

# Πανεπιστήμιο Πειραιώς

Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων

ΠΜΣ: Διδακτική της Τεχνολογίας και Ψηφιακά  
Συστήματα

Κατεύθυνση: Ψηφιακές Επικοινωνίες και Δίκτυα



Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΓΙΑ ΧΡΗΣΗ ΣΕ  
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΙΜΟ

Επιμέλεια

ΣΤΕΡΓΙΟΠΟΥΛΟΣ ΧΡΗΣΤΟΣ

Επιβλέπων: Καθηγητής Αθανάσιος Κανάτας

Πειραιάς

Ιούνιος 2015



## Ευχαριστίες

Για την περάτωση της διπλωματικής μου εργασίας, πέραν της προσωπικής προσπάθειας που κατεβλήθη καθ'όλη τη διάρκεια της ακόλουθης μελέτης, βασικό ρόλο στη διαμόρφωση της τελικής εργασίας διαδραμάτισαν διάφοροι συνεργάτες, οι οποίοι με την προσφορά και τη βοήθειά τους διευκόλυναν και υποστήριξαν σημαντικά το έργο μου.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή του Πανεπιστημίου Πειραιώς και επιβλέποντα αυτής της εργασίας κ. Αθανάσιο Κανάτα για την πολύτιμη συμβολή του στην διεκπεραίωση αυτής της εργασίας με την υποστήριξη, τη συμπαράσταση, το χρόνο και την προσωπική γνώση που μου παρείχε για την κατανόηση του αντικειμένου της διπλωματικής εργασίας και το ευχάριστο κλίμα συνεργασίας κάτω από το οποίο αυτή πραγματοποιήθηκε.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τη διδακτορική φοιτήτρια κ. Παρασκευή Δασκαλάκη, για την υποστήριξη και τις συμβουλές που μου πρόσφερε στην αντιμετώπιση διάφορων δυσκολιών και προβλημάτων που κλήθηκα να αντιμετωπίσω κατά την περάτωση της εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους δικούς μου ανθρώπους, οικογένεια και φίλους που στάθηκαν αρωγοί και συμπαραστάτες στην προσπάθειά μου να ολοκληρώσω με επιτυχία τον συγκεκριμένο κύκλο σπουδών μου.

## Περίληψη

Η χρήση πολλαπλών κεραιών, τόσο σε πομπό όσο και σε δέκτη (MIMO), λόγω των σημαντικών κερδών που προσφέρουν, έχουν αναγνωριστεί σαν μια βέλτιστη λύση στο σχεδιασμό συστημάτων ασυρμάτων δικτύων. Όμως, με τη χρήση MIMO στα ασύρματα συστήματα αυξάνεται η πολυπλοκότητα υλικού και οι απαιτήσεις σε ενέργεια.

Με την υλοποίηση συστημάτων MIMO με χρήση παρασιτικών κεραιών ESPAR (Electrically Steerable Parasitic Array Radiator) επιτυγχάνεται η βελτιστοποίηση της απόδοσης του συστήματος με παράλληλη απλούστευση της πολυπλοκότητας υλοποίησης. Η παρασιτική κεραία ESPAR αποτελείται από ένα ενεργό στοιχείο το οποίο τροφοδοτείται μέσω αλυσίδας RF και πολλαπλά παρασιτικά στοιχεία το οποία τερματίζουν είτε σε ένα κύκλωμα το οποίο διαθέτει διακόπτη είτε σε μεταβλητές αντιστάσεις (βάρη). Τα στοιχεία μιας ESPAR τοποθετούνται σε πολύ μικρή απόσταση μεταξύ τους μια και απαιτείται να υπάρχει ισχυρή σύζευξη μεταξύ όλων των κεραιοστοιχείων ώστε να είναι εφικτή στη συνέχεια η διαμόρφωση του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας, με κατάλληλη ρύθμιση των τιμών των βαρών των παρασιτικών στοιχείων. Η χρήση κεραιών ESPAR συνιστά μία αποτελεσματική λύση σε εφαρμογές κινητών τερματικών που απαιτούν κεραιές μικρού μεγέθους και χαμηλού κόστους.

Μπορούν να προταθούν διάφορες διατάξεις κεραιών με χρήση παρασιτικών κεραιών ESPAR:

- Επίπεδη παρασιτική στοιχειοκεραία που αποτελείται από τέσσερις όμοιες 3-element ESPAR, με χρήση διπόλων  $\lambda/2$
- Κεραία ESPAR 5 στοιχείων τοποθετημένων κάθετα στο επίπεδο γείωσης, με χρήση μονόπολων κεραιοστοιχείων  $\lambda/4$ .
- Κεραία αποτελούμενη από δύο όμοιες 5-element ESPAR στραμμένες κατά γωνία  $\varphi$  μεταξύ τους.
- Παρασιτικές στοιχειοκεραίες χρησιμοποιώντας microstrip patch antennas.

Σχεδιάζοντας και εκτελώντας προσομοίωση στις παραπάνω κεραιές, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι με κατάλληλη ρύθμιση των βαρών των παρασιτικών στοιχείων μπορούμε να στρέψουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας προς την επιθυμητή κατεύθυνση.

## Abstract

The usage of multiple antennas, both at transmitters and receivers (MIMO), has been identified as an optimal solution to the system design of wireless networks, mostly due to their major benefits and advantages. However, the usage of MIMO techniques in wireless systems can increase the hardware complexity and the energy requirements.

In order to achieve maximum system performance in parallel with simplified implementation, we designed MIMO systems using parasitic antenna array ESPAR (Electrically Steerable Parasitic Array Radiator). The ESPAR antenna is a single-feed-port array antenna composed of one active element and multiple parasitic elements terminated by either switched lumped circuits or variable reactors (weights). The ESPAR antenna elements are placed very close to each other because a strong coupling between antenna elements is required. The required radiation pattern can be achieved with appropriate adjustment of the parasitic elements' weights. ESPAR antennas can be a solution for mobile terminals applications, which require small and low cost antennas.

Several antenna types can be proposed using ESPAR antennas:

- Parasitic antenna using four identical 3-element ESPAR, using dipoles  $\lambda/2$ .
- 5-element ESPAR using monopole antennas
- Parasitic antenna consisting of two identical 5-element ESPAR slighted rotated by angle  $\varphi$ .
- Parasitic antennas using microstrip patch antennas.

After designing and simulating the above antennas, it is concluded that the required radiation pattern can be succeeded with appropriate adjustment of the parasitic elements' weights.

## Περιεχόμενα

Ευχαριστίες .....	2
Περίληψη .....	3
Abstract.....	4
Κατάλογος Σχημάτων .....	7
Κατάλογος Πινάκων .....	10
Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή .....	11
1.1 Εισαγωγή στα συστήματα MIMO .....	11
1.2 Μοντελοποίηση συστημάτων MIMO .....	13
1.3 Πλεονεκτήματα συστημάτων MIMO .....	15
1.3.1 Κέρδος συστοιχίας .....	15
1.3.2 Κέρδος χωρικού διαφορισμού.....	15
1.3.3 Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας.....	16
1.4 Μειονεκτήματα συστημάτων MIMO.....	17
1.5 Δομή της διπλωματικής.....	18
Κεφάλαιο 2: Παρασιτικές Στοιχειοκεραίες.....	19
2.1 Εισαγωγή .....	19
2.2 Θεωρητικό υπόβαθρο παρασιτικών κεραιών .....	19
2.3 Αρχές υλοποίησης διατάξεων παρασιτικών κεραιών.....	23
2.4 Βαθμοί ελευθερίας παρασιτικών κεραιών (ADoF) .....	24
2.5 Ορθοκανονικοποίηση Gram-schmidt σε κεραιές ESPAR .....	25
Κεφάλαιο 3: Σχεδιασμός Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας αποτελούμενη από τέσσερις 3-element Espar κεραιές .....	26
3.1 Σχεδιασμός 3-element Espar.....	26
3.2 Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	28
3.3 Κατασκευή και προσομοίωση στοιχειοκεραίας από τέσσερις όμοιες 3-element Espar. ....	30
Κεφάλαιο 4. Σχεδιασμός Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας (ESPAR) αποτελούμενη από 5 monopole antennas .....	42
4.1 Κατασκευή-προσομοίωση monopole antenna.....	42
4.2. Κατασκευή-Προσομοίωση Espar.....	46
Κεφάλαιο 5: Σχεδιασμός Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας αποτελούμενη από δυο όμοιες ESPAR.....	55
Περίπτωση 1.....	60

Περίπτωση 2.....	62
Περίπτωση 3.....	64
Περίπτωση 4.....	67
Συμπεράσματα .....	70
Περίπτωση $\Phi=\pi/4$ .....	73
Περίπτωση $\Phi=\pi/3$ .....	76
Συμπεράσματα .....	79
Κεφάλαιο 6: Σχεδιασμός Στοιχειοκεραιών χρησιμοποιώντας Patch antennas	81
6.1 Σχεδιασμός Patch antenna με microstrip line feed .....	81
6.2 Σχεδιασμός Arrays αποτελούμενα από Patch antennas .....	83
6.3 Κατασκευή patch antenna με coaxial line port.....	85
6.4 Κατασκευή Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας χρησιμοποιώντας Patch antennas .....	87
Περίπτωση 1.....	88
Περίπτωση 2.....	90
Περίπτωση 3.....	91
Περίπτωση 4.....	92
Συμπεράσματα .....	93
Κεφάλαιο 7: Συμπεράσματα-Προτάσεις για μελλοντική έρευνα .....	94
7.1 Συμπεράσματα .....	94
7.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα .....	94
Πίνακας Αναφορών .....	96

## Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Μοντελοποίηση συστήματος MIMO .....	13
Σχήμα 1.2: Σχέση εισόδου-εξόδου MIMO συστήματος .....	14
Σχήμα 1.3: Διάγραμμα συσχετισμού κερδών .....	17
Σχήμα 2.1: Κυκλική Παρασιτική κεραία .....	21
Σχήμα 2.2: Κύκλωμα ελέγχου .....	23
Σχήμα 3.1:3-element ESPAR.....	26
Σχήμα 3.2: S-parameters (parametric).....	27
Σχήμα 3.3:S-parameters .....	28
Σχήμα 3.4: Farfield 3D .....	29
Σχήμα3.5: Farfield polar plots .....	29
Σχήμα 3.6: Farfield polar $\varphi=0^\circ$ .....	30
Σχήμα 3.7: Στοιχειοκεραία 4-Espar .....	31
Σχήμα 3.8: Κοινό διάγραμμα S-parameters 4 ESPAR .....	31
Σχήμα 3.9: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (1) .....	32
Σχήμα 3.10: S-Parameters (1) .....	32
Σχήμα 3.11:Farfield Plots (1) .....	33
Σχήμα 3.12: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (2) .....	33
Σχήμα 3.13: S-Parameters (2) .....	33
Σχήμα 3.14:Farfield Plots (2) .....	34
Σχήμα 3.15: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (3) .....	34
Σχήμα 3.16: S-Parameters (3) .....	35
Σχήμα 3.17:Farfield Plots (3) .....	35
Σχήμα 3.18: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (4) .....	36
Σχήμα 3.19: S-Parameters (4) .....	36
Σχήμα 3.20:Farfield Plots (4) .....	37
Σχήμα 3.21: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (5) .....	37
Σχήμα 3.22: S-Parameters (5) .....	37
Σχήμα 3.23:Farfield Plots (5) .....	38
Σχήμα 3.24: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (6) .....	38
Σχήμα 3.25: S-Parameters (6) .....	38
Σχήμα 3.26:Farfield Plots (6) .....	39
Σχήμα 3.27: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (7) .....	39
Σχήμα 3.28: S-Parameters (7) .....	40
Σχήμα 3.29:Farfield Plots (7) .....	40
Σχήμα 4.1: Monopole active element.....	42
Σχήμα 4.2:Τροφοδοσία ενεργού στοιχείου.....	43
Σχήμα 4.3:S-parameters (parametric).....	43
Σχήμα 4.4:S-parameters .....	44
Σχήμα 4.5:Farfield Plots (3D,polar).....	45
Σχήμα 4.6: Espar 5-στοιχείων .....	46
Σχήμα 4.7:Espar 5-στοιχείων.....	46



Σχήμα 4.8:Farfield Plots (3D,polar) .....	47
Σχήμα 4.9:Περίπτωση 1 .....	48
Σχήμα 4.10:Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 1 .....	48
Σχήμα 4.11: Περίπτωση 2.....	49
Σχήμα 4.12:Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 2.....	49
Σχήμα 4.13: Περίπτωση 3.....	50
Σχήμα 4.14:Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 3.....	50
Σχήμα 4.15: Περίπτωση 4.....	51
Σχήμα 4.16:Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 4.....	51
Σχήμα 4.17:Περίπτωση 5.....	52
Σχήμα 4.18:Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 5.....	52
Σχήμα 4.19: Περίπτωση 6.....	53
Σχήμα 4.20:Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 6.....	53
Σχήμα 5.1: Γεωμετρία FD antenna array.....	55
Σχήμα 5.2: Τροφοδοσία ενεργών στοιχείων.....	56
Σχήμα 5.3: S-parameters (parametric).....	56
Σχήμα 5.4: Farfield Plots (3D,polar)-Active elements.....	58
Σχήμα 5.5: FD tranceiver antenna array .....	59
Σχήμα 5.6: Parasitic Elements .....	59
Σχήμα 5.7:S-parameters (Περίπτωση 1).....	60
Σχήμα 5.8:Z-matrix (Περίπτωση 1) .....	60
Σχήμα 5.9:Y-matrix (Περίπτωση 1) .....	60
Σχήμα 5.10: Farfield Plots (Περίπτωση 1).....	61
Σχήμα 5.11:S-parameters (Περίπτωση 2).....	62
Σχήμα 5.12:Z-matrix (Περίπτωση 2) .....	62
Σχήμα 5.13:Farfield Plots (Περίπτωση 2-ESPAR 1) .....	63
Σχήμα 5.14:Farfield Plots (Περίπτωση 2-ESPAR 2) .....	64
Σχήμα 5.15:S-parameters (Περίπτωση 3).....	65
Σχήμα 5.16:Z-matrix (Περίπτωση 3) .....	65
Σχήμα 5.17:Y-matrix (Περίπτωση 3) .....	65
Σχήμα 5.18:Farfield Plots (Περίπτωση 3-ESPAR 1) .....	66
Σχήμα 5.19:Farfield Plots (Περίπτωση 3-ESPAR 2) .....	67
Σχήμα 5.20:S-parameters (Περίπτωση 4).....	68
Σχήμα 5.21:Z-matrix (Περίπτωση 4) .....	68
Σχήμα 5.22:Y-matrix (Περίπτωση 4) .....	68
Σχήμα 5.23:Farfield Plots (Περίπτωση 4-ESPAR 1) .....	69
Σχήμα 5.24: Farfield Plots (Περίπτωση 4-ESPAR 2) .....	70
Σχήμα 5.25:Περιοχές κάλυψης ESPAR.....	72
Σχήμα 5.26:Διάταξη για $\varphi=\pi/4$ .....	73
Σχήμα 5.27:S-parameters ( $\varphi=\pi/4$ ).....	73
Σχήμα 5.28:Z-matrix ( $\varphi=\pi/4$ ) .....	73
Σχήμα 5.29:Y-matrix ( $\varphi=\pi/4$ ) .....	74
Σχήμα 5.30:Farfield Plots ( $\varphi=\pi/4$ -ESPAR 1) .....	75
Σχήμα 5.31:Farfield Plots ( $\varphi=\pi/4$ -ESPAR 2) .....	75

Σχήμα 5.32: Διάταξη για $\varphi = \pi/6$ .....	76
Σχήμα 5.33: S-parameters ( $\varphi = \pi/6$ ) .....	76
Σχήμα 5.34: Z-matrix ( $\varphi = \pi/6$ ) .....	76
Σχήμα 5.35: Y-matrix ( $\varphi = \pi/6$ ) .....	77
Σχήμα 5.36: Farfield Plots ( $\varphi = \pi/6$ -ESPAR 1) .....	78
Σχήμα 5.37: Farfield Plots ( $\varphi = \pi/6$ -ESPAR 2) .....	78
Σχήμα 5.38: Συνολικό διάγραμμα κάλυψης για $\varphi = \pi/4$ .....	80
Σχήμα 5.39: Συνολικό διάγραμμα κάλυψης για $\varphi = \pi/6$ .....	80
Σχήμα 6.1: Patch antenna with microstrip line feed .....	82
Σχήμα 6.2: S-parameters .....	82
Σχήμα 6.3: Διαγράμματα ακτινοβολίας.....	83
Σχήμα 6.4: Array 2X2.....	83
Σχήμα 6.5: Farfield Plots array 2X2 .....	84
Σχήμα 6.6: Array 1X5.....	84
Σχήμα 6.7: S-parameters Array 1X5 .....	84
Σχήμα 6.8: Farfield plots array 1X5.....	85
Σχήμα 6.9: Patch antenna with coaxial feed .....	85
Σχήμα 6.10: Coaxial line feed .....	86
Σχήμα 6.11: S-parameters .....	86
Σχήμα 6.12: Farfield plots .....	87
Σχήμα 6.13: Παρασιτική στοιχειοκεραία 1X5 με patch antennas.....	87
Σχήμα 6.14: Parasitic elements .....	88
Σχήμα 6.15: Περίπτωση 1- L1, L2, L3, L4 On State.....	88
Σχήμα 6.16: S-parameters (1).....	89
Σχήμα 6.17: Farfield Plots (1) .....	89
Σχήμα 6.18: Περίπτωση 2- L1, L2 On state L3, L4 Off State .....	90
Σχήμα 6.19: Farfield Plots (2) .....	90
Σχήμα 6.20: Περίπτωση 3- L1, L2 Off State L3, L4 On State.....	91
Σχήμα 6.21: Farfield Plots (3) .....	91
Σχήμα 6.22: Περίπτωση 4- L1, L2, L3 Off State L4 On State.....	92
Σχήμα 6.23: Farfield Plots (4) .....	92

## Κατάλογος Πινάκων

<i>Πίνακας 3.1: Παράμετροι σχεδίασης</i> .....	28
<i>Πίνακας 3.2: Αποτελέσματα προσομοιώσεων</i> .....	30
<i>Πίνακας 3.3: Αποτελέσματα προσομοιώσεων</i> .....	41
<i>Πίνακας 4.1: Παράμετροι σχεδίασης</i> .....	44
<i>Πίνακας 4.2: Σύγκριση αποτελεσμάτων προσομοίωσης</i> .....	54
<i>Πίνακας 5.1: Παράμετροι σχεδίασης ESPAR</i> .....	55
<i>Πίνακας 5.2: Παράμετροι σχεδίασης</i> .....	57
<i>Πίνακας 5.3: Περίπτωση 2</i> .....	62
<i>Πίνακας 5.4: Περίπτωση 3</i> .....	64
<i>Πίνακας 5.5: Περίπτωση 4</i> .....	67
<i>Πίνακας 5.6: Παρουσίαση αποτελεσμάτων</i> .....	71
<i>Πίνακας 5.7: Τιμές παρασιτικών στοιχείων</i> .....	72
<i>Πίνακας 5.8: Σύγκριση αποτελεσμάτων</i> .....	79
<i>Πίνακας 6.1: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων</i> .....	88
<i>Πίνακας 6.2: Σύγκριση αποτελεσμάτων</i> .....	93

## Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή

### 1.1 Εισαγωγή στα συστήματα MIMO

Τις τελευταίες δεκαετίες η πρόοδος που έχει σημειωθεί στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών είναι ιδιαίτερα σημαντική, τόσο σε επίπεδο ερευνών όσο και εφαρμογών. Η κινητή τηλεφωνία, οι δορυφορικές επικοινωνίες και τα ασύρματα τοπικά δίκτυα είναι μερικά χαρακτηριστικά παραδείγματα. Ταυτόχρονα με την ανάπτυξη των εφαρμογών, ωστόσο, αυξάνονται και οι απαιτήσεις για υψηλή ποιότητα επικοινωνίας (υψηλή ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων, αξιόπιστη και αδιάλειπτη επικοινωνία, ταυτόχρονη μετάδοση διαφορετικών τύπων δεδομένων όπως ήχος, εικόνα, data). Είναι φανερό λοιπόν η ανάγκη που προκύπτει για βελτίωση των επιδόσεων των ασύρματων επικοινωνιών.

Η χωρητικότητα του ασύρματου καναλιού είναι ένα από τα μεγέθη που χαρακτηρίζουν την επίδοση του, έτσι ένα τμήμα των ερευνών που αφορούν στις ασύρματες επικοινωνίες στοχεύει στη βελτιστοποίηση της. Η επιστήμη των επικοινωνιών αναφέρει ότι η χωρητικότητα ενός καναλιού περιορίζεται από το εύρος ζώνης και την ισχύ μετάδοσης [11]. Όμως η αύξηση του αριθμού των χρησιμοποιούμενων συχνοτήτων θα πολλαπλασιάσει το κόστος ενώ αύξηση της ισχύος θα επιφέρει και αύξηση των παρεμβολών.

Τα ανωτέρω προβλήματα ξεπεράστηκαν με την είσοδο της έννοιας της χωρικής πολυπλεξίας δηλαδή της τοποθέτησης διατάξεων πολλαπλών κεραιών στο ένα ή και στα δύο άκρα της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης. Έχει δειχθεί, στις σχετικές έρευνες, ότι οι διατάξεις αυτές (Multiple Input – Multiple Output, MIMO) προσφέρουν σημαντική βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος, σε σχέση με τα παραδοσιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα μίας εισόδου – μίας εξόδου (Single Input – Single Output, SISO Systems).

Η τεχνολογία MIMO έχει προσελκύσει την προσοχή στις ασύρματες επικοινωνίες, δεδομένου ότι προσφέρει σημαντική αύξηση στην έξοδο δεδομένων και σειρά συνδέσεων χωρίς πρόσθετο εύρος ζώνης ή ισχύ μετάδοσης. Αυτό επιτυγχάνεται με την υψηλότερη απόδοση του φάσματος (περισσότερα bit ανά δευτερόλεπτο ανά hertz του εύρους ζώνης) και την αξιοπιστία ή την ποικιλομορφία των συνδέσεων (μειωμένη εξασθένιση). Λόγω αυτών των ιδιοτήτων, τα συστήματα MIMO είναι ένα κεντρικό θέμα της διεθνούς ασύρματης έρευνας αυτήν την περίοδο (2008). Οι πρώτες ιδέες για χρήση μιας τέτοιας τεχνολογίας αναφέρονται στην εργασία των A.R. Kaye, D.A. George (1970) και W. Van Etten (1975, 1976). Ο Jack Winters και ο Jack

Salz των εργαστηρίων Bell δημοσίευσαν διάφορα έγγραφα για σχετικές εφαρμογές το 1984 και το 1986. Το 1993 ο Arogyaswami Paulraj και ο Thomas Kailath πρότειναν την έννοια της χωρικής πολυπλεξίας για χρήση συστημάτων MIMO. Το αμερικάνικο δίπλωμα ευρεσιτεχνίας υπ' αριθμό 5.345.599 που τους απένειμαν το 1994 για τη χωρική πολυπλεξία τόνωσε την εξέλιξη των ασύρματων μεταδόσεων.

Το 1996, ο Greg Raleigh και ο Gerard J. Foschini καθόρισαν νέες προσεγγίσεις στην τεχνολογία MIMO, οι οποίες μελετούσαν μια διαμόρφωση όπου οι πολλαπλές κεραιές εκπομπής συνδυάζονται σε ένα πομπό για να βελτιώσει τη αποτελεσματικότητα των συνδέσεων. Τα εργαστήρια Bell ήταν τα πρώτα που επέδειξαν ένα εργαστηριακό πρωτότυπο χωρικής πολυπλεξίας (SM) το 1998, όπου η χωρική πολυπλεξία είναι μια κύρια τεχνολογία για να βελτιώσει την απόδοση των συστημάτων επικοινωνιών MIMO. Τα διάφορα ασύρματα δίκτυα υψηλών ταχυτήτων, που πλησιάζουν το 1 Gb/s όπως WPAN, WLAN, WMAN, κυψελοειδής, και τα οικιακά δίκτυα ήχου και εικόνας αναμένονται να εξοπλιστούν με συστήματα MIMO. Ο σχεδιασμός ασύρματων συστημάτων υψηλών ταχυτήτων που προσφέρουν καλή ποιότητα υπηρεσίας (QoS) και εκτενείς δυνατότητες μετάδοσης σε περιβάλλοντα χωρίς οπτική επαφή (non-line-of-sight) αποτελούν μια σημαντική πρόκληση έρευνας και εφαρμογής. Αγνοώντας την εξασθένιση στα χωρίς οπτική επαφή περιβάλλοντα, μπορούμε, σε γενικές γραμμές, να καλύψουμε την απαίτηση του 1Gb/s με απλής εκπομπής και λήψης ασύρματο σύστημα κεραιών (SISO). Τεχνολογικά όμως εμπόδια και περιορισμών καθιστούν μια τέτοια λύση μη ελκυστική εάν όχι αδύνατη. Η χρήση των πολλαπλών κεραιών στο πομπό και στο δέκτη, γενικά γνωστή ως multiple-input multiple-output μετάδοση (MIMO) είναι μια νέα οικονομική και αποδοτική τεχνολογία που προσφέρει ουσιαστικά δυνατότητα παροχής 1Gb/s στις ασύρματες συνδέσεις. Οι καταναλωτικές ηλεκτρονικές αγορές τώρα πωλούν διάφορα WLAN εξοπλισμένα με AP/STAs MIMO. Τα διεθνή πρότυπα WMAN (WiMax) και κυψελοειδής (3GPP/3GPP2) έχουν δεχτεί να εφαρμόσουν τεχνολογία MIMO στους σταθμούς βάσης. Η έρευνα της τεχνολογίας MIMO για WPAN ως η εκμετάλλευση του βαθμού ελευθερίας για πολλαπλούς χρήστες είναι σε αρχικό στάδιο [38]. Επομένως, η επίδραση της τεχνολογίας MIMO στα οικονομικά φαίνεται απρόβλεπτα υψηλή, σημειώνοντας 7 τρισεκατομμύρια ασύρματες συσκευές για 70 δισεκατομμύρια ανθρώπους το 2017.

Σήμερα, τα WLANs προσφέρουν την μέγιστη ταχύτητα των 10 Mb/s και σύντομα θα αναβαθμιστεί σε 50-100 Mb/s. Εντούτοις, ακόμη και τα 50 Mb/s είναι ανεπαρκή όταν βρίσκεται αντιμέτωπο με την απαίτηση για υψηλότερες ταχύτητες πρόσβασης λόγω της αύξησης του περιεχόμενου του δικτύου και τον ανταγωνισμό ενσύρματων συστημάτων LANs 10 Gb/s. Επιπλέον, μελλοντικά τα οικιακά δίκτυα εικόνας και ήχου θα απαιτήσουν πολλαπλάσια ταχύτητα για να υποστηρίξουν υψηλής ευκρίνειας τηλεοράσεις (HDTV), κοντά

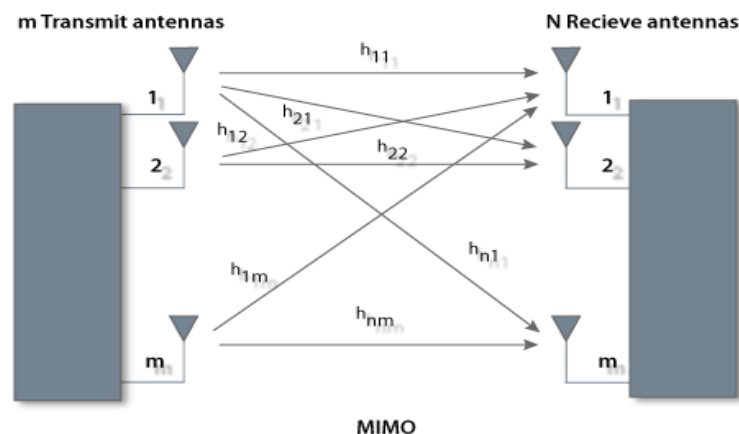
στο 1 Gb/s. Μια άλλη πρόκληση που αντιμετωπίζουν τα WLANs και τα οικιακά δίκτυα A/V όπως και τα υπαίθρια ασύρματα συστήματα δικτύων ευρείας περιοχής (WWAN) είναι η πρόσβαση χωρίς οπτική επαφή. Όπου η διάδοση προκαλεί τυχαίες διακυμάνσεις στο επίπεδο σημάτων, γνωστές ως διαλείψεις.

## 1.2 Μοντελοποίηση συστημάτων MIMO

Ο όρος του συστήματος πολλαπλών κεραιών (Multiantenna System), με την ευρεία έννοια, αναφέρεται σε οποιοδήποτε πολύθυρο σύστημα κεραιών (Multiport Antenna System, MPA), στο οποίο κάθε θύρα μπορεί να συσχετισθεί με διακριτές και φυσικά διαχωρισμένες κεραιές, με διαφορετική πόλωση, διαφορετικά διαγράμματα ακτινοβολίας, ή με οποιονδήποτε συνδυασμό των παραπάνω. Έτσι μπορούμε να διακρίνουμε τρεις κατηγορίες MPA συστημάτων:

- Κεραιές πολλαπλών στοιχείων (Multielement Antennas, MEA)
- Κεραιές πολλαπλής πόλωσης (Multipolarized Antennas, MPOA)
- Κεραιές με πολλαπλά διαγράμματα ακτινοβολίας (Multimode Antennas, MMA)

Στο εξής θα θεωρούμε ότι οι διατάξεις πολλαπλών κεραιών που αναφέρονται, είναι κεραιές πολλαπλών στοιχείων, χωρίς αυτό να σημαίνει ότι οποιαδήποτε άλλη περίπτωση αποκλείεται.



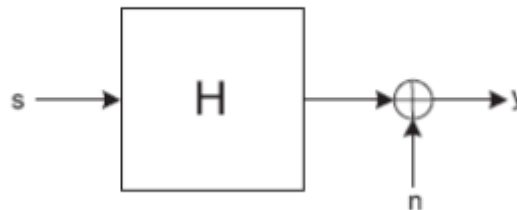
Σχήμα 1.1: Μοντελοποίηση συστήματος MIMO

Ας θεωρήσουμε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών MIMO, το οποίο χρησιμοποιεί  $M$  κεραιές στην εκπομπή και  $N$  κεραιές στη λήψη. Ένα τέτοιο

σύστημα θα το συμβολίζουμε ως  $M \times N$  σύστημα. Η σχέση εισόδου – εξόδου του θα είναι:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1.1)$$

όπου  $\mathbf{H}$  είναι ένας πίνακας διάστασης  $N \times M$ , ο οποίος ονομάζεται πίνακας καναλιού (Channel Matrix) και τα στοιχεία του περιέχουν την πληροφορία σχετικά με το πλάτος και τη φάση των κυμάτων, για όλες τις διαδρομές (paths) μεταξύ των  $M$  κεραιών εκπομπής και των  $N$  κεραιών λήψης. Το διάνυσμα  $\mathbf{s}$ , το οποίο έχει διάσταση  $M \times 1$  αντιπροσωπεύει τα εκπεμπόμενα σύμβολα, το διάνυσμα  $\mathbf{r}$  με διάσταση  $N \times 1$  αντιπροσωπεύει τα λαμβανόμενα σύμβολα ενώ το διάνυσμα  $\mathbf{n}$ , με διάσταση  $N \times 1$  αντιπροσωπεύει τις συνιστώσες του θορύβου (AWGN).



Σχήμα 1.2: Σχέση εισόδου-εξόδου MIMO συστήματος

Ο πίνακας καναλιού, όπως ορίστηκε παραπάνω, έχει τη μορφή:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_{11} & \cdots & H_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N1} & \cdots & H_{NM} \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

όπου τα στοιχεία  $H_{ij}$  περιγράφουν τους συντελεστές του καναλιού, μεταξύ της  $j$  κεραιάς εκπομπής και της  $i$  κεραιάς. Τα στοιχεία του πίνακα καναλιού,  $\mathbf{H}$ , μπορούν επίσης να ορισθούν ως οι λόγοι των τάσεων των λαμβανόμενων κυμάτων (τα οποία φτάνουν στον δέκτη αφού έχουν διέλθει από το κανάλι) προς τις τάσεις των κυμάτων των κεραιών εκπομπής.

Παρόλο που υπάρχουν διάφορα μοντέλα με τα οποία μπορεί να προσομοιωθεί ένα κανάλι με φαινόμενα multipath, και βάσει των οποίων μπορούν να υπολογιστούν τα στοιχεία του πίνακα καναλιού, στην παρούσα εργασία θα επιχειρήσουμε να συνδέσουμε τα στοιχεία  $H_{ij}$  με παραμέτρους που αφορούν στη διάδοση των κυμάτων και τις χρησιμοποιούμενες κεραιές. Αν θεωρήσουμε, χάριν απλότητας, ότι έχουμε επικοινωνία στενού εύρους ζώνης κατά την οποία η απόκριση συχνότητας στο κανάλι παραμένει σταθερή, τα στοιχεία  $H_{ij}$  είναι βαθμωτά, μιγαδικά στοιχεία.

### 1.3 Πλεονεκτήματα συστημάτων MIMO

Τα οφέλη που αποκομίζονται από την εφαρμογή των συστημάτων MIMO έναντι των αντίστοιχων SISO αποτιμώνται μέσω των ακόλουθων όρων:

- Κέρδος συστοιχίας
- Κέρδος χωρικού διαφορισμού
- Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας

#### 1.3.1 Κέρδος συστοιχίας

Το κέρδος συστοιχίας επιτυγχάνεται αξιοποιώντας τη διάταξη MIMO με κατάλληλη κατανομή των συμβόλων τόσο στις περισσότερες της μίας κεραίες εκπομπής όσο και σε περισσότερες χρονικές περιόδους ώστε να καταστεί η πληροφορία περισσότερο ανθεκτική σε ενδεχόμενες διαλείψεις που εισάγει ο δίαυλος. Πλέον, για την επίτευξη της ίδιας πιθανότητας λάθους, ο σηματοθορυβικός λόγος που απαιτείται για ένα σύστημα MIMO είναι μικρότερος από τον αντίστοιχο του συστήματος SISO, καταλήγοντας στη μαθηματική διατύπωση του κέρδους συστοιχίας

$$G_A = \frac{SNR_{SISO}}{SNR_{MIMO}} \quad (1.3)$$

Στην παραπάνω σχέση παρουσιάζεται ο σηματοθορυβικός λόγος του συστήματος MIMO θεωρώντας ότι τα δύο συστήματα επιτυγχάνουν τον ίδιο βαθμό αξιοπιστίας όσον αφορά την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου.

Για την επίτευξη κέρδους συστοιχίας σε ένα σύστημα MIMO απαιτείται η γνώση των χαρακτηριστικών του διαύλου στο δέκτη ή και στον πομπό που έχουν σχέση με τις αποσβέσεις και τις διαλείψεις που ο δίαυλος εισάγει στα διαδιδόμενα κύματα. Ωστόσο, η απόκτηση γνώσης του διαύλου στον πομπό προϋποθέτει την ύπαρξη ζεύξης επιστροφής (reverse link), κάτι που καθιστά το σύστημα αρκετά πολύπλοκο.

#### 1.3.2 Κέρδος χωρικού διαφορισμού

Ένα βασικό πρόβλημα που εμφανίζουν ορισμένοι τύποι τηλεπικοινωνιακών διαύλων είναι οι διαλείψεις. Οι διαλείψεις αναφέρονται στις τυχαίες μεταβολές της ισχύος των διαδιδόμενων κυμάτων, γεγονός που συνεπάγεται τη μεταβολή του πλάτους και της φάσης του σήματος λήψης. Ενώ στα συστήματα SISO οι διαλείψεις δυσχεραίνουν την ορθή



αποκωδικοποίηση στο δέκτη, η τεχνολογία MIMO χρησιμοποιεί τις  $N \cdot M$  εναλλακτικές διαδρομές που προσφέρει ο δίαυλος για την αντιστάθμιση των διαλείψεων. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται διαφορικό κέρδος για το σύστημα μέσω του κατάλληλου συνδυασμού των διαφορετικών αντιγράφων του σήματος που λαμβάνονται από τις κεραιές λήψης. Ωστόσο, η επίτευξη διαφορικού κέρδους εξαρτάται από το βαθμό ανεξαρτησίας των  $N \cdot M$  διαδρομών. Υπό τον όρο ανεξάρτητες διαδρομές υποδηλώνεται η ύπαρξη διαφορετικής έκτασης διαλείψεων σε κάθε διαδρομή ώστε τα διάφορα σήματα λήψης να είναι μεταξύ τους ασυσχέιστα. Για το σκοπό αυτό πρέπει οι κεραιές εκπομπής, όπως και οι κεραιές λήψης, να απέχουν αρκετά μεταξύ τους. Οι αποστάσεις αυτές είναι συνήθως  $10\lambda$  για τις κεραιές εκπομπής και  $\lambda/2$  για τις κεραιές λήψης υποθέτοντας την ύπαρξη πολλών σκεδαστών κοντά στις κεραιές λήψης. Το μέγιστο διαφορικό κέρδος επιτυγχάνεται όταν όλες οι δυνατές διαδρομές μεταξύ πομπού και δέκτη είναι πλήρως ανεξάρτητες και είναι ίσο με το γινόμενο των κεραιών  $N \cdot M$ .

Από τα ανωτέρω γίνεται φανερό ότι το μέγεθος του διαφορικού κέρδους εξαρτάται από τον τρόπο συνδυασμού των διαφορετικών εκδοχών του σήματος στο δέκτη καθώς και από τον τύπο του διαύλου. Όσο περισσότερο ανεξάρτητες είναι οι εκδοχές του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης τόσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος διαφορισμού που επιτυγχάνεται. Έτσι, αυξάνεται ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη και μειώνεται η πιθανότητα λάθους κατά την αποκωδικοποίηση της πληροφορίας.

Επιπλέον, η διαφορικότητα εμφανίζεται σε περιβάλλοντα τα οποία είναι πλούσια σε σκεδαστές (rich scattering). Αυτό οφείλεται στο γεγονός της ανεξαρτητοποίησης των εναλλακτικών διαδρομών λόγω της ύπαρξης σκεδαστών, όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Συνεπώς, διαφορικό κέρδος επιτυγχάνεται σε αστικά περιβάλλοντα όπου είναι πιθανή η επιτυχής αποσυσχέτιση των σημάτων, ενώ σε ανοικτά περιβάλλοντα τα συστήματα MIMO έχουν ως στόχο την επίτευξη κέρδους διάταξης. Είναι φανερό ότι ο σχεδιαστής του συστήματος πρέπει να λάβει υπόψη του όλα τα χαρακτηριστικά του διαύλου ώστε να επιλεγεί η κατάλληλη κάθε φορά τεχνολογία. Ο τύπος που μπορεί να δίνει το κέρδος χωρικού διαφορισμού, θα μπορούσε να είναι:

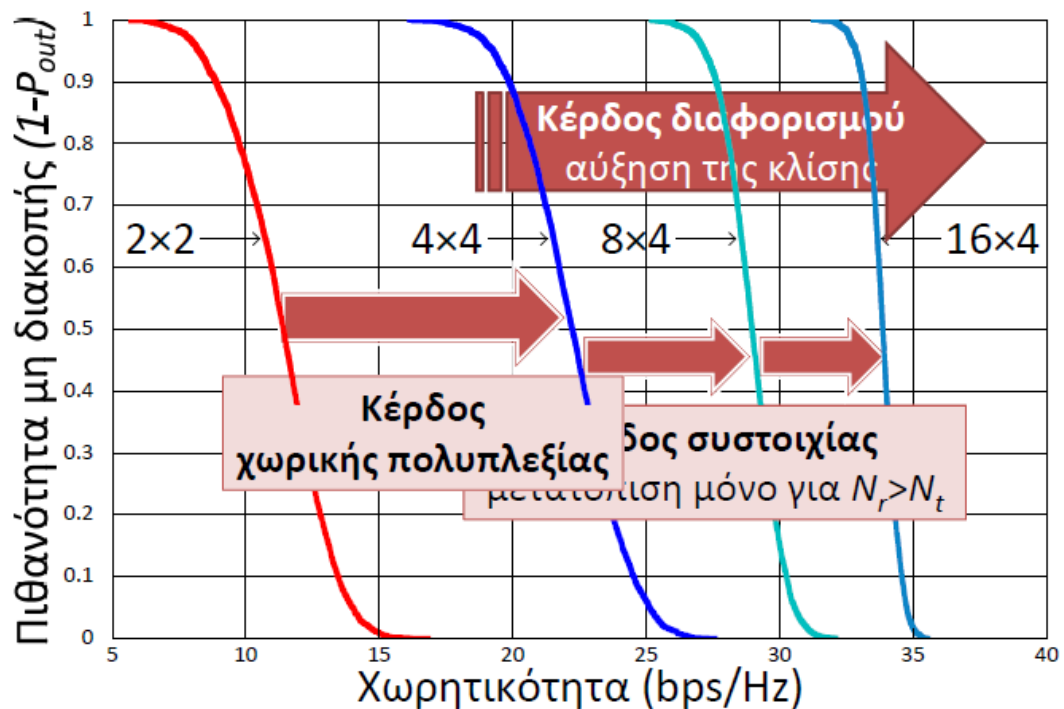
$$G_d = M * N \quad (1.4)$$

### 1.3.3 Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας

Τα συστήματα MIMO προσφέρουν τη δυνατότητα αύξησης του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων αποστέλλοντας διαφορετικά σύμβολα ταυτόχρονα από τις περισσότερες της μίας κεραιές εκπομπής. Η αύξηση της χωρητικότητας στα συστήματα αυτά για το ίδιο εύρος ζώνης και την ίδια συνολική ισχύ

εκπομπής σε σχέση με τα ομόλογα συστήματα SISO αποτιμάται μέσω του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain, SMG). Για να επιτευχθεί το SMG πρέπει οι διαδρομές του σήματος να είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους, όπως απαιτείται και για την επίτευξη διαφορικού κέρδους. Μάλιστα, όσο λιγότερο εξαρτημένες είναι μεταξύ τους οι  $N \cdot M$  διαδρομές τόσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας που επιτυγχάνεται. Το μέγιστο SMG είναι ίσο με το πλήθος των διαφορετικών ζευγών των κεραιών εκπομπής-λήψης, δηλαδή είναι ίσο με  $\min(N, M)$ . Ωστόσο, ακόμη και στην περίπτωση κατά την οποία παρατηρείται μερική συσχέτιση, επιτυγχάνεται κέρδος χωρικής πολυπλεξίας κάποιου βαθμού, αλλά όχι το μέγιστο.

Στο παρακάτω διάγραμμα απεικονίζονται γραφικά τα ανωτέρω κέρδη και πως αυτά σχετίζονται με την χωρητικότητα και την πιθανότητα μη διακοπής για διαφορετικές δομές MIMO συστημάτων:



Σχήμα 1.3: Διάγραμμα συσχέτισης κερδών

#### 1.4 Μειονεκτήματα συστημάτων MIMO

Μερικά από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα της τεχνολογίας MIMO παρατίθενται παρακάτω:

- **Πολυπλοκότητα υλικού**  
Η επιπλέον χρήση κεραιών επιβαρύνει αρνητικά με επιπρόσθετα RF chains την κεραία. Επίσης κάθε κεραία χρειάζεται μία αρκετά ισχυρή

υπολογιστική μονάδα επεξεργασίας σήματος για να ανταπεξέλθει στις τεχνικές των MIMO συστημάτων.

- **Πολυπλοκότητα λογισμικού**  
Οι περισσότεροι αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος είναι υπολογιστικά εξοντωτικοί για τους πόρους του συστήματος.
- **Προβλήματα κατανάλωσης ενέργειας**  
Λόγω των πολλών κεραιών είναι φυσιολογικό να καταναλώνεται σχετικά γρήγορα μπαταρία, ιδιαίτερα σε κινητές συσκευές. Επίσης έχει παρατηρηθεί σε πειραματικές διατάξεις υπερθέρμανση.
- **Προβλήματα σχετικά με τις κεραιές**  
Πρόβλημα όσο αφορά την απόσταση των κεραιών λόγω του φαινομένου “electromagnetic mutual coupling”. Επιπρόσθετα πολλές φορές παρουσιάζονται προβλήματα παρεμβολής στις κεραιές και συσχέτισης του σήματος.

## 1.5 Δομή της διπλωματικής

Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι η μελέτη, κατασκευή και προσομοίωση διατάξεων κεραιών, η πλειοψηφία των οποίων λειτουργεί με παρασιτικά στοιχεία. Στα επόμενα κεφάλαια της παρούσας εργασίας περιλαμβάνονται τα κάτωθι:

**Κεφάλαιο 2:** Σύνοψη παρουσίαση των παρασιτικών στοιχειοκεραιών, του θεωρητικού υποβάθρου και των αρχών υλοποίησης και σχεδιασμού τους. Παρουσιάζεται επίσης η λειτουργία της παρασιτικής κεραιάς ESPAR και επεξηγείται η σημασία της αντίδρασης για τις παρασιτικές στοιχειοκεραίες.

**Κεφάλαιο 3:** Γίνεται σχεδιασμός και προσομοίωση επίπεδης παρασιτικής στοιχειοκεραιάς που αποτελείται από τέσσερις (4) όμοιες 3-element ESPAR χρησιμοποιώντας δίπολα  $\lambda/2$ .

**Κεφάλαιο 4:** Γίνεται σχεδιασμός και προσομοίωση ESPAR από 5 μονόπολα  $\lambda/4$  κεραιοστοιχεία.

**Κεφάλαιο 5:** Γίνεται σχεδιασμός και προσομοίωση ESPAR από δύο όμοιες 5 element ESPAR στραμμένες κατά γωνία  $\varphi$  μεταξύ τους.

**Κεφάλαιο 6:** Γίνεται σχεδιασμός και προσομοίωση παρασιτικών στοιχειοκεραιών χρησιμοποιώντας microstrip patch antennas.

**Κεφάλαιο 7:** Αναφέρονται τα συμπεράσματα της εργασίας και γίνονται προτάσεις για μελλοντικές έρευνες που προκύπτουν από την παρούσα εργασία.

## Κεφάλαιο 2: Παρασιτικές Στοιχειοκεραίες

### 2.1 Εισαγωγή

Οι διαρκώς αυξανόμενες απαιτήσεις των χρηστών για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, αυξημένη χωρητικότητα και κάλυψη δικτύου έχουν οδηγήσει στην δημιουργία της τεχνολογίας MIMO (Multiple Input-Multiple Output), όπως αναλύθηκε και στην προηγούμενη ενότητα. Η τεχνολογία MIMO είναι ένα πολλά υποσχόμενο ερευνητικό πεδίο, διότι χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραίες μπορεί να αυξήσει σημαντικά τη χωρητικότητα και να βελτιώσει την αξιοπιστία της ζεύξης, χωρίς τη χρήση επιπρόσθετης ισχύος ή εύρους ζώνης. Παράλληλα, μπορεί να προσφέρει πολλαπλά πλεονεκτήματα, όπως το κέρδος κωδικοποίησης, το κέρδος συστοιχίας, το κέρδος διαφορισμού χώρου και πολλαπλών χρηστών, το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και χωρητικότητας και το κέρδος από τη μείωση των παρεμβολών. Συνεπώς, με τη χρήση των τεχνικών MIMO θα παρέχονται στους τελικούς χρήστες υψηλά επίπεδα αξιοπιστίας και μεταφοράς δεδομένων, καθώς και χαμηλές καθυστερήσεις.

Το βασικό ερευνητικό αντικείμενο στο οποίο βασίζεται η παρούσα εργασία αποτελεί η μελέτη εναλλακτικών αρχιτεκτονικών οι οποίες χρησιμοποιούν ως βασικό δομικό συστατικό μια κατηγορία έξυπνων κεραιών που περιλαμβάνουν παρασιτικά στοιχεία [1]-[5]. Έχει γίνει λοιπόν εκτενής μελέτη των ESPAR (Electrically Steerable Parasitic Array Radiator) κεραιών με στόχο την απλούστευση της πολυπλοκότητας υλοποίησης, διατηρώντας όμως παράλληλα και τη καλύτερη δυνατή απόδοση του συστήματος. Οι ESPAR κεραίες [2] σε αντίθεση με τις συμβατικές στοιχειοκεραίες αποτελούνται από πλήθος παρασιτικών κεραιοστοιχείων και ενός μόνο ενεργού. Στην παρούσα εργασία, γίνεται εκτενής μελέτη ESPAR κεραιών που αποτελούνται από 3 έως 5 κεραιοστοιχεία και χρησιμοποιούνται για την κατασκευή διατάξεων οι οποίες θα μπορούν να περιστρέψουν το διάγραμμα ακτινοβολίας προς επιθυμητές κατευθύνσεις τόσο στο αζιμούθιο όσο και στο κατακόρυφο επίπεδο.

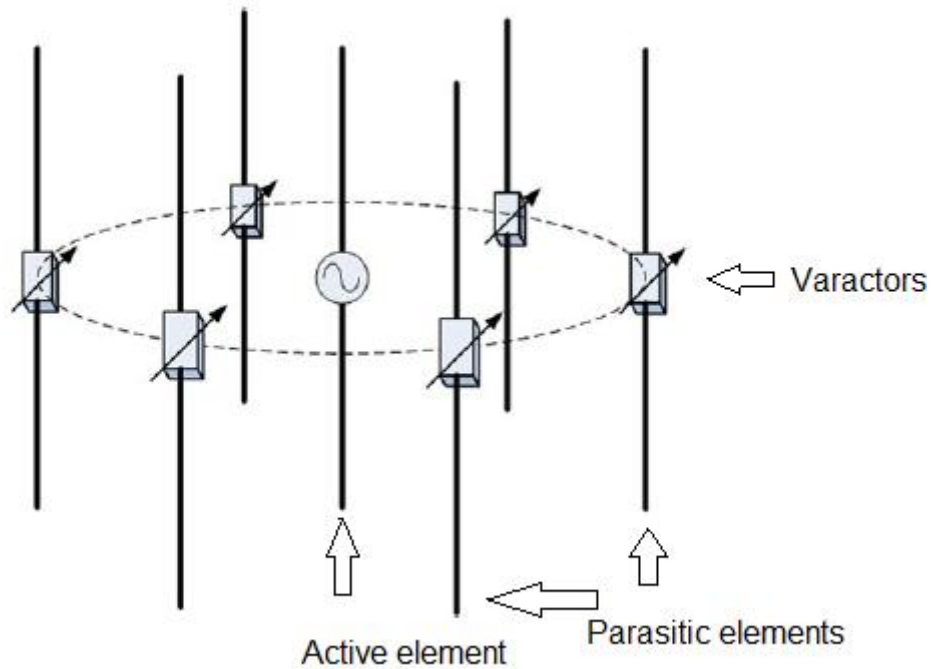
### 2.2 Θεωρητικό υπόβαθρο παρασιτικών κεραιών

Η μελέτη των παρασιτικών κεραιών ESPAR ξεκίνησε από τον Harrington το 1978. [4] Οι εν λόγω κεραίες αποτελούνται από ένα ενεργό κεραιοστοιχείο που τροφοδοτείται με τη μοναδική πηγή τάσης και περιβάλλεται από πλήθος μη τροφοδοτούμενων κεραιοστοιχείων που καλούνται παρασιτικά (parasitic), το οποία τοποθετούνται συνήθως σε γραμμική ή κυκλική διάταξη [15],[17],[25]. Ένα παράδειγμα κυκλικής παρασιτικής κεραίας απεικονίζεται στο σχήμα 2.1. Τοποθετώντας τα παρασιτικά κεραιοστοιχεία σε μικρή

απόσταση από το ενεργό, η τροφοδότηση του ενεργού κεραιοστοιχείου προκαλεί την επαγωγή ισχυρών ρευμάτων στα παρασιτικά εξαιτίας της ισχυρής σύζευξης που αναπτύσσεται. Συνεπώς, το ακτινοβολούμενο πεδίο προκύπτει ως το αποτέλεσμα της συνεισφοράς του ενεργού κεραιοστοιχείου λόγω τροφοδότησης και των παρασιτικών λόγω επαγωγής ρεύματος. Η διαμόρφωση του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας επιτυγχάνεται ελέγχοντας τη συνεισφορά του κάθε παρασιτικού κεραιοστοιχείου στο συνολικά ακτινοβολούμενο πεδίο. Αυτό με τη σειρά του εξασφαλίζεται μέσω κυκλώματος ρυθμιζόμενης αντίδρασης που συνδέεται στα παρασιτικά. Συχνά η ρυθμιζόμενη αντίδραση υλοποιείται εύκολα με χρήση ειδικών διόδων σε ανάστροφη πόλωση που καλούνται varactors και στο εξής θα αποκαλείται απλά βάρος (weight).

Είναι προφανές ότι η αρχή λειτουργίας των κεραιών ESPAR διαφέρει από εκείνη των συμβατικών στοιχειοκεραίων, όπου όλα τα κεραιοστοιχεία είναι ενεργά [2]. Στις συμβατικές στοιχειοκεραίες είναι επιθυμητή η διατήρηση μίας ελάχιστης απόστασης μεταξύ των κεραιοστοιχείων ώστε να ελαχιστοποιείται η μεταξύ τους σύζευξη που θα μπορούσε να οδηγήσει σε υποβάθμιση της επίδοσης ενός συστήματος MIMO. Αντίθετα, η λειτουργία των παρασιτικών κεραιών απαιτεί την ύπαρξη ισχυρής σύζευξης μεταξύ όλων των κεραιοστοιχείων, ώστε να είναι εφικτή στη συνέχεια η διαμόρφωση του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω της ρύθμισης των τιμών των βαρών [4][5].

Οι κεραίες ESPAR συνιστούν μία αποτελεσματική λύση σε εφαρμογές που απαιτούνται κεραίες μικρού μεγέθους και χαμηλού κόστους. Η ύπαρξη ενός μόνο ενεργού στοιχείου και πολλαπλών παρασιτικών τοποθετημένα σε πολύ κοντινές αποστάσεις καθιστούν τις ESPAR κεραίες κατάλληλες για εγκατάσταση σε κινητά τερματικά όπως, οι φορητοί υπολογιστές και τα κινητά τηλέφωνα. Το γεγονός ότι οι κεραίες αυτές δεν απαιτούν πολυπλοκότητα υλοποίησης που συνήθως προέρχεται από πλήθος αλυσίδων RF, παρέχει ένα σημαντικό πλεονέκτημα που διευκολύνει την ανάπτυξη των συστημάτων MIMO σε ασύρματες επικοινωνίες. Επομένως, δεδομένου ότι η κεραία τροφοδοτείται από μόνο ένα port έχουμε το πλεονέκτημα μικρού μεγέθους και χαμηλής κατανάλωσης ισχύος. Επίσης, οι κεραίες ESPAR με τις εξαιρετικές ικανότητες beamsteering είναι ικανές να υποστηρίξουν καινούργιες, προηγμένες τεχνικές μετάδοσης, όπως το single-RF Beamspace MIMO (BS-MIMO) σύστημα [1], [3], όπου η λειτουργία MIMO μεταφέρεται από τα στοιχεία της κεραίας στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Λόγω των σημαντικών πλεονεκτημάτων που προαναφέρθηκαν, η επιστημονική κοινότητα έχει στραφεί στην αξιοποίηση των ESPAR προτείνοντας νέες τεχνικές διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας, τεχνικές ανίχνευσης της κατεύθυνσης άφιξης του επιθυμητού σήματος (direction of arrival, DoA), καθώς και τεχνικές χρήσης τους σε συστήματα διαφορισμού.



Σ χ ή μ α 2.1: Κυκλική Παρασιτική κεραία

Το ρεύμα που διαρρέει τα κεραιοστοιχεία μιας ESPAR [32] δίνεται από τη σχέση:

$$i = v_s(Z + X)^{-1}u \quad (2.1)$$

όπου  $Z$  είναι μιγαδικός τετραγωνικός πίνακας διαστάσεων  $M$  (όπου  $M$  ο αριθμός των κεραιοστοιχείων της ESPAR) και κάθε στοιχείο  $z$  του πίνακα  $Z$  αντιπροσωπεύει την αμοιβαία σύνθετη αντίσταση μεταξύ του  $i$ -οστού και του  $j$ -οστού παρασιτικού στοιχείου. Ο πίνακας  $Z$  εξαρτάται από τη γεωμετρία της κεραίας. Ο πίνακας  $X$  είναι διαγώνιος πίνακας διαστάσεων  $M$  που περιέχει τα βάρη των παρασιτικών στοιχείων και την αντίσταση ακτινοβολίας εισόδου του ενεργού κεραιοστοιχείου. Για την ESPAR του παραπάνω σχήματος, οι πίνακες  $Z$  και  $X$  θα είναι της μορφής:

$$Z = \begin{pmatrix} Z_{00} & Z_{01} & Z_{02} & Z_{03} & Z_{04} & Z_{05} & Z_{06} \\ Z_{10} & Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{20} & Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} & Z_{26} \\ Z_{30} & Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} & Z_{36} \\ Z_{40} & Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & Z_{45} & Z_{46} \\ Z_{50} & Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{55} & Z_{56} \\ Z_{60} & Z_{61} & Z_{62} & Z_{63} & Z_{64} & Z_{65} & Z_{66} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$X = \begin{pmatrix} R_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & jx_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jx_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & jx_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & jx_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & jx_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & jx_6 \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Το  $u_s$  είναι το μιγαδικό σήμα διέγερσης του ενεργού κεραιοστοιχείου και  $u=[1 \ 0 \ \dots 0]^T$  είναι διάνυσμα διαστάσεων  $M \times 1$ , που χρησιμοποιείται ως διάνυσμα επιλογής. Κάθε στοιχείο  $Z_{ij}=R_{ij}+jX_{ij}$  εκφράζει την αμοιβαία σύζευξη μεταξύ του  $i$ -οστού και  $j$ -οστού κεραιοστοιχείου που υπολογίζεται ως [12]:

$$R_{ij} = 30 \left[ 2C_i \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right) - C_i \left( \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{d_{ij}^2 + D^2} + D \right) \right) - C_i \left( \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{d_{ij}^2 + D^2} - D \right) \right) \right] \quad (2.4)$$

$$X_{ij} = -30 \left[ 2S_i \left( \frac{2\pi d_{ij}}{\lambda} \right) - S_i \left( \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{d_{ij}^2 + D^2} + D \right) \right) - S_i \left( \frac{2\pi}{\lambda} \left( \sqrt{d_{ij}^2 + D^2} - D \right) \right) \right] \quad (2.5)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις  $D$  είναι το μήκος κάθε κεραιοστοιχείου κανονικοποιημένο ως προς το μήκος κύματος, ενώ  $d_{ij}$  είναι η κανονικοποιημένη απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων  $i, j$ . Επίσης, η έκφραση της αμοιβαίας σύζευξης θεωρεί τις μέγιστες τιμές των ρευματικών κατανομών στα κεραιοστοιχεία. Οι παραπάνω εξισώσεις ισχύουν για παράλληλα δίπολα με κέντρα επί ευθείας κάθετης στον άξονα των διπόλων. Αντίστοιχες εκφράσεις υπάρχουν για συγγραμμικά δίπολα.

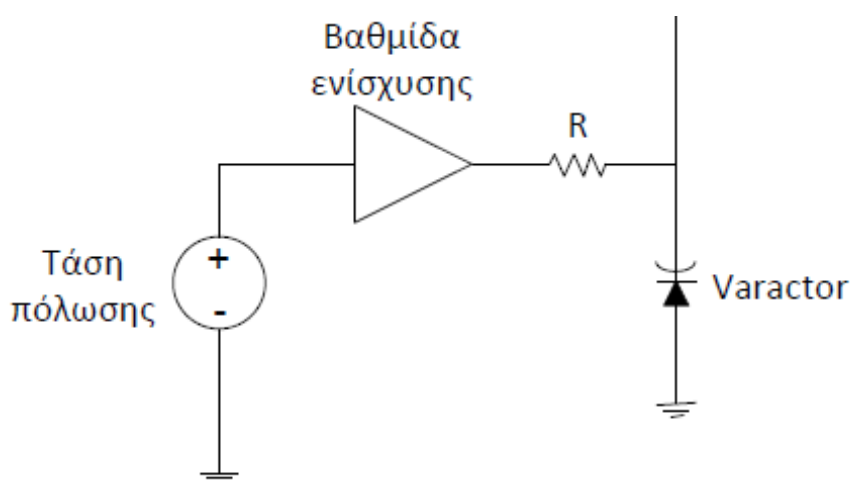
Η εξίσωση (2.1) δείχνει πως εξαιτίας των ρυθμιζόμενων βαρών στα παρασιτικά κεραιοστοιχεία η τεχνητή σύζευξη μεταξύ τους εκφράζεται πλέον με τον πίνακα  $(Z+X)$ , ο οποίος καθορίζει τα επαγόμενα ρεύματα. Το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας ESPAR θα εξαρτάται από τα ρεύματα στα κεραιοστοιχεία (ή αλλιώς από τη συνεισφορά όλων των κεραιοστοιχείων στο ακτινοβολούμενο διάγραμμα ακτινοβολίας) και από τη γεωμετρία που μαθηματικά εκφράζεται μέσω του παράγοντα πολλαπλότητας της κεραίας (array manifold vector)  $a(\theta, \varphi)$  [32]:

$$P(\theta, \varphi) = i^T a(\theta, \varphi) \quad (2.6)$$

## 2.3 Αρχές υλοποίησης διατάξεων παρασιτικών κεραίων

Σύμφωνα με τη θεωρία ειδώλων (image theory) [12], αντί για δίπολα συνήθως χρησιμοποιούνται τα ισοδύναμα μονόπολα κεραιοστοιχεία σε συνδυασμό με επίπεδη και τέλεια αγωγίμη επιφάνεια (ειδικά μεταλλικά φύλλα) με άπειρες διαστάσεις ως προς το μήκος κύματος, τα οποία σύμφωνα με την προαναφερθείσα θεωρία έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά ακτινοβολίας με ένα αντίστοιχο δίπολο. Ωστόσο, εξαιτίας των πρακτικών περιορισμών στις διαστάσεις συνήθως αυτή η απαίτηση δεν ικανοποιείται, γεγονός που επηρεάζει τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας [34][35].

Σχετικά με τα βάρη των παρασιτικών στοιχείων, μία εύκολη και ευρέως διαδεδομένη υλοποίηση βασίζεται στη χρήση ειδικών διόδων σε ανάστροφη πόλωση που καλούνται varactors. Αυτές οι διόδοι κατασκευάζονται από κατάλληλα ημιαγωγικά υλικά και εκδηλώνουν χωρητική συμπεριφορά ελεγχόμενη από τάση, ενώ εξαιτίας της ανάστροφης πόλωσης ρέει μόνο ένα ρεύμα διαρροής (leakage current), εξασφαλίζοντας με αυτό τον τρόπο χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Ένα τέτοιο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 2.2.



Σχήμα 2.2: Κύκλωμα ελέγχου

Η χωρητική συμπεριφορά ελέγχεται μέσω κατάλληλης ρύθμισης της ανάστροφης τάσης  $V_{var}$  στα άκρα της διόδου [37]:

$$C_{var} = k_{var} V_{var}^{-1/2} \quad (2.7)$$

όπου  $k_{var}$  είναι σταθερά που εξαρτάται από κατασκευαστικά χαρακτηριστικά. Η αντίστοιχη αντίδραση (reactance) θα είναι αρνητική και δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$X_{var} = \frac{1}{j\omega C_{var}} = -j \frac{\sqrt{V_{var}}}{\omega k_{var}} \quad (2.8)$$



όπου  $\omega$  η κυκλική συχνότητα συντονισμού της κεραίας. Ενδεικτικά, τυπικές δίοδοι με εύρος τιμών χωρητικότητας από  $0.7\text{pF}$  έως  $9\text{pF}$  προσφέρουν σε συχνότητα  $2.4\text{GHz}$  ένα εύρος τιμών αντίδρασης από  $-j94.73\Omega$  έως  $-j7.36\Omega$ . Αυξάνοντας το εύρος τιμών της αντίδρασης βελτιώνονται οι δυνατότητες διαμόρφωσης διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Σε περιπτώσεις ωστόσο που οι χρησιμοποιούμενες δίοδοι δεν εξασφαλίζουν το επιθυμητό εύρος τιμών, προτείνεται η χρήση γραμμών μεταφοράς ή η χρήση ενός κατάλληλου δικτυώματος από varactors.

## 2.4 Βαθμοί ελευθερίας παρασιτικών κεραιών (ADoF)

Αρκετά σημαντικό για τα συστήματα MIMO είναι ο καθορισμός των βαθμών ελευθερίας του συστήματος, δηλαδή ο καθορισμός των παράλληλων ροών πληροφορίας που μεταδίδονται. Οι βαθμοί ελευθερίας για ένα MIMO σύστημα περιορίζονται από παράγοντες όπως γεωμετρία κεραίας πομπού και δέκτη, περιβάλλον λειτουργίας, κανάλι. Όταν υπάρχει περιβάλλον πλούσιο σε σκεδαστές οι βαθμοί ελευθερίας αυξάνονται καθώς υπάρχουν πολλές παράλληλες ροές μετάδοσης σε αντίθεση με την ύπαρξη ενός ισχυρού line of sight καναλιού.

Σε αντίθεση με τις συμβατικές στοιχειοκεραίες όπου ο βαθμός ελευθερίας ισούται με τον αριθμό των κεραιοστοιχείων τους, στην περίπτωση των κεραιών ESPAR τα σήματα εκπέμπονται από ένα μόνο κεραιοστοιχείο (στην περίπτωση κεραίας εκπομπής) ή συλλέγονται από ένα μόνο κεραιοστοιχείο (στην περίπτωση κεραίας λήψης). Εξαιτίας των περιορισμών υλοποίησης που επιβάλλουν οι παρασιτικές κεραίες και της μη γραμμικής συμπεριφοράς τους, η μελέτη των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας στο πεδίο του χώρου είναι δύσκολη. Είναι πιο εύκολο να μελετώνται βαθμοί ελευθερίας σε επίπεδο διαγραμμάτων ακτινοβολίας, όπου το διάγραμμα ακτινοβολίας της ESPAR εκφράζεται ως γραμμικός συνδυασμός ορθοκανονικών συναρτήσεων που θα αποκαλούνται διαγράμματα βάσης. Τα διαγράμματα βάσης θα είναι ορθογώνια μεταξύ τους και το καθένα θα αποτελεί έναν ακτινοβολούμενο βαθμό ελευθερίας (aerial degree of freedom, ADoF). Παράλληλα με τη μελέτη των παρασιτικών κεραιών στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας διευκολύνεται η θεωρητική εκτίμηση του μέγιστου κατευθυντικού κέρδους της κεραίας για κάθε κατεύθυνση, ως συνάρτηση των γεωμετρικών χαρακτηριστικών της.

## 2.5 Ορθοκανονικοποίηση Gram-schmidt σε κεραίες ESPAR

Η χρήση της μεθόδου Gram-Schmidt γίνεται κυρίως στην γραμμική άλγεβρα και στην αριθμητική ανάλυση για να ορθοκανονικοποιηθεί ένα σετ διανυσμάτων που παράγουν ένα χώρο και να υπολογιστεί η διάστασή του. Στις τηλεπικοινωνίες η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται για την εύρεση των σημάτων βάσης που παράγουν ένα χώρο σημάτων. Στόχος είναι να παραχθεί ένα σετ από  $N$  ορθοκανονικές συναρτήσεις που παράγουν έναν  $N$ -διάστατο χώρο. Πιθανόν πολλαπλές λύσεις που μπορεί να προκύψουν από διαφορετικές αρχές στο χώρο είναι ισοδύναμες και αρκετά πιθανόν να είναι αντεστραμμένες εκδόσεις αυτών που ήδη έχουν περιγραφεί και υπολογιστεί.

Το πεδίο ακτινοβολίας μιας κεραίας ESPAR, στη γενική του μορφή δίνεται από την εξίσωση:

$$P(\theta, \varphi) = i^T a(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} i_m a_m(\theta, \varphi) \quad (2.9)$$

Όπου  $i$  είναι το διάνυσμα των ρευμάτων,  $M$  είναι ο αριθμός των στοιχείων της κεραίας και  $a(\theta, \varphi) = [a_0(\theta, \varphi) \dots a_{M-1}(\theta, \varphi)]$  είναι το διάνυσμα πολλαπλότητας της στοιχειοκεραίας (array manifold vector) που εμπεριέχει όλα τα χωρικά χαρακτηριστικά της. Για την αναπαράσταση στο πεδίο των διαγραμμάτων ακτινοβολίας οι συναρτήσεις  $a_m(\theta, \varphi)$  εκφράζονται ως γραμμικός συνδυασμός των ορθοκανονικών συναρτήσεων  $\Phi_n(\theta, \varphi)$  που είναι τα διαγράμματα βάσης και παράγουν το χώρο διάστασης  $N$ :

$$a_m(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} q_{mn} \Phi_n(\theta, \varphi) \quad (2.10)$$

Συνεπώς η εξίσωση (2.9) μπορεί να γραφεί ως:

$$P(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} i_m \sum_{n=0}^{N-1} q_{mn} \Phi_n(\theta, \varphi), N \leq M \quad (2.11)$$

όπου ο συντελεστής  $q_{mn}$  εκφράζει την προβολή της συνάρτησης  $a_m(\theta, \varphi)$  στην ορθογώνια συνάρτηση  $\Phi_n(\theta, \varphi)$ :

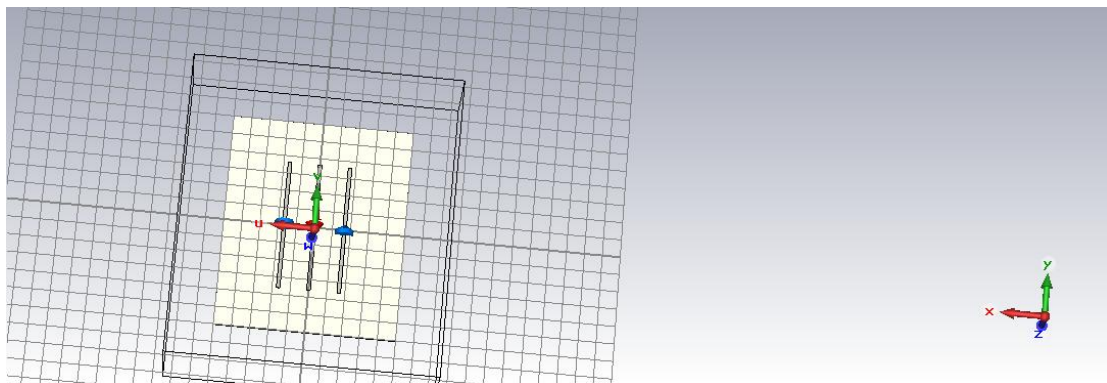
$$q_{mn} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi a_m(\theta, \varphi) \Phi_n^*(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (2.12)$$

## Κεφάλαιο 3: Σχεδιασμός Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας αποτελούμενη από τέσσερις 3-element Espar κεραίες

Η πρώτη υπό μελέτη κεραία αποτελείται από τέσσερις όμοιες κεραίες Espar. Κάθε Espar αποτελείται από τρία κεραιοστοιχεία, δίπολα  $\lambda/2$ , ένα ενεργό και δύο παρασιτικά τοποθετημένα παράλληλα στο ενεργό σε απόσταση  $\lambda/10$  ώστε να υπάρχει η απαιτούμενη ηλεκτρομαγνητική σύζευξη μεταξύ ενεργού και παρασιτικών στοιχείων. Τα δίπολα είναι παραλληλεπίπεδοι αγωγοί τοποθετημένοι σε διηλεκτρικό υλικό στο επίπεδο χψ. Στις ακόλουθες ενότητες παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για μία κεραία Espar και στη συνέχεια για τη συνολική διάταξη.

### 3.1 Σχεδιασμός 3-element Espar

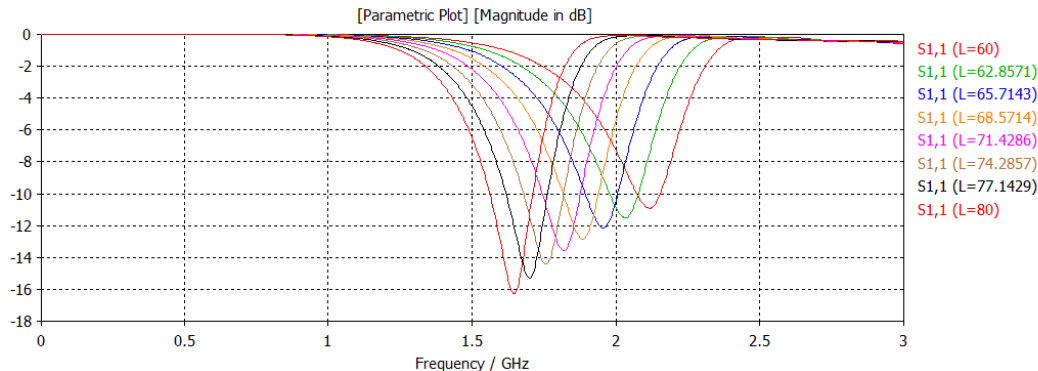
Αρχικά έγινε σχεδίαση και προσομοίωση της κεραίας Espar τριών στοιχείων ενός ενεργού και δύο παρασιτικών που απεικονίζεται στο σχήμα 3.1. Όλα τα στοιχεία είναι δίπολα  $\lambda/2$ , κατασκευασμένα από υλικό PEC (Perfect Electric Conductor), ενώ το διηλεκτρικό είναι Taconic TLY-5A με διηλεκτρική σταθερά  $\epsilon=2,17$ . Το ενεργό στοιχείο βρίσκεται στο κέντρο της διάταξης ενώ τα παρασιτικά βρίσκονται δεξιά και αριστερά αυτού, τοποθετημένα παράλληλα. Το επίπεδο γείωσης βρίσκεται στο χψ-επίπεδο και η κεραία σχεδιάστηκε ώστε να έχει συχνότητα συντονισμού ίση με 1.8 GHz. Παρόλα αυτά, θα προκύψουν αποκλίσεις από την αναμενόμενη συχνότητα συντονισμού εξαιτίας της αλληλεπίδρασης μεταξύ των στοιχείων και της μεταβολής των φορτίων των παρασιτικών στοιχείων. Όλα τα αποτελέσματα εξάγονται από προσομοίωση της κεραίας με το λογισμικό CST.



Σχήμα 3.1:3-element ESPAR

Προκειμένου να βρούμε το βέλτιστο μήκος των διπόλων ώστε η κεραία μας να συντονίζεται στην επιθυμητή συχνότητα των 1.8 GHz, εκτελούμε αρκετές προσομοιώσεις της κεραίας μεταβάλλοντας σε μικρή κλίμακα το μήκος των

διπόλων γύρω από την τιμή  $\lambda/2$  προκειμένου να πετύχουμε τον ακριβή συντονισμό στην επιθυμητή συχνότητα. Προκειμένου να έχουμε τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων χρησιμοποιούμε τη λειτουργία parametric sweep του CST. Στο σχήμα 3.2 απεικονίζονται τα αποτελέσματα των διαγραμμάτων  $S_{1,1}$  για το σύνολο των προσομοιώσεων, δηλαδή για τιμές μήκους από 60 έως 80mm. Από το διάγραμμα συμπεραίνεται ότι το κατάλληλο μήκος ώστε να επιτύχουμε συντονισμό στα 1.8 GHz είναι τα 72mm.



Σχήμα 3.2: S-parameters (parametric)

Στον πίνακα 3.1 φαίνονται όλες οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται κατά την σχεδίαση και οι τιμές τους. Επισημαίνεται ότι για την πρώτη αυτή σχεδίαση επιθυμούμε τα παρασιτικά στοιχεία να προσομοιώνουν τη λειτουργία μιας διόδου δηλαδή να λειτουργούν με τη λογική δύο καταστάσεων ON και OFF. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με διάφορους συνδυασμούς R, L, C αλλά στη συγκεκριμένη περίπτωση το πετυχαίνουμε κρατώντας σταθερά τα C και L και μεταβάλλοντας το R μεταξύ δύο πιθανών τιμών, μιας αρκετά μικρής και μιας μεγάλης.

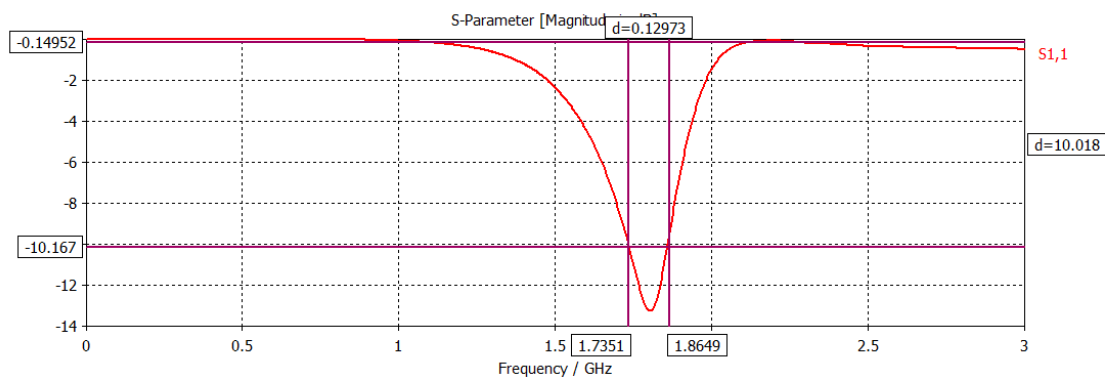
<i>Parameter</i>	<i>Value</i>
L (μήκος διπόλου)	72 mm
W (πλάτος διπόλου)	2 mm
h1 (ύψος διπόλου)	0.1mm
C_off (Χωρητικότητα παρ. Στοιχ.)	0.08 pF
C_on	0.08 pF
L_off (Αυτεπαγωγή παρ. Στοιχ.)	0.45 nH
L_on	0.45 nH
R_off (Αντίσταση παρ. Στοιχ)	3 KΩ

R_on	3.3 Ω
dist (απόσταση διπόλων)	$\lambda/10=16.67$ mm
dist2 (απόσταση των espar)	$\lambda/2=83.35$
f (συχνότητα λειτουργίας)	1.8 GHz
g	0.3 mm
$\lambda$	166.7

Πίνακας 3.1: Παράμετροι σχεδίασης

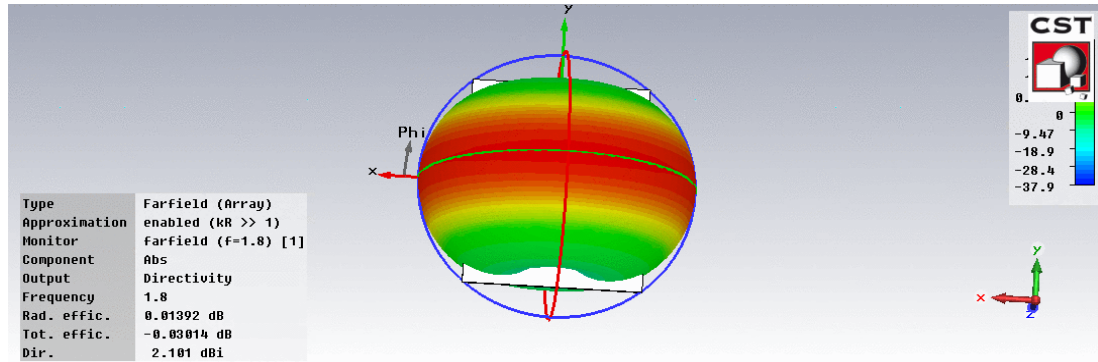
### 3.2 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Στα ακόλουθα σχήματα εμφανίζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της στοιχειοκεραίας.

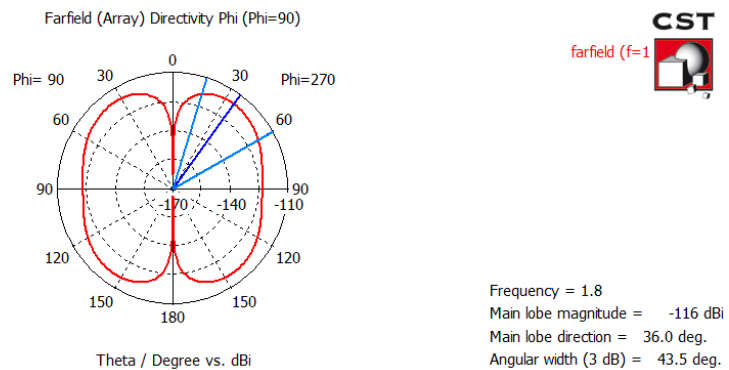
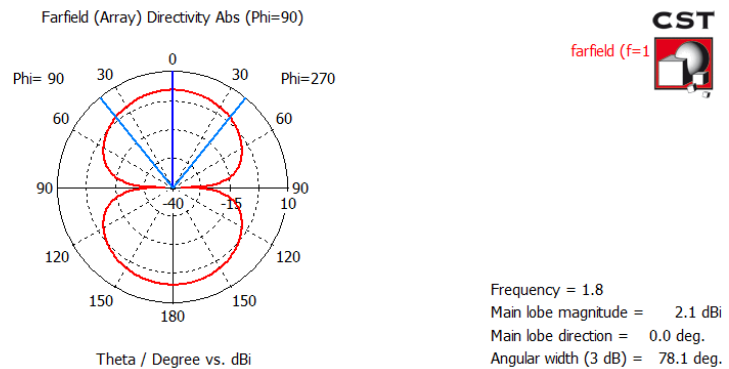


Σχήμα 3.3: S-parameters

Από το διάγραμμα S-parameters ως προς τη συχνότητα (σχήμα 3.3) προκύπτει ότι η συχνότητα συντονισμού της κεραίας είναι 1.8 GHz και το BW είναι περίπου 130MHz. Στη συνέχεια μελετώνται τα διαγράμματα ακτινοβολίας. Οι beam scanning ιδιότητες της κεραίας μελετώνται για το κάθετο επίπεδο  $\varphi = 0^\circ$ ,  $\varphi = 90^\circ$  και για το οριζόντιο επίπεδο  $\theta = 90^\circ$  ενώ η περίπτωση για το αζιμούθιο επίπεδο  $\theta = 0^\circ$  παρέχει μη-κατευθυντικά διαγράμματα.



Σχήμα 3.4: Farfield 3D

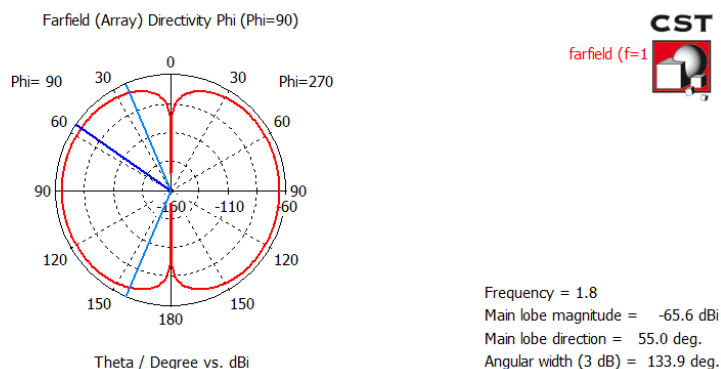


Σχήμα3.5: Farfield polar plots

Στα παραπάνω σχήματα απεικονίζεται το διάγραμμα ακτινοβολίας αρχικά σε τρεις διαστάσεις και στη συνέχεια τα πολικά διαγράμματα αρχικά για το αζιμούθιο επίπεδο  $\theta=0^\circ$  και στη συνέχεια για το κάθετο επίπεδο  $\phi=0^\circ$  όπως υπολογίστηκαν για συχνότητα συντονισμού 1.8GHz. Το κύριο συμπέρασμα είναι ότι ο κύριος λοβός στο κάθετο επίπεδο είναι στη διεύθυνση των  $36^\circ$ .

Η προηγούμενη προσομοίωση έγινε και με τα δύο παρασιτικά στοιχεία σε κατάσταση ON. Στη συνέχεια αλλάζουμε την κατάσταση του ενός

παρασιτικού από ON σε OFF και εκτελούμε προσομοίωση. Από τα αποτελέσματα που αποτυπώνονται στο σχήμα 3.6 παρατηρούμε μεταβολή στα Main lobe magnitude, Main lobe direction και Angular width (3dB) σε σχέση με την προηγούμενη προσομοίωση, δηλαδή μικρή στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας. Στο αζιμούθιο επίπεδο δεν παρατηρούνται μεταβολές.



Σχήμα 3.6: Farfield polar  $\phi=0^\circ$

Στον πίνακα 3.2 παρουσιάζονται οι κύριες διαφορές των παραπάνω δύο περιπτώσεων.

	Περίπτωση 1(ON-ON)	Περίπτωση 2(ON-OFF)
Main lobe magnitude	-11.6 dBi	-65.6 dBi
Main lobe direction	36.0°	-55°
Angular width (3dB)	43.5°	133.9

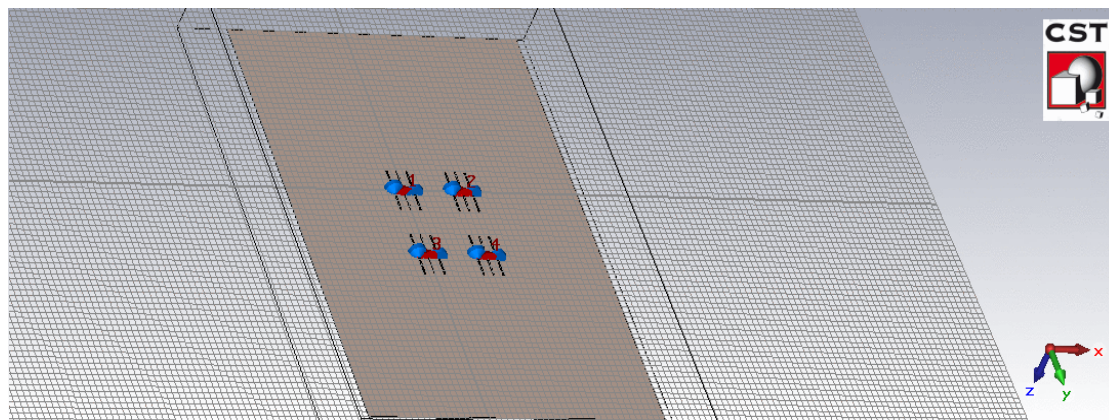
Πίνακας 3.2: Αποτελέσματα προσομοιώσεων

### 3.3 Κατασκευή και προσομοίωση στοιχειοκεραίας από τέσσερις όμοιες 3-element Espar.

Έχοντας ως βάση την Espar της παραγράφου 3.1 και χρησιμοποιώντας την τεχνική “ON-OFF” για τις τιμές των παρασιτικών στοιχείων, μπορούμε να πετύχουμε beamforming αλλά σε περιορισμένο βαθμό, δηλαδή μπορούμε να πετύχουμε στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας αλλά με περιορισμένη ακρίβεια λόγω των δύο πιθανών καταστάσεων για κάθε παρασιτικό στοιχείο. Στην παρούσα παράγραφο, μελετάται στοιχειοκεραία (array) που αποτελείται από τέσσερις όμοιες ESPAR της προηγούμενης παραγράφου, συνεπώς η κεραία αποτελείται από τέσσερα ενεργά και οχτώ παρασιτικά στοιχεία και απεικονίζεται στο σχήμα 3.7. Οι ESPAR τοποθετούνται στο επίπεδο  $\chi\psi$  έτσι ώστε η απόσταση κάθε ενεργού στοιχείου από τα δύο γειτονικά του να είναι  $\lambda/2$ .

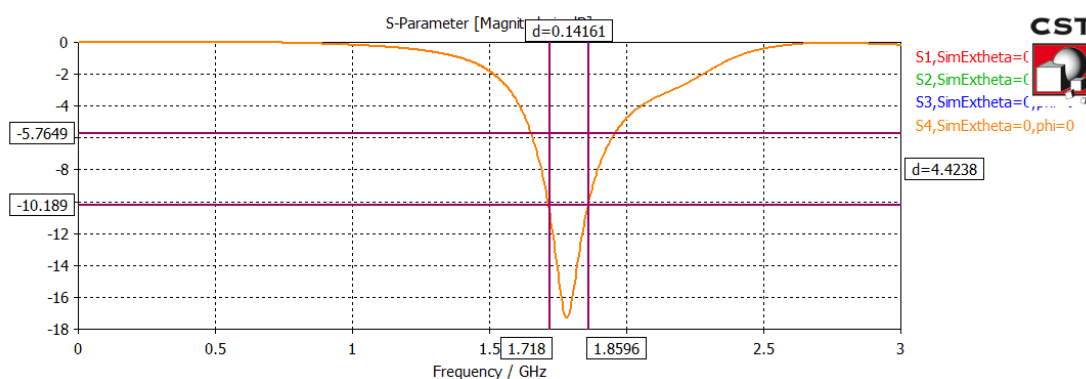
Για την κατασκευή array από μια κεραία (single element) και την εξαγωγή αποτελεσμάτων το πρόγραμμα προσομοίωσης που

χρησιμοποιούμε (CST) προσφέρει δύο επιλογές. Η πρώτη μέθοδος είναι πολλαπλασιάζοντας το farfield του single-element με το array factor της στοιχειοκεραίας. Η παραπάνω μέθοδος παράγει το θεωρητικό farfield με την υπόθεση ότι το array είναι ιδανικό, χωρίς να λαμβάνει υπόψη της πιθανό coupling ή edge effects. Μια πιο ακριβής προσέγγιση είναι να κατασκευάσουμε και προσομοιώσουμε ολόκληρο το array χρησιμοποιώντας το array wizard του CST.



Σχήμα 3.7: Στοιχειοκεραία 4-ESPAR

Στο σχήμα 3.8 απεικονίζεται το διάγραμμα S-parameters ως προς τη συχνότητα και για τις τέσσερις ESPAR σε κοινό διάγραμμα. Από το διάγραμμα προκύπτει ότι τα διαγράμματα S1,1 S2,2 S3,3 και S4,4 συμπίπτουν, γεγονός που σημαίνει ότι και οι τέσσερις ESPAR άρα και η στοιχειοκεραία συντονίζονται στην επιθυμητή συχνότητα συντονισμού των 1.8 GHz. Από το διάγραμμα επίσης παρατηρείται ότι BW είναι περίπου 140 MHz.



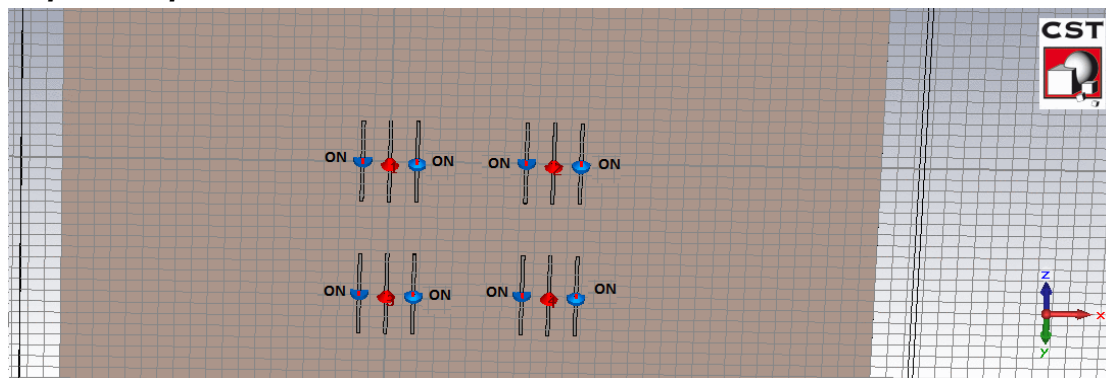
Σχήμα 3.8: Κοινό διάγραμμα S-parameters 4 ESPAR

Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από τη μελέτη επτά διαφορετικών περιπτώσεων επιλογής βαρών. Επιλέχθηκαν διαφορετικοί, μη συμμετρικοί μεταξύ τους συνδυασμοί παρασιτικών στοιχείων από τους

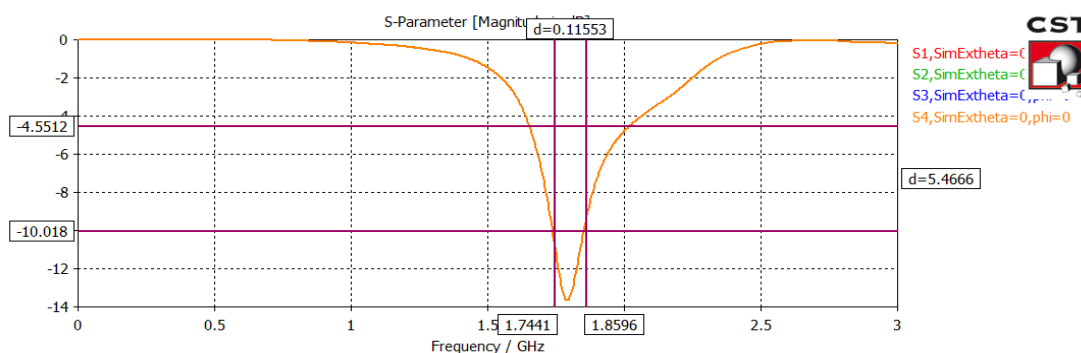


εκατοντάδες πιθανούς που μπορεί να προκύψουν. Σε όλες τις περιπτώσεις παρατηρούμε ότι η συχνότητα συντονισμού μεταβάλλεται ελάχιστα γύρω από την τιμή των 1.8 GHz ενώ σημαντικές αλλαγές παρατηρούνται στα διαγράμματα ακτινοβολίας. Για όλες τις περιπτώσεις παρατίθεται σχήμα με την κατάσταση των παρασιτικών στοιχείων και στη συνέχεια το διάγραμμα S-parameters και τα διαγράμματα ακτινοβολίας σε μορφή τριών διαστάσεων και σε πολική μορφή, τόσο για το αζιμούθιο επίπεδο όπου δεν παρατηρούνται μεταβολές όσο και για το κάθετο επίπεδο.

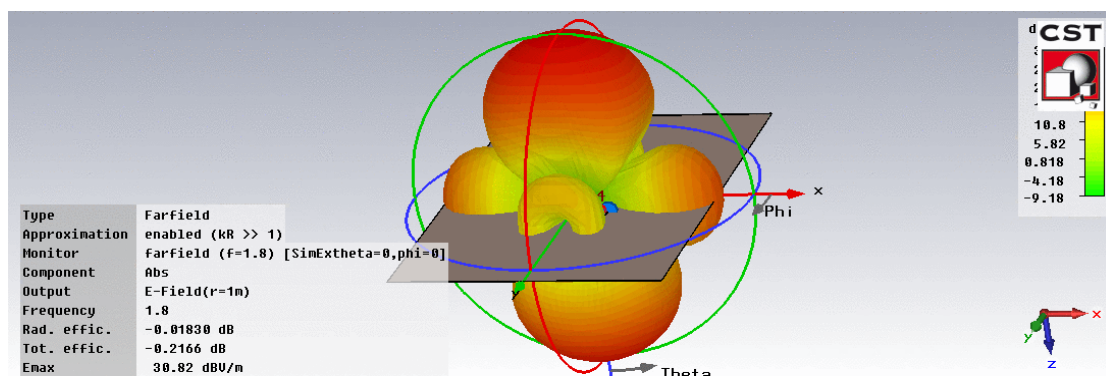
**Περίπτωση 1:**

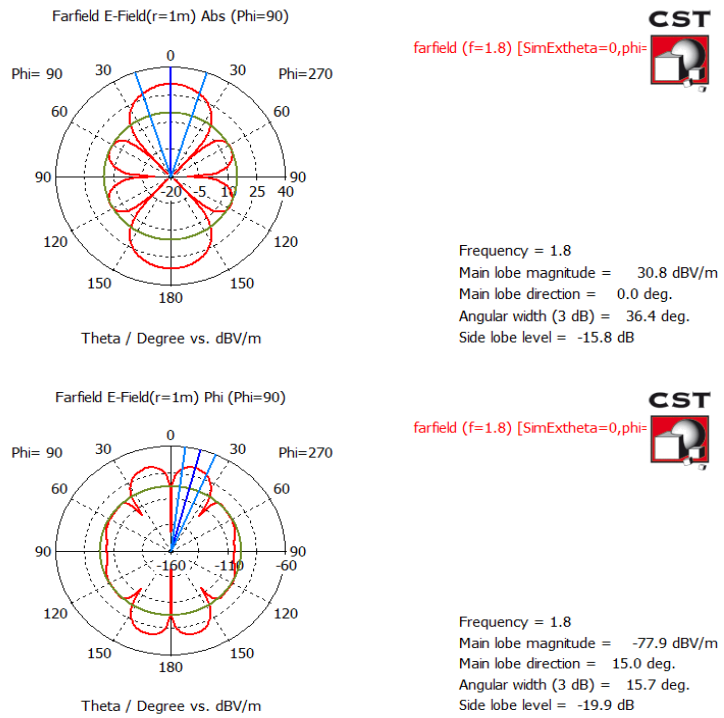


Σχήμα 3.9: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (1)



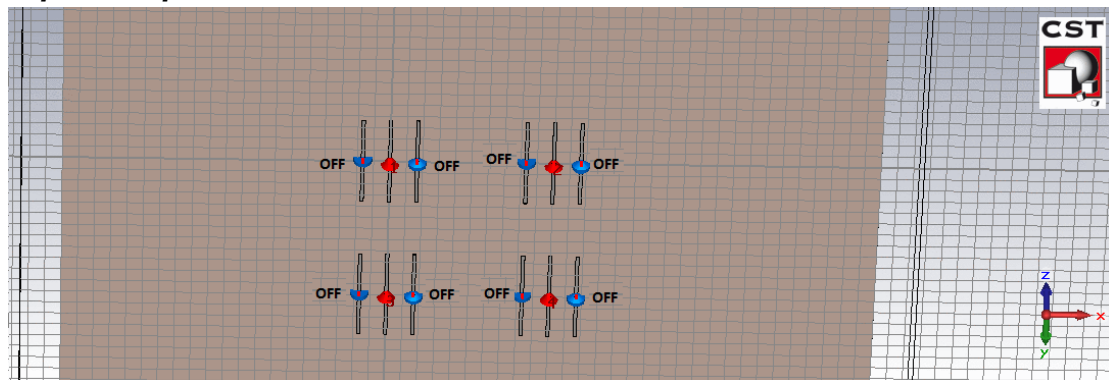
Σχήμα 3.10: S-Parameters (1)



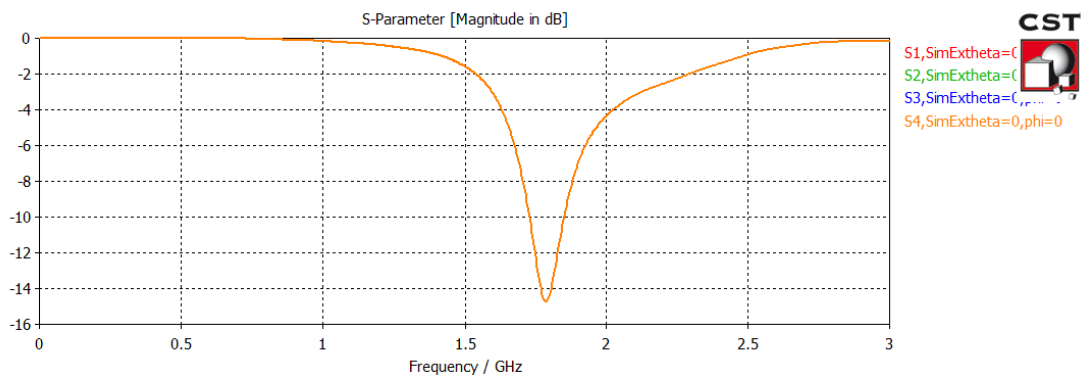


Σχήμα 3.11: Farfield Plots (1)

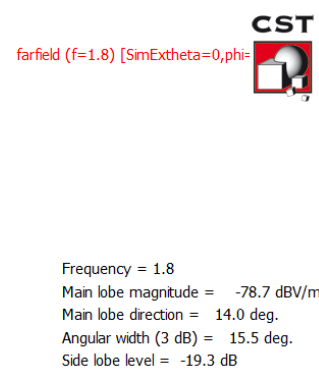
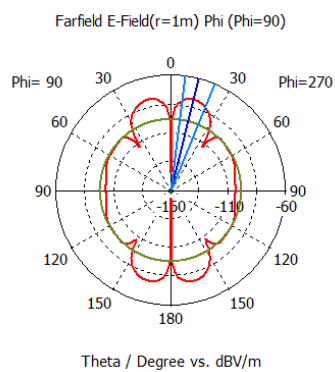
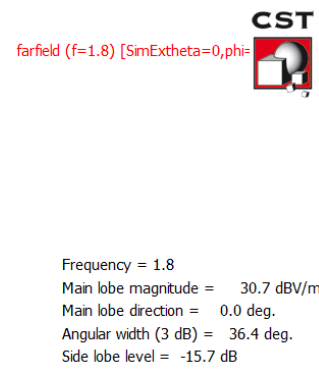
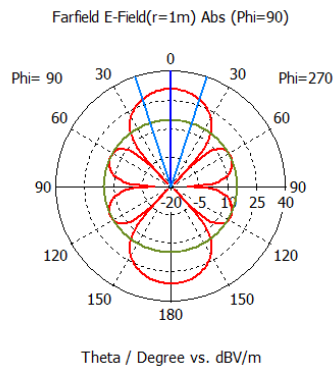
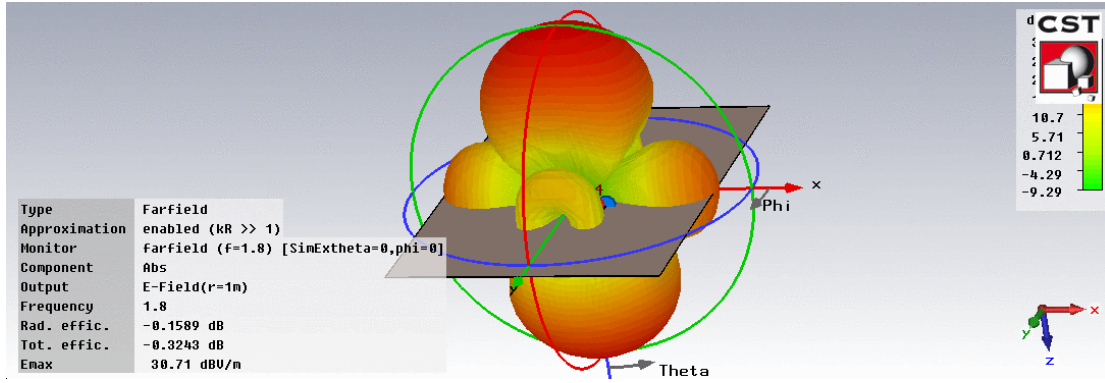
Περίπτωση 2:



Σχήμα 3.12: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (2)

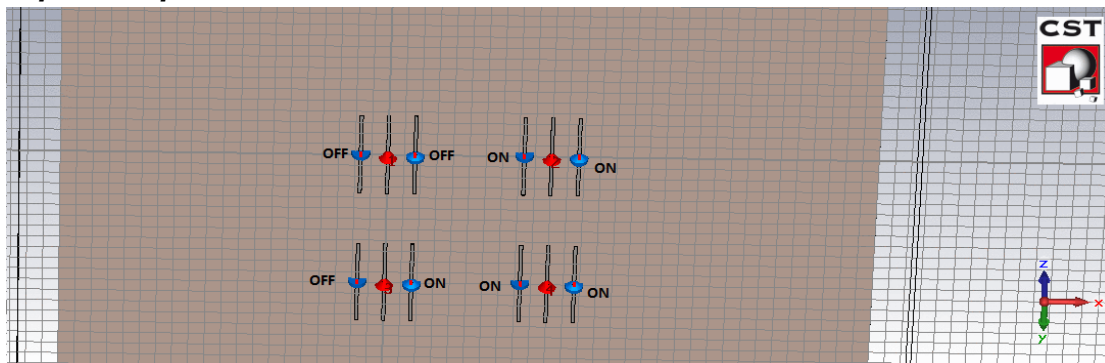


Σχήμα 3.13: S-Parameters (2)

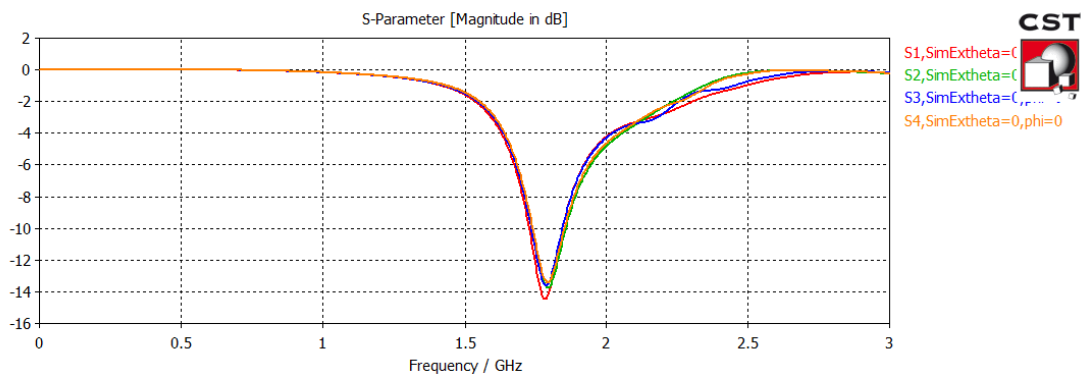


Σχήμα 3.14: Farfield Plots (2)

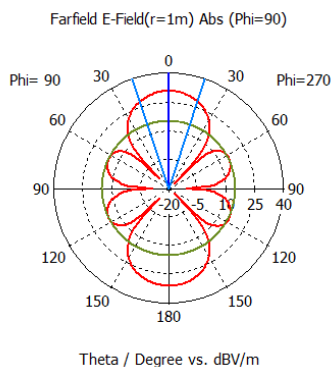
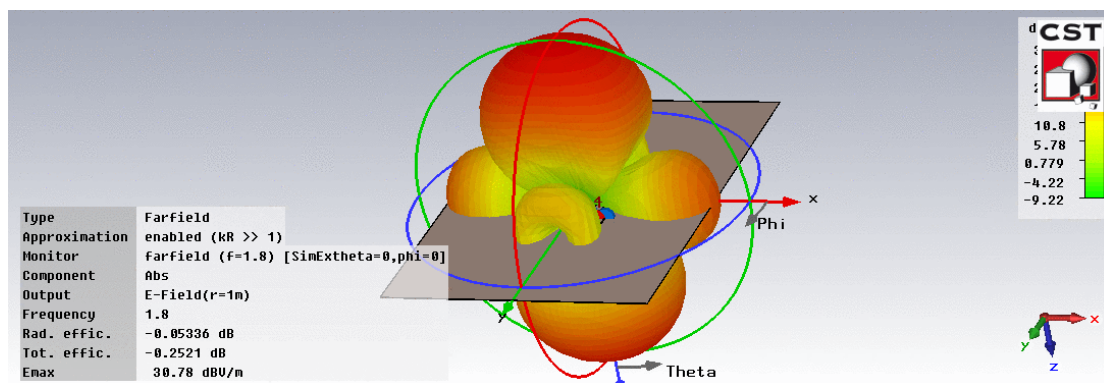
Περίπτωση 3:



Σχήμα 3.15: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (3)

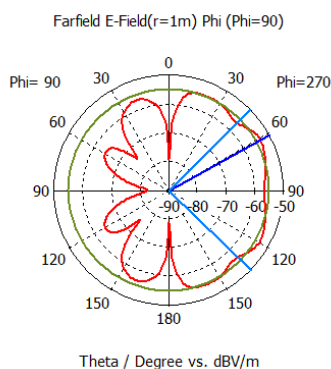


Σχήμα 3.16: S-Parameters (3)



farfield (f=1.8) [SimExtheta=0, phi=90]

Frequency = 1.8  
Main lobe magnitude = 30.8 dBV/m  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 36.4 deg.  
Side lobe level = -15.6 dB

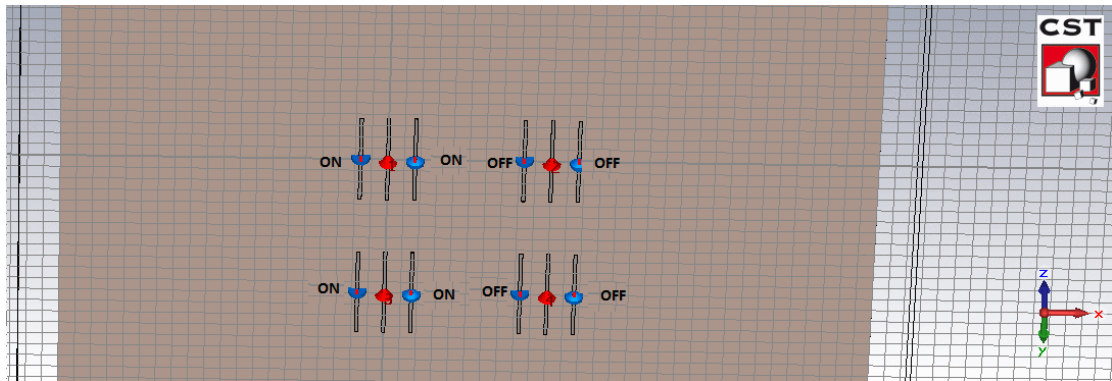


farfield (f=1.8) [SimExtheta=0, phi=90]

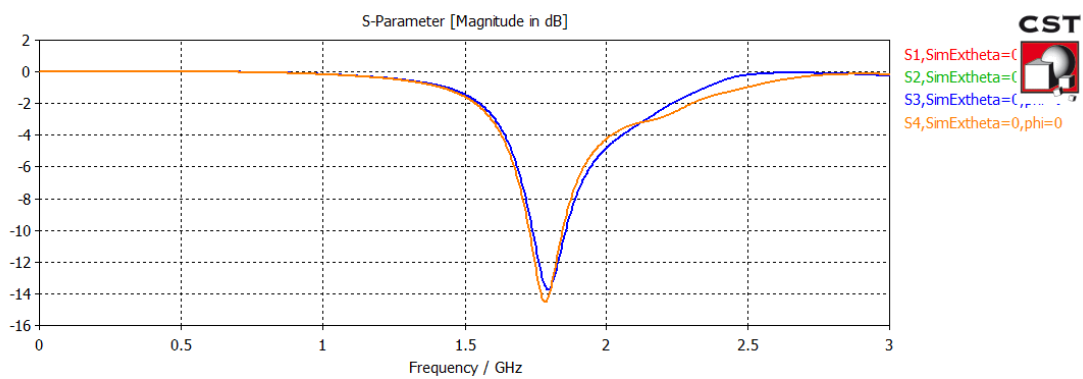
Frequency = 1.8  
Main lobe magnitude = -53.7 dBV/m  
Main lobe direction = 61.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 89.0 deg.  
Side lobe level = -1.1 dB

Σχήμα 3.17: Farfield Plots (3)

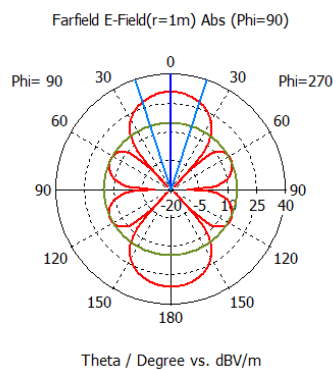
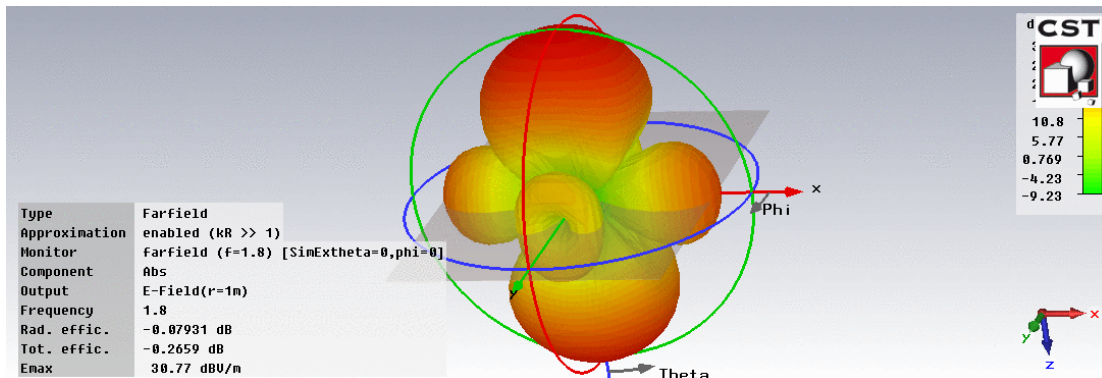
Περίπτωση 4:



Σχήμα 3.18: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (4)

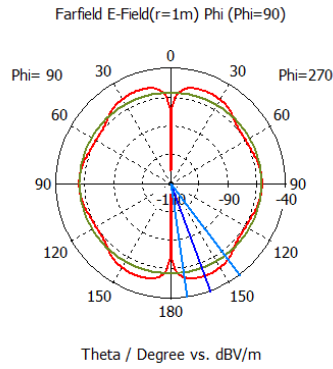


Σχήμα 3.19: S-Parameters (4)



farfield (f=1.8) [SimExtheta=0, phi=0]

Frequency = 1.8  
 Main lobe magnitude = 30.8 dBV/m  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 36.4 deg.  
 Side lobe level = -15.7 dB



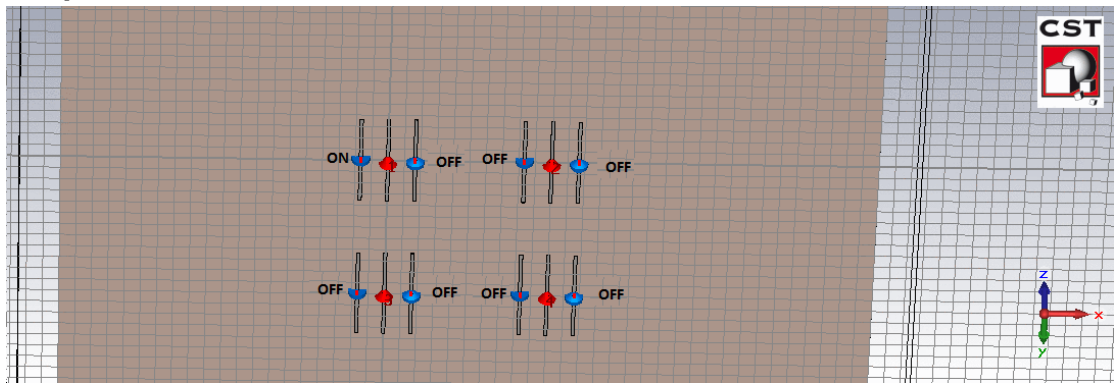
farfield (f=1.8) [SimExtheta=0,phi=



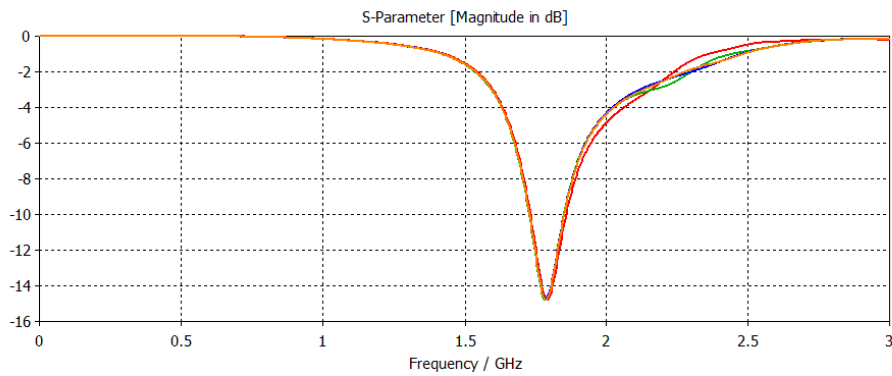
Frequency = 1.8  
 Main lobe magnitude = -54.5 dBV/m  
 Main lobe direction = 160.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 28.7 deg.  
 Side lobe level = -6.2 dB

Σχήμα 3.20: Farfield Plots (4)

Περίπτωση 5:



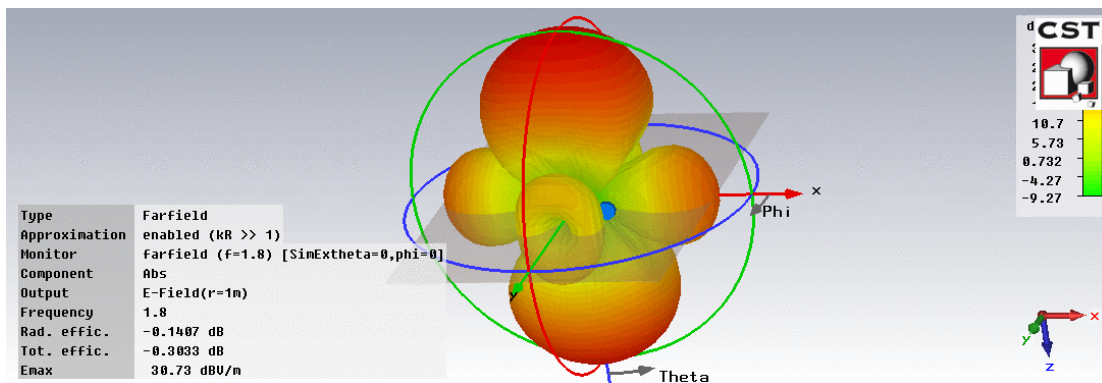
Σχήμα 3.21: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (5)

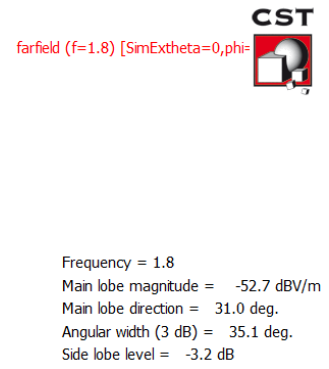
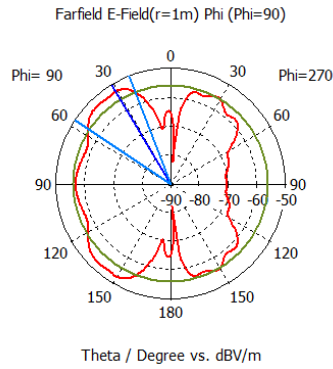
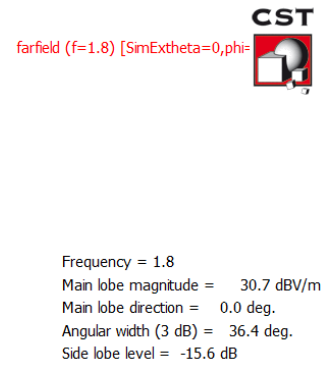
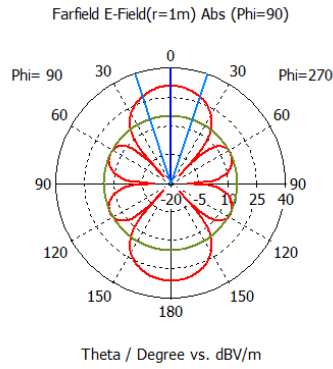


S1, SimExtheta=C  
 S2, SimExtheta=C  
 S3, SimExtheta=C, phi=0  
 S4, SimExtheta=0, phi=0



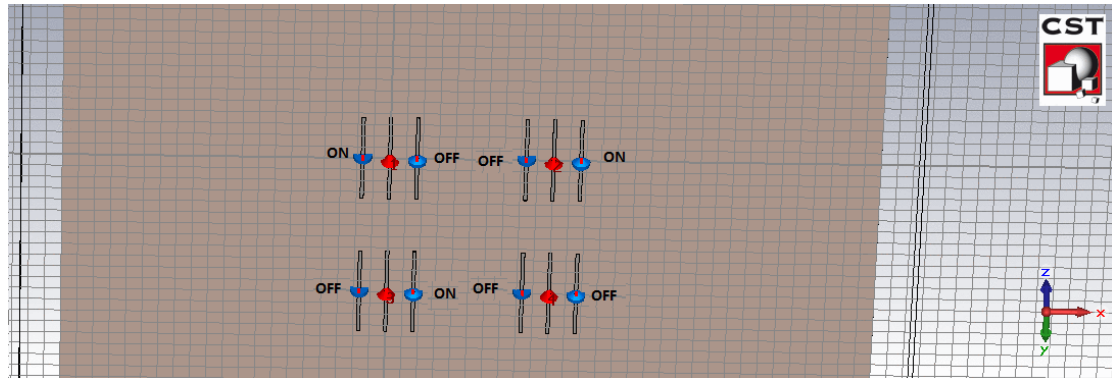
Σχήμα 3.22: S-Parameters (5)



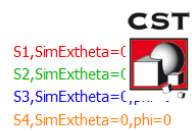
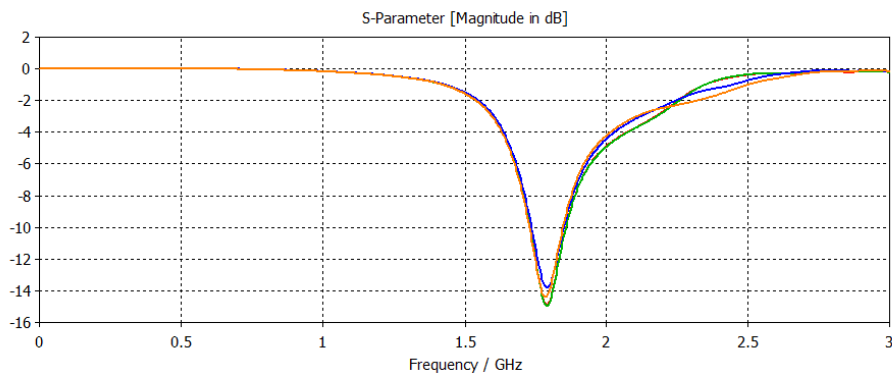


Σχήμα 3.23: Farfield Plots (5)

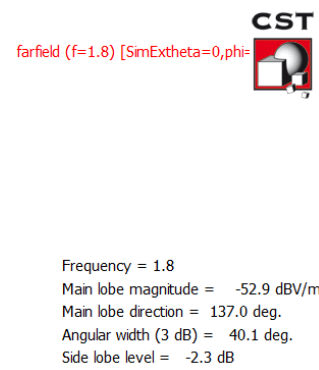
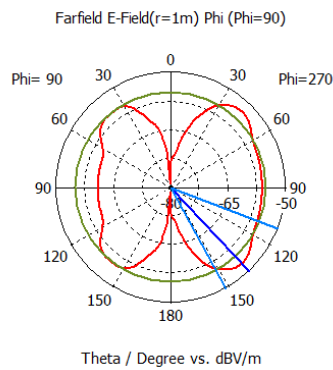
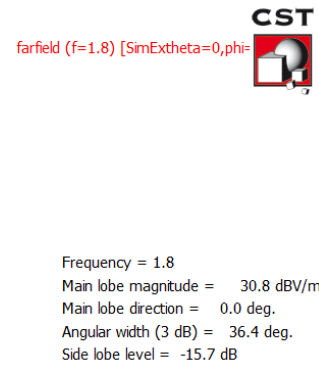
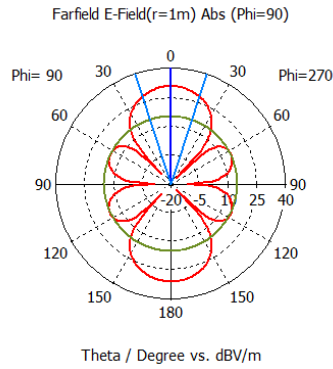
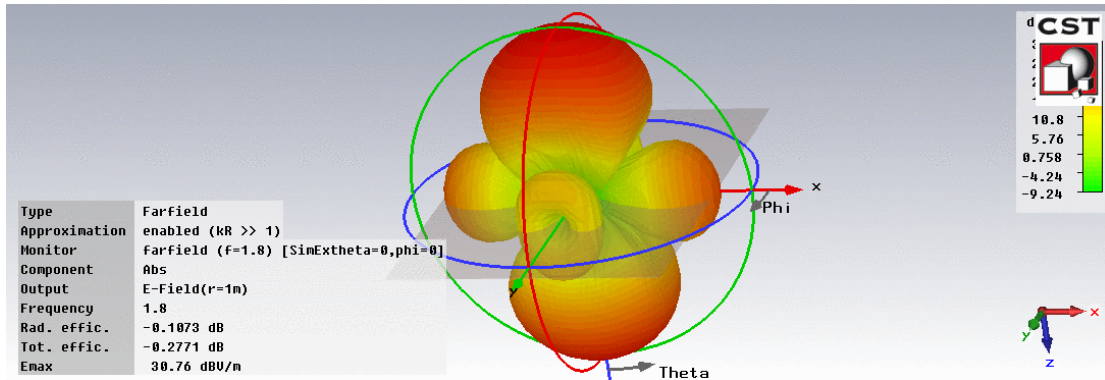
Περίπτωση 6:



Σχήμα 3.24: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (6)

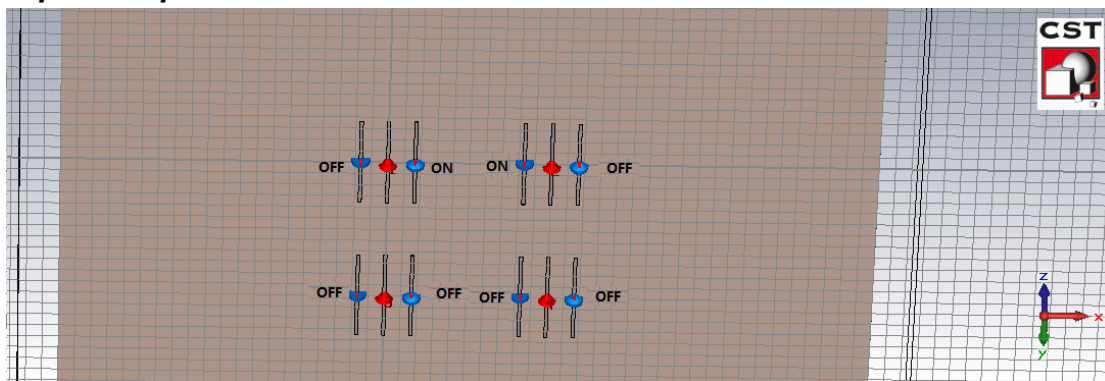


Σχήμα 3.25: S-Parameters (6)



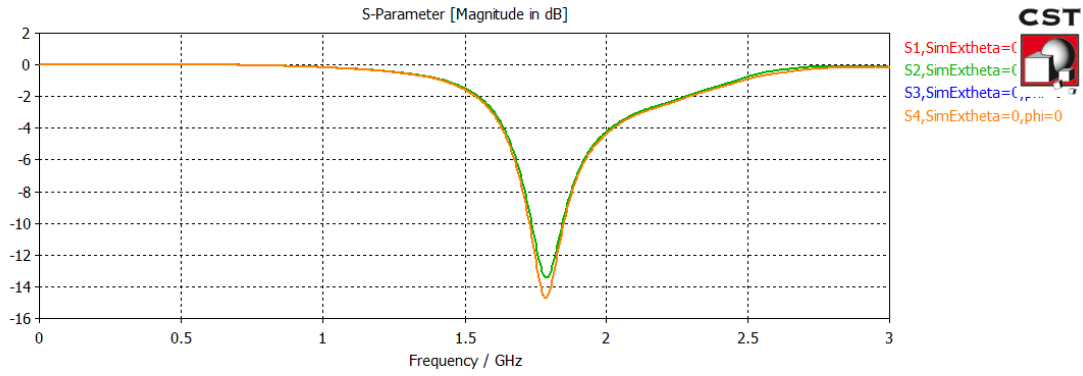
Σχήμα 3.26: Farfield Plots (6)

Περίπτωση 7:

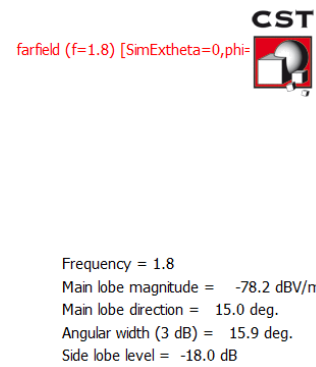
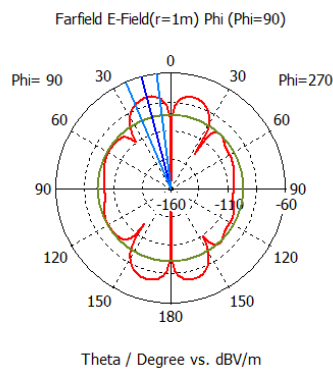
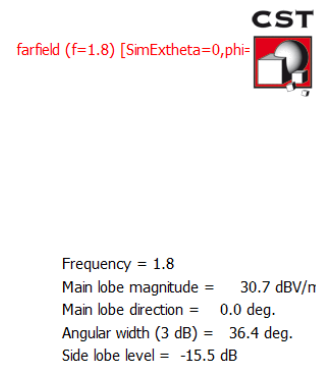
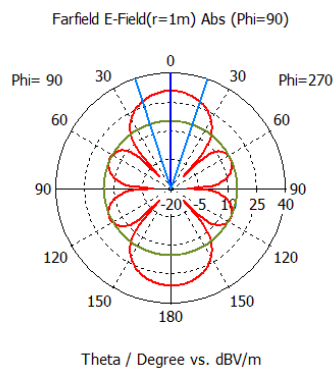
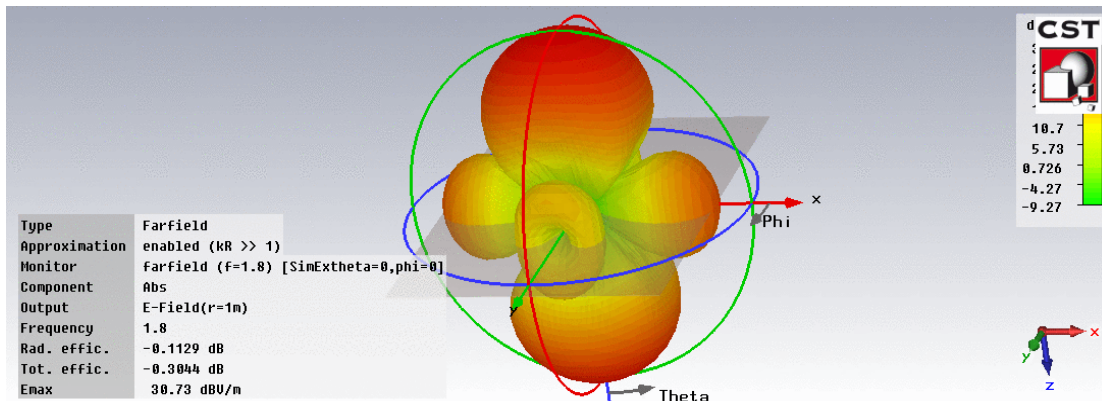


Σχήμα 3.27: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων (7)





Σχήμα 3.28: S-Parameters (7)



Σχήμα 3.29: Farfield Plots (7)

	Main lobe magnitude (dBV/m)	Main lobe direction	Angular width (3dB)	Side lobe level (dB)
Περίπτωση 1	-77.9	15°	15.7°	-19.9
Περίπτωση 2	-78.7	14°	15.5°	-19.3
Περίπτωση 3	-53.7	61°	89°	-1.1
Περίπτωση 4	-54.5	160°	28.7°	-6.2
Περίπτωση 5	-52.7	31°	35.1°	-3.2
Περίπτωση 6	-52.9	137°	40.1°	-2.3
Περίπτωση 7	-78.2	15°	15.9°	-18

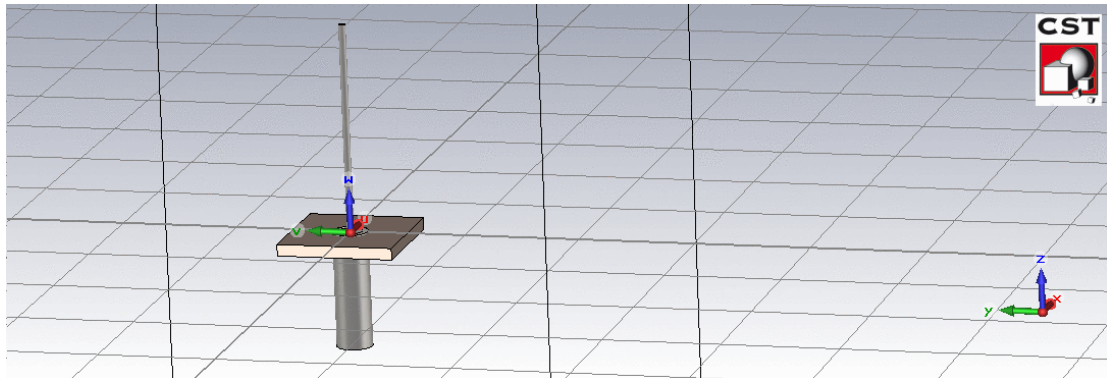
Πίνακας 3.3: Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Ο πίνακας 3.3 παρουσιάζει συνοπτικά τα κύρια αποτελέσματα του διαγράμματος ακτινοβολίας για την περίπτωση του κάθετου επιπέδου με κυριότερο σημείο ενδιαφέροντος την κατεύθυνση του κύριου λοβού που φαίνεται στη δεύτερη στήλη του πίνακα. Στις πρώτες δύο περιπτώσεις το σύνολο των παρασιτικών στοιχείων είναι σε κοινή κατάσταση, ON και OFF αντίστοιχα και τα αποτελέσματα είναι παρόμοια και στις δύο περιπτώσεις με την κατεύθυνση του κύριου λοβού να είναι στις 15°. Στις υπόλοιπες περιπτώσεις όπου μεταβάλλεται η κατάσταση σε αριθμό παρασιτικών στοιχείων όπως απεικονίζεται στα παραπάνω σχήματα για κάθε περίπτωση, παρατηρούμε ότι έχουμε στροφή της δέσμης σε κατευθύνσεις από 15° έως 160°. Μεταβολές παρατηρούνται και στις υπόλοιπες στήλες του πίνακα δηλαδή στην ένταση του κύριου λοβού, στο εύρος δέσμης -3dB και η ένταση των πλευρικών λωβών.

## Κεφάλαιο 4. Σχεδιασμός Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας (ESPAR) αποτελούμενη από 5 monopole antennas

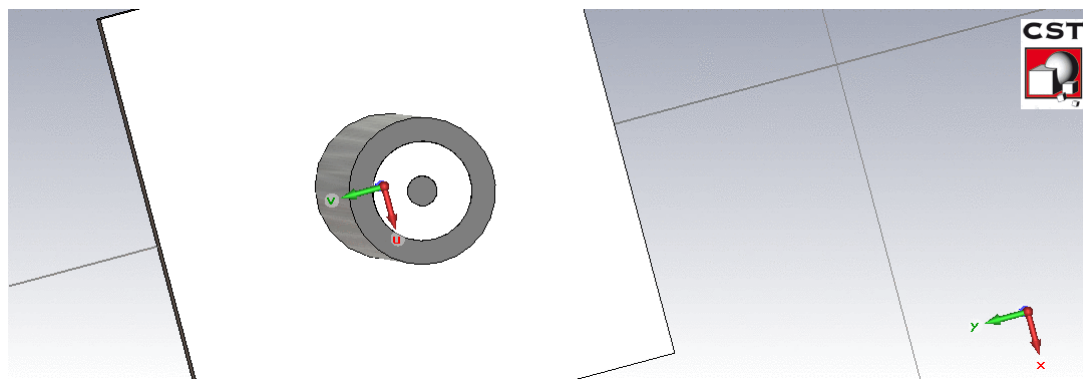
Μια εύκολα υλοποιήσιμη και σχετικά χαμηλού κόστους στοιχειοκεραία ESPAR, μπορεί να κατασκευαστεί χρησιμοποιώντας μονόπολα κεραιοστοιχεία (monopole antennas) τοποθετημένα σε τέλεια αγωγίμη επιφάνεια. Η παραπάνω κατασκευή βασίζεται στη θεωρία ειδώλων σύμφωνα με την οποία αντί για δίπολα μπορούν να χρησιμοποιηθούν ισοδύναμα μονόπολα κεραιοστοιχεία [12]. Η ESPAR θα αποτελείται από ένα ενεργό στοιχείο και  $N$  αριθμό παρασιτικών τα οποία θα ισαπέχουν από το ενεργό τοποθετημένα στις κορυφές ενός υποθετικού  $N$ -γώνου με κέντρο το ενεργό στοιχείο και με κατάλληλη προσαρμογή των βαρών των παρασιτικών στοιχείων θα λειτουργεί σαν κεραία με περιστρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας (rotating antenna). Στη συγκεκριμένη προσομοίωση χρησιμοποιήθηκαν 5 μονόπολα κεραιοστοιχεία, ένα ενεργό και τέσσερα παρασιτικά. Η κεραία σχεδιάστηκε ώστε να συντονίζεται στη συχνότητα των 2.1 GHz, τα κεραιοστοιχεία έχουν μήκος  $\lambda/4$  ενώ η απόσταση μεταξύ ενεργού και παρασιτικών στοιχείων είναι  $\lambda/10$  ή  $\lambda/5$  ώστε να διατηρείται η απαραίτητη επαγωγική σύζευξη (coupling) μεταξύ των στοιχείων.

### 4.1 Κατασκευή-προσομοίωση monopole antenna



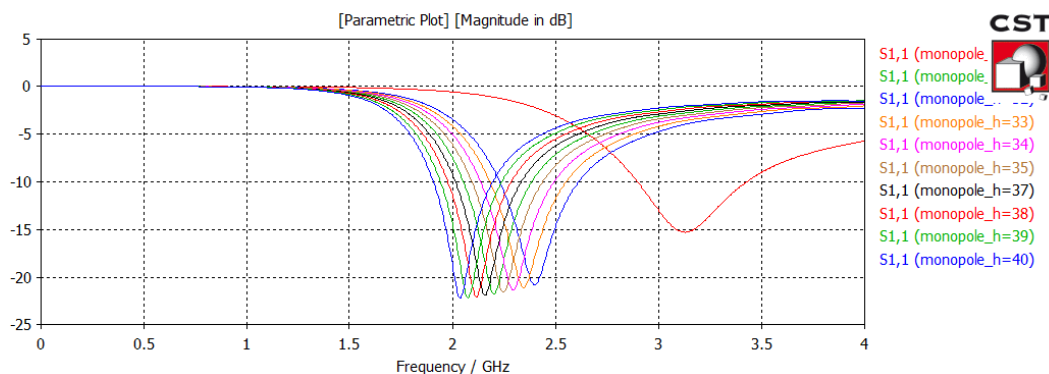
Σχήμα 4.1: Monopole active element

Στο σχήμα 4.1 απεικονίζεται το ενεργό στοιχείο που αποτελείται από μονόπολο κεραιοστοιχείο  $\lambda/4$  υλικού PEC (Perfect Electric Conductor). Η κεραία είναι τοποθετημένη σε διηλεκτρικό υλικό Teflon με  $\epsilon=2.1$  και είναι κάθετη στο επίπεδο  $xy$ . Για την τροφοδοσία του ενεργού στοιχείου χρησιμοποιείται ομοαξονικός αγωγός που κατασκευάστηκε από δύο κυλινδρικούς αγωγούς υλικού PEC οι οποίοι χωρίζονται από διηλεκτρικό Teflon, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2.



Σχήμα 4.2: Τροφοδοσία ενεργού στοιχείου

Αρχικά, προκειμένου να βρούμε το βέλτιστο μήκος των διπόλων ώστε η κεραία μας να συντονίζεται στην επιθυμητή συχνότητα των 2.1 GHz, εκτελούμε αρκετές προσομοιώσεις της κεραίας μεταβάλλοντας σε μικρή κλίμακα το μήκος των μονόπολων κεραιοστοιχείων γύρω από την τιμή  $\lambda/4$  προκειμένου να πετύχουμε τον ακριβή συντονισμό στην επιθυμητή συχνότητα. Προκειμένου να έχουμε τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων χρησιμοποιούμε τη λειτουργία parametric sweep του CST. Στο σχήμα 4.3 απεικονίζονται τα αποτελέσματα των διαγραμμάτων  $S_{1,1}$  για το σύνολο των προσομοιώσεων, δηλαδή για τιμές μήκους από 30 έως 40mm. Από το διάγραμμα συμπεραίνεται ότι το κατάλληλο μήκος ώστε να επιτύχουμε συντονισμό στα 2.1 GHz είναι τα 40mm



Σχήμα 4.3: S-parameters (parametric)

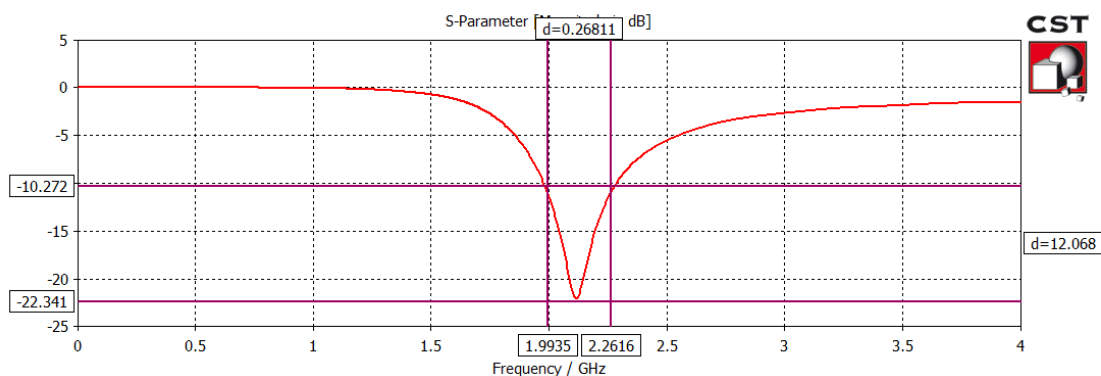
Στον πίνακα 4.1 φαίνονται όλες οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται κατά την σχεδίαση και οι τιμές τους.

Parameter	Value
monopole_h (μήκος μονοπόλου)	40 mm
feed_h (μήκος coaxial cable)	20 mm
r1 (ακτίνα κεραίας)	0.635mm

r2 (ακτίνα inner conductor τροφοδοσίας)	2,1 mm
r3 (ακτίνα outer conductor τροφοδοσίας)	3,1 mm
$\lambda$ (μήκος κύματος)	142,9mm
dist (απόσταση παρασιτικών στοιχείων)	$\lambda/10=14,29$ mm
f (συχνότητα λειτουργίας)	2,1 GHz

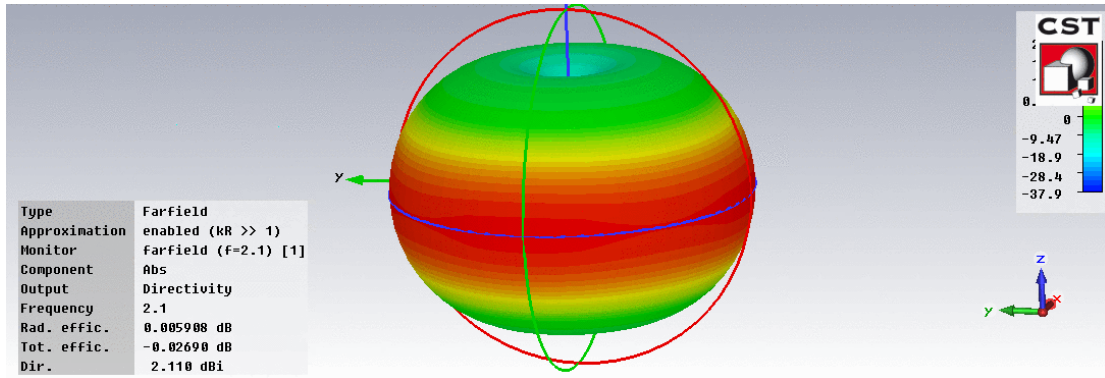
**Πίνακας 4.1: Παράμετροι σχεδίασης**

Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης της κεραίας που προς το παρόν αποτελείται από ένα μονόπολο κεραιοστοιχείο ώστε να μπορούμε να παρατηρήσουμε τις διαφορές ύστερα από την προσθήκη των παρασιτικών στοιχείων. Στο σχήμα 4.4 απεικονίζεται το διάγραμμα S<sub>1,1</sub> όπου φαίνεται ότι όντως η κεραία συντονίζεται στα 2.1 GHz με BW 260 MHz.

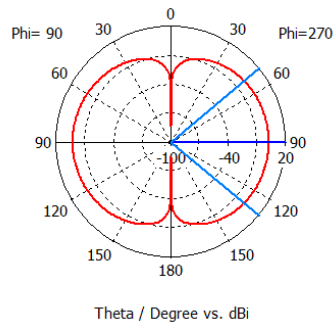


**Σχήμα 4.4: S-parameters**

Στο σχήμα 4.5 απεικονίζεται το διάγραμμα ακτινοβολίας αρχικά σε τρεις διαστάσεις και στη συνέχεια τα πολικά διαγράμματα αρχικά για το αζιμούθιο επίπεδο και στη συνέχεια για το οριζόντιο επίπεδο  $\theta=90^\circ$  όπως υπολογίστηκαν για συχνότητα συντονισμού 2.1GHz. Το κύριο συμπέρασμα είναι ότι ο κύριος λοβός στο οριζόντιο επίπεδο, στο οποίο αναμένονται στη συνέχεια διαφοροποιήσεις, είναι στη διεύθυνση των  $28^\circ$ . Το directivity της κεραίας είναι 2.110 dBi.

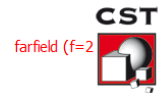
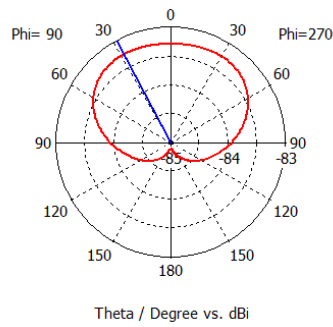


Farfield Directivity Abs (Phi=90)



Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = 2.11 dBi  
 Main lobe direction = 90.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 79.7 deg.

Farfield Directivity Phi (Phi=90)

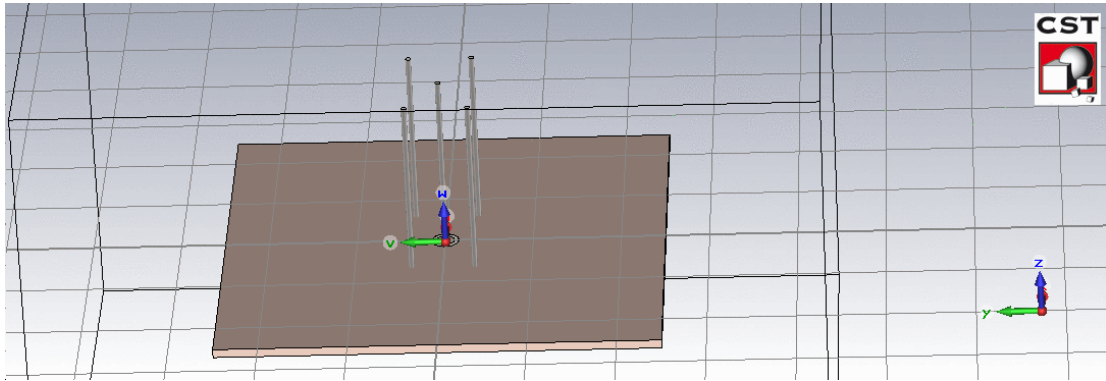


Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = -83.3 dBi  
 Main lobe direction = 28.0 deg.

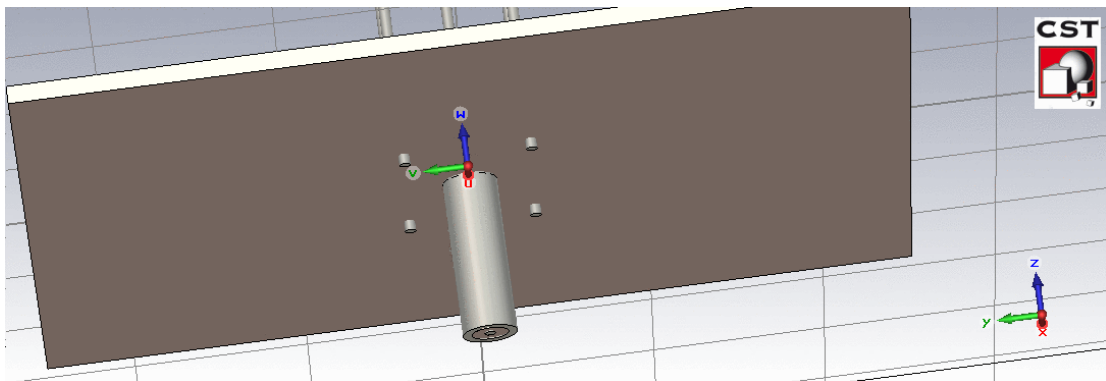
Σχήμα 4.5: Farfield Plots (3D, polar)

## 4.2. Κατασκευή-Προσομοίωση Espar

Η Espar αποτελείται από το μονόπολο ενεργό κεραιστοιχείο της παραγράφου 4.1 και τέσσερα παρασιτικά, ίδιων διαστάσεων μονόπολα τα οποία ισαπέχουν από το ενεργό απόσταση  $\lambda/10$  δηλαδή περίπου 14.3mm. Η διάταξη απεικονίζεται στα σχήματα 4.6 και 4.7.

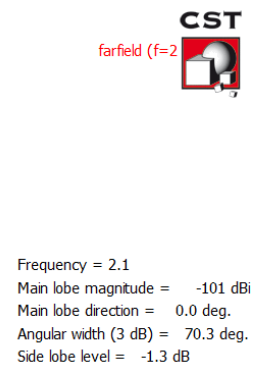
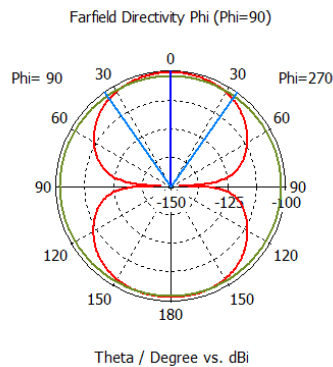
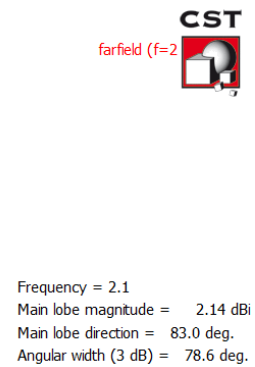
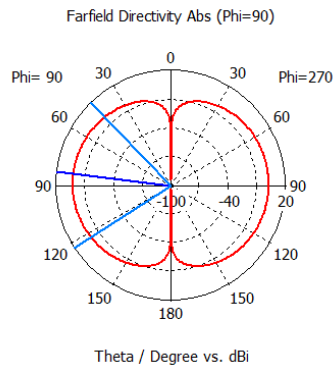
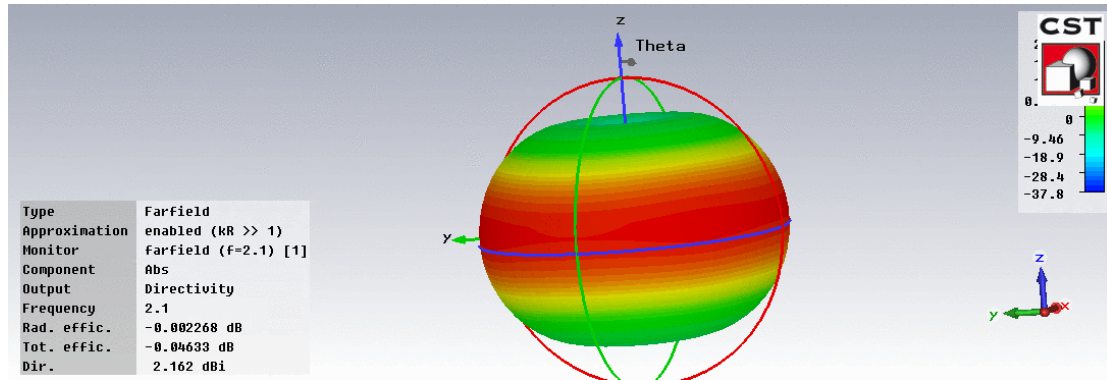


Σχήμα 4.6: Espar 5-στοιχείων



Σχήμα 4.7: Espar 5-στοιχείων

Στο σχήμα 4.8 απεικονίζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της Espar ως προς τα διαγράμματα ακτινοβολίας πριν την τοποθέτηση βαρών (lumped elements) στα παρασιτικά στοιχεία. Παρατηρούμε ότι τα διαγράμματα παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά ως προς την κατεύθυνση του κύριου λοβού με αυτά του ενός μόνου ενεργού στοιχείου, ενώ έχουμε μικρές μεταβολές στις τιμές των radiation efficiency, directivity, main lobe magnitude λόγω της εξ επαγωγής εκπομπής των παρασιτικών στοιχείων.

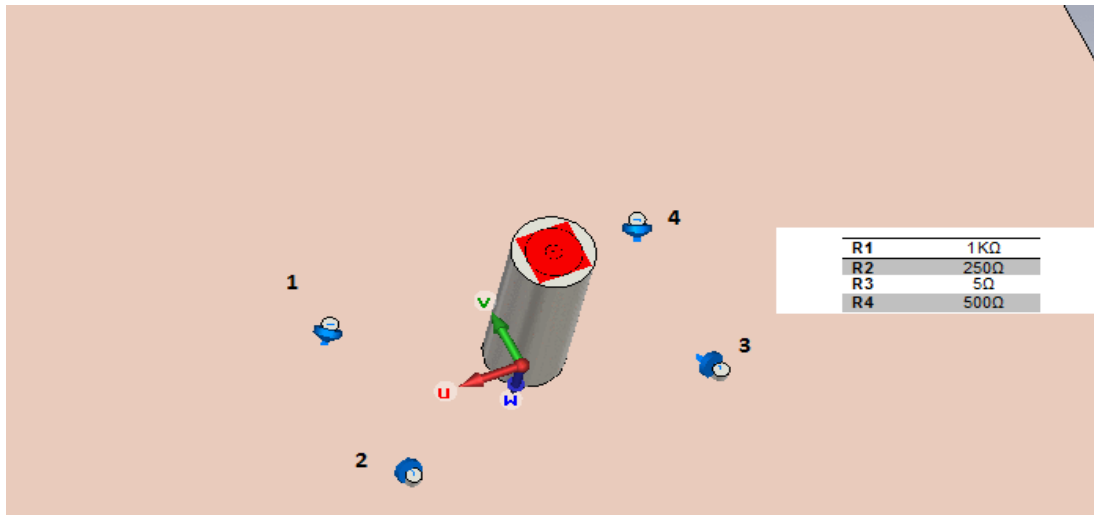


Σχήμα 4.8:Farfield Plots (3D,polar)

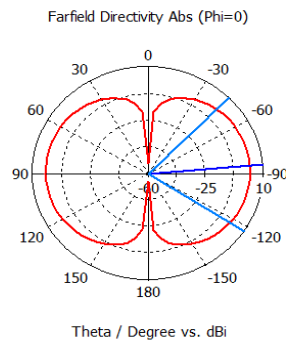
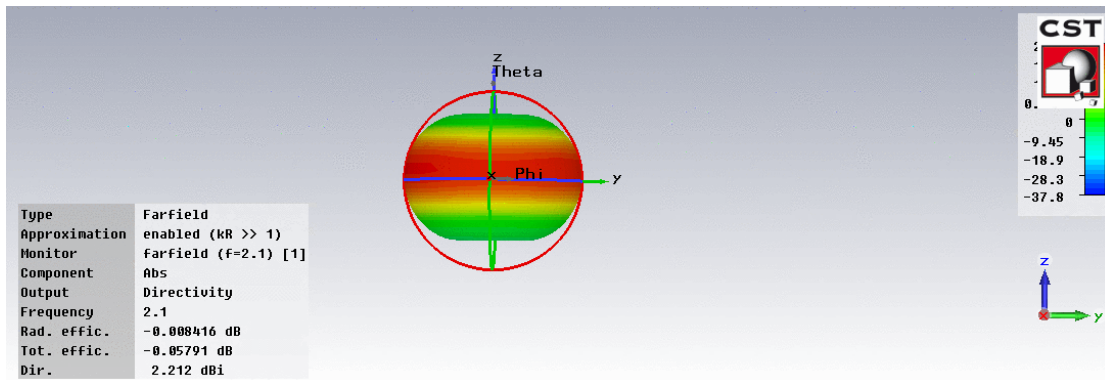
Ως προς τις τιμές των παρασιτικών στοιχείων επιλέξαμε να έχουν ίδια χωρητική και επαγωγική συμπεριφορά δίνοντας στα L, C σταθερές τιμές  $L=0.45\text{nH}$  και  $C=0.08\text{pF}$  και να μεταβάλλουμε την αντίσταση R με τυχαίες τιμές στο εύρος μεταξύ  $5\Omega$  και  $1\text{K}\Omega$ . Η προσομοίωση εκτελέστηκε για έξι διαφορετικές τυχαίες περιπτώσεις συνδυασμού τιμών παρασιτικών στοιχείων από τις εκατοντάδες πιθανές. Σε όλες τις περιπτώσεις παρατηρούμε ότι η συχνότητα συντονισμού μεταβάλλεται ελάχιστα γύρω από την τιμή των 2.1 GHz, ενώ σημαντικές αλλαγές παρατηρούνται στα διαγράμματα ακτινοβολίας κυρίως στο κάθετο επίπεδο. Στη συνέχεια για κάθε περίπτωση, αρχικά αναφέρονται οι τιμές που παίρνουν οι αντιστάσεις των παρασιτικών στοιχείων και έπειτα παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ενώ στο τέλος της παραγράφου γίνεται ανάλυση και σύγκριση.



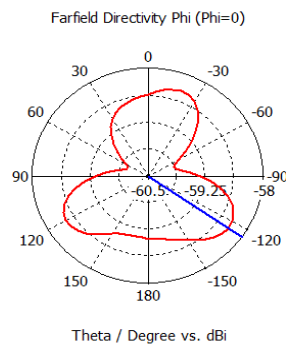
### Περίπτωση 1



Σχήμα 4.9: Περίπτωση 1



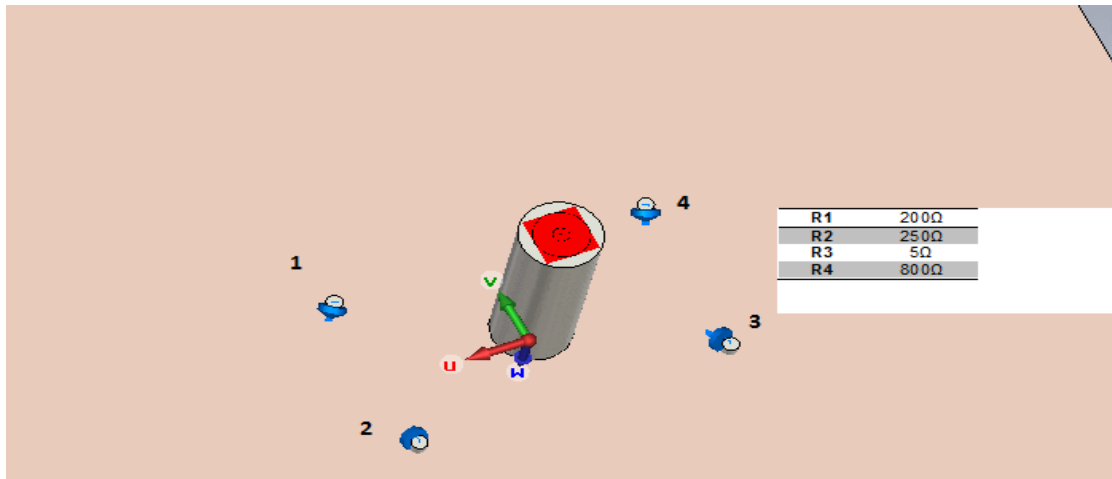
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = 2.14 dBi  
 Main lobe direction = -85.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 78.8 deg.



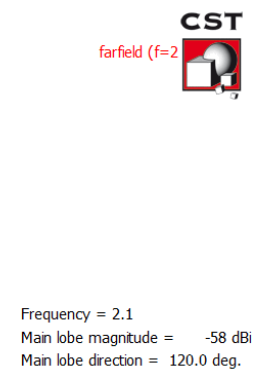
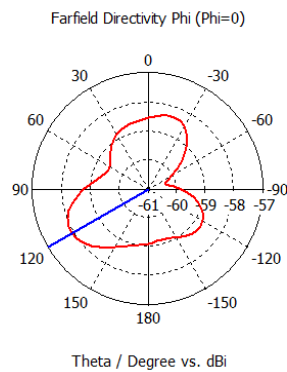
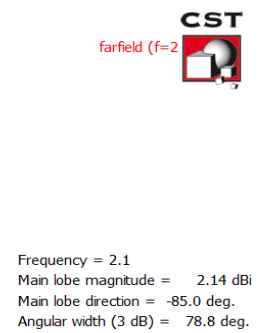
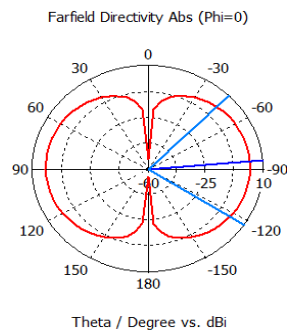
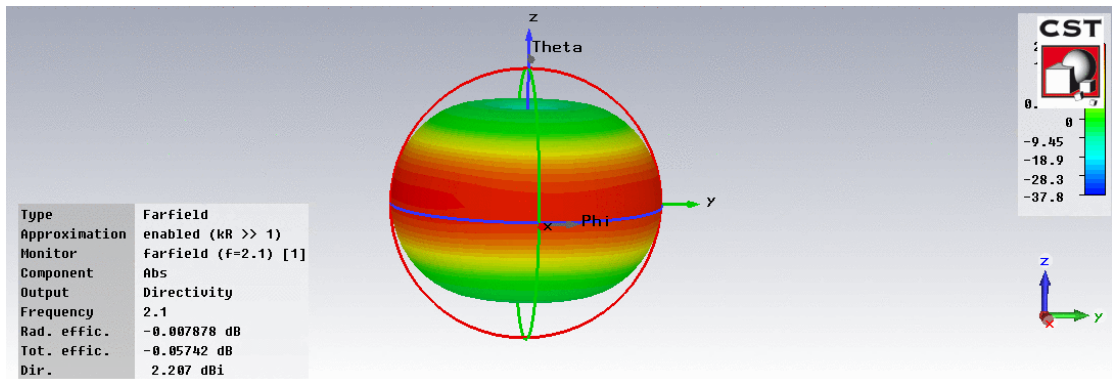
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = -58.4 dBi  
 Main lobe direction = -125.0 deg.

Σχήμα 4.10: Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 1

## Περίπτωση 2

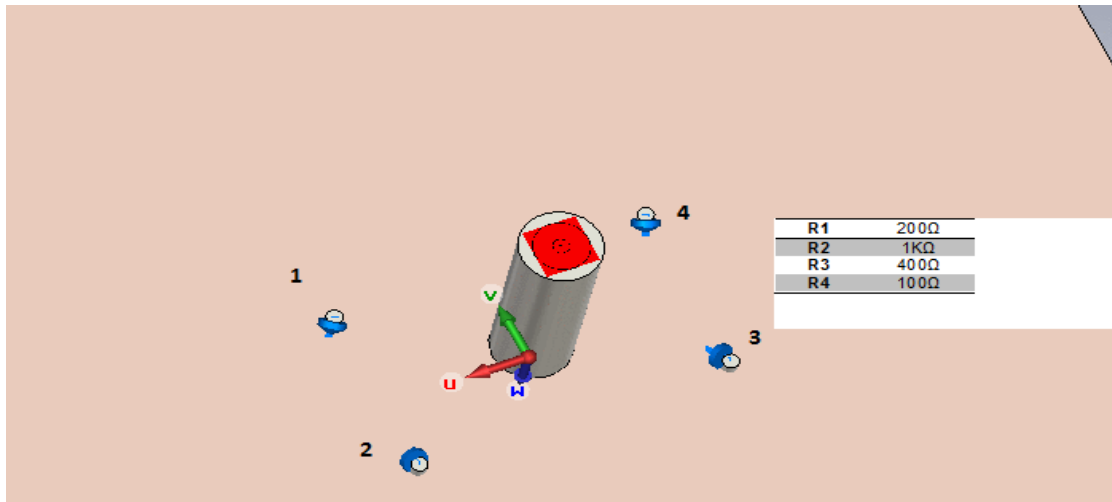


Σχήμα 4.11: Περίπτωση 2

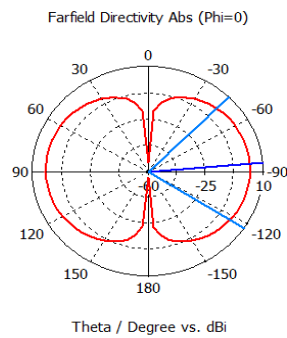
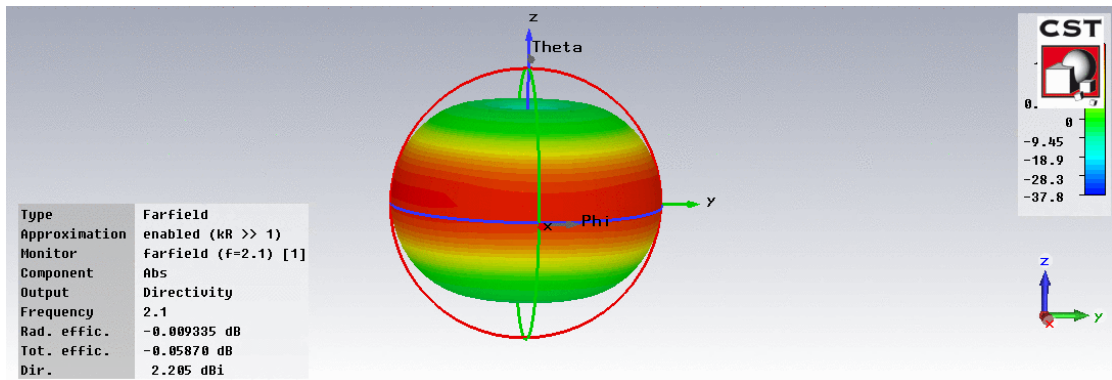


Σχήμα 4.12: Farfield Plots (3D, polar)-Περίπτωση 2

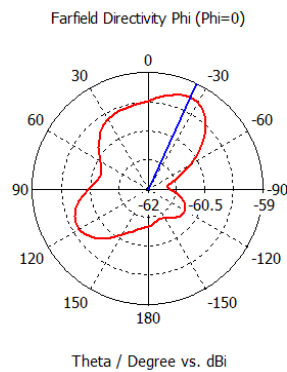
### Περίπτωση 3



Σχήμα 4.13: Περίπτωση 3



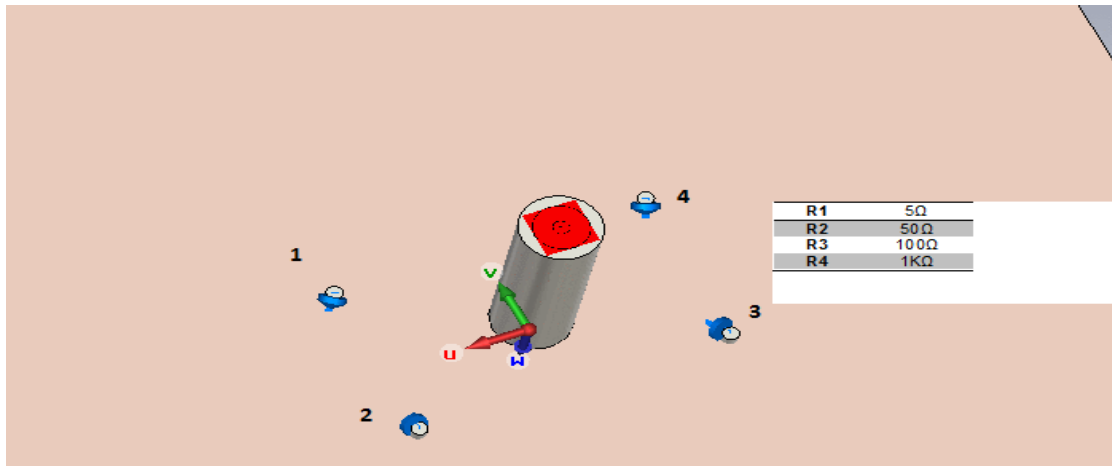
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = 2.14 dBi  
 Main lobe direction = -85.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 78.8 deg.



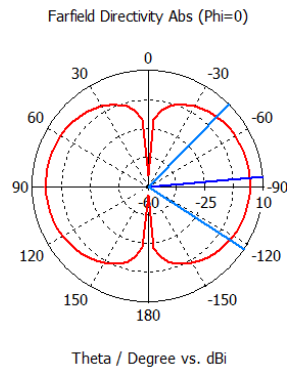
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = -59.4 dBi  
 Main lobe direction = -25.0 deg.

Σχήμα 4.14: Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 3

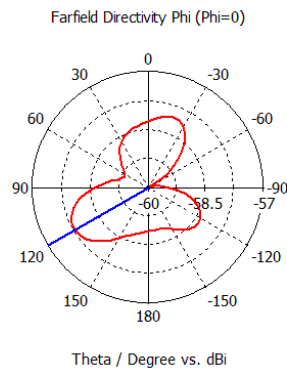
### Περίπτωση 4



Σχήμα 4.15: Περίπτωση 4



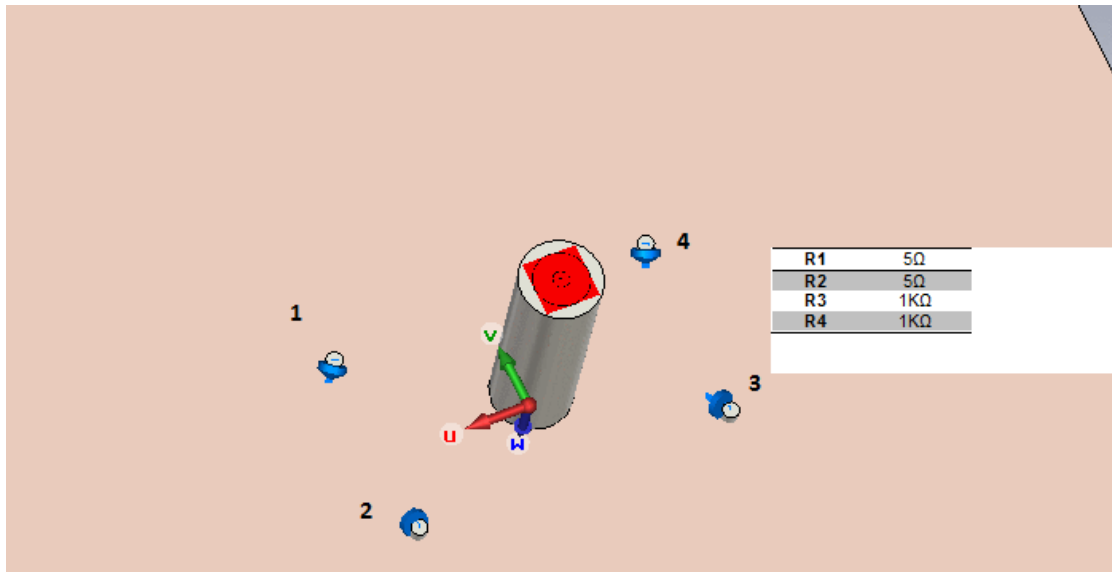
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = 2.13 dBi  
 Main lobe direction = -85.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 78.8 deg.



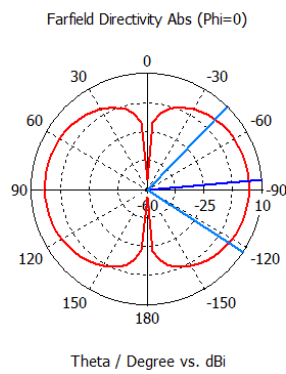
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = -57.8 dBi  
 Main lobe direction = 120.0 deg.

Σχήμα 4.16: Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 4

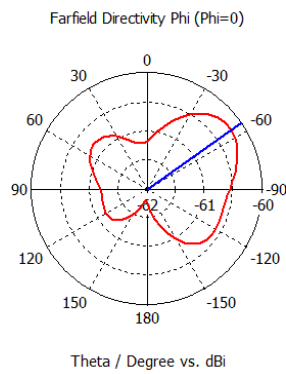
Περίπτωση 5



Σχήμα 4.17: Περίπτωση 5



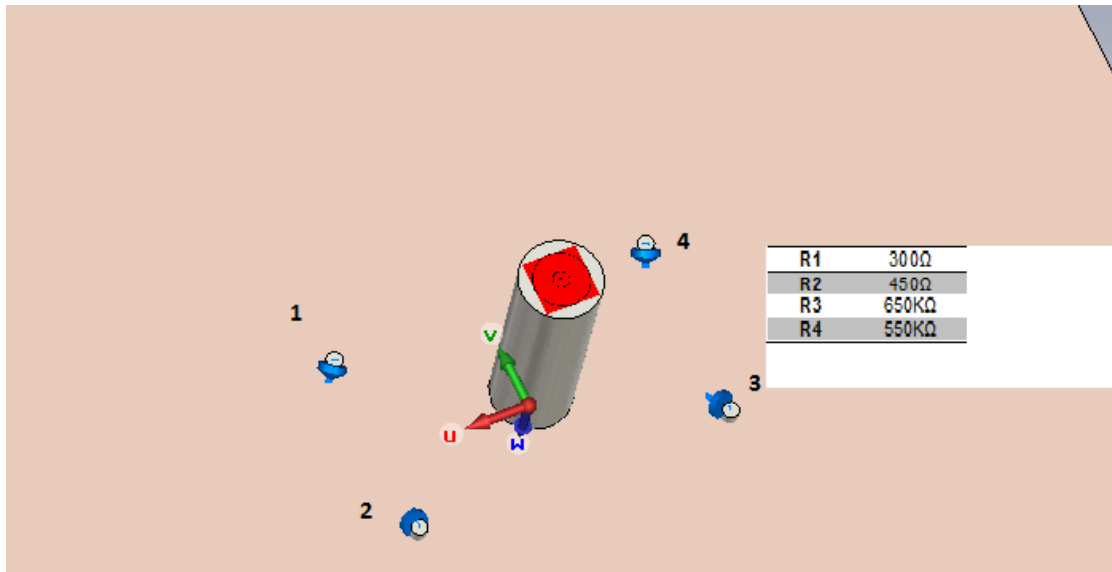
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = 2.12 dBi  
 Main lobe direction = -85.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 78.9 deg.



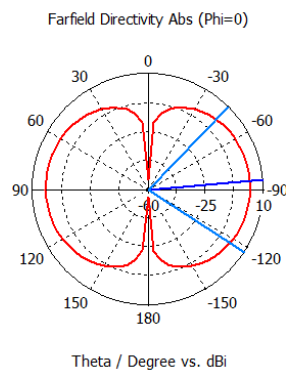
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = -60.2 dBi  
 Main lobe direction = -55.0 deg.

Σχήμα 4.18: Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 5

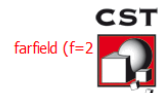
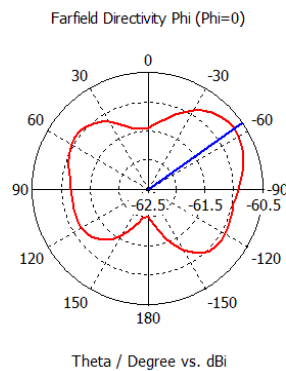
## Περίπτωση 6



Σχήμα 4.19: Περίπτωση 6



Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = 2.13 dBi  
 Main lobe direction = -85.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 78.9 deg.



Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = -60.7 dBi  
 Main lobe direction = -55.0 deg.

Σχήμα 4.20: Farfield Plots (3D,polar)-Περίπτωση 6

Στον πίνακα 4.2 παρουσιάζονται συνοπτικά τα κύρια αποτελέσματα που προκύπτουν από τα διαγράμματα ακτινοβολίας κυρίως για την περίπτωση του οριζόντιου επιπέδου. Όπως φαίνεται στον πίνακα, ανάλογα με την επιλογή των βαρών και συγκεκριμένα των αντιστάσεων που τοποθετούνται σε κάθε παρασιτικό στοιχείο, ο κύριος λοβός στρέφεται σε διευθύνσεις που κυμαίνονται από  $-55^\circ$  έως  $120^\circ$ , ενώ η ένταση του κύριου λοβού παρουσιάζει

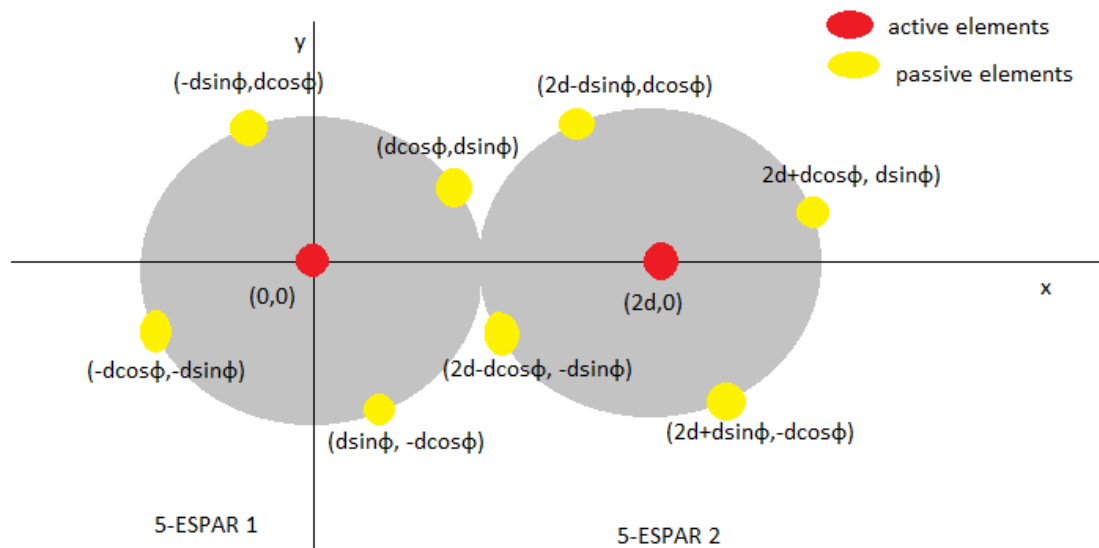
πολύ μικρές μεταβολές ανά περίπτωση έχουμε δηλαδή στροφή με την ένταση να παραμένει σταθερή. Εύκολα συμπεραίνουμε επίσης ότι με κατάλληλη επιλογή τιμών και για τα L και C, μπορούμε να πετύχουμε διάγραμμα ακτινοβολίας με μεγάλη ακρίβεια στην επιθυμητή κατεύθυνση του κύριου λοβού.

	<b>Main lobe magnitude (dBi)</b>	<b>Main lobe direction</b>
<b>Περίπτωση 1</b>	-58.4	-125°
<b>Περίπτωση 2</b>	-58.8	120°
<b>Περίπτωση 3</b>	-59.4	-25°
<b>Περίπτωση 4</b>	-57.8	120°
<b>Περίπτωση 5</b>	-60.2	-55°
<b>Περίπτωση 6</b>	-60.7	-55°

*Πίνακας 4.2: Σύγκριση αποτελεσμάτων προσομοίωσης*

## Κεφάλαιο 5: Σχεδιασμός Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας αποτελούμενη από δυο όμοιες ESPAR

Στη συγκεκριμένη ενότητα, γίνεται μελέτη και προσομοίωση μιας FD transceiver στοιχειοκεραίας η οποία αποτελείται από δύο ενεργά και οχτώ παρασιτικά στοιχεία, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.1. Στην πραγματικότητα, το array αποτελείται από δύο όμοιες 5-ESPAR, τοποθετημένες σε κοντινή απόσταση μεταξύ τους έτσι ώστε να σχηματίζουν 2 εφαπτόμενους κύκλους. Οι δυο ESPAR είναι στραμμένες μεταξύ τους κατά γωνία  $\varphi$  ως προς τον άξονα  $x$  ώστε να μην συμπίπτουν τα παρασιτικά τους στοιχεία. Η κεραία αποτελείται από μονόπολα κεραιοστοιχεία μήκους  $\lambda/4$ .



Σχήμα 5.1: Γεωμετρία FD antenna array

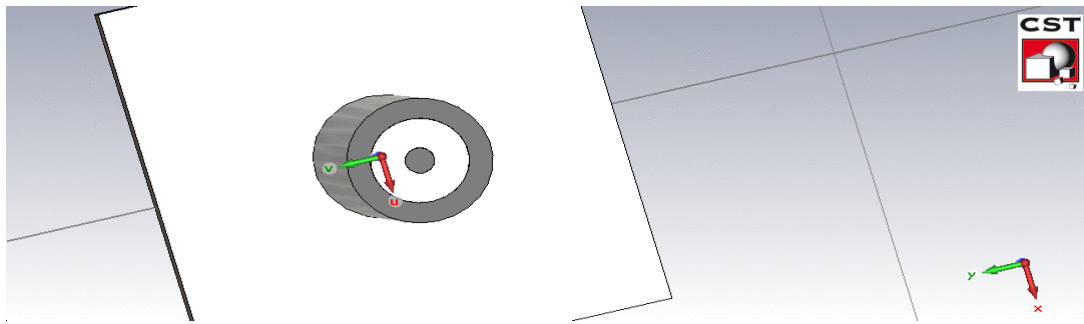
Τα γεωμετρικά στοιχεία της κεραίας φαίνονται στον πίνακα 5.1:

Παράμετρος	Τιμή
Απόσταση στοιχείων κάθε ESPAR	$\lambda/8$
Απόσταση ενεργών στοιχείων ( $d$ )	$\lambda/4$
Μήκος μονοπόλου	$\lambda/4$
Γωνία $\varphi$	$\pi/6$

Πίνακας 5.1: Παράμετροι σχεδίασης ESPAR

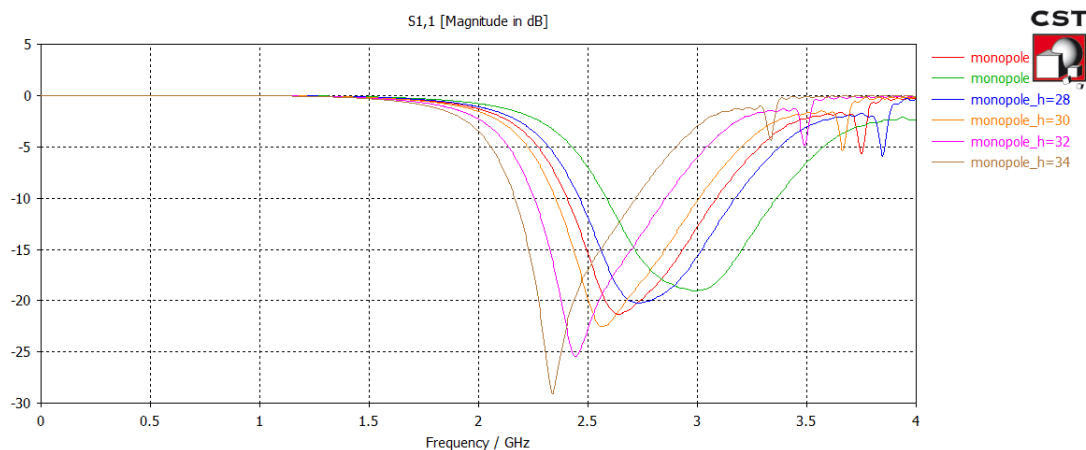
Αρχικά κατασκευάστηκαν τα δύο ενεργά στοιχεία τα οποία είναι μονόπολα κεραιοστοιχεία υλικού PEC (Perfect Electric Conductor). Η κεραία τοποθετήθηκε σε διηλεκτρικό υλικό Teflon με  $\epsilon=2.1$ . Για την τροφοδοσία των ενεργών στοιχείων χρησιμοποιείται ομοαξονικός αγωγός που κατασκευάστηκε από δύο κυλινδρικούς αγωγούς υλικού PEC οι οποίοι χωρίζονται από διηλεκτρικό Teflon, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.2.





Σχήμα 5.2: Τροφοδοσία ενεργών στοιχείων

Το μήκος των μονόπολων είναι περίπου  $\lambda/4$  αλλά προκειμένου να βρούμε το ακριβές μήκος ώστε η κεραία να συντονίζεται στην επιθυμητή συχνότητα των 2.5 GHz, εκτελούμε αρκετές προσομοιώσεις της κεραίας μεταβάλλοντας σε μικρή κλίμακα το μήκος των μονόπολων κεραιοστοιχείων γύρω από την τιμή  $\lambda/4$  προκειμένου να πετύχουμε τον ακριβή συντονισμό στην επιθυμητή συχνότητα. Προκειμένου να έχουμε τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων χρησιμοποιούμε τη λειτουργία parametric sweep του CST. Στο σχήμα 5.3 απεικονίζονται τα αποτελέσματα των διαγραμμάτων  $S_{1,1}$  για το σύνολο των προσομοιώσεων, δηλαδή για τιμές μήκους από 24 έως 34mm. Από το διάγραμμα συμπεραίνεται ότι το κατάλληλο μήκος ώστε να επιτύχουμε συντονισμό στα 2.5 GHz είναι 31mm



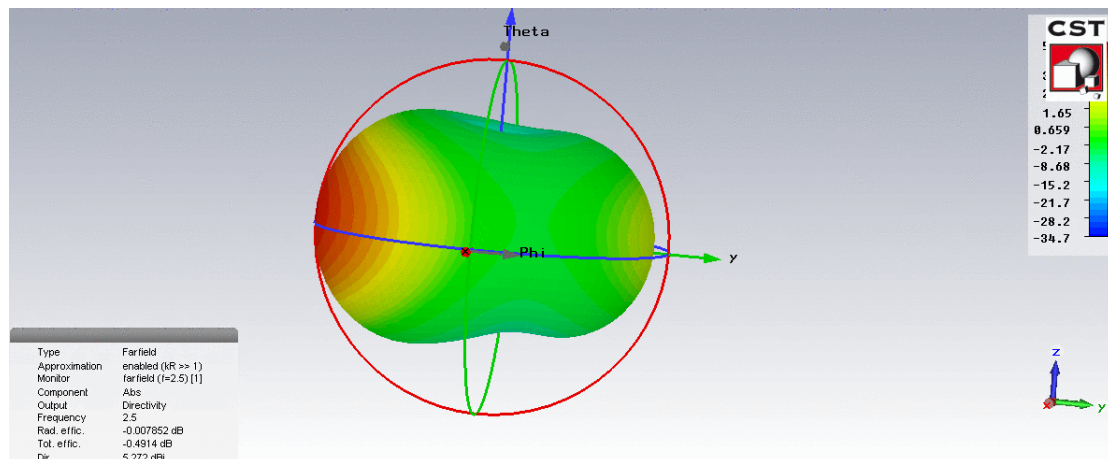
Σχήμα 5.3: S-parameters (parametric)

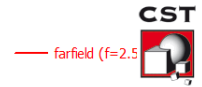
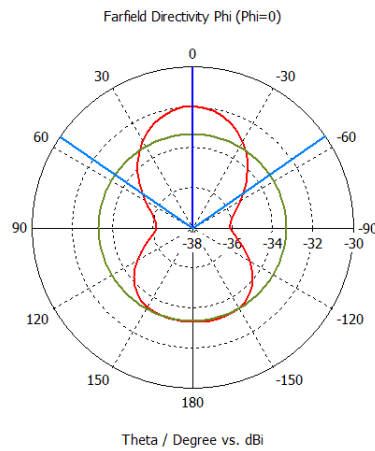
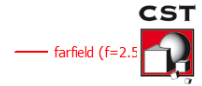
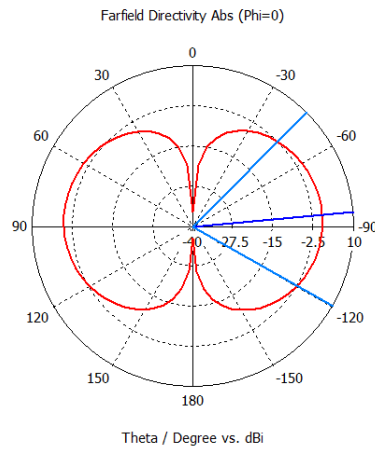
Στον πίνακα 5.2 φαίνονται συνολικά οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται κατά την σχεδίαση και οι τιμές τους.

<i>Parameter</i>	<i>Value</i>
μονοπολε_h (μήκος μονοπόλου)	31 mm
feed_h (μήκος coaxial cable)	20 mm
r1 (ακτίνα κεραίας)	0.635mm
r2 (ακτίνα inner conductor τροφοδοσίας)	2,1 mm
r3 (ακτίνα outer conductor τροφοδοσίας)	3,1 mm
$\lambda$ (μήκος κύματος)	120 mm
dist (απόσταση παρασιτικών στοιχείων)	$\lambda/8=15$ mm
f (συχνότητα λειτουργίας)	2,5 GHz

**Πίνακας 5.2: Παράμετροι σχεδίασης**

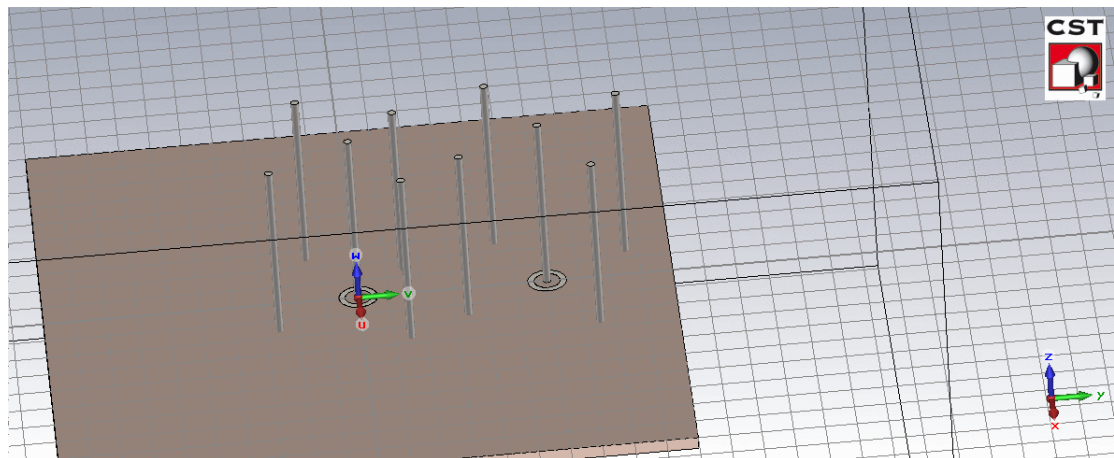
Εκτελώντας προσομοίωση της κεραίας με τα ενεργά μόνο στοιχεία προκύπτουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας του σχήματος 5.4, αρχικά σε τρεις διαστάσεις και στη συνέχεια τα πολικά διαγράμματα για το αζιμούθιο επίπεδο  $\theta=0^\circ$  και στη συνέχεια για το οριζόντιο επίπεδο  $\theta=90^\circ$  όπως υπολογίστηκαν για συχνότητα συντονισμού 2.5GHz. Ο κύριος λοβός για το κάθετο επίπεδο είναι στην κατεύθυνση των  $0^\circ$  ενώ το directivity είναι 5.272dBi.

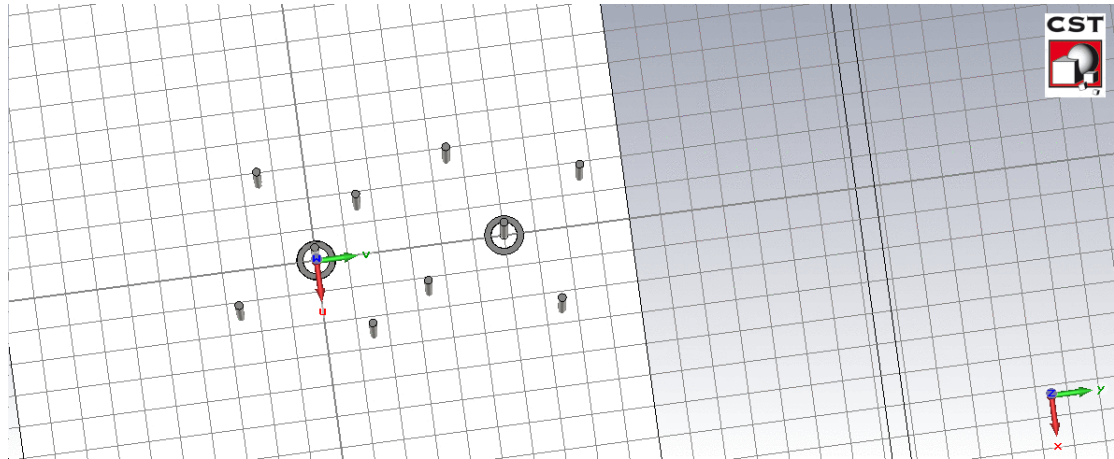




Σχήμα 5.4: Farfield Plots (3D,polar)-Active elements

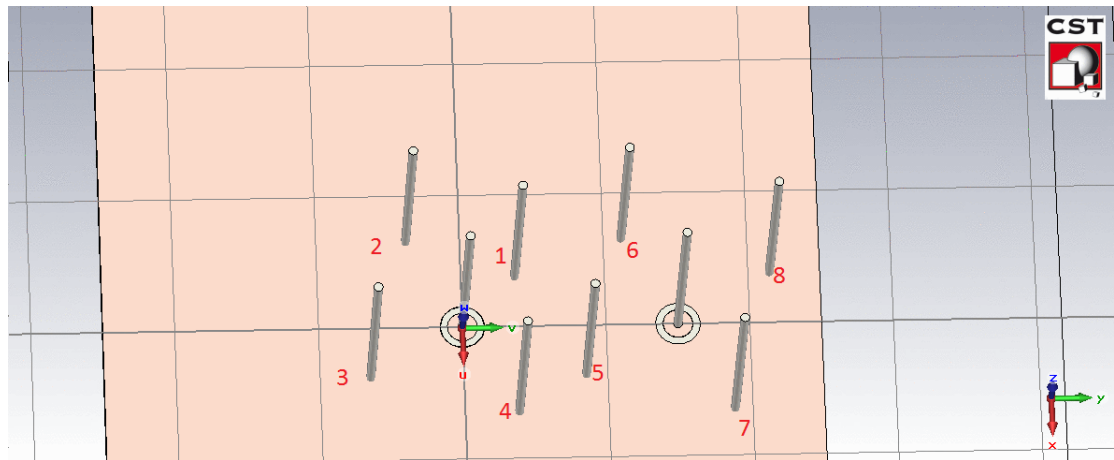
Στη συνέχεια θα παρατηρήσουμε πως μεταβάλλονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας με την προσθήκη των παρασιτικών στοιχείων. Η τελική διάταξη της κεραίας απεικονίζεται στο σχήμα 5.5.





Σχήμα 5.5: FD tranceiver antenna array

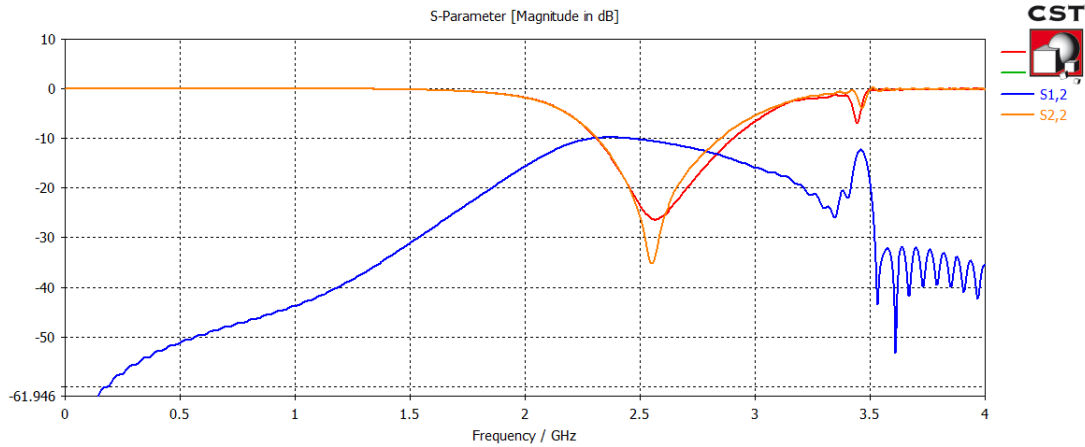
Εκτελούμε προσομοίωση παίρνοντας διάφορες περιπτώσεις για τις τιμές των  $L$ ,  $C$  των παρασιτικών στοιχείων. Στο σχήμα 5.6 απεικονίζεται η αρίθμηση των παρασιτικών στοιχείων με βάση την οποία αναφέρονται στην αρχή κάθε μιας από τις παρακάτω περιπτώσεις οι τιμές των  $L, C$ . Στη συνέχεια για κάθε περίπτωση παρατίθεται το διάγραμμα  $S$ -parameters, οι πίνακες εμπέδησης  $Z, Y$  και τα διαγράμματα ακτινοβολίας.



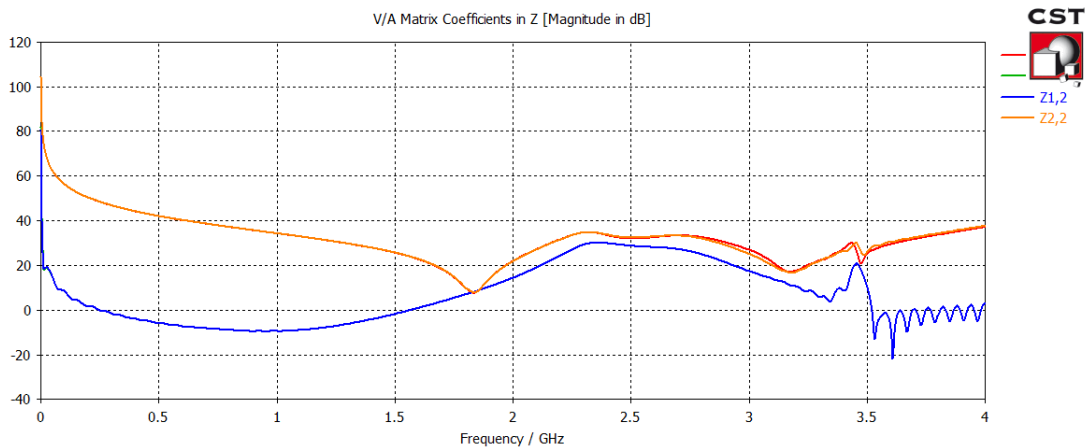
Σχήμα 5.6: Parasitic Elements

### Περίπτωση 1

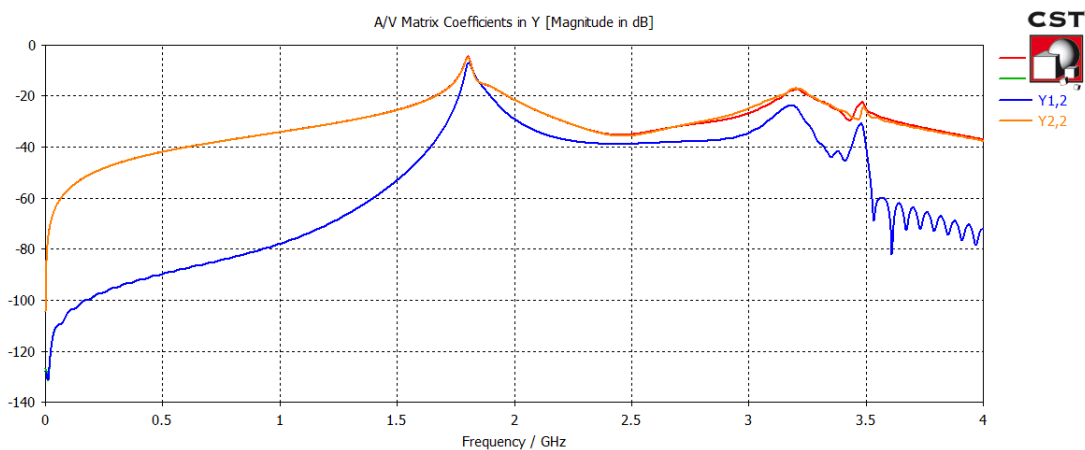
Δίνουμε σε όλα τα παρασιτικά στοιχεία την ίδια τιμή στη χωρητικότητα  $C=63,7\text{pF}$ , ενώ  $L=0$ .



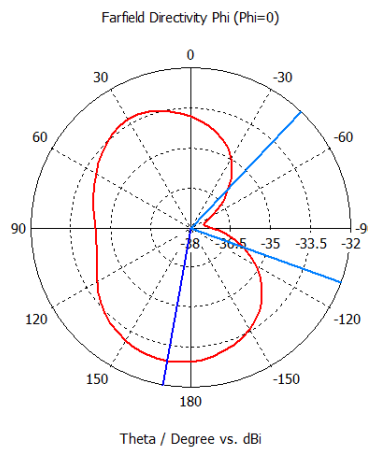
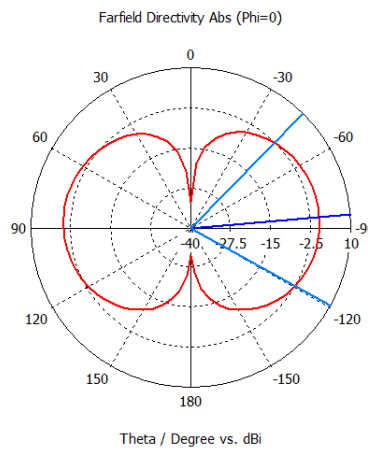
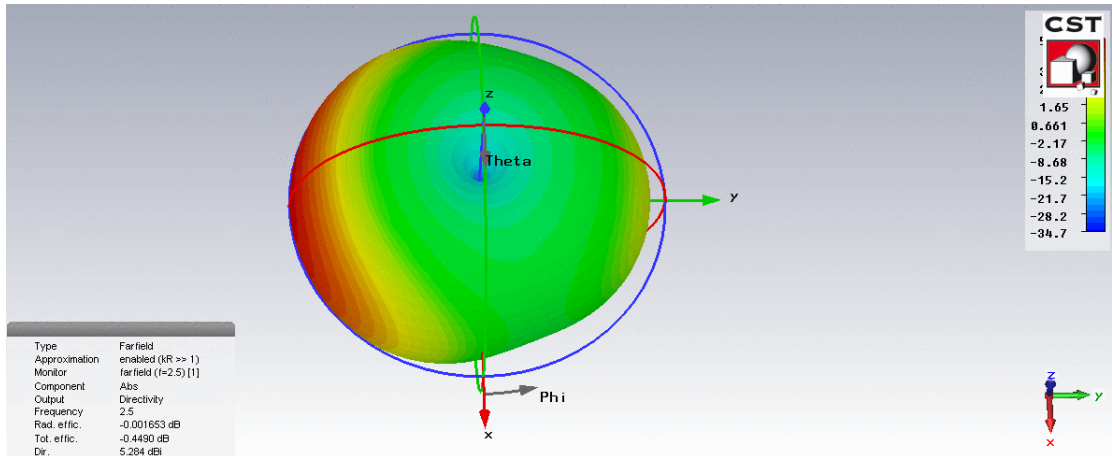
Σχήμα 5.7: S-parameters (Περίπτωση 1)



Σχήμα 5.8: Z-matrix (Περίπτωση 1)



Σχήμα 5.9: Y-matrix (Περίπτωση 1)



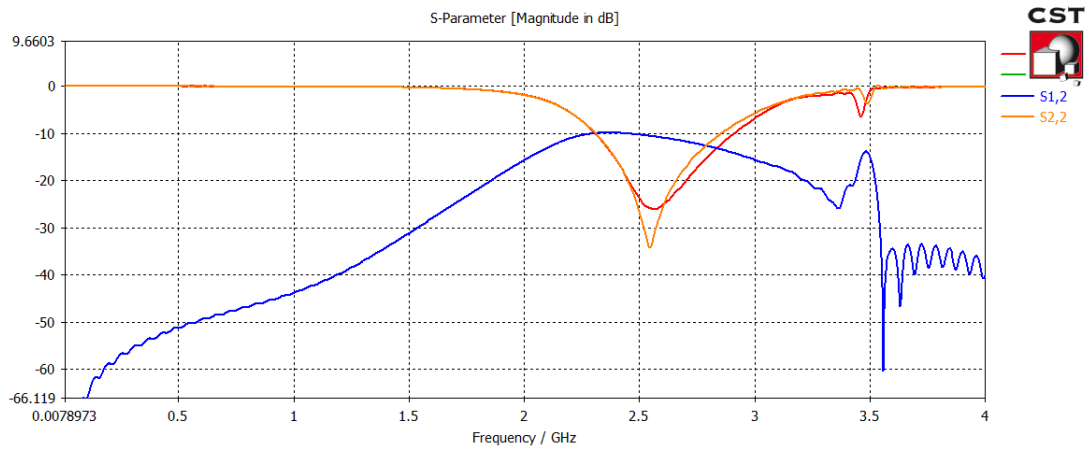
Σχήμα 5.10: Farfield Plots (Περίπτωση 1)

## Περίπτωση 2

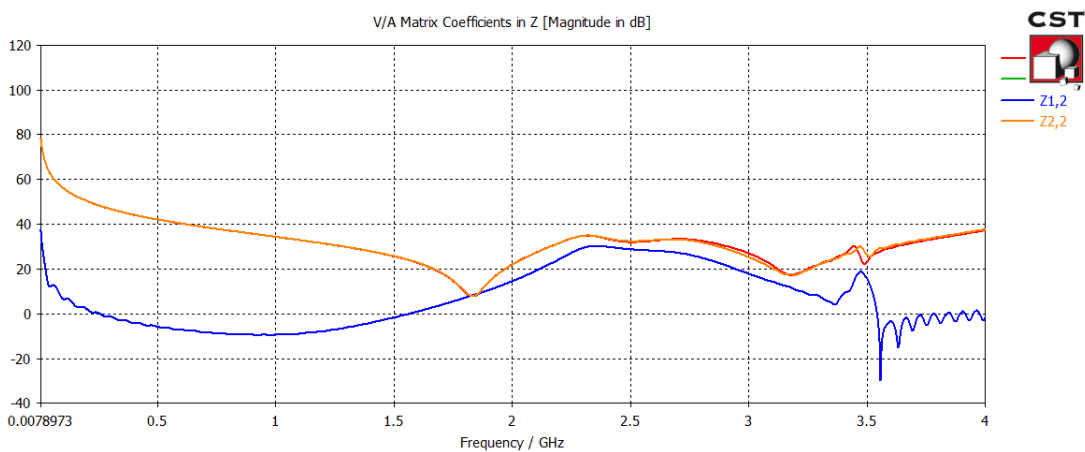
Element	C	L
1	63.7pF	0
2	1.27pF	0
3	63.7pF	0
4	1.27pF	0
5	1.27pF	0
6	1.27pF	0
7	1.27pF	0
8	1.27pF	0

Πίνακας 5.3: Περίπτωση 2

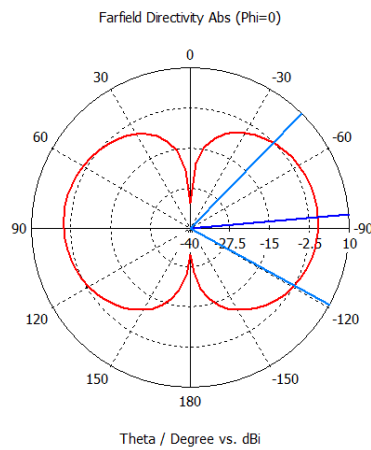
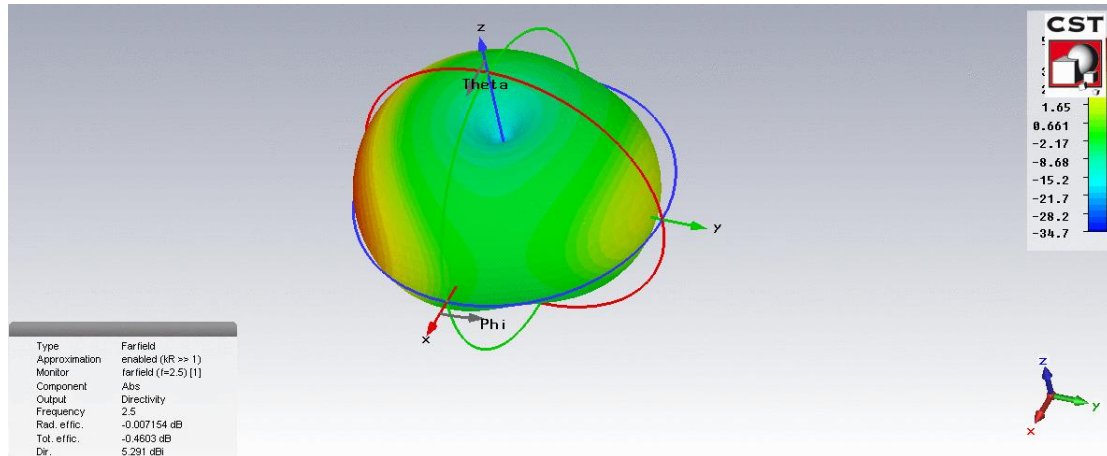
Για όλες τις παρακάτω περιπτώσεις μετά τα διαγράμματα S-parameters και Y,Z-matrices παρατίθενται τα διαγράμματα ακτινοβολίας διαδοχικά για κάθε μια από τις δύο ESPAR στο αζιμούθιο και στο οριζόντιο επίπεδο.



Σχήμα 5.11: S-parameters (Περίπτωση 2)

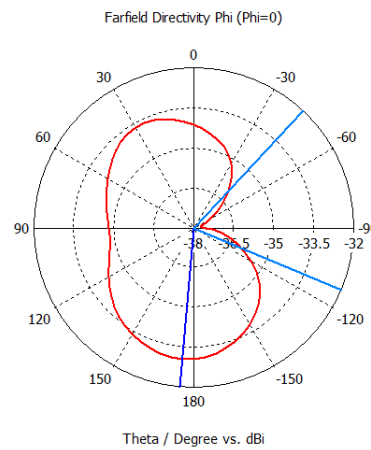


Σχήμα 5.12: Z-matrix (Περίπτωση 2)



— farfield (f=2.5)

Frequency = 2.5  
 Main lobe magnitude = 0.219 dBi  
 Main lobe direction = -85.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 74.7 deg.

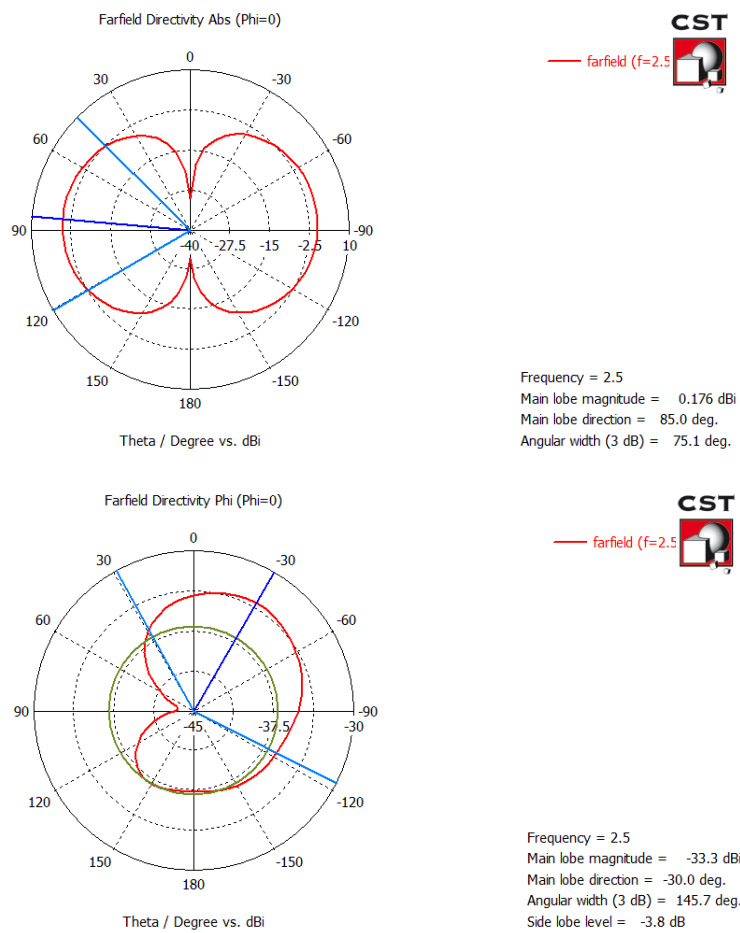


— farfield (f=2.5)

Frequency = 2.5  
 Main lobe magnitude = -33.1 dBi  
 Main lobe direction = 175.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 290.2 deg.

Σχήμα 5.13: Farfield Plots (Περίπτωση 2-ESPAR 1)



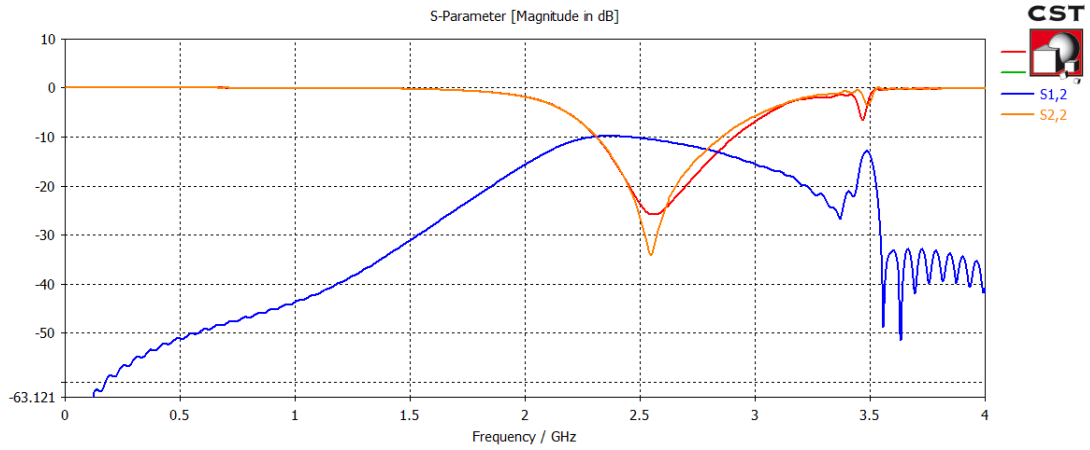


Σχήμα 5.14: Farfield Plots (Περίπτωση 2-ESPAR 2)

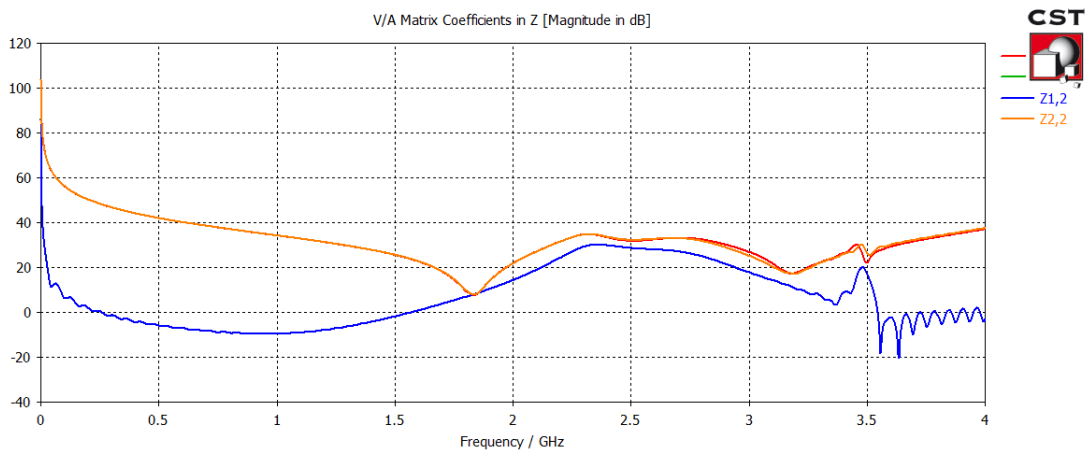
### Περίπτωση 3

Element	C	L
1	0,65pF	0
2	0,65pF	0
3	0,65pF	0
4	1.27pF	0
5	1.27pF	0
6	1.27pF	0
7	1.27pF	0
8	1.27pF	0

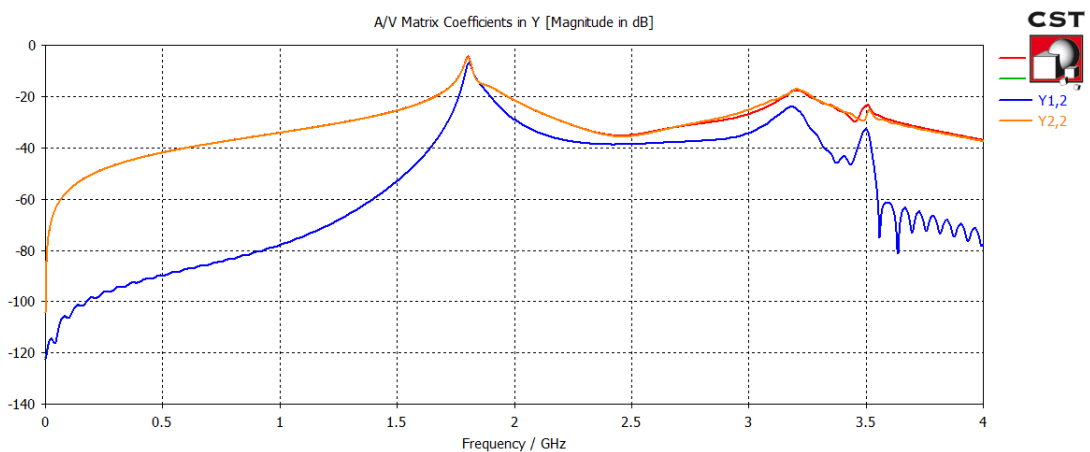
Πίνακας 5.4: Περίπτωση 3



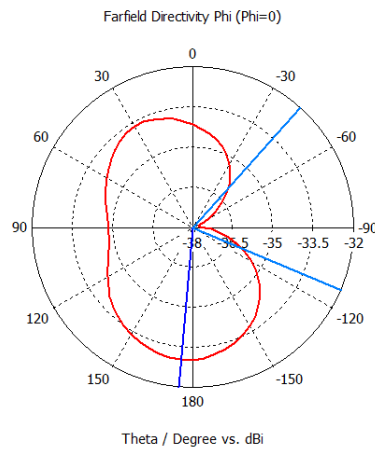
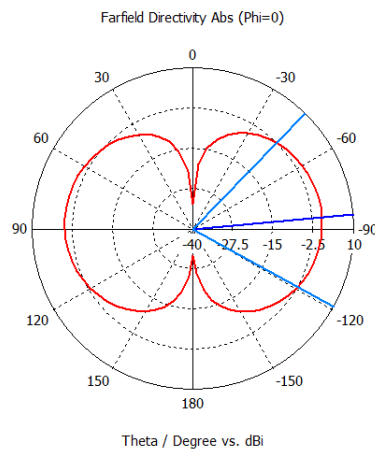
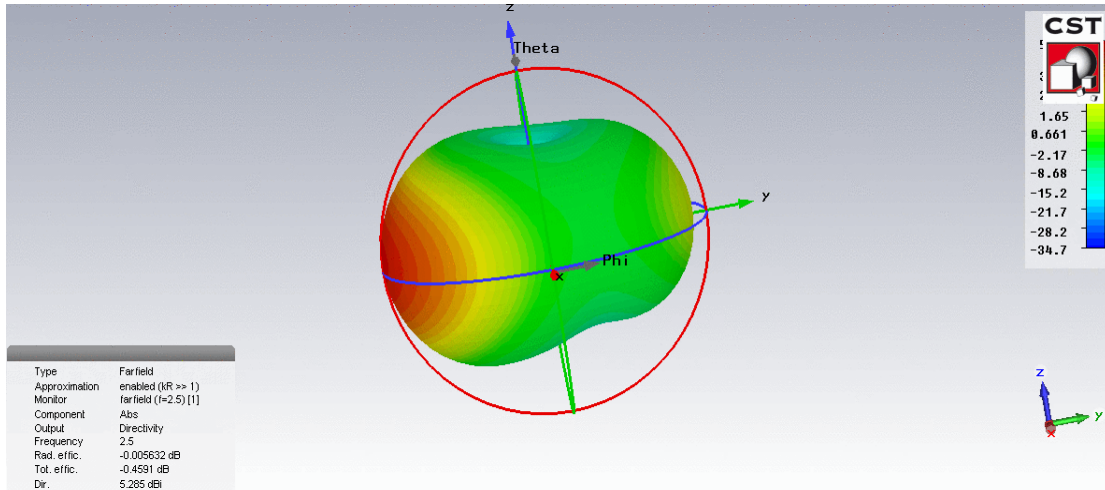
Σχήμα 5.15: S-parameters (Περίπτωση 3)



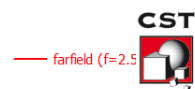
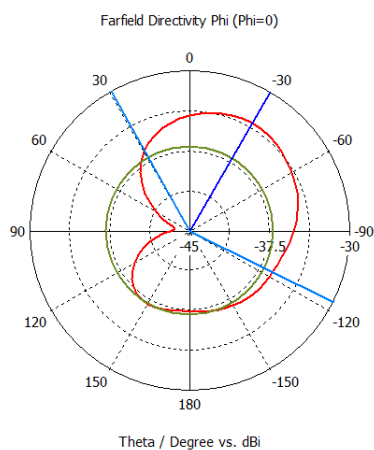
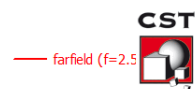
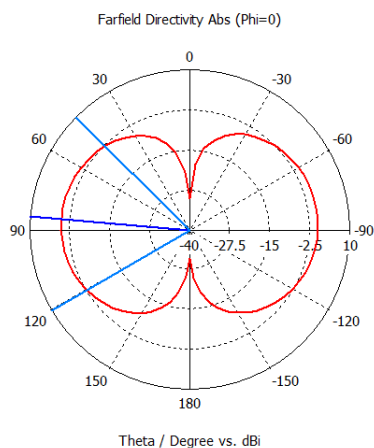
Σχήμα 5.16: Z-matrix (Περίπτωση 3)



Σχήμα 5.17: Y-matrix (Περίπτωση 3)



Σχήμα 5.18: Farfield Plots (Περίπτωση 3-ESPAR 1)

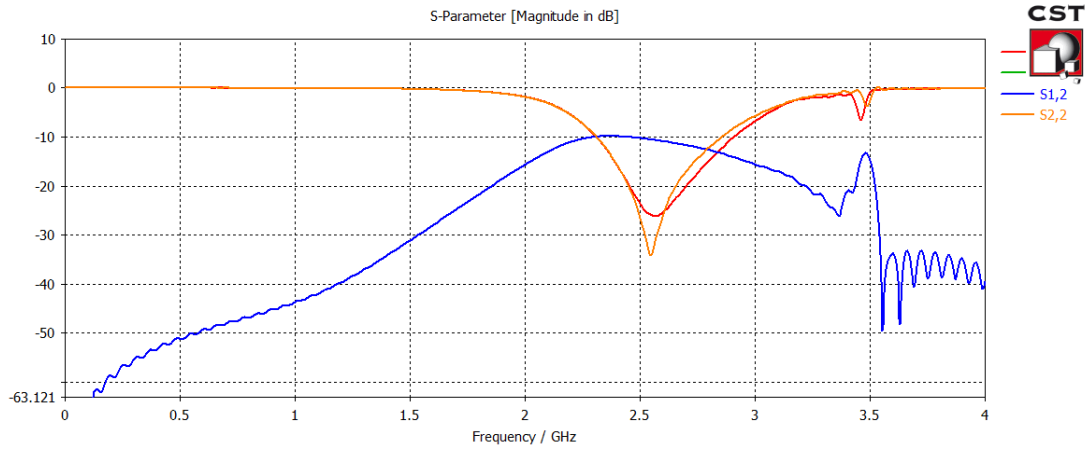


Σχήμα 5.19: Farfield Plots (Περίπτωση 3-ESPAR 2)

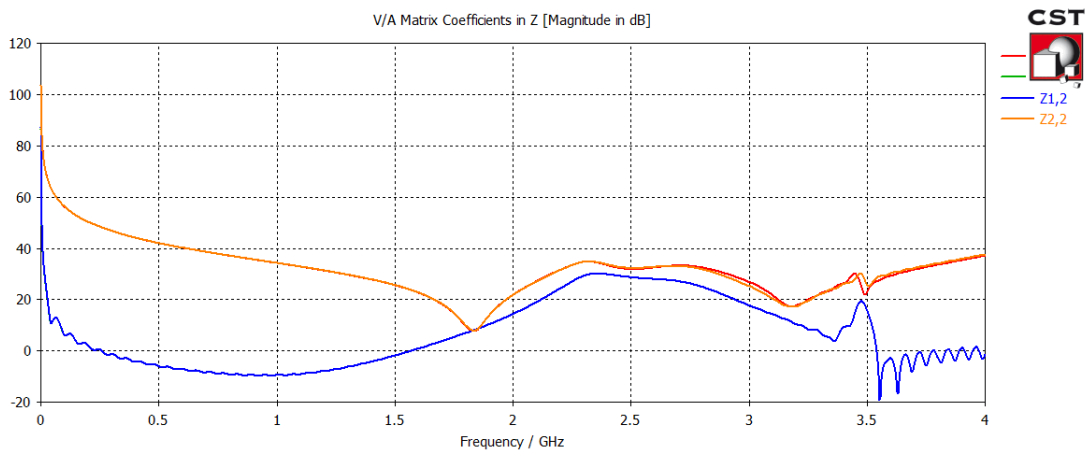
### Περίπτωση 4

Element	C	L
1	63,7pF	0
2	63,7pF	0
3	63,7pF	0
4	63,7pF	0
5	1.27pF	0
6	1.27pF	0
7	1.27pF	0
8	1.27pF	0

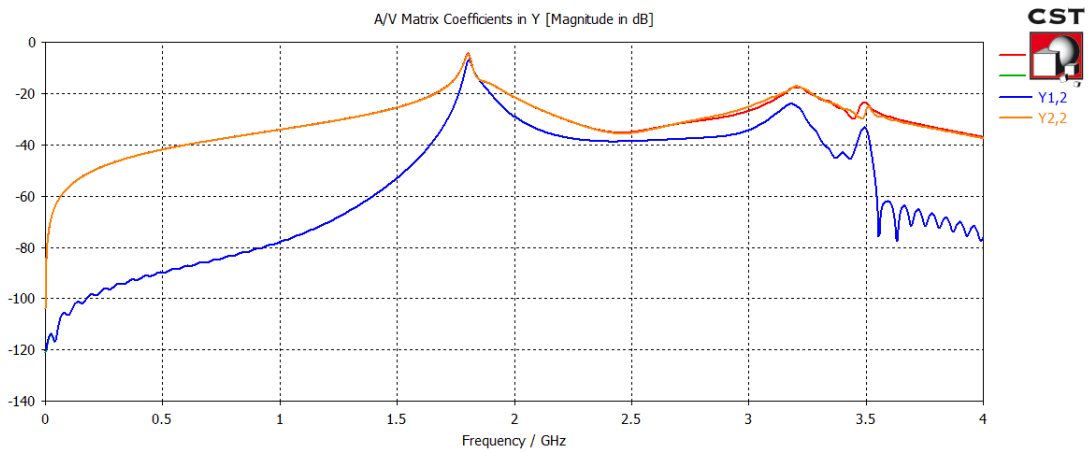
Πίνακας 5.5: Περίπτωση 4



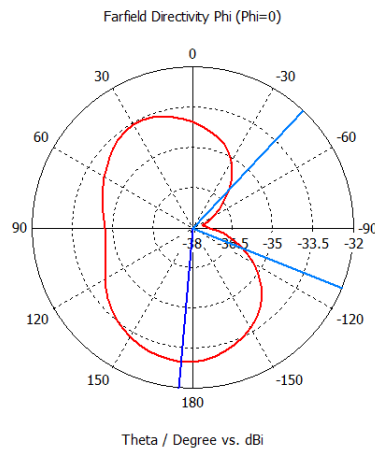
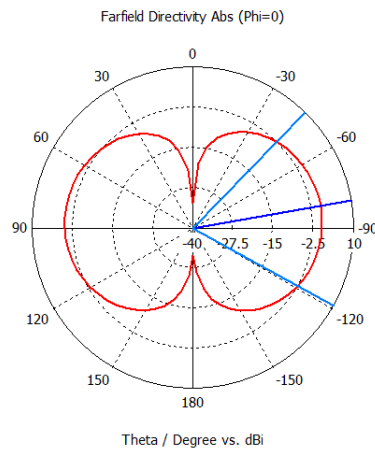
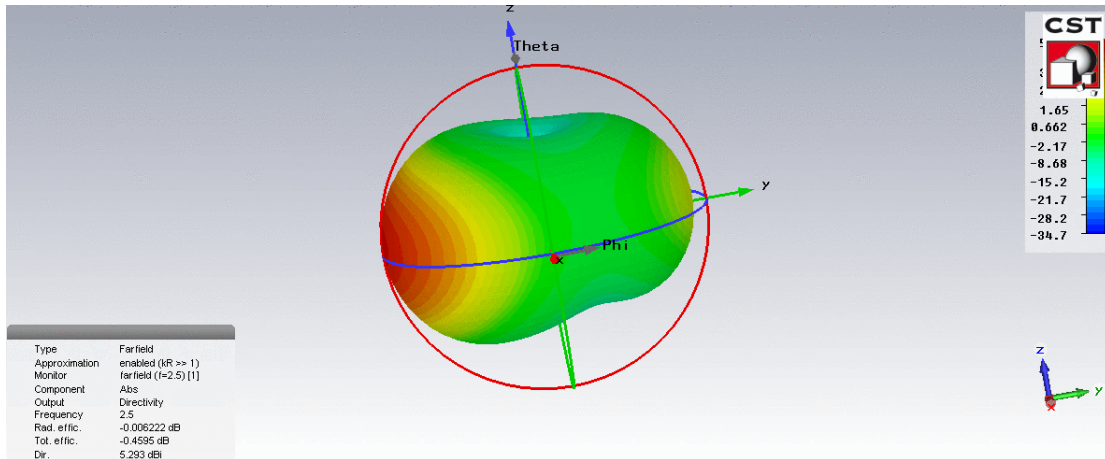
Σχήμα 5.20: S-parameters (Περίπτωση 4)



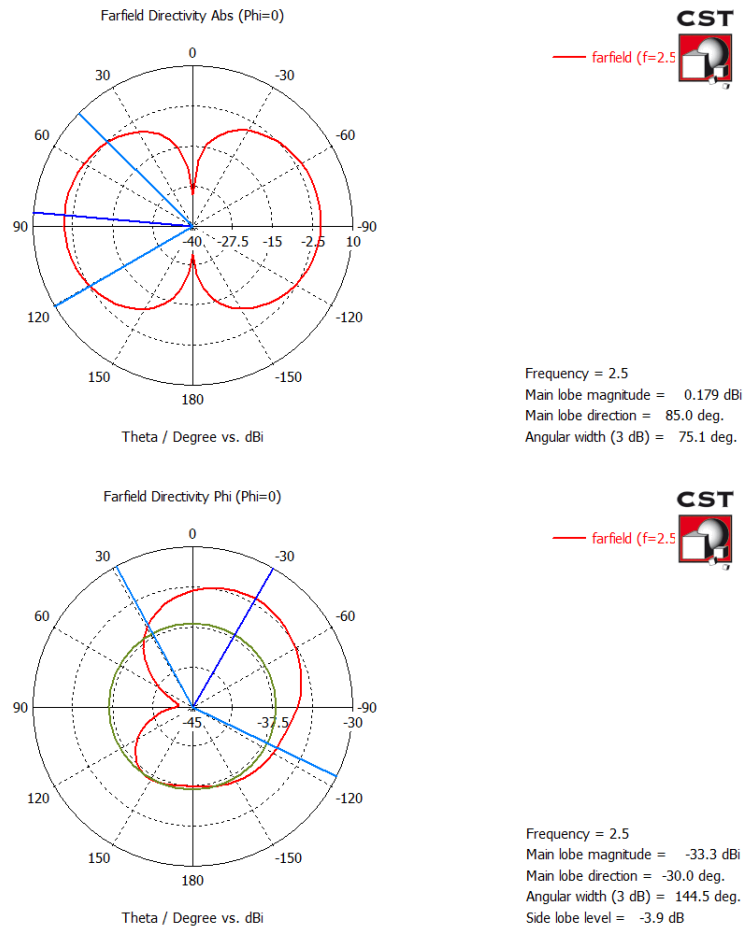
Σχήμα 5.21: Z-matrix (Περίπτωση 4)



Σχήμα 5.22: Y-matrix (Περίπτωση 4)



Σχήμα 5.23: Farfield Plots (Περίπτωση 4-ESPAR 1)



Σχήμα 5.24: Farfield Plots (Περίπτωση 4-ESPAR 2)

## Συμπεράσματα

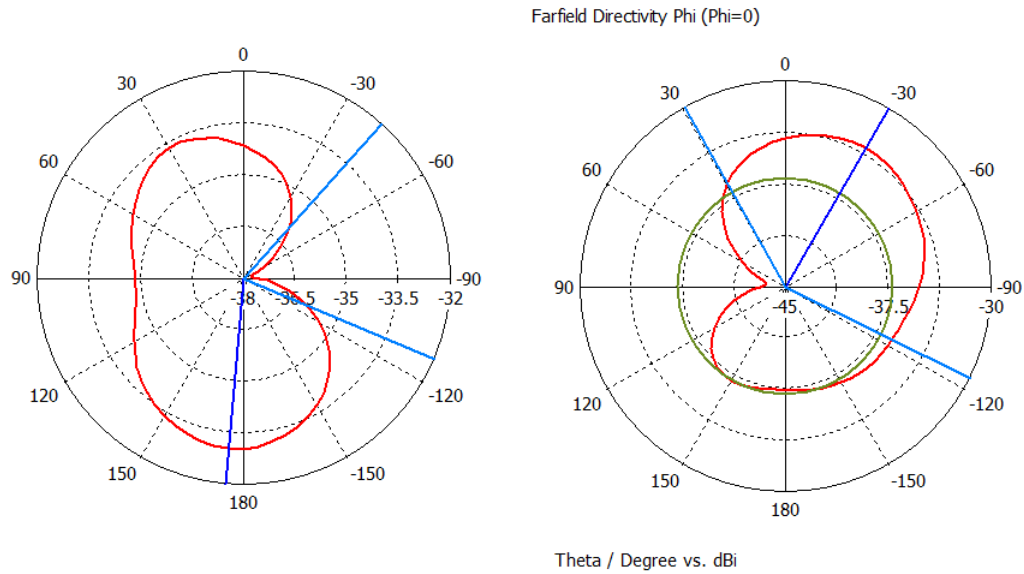
Τα αποτελέσματα των παραπάνω περιπτώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον πίνακα 5.6. Πιο συγκεκριμένα παρατίθεται η συχνότητα συντονισμού της κεραίας για κάθε περίπτωση, η κατευθυντικότητα και στη συνέχεια για κάθε μια από τις δύο ESPAR η κατεύθυνση και η ένταση του κύριου λοβού καθώς και το angular width 3dB, τόσο για το αζιμούθιο όσο και για το οριζόντιο επίπεδο.

		Περίπτωση 1	Περίπτωση 2	Περίπτωση 3	Περίπτωση 4
	Συχνότητα συντονισμού	2.55GHz	2.55GHz	2.55GHz	2.55GHz
	Directivity	5.284dBi	5.291dBi	5.285dBi	5.293dBi
ESPAR1-Αξιομήθιο Επίπεδο	Main lobe magnitude	0.23dBi	0.219dBi	0.219dBi	0.217dBi
	Main lobe direction	-85.0deg	-85.0deg	-85.0deg	-80.0deg
	Angular width (3dB)	74.8deg	74.7deg	74.7deg	74.7deg
ESPAR1-Οριζόντιο Επίπεδο	Main lobe magnitude	-32.9dBi	-33.1dBi	-33dBi	-33dBi
	Main lobe direction	170.0deg	175.0deg	175.0deg	175.0deg
	Angular width (3dB)	293.8deg	290.2deg	288.9deg	291.5deg
ESPAR2-Αξιομήθιο Επίπεδο	Main lobe magnitude	0.181dBi	0.176dBi	0.182dBi	0.179dBi
	Main lobe direction	85.0deg	85.0deg	85.0deg	85.0deg
	Angular width (3dB)	75.1deg	75.1deg	75.1deg	75.1deg
ESPAR2-Οριζόντιο Επίπεδο	Main lobe magnitude	-33.3dBi	-33.3dBi	-33.3dBi	-33.3dBi
	Main lobe direction	-30.0deg	-30.0deg	-30.0deg	-30.0deg
	Angular width (3dB)	145.6deg	145.7deg	145.6deg	144.5deg
	Side lobe level	-3.8dB	-3.8dB	-3.8dB	-3.9dB

Πίνακας 5.6: Παρουσίαση αποτελεσμάτων

Από τον παραπάνω πίνακα συμπεραίνουμε ότι η συχνότητα συντονισμού είναι σταθερή στα 2.55 GHz ενώ πολύ μικρές μεταβολές παρουσιάζει και η κατευθυντικότητα. Αναλύοντας τα διαγράμματα ακτινοβολίας παρατηρούμε ότι στο το οριζόντιο επίπεδο η ESPAR 1 “στρέφεται” προς την κατεύθυνση των  $175^\circ$  και η ESPAR 2 προς την κατεύθυνση των  $-30^\circ$ , με τις κατευθύνσεις αυτές να μην μεταβάλλονται ιδιαίτερα αλλάζοντας τις τιμές στα παρασιτικά στοιχεία. Συμπεραίνεται ότι στη συγκεκριμένη διάταξη, κύριο ρόλο ως προς την κατεύθυνση του κύριου λοβού για κάθε ESPAR δεν παίζουν τα παρασιτικά βάρη αλλά η γωνία μεταξύ των δύο κεραιών. Μάλιστα παρατηρούμε ότι για την περίπτωση του οριζόντιου επιπέδου οι δύο κεραιές φαίνεται να “αποκλείονται” μεταξύ τους, δηλαδή να μην καλύπτουν κοινές περιοχές όπως φαίνεται ενδεικτικά στο σχήμα 5.24.





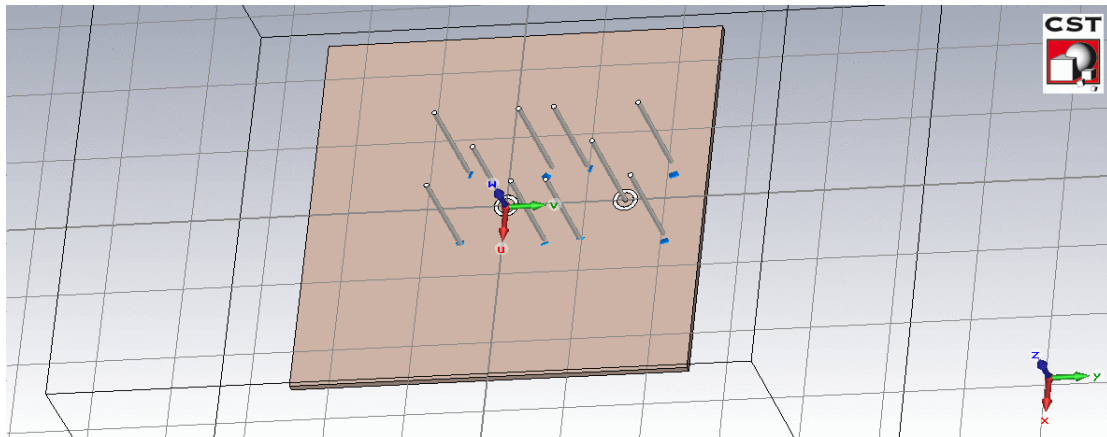
**Σχήμα 5.25:** Περιοχές κάλυψης ESPAR

Προκειμένου να διαπιστώσουμε εάν τα διαγράμματα ακτινοβολίας και η λειτουργία της συνολικής κεραίας εξαρτάται από τη γωνία  $\phi$  μεταξύ των δύο ESPAR, εκτελούμε προσομοίωση αλλάζοντας τη γωνία από  $\pi/6$  σε  $\pi/4$  και  $\pi/3$ . Η προσομοίωση για τις διαφορετικές γωνίες γίνεται κρατώντας αμετάβλητες τις τιμές στα παρασιτικά στοιχεία, όπως απεικονίζονται στον πίνακα 5.7 ώστε να δούμε αν υπάρχουν μεταβολές στα διαγράμματα ακτινοβολίας.

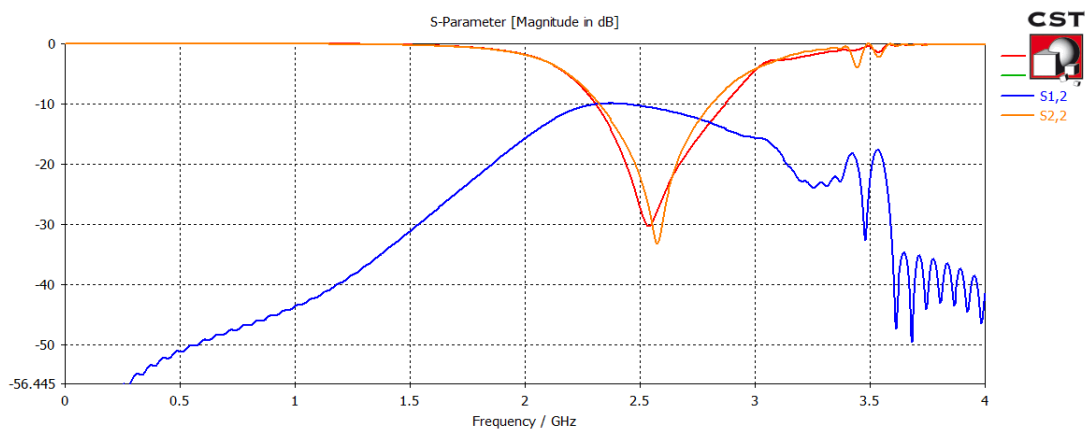
Element	C	L
1	0,65pF	0
2	0,65pF	0
3	0,65pF	0
4	1.27pF	0
5	1.27pF	0
6	1.27pF	0
7	1.27pF	0
8	1.27pF	0

**Πίνακας 5.7:** Τιμές παρασιτικών στοιχείων

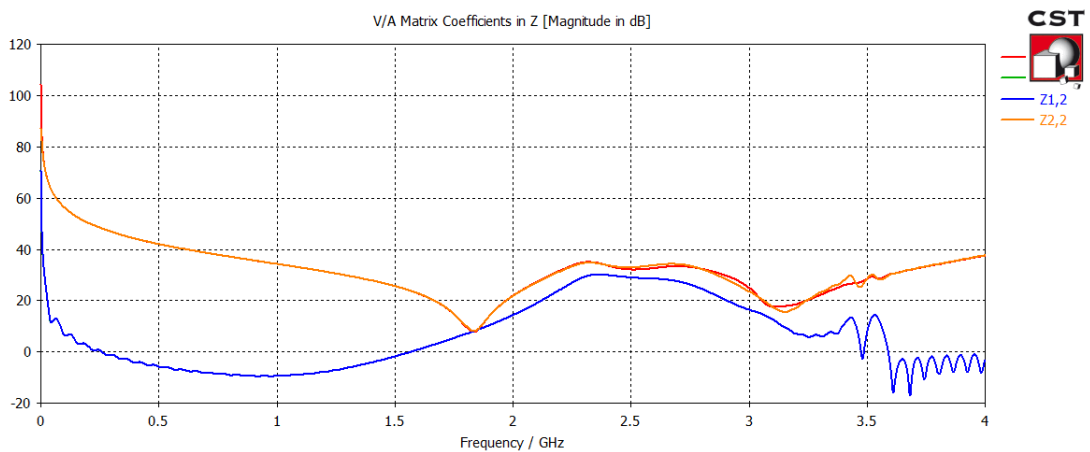
Περίπτωση  $\Phi = \pi/4$



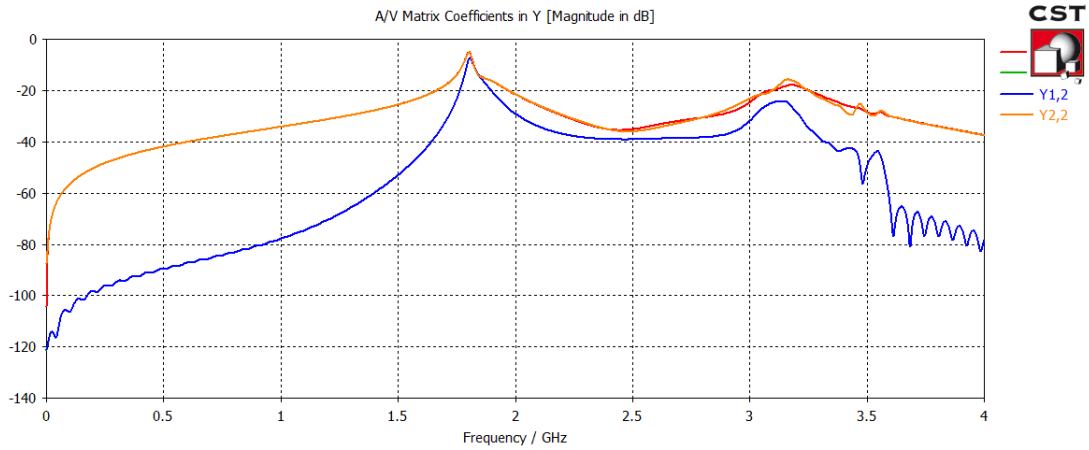
Σχήμα 5.26: Διάταξη για  $\phi = \pi/4$



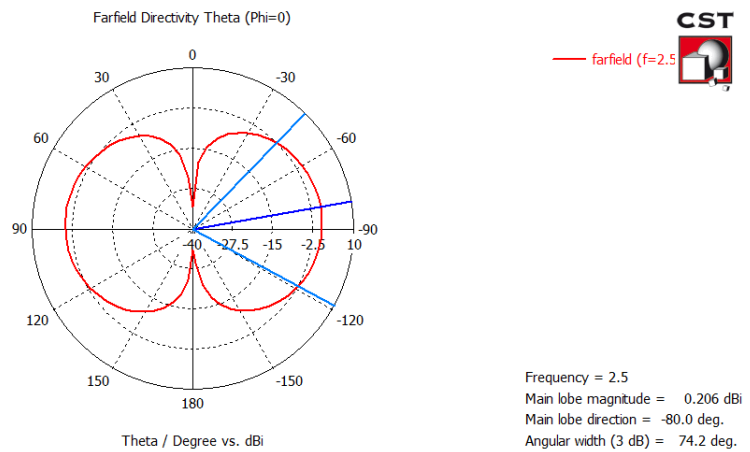
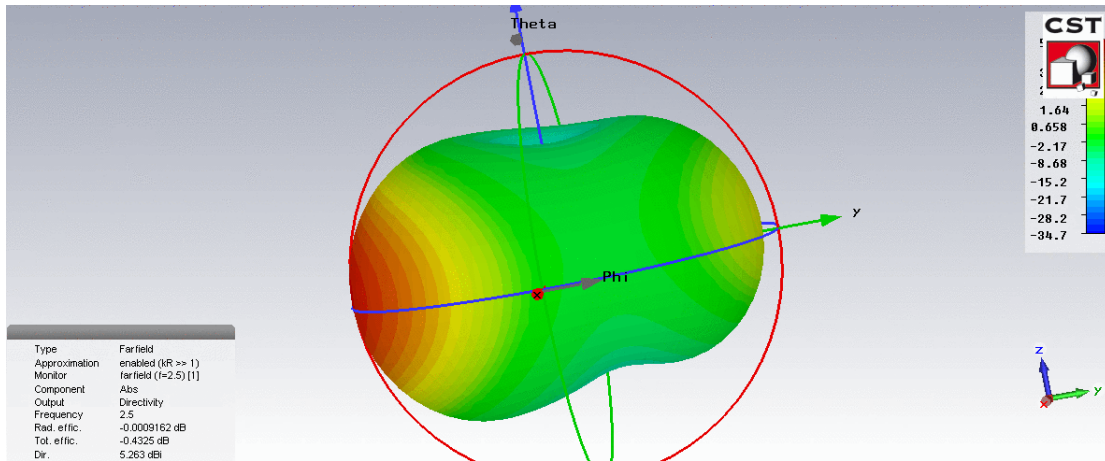
Σχήμα 5.27: S-parameters ( $\phi = \pi/4$ )

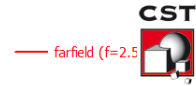
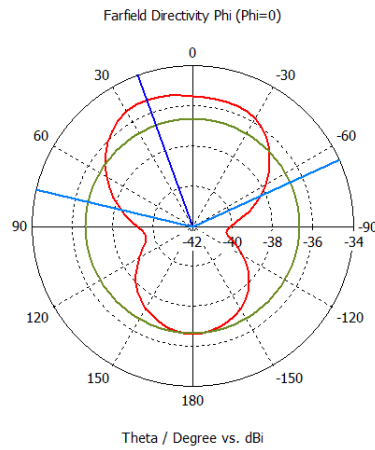


Σχήμα 5.28: Z-matrix ( $\phi = \pi/4$ )



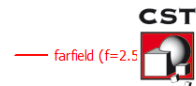
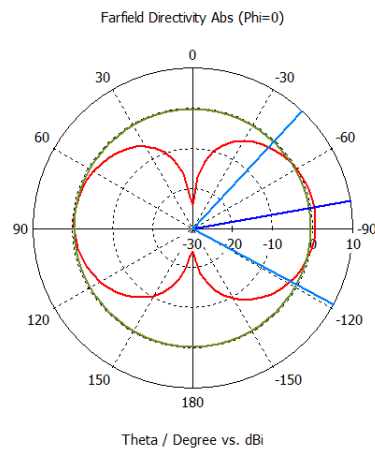
Σχήμα 5.29: Y-matrix ( $\varphi=\pi/4$ )



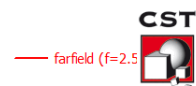
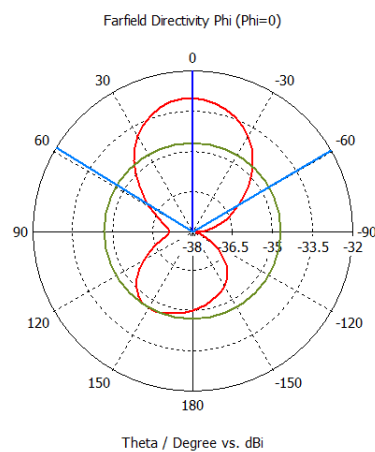


Frequency = 2.5  
 Main lobe magnitude = -35.3 dBi  
 Main lobe direction = 20.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 142.1 deg.  
 Side lobe level = -1.3 dB

Σχήμα 5.30:Farfield Plots ( $\varphi=\pi/4$ -ESPAR 1)



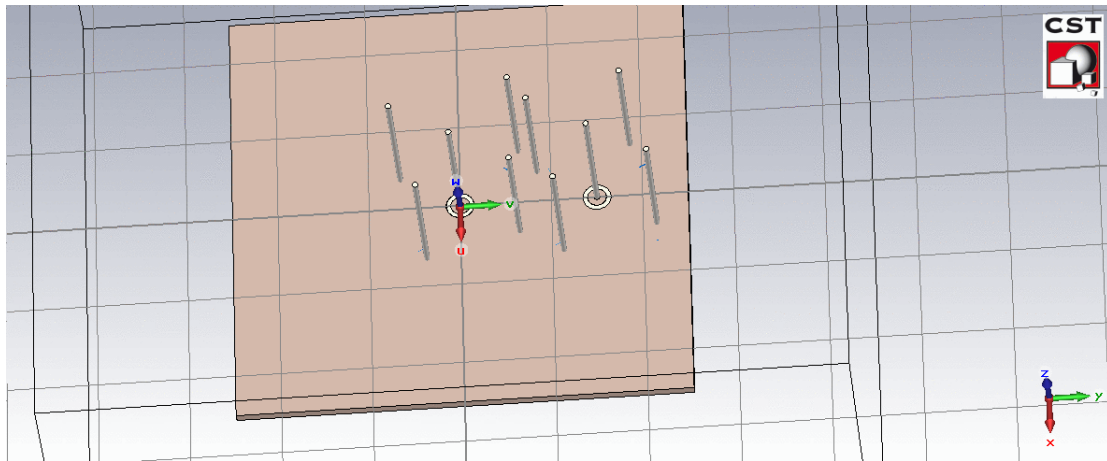
Frequency = 2.5  
 Main lobe magnitude = 0.718 dBi  
 Main lobe direction = -80.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 75.1 deg.  
 Side lobe level = -1.1 dB



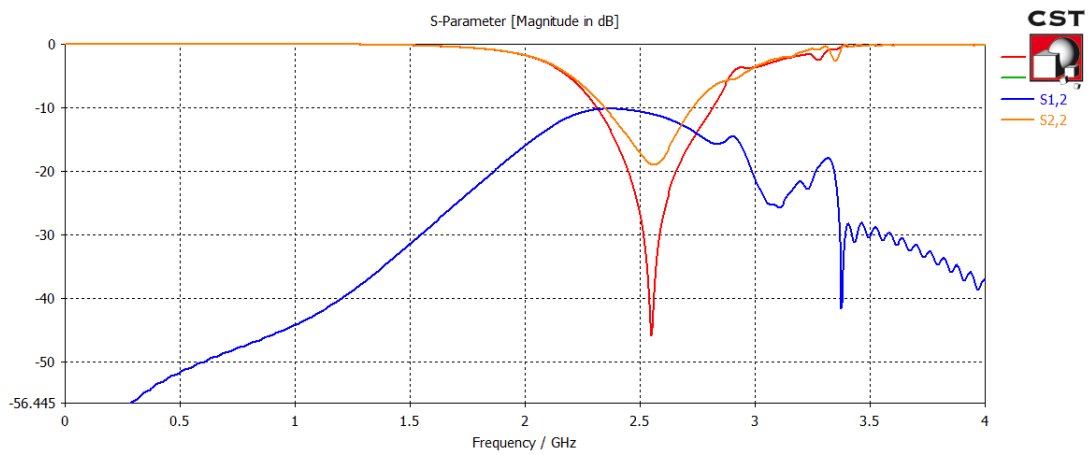
Frequency = 2.5  
 Main lobe magnitude = -33 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 118.3 deg.  
 Side lobe level = -1.7 dB

Σχήμα 5.31:Farfield Plots ( $\varphi=\pi/4$ -ESPAR 2)

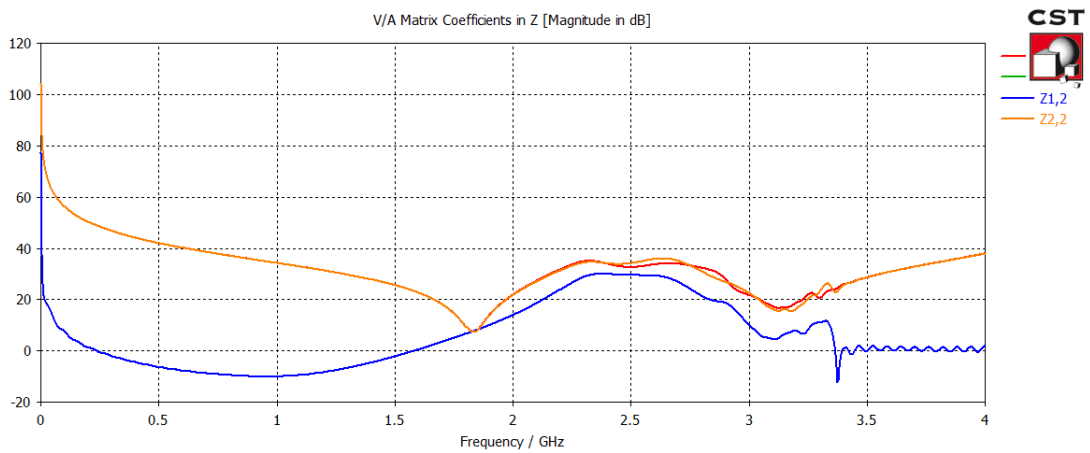
Περίπτωση  $\Phi = \pi/3$



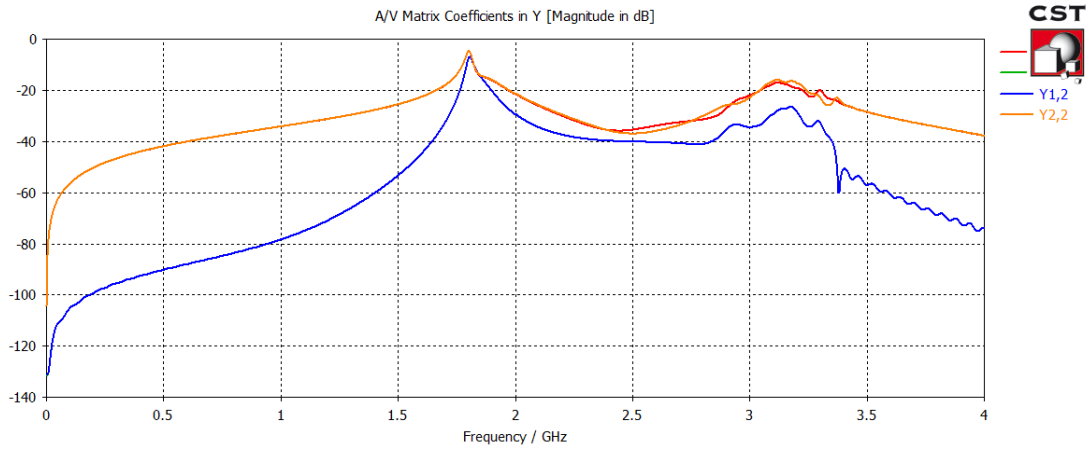
Σχήμα 5.32: Διάταξη για  $\varphi = \pi/6$



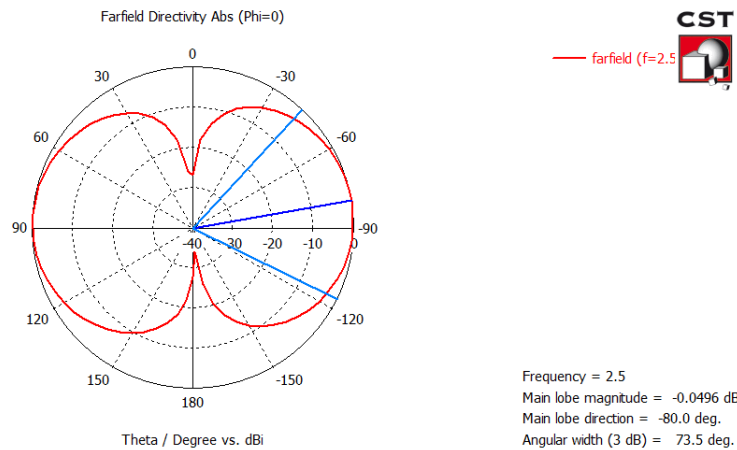
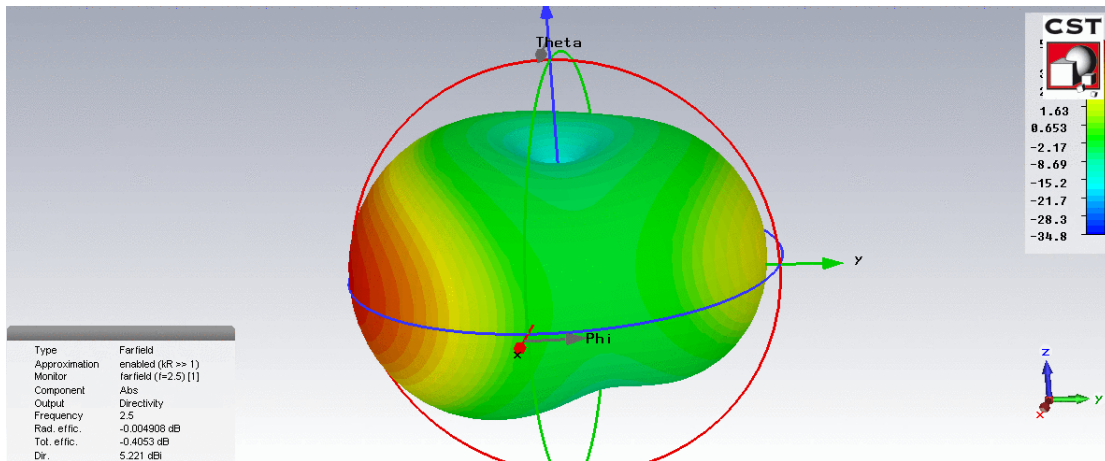
Σχήμα 5.33: S-parameters ( $\varphi = \pi/6$ )

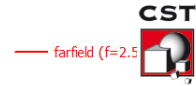
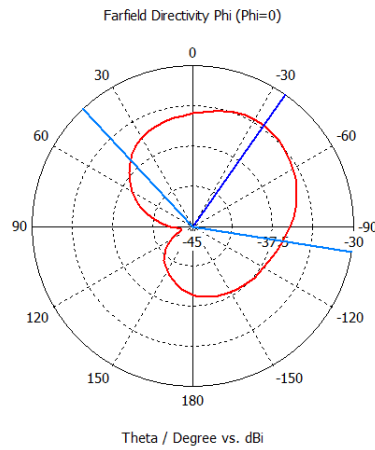


Σχήμα 5.34: Z-matrix ( $\varphi = \pi/6$ )



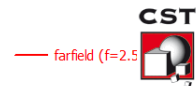
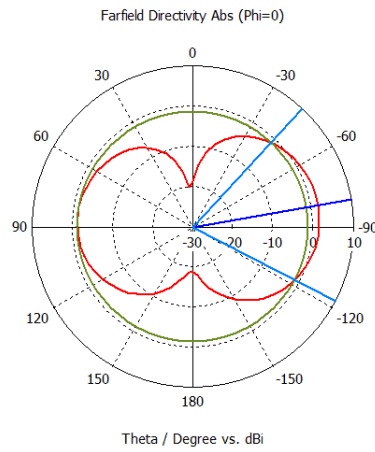
Σχήμα 5.35: Y-matrix ( $\varphi=\pi/6$ )



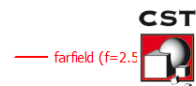
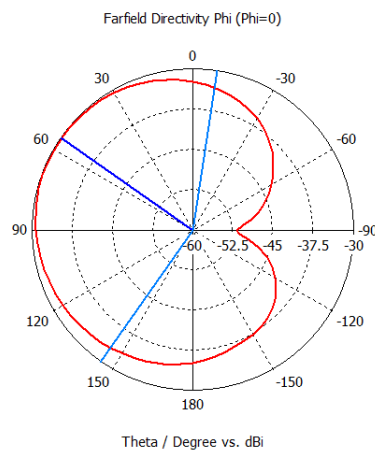


Frequency = 2.5  
 Main lobe magnitude = -33.5 dBi  
 Main lobe direction = -35.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 142.2 deg.

Σχήμα 5.36: Farfield Plots ( $\varphi=\pi/6$ -ESPAR 1)



Frequency = 2.5  
 Main lobe magnitude = 1.53 dBi  
 Main lobe direction = -80.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 74.6 deg.  
 Side lobe level = -2.8 dB



Frequency = 2.5  
 Main lobe magnitude = -30.2 dBi  
 Main lobe direction = 55.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 153.9 deg.

Σχήμα 5.37: Farfield Plots ( $\varphi=\pi/6$ -ESPAR 2)

## Συμπεράσματα

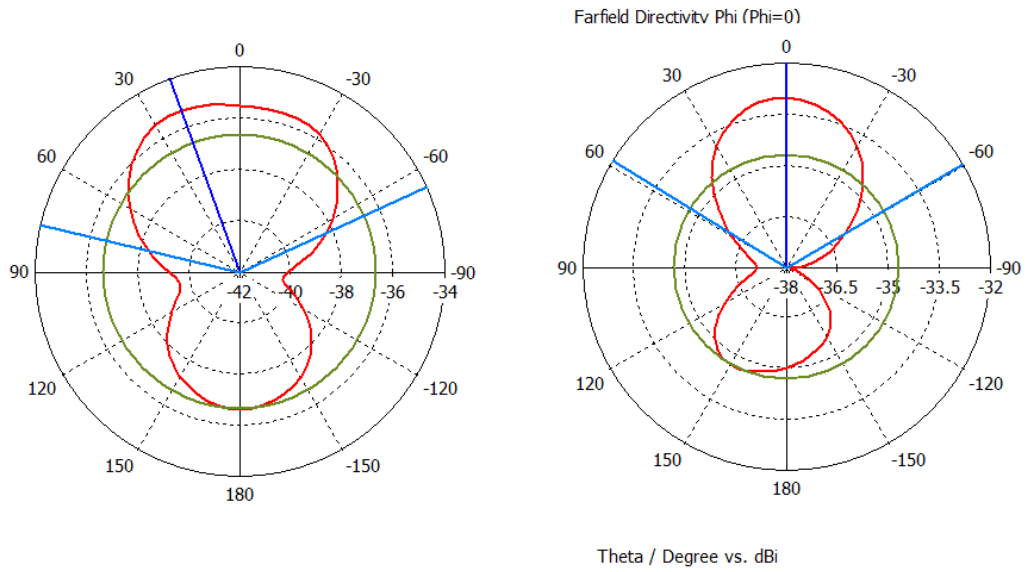
		$\varphi=\pi/6$	$\varphi=\pi/4$	$\varphi=-\pi/3$
	Συχνότητα συντονισμού	2.55GHz	2.55GHz	2.55GHz
	Directivity	5.285dBi	5.263dBi	5.221dBi
ESPAR1-Αζιμούθιο επίπεδο	Main lobe magnitude	0.219dBi	0.206dBi	0.0496dBi
	Main lobe direction	-85.0deg	-80.0deg	-80.0deg
	Angular width (3dB)	74.7deg	74.2deg	73.5deg
ESPAR1-Οριζόντιο επίπεδο	Main lobe magnitude	-33dBi	-35.3dBi	-33.5dBi
	Main lobe direction	175.0deg	20.0deg	-35.0deg
	Angular width (3dB)	288.9deg	142.1deg	142.2deg
ESPAR2-Αζιμουθιο επίπεδο	Main lobe magnitude	0.182dBi	0.718dBi	1.53dBi
	Main lobe direction	-85.0deg	-80.0deg	-80deg
	Angular width (3dB)	75.1deg	75.1deg	74.6deg
ESPAR2-Οριζόντιο επίπεδο	Main lobe magnitude	-33.3dBi	-33dBi	-30.2dBi
	Main lobe direction	-30.0deg	0deg	55.0deg
	Angular width (3dB)	145.6deg	118.3deg	153.9deg
	Side lobe level	-3.8dB	-1.7dB	-2.8dB

Πίνακας 5.8: Σύγκριση αποτελεσμάτων

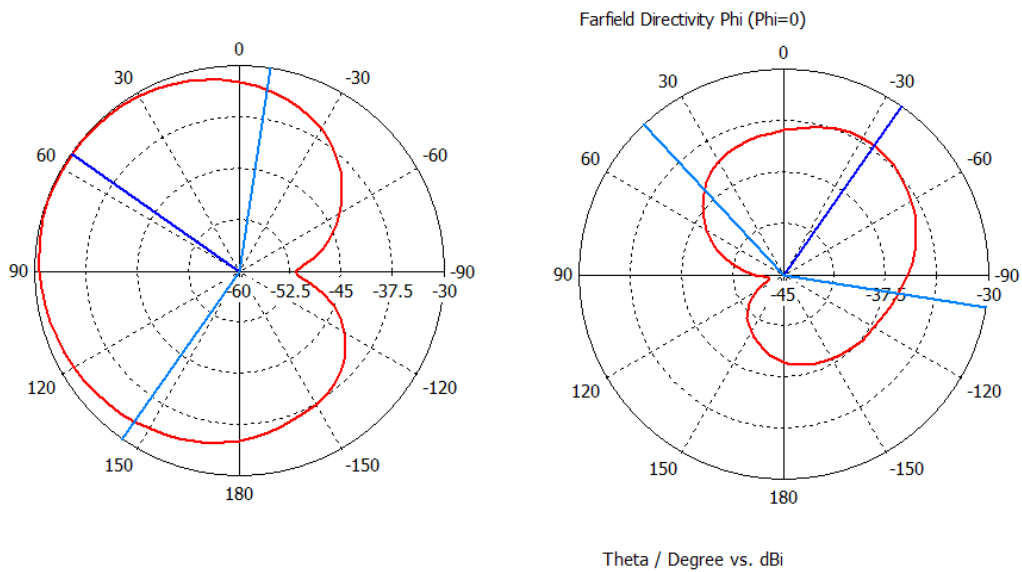
Στον πίνακα 5.7 παρουσιάζονται συνοπτικά τα αποτελέσματα που προκύπτουν από την προσομοίωση των τριών κεραιών όπου τα παρασιτικά στοιχεία έχουν τα ίδια βάρη αλλά διαφέρει η γωνία  $\varphi$  μεταξύ των δύο ESPAR. Από τη σύγκριση των αποτελεσμάτων προκύπτει ότι η συχνότητα συντονισμού των κεραιών παραμένει σταθερή στα 2.55 GHz, ενώ πολύ μικρές είναι και οι μεταβολές στην κατευθυντικότητα. Ως προς την ανάλυση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας, για την περίπτωση του αζιμούθιου επιπέδου παρατηρούμε ότι δεν υπάρχουν μεταβολές στην κατεύθυνση του κύριου λοβού εξαιτίας της αλλαγής της γωνίας. Για την περίπτωση του οριζόντιου επιπέδου παρατηρούμε ότι το διάγραμμα κάλυψη και των δύο ESPAR αλλάζει σημαντικά με τη γωνία. Συγκεκριμένα, ενώ για γωνία  $\varphi=\pi/6$  ο κύριος λοβός είναι στην κατεύθυνση των  $175^\circ$  για την ESPAR 1 και  $-30^\circ$  για την ESPAR 2, οι τιμές αυτές μεταβάλλονται για  $\varphi=\pi/4$  σε  $20^\circ$  και  $0^\circ$  ενώ για  $\varphi=\pi/3$  σε  $-35^\circ$  και  $55^\circ$  αντίστοιχα. Στα σχήματα 5.37 και 5.38 παρατίθενται σε



παράθεση τα διαγράμματα κάλυψης για τις δύο ESPAR και για τις γωνίες  $\pi/4$  και  $\pi/3$  αντίστοιχα.



Σχήμα 5.38: Συνολικό διάγραμμα κάλυψης για  $\varphi=\pi/4$



Σχήμα 5.39: Συνολικό διάγραμμα κάλυψης για  $\varphi=\pi/6$

## Κεφάλαιο 6: Σχεδιασμός Στοιχειοκεραιών χρησιμοποιώντας Patch antennas

Στη συγκεκριμένη ενότητα γίνεται σχεδίαση και προσομοίωση διάφορων τύπων στοιχειοκεραιών με χρήση patch antennas. Αρχικά γίνεται κατασκευή μιας patch antenna με δύο διαφορετικούς τρόπους τροφοδοσίας και στη συνέχεια κατασκευάζεται παρασιτική στοιχειοκεραία με χρήση τέτοιων κεραιών.

### 6.1 Σχεδιασμός Patch antenna με microstrip line feed

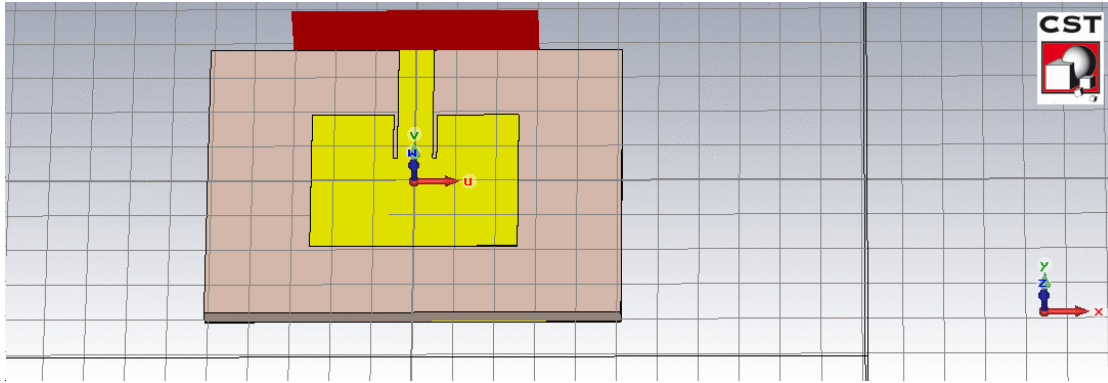
Από τη θεωρία των Patch antennas, βρίσκουμε τις επιθυμητές διαστάσεις  $W$  και  $L$  που πρέπει να έχει η κεραία τύπου patch, ώστε αναλόγως του υλικού που χρησιμοποιούμε για το patch και το διηλεκτρικό να συντονίζει στην επιθυμητή συχνότητα που για τη συγκεκριμένη εφαρμογή είναι 1.8 GHz.

Οι μαθηματικοί τύποι με τους οποίους υπολογίζονται το μήκος και πλάτος της κεραίας είναι οι εξής [12]:

$$L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6.1)$$

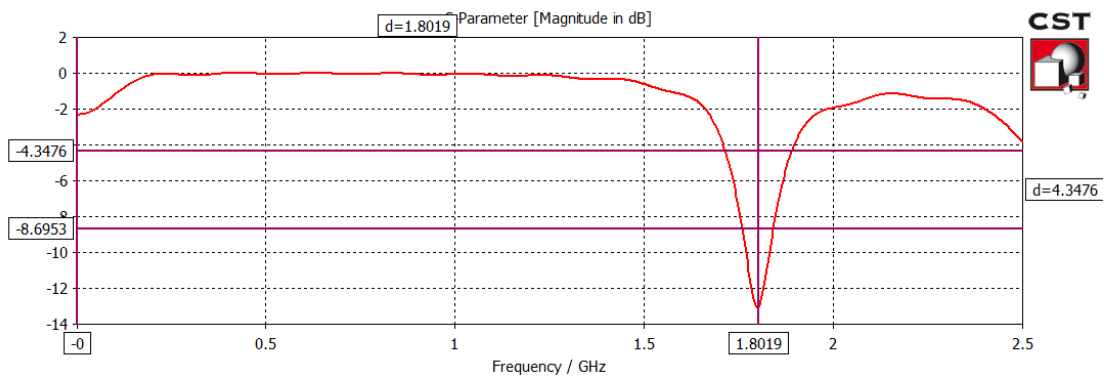
$$W = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (6.2)$$

Για το patch χρησιμοποιήθηκε υλικό cooper ενώ για το substrate υλικό FR-4 (lossy) με διηλεκτρική σταθερά  $\epsilon_r=4.3$ , συνεπώς από τους παραπάνω τύπους προκύπτει  $L=38\text{mm}$  και  $W=51\text{mm}$ . Για την τροφοδοσία της κεραίας στη συγκεκριμένη ενότητα επιλέχθηκε η μέθοδος τροφοδοσίας με microstrip line που από τη θεωρία των συγκεκριμένων κεραιών είναι ο πιο διαδεδομένος τρόπος τροφοδοσίας τους. [12] Η παροχή τάσης στην κεραία γίνεται μέσω waveguide port που τοποθετείται πάνω στην microstrip line, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 6.1.

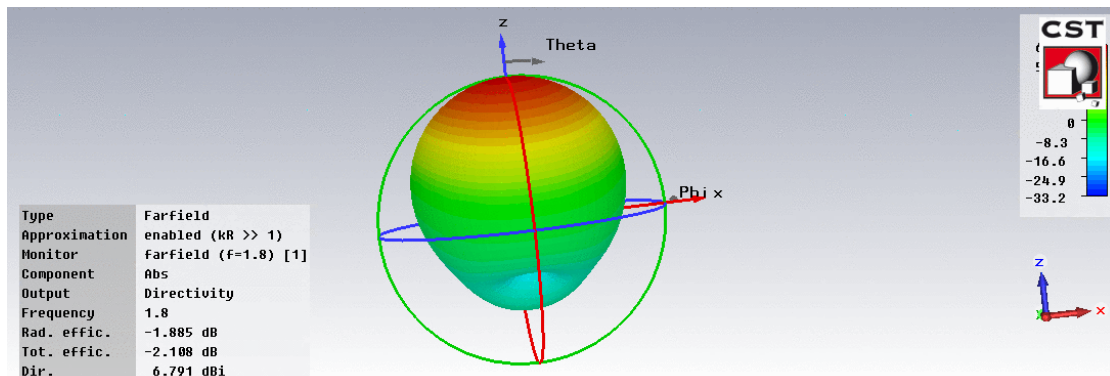


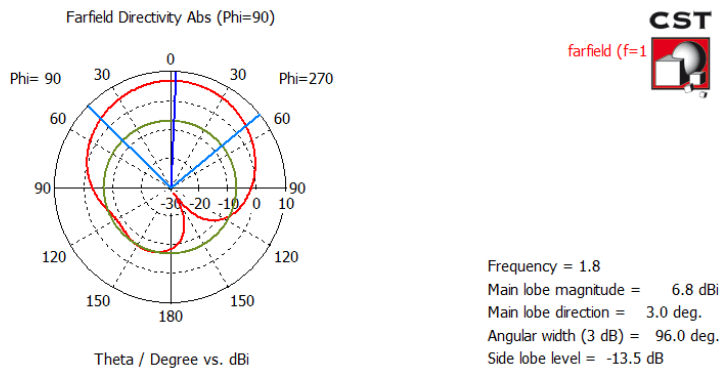
Σχήμα 6.1: Patch antenna with microstrip line feed

Στα σχήματα 6.2 και 6.3 απεικονίζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της κεραίας μέσω του προγράμματος CST αναφορικά με το διάγραμμα S-parameters και τα διαγράμματα ακτινοβολίας. Από το σχήμα 6.2 προκύπτει ότι η κεραία συντονίζεται στα 1.8 GHz με BW περίπου 100 MHz ενώ από το σχήμα 6.3 φαίνεται ότι το directivity της κεραίας είναι 6.791 dBi ενώ ο κύριος λοβός είναι στην κατεύθυνση των  $3^\circ$  με 6.8 dBi.



Σχήμα 6.2: S-parameters

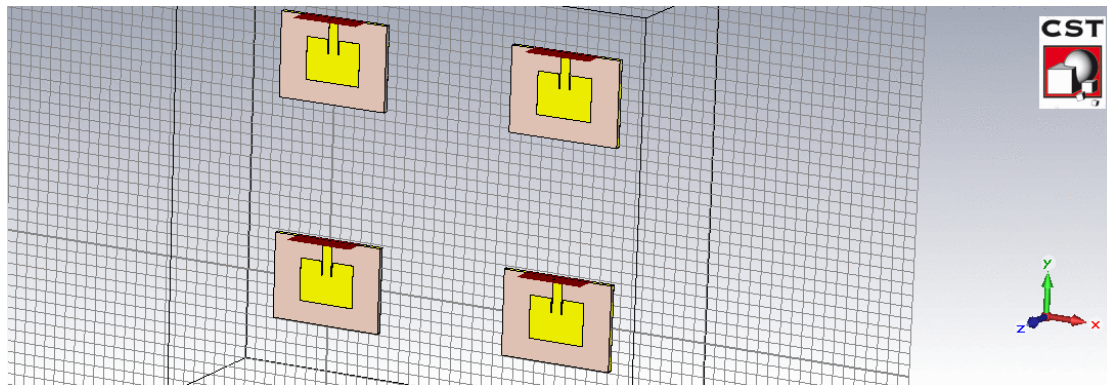




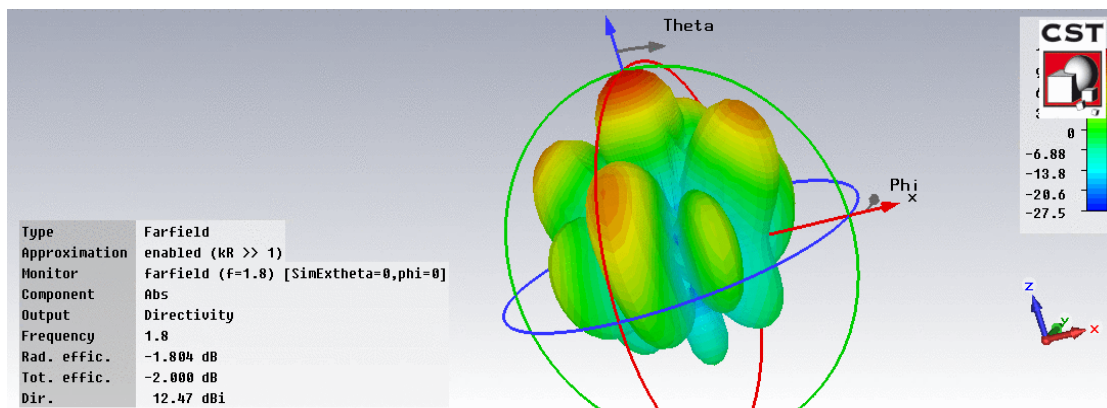
Σχήμα 6.3: Διαγράμματα ακτινοβολίας

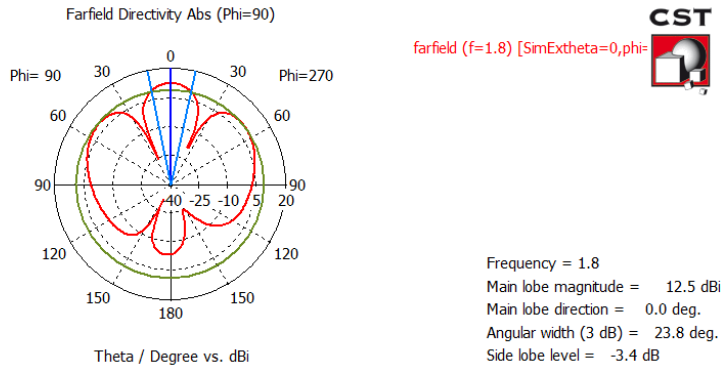
## 6.2 Σχεδιασμός Arrays αποτελούμενα από Patch antennas

Χρησιμοποιώντας την κεραία που κατασκευάστηκε στην ενότητα 6.1 κατασκευάσαμε δύο διαφορετικά arrays, 2X2 και 1X5. Τα arrays αποτελούνται από όμοιες κεραίες και όλα τα στοιχεία είναι ενεργά, ενώ για την κατασκευή χρησιμοποιήθηκε το array wizard του CST. Στο σχήμα 6.4 απεικονίζεται το array 2X2 και το διάγραμμα ακτινοβολίας του απεικονίζεται στο σχήμα 6.5. Το directivity της κεραίας είναι 12.47 dBi και η κατεύθυνση του κύριου λοβού είναι 23.8° με main lobe magnitude 12.5 dBi.



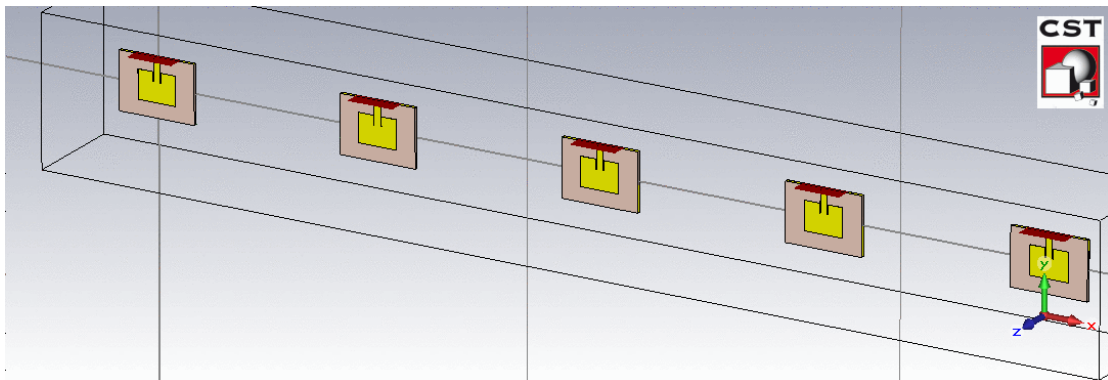
Σχήμα 6.4: Array 2X2



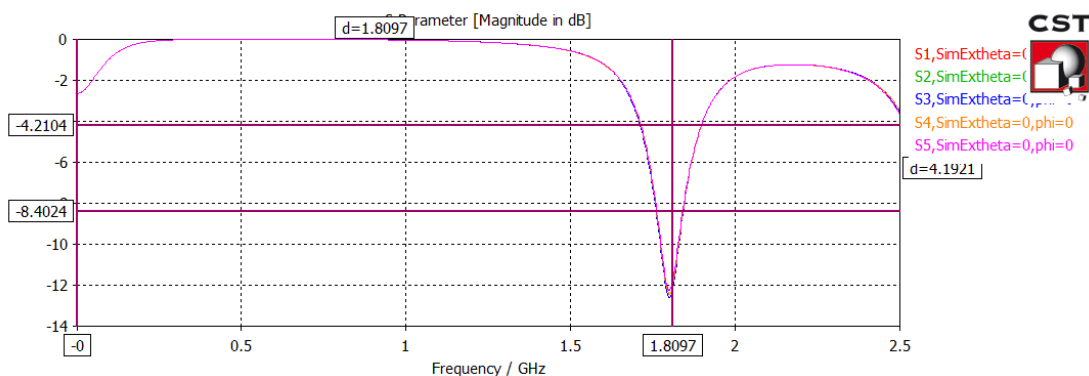


Σχήμα 6.5: Farfield Plots array 2X2

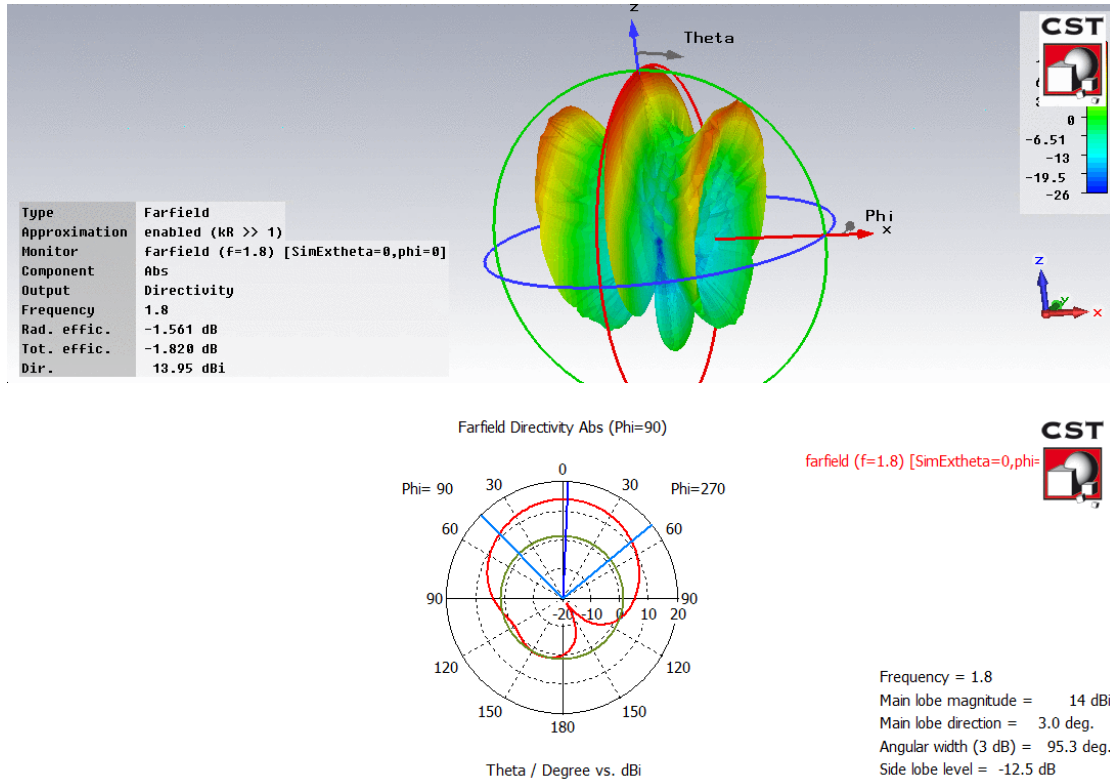
Στο σχήμα 6.6 απεικονίζεται το array 1X5 με συχνότητα συντονισμού 1.8 GHz όπως προκύπτει από το διάγραμμα S-parameters (σχήμα 6.7) και BW 100MHz. Από τα διαγράμματα ακτινοβολίας (σχήμα 6.8) προκύπτει ότι η κατευθυντικότητα του array είναι 13.95 dBi ενώ ο κύριος λοβός βρίσκεται στις 3° με main lobe magnitude 14 dBi.



Σχήμα 6.6: Array 1X5



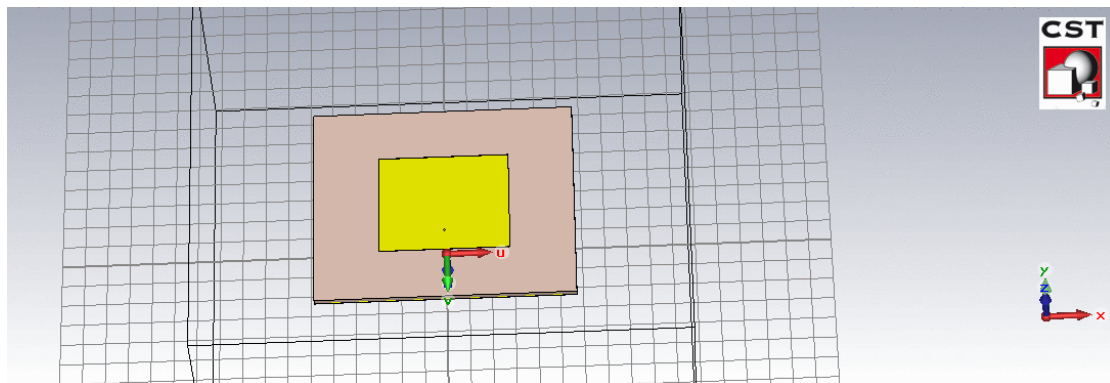
Σχήμα 6.7: S-parameters Array 1X5



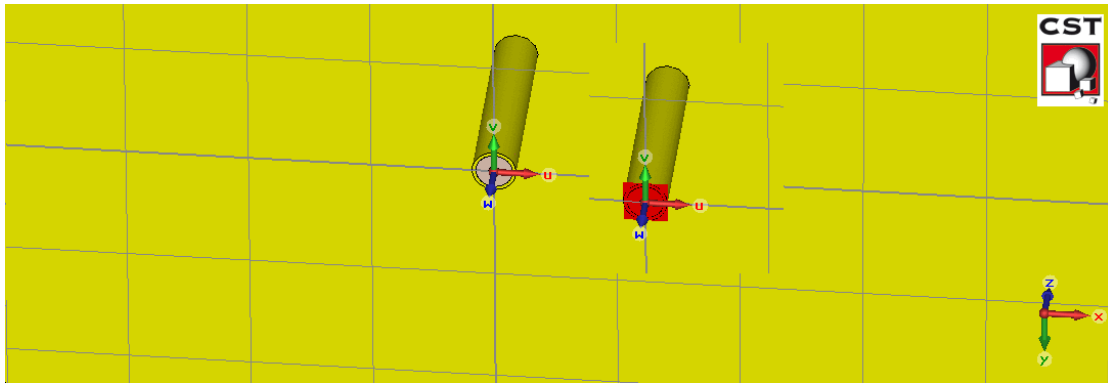
Σχήμα 6.8:Farfield plots array 1X5

### 6.3 Κατασκευή patch antenna με coaxial line port

Ο δεύτερος πιο διαδεδομένος τρόπος τροφοδότησης των patch antennas είναι μέσω ομοαξονικού αγωγού (coaxial line) [12]. Η κεραία του σχήματος 6.9 είναι κατασκευασμένη ώστε να λειτουργεί στη συχνότητα των 2.1 GHz, συνεπώς από τις εξισώσεις (6.1) και (6.2) οι διαστάσεις του patch είναι  $L=47.7\text{mm}$  και  $W=57.37\text{mm}$ . Η τροφοδοσία (σχήμα 6.10) γίνεται μέσω δύο ομοαξονικών χάλκινων αγωγών οι οποίοι διαχωρίζονται μεταξύ τους με διηλεκτρικό Teflon και τροφοδοτούνται μέσω waveguide port.

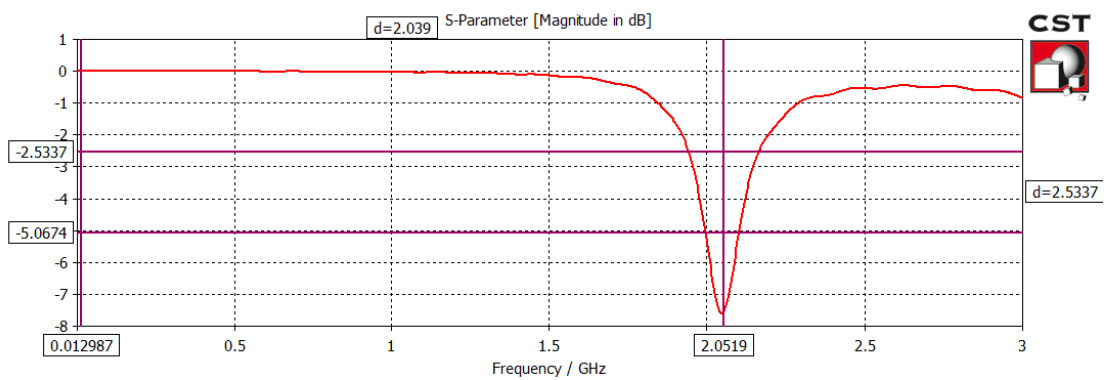


Σχήμα 6.9: Patch antenna with coaxial feed

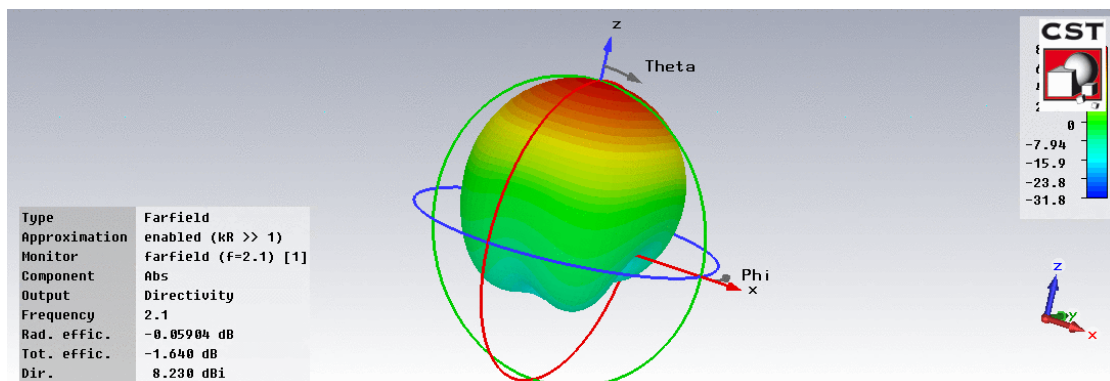


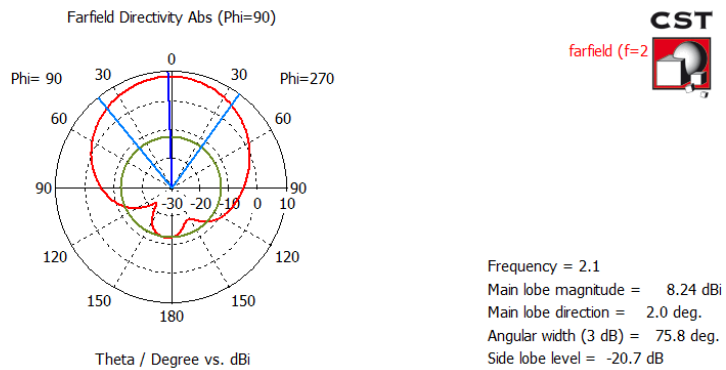
Σχήμα 6.10: Coaxial line feed

Εκτελώντας προσομοίωση της κεραίας προκύπτουν τα αποτελέσματα των σχημάτων 6.11 και 6.12. Η συχνότητα συντονισμού είναι λίγο κάτω από 2.1 GHz με BW περίπου 50 MHz. Το directivity είναι 8.23 dBi ενώ ο κύριος λοβός βρίσκεται στις  $2^\circ$  με main lobe magnitude 8.24 dBi.



Σχήμα 6.11: S-parameters

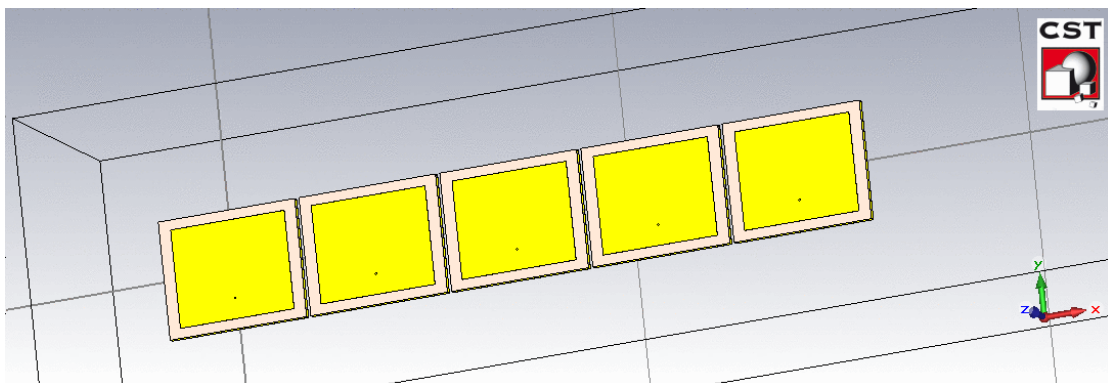




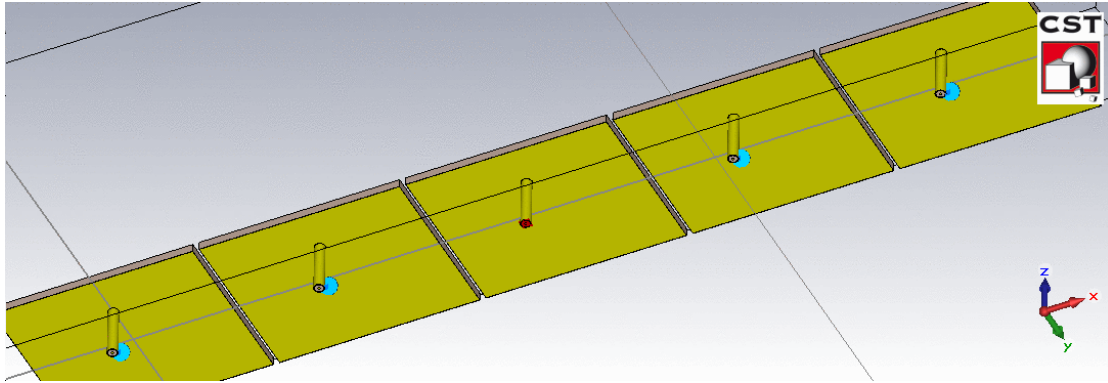
Σχήμα 6.12: Farfield plots

## 6.4 Κατασκευή Παρασιτικής Στοιχειοκεραίας χρησιμοποιώντας Patch antennas

Στη συγκεκριμένη ενότητα γίνεται κατασκευή παρασιτικής στοιχειοκεραίας χρησιμοποιώντας ως κεραιοστοιχεία patch antennas με coaxial line feed, όπως κατασκευάστηκαν στην ενότητα 6.3. Η κεραία είναι διάστασης  $1 \times 5$ , και αποτελείται από ένα ενεργό και τέσσερα παρασιτικά στοιχεία, με το ενεργό να βρίσκεται στο κέντρο της διάταξης, όπως απεικονίζεται στα σχήματα 6.13 και 6.14. Τα στοιχεία απέχουν μεταξύ τους απόσταση  $\lambda/2$  δηλαδή περίπου 70mm. Αναφέρεται ότι ένα μεγάλο μειονέκτημα της συγκεκριμένης διάταξης και γενικά της κατασκευής παρασιτικών διατάξεων χρησιμοποιώντας patch antennas είναι το γεγονός ότι λόγω των μεγάλων διαστάσεων των patches δεν μπορούμε να έχουμε την inter-element απόσταση  $\lambda/10$  ή  $\lambda/5$  που είναι απαραίτητη για τη σωστή υλοποίηση τέτοιων διατάξεων ώστε να επιτυγχάνεται σωστό coupling μεταξύ ενεργού και παρασιτικών στοιχείων. Συνεπώς η απόσταση  $\lambda/2$  που τοποθετούμε τα παρασιτικά στοιχεία στη συγκεκριμένη εφαρμογή είναι η μικρότερη δυνατή απόσταση που μπορούμε να τοποθετήσουμε τα στοιχεία λόγω των διαστάσεών τους.

Σχήμα 6.13: Παρασιτική στοιχειοκεραία  $1 \times 5$  με patch antennas





Σχήμα 6.14: Parasitic elements

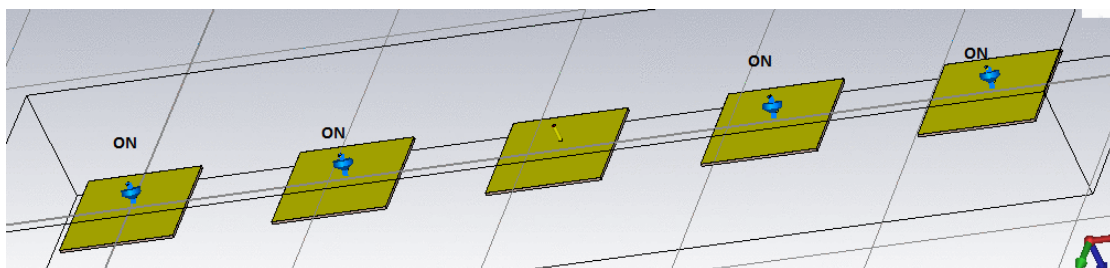
Για τα βάρη των παρασιτικών στοιχείων χρησιμοποιούμε τη λογική “ON state” και “OFF state” που χρησιμοποιήθηκε και στο κεφάλαιο 3, έχουμε δηλαδή δύο πιθανές καταστάσεις για κάθε στοιχείο και για τη συγκεκριμένη εφαρμογή αυτό πετυχαίνεται αλλάζοντας την αντίσταση R μεταξύ δύο τιμών, μιας ώστε να έχουμε πολύ μικρή αντίσταση και μιας με πολύ μεγάλη. Με τον τρόπο αυτό μπορούμε να πετύχουμε beamforming σε περιορισμένο βαθμό. Οι τιμές των R, L, C των παρασιτικών στοιχείων αναφέρονται στον πίνακα 6.1.

	ON State	OFF State
<b>R</b>	3.3 Ω	3KΩ
<b>L</b>	0.45nH	0.45nH
<b>C</b>	0.08pF	0.08pF

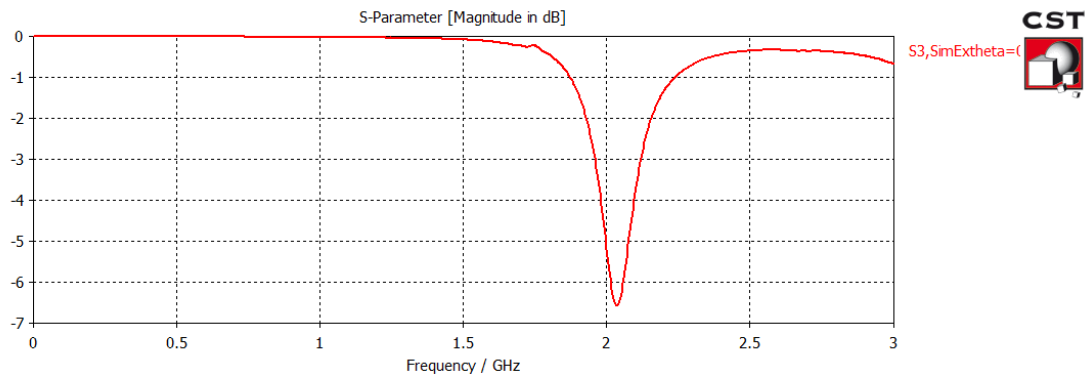
Πίνακας 6.1: Τιμές Παρασιτικών Στοιχείων

Εκτελείται προσομοίωση για τέσσερις διαφορετικούς συνδυασμούς τιμών στα παρασιτικά στοιχεία και στη συνέχεια παρατίθενται για κάθε περίπτωση το διάγραμμα S-parameters και τα διαγράμματα ακτινοβολίας σε τρεις διαστάσεις καθώς και σε πολική μορφή, τόσο για το αζιμούθιο όσο και για το κάθετο επίπεδο.

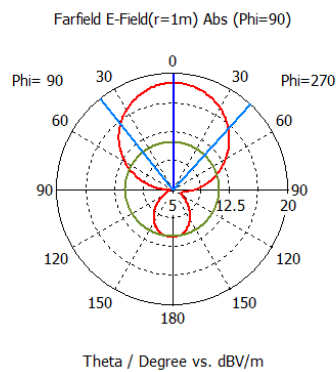
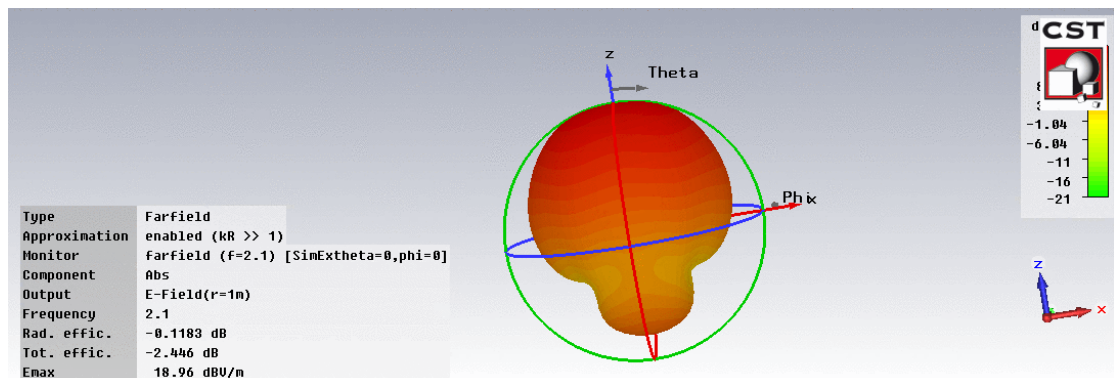
### Περίπτωση 1



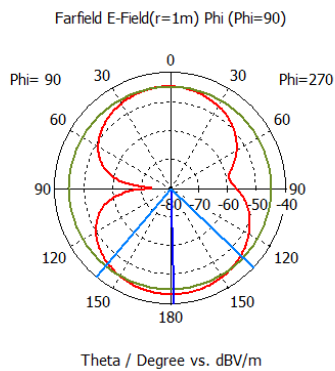
Σχήμα 6.15: Περίπτωση 1- L1, L2, L3, L4 On State



Σχήμα 6.16: S-parameters (1)



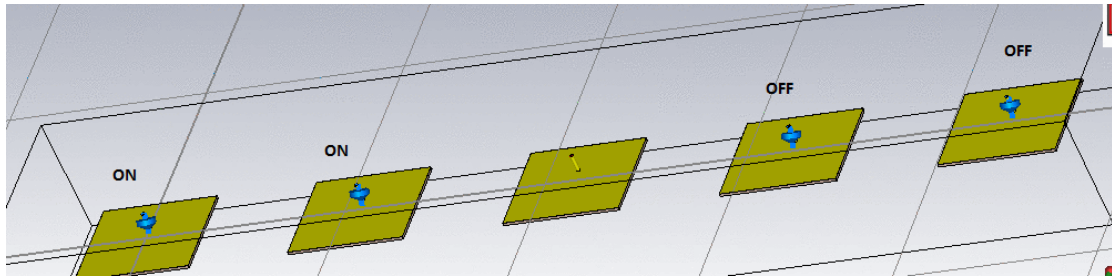
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = 18.8 dBV/m  
 Main lobe direction = 1.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 80.8 deg.  
 Side lobe level = -7.6 dB



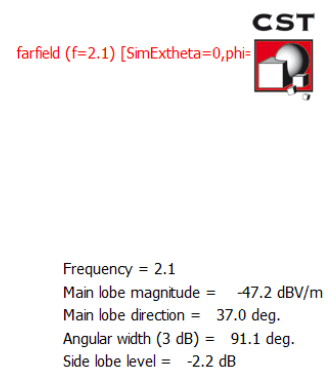
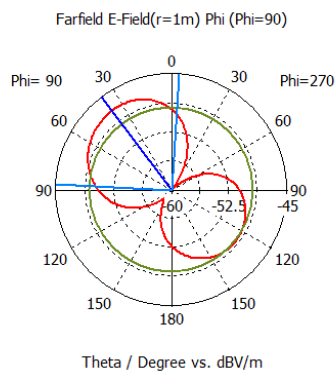
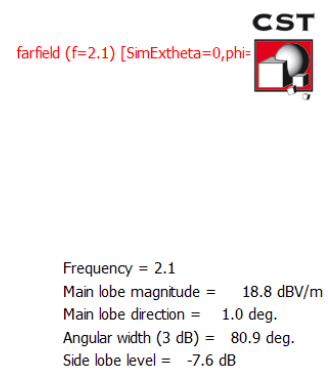
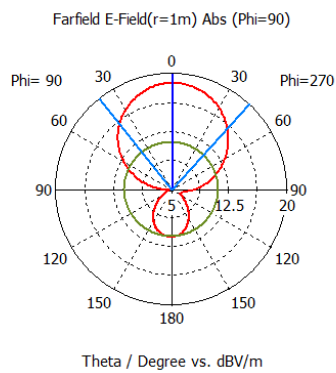
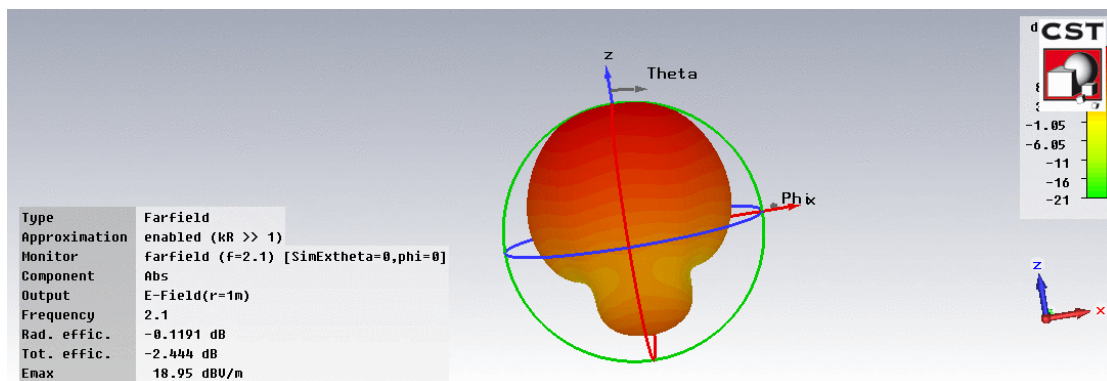
Frequency = 2.1  
 Main lobe magnitude = -43.3 dBV/m  
 Main lobe direction = 178.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 86.6 deg.  
 Side lobe level = -1.5 dB

Σχήμα 6.17: Farfield Plots (1)

## Περίπτωση 2

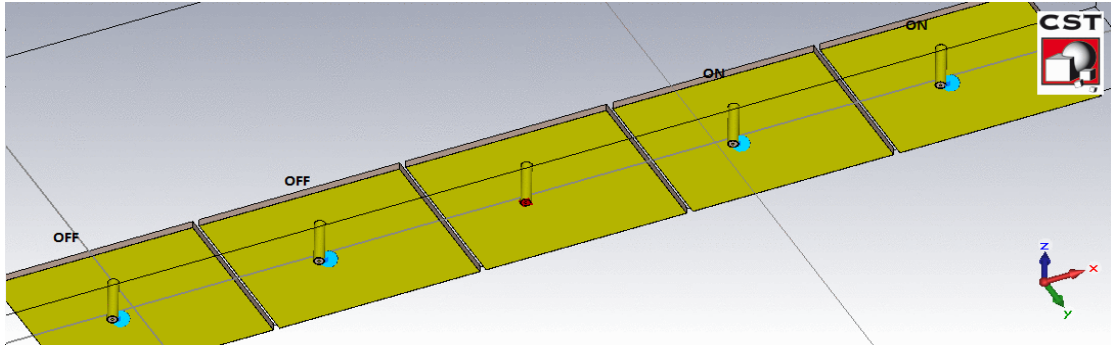


Σχήμα 6.18: Περίπτωση 2- L1, L2 On state L3, L4 Off State

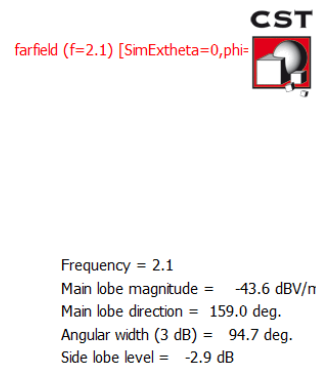
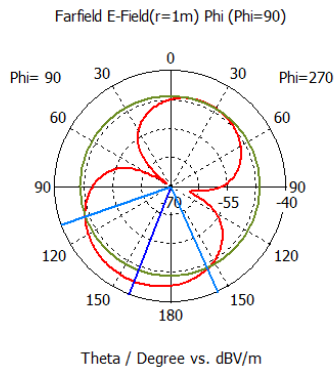
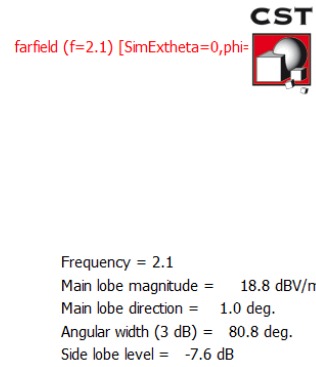
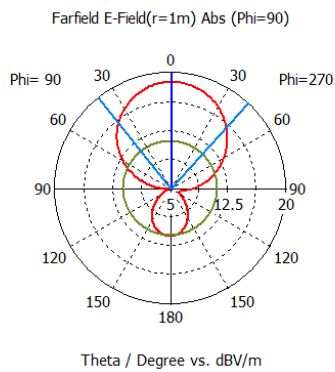
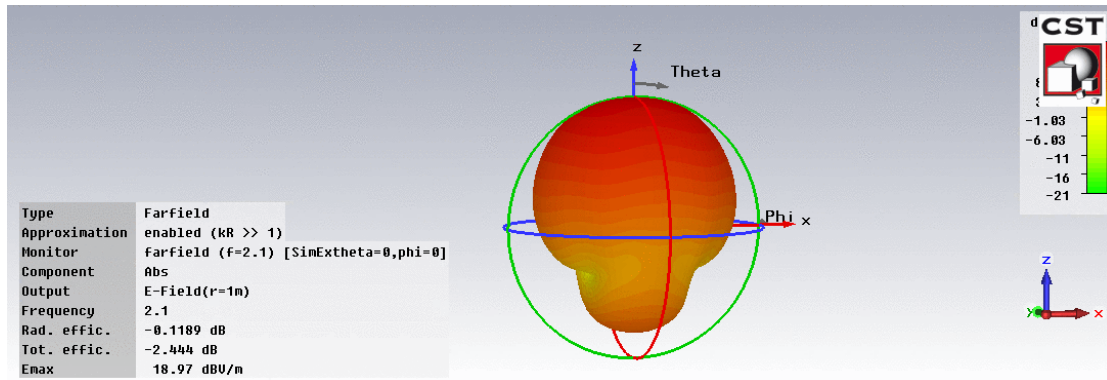


Σχήμα 6.19: Farfield Plots (2)

### Περίπτωση 3

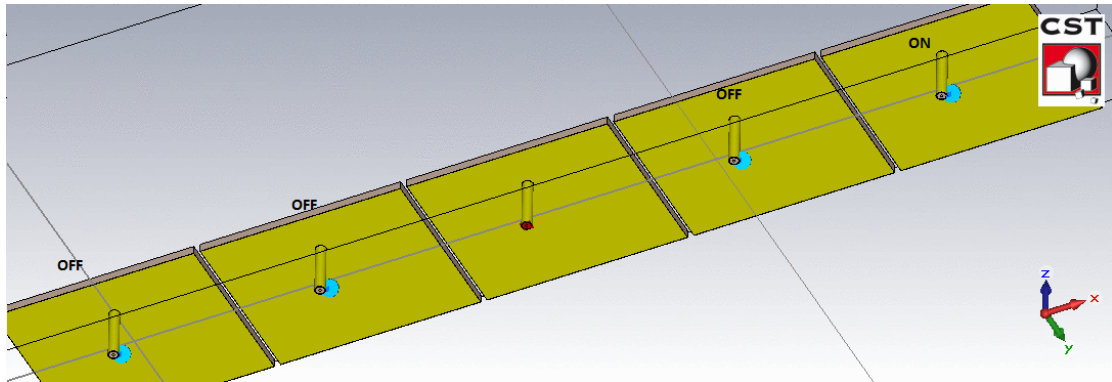


Σχήμα 6.20: Περίπτωση 3- L1, L2 Off State L3, L4 On State

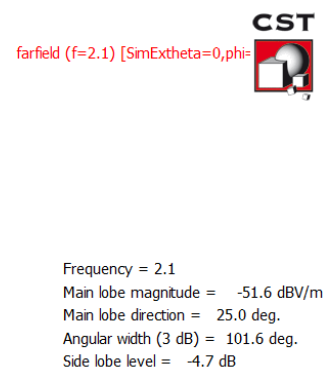
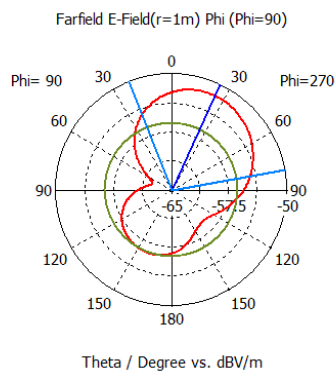
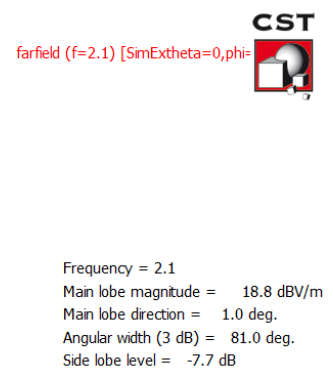
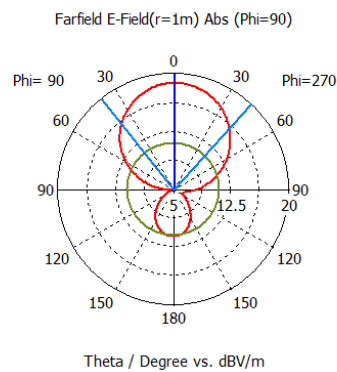
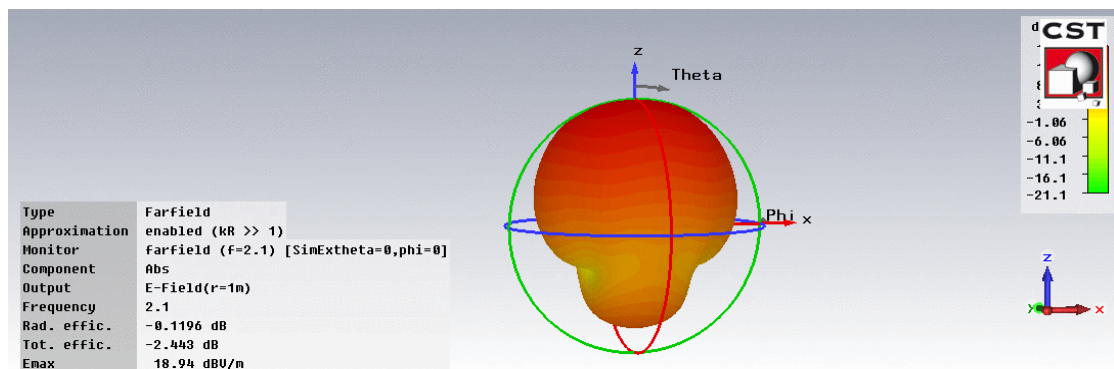


Σχήμα 6.21: Farfield Plots (3)

## Περίπτωση 4



Σχήμα 6.22: Περίπτωση 4- L1, L2, L3 Off State L4 On State



Σχήμα 6.23: Farfield Plots (4)

## Συμπεράσματα

Από τα παραπάνω διαγράμματα ακτινοβολίας παρατηρούμε τη στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας στο κάθετο επίπεδο ανάλογα με την κατάσταση των παρασιτικών στοιχείων. Όπως φαίνεται και στον πίνακα 6.2 όπου παρουσιάζονται συνοπτικά τα αποτελέσματα των παραπάνω περιπτώσεων, ο κύριος λοβός του διαγράμματος ακτινοβολίας στρέφεται αντίστοιχα στις 178°, 37°, 159° και 25°. Αυξάνοντας τις πιθανές τιμές που μπορούν να πάρουν τα παρασιτικά στοιχεία μπορούμε να πετύχουμε στροφή του κύριου λοβού του διαγράμματος ακτινοβολίας ακριβώς στην επιθυμητή κατεύθυνση.

	Main lobe direction	Angular Width (3dB)
Περίπτωση 1	178 deg	89.6 deg
Περίπτωση 2	37 deg	91.1 deg
Περίπτωση 3	159 deg	94.7 deg
Περίπτωση 4	25 deg	101.6 deg

Πίνακας 6.2: Σύγκριση αποτελεσμάτων

## Κεφάλαιο 7: Συμπεράσματα-Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

### 7.1 Συμπεράσματα

Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας, αναλύθηκαν αρχικά τα συστήματα MIMO. Πιο συγκεκριμένα αναφέρθηκαν τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά τους καθώς και τα κέρδη χρήσης τους. Στη συνέχεια έγινε μια σύντομη παρουσίαση των παρασιτικών κεραιών ESPAR, του θεωρητικού υπόβαθρου στο οποίο στηρίζονται, της αρχής λειτουργίας και σχεδίασής τους. Η σχεδίαση συστημάτων MIMO με χρήση παρασιτικών κεραιών προσφέρει μειωμένη πολυπλοκότητα υλικού σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα MIMO, λόγω του μειωμένου αριθμού αλυσίδων RF που απαιτεί. Παράλληλα προσφέρει σημαντική μείωση των διαστάσεων της κεραίας λόγω της ισχυρής σύζευξης που απαιτείται μεταξύ του ενεργού και των παρασιτικών στοιχείων.

Στα επόμενα κεφάλαια, έγινε σχεδίαση και προσομοίωση διάφορων τύπων παρασιτικών κεραιών με χρήση διπόλων, μονόπολων κεραιοστοιχείων και microstrip patch antennas. Οι ανωτέρω κεραίες αποτελούνται από ένα ή περισσότερα ενεργά στοιχεία και μεγαλύτερο αριθμό παρασιτικών στοιχείων. Κύριο αντικείμενο της παρούσας εργασίας ήταν να εξακριβωθεί κατά πόσο μπορεί να επιτευχθεί στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας με προσαρμογή των βαρών των παρασιτικών στοιχείων. Είναι σαφές από τα αποτελέσματα προσομοίωσης του συνόλου των κεραιών που σχεδιάστηκαν η κατάλληλη επιλογή των φορτίων των παρασιτικών στοιχείων μπορεί να προκαλέσει στροφή της δέσμης προς την επιθυμητή κατεύθυνση καθοδήγησης ακτίνας και να δημιουργήσει μεγάλη ποικιλία διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Παράλληλα, έγινε εμφανές ότι η συχνότητα λειτουργίας της κεραίας είχε πολύ μικρές διαφοροποιήσεις λόγω της χρήσης των παρασιτικών στοιχείων.

### 7.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Είναι σαφές από τα παραπάνω ότι όλες οι προτεινόμενες κεραίες μπορούν να προκαλέσουν στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας προς την επιθυμητή κατεύθυνση. Ένα ζήτημα που χρίζει περαιτέρω έρευνας είναι η ανάπτυξη αλγορίθμων ώστε να υπολογίζουν τις βέλτιστες τιμές των φορτίων των παρασιτικών στοιχείων για τους συγκεκριμένους τύπους κεραιών ώστε να επιτυγχάνεται το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας.

Παράλληλα, μελλοντικές ερευνητικές εργασίες περιλαμβάνουν τη λεπτομερειακή μοντελοποίηση της συμπεριφοράς των υπό μελέτη κεραιών ESPAR στο πεδίο της συχνότητας. Ακόμη, τη χρήση ενός δικτύου

προσαρμογής που θα συνδέεται με το στο ενεργό στοιχείο με σκοπό να ελέγχει και να προσαρμόζει κατάλληλα το συντελεστή ανάκλασης S1-1 και τις συχνότητες συντονισμού. Επιπλέον, έκτος από την μεταβολή της χωρητικότητας θα αναλυθεί και η μεταβολή της επαγωγής που εφαρμόζεται στα παρασιτικά στοιχεία .

Βασιζόμενοι στα αποτελέσματα που προκύπτουν από το CST, το επόμενο βήμα είναι η κατασκευή και η μέτρηση της τελικής διάταξης ESPAR στο εργαστήριο (ανηχοϊκός θάλαμος, αναλυτής δικτύου VNA). Στη συνέχεια, θα γίνει σύγκριση των εργαστηριακών αποτελεσμάτων με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων από το CST (για παράδειγμα ως προς τα διαγράμματα ακτινοβολίας, την κατευθυντικότητα και το SNR). Η αξιολόγηση των αποτελεσμάτων θα μας οδηγήσουν σε μεθόδους βελτιστοποίησης με σκοπό την μείωση των παρεμβολών, αύξηση της χωρητικότητας του δικτύου, βελτίωση της απολαβής και καλύτερη ποιότητα κάλυψης.



## Πίνακας Αναφορών

- [1] Kalis, A., A. G. Kanatas, and C. Papadias, "A novel approach to MIMO transmission using a single RF front end," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 26, No. 6, 972-980, 2008.
- [2] Akiyama A., K. Gyoda, T. Ohira and M. Ando, "Numerical simulations on beam and/or null forming performance of ESPAR antennas," *Electronics and Communications in Japan*, vol.86, No.1, 1-11, 2003.
- [3] P.N. Vasileiou, K. Maliatsos, E.D. Thomataos and A.G. Kanatas, "Reconfigurable Orthonormal Basis Patterns Using ESPAR Antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp . 448-451, 2013.
- [4] Harrington, R. F., "Reactively controlled directive arrays," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 26, No. 3, 390-395, May 1978.
- [5] Ohira, T. and K. Gyoda, "Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming," *IEEE Int. Conf. Phased Array Syst. & Tech.*, 101-104, May 2000.
- [6] Barousis, V., A. G. Kanatas, A. Kalis, and C. Papadias, "Astochastic beamforming algorithm for ESPAR antennas," *IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters*, Vol. 7, 745-748, 2008.
- [7] R. Schlub, J. Lu, and T. Ohira, "Seven-element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a genetic algorithm and the finite element method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 11, pp.3033–3039, Nov. 2003.
- [8] J.M. Laheurte, *Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design*.Wiley, 2011, pp. 158-160.
- [9] Mathaiou M. (2011), "MIMO Systems in Wireless Networks", Signal Processing Group, Chalmers University of Technology
- [10] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, "Ασύρματες Επικοινωνίες", Αυτοέκδοση, 2010
- [11] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, "Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών», Παπασωτηρίου, 2008
- [12] C. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005
- [13] T. Rappaport, "Wireless Communications", 2nd edition, Prentice Hall, 2002
- [14] Thomas A. Milligan, "Modern Antenna Design", 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley & Sons, 2005
- [15] Kalis, A., A. G. Kanatas, and C. Papadias, "Parasitic Antenna Array for Wireless MIMO Systems" Springer, 2014
- [16] Paulraj A.R.Gore N. (2003), "Introduction to Space-Time Wireless Communications", Cambridge University
- [17] Igusa K., Cheng J., Ohira T., "A Stepwise Recursive Search Algorithm for Adaptive Control of the Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antenna, ATR Adaptive Communications Research Laboratories, Japan
- [18] Cheng J., Kamiyaand Y., Ohira T., "Adaptive Beamforming of Espar Antenna Using Sequential Perturbation", ATR Adaptive Communications Research Laboratories, Japan

- [19] Gyuoda K., Ohira T., “Design of Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antennas”, , ATR Adaptive Communications Research Laboratories, Japan
- [20] Scott N., Leonard-Taylor M., Vaughan R., (1999), “Diversity Gain from a Single-Port Adaptive Antenna Using Switched Parasitic Elements”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, vol.47, no. 6
- [21] Μπαρούσης Β. “Τεχνικές Μετάδοσης με Χρήση Παρασιτικών Κεραιών σε Ασύρματα Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων” Πανεπιστήμιο Πειραιώς, 2011
- [22] Barousis V., Kanatas A., Kalis A. (2011), “Beamspace-Domain Analysis of Single-RF Front-End MIMO Systems”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.60, no 3
- [23] Barousis V., Kanatas A. (2011), “Aerial Degrees of Freedom of Parasitic Arrays for Single RF Front-End MIMO Transceivers”, Progress In Electromagnetics Research B, vol. 35
- [24] Barousis V., Kanatas A., Kalis A., Perruisseau-Carrier J. (2012), “Reconfigurable parasitic antennas for compact mobile terminals in multiuser wireless systems”, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking
- [25] Vaughan R. (1999), “Switched Parasitic Elements for Antenna Diversity”, IEEE Transactions On Antennas and Propagation, vol. 47, no.2
- [26] Berenguer I., Wang X., Krishnamurthy, “Adaptive MIMO antenna selection via discrete stochastic optimization”, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 53, no. 11, pp. 4315-4329, Nov. 2005
- [27] Karamalis P.D., Skentos N.D., Kanatas A., “Adaptive antenna subarray formation for MIMO systems”, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, no. 6, pp. 1994-1998, Nov. 2004
- [28] Theofilakos P., Kanatas A., “Capacity Performance of Adaptive Receive Antenna Subarray Formation for MIMO Systems”, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, vol. 2007, Article ID 56471, 2007
- [29] Theofilakos P., Kanatas A., “Maximising Capacity of MIMO Systems with Receive Antenna Subarray Formation”, IET Electronics Letters, vol. 44, no. 20, pp. 1204-1205, Sept. 2008
- [30] Paulraj A. Kailath T., “Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception”, US Patent, no. 5, 1994
- [31] Shannon C., “A mathematical theory of communication”, Bell Labs Technical Journal, vol. 27, pp. 379-423, 1948
- [32] Chen Sun., Hirata A., Ohira T., Karmakar N., “Fast beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas: theory and experiment”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 7, 2014
- [33] Sakai N., Uehara H., Ohira T., “Variable beamforming characterization of a 3-element dipole ESPAR antenna from a complexity-of-diversity viewpoint”, Microwave Conference APMC, Asia Pasific, 2009
- [34] Weiner M., Cruze S., Li C., Wilson W., “Monopole Elements on Circular Ground Planes”, Norwood, MA, Artech House, 1987

- [35]** Thiel D., “Tin-can antenna-A switched parasitic monopole antenna on a finite ground plane with a conductive sleeve”, in Proceedings of 7<sup>th</sup> Australian Symposium on Antennas, Sydney, Australia, 2001
- [36]** Lu J., Ireland D., Schlub R., “Dielectric Embedded ESPAR (DE-ESPAR) Antenna Array for Wireless Communications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no.8, Aug.2005
- [37]** Thiel D., Smith S., “Switched Parasitic antennas for celllural communications”, Norwood, MA:Artech House, 2002
- [38]** V. Kühn, “Wireless Communications over MIMO Channels,” Wiley, 2006