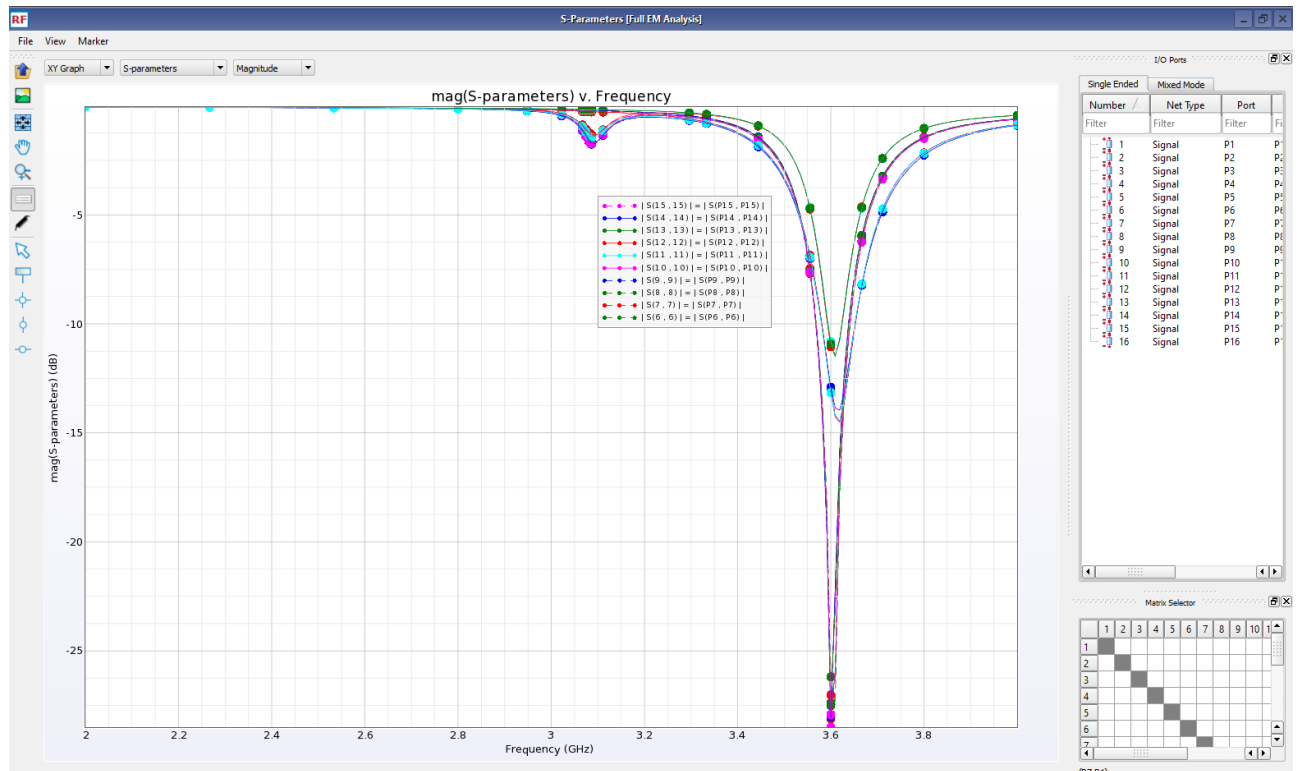


Εικόνα 6.40 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας 4x4 στο ADS



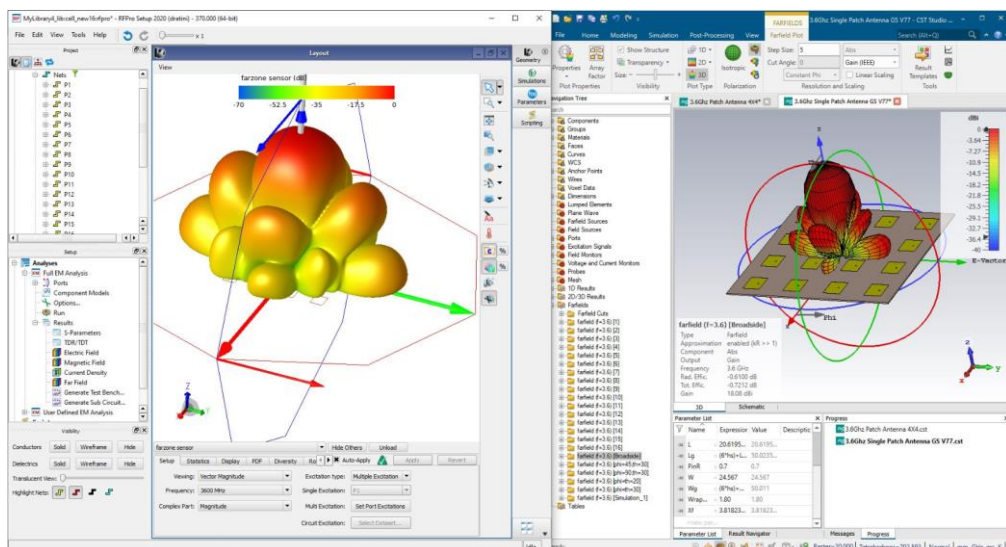
Εικόνα 6.41 Σχεδίαση στοιχειοκεραίας 4x4 στο RF Pro

Μετά την προσημείωση προκύπτουν οι εξής S παράμετροι με αποτελέσματα που δηλώνουν πολύ καλή προσαρμογή στην συχνότητα των 3.6 GHz και σχεδόν όμοια με αυτά του CST.



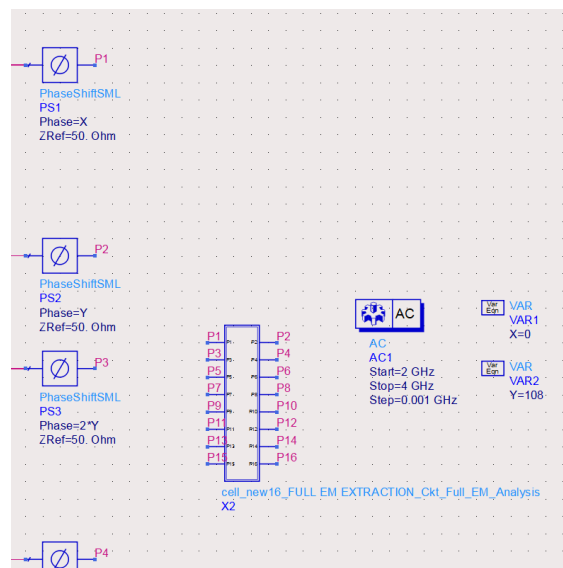
	CST	ADS
fh-fl (GHz)	3.56-3.63	3.59-3.65

Πίνακας 6.10 Συγκριτικός πίνακας εύρους ζώνης μεμονωμένου στοιχείου ακτινοβολίας. Οι λοβοί ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας και στα 2 προγράμματα προσομοίωσης παρουσιάζουν αρκετές ομοιότητες σχηματικά όπως μαρτύρα η παρακάτω εικόνα αλλά και το μέγιστο κέρδος στο CST είναι 18.08 dBi και στο ADS 17.78 dBi.



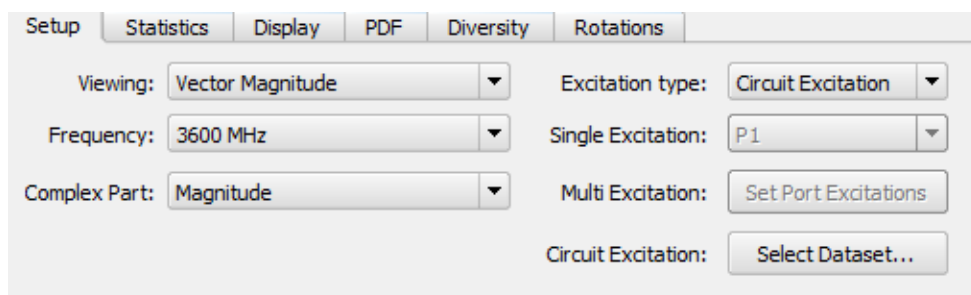
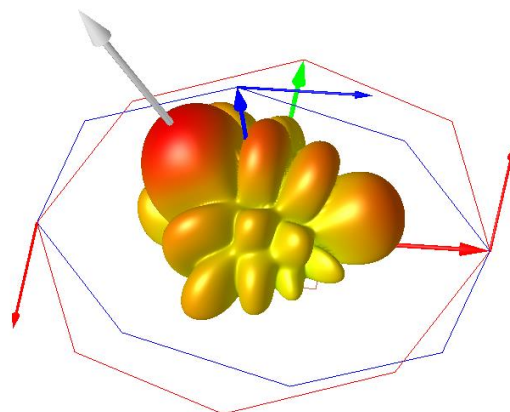
Εικόνα 6.42 Σύγκριση λοβών στοιχειοκεραίας 4x4

Στο Schematic αρχείο του combiner τοποθετείται στα άκρα κάθε εξόδου ένας phase shifter, το Sub Circuit σύμβολο του RF Pro, μια πηγή τροφοδοσίας στην είσοδο του combiner και γίνεται ac ανάλυση της παρακάτω διάταξης.



Εικόνα 6.43 Ένωση του Schematic με το RF Pro

Το Excitation type του Far Field στο RF Pro δηλώνεται ως circuit excitation και επιλέγεται ο φάκελος με τα δεδομένα του Schematic αρχείου.



Εικόνα 6.44 Μετακίνηση της κατεύθυνσης του λοβού ακτινοβολίας στο RF Pro μέσω του Schematic

6.6 Σύνοψη αποτελεσμάτων κεφαλαίου

Η βασική μελέτη της σχεδίασης της κεραίας γίνεται με το λογισμικό CST και γι αυτό κρίνεται απαραίτητη η παρουσίαση ενός συγκεντρωτικού πίνακα αποτελεσμάτων.

	Single	Single	4x4 ($\lambda/2$)	4x4 ($\lambda/2*1.2$)
W (mm)	27.3	24.68	24.57	24.57
L (mm)	19.24	20.4	20.62	20.62
Xf (mm)	4	3.83	3.82	3.81
Wg (mm)	36.44	33.82	166.69	200
Lg (mm)	28.38	29.55	167.74	200
hc (mm)	0.035	0.035	0.035	0.035
Er	3.66	3.66	3.66	3.66
hs (mm)	1.524	1.524	1.524	1.524
S11 <(-10dB)	3.74-3.84	3.56-3.65	3.57-3.64	3.57-3.64
BW%	2.6%	2.5%	2%	2%
GAIN (dBi)	5.54	5.61	16.6	16.6

Πίνακας 6.11 Συγκεντρωτικός πίνακας τιμών εργασίας στο CST

Patch	Ανυψωτικά Μόνο	Ανυψωτικά και Αζιμουθιακά
4x4 ($\lambda/2*1.2$)	0-30	(0-0)-(50-50)

Πίνακας 6.12 Δυνατότητα σάρωσης λοβού

7 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

7.1 Σύνοψη μελέτης

Στην παρούσα διπλωματική παρουσιάστηκε η σχεδίαση μιας συστοιχίας 4x4 κεραιών με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 3.6 GHz (sub-6GHz). Η επιλογή της συγκεκριμένης συχνότητας έγινε καθώς ανήκει στο φάσμα των συχνοτήτων των δικτύων νέας γενιάς. Κατά την διάρκεια σχεδίασης μελετηθήκαν τα χαρακτηριστικά του διαγράμματος ακτινοβολίας και το πώς επηρεάζονται από το επίπεδο γείωσης, τους πλευρικούς λοβούς, την αμοιβαία σύζευξη και την διαφορετική τροφοδότηση των patch της συστοιχίας κατά φάση και ισχύ. Σε αυτό το σημείο καλό είναι να αναφερθεί ότι η διαδικασία της όποιος βελτιστοποίησης στον τρόπο λειτουργίας της κεραίας χωρίς καλή γνώση της θεωρητικής λειτουργίας του συστήματος χρειάζεται πολλές ώρες σχεδίασης στο λογισμικό προσομοίωσης. Από την άλλη μεριά η καλή γνώση της θεωρίας της λειτουργίας της κεραίας και η λανθασμένη χρήση του λογισμικού σχεδίασης μπορεί να οδηγήσει σε λάθη. Οπότε να σημειωθεί ότι η σχεδίαση εκτυπωμένης κεραίας mimo κατάλληλης για ασύρματα δίκτυα νέας γενιάς είναι μια διαδικασία που απαιτεί υψηλή γνώση και όρεξη για δουλειά. Οι βελτιστοποιήσεις μιας παραμέτρου σχεδίασης μπορεί να σημαίνει αρνητική επίδραση σε μια άλλη ή στον γενικό μηχανισμό ακτινοβολίας της κεραίας.

Μέσα από την μεθοδολογία εκτέλεσης της εργασίας ο στόχος και η μελέτη της ολοκληρώνεται με επιτυχία. Το θεωρητικό υπόβαθρο της διπλωματικής εργασίας κάνει σαφές την ανάγκη MIMO κεραιών στα σύγχρονα ασύρματα δίκτυα επικοινωνιών για την επίτευξη ζεύξεων υψηλών επιδόσεων. Η προτεινόμενη δομή διαθέτει τα απαραίτητα βασικά χαρακτηριστικά μιας κεραίας ικανής να πλαισιώσει ένα τέτοιο δίκτυο καθώς είναι φανερή η δυνατότητα σάρωσης του λοβού ακτινοβολίας στο χώρο. Τέλος, μπαίνουν οι βάσεις σχεδίασης για μια smart adaptive antenna αφού είναι ξεκάθαρος ο τρόπος του beam forming και beam steering μέσω της τροφοδοσίας.

7.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Η παρούσα διπλωματική μελέτη έχει δυνατότητες ερευνητής επέκτασης:

- 1) Εκτύπωση της προτεινόμενης βελτιστοποιημένης δομής, ώστε να γίνουν πραγματικές μετρήσεις, να εξακριβωθεί η αποδοτικότητα της κεραίας και η ορθή χρήση των λογισμικών σχεδίασης.
- 2) Βελτιστοποίηση της σχεδίασης της κεραίας, ώστε να αυξηθεί το εύρος ζώνης.
- 3) Αξιολόγηση της MIMO λειτουργίας της κεραίας σε πραγματικές συνθήκες.
- 4) Βελτιστοποίηση και εκτύπωση του κυκλώματος τροφοδοσίας.
- 5) Προγραμματισμός και μελέτη κατάλληλου κώδικα, ώστε να γίνει smart adaptive η κεραία.
- 6) Υπολογισμός δείκτη SAR για την επίδραση της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας στο ανθρώπινο σώμα.

Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές

- [1] Balanis, C. A. (2016). Antenna theory. Wiley.
- [2] Alexiou, A. (2017). 5G Wireless Technologies. IET.
- [3] Amy Nordrum, Kristen Clark (2017, January 27). “Everything you need to know about 5G”. IEEE Spectrum magazine
- [4] Woon Hau Chin, Zhong Fan, Russell Haines (2014). “Emerging technologies and research challenges for 5G wireless networks”. IEEE Wireless Communications/mwc.
- [5] Jonathan Rodriguez (2015). “Fundamentals of 5G Mobile Networks”. John Wiley & Sons.
- [6] Durga Malladi (2019).”Making 5G NR mm Wave a reality for 2019 smartphones”.RCR Wireless News
- [7] Cosmote (2020). “ Cosmote Νέα επένδυση σε φάσμα για ανάπτυξη υπηρεσιών 5G”.Capital.gr
- [8] RF Wireless World (2019).” 5G Small Cells Basics/ 5G Small Cell Types/ Advantages, manufactures”. RF Wireless World
- [9] All About Electronics (2020).” What is 5G? How 5G works? 5G Explained”. All About Electronics
- [10] UFRJ Nautilus (2020, May 22).”Beamforming and its performance in 5G”. UFRJ Nautilus
- [11] J. C. Maxwell (1904). “A Treatise on Electricity and Magnetism” Oxford University Press
- [12] Radar in World War II.” Wikiwand” .https://www.wikiwand.com/en/Radar_in_World_War_II.
- [13] Reinhard Haverans.”From 1G top 5G: A brief history of the evolution of mobile standards”.Brainbridge.be
- [14] Rizopoulos Panahiotis(2019).” Advantages of 5G VANETs on Software Defined Vehicular Networks”. Piraeus University
- [15] Bougioukas (2015). “Satellite Communications”. kallipos.gr
- [16] J. D. Kraus(1988). “Antennas, McGraw-Hill”
- [17] J. D. Kraus(1966).” Radio Astronomy McGraw-Hill Book Co”

- [18] Kliri(2020). “Antenna Design Integrated Into Sensor Environmental Measurements For Applications Of Internet of Things” . Patras University
- [19] IIT Bombay (2018).”Week 10-Lecture 48”
- [20] Antenna Parameters. (2006). Array and Phased Array Antenna Basics
- [21] Hubregt J. Visser (2006). “The Planar Array and Phased Array Antenna” Research Gate
- [22] 5G learning (2018). “A detailed introduction to beamforming”
- [23] David M. Pozar (2004). “Microwave Engineering”, Iwn
- [24] Omar Darboe (2019) “A 28 GHz Rectangular Microstrip Patch Antenna for 5G Applications”, IEEE
- [25] Vandana Thakare (2010) “ Estimation of Input Impedance of Microstrip Patch Antenna using Fuzzy beural Network”, Research Gate
- [26] Find RF Microwave components, equipment and services. RF Components & Test Equipment - everything RF.
- [27] Pranoti S. Bansode (2007). “2X8 Multilayer Microstrip Patch Array Antenna for C-Band Radar Micro-SAR”
- [28] Diptiman Biswas (2013). “Design & Development of a Ku-Band Microstrip Array Antenna” IEEE
- [29] Louis E. Frenzel (2020). “ How phased array antennas work” Nuts and Volts
- [30] Waleed Tariq Sethi (2016). “ State of the Art Antenna Technology for Cloud Radio Access Networks” Intechopen
- [31] Petropoulos Ioannis (2012). “Phased Array Antenna Receives 4G Networks” Microwaves & RF
- [32] Seyed Ali Razavi (2017). “Bandwith Enchancement Techniques” Intechopen
- [33] Rober W. Health (2018). “Introduction to wireless digital communications: A signal processing Perspective” Kindle Edition
- [34] Douka Maria (2021). “On Reduction of Mutual Coupling Effect, for Square Loop Antenna Arrays”University of West Attica
- [35] Valeri Kontrovitch (2008). “ Review of Patents in Simulation of Broadband Communication Channels” Bentham Science
- [36] R. Selvaraju, M. H. Jamaluddin, M. R. Kamarudin, J. Nasir, and M. H. Dahri, (2018) “Complementary Split Ring Resonator for Isolation Enhancement in 5G Communication Antenna Array”, Progress In Electromagnetics Research C

- [37] A. Iqbal, O. A. Saraereh, A. Bouazizi, and A. Basir, (2018) “Metamaterial-Based Highly Isolated MIMO Antenna for Portable Wireless Applications”, Electronics 2018
- [38] M. S. Khan, A-D. Capobianco, M. F. Shafique, B. Ijaz, A. Naqvi, and B. D. Braaten (2015), “Isolation Enhancement of a Wideband MIMO Antenna using Floating Parasitic Elements”, Microwave and Optical Technology Letters
- [39] Cable Free “ 5G frequency bands & spectrum allocations”
- [40] EETT (2018)“ Επισκόπηση Ζωνών Συχνοτήτων προς Αξιοποίηση για την Ανάπτυξη Δικτύων 5ης Γενιάς”
- [41] A. F. Kaeib, N. M. Shebani and A. R. Zarek, "Design and Analysis of a Slotted Microstrip Antenna for 5G Communication Networks at 28 GHz," 2019 19th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)
- [42] Muhammad I. Khattak,” Elliptical Slot Circular Patch Antenna Array with Dual Band Behaviour for Future 5G Mobile Communication Networks”.(2019) Progress In Electromagnetics Research C
- [43] W. A. Awan, A. Zaidi and A. Baghdad, "Patch antenna with improved performance using DGS for 28GHz applications," 2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), 2019
- [44] Tanmoy Sarkar (2020)” Employment of mixed mode in single-layer microstrip antenna for ISM/WiMAX/WLAN/4G/Sub 6 GHz 5G mobile communication “Journal of Electromagnetic Waves and Applications
- [45] H. Errifi, A. Baghdad, A. Badri and A. Sahel, "Electronically reconfigurable beam steering array antenna using switched line phase shifter," 2017 International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM), 2017
- [46] N. O. Parchin, R. A. Abd-Alhameed and M. Shen, "Frequency-Switchable Patch Antenna with Parasitic Ring Load for 5G Mobile Terminals," 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)
- [47] N. J. H. Marcano, H. Bartle and R. H. Jacobsen, "Patch Antenna Arrays Beam Steering for Enhanced LEO Nanosatellite Communications," 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)
- [48] Y. Hayashida et al., "28GHz 4×4 one-sided directional slot array antenna for 5G application," 2020 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)

- [49] S. Farhat, F. Arshad, A. Ahmad and A. T. Khan, "High Gain Patch Antenna Array with Defected Ground Structure for 5G Applications," 2020 14th International Conference on Open Source Systems and Technologies
- [50] D. N. Arizaca-Cusicuna and J. Luis Arizaca-Cusicuna, "Series-Fed Patch Antenna Array At 28 GHz For 5G Applications," 2020 IEEE XXVII International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON), 2020
- [51] Al-Tarifi MA, Sharawi MS, Shamim A (2018) Massive MIMO antenna system for 5G base stations with directive ports and switched beamsteering capabilities. IET Microwaves, Antennas & Propagation
- [52] Y. -P. Hong, I. -J. Hwang, D. -J. Yun, D. -J. Lee and I. -H. Lee, "Design of Single-Layer Metasurface Filter by Conformational Space Annealing Algorithm for 5G mm-Wave Communications"
- [53] Amanantiadis Stamatios (2010), "Simulative Analysis Of Pyramid Accounting Periodical Double –Polar Antenna" Aristoteleio University
- [54] S. Horst, D. E. Anagnostou, G. E. Ponchak, E. Tentzeris and J. Papapolymerou, "Beam-Shaping of Planar Array Antennas Using Integrated Attenuators," 2007 Proceedings 57th Electronic Components and Technology Conference"

Παράρτημα Α

Κώδικας MATLAB για γρήγορη εύρεση μεγέθους ορθογωνικής κεραίας μικροταινίας

```

clear
clc

prompt1 = 'Πληκτρολόγησε την συχνότητα λειτουργίας της κεραίας σε GHz. ';
fr = input(prompt1);

prompt2 = 'Πληκτρολόγησε την τιμή του διηλεκτρικού του υλικού που χρησιμοποιείς
ως υπόστρωμα. ';
er= input(prompt2);

prompt3 = 'Πληκτρολόγησε το ύψος του διηλεκτρικού του υλικού που χρησιμοποιείς
ως υπόστρωμα σε mm. ';
h= input(prompt3);
c=3*10^8;
%Η τιμή του πλάτους της μικροταινίας σε mm
W=(c/((2*fr*10^9)*sqrt((er+1)/2)))*1000

%Η ενεργός διηλεκτρική σταθερά της μικροταινίας
A=(er+1)/2;
B=(er-1)/2;
C=(1+(12*h/W))^-0.5;
ereff=A+(B*C);

%Το διαφορικό μήκος επέκτασης της μικροταινίας ΔL
D=ereff+0.3;
E=(W/h)+0.264;
F=ereff-0.258;
G=(W/h)+0.8;
DL=0.412*D*E*h/F/G;

%Το πραγματικό μήκος L της μικροταινίας σε mm
Leff=(c/(2*(fr*10^9)*(sqrt(ereff))))*1000;
K=2*DL;
L=Leff-K

```

Παράρτημα Β

Κώδικας MATLAB για γρήγορη εύρεση της φάσης τροφοδοσίας κάθε πόρτας

```

clear
clc

prompt1 = 'Πληκτρολόγησε την απόσταση dx σε σχέση με το λ/2   ';
dx = input(prompt1);

prompt2 = 'Πληκτρολόγησε την απόσταση dy σε σχέση με το λ/2   ';
dy = input(prompt2);

prompt3 = 'Πληκτρολόγησε την μετακίνηση του λοβού κατά θ   ';
th = input(prompt3);

prompt4 = 'Πληκτρολόγησε την μετακίνηση του λοβού κατά φ   ';
phi = input(prompt4);

bx = -180 * dx * sind(th) * cosd(phi);
by = -180 * dy * sind(th) * sind(phi);

port1 = 0 * bx
port2 = 1 * bx
port3 = 2 * bx
port4 = 3 * bx
port5 = 1 * by
port6 = port2 + (by)
port7 = port3 + (by)
port8 = port4 + (by)
port9 = 2 * by
port10 = port6 + (by)
port11 = port7 + (by)
port12 = port8 + (by)
port13 = 3 * by
port14 = port10 + (by)
port15 = port11 + (by)
port16 = port12 + (by)

```

Παράρτημα Γ

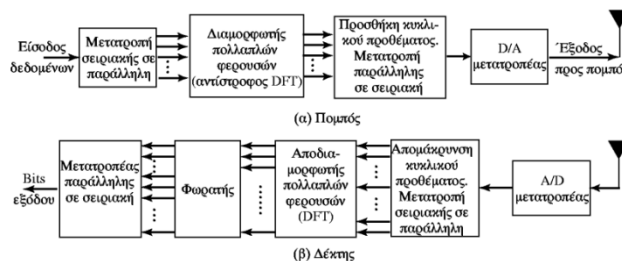
Σχεδίαση και ανάλυση της OFDM διαμόρφωσης στο MATLAB

Περίληψη—Το συγκεκριμένο άρθρο αποτελεί μια αρκετά εκτεταμένη και σε εμβάθυνση ανάλυση (tutorial) στα κύρια σημεία της OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) (Ορθογώνια Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας) διαμόρφωσης. Αναλυτικότερα, παρουσιάζονται οι χρήσιμες μαθηματικές σχέσεις που διέπουν αυτό του είδους την διαμόρφωση και στην συνέχεια μέσω του λογισμικού MATLAB με κώδικα, όπου οι παράμετροι του εξηγούνται με λεπτομέρεια, υλοποιείται μια μετάδοση με την συγκεκριμένη τεχνική μέσα από κανάλι AWGN (Additive White Gaussian Noise) (Προσθετικός Λευκός Γκαουσιανός Θόρυβος). Επιπροσθέτως, στο άρθρο περιγράφονται διάφορα διαγράμματα τόσο θεωρητικά όσο και πειραματικά μέσω του κώδικα όπως, η χρονική και η φασματική απεικόνιση του ή των OFDM συμβόλων ή οι καμπύλες BER (Bit Error Rate) (Ποσοστό Σφάλματος Ψηφίων) vs SNR (Signal-to-Noise Ratio) (Λόγος της Ισχύος του Σήματος προς την Ισχύ του Θορύβου) της ζεύξης. Καθ' όλη την διάρκεια του άρθρου και κατά την υλοποίηση του κώδικα επισημαίνονται σχόλια και παρατηρήσεις με σκοπό την καλύτερη κατανόηση του θέματος ωστόσο, ο αναγνώστης θα πρέπει να γνωρίζει θεωρία ψηφιακών διαμορφώσεων και ειδικότερα της QAM (Quadrature Amplitude Modulation) (Διαμόρφωση Τετραγωνισμού Πλάτους) και να διαθέτει αντίληψη του μετασχηματισμού Fourier.

Λέξεις κλειδιά—OFDM, QAM, AWGN, BER, SNR

Το OFDM είναι ένα σύστημα που χρησιμοποιείται σαν μία ψηφιακή μέθοδος διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων ορθογώνιων μεταξύ τους. Η βασική αρχή του OFDM είναι ο διαχωρισμός του διαθέσιμου φάσματος σε παράλληλα κανάλια στενής ζώνης (narrowband) που αναφέρονται ως subcarriers (υπό-φέροντα). Κάθε subcarrier διαμορφώνεται με ένα συμβατικό σύστημα διαμόρφωσης (BPSK, QPSK, M-QAM). Παράλληλα, κάνοντας χρήση του κυκλικού προθέματος (circle prefix) γίνεται δυνατός ο χειρισμός της χρονικής διασποράς (time-spreading), εξαιτίας των πολλαπλών οδύσεων (multipath), και η εξουδετέρωση της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI). Το σήμα εκπομπής δημιουργείται με τη χρήση ενός αντίστροφου διακριτού μετασχηματισμού Fourier (Inverse Discrete Fourier Transform/IDFT) με μήκος N. Ο δέκτης OFDM υπολογίζει τα σύμβολα διαμόρφωσης χρησιμοποιώντας ένα διακριτό μετασχηματισμό Fourier (Discrete Fourier Transform/DFT) μήκους N. Τέλος, η ορθογωνικότητα των subcarriers εξασφαλίζει τις μεταξύ τους παρεμβολές και η εκτίμηση της ζεύξης γίνεται αναλύοντας τις καμπύλες BER vs SNR.

Το παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζει τα βασικά στάδια της OFDM ζεύξης τα οποία στην συνέχεια αναλύονται με την σειρά:

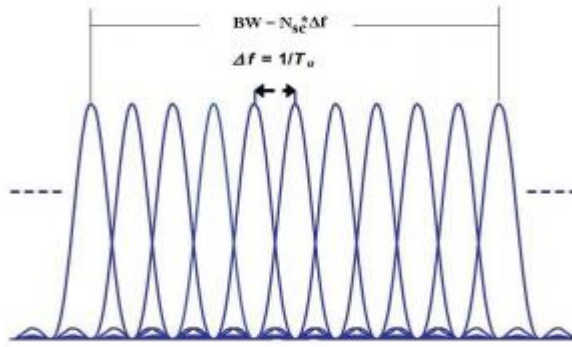


Σχήμα 1: Μπλοκ διάγραμμα OFDM ζεύξης.

ΠΟΜΠΟΣ

Στο σύστημα OFDM τα φάσματα των υποφερουσών που μεταδίδονται επικαλύπτονται. Έτσι είναι δυνατή η καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης (φάσματος), αφού στο ίδιο εύρος υπάρχει δυνατότητα να σταθούν δύο σήματα την ίδια χρονική στιγμή που απέχουν ελάχιστα μεταξύ τους στον άξονα της συχνότητας με μηδενικές παρεμβολές εξοικονομώντας έτσι πολύτιμο φάσμα. Για να επιτευχθεί αυτό πρέπει οι υποφερουσές να είναι μαθηματικά ορθογώνιες. Για K υποκανάλια, σε κάθε υποκανάλι k, χρησιμοποιείται διαφορετική φέρουσα: $y_k = \cos(2\pi f_k t)$, $k=0,1..K-1$ όπου f_k η κεντρική συχνότητα του υποκαναλιού A_n η διαφορά συχνότητας μεταξύ διαδοχικών υποκαναλιών είναι $\Delta f=1/T_s$, όπου T_s η διάρκεια του συμβόλου σε κάθε υποκανάλι και για $k \neq j$ ισχύει:

$\int_0^T \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \cos(2\pi f_j t + \phi_j) dt$ τότε οι υποφερουσές είναι ορθογώνιες μεταξύ τους ανεξάρτητα από τις φάσεις τους. Σε ένα OFDM σύστημα με K υποκανάλια ο ρυθμός συμβόλων σε κάθε υποκανάλι μειώνεται κατά K σε σχέση με το σύστημα μιας φέρουσας άρα, η περίοδος συμβόλου στο OFDM γίνεται $T=K \cdot T_s$, όπου T_s η περίοδος συμβόλου του κάθε υποκαναλιού. Κάθε υποφέρον διαμορφώνεται, σύμφωνα με κάποια από τις διαμορφώσεις (BPSK, QPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM) και μεταφέρει μόνο ένα μέρος της πληροφορίας.



Σχήμα 2: Εύρος ζώνης OFDM συμβόλου

Έστω ότι η κεντρική συχνότητα f_k του k -οστού υποδιαύλου διαμορφώνεται κατά M_k -QAM ($M_k=4,16, 64\dots$), μεταφέροντας $\log_2 M_k$ bits, έτσι ορίζεται το \tilde{s}_k μιγαδικό σήμα βασικής ζώνης:

$$\tilde{s}_k(t) = \sum_{n=0}^{\infty} b_{kn} h(t - nT_u), \quad k = 1, 2, \dots \quad (1)$$

όπου $h(t)$ ορθογωνικός παλμός διάρκειας T_u , και b_{kn} το σημείο του αστερισμού στο μιγαδικό M_k -QAM επίπεδο κατά τη n -οστή περίοδο.

Αν θεωρηθούν οι f_k , οι αποκλίσεις από την κεντρική συχνότητα f_c του ολικού εύρους W , το πραγματικό ζωνοπερατό σήμα στον υποδιαύλο W_k είναι:

$$S_k(t) = \text{Re}\{\tilde{s}_k(t) e^{j2\pi(f_c + f_k)t}\}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (2)$$

Η υπέρθεση όλων των $S_k(t)$ δίνει το OFDM σήμα:

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \text{Re}\{\tilde{s}_k(t) e^{j2\pi(f_c + f_k)t}\} \quad (3)$$

Από τη σχέση (3) προκύπτει ότι στο πραγματικό σήμα OFDM $s(t)$ αντιστοιχεί ισοδύναμο μιγαδικό σήμα βασικής ζώνης $\tilde{s}(t)$ που δίνεται από τη σχέση:

$$\text{OFDM βασικής ζώνης: } \tilde{s}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{s}_k(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (4)$$

Στη διακριτή του μορφή, με δειγματοληψία K_s δειγμάτων εντός της βασικής περιόδου T_u , το $\tilde{s}(t)$ της σχέσης (4) γράφεται, π.χ. για $0 \leq t < T_u$:

$$\tilde{s}[m] = \tilde{s}\left(m \frac{T_u}{K_s}\right) = \sum_{k=1}^K \tilde{s}_k\left(m \frac{T_u}{K_s}\right) e^{j2\pi f_k t} \quad (5)$$

Όμως εντός της περιόδου π.χ. $n=0$ το $\tilde{s}_k\left(m \frac{T_u}{K_s}\right)$ είναι σταθερό και ίσο με b_{kn} . Επιπλέον, το εύρος W_k των υποδιαύλων ορίζεται ίσο με το αντίστροφο του T_u , έτσι ώστε οι κεντρικές συχνότητες f_k να είναι ορθογώνιες στο διάστημα T_u . Συνεπώς, μπορούν να γραφούν ως $f_k = (k - K/2)/T_u$, και η σχέση (5) γίνεται:

$$\tilde{s}[m] = e^{-j\pi m K} \sum_{k=1}^K b_k e^{-j2\pi k m} \quad (6)$$

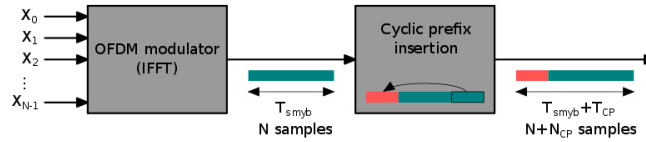
Η (6) είναι σχέση αντίστροφου διακριτού μετασχηματισμού Fourier της μιγαδικής ακολουθίας, δηλαδή:

$$\tilde{s}[m] = \text{IDFT}\{b_k\} \quad (7)$$

Ωστόσο το φάσμα του $\tilde{s}(t)$ εκτείνεται από $-K/2T_u$ έως $+K/T_u$ και για αυτό απαιτείται συχνότητα δειγματοληψίας τουλάχιστον ίση με K/T_u . Για τη διευκόλυνση του υπολογισμού του IDFT με τη μέθοδο FFT, επιλέγεται το K_s ως δύναμη του 2. Επιπροσθέτως η ακολουθία b_k συμπληρώνεται με μηδενικές τιμές στα υπόλοιπα $(K_s - K)$ σημεία

Για να αποφευχθεί σχεδόν πλήρως η διασυμβολική παρεμβολής (ISI) πρέπει για κάθε σύμβολο OFDM να εισάγεται ένα διάστημα προστασίας (guard interval). Το κυκλικό πρόθεμα ουσιαστικά είναι ένα αντίγραφο του τελευταίου μέρους του μεταδιδόμενου συμβόλου, που περιέχει και την επιθυμητή πληροφορία, και το οποίο τοποθετείται στην αρχή του συμβόλου. Αν οριστεί το T_g ή T_{cp} ο χρόνος ζωής του κυκλικού προθέματος για K_g ή K_{cp} δείγματα τότε ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας θα ισούται με:

$$R = \frac{\log_2(M_k)K}{T_u + T_g}$$



Σχήμα 3: Προσθήκη cp μετά τον IFFT.

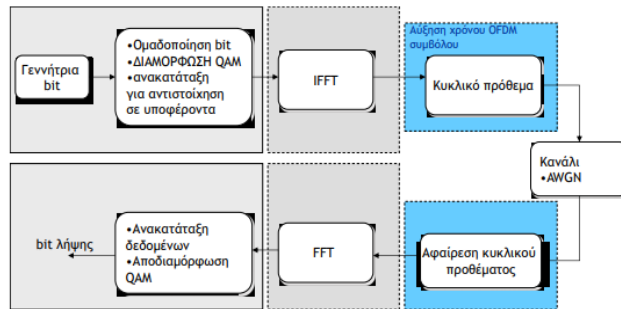
ΔΕΚΤΗΣ

Όπως φαίνεται και από το μπλοκ διάγραμμα της OFDM ζεύξης (Σχήμα 1) ο δέκτης θα κάνει λήψη του σήματος, το οποίο θα έχει περάσει μέσα από κάποιο κανάλι μετάδοσης και θα ακολουθήσει την αντιστροφή ακριβώς διαδικασίας από αυτή του πομπού για να επεξεργαστεί το σήμα και να δώσει στην έξοδο του την πληροφορία που του εισήλθε.

Πράγμα που σημαίνει πως αρχικά θα αφαιρέσει το κυκλικό πρόθεμα από τα πακέτα δεδομένων που λάβει. Ενώ στην συνέχεια τα δεδομένα θα υποστούν την διαδικασία του ευθύ μετασχηματισμού Fourier. Το αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας θα επιστέψει συχνότητες με άχρηστη πληροφορία και θα πρέπει να αποκοπούν. Οι συχνότητες αυτές είναι των υποφερόντων που δεν έχουν χρησιμοποιηθεί, δηλαδή σε αυτές δεν έχει φορτωθεί πληροφορία συμβόλου Mk-QAM, αλλά εμπεριέχονται σε κάθε OFDM σύμβολο που λαμβάνεται. Σε αυτό το σημείο καλό θα ήταν να αναφερθεί πως τόσο ο ευθύς όσο και ο αντιστροφος μετασχηματισμός Fourier υλοποιείτε με δυνάμεις του 2. Πρακτικά αυτό σημαίνει πως σε περίπτωση που χρησιμοποιούνται 60 υποδιαύλοι το μήκος του Fourier θα είναι 64. Στην συνέχεια η πληροφορία θα πρέπει να αποδιαμορφωθεί ανάλογα με τον τρόπο τον οποίο αρχικά διαμορφώθηκε. Εάν για παράδειγμα η ψηφιακή της διαμόρφωση είναι 16-QAM τότε από κάθε σύμβολο της εξόδου του FFT ο αποδιαμορφωτής θα επιστρέψει 4 ψηφία πληροφορίας.

Τελικά, εάν κανείς μπορεί να γνωρίζει τα ψηφία της πληροφορίας τα οποία στέλνει ο πομπός σε αυτό το σημείο μπορεί να τα συγκρίνει με τα ψηφία της πληροφορίας τα οποία έλαβε ώστε να κατασκευάσει τις καμπύλες BER vs SNR. Με τον τρόπο αυτό θα ελεγχθεί η συμπεριφορά του καναλιού αλλά το πιο σημαντικό είναι πως μπορεί να προσδιοριστεί το μέγεθος του κυκλικού προθέματος για καλύτερα αποτελέσματα.

Στην συνέχεια του άρθρου ακολουθεί η μελέτη μιας πραγματικής OFDM ζεύξης για την οποία είναι γνωστά μερικά στοιχεία ενώ άλλα πρέπει να υπολογιστούν. Αμέσως, μετά η ίδια ζεύξη υλοποιείται και παρουσιάζεται με κώδικα στο λογισμικό MATLAB.



Σχήμα 4: Μπλοκ διάγραμμα OFDM ζεύξης προς μελέτη.

ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΕΠΙΔΕΙΞΗ ΚΑΙ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΤΗΣ ΕΠΙΔΟΣΗΣ:

- Απόσταση υποφερόντων $\Delta f = 20\text{KHz}$.
- Διαμόρφωση ανά υποφέρον 16-QAM
- Αριθμός φερόντων 240
- Αριθμός πιλότων 0
- Μήκος IFFT/FFT 256
- Κυκλικό πρόθεμα 64 δείγματα
- Πλήθος ψηφίων προς μετάδοση έως 96000

ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ

- Συνολικό εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το OFDM σήμα:

$$W = k \Delta f = 240 \cdot 20K = 4.8 \text{MHz}$$

- Διάρκεια OFDM συμβόλου:

$$T_u = 1/\Delta f = 1/20K = 50 \mu\text{s}$$

- Συχνότητα δειγματοληψίας:

$$F_s = K_f/T_u = 256/50 \mu\text{s} = 5.12 \text{MHz}$$

- Διάρκεια κυκλικού προθέματος:

$$T_{cp} = T_u N_{cp} / K_f = 50 \mu\text{s} \cdot 64 / 256 = 12.5 \mu\text{s}$$

- Ρυθμός μετάδοσης:

$$R = \log_2(Mk) / (T_u + T_{cp}) = 4 \cdot 240 / (50 \mu\text{s} + 12.5 \mu\text{s}) = 15.36 \text{Mbps}$$

ΒΑΣΙΚΕΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΚΩΔΙΚΑ

- `qammod`: Η συνάρτηση η οποία λαμβάνει πληροφορία και την διαμορφώνει σε σύμβολα, συγκεκριμένα για την 16-QAM θα υπάρχουν 16 διαφορετικά σύμβολα τοποθετημένα τετραγωνικά στον αστερισμό με τιμές από το 0 έως το 15 με τον κάθε άξονα να αντιστοιχεί σε 4 ψηφία πληροφορίας.
- `ifft`: Η συνάρτηση του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier θα δώσει το τελικό σύμβολο OFDM λαμβάνοντας τον αριθμό των συμβολών QAM. Στο συγκεκριμένο κώδικα σύμφωνα και με τα δεδομένα της άσκησης 1 OFDM σύμβολο αποτελείται από 240 16-QAM σύμβολα και το μέγεθος του ifft θα είναι η επόμενη κοντινότερη δύναμη του 240 δηλαδή το 256.
- `fftshift`: Η συνάρτηση αυτή είναι χρήσιμη για την απεικόνιση του OFDM φάσματος καθώς θα μετακινήσει εσωτερικά όλα τις τα δεδομένα ώστε να φανεί πως η κεντρική συχνότητα είναι η DC και δεν μεταφέρει πληροφορία.
- `pwelch`: Η συνάρτηση αυτή θα παρουσιάσει την φασματική πυκνότητα ισχύος του OFDM συμβόλου.
- `awgn`: Η συνάρτηση προσθήκης λευκού γκαουσιανού θορύβου στο σήμα εκπομπής του πομπού ώστε να δημιουργηθούν οι καταστάσεις του καναλιού.
- `fft`: Η συνάρτηση του ευθύ μετασχηματισμού Fourier θα επιστρέψει τα QAM σύμβολα από το κάθε OFDM. Για την συγκεκριμένη άσκηση για κάθε 1 OFDM σύμβολο το μέγεθος του fft θα επιστρέψει 256 σύμβολα από τα οποία μόνο τα 240 θα μεταφέρουν πληροφορία. Αφού τα ψηφία πληροφορίας προς μετάδοση είναι 96000 απαιτούνται 24000 16-QAM σύμβολα, καθώς μόνο τα 240 υποφέροντα μεταφέρουν πληροφορία είναι λογικό πως συνολικά θα μεταδοθούν 100 OFDM σύμβολα.
- `qamdemod`: Η συνάρτηση αυτή λαμβάνει την QAM πληροφορία και την αποδιαμορφώνει.
- `biterr`: Η συνάρτηση αυτή συγκρίνει πίνακες με δεδομένα, εάν τις δοθούν σαν όρισμα τα δεδομένα που εισέρχονται στον πομπό προς μετάδοση και τα δεδομένα που τελικά έρχονται στην έξοδο του δεκτή μπορεί να τα συγκρίνει και να επιστρέψει το ποσοστό της λανθασμένης πληροφορίας.

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΩΔΙΚΑ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

Αρχικά, ορίζονται οι παρακάτω βασικές μεταβλητές που προέρχονται από τα δεδομένα της OFDM ζεύξης και τους μαθηματικούς υπολογισμούς.

```
nFFTSize = 256;
```

```
nModSymbols = 240;
```

```
nOFDMsymbols = 100;
```

```
nSymbols = nOFDMsymbols*nModSymbols;
```

```
M=16;
```

```
fsMHz = 5.12;
```

Στην συνέχεια, με την βοήθεια της συνάρτησης randi παράγονται 24000 σύμβολα με τιμή από το 0 έως το 15. Το κάθε σύμβολο αποτελείται από 4 ψηφία και έτσι τα 24000 σύμβολα είναι αρκετά ώστε να μεταφέρουν τα 96000 ψηφία πληροφορίας που είναι και το ζητούμενο. Με την συνάρτηση reshape τα σύμβολα τοποθετούνται σε έναν πίνακα με διαστάσεις 240 επί 100 έτσι ώστε κάθε στήλη του πίνακα να είναι ένα ολόκληρο OFDM σύμβολο.

```
ip = randi([0 M-1],1,nSymbols);
```

```
ip=reshape(ip,nModSymbols,nOFDMsymbols);
```

Ακολουθώντας στον πίνακα που έχει δημιουργηθεί γίνεται 16-QAM διαμόρφωση και το αποτέλεσμα είναι ένας πίνακας με διαστάσεις 240 επί 100 με τις μιγαδικές τιμές των συμβόλων.

```
ipMod = qammod(ip,M,'UnitAveragePower',true);
```

Δημιουργείται ένας πίνακας με κενές θέσεις στον οποίο μετα τον ifft και την προσθήκη του κυκλικού προθέματος με μήκος 64 το κάθε OFDM σύμβολο θα έχει μήκος 320.

```
st = [];
```

Εν συνεχεία, με την παρακάτω επανάληψη κάθε QAM σύμβολο που βρίσκεται στον πίνακα περνάει από την διαδικασία του IFFT και αμέσως μετά στην αρχή του προστίθεται το κυκλικό πρόθεμα των τελευταίων 64 στοιχείων της πληροφορίας. Η διαδικασία αυτή συμβαίνει 100 φορές καθώς αυτός είναι ο αριθμός των συμβολών και ο τελικός πίνακας st περιλαμβάνει 32000 μιγαδικούς αριθμούς οι οποίοι αποτελούν το σήμα αποστολής.

```
for ii = 1:nOFDMsymbols
```

```
inputiFFT = zeros(1,nFFTSize);
```

```
inputiFFT = [0; ipMod(1:120,ii);...
```

```
zeros(nFFTSize-(nModSymbols+1),1);... ipMod(121:240,ii)];
```

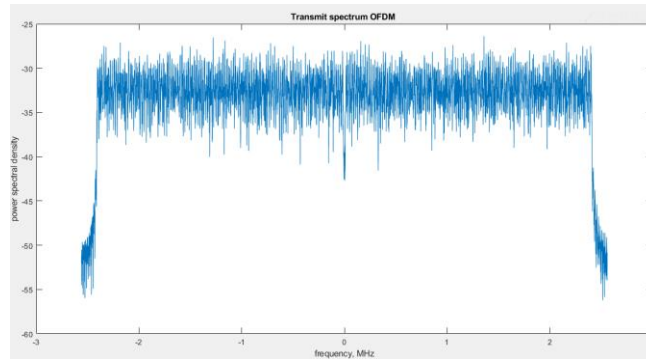
```
outputiFFT = ifft(inputiFFT, nFFTSize);
```

```
outputiFFT_with_CP = [outputiFFT(193:256); outputiFFT];
```

```
st = [st ; outputiFFT_with_CP];
```

```
end
```

Το φάσμα του σήματος αποστολής σχεδιάζεται με τον παρακάτω κώδικα. Παρατηρώντας κανείς το σχεδιάγραμμα μπορεί να ανιχνευθεί την απουσία της πληροφορίας στο DC καθώς χρησιμοποιείται η συνάρτηση fftshift και να διακρίνει τα άκρα του διαγράμματος από $-fs/2$ έως $fs/2$. Επιπροσθέτως, στα ορίσματα της συνάρτησης το μήκος του ifft είναι 4096 καθώς πλέον το 256 δεν καλύπτει αφού μετά την προσθήκη του κυκλικού προθέματος το κάθε OFDM σήμα έχει 320 μήκος.



Σχήμα 5: Ηφασματική πυκνότητα ισχύος της OFDM.

Αμέσως μετά με το επόμενο μέρος του κώδικα που ακολουθεί για τα πρώτα 320 δείγματα σχεδιάζεται το σήμα της πληροφορίας που αποστέλλεται στον χρόνο. Ο σχεδιασμός γίνεται τόσο για το φανταστικό όσο και για το πραγματικό μέρος της πληροφορίας, δηλαδή σχεδιάζεται και το Q και το I μέρος του QAM συμβόλου.

figure(2)

```
stem(real(st(1:320)), 'filled');
```

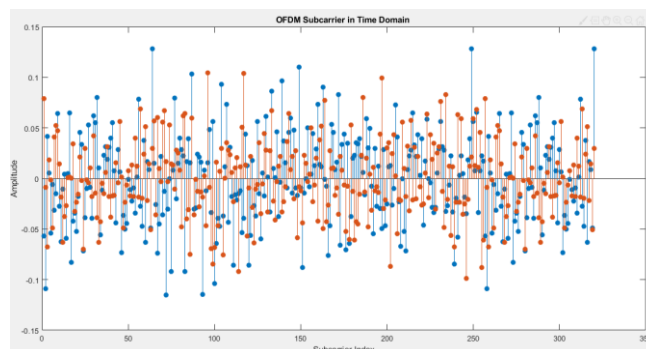
hold on

```
stem(imag(st(1:320)), 'filled');
```

```
title('OFDM Subcarrier in Time Domain');
```

```
xlabel('Subcarrier Index');
```

```
ylabel('Amplitude');
```



Σχήμα 6: Χρονική απεικόνιση της OFDM.

Ακολουθώντας, το σήμα περνάει μέσα από κανάλι λευκού θορύβου και στην συνέχεια μέσα από μια διαδικασία επανάληψης γίνεται η αποδιαμόρφωση του σήματος. Κατά την διαδικασία επανάληψης πρώτα από το λαμβανόμενο σήμα αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα και στην συνέχεια υφίσταται ευθύ μετασχηματισμός Fourier. Στην συνέχεια διαχωρίζονται τα σύμβολα που φέρουν πληροφορία από αυτά που δεν φέρουν δηλαδή τα σύμβολα που ανήκουν στους 240 υποδιαίλους από τους 256, τα σύμβολα αυτά αποδιαμορφώνονται κατά 16-QAM. Η επαναληπτική αυτή διαδικασία γίνεται για διάφορες τιμές SNR για το κανάλι του λευκού θορύβου και για κάθε τιμή υπολογίζεται ο αριθμός των ψηφίων της λανθασμένης πληροφορίας. Με βάση τις συγκρίσεις αυτές κατασκευάζονται οι καμπύλες BER VS SNR.

```

SNRstart=0;
SNRincrement=1;

SNREnd=20;

c=0;

r=zeros(size(SNRstart:SNRincrement:SNREnd));

for snr=SNRstart:SNRincrement:SNREnd

    c=c+1;

    ofdm_sig=awgn(st,snr,'measured');

    st_new=reshape(ofdm_sig,320,100);

    st_new=st_new(65:320,:);

    ff_sig=fft(st_new);

    ff_sig1=[ff_sig(2:121,:);ff_sig(137:end,:)];

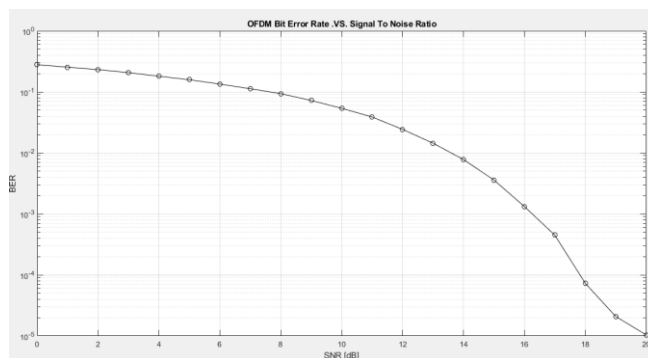
    qam_sym = qamdemod(ff_sig1,M,'UnitAveragePower',true);

    [n, r(c)]=biterr(qam_sym,ip);

end

snr=SNRstart:SNRincrement:SNREnd;
    
```

Στο τελευταίο κομμάτι του κώδικα κατασκευάζονται οι καμπύλες BER VS SNR. Τα αποτελέσματα μοιάζουν πολύ με τα αναμενόμενα θεωρητικά, καθώς αυξάνεται ο δείκτης του SNR το ποσοστό των λαθών μειώνεται.



Σχήμα 7: Καμπύλες BER VS SNR.