

**ΜΕΛΕΤΗ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ  
ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΜΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ  
ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ  
ΕΙΣΟΔΩΝ – ΕΞΟΔΩΝ (ΜΙΜΟ)**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Ι. ΒΟΤΗΣ**

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΙΩΑΝΝΙΝΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ

ΙΩΑΝΝΙΝΑ 2010

© **ΒΟΤΗΣ Ι. ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ**

**e-mail** : [kvotis@grads.uoi.gr](mailto:kvotis@grads.uoi.gr)

# ΠΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ

*Αφιερώνεται στη μνήμη του παππού μου Μάρκου  
και στην οικογένεια μου*

## Πρόλογος

Το παρόν κείμενο περιλαμβάνει τη διδακτορική διατριβή με τίτλο «Μελέτη χωρητικότητας ραδιοδιαύλου με συστήματα στοιχειοκεραιών πολλαπλών εισόδων – εξόδων (MIMO)». Η εκπόνησή της πραγματοποιήθηκε και ολοκληρώθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών του Τμήματος Φυσικής του Πανεπιστημίου Ιωαννίνων. Ως συγγραφέας του εν λόγω κειμένου αισθάνομαι την ανάγκη και την ηθική υποχρέωση να ευχαριστήσω από καρδιάς όλους όσους συνέβαλαν με το δικό τους τρόπο στην πραγματοποίηση και την ολοκλήρωσή της.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή κ. Παναγιώτη Κωσταράκη. Η συμβολή του υπήρξε καίρια και καθοριστική έχοντας δύο βασικούς άξονες την αμέριστη και αδιάκοπη βοήθεια και υποστήριξη στο γνωστικό αντικείμενο και την ηθική και ψυχική συμπαράσταση.

Σπουδαία ήταν και η συμβολή του συνεπιβλέποντα Λέκτορα κ. Λεωνίδα Ιβρισιμιτζή. Θα ήθελα να τον ευχαριστήσω τόσο για την ακούραστη και συστηματική βοήθεια του σε γνωστικό επίπεδο όσο και για την αδιάλειπτη υποστήριξή του.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον συνεπιβλέποντα ερευνητή Β' κ. Αντώνιο Αλεξανδρίδη για τη σημαντική του συμβολή με καίριες επισημάνσεις και παρατηρήσεις καθώς και για τη βοήθεια του κατά τη διάρκεια πειραματικών μετρήσεων και δοκιμών στο Εργαστήριο Ασύρματων Επικοινωνιών του Ινστιτούτου Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος».

Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Επίκουρο καθηγητή κ. Στυλιανό Φούλια για τις χρήσιμες παρατηρήσεις και υποδείξεις του ως μέλος της τριμελούς επιτροπής.

Συστηματική και καθοριστικής σημασίας ήταν η συνεργασία με τον Διδάκτορα κ. Βασίλειο Χριστοφιλάκη καθώς και τους μεταπτυχιακούς φοιτητές κ. Γεώργιο Τάτση και Αυγέρη Αυγερινό, οι οποίοι έδειξαν αδιάλειπτο ενδιαφέρον, προσφέροντας ακούραστα και ανιδιοτελώς τις χρήσιμες υποδείξεις και παρατηρήσεις τους.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Ηλεκτρονικό Μηχανικό και Ε.Τ.Ε.Π. του Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών κ. Γεώργιο Μπαλντούμα, ο οποίος συνεργάστηκε συστηματικά σε τεχνικό επίπεδο για την πραγματοποίηση της διδακτορικής διατριβής.

Θα ήθελα ακόμη να ευχαριστήσω τους μεταπτυχιακούς φοιτητές του Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών κ. Νικόλαο Σταύρου, Χρήστο Καρατζόγλου και Σταυρούλα Ντουχανιάρη για τη πολύτιμη συνεργασία τους σε επιστημονικό και φιλικό επίπεδο.

Τέλος, αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω τα μέλη της οικογένειάς μου και τους φίλους μου για τη ξεχωριστή και αδιάλειπτη υποστήριξη και συμπαράστασή τους, παράγοντες που συνέβαλαν στην ολοκλήρωση και στην εκπλήρωση του προσωπικού μου στόχου μέσα από πολυετή και επίπονη προσπάθεια.

Ιωάννινα, 21 Ιουλίου 2010

Κωνσταντίνος Ι. Βότης

## Περίληψη

Ο τομέας των τηλεπικοινωνιών και των συστημάτων μετάδοσης πληροφορίας αποτελεί έναν ραγδαία αναπτυσσόμενο κλάδο της επιστήμης με τεράστιο αριθμό εφαρμογών και παρεχόμενων υπηρεσιών. Νέες απαιτήσεις για βελτίωση της ποιότητας των υπηρεσιών αυτών, της ταχύτητας ανταλλαγής των δεδομένων, αλλά και του τρόπου διαχείρισης του εύρους ζώνης συχνοτήτων συνθέτουν τις βασικές κατευθύνσεις της ερευνητικής δραστηριότητας στον τομέα των σύγχρονων επικοινωνιών. Με βάση αυτές, η επιστημονική κοινότητα έχει ξεκινήσει μία αξιολογική δραστηριότητα ανάπτυξης τεχνικών, μεθόδων και αλγορίθμων. Ιδιαίτερα, στην περίπτωση συστημάτων ασύρματης ζεύξης, μία από τις πιο ελκυστικές και αποτελεσματικές τεχνικές που έχουν αναπτυχθεί και μελετηθεί, αναφέρεται στη χρήση πολλαπλών στοιχείων – κεραιών τόσο στην εκπομπή, όσο και στη λήψη.

Η τεχνολογία αυτή συνθέτει και το βασικό άξονα της παρούσας διδακτορικής διατριβής. Συγκεκριμένα, αντικείμενό της αποτελεί η μελέτη της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου με χρήση συστημάτων πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων (MIMO). Σε αυτή, περιγράφονται, αναλύονται και ερευνώνται οι βασικοί παράμετροι και τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά λειτουργίας που επηρεάζουν το μέγιστο όριο του ρυθμού μετάδοσης της πληροφορίας σε ένα ασύρματο κανάλι με τη βοήθεια των συστημάτων αυτών. Αυτές οι διαδικασίες πραγματοποιούνται με τη χρήση μιας πλατφόρμας συστήματος MIMO και οδηγούν στην έκδοση διαπιστώσεων, συμπερασμάτων και προτύπων τα οποία αναμένεται να συνεισφέρουν αποφασιστικά στην εξυπηρέτηση των απαιτήσεων που προαναφέρθηκαν στο τομέα των σύγχρονων επικοινωνιών. Η εν λόγω διδακτορική διατριβή απαρτίζεται από έξι βασικές ενότητες.

Οι θεμελιώδεις αρχές λειτουργίας και τα χαρακτηριστικά των συστημάτων MIMO και του ασύρματου καναλιού διάδοσης συνθέτουν το αντικείμενο της πρώτης ενότητας. Αυτή περιλαμβάνει επίσης το σύνολο των θεωρητικών προσεγγίσεων και αναλύσεων με αντικείμενο το χαρακτηρισμό του ασύρματου διαύλου. Παράλληλα, αναφέρονται επιγραμματικά οι θεμελιώδεις αρχές που διέπουν τη διάδοση ηλεκτρομαγνητικών σημάτων μέσα από το ασύρματο κανάλι και δίδονται κάποια από τα βασικότερα μοντέλα περιγραφής του.

Η ανάπτυξη ενός συστήματος MIMO προϋποθέτει το σχεδιασμό και την υλοποίηση μιας διάταξης στοιχείων - κεραιών εκπομπής και λήψης. Αυτή η σειρά διαδικασιών και βημάτων συνθέτει τον κύριο άξονα της δεύτερης ενότητας. Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η μορφή των δύο κεραιοσυστοιχιών κεραιών εκπομπής και λήψης, τα αντίστοιχα στοιχεία – ακτινοβολίας καθώς και τα χαρακτηριστικά και οι παράμετροι που περιγράφουν τη λειτουργία τους. Συγκεκριμένα, μελετάται και αναλύεται η γεωμετρία των στοιχείων - κεραιών και τα χαρακτηριστικά συντονισμού και ακτινοβολίας τους, καθώς και οι μεταβολές που προκαλούνται σε αυτά από τις επιδράσεις των υποβοηθητικών διατάξεων που τα πλαισιώνουν.

Στη τρίτη ενότητα παρουσιάζεται η μορφή της διάταξης του πομπού πολλαπλών εξόδων, έτσι όπως αυτή προέκυψε από μια σειρά σχεδιαστικών τροποποιήσεων και πειραματικών δοκιμών. Αναλύονται εν συντομία τα ηλεκτρονικά στοιχεία που την απαρτίζουν και παρατίθενται τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των. Δίνεται επίσης ιδιαίτερη βαρύτητα στη περιγραφή των δυνατοτήτων της οι οποίες αξιοποιούνται πλήρως στη χρήση της ως διάταξη εκπομπής στο σύστημα MIMO.

Η αντίστοιχη διάταξη λήψης της πλατφόρμας συστήματος MIMO αποτελεί αντικείμενο της τέταρτης ενότητας. Εδώ παρουσιάζεται η δομή των βαθμίδων που την απαρτίζουν, περιγράφονται τα βασικά ηλεκτρονικά στοιχεία της και τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους. Επιπρόσθετα, παρατίθενται και αναλύονται εκτενώς οι δυνατότητες της και οι τεχνικές που αξιοποιούνται κατά την λειτουργία της ως διάταξη λήψης στη πλατφόρμα MIMO.

Η πέμπτη ενότητα της παρούσας διδακτορικής διατριβής παραθέτει και περιγράφει τη μεθοδολογία, τις αναλύσεις, τις διαπιστώσεις και τα συμπεράσματα που προέκυψαν κατά τη διαδικασία πειραματικών δοκιμών και μετρήσεων των χαρακτηριστικών και των παραμέτρων του ασύρματου διαύλου. Με την αξιοποίηση των δυνατοτήτων και μεθόδων που χρησιμοποιούνται από το σύστημα MIMO, πραγματοποιήθηκε μια σειρά διαδικασιών χαρακτηρισμού ασύρματου καναλιού διάδοσης. Στα πλαίσια αυτής μελετήθηκαν τα μεγέθη της χωρητικότητας, του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων και γενικότερα των παραμέτρων του κάθε υποκαναλιού στο ασύρματο κανάλι πολλαπλών εισόδων – εξόδων MIMO. Δόθηκε ιδιαίτερη βαρύτητα στην επίδραση των συνθηκών κάθε περιβάλλοντος διάδοσης στη μεταβολή των παραπάνω μεγεθών, με ιδιαίτερη έμφαση στο μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων που μπορεί να επιτευχθεί σε κάθε περίπτωση. Οι προσεγγίσεις που προκύπτουν συγκρίνονται με τις αντίστοιχες θεωρητικές καθώς και με αυτές των



αντίστοιχων μοντέλων ραδιοκάλυψης. Επιπρόσθετα, προτείνονται τεχνικές βελτιστοποίησης και δίνονται κατευθύνσεις προς την όσο το δυνατόν αποδοτικότερη σχεδίαση των συστημάτων ασύρματης ζεύξης.

Ως επίλογος της διδακτορικής αυτής διατριβής παρατίθενται μία σύντομη αναφορά στις γενικές αρχές που αξιοποιήθηκαν στη σχεδίαση και υλοποίηση της πλατφόρμας του συστήματος MIMO και δίνεται μια σειρά μελλοντικών βημάτων που δύναται να βελτιώσουν τη λειτουργία της και να την καταστήσουν πιο αποδοτική και ευέλικτη σε μοντέρνες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές.

# Abstract

Wireless communications and data transceiver systems correspond to one of the fastest growing scientific sectors, providing a great amount of applications and services. New demands for better quality of services, higher bit rates and more spectral efficiency compose the main target for the modern wireless communication research activities. Based on them, scientific community has started a course of activities in order to design and investigate new techniques, methods and mathematical algorithms. In particular, on wireless communication systems one of the most attractive and efficient method, that has been introduced and studied, proposes using multiple antenna elements on both the receiver and transmitter locations.

This technique corresponds to the main subject of the current PhD thesis. This article includes studies on capacity in wireless communications, using antenna array systems with multiple radiation elements on both transmitter and receiver ends (MIMO – Multiple Input Multiple Output). The main performance of these systems that enhance the maximum value of the bit rate in wireless communication applications, are further studied, analyzed and depicted, appropriately. This course of research activities carries out with a Multiple Input Multiple Output platform, providing an interesting amount of observations and remarks that is expected to meet the demands of the wireless communication systems that are mentioned, above. The current PhD thesis is constituted by six main chapters.

Fundamental principles and performance aspects of MIMO systems and wireless channel propagation environment are the subjects of the first chapter. In particular, it introduces the basic theory and analysis that corresponds to the wireless channel characterization course. Besides, the main principles of electromagnetic waves propagation and some of the fundamental mathematical channel models are further presented and discussed.

MIMO platform implementation necessitates the design and construction course of an antenna array on both the transmitter and receiver end. The main procedure that was realized in order to implement this antenna structure corresponds to the subject of the second chapter. In particular, it is introduced the form of the transmitter and receiver antenna arrays, the geometry of the antenna elements and the basic

performance characteristics. These geometry aspects, resonance and radiation characteristics of the antenna structures are further studied, analyzed and discussed, in order to investigate their performance and the impact on them, due to the reflector and the antenna positioning system.

In the third chapter, the multiple-output transmitter implementation is proposed, based on design modifications and experimental performance investigations. The electronic parts and their performance characteristics are further presented and analyzed. In addition, this chapter introduces effective features of the proposed architecture that are exploited in the MIMO system applications, including multiple-output transmitter initialization aspects.

The multi-channel receiver device of the MIMO platform system is the main subject of the fourth chapter. This section presents the structure of the proposed multiple-input receiver implementation, including electronic part specifications and performance features. In addition, it introduces analytically the receiver initialization methods and techniques that are used in MIMO wireless platform system applications.

The fifth chapter presents and depicts the basic methodology, analysis, observations and the conclusions that are provided by the course of experimental measurements on wireless channel propagation environment. Based on particular methods and techniques, a course of experimental examinations and measurements were accomplished in order to investigate the performance of the wireless channel. On this way, it was studied and investigated the capacity of the channel, the bit rate variations and other parameters that corresponds to each of the sub-channels in the MIMO wireless channel. The impact of the propagation environment on these parameters are further analyzed and discussed, as well as the maximum permissible bit rate was specified in each case. These approximations are compared with that provided by the theoretical aspects and the corresponding mathematical models. Besides, it is proposed a number of techniques and modifications in order to improve the efficiency of the wireless communication systems.

A conclusion of this article includes a brief report on the principles that are introduced by the design and construction of the MIMO wireless platform system. Besides, this last chapter presents a future course of work that is going to develop the proposed MIMO system, providing channel characterization and investigation via experimental measurements, efficiently.



# Περιεχόμενα

<b>Περιεχόμενα</b>	<b>i</b>
<b>Κατάλογος σχημάτων</b>	<b>iv</b>
<b>Κατάλογος πινάκων</b>	<b>xviii</b>
<b>Κατάλογος συντομογραφιών</b>	<b>xix</b>
<b>Κατάλογος δημοσιεύσεων</b>	<b>xxi</b>
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Εισαγωγή</b>	<b>1</b>
1.1 Βασικές Έννοιες.....	1
1.2 Στοιχεία Ψηφιακών Επικοινωνιών.....	4
1.2.1 Ψηφιακές Διαμορφώσεις.....	5
1.2.2 Χωρητικότητα καναλιού.....	7
1.3 Θέματα Θεωρίας Κεραιών.....	8
1.4 Θεωρία Διάδοσης Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων.....	21
1.4.1 Μοντέλο Διάδοσης Ελεύθερου Χώρου.....	23
1.4.2 Μηχανισμοί Ασύρματης Διάδοσης H/M κυμάτων.....	23
1.4.3 Μοντέλα Ραδιοκάλυψης.....	29
1.4.4 Παράμετροι Ασύρματης Διάδοσης H/M σημάτων.....	32
1.5 Συστήματα πολλαπλών εισόδων – εξόδων (MIMO).....	35
1.5.1 Εισαγωγή.....	35
1.5.2 Σύστημα μιας εισόδου – μιας εξόδου SISO.....	35
1.5.3 Σύστημα μιας εισόδου – πολλαπλών εξόδων SIMO.....	36

1.5.4	Σύστημα πολλαπλών εισόδου – μιας εξόδου MISO.....	37
1.5.5	Σύστημα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων MIMO.....	39
1.5.6	Ανάλυση και Μοντελοποίηση των συστημάτων MIMO.....	40
1.5.6.1	Σημαντικές Θεωρήσεις – Προσεγγίσεις.....	40
1.5.6.2	Μαθηματική προσέγγιση του μοντέλου.....	42
1.5.6.3	Παραγοντοποίηση Ιδιαζουσών Τιμών (Singular Value Decomposition).....	50

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Κεραιοσυστοιχία Κεραιών Εκπομπής και Λήψης**

**53**

2.1	Στοιχείο ακτινοβολίας.....	53
2.2	Διάταξη Ανακλαστήρα.....	74
2.3	Διάταξη μηχανικής υποστήριξης κεραιοσυστοιχίας.....	92
2.4	Μελέτη χαρακτηριστικών κεραιοσυστοιχίας κεραιών.....	102

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Διάταξη Πομπού Πολλαπλών Εξόδων** **133**

3.1	Βασικές έννοιες λειτουργίας.....	133
3.2	Τεχνολογία DDS.....	134
3.3	Πομπός MIMO – Σχεδίαση & Κατασκευή.....	137
3.4	Πομπός MIMO στη πράξη.....	148
3.5	Ψηφιακός σχηματισμός δέσμης.....	157

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Διάταξη Δέκτη Πολλαπλών Εισόδων</b>	<b>165</b>
4.1 Βασικές έννοιες.....	165
4.2 Δέκτης MIMO – Σχεδίαση & Κατασκευή.....	168
4.3 Διάταξη δέκτη MIMO στη πράξη.....	171
4.4 Αρχικοποίηση διάταξης δέκτη MIMO.....	180
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Πειραματική Ανάλυση</b>	<b>193</b>
5.1 Από τη θεωρία στη πράξη.....	194
5.2 Μελέτη καναλιού SIMO.....	195
5.3 Μελέτη καναλιού MIMO.....	201
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: Συμπεράσματα - Μελλοντικές Επεκτάσεις</b>	<b>221</b>
6.1 Συμπεράσματα.....	221
6.2 Μελλοντικές Επεκτάσεις.....	223

## Κατάλογος Σχημάτων

**Σχήμα 1.1** Δυαδική διαμόρφωση φάσης

**Σχήμα 1.2.** Φασματική πυκνότητα ισχύος σήματος BPSK

**Σχήμα 1.3.** Διάταξη Κεραίας

**Σχήμα 1.4.** Ζώνες περιοχών γύρω από τη κεραία

**Σχήμα 1.5.** Σύνθετη Αντίσταση Εισόδου κεραίας

**Σχήμα 1.6.** Ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα κεραίας

**Σχήμα 1.7.** Σχηματικό διάγραμμα ακτινοβολίας

**Σχήμα 1.8.** Δυσδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας

**Σχήμα 1.9.** Γραμμική κεραιοσυστοιχία

**Σχήμα 1.10.** Ομοιόμορφη γραμμική κεραιοσυστοιχία  $N$  κεραιών

**Σχήμα 1.11.** Ισχύς σήματος συναρτήσει της απόστασης

**Σχήμα 1.12.** Μοντέλο εδαφικής ανάκλασης (ή Δύο ακτίνων)

**Σχήμα 1.13.** Γεωμετρία περίθλασης ακμής

**Σχήμα 1.14.** Ζώνες Fresnel

**Σχήμα 1.15.** Ασύρματη ζεύξη και ζώνες Fresnel

**Σχήμα 1.16.** Σχηματικό διάγραμμα συστήματος SISO

**Σχήμα 1.17.** Σχηματικό διάγραμμα συστήματος SIMO

**Σχήμα 1.18.** Σχηματικό διάγραμμα συστήματος MISO

**Σχήμα 1.19.** Σχηματικό διάγραμμα συστήματος MIMO

**Σχήμα 1.20.** Σχηματικό διάγραμμα διαύλου MIMO



**Σχήμα 2.1.** Αρχιτεκτονική τυπωμένου διπόλου Άνω όψη (Αριστερά) – Κάτω όψη (Δεξιά)

**Σχήμα 2.2.** Συμμετρο-Ασυμμετρικός Μετασχηματιστής Σχηματικό Διάγραμμα(Αριστερά) – Ισοδύναμο Κύκλωμα (Δεξιά)

**Σχήμα 2.3.** Γεωμετρία τυπωμένου διπόλου

**Σχήμα 2.4.** Κεραία τυπωμένου διπόλου: Κάτω και Άνω Επίπεδο (Αριστερά-Δεξιά)

**Σχήμα 2.5.** Γεωμετρική παράμετροι διπόλου  $l$  και  $w$

**Σχήμα 2.6.** Τυπωμένο δίπολο με  $l = 2 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$ , Κάτω Επίπεδο (Αριστερά) - Άνω Επίπεδο (Δεξιά)

**Σχήμα 2.7.** Τυπωμένο δίπολο με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 2 \text{ mm}$ , Κάτω Επίπεδο (Αριστερά) - Άνω Επίπεδο (Δεξιά)

**Σχήμα 2.8.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.9.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 1 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.10.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 2 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.11.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 3 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.12.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$

**Σχήμα 2.13.** Μέτρο της παραμέτρου S11, πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 1 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$

**Σχήμα 2.14.** Μέτρο της παραμέτρου S11, πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 2 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$

**Σχήμα 2.15.** Μέτρο της παραμέτρου S11, πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 3 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$

**Σχήμα 2.16.** Μέτρο της παραμέτρου S11 του τυπωμένου διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $w$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.17.** Μέτρο της παραμέτρου S11, πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $w$

**Σχήμα 2.18.** Διαγράμματα ακτινοβολίας τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.19.** Διαγράμματα ακτινοβολίας τυπωμένου διπόλου με  $w = 1 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.20.** Διαγράμματα ακτινοβολίας τυπωμένου διπόλου με  $w = 2 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.21.** Διαγράμματα ακτινοβολίας τυπωμένου διπόλου με  $w = 3 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.22.** Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων, τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$

**Σχήμα 2.23.** Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων, τυπωμένου διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $w$

**Σχήμα 2.24.** Σχηματικό διάταξης Ανακλαστήρα

**Σχήμα 2.25.** Βάση υποστήριξης Πλέξιγκλας

**Σχήμα 2.26.** Τυπωμένο δίπολο στη διάταξη ανακλαστήρα

**Σχήμα 2.27.** Μέτρο της παραμέτρου S11 του τυπωμένου διπόλου με  $l = w = 0 \text{ mm}$ , παρουσία και απουσία του ανακλαστήρα, από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.28.** Μέτρο της παραμέτρου S11, πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $l = w = 0 \text{ mm}$ , παρουσία και απουσία του ανακλαστήρα

**Σχήμα 2.29.** Μέτρο της παραμέτρου S11 του τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.30.** Μέτρο της παραμέτρου S11, πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$

**Σχήμα 2.31.** Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης.

**Σχήμα 2.32.** Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με τη παρουσία του ανακλαστήρα, στις συχνότητες των  $2.44 \text{ GHz}$  και  $2.33 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης.

**Σχήμα 2.33.** Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$

**Σχήμα 2.34.** Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με τη παρουσία του ανακλαστήρα, στις συχνότητες των  $2.44 \text{ GHz}$  και  $2.33 \text{ GHz}$

**Σχήμα 2.35.** Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και  $l$  μεταβλητό, παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$

**Σχήμα 2.36.** Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $5.2 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης.

**Σχήμα 2.37.** Σχηματικό διάγραμμα τράπεζας κεραιοσυστοιχίας κεραιών

**Σχήμα 2.38.** Τράπεζα κεραιοσυστοιχίας κεραιών

**Σχήμα 2.39.** Κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων - κεραιών

**Σχήμα 2.40.** Σχηματικό διάγραμμα τυπωμένου διπόλου στο επίπεδο XY πάνω στη ξύλινη βάση υποστήριξης

**Σχήμα 2.41.** Μέτρο της παραμέτρου S11 του τυπωμένου διπόλου με  $l = w = 0 \text{ mm}$ , απουσία και παρουσία της ξύλινης βάσης υποστήριξης, από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.42.** Μέτρο της παραμέτρου S11, πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $l = w = 0 \text{ mm}$ , απουσία και παρουσία της ξύλινης βάσης υποστήριξης

**Σχήμα 2.43.** Σχηματικό διάγραμμα τυπωμένου διπόλου στο επίπεδο YZ πάνω στη ξύλινη βάση υποστήριξης

**Σχήμα 2.44.** Διάγραμμα ακτινοβολίας του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία της ξύλινης βάσης, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.45.** Διάγραμμα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία της ξύλινης βάσης, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$

**Σχήμα 2.46.** Ομοιόμορφη κεραιοσυστοιχία κεραιών τεσσάρων διπόλων

**Σχήμα 2.47.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  κάθε διπόλου στη κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων απουσία του ανακλαστήρα και της ξύλινης βάσης υποστήριξης, από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.48.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, κάθε διπόλου στη κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων απουσία του ανακλαστήρα και της ξύλινης βάσης υποστήριξης

**Σχήμα 2.49.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  κάθε διπόλου στη κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων παρουσία του ανακλαστήρα, από λογισμικό προσομοίωσης

**Σχήμα 2.50.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, κάθε διπόλου στη κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων παρουσία του ανακλαστήρα

**Σχήμα 2.51.** Διαγράμματα ακτινοβολίας του μονού διπόλου και του δεύτερου στοιχείου της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας χωρίς

τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.44\text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης.

**Σχήμα 2.52.** Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του μονού διπόλου και του δεύτερου στοιχείου της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.44\text{ GHz}$ .

**Σχήμα 2.53.** Διάταξη ομοιόμορφης στοιχειοκεραίας τεσσάρων διπόλων στην επιφάνεια του ανακλαστήρα προσαρμοσμένη στη ξύλινη βάση υποστήριξης στο περιβάλλον του ανηχωικού θαλάμου.

**Σχήμα 2.54.** Διάγραμμα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του δεύτερου στοιχείου της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.33\text{ GHz}$  και  $2.44\text{ GHz}$ , στο E – επίπεδο

**Σχήμα 2.55.** Διάγραμμα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του δεύτερου στοιχείου της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.33\text{ GHz}$  και  $2.44\text{ GHz}$ , σε επίπεδο κάθετο σε αυτά του Ηλεκτρικού και Μαγνητικού πεδίου

**Σχήμα 2.56.** Τοπολογίες κεραιοσυστοιχίας διπόλων

**Σχήμα 2.57.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του υπό εξέταση διπόλου στις τοπολογίες (a) και (b) του σχήματος 2.56 και του μονού διπόλου παρουσία του ανακλαστήρα

**Σχήμα 2.58.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του υπό εξέταση διπόλου στις τοπολογίες (c) και (d) του σχήματος 2.56 και του μονού διπόλου παρουσία του ανακλαστήρα

**Σχήμα 2.59.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του υπό εξέταση διπόλου στις τοπολογίες (e) και (f) του σχήματος 2.56 και του μονού διπόλου παρουσία του ανακλαστήρα

**Σχήμα 2.60.** Αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των διπόλων στις τοπολογίες (a), (c) και (e) του σχήματος 2.56

**Σχήμα 2.61.** Τοπολογίες τυπωμένων διπόλων στην επιφάνεια του ανακλαστήρα της στοιχειοκεραίας

**Σχήμα 2.62.** Περιβάλλουσα συσχέτισης  $\rho_e$  συναρτήσει της συχνότητας για την ομάδα τοπολογιών A και το εργαστηριακό περιβάλλον A

**Σχήμα 2.63.** Περιβάλλουσα συσχέτισης  $\rho_e$  συναρτήσει της συχνότητας για την ομάδα τοπολογιών A και το εργαστηριακό περιβάλλον B

**Σχήμα 2.64.** Περιβάλλουσα συσχέτισης  $\rho_e$  συναρτήσει της συχνότητας για την ομάδα τοπολογιών B και το εργαστηριακό περιβάλλον A

**Σχήμα 2.65.** Περιβάλλουσα συσχέτισης  $\rho_e$  συναρτήσει της συχνότητας για την ομάδα τοπολογιών B και το εργαστηριακό περιβάλλον B

**Σχήμα 3.1.** Αρχιτεκτονική DDS

**Σχήμα 3.2.** Γενικευμένη αρχιτεκτονική πομπού MIMO

**Σχήμα 3.3.** Ηλεκτρονική πλακέτα πομπού MIMO τεσσάρων εξόδων (Πανοραμική άποψη)

**Σχήμα 3.4.** Ηλεκτρονική πλακέτα πομπού MIMO τεσσάρων εξόδων (Προφίλ)

**Σχήμα 3.5.** Ηλεκτρονική πλακέτα προγραμματισμού και διαχείρισης των διατάξεων DDS, μέσω προσωπικού υπολογιστή

**Σχήμα 3.6.** Σήματα εξόδου τεσσάρων DDS, ίδιας συχνότητας, διαφορετικού πλάτους και διαδοχικής ολίσθησης φάσης *90 μοιρών*.

**Σχήμα 3.7.** Σήματα εξόδου τεσσάρων DDS ίδιας συχνότητας και πλάτους

**Σχήμα 3.8.** Σήμα ψηφιακών δεδομένων χρήστη στην είσοδο του DDS και αντίστοιχο σήμα διαμορφωμένου BPSK στην έξοδό του

**Σχήμα 3.9** Σχηματικό διάγραμμα διατάξεων για το συγχρονισμό των μονάδων του πομπού MIMO

**Σχήμα 3.10.** Εμφάνιση του σήματος εξόδου του DDS κυκλώματος μετά την ενεργοποίηση του σήματος ενημέρωσης

**Σχήμα 3.11.** Συγχρονισμός των σημάτων εξόδων των τεσσάρων DDS κυκλωμάτων

**Σχήμα 3.12.** Έξοδος καναλιών 1 & 2 του πομπού MIMO με διαφορετικά πλάτη και φάσεις

**Σχήμα 3.13.** Έξοδος καναλιών 1 & 2 του πομπού MIMO με διαφορετικά πλάτη και μηδενική διαφορά φάσης

**Σχήμα 3.14.** Καταγραφή των σημάτων της πρώτης και της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO από τον παλμογράφο



**Σχήμα 3.15.** Καταγραφή των σημάτων της δεύτερης και της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO από τον παλμογράφο

**Σχήμα 3.16.** Καταγραφή των σημάτων της τρίτης και της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO από τον παλμογράφο

**Σχήμα 3.17.** Καταγραφή του φάσματος του σήματος της πρώτης εξόδου του πομπού MIMO από αναλυτή φάσματος

**Σχήμα 3.18.** Καταγραφή του φάσματος του σήματος της δεύτερης εξόδου του πομπού MIMO από αναλυτή φάσματος

**Σχήμα 3.19.** Καταγραφή του φάσματος του σήματος της τρίτης εξόδου του πομπού MIMO από αναλυτή φάσματος

**Σχήμα 3.20.** Καταγραφή του φάσματος του σήματος της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO από αναλυτή φάσματος

**Σχήμα 3.21.** Σχηματικό διάγραμμα συστήματος ψηφιακού σχηματισμού δέσμης

**Σχήμα 3.22.** Σχηματικό διάγραμμα ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας κεραίας  $N$  στοιχείων

**Σχήμα 3.23.** Γωνία  $\theta$  κύριου λοβού στοιχειοκεραίας συναρτήσει της παραμέτρου  $\beta$ , για διάφορες τιμές της απόστασης  $d$

**Σχήμα 3.24.** Τυπική απόκλιση γωνίας  $\theta$  κύριου λοβού στοιχειοκεραίας συναρτήσει της παραμέτρου  $\beta$ , για διάφορες τιμές της απόστασης  $d$

**Σχήμα 4.1.** Γενικευμένη αρχιτεκτονική της διάταξης δέκτη πολλαπλών εισόδων

**Σχήμα 4.2.** Ηλεκτρονική πλακέτα της διάταξης δέκτη πολλαπλών εισόδων

**Σχήμα 4.3.** Μέτρο και όρισμα της παραμέτρου  $S_{21}$  συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου

**Σχήμα 4.4.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{12}$  συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου

**Σχήμα 4.5.** Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου

**Σχήμα 4.6.** Σήματα εξόδων  $I_x$  του δέκτη MIMO για κατοπτρικό προσανατολισμό στοιχειοκεραιών πομπού - δέκτη

**Σχήμα 4.7.** Σήματα εξόδων  $I_x$  του δέκτη MIMO για παράλληλο προσανατολισμό στοιχειοκεραιών πομπού – δέκτη

**Σχήμα 4.8.** Καταγραφή ψηφιακών δεδομένων δυαδικής ψηφιακής διαμόρφωσης φάσης στο δέκτη MIMO

**Σχήμα 4.9.** Αποκλίσεις φάσης μεταξύ των μονάδων του δέκτη MIMO

**Σχήμα 4.10.** Πλάτος σήματος εξόδου  $I$  της πρώτης μονάδας του δέκτη MIMO

**Σχήμα 4.11.** Πλάτος σήματος εξόδου  $I$  της δεύτερης μονάδας του δέκτη MIMO

**Σχήμα 4.12.** Πλάτος σήματος εξόδου  $I$  της τρίτης μονάδας του δέκτη MIMO

**Σχήμα 4.13.** Πλάτος σήματος εξόδου  $I$  της τέταρτης μονάδας του δέκτη MIMO

**Σχήμα 4.14.** Γραμμική προσαρμογή πειραματικών αποτελεσμάτων της εξόδου  $I$  της πρώτης μονάδας του δέκτη MIMO, για  $df = 6 \text{ kHz}$

**Σχήμα 4.15.** Γραμμική προσαρμογή πειραματικών αποτελεσμάτων της εξόδου  $I$  της δεύτερης μονάδας του δέκτη MIMO, για  $df = 6 \text{ kHz}$

**Σχήμα 4.16.** Γραμμική προσαρμογή πειραματικών αποτελεσμάτων της εξόδου  $I$  της τρίτης μονάδας του δέκτη MIMO, για  $df = 6 \text{ kHz}$

**Σχήμα 4.17.** Γραμμική προσαρμογή πειραματικών αποτελεσμάτων της εξόδου  $I$  της τέταρτης μονάδας του δέκτη MIMO, για  $df = 6 \text{ kHz}$

**Σχήμα 5.1.** Μετρητική διάταξη 1x4 SIMO

**Σχήμα 5.2.** Επίπεδα ισχύος λήψης στα δίπολα-κεραίες του δέκτη 1x4 SIMO

**Σχήμα 5.3.** Κανονικοποιημένοι συντελεστές απολαβής καναλιού 1x4 SIMO

**Σχήμα 5.4.** Χωρητικότητα καναλιού 1x4 SIMO στο χρόνο

**Σχήμα 5.5.** Χρονική εξέλιξη της κανονικοποιημένης χωρητικότητας  $C_n$  1x4 SIMO

**Σχήμα 5.6.** Μετρητική διάταξη 4x4 MIMO (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.7.** Επίπεδα ισχύος λήψης στα δίπολα-κεραίες του δέκτη στο 4x4 MIMO (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.8.** Κανονικοποιημένοι συντελεστές απολαβής καναλιού 4x4 MIMO (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.9.** Χωρητικότητα καναλιού 4x4 MIMO στο χρόνο (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.10.** Χρονική εξέλιξη της κανονικοποιημένης χωρητικότητας  $C_n$  4x4 MIMO (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.11.** Σχηματικό διάγραμμα κεραιοσυστοιχίας τεσσάρων διπόλων διάταξης Π

**Σχήμα 5.12.** Μετρητική διάταξη 4x4 MIMO (Π Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.13.** Επίπεδα ισχύος λήψης στα δίπολα-κεραίες του δέκτη στο 4x4 MIMO (Π Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.14.** Κανονικοποιημένοι συντελεστές απολαβής καναλιού 4x4 MIMO (Π Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.15.** Χωρητικότητα καναλιού 4x4 MIMO στο χρόνο (Π Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.16.** Χρονική εξέλιξη της κανονικοποιημένης χωρητικότητας  $C_n$  4x4 MIMO (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

**Σχήμα 5.17.** Τυπωμένο δίπολο στον ανακλαστήρα της ξύλινης βάσης υποστήριξης ως κεραία εκπομπής συστήματος SIMO

**Σχήμα 5.18.** Ομοιόμορφη γραμμική κεραιοσυστοιχία τεσσάρων τυπωμένων διπόλων στον ανακλαστήρα της ξύλινης βάσης υποστήριξης ως στοιχειοκεραία λήψης συστήματος SIMO και MIMO

**Σχήμα 5.19.** Διάταξη πομπού τεσσάρων καναλιών, ελεγχόμενη από τον προσωπικό υπολογιστή και υποστηριζόμενη από το αντίστοιχο τροφοδοτικό

**Σχήμα 5.20.** Διάταξη δέκτη τεσσάρων καναλιών με το αντίστοιχο τροφοδοτικό της και τη καταγραφή των σημάτων  $I_x$  στον ψηφιακό παλμογράφο

**Σχήμα 5.21.** Πλήρης εικόνα διατάξεων στο τμήμα εκπομπής του συστήματος MIMO

**Σχήμα 5.22.** Κεραιοσυστοιχία τεσσάρων τυπωμένων διπόλων σε διάταξη  $\Pi$  στον ανακλαστήρα της ξύλινης βάσης υποστήριξης ως στοιχειοκεραία εκπομπής συστήματος MIMO

## **Κατάλογος Πινάκων**

**Πίνακας 1.1.** Κανονικοποίηση Πίνακα καναλιού **H**

**Πίνακας 2.1** Διαστάσεις Τυπωμένου Διπόλου

**Πίνακας 2.2.** Παράμετροι πρώτου συντονισμού

**Πίνακας 2.3.** Παράμετροι πρώτου συντονισμού

**Πίνακας 2.4.** Γεωμετρία Βάσης Υποστήριξης

**Πίνακας 4.1.** Αποτελέσματα γραμμικής προσαρμογής

## Κατάλογος Συντομογραφιών

- ASK** Amplitude shift keying (διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους)
- BPSK** Binary Phase shift keying (δυναδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης)
- DBF** Digital Beamforming (ψηφιακός σχηματισμός δέσμης)
- DDS** Direct Digital Synthesis (άμεση ψηφιακή σύνθεση συχνοτήτων)
- ΕΚΕΦΕ** Εθνικό Κέντρο Έρευνας Φυσικών Επιστημών
- FAF** Floor Attenuation Factor (συντελεστής εξασθένησης δαπέδου)
- FR-4** Flame Retardant 4 (υλικό συγκολλημένων γυάλινων ινών)
- FSK** Frequency shift keying (διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας)
- H** Πίνακας διαστάσεων  $N \times M$
- $H_{ij}$  ή  $h_{ij}$  Στοιχείο πίνακα i-οστής γραμμής και j-οστής στήλης
- h** ή **h(t)** Πίνακας – Διάνυσμα διαστάσεων  $1 \times M$  ή  $N \times 1$
- $\mathbf{H}^\dagger$  Μιγαδικός ανάστροφος του πίνακα **H** διαστάσεων  $N \times M$
- H/M** Ηλεκτρομαγνητικός
- IF** Intermediate Frequency (ενδιάμεση συχνότητα)
- MIMO** Multiple Input Multiple Output (Πολλαπλή Είσοδος Πολλαπλή Έξοδος)
- MISO** Multiple Input Single Output (πολλαπλή είσοδος μονή έξοδος)
- n** ή **n(t)** Πίνακας – Διάνυσμα διαστάσεων  $N \times 1$

**PIFA** Planar Inverted F Antenna (Επίπεδη Κεραία Ανεστραμμένου F)

**PLL** Phase Locked Loop (βρόχος κλειδώματος φάσης)

**PSK** Phase shift keying (διαμόρφωση μετατόπισης φάσης)

**RF** RadioFrequency (Ραδιοσυχνότητα)

**s** ή **s(t)** Πίνακας – Διάνυσμα διαστάσεων  $I \times M$

**SIMO** Single Input Multiple Output (μονή είσοδος πολλαπλή έξοδος)

**SISO** Single Input Single Output (μονή είσοδος μονή έξοδος)

**SMA** SubMiniature version A (υπομικρούργημα τύπου A)

**VNA** Vector Network Analyzer (διανυσματικός αναλυτής δικτυωμάτων)

**x** ή **x(t)** Πίνακας – Διάνυσμα διαστάσεων  $I \times M$

**y** ή **y(t)** Πίνακας – Διάνυσμα διαστάσεων  $N \times I$

**ZMCSCG** Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian

(Κυκλικά συμμετρική μιγαδική γκαουσιανή κατανομή μηδενικής μέσης τιμής)



## Κατάλογος Δημοσιεύσεων

### *Άρθρα σε διεθνή περιοδικά*

- [Σ1] **Constantinos I. Votis**, George Tatsis, Panos Kostarakis, “Envelope correlation parameter measurements in a MIMO antenna array configuration”, Int. J. Communication, Network and System Sciences, April 2010.
- [Σ2] **Constantinos I. Votis**, Vasilis Christofilakis, Panos Kostarakis, Geometry Aspects and Experimental Results of a Printed Dipole Antenna”, Int. J. Communication, Network and System Sciences, February 2010.
- [Σ3] **Constantinos I. Votis**, Vasilis Christofilakis, Panos Kostarakis, “Measurements of Balun and Gap Effects in a Dipole Antenna”, Int. J. Communication, Network and System Sciences, May 2010.
- [Σ4] **Constantinos I. Votis**, P. Kostarakis and A. Alexandridis, “Design, Analysis and Measurements of an Antenna structure for 2.4 GHz wireless applications”, Int. J. of Antennas and Propagation, Vol. 2010, ID 796154.
- [Σ5] **Constantinos I. Votis**, V. Christofilakis, P. Kostarakis and L. P. Ivrisimtzis, “Radiation Characteristics and Mutual coupling of a Dual Band Antenna Array Structure”, Wireless Pers Commun, 09 March 2011
- [Σ6] **Constantinos I. Votis** and P. Kostarakis, “Design and Analysis of a Multiple input receiver for MIMO wireless applications ”, Int. J. Communications, Network and System Sciences, 2010, 2, 903-911
- [Σ7] **Constantinos I. Votis**, V. Christofilakis and P. Kostarakis, “Design and Investigation on a printed dipole antenna architecture”, Int. J. Communications, Network and System Sciences, September 2010, Vol. 7, No. 9

[Σ8] **Constantinos I. Votis**, P Kostarakis and L P Ivrisstizis, “Design and Measurements of a Multiple-Output Transmitter for MIMO Applications”, Journal of Circuits, Systems and Computers 20: 3. May 2011

### *Άρθρα σε διεθνή συνέδρια*

[Π1] **Constantinos I. Votis**, Vasilis Christofilakis, Vasilis Raptis, Giorgos Tatsis, Spyridon K. Chronopoulos, Panos Kostarakis, ” Design and analysis of a multiple-output transmitter based on DDS architecture for modern wireless communications”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.

[Π2] **Constantinos I. Votis**, Vasilis Christofilakis, Vasilis Raptis, Giorgos Tatsis, Spyridon K. Chronopoulos, Panos Kostarakis, ” Effects of Variations on Geometrical Parameters on a 2.4 GHz Printed Dipole Antenna architecture ”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.

[Π3] Giorgos Tatsis, **Constantinos I. Votis**, Vasilis Raptis, Vasilis Christofilakis, Spyridon K. Chronopoulos, Panos Kostarakis, “Design and Implementation of Ultra-Wideband Impulse Radio Transmitter”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.

[Π4] Giorgos Tatsis, **Constantinos I. Votis**, Vasilis Raptis, Vasilis Christofilakis, Spyridon K. Chronopoulos, Panos Kostarakis, “Performance of UWB-Impulse Radio Receiver Based on Matched Filter Implementation with Imperfect Channel Estimation”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.

- [II5] Vasilis Raptis, **Constantinos I. Votis**, Giorgos Tatsis, Spyridon K. Chronopoulos, Vasilis Christofilakis, Panos Kostarakis, “Active Tuning Antennas for Wireless Communication”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.
- [II6] Vasilis Raptis, Giorgos Tatsis, **Constantinos I. Votis**, Spyridon K. Chronopoulos, Vasilis Christofilakis, Panos Kostarakis, “Tuning Techniques for Planar Antennas in Wireless Communication”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.
- [II7] Vasilis Christofilakis, Giorgos Tatsis, **Constantinos I. Votis**, Vasilis Raptis, Panos Kostarakis, “A/D’s Clipping Restrictions in Software Radios”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.
- [II8] Vasilis Christofilakis, **Constantinos I. Votis**, Giorgos Tatsis, Vasilis Raptis, Panos Kostarakis, “Absorbed Power Minimization in Cellular Users with Circular Antenna Arrays”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.
- [II9] Spyridon K. Chronopoulos, **Constantinos I. Votis**, Vasilis Raptis, Giorgos Tatsis, Panos Kostarakis, “In depth analysis of noise effects in orthogonal frequency division multiplexing systems, utilising a large number of subcarriers”, in Proceedings of 7th International Conference of Balkan Physical Union (BPU), Alexandroupolis, Greece, September 9-13, 2009.

## *Άρθρα σε ελληνικά συνέδρια*

[E1] **Κωνσταντίνος Βότης**, Βασίλης Χριστοφιλάκης, Βασίλης Ράπτης, Γιώργος Τάτσης, Πάνος Κωσταράκης, “Σχεδίαση και Ανάλυση κεραίας τυπωμένου διπόλου ως προς την απώλεια ανάκλασης εισόδου και το διάγραμμα ακτινοβολίας του” , Πρακτικά Συνεδρίασης του 13ου Πανελληνίου Συνεδρίου της Ένωσης Ελλήνων Φυσικών, Πάτρα 17 -21 Μαρτίου 2010.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

---

## Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στις βασικές αρχές των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, δίνοντας ιδιαίτερη έμφαση στα χαρακτηριστικά λειτουργίας και τις μεθόδους που αξιοποιεί η τεχνολογία πολλαπλών εισόδων – εξόδων. Ουσιαστικά, περιγράφονται κάποια βασικά στοιχεία της θεωρίας των ψηφιακών επικοινωνιών και των αρχών διάδοσης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας και παρουσιάζονται μερικές από τις πιο ελκυστικές τεχνικές και μεθόδους που διέπουν τον σύγχρονο κόσμο των συστημάτων ασύρματης ζεύξης.

## 1.1 Βασικές έννοιες

Οι σύγχρονες αντιλήψεις στο τομέα των τηλεπικοινωνιών επιτάσσουν την ανάγκη μεταφοράς μεγάλου όγκου δεδομένων με πολύ υψηλές ταχύτητες. Ταυτόχρονα, η αύξηση των παρεχόμενων υπηρεσιών και η βελτίωση της ποιότητάς τους παραμένουν οι «ακρογωνιαίοι λίθοι» στη σχεδίαση σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η επόμενη γενιά ασύρματων δικτύων και κινητής τηλεφωνίας είναι απαραίτητο να χαρακτηρίζεται από υπηρεσίες αυξημένης ποιότητας και αξιοπιστίας και διευρυμένης ραδιοκάλυψης. Επιπρόσθετα, η αντίστοιχη αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων δεν θα πρέπει να συνδυαστεί με την ανάλογη διεύρυνση του εύρους ζώνης. Η απαίτηση αυτή επιβάλλει με τη σειρά της την όσο το δυνατόν αποδοτικότερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και της διαθέσιμης ισχύος.

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα «κλασσικά» ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα καταφέρνουν να καλύψουν ως ένα βαθμό τις παραπάνω ανάγκες κυρίως με την ανάπτυξη «έξυπνων» αλγορίθμων και τεχνικών κωδικοποίησης. Παρ' όλα αυτά δεν καταφέρνουν να συμβάλλουν ικανοποιητικά στη μείωση του χρησιμοποιούμενου εύρους ζώνης. Σε αυτό το σημείο υπερτερούν τα ασύρματα συστήματα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO: Multiple-Input Multiple-Output). Συγκεκριμένα, τα συστήματα αυτά προτάθηκαν τα τελευταία χρόνια και έγιναν αντικείμενο μελέτης και έρευνας εξαιτίας της δυνατότητας τους να διαχειρίζονται το διαθέσιμο εύρος ζώνης πιο αποδοτικά. Οι τάσεις της αγοράς δείχνουν να αποδέχονται τα συστήματα αυτά, τα οποία αν και βρίσκονται ακόμα σε ερευνητικό στάδιο δείχνουν να μπορούν να προσφέρουν ευρυζωνικότητα και υψηλή ποιότητα υπηρεσιών.

Με τον όρο ασύρματο σύστημα MIMO μπορεί κανείς να χαρακτηρίσει ένα «κλασσικό» ασύρματο σύστημα ζεύξης, με τον πομπό και το δέκτη να διαθέτουν πολλαπλές κεραιές. Τα αντίστοιχα σήματα από τις κεραιές εκπομπής στις κεραιές λήψης συνδυάζονται κατάλληλα ώστε να βελτιωθούν οι παράμετροι λειτουργίας του συστήματος, καθιστώντας πιο αποδοτική και ποιοτική την ασύρματη ζεύξη. Η χρήση στοιχειοκεραίας εκπομπής και λήψης που χαρακτηρίζει τα εν λόγω συστήματα επιτρέπει την εκπομπή και λήψη ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας από ένα ορισμένο αριθμό στοιχείων - κεραιών. Έτσι εκατέρωθεν του ασύρματου καναλιού υπάρχουν στοιχεία εκπομπής και λήψης τα οποία μπορούν να λειτουργούν στο ίδιο εύρος συχνοτήτων, ταυτόχρονα. Με τον τρόπο αυτό, το σύστημα αναπτύσσει τεχνικές χωρικού διαφορισμού (spatial diversity), οι οποίες είναι σε θέση να μειώσουν σε μεγάλο βαθμό της παραμορφώσεις των σημάτων λόγω πολυδιαδρομικής διαδρομής (multipath propagation). Οι έννοιες της τεχνικής χωρικού διαφορισμού και της πολυδιαδρομικής διαδρομής παρουσιάζονται στη συνέχεια, στο παρόν εδάφιο.

Συγκεκριμένα, σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα σημείου προς σημείου τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα δεν οδεύουν μόνο απευθείας από τη κεραία εκπομπής στη κεραία λήψης. Αντίθετα, υφίστανται ανάκλαση, διάθλαση και περίθλαση καθώς συναντούν εμπόδια στη διαδρομή τους. Αυτές οι επιδράσεις στο ηλεκτρομαγνητικό σήμα διάδοσης συνθέτουν την έννοια της πολυδιαδρομικής διάδοσης, την οποία εκμεταλλεύεται η αρχιτεκτονική των MIMO συστημάτων επικοινωνίας. Ενώ λοιπόν σε μία κλασσική ασύρματη ζεύξη αυτό αποτελεί ανεπιθύμητο φαινόμενο, τα συστήματα MIMO εκμεταλλεύονται την ύπαρξη ασύρματου περιβάλλοντος πλούσιου σε σκεδαστές για να βελτιώσουν την φασματική τους απόδοση [1.3].

Είναι λοιπόν φανερό, πως η «στρατηγική» χρήσης πολλαπλών στοιχείων – κεραιών στην εκπομπή και στη λήψη σε ένα σύστημα ασύρματης ζεύξης προσφέρει σημαντική βελτίωση στην απόδοση του αναβαθμίζοντας την ποιότητα και την αξιοπιστία των παρεχόμενων υπηρεσιών.

Πιο συγκεκριμένα, η απολαβή κεραιοσυστοιχίας (Array Gain) είναι ένα από τα βασικότερα προτερήματα των συστημάτων πολλαπλών εισόδων – εξόδων. Ουσιαστικά, η έννοια αυτή αναφέρεται στη μέση αύξηση του λόγου σήματος – προς – θόρυβο στη διάταξη του δέκτη, λόγω της επίδρασης της χρήσης πολλών κεραιών είτε στη πλευρά του δέκτη, είτε του πομπού, είτε και στα δύο άκρα του ασύρματου συστήματος. Με κατάλληλο συνδυασμό των σημάτων στη λήψη, ο δέκτης μπορεί να πετύχει αύξηση του λόγου σήματος – προς – θόρυβο, σε σχέση με τη αντίστοιχη τιμή για ένα στοιχείο ακτινοβολίας εκπομπής και λήψης, η οποία είναι ανάλογη του αριθμού των κεραιών στο δέκτη [1.12].

Παράλληλα, τα συστήματα MIMO υποστηρίζουν τεχνικές διαφορισμού προσφέροντας περαιτέρω βελτίωση της αξιοπιστίας του συστήματος. Ο όρος του διαφορισμού είναι συνυφασμένος με την ύπαρξη πολλών αντιγράφων του ίδιου σήματος εκπομπής τα οποία φθάνουν στο δέκτη μέσω διαφορετικών και όσο το δυνατόν ασυσχέτιστων διαδρομών. Με τη τεχνική αυτή περιορίζεται η υποβάθμιση της ποιότητας της ασύρματης ζεύξης με την καταπολέμηση των διαλείψεων που αυτή παρουσιάζει. Τρεις είναι οι βασικές μορφές του διαφορισμού, ο διαφορισμός στο πεδίο του χρόνου (time diversity), στο πεδίο της συχνότητας (frequency diversity) και αυτός του χωρικού διαφορισμού ή διαφορισμού στο πεδίο του χώρου (spatial ή antenna diversity). Όπως αναφέρθηκε, καθεμιά από αυτές τις κατηγορίες αναφέρονται στην ύπαρξη περισσότερων του ενός αντιγράφων της ίδιας πληροφορίας στο δέκτη, χωρισμένα στο πεδίο του χρόνου, της συχνότητας και του χώρου, αντίστοιχα. Ιδιαίτερα, η τεχνική του χωρικού διαφορισμού εκμεταλλεύεται την ύπαρξη διαφορετικών και όσο το δυνατόν ασυσχέτιστων διαδρομών του σήματος μετάδοσης λόγω του πλήθους των κεραιών στο πομπό ή στο δέκτη ή και στις δύο πλευρές [1.12]. Έτσι, μπορεί να διακρίνει κανείς τις ανάλογες υποκατηγορίες του χωρικού διαφορισμού ως εξής:

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

- Διαφορισμός στο Δέκτη
- Διαφορισμός στον Πομπό
- Διαφορισμός Πόλωσης
- Διαφορισμός Γωνίας

Μία ακόμη τεχνική που υποστηρίζεται από τα συστήματα MIMO είναι αυτή της χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing). Αυτή επιφέρει σημαντική αύξηση της χωρητικότητας η οποία είναι ανάλογη της ελάχιστης τιμής μεταξύ των αριθμών των κεραιών εκπομπής και λήψης. Ενδεικτικά, η μέθοδος αυτή υποστηρίζει τη διάσπαση της σχετικά γρήγορης ροής των δεδομένων σε χαμηλότερου ρυθμού ροές (αποπολυπλεξία). Καθεμιά από αυτές τις υποροές τροφοδοτεί κατάλληλα την αντίστοιχη κεραία εκπομπής, ενώ ο δέκτης λαμβάνει τα αντίστοιχα σήματα και με κατάλληλη επεξεργασία ανακτάται η αρχική ροή πληροφορίας με κατάλληλη πολυπλεξία των υποροών των δεδομένων που φθάνουν στις κεραιές λήψης [1.12].

Εν κατακλείδι, καθίσταται σαφές ότι η τεχνολογία συστημάτων MIMO δημιουργεί τις προϋποθέσεις για βελτίωση και αναβάθμιση των υπηρεσιών που σχετίζονται με τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Η μελέτη της λειτουργίας και της απόδοσης αυτών των συστημάτων αποτελεί τον κύριο στόχο της παρούσας διδακτορικής διατριβής.

## 1.2 Στοιχεία Ψηφιακών Επικοινωνιών

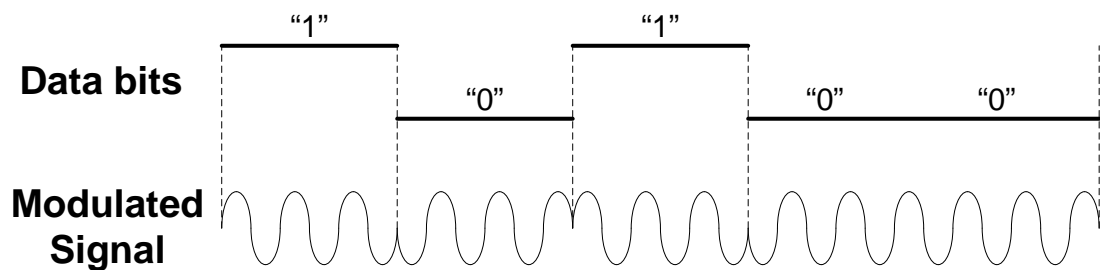
Η μεγάλη εξέλιξη στο τομέα των ηλεκτρονικών και υπολογιστικών συστημάτων δημιούργησε τις προϋποθέσεις ανάπτυξης σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων ψηφιακής διαμόρφωσης. Επιπρόσθετα, οι ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης οδήγησαν στην ανάπτυξη αλγορίθμων και τεχνικών κωδικοποίησης, συμπίεσης και ελέγχου λαθών οι οποίες βελτίωσαν ακόμα περισσότερο τη λειτουργία των ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Έτσι, με τις τεχνικές αυτές, μεταδίδεται μεγαλύτερος όγκος πληροφορίας και με πιο αξιόπιστο τρόπο.



Συνεπώς, η απόδοση των συστημάτων επικοινωνίας και οι παρεχόμενες υπηρεσίες αναβαθμίζονται καθώς η ποσότητα δυαδικών δεδομένων (bit) που αποστέλλονται από την πηγή στον προορισμό αυξάνει σημαντικά, βελτιώνοντας αντίστοιχα το ρυθμό μετάδοσης δηλαδή τη ταχύτητα ροής των δυαδικών δεδομένων.

### 1.2.1 Ψηφιακές Διαμορφώσεις

Οι ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης αναφέρονται σε μια σειρά συγκεκριμένων διαδικασιών και αρχών επεξεργασίας σήματος. Αυτές περιλαμβάνουν τη διαμόρφωση του πλάτους, της συχνότητας και της φάσης ενός ημιτονοειδούς σήματος που λέγεται φέρον (carrier). Επιγραμματικά, διακρίνει κανείς την διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (ASK), συχνότητας (FSK) και φάσης (PSK). Στη τελευταία κατηγορία περιλαμβάνεται η δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (BPSK) στην οποία οι καταστάσεις φάσης  $0^\circ$  και  $180^\circ$  αντιστοιχούν στις δύο λογικές στάθμες των δυαδικών δεδομένων «0» και «1». Το σχήμα 1.1 παρουσιάζει τη μορφή του διαμορφωμένου σήματος και τα αντίστοιχα δεδομένα (bits).



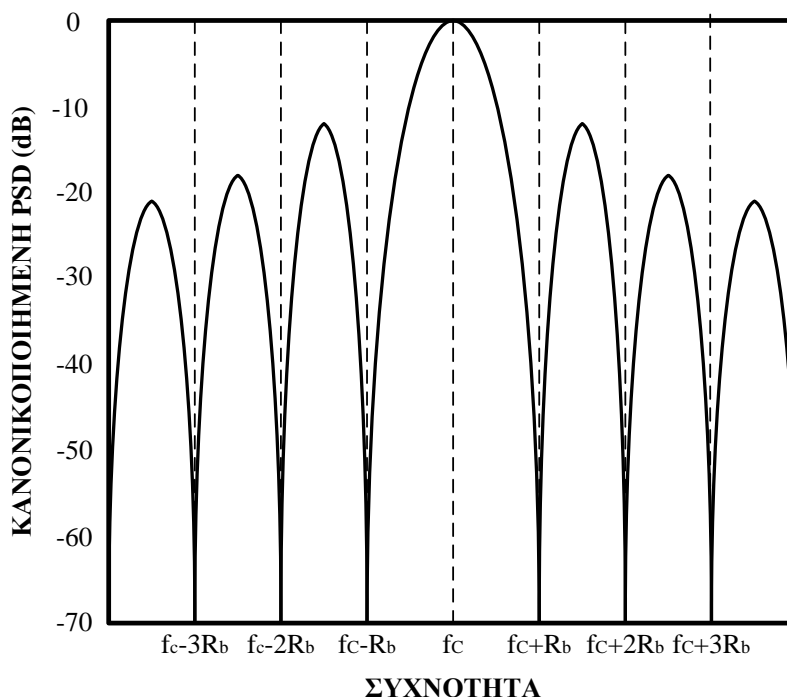
Σχήμα 1.1 Δυαδική διαμόρφωση φάσης

Η μαθηματική έκφραση που διέπει τη διαμόρφωση BPSK δίνεται από τη σχέση (1.1).

$$x(t) = A \cos(\omega t) \quad , \text{για bit} = "1" \quad \cos(\omega + \pi) \quad , \text{για} \quad = "0" \quad (1.1)$$

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η σταθερά  $A$  αντιπροσωπεύει το πλάτος του σήματος, ενώ η αντίστοιχη φάση του μεταβάλλεται από  $0^\circ$  σε  $180^\circ$ , ανάλογα με το bit της πληροφορίας. Μία ενδεικτική αναπαράσταση της φασματικής πυκνότητα ισχύος του σήματος BPSK (PSD) παρατίθεται στο σχήμα 1.2, όπου μπορεί εύκολα να διακρίνει κανείς ότι η ενέργεια του σήματος περικλείεται κατά το μεγαλύτερο ποσοστό της στη περιοχή συχνοτήτων με κέντρο τη συχνότητα του φέροντος σήματος και πλάτος το διπλάσιο του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων [1.2,1.11].



Σχήμα 1.2. Φασματική πυκνότητα ισχύος σήματος BPSK

Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι ένα από τα κρίσιμότερα σημεία της ψηφιακής διαμόρφωσης φάσης είναι η ανάγκη ανάκτησης της κυματομορφής του φέροντος σήματος στο δέκτη. Πιο συγκεκριμένα, κατά τη λειτουργία του συστήματος ψηφιακής διαμόρφωσης φάσης το φέρον σήμα στο δέκτη θα πρέπει να μην «ολισθαίνει» σε φάση σε σχέση με αυτό του πομπού. Μόνο με αυτό τον τρόπο είναι δυνατή η ορθή αποδιαμόρφωση και η λήψη των δεδομένων στο δέκτη [1.2,1.11].

Η συγκεκριμένη τεχνική διαμόρφωσης αποτελεί μία από τις πιο ελκυστικές τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης και υποστηρίζεται από τη διάταξη του πομπού πολλαπλών εξόδων του συστήματος MIMO, η οποία παρουσιάζεται εκτενώς στο κεφάλαιο τρία.

## 1.2.2 Χωρητικότητα καναλιού

Η αποτίμηση της επίδοσης σχεδίασης ενός συστήματος ψηφιακής επικοινωνίας ξεκινά από τον προσδιορισμό του άνω ορίου της χωρητικότητας του καναλιού, έτσι όπως ορίζεται από τη γνωστή σχέση των Shannon – Hartley ( Σχέση 1.2).

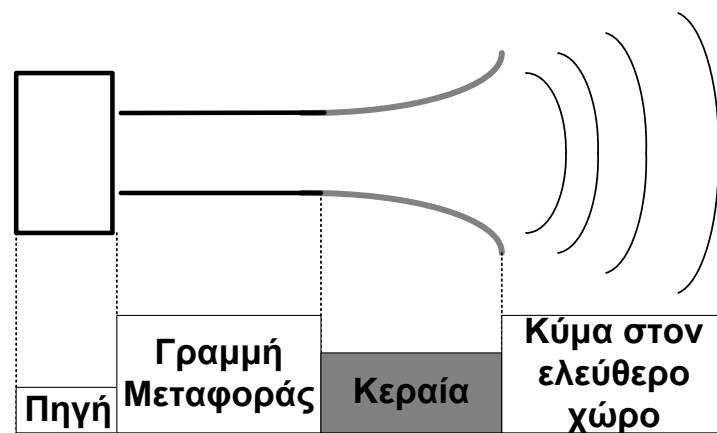
$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \text{ bit / sec} \quad (1.2)$$

, όπου  $B$  είναι το εύρος ζώνης και  $S/N$  ο λόγος σήματος προς θόρυβο.

Το θεώρημα που διέπει την εν λόγω σχέση θέτει ένα μέγιστο όριο στο ρυθμό πληροφορίας, ώστε να είναι δυνατή η πραγματοποίηση μετάδοσης χωρίς την ύπαρξη σφαλμάτων. Συνεπώς, στη περίπτωση που ο ρυθμός μεταφοράς πληροφορίας είναι μεγαλύτερος της τιμής του  $C$ , τότε θα υπάρχουν σφάλματα στη μετάδοση, ανεξαρτήτως της ποιότητας σχεδίασης των συσκευών εκπομπής και λήψης. Ουσιαστικά, η μαθηματική έκφραση της 1.2 δίνει το μέγιστο επιτρεπτό ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας, όταν η ασύρματη ζεύξη θεωρηθεί «ιδανική» χωρίς φαινόμενα παραμόρφωσης και παρεμβολών με το θόρυβο να είναι γκαουσιανός, λευκός και προσθετικός (AWGN). Αυτό το άνω όριο χαρακτηρίζεται ως χωρητικότητα καναλιού και αποτελεί μία από τις σημαντικότερες παραμέτρους της μελέτης αυτής. Εκτενής αναφορά και ανάλυση του μεγέθους αυτού ακολουθεί σε επόμενο εδάφιο μέσα από το πρίσμα των συστημάτων ασύρματης ζεύξης πολλαπλών εισόδων – εξόδων [1.2,1.11].

## 1.3 Θέματα Θεωρίας Κεραιών

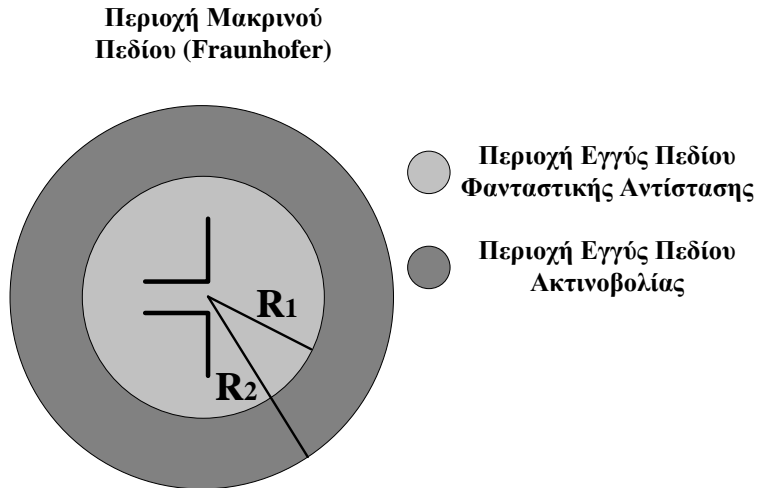
Ένα από τα βασικά στοιχεία ενός ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι η διάταξη της κεραίας. Σε κάθε εφαρμογή αυτή εκπέμπει ή λαμβάνει ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία. Η κεραία ουσιαστικά αντιπροσωπεύει μια μεταβατική διάταξη ανάμεσα στον ελεύθερο χώρο και μια διάταξη κυματοδότησης (σχήμα 1.3).



Σχήμα 1.3. Διάταξη Κεραίας

Η διάταξη κυματοδότησης ουσιαστικά αποτελεί μια γραμμή μεταφοράς με την οποία η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια μεταφέρεται από την πηγή της στη κεραία εκπομπής ή από τη κεραία λήψης στη διάταξη του δέκτη, π.χ. ένα ομοαξονικό καλώδιο.

Αντίστοιχα, ο ελεύθερος χώρος στον οποίο διαδίδεται το ηλεκτρομαγνητικό κύμα και συνάμα πλαισιώνει το στοιχείο ακτινοβολίας χωρίζεται σε τρεις περιοχές. Όπως δείχνει και το σχήμα 1.4 αυτές χαρακτηρίζονται ως περιοχή του εγγύς πεδίου φανταστικής αντίστασης, ως περιοχή του εγγύς πεδίου ακτινοβολίας και τέλος ως περιοχή μακρινού πεδίου ή περιοχή Fraunhofer [1.1,1.6].



Σχήμα 1.4. Ζώνες περιοχών γύρω από τη κεραία

Η περιοχή εγγύς πεδίου φανταστικής αντίστασης περιβάλλει άμεσα την κεραία και σε αυτή επικρατεί το πεδίο φανταστικής αντίστασης. Στις περισσότερες περιπτώσεις το εξωτερικό όριο αυτής της περιοχής καθορίζεται από το μήκος της ακτίνας  $R_1$  το οποίο δίνεται από τη σχέση 1.3:

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (1.3)$$

, όπου  $D$  είναι η μεγαλύτερη διάσταση της κεραίας και  $\lambda$  το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στη συχνότητα λειτουργίας της.

Παρόμοια, η περιοχή του εγγύς πεδίου ακτινοβολίας ορίζεται ο χώρος στον οποίο επικρατεί το πεδίο ακτινοβολίας και η γωνιακή κατανομή του πεδίου εξαρτάται από την απόσταση του αντίστοιχου σημείου από την κεραία. Είναι ουσιαστικά ο χώρος μεταξύ της περιοχής εγγύς πεδίου φανταστικής αντίστασης και περιοχής μακρινού πεδίου. Συνεπώς, περιορίζεται μεταξύ της ακτίνας  $R_1$  και  $R_2$ . Η τελευταία περιγράφεται από την σχέση 1.4:

$$R_2 = 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (1.4)$$

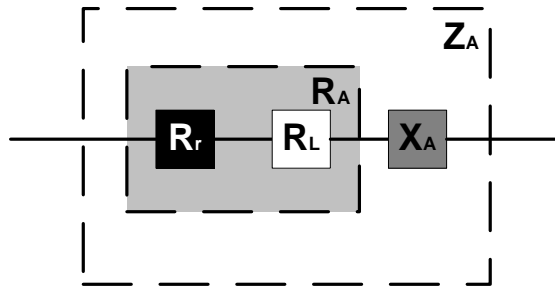
, όπου και πάλι  $D$  είναι η μεγαλύτερη διάσταση της κεραίας και  $\lambda$  το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στη συχνότητα λειτουργίας της.

Σε αποστάσεις πέρα από το όριο της ακτίνας  $R_2$  συναντάται η περιοχή μακρινού πεδίου ή περιοχή Fraunhofer. Σε αυτή η γωνιακή κατανομή του πεδίου είναι ανεξάρτητη της απόστασης από την κεραία. Στη περίπτωση των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας η περιοχή αυτή εμφανίζει το μεγαλύτερο ενδιαφέρον και συνεπώς η μελέτη των κεραιοσυστοιχιών κεραιών που αναπτύσσεται στο κεφάλαιο 3 εστιάζει στα χαρακτηριστικά λειτουργίας των σε αποστάσεις μεγαλύτερες της ακτίνας  $R_2$ . Αξίζει επίσης να σημειωθεί πως στο μακρινό πεδίο μιας κεραίας το ηλεκτρομαγνητικό κύμα που εκπέμπεται ή λαμβάνεται σε μια δεδομένη διεύθυνση μπορεί να αντιπροσωπευθεί από ένα επίπεδο κύμα με την ίδια ένταση ηλεκτρικού πεδίου το οποίο διαδίδεται κατά την ακτινική διεύθυνση από τη κεραία [1.1,1.6,1.9].

Ενδεικτικά αναφέρεται ως παράδειγμα η περίπτωση διπόλου  $\lambda/2$  με συχνότητα λειτουργίας  $2.4 \text{ GHz}$ . Στη περίπτωση αυτή οι τιμές των ακτίνων  $R_1$  και  $R_2$  προσεγγίζουν τα  $2.78 \text{ cm}$  και  $6.25 \text{ cm}$ , αντίστοιχα.

Επιπρόσθετα, πολλά είναι τα είδη κεραιών που έχουν παρουσιασθεί και μελετηθεί κατά καιρούς. Μερικά από αυτά είναι οι κεραίες σύρματος (απλό δίπολο, κυκλικός βρόχος), οι κεραίες ανοίγματος (χοάνη), οι μικροταινιακές κεραίες (PIFA), οι κεραίες ανακλαστήρα, οι φακοειδείς και οι στοιχειοκεραίες. Ιδιαίτερα, η τελευταία κατηγορία αποτελεί ένα από τα βασικότερα αντικείμενα της παρούσας διδακτορικής διατριβής και παρουσιάζεται εκτενώς στο κεφάλαιο δύο.

Γενικά, κάθε διάταξη κεραίας χαρακτηρίζεται από μία σειρά μεγεθών και ποσοτήτων που περιγράφουν τη λειτουργία της. Αρχικά, διακρίνει κανείς το μέγεθος της σύνθετης αντίστασης εισόδου της ( $Z_A$ ). Αυτή ορίζεται ως η σύνθετη αντίσταση που εμφανίζει μια κεραία στους ακροδέκτες εισόδων της. Το σχήμα 1.5 παρουσιάζει μια διάταξη κεραίας με τη σχηματική αναπαράσταση της σύνθετης αντίστασής της.



Σχήμα 1.5. Σύνθετη Αντίσταση Εισόδου κεραίας

Πιο συγκεκριμένα, η σύνθετη αντίσταση εισόδου της κεραίας  $Z_A$  αποτελείται από το ωμικό και το φανταστικό της μέρος ( $Z_A = R_A + j X_A$ ). Το πρώτο αναλύεται στην ωμική αντίσταση ακτινοβολίας ( $R_r$ ) και στην ωμική αντίσταση απωλειών ( $R_L$ ). Η εικόνα του σχήματος 1.5 σε συνδυασμό με το σχηματικό διάγραμμα του σχήματος 1.3, καταργώντας για λόγους απλότητας τη γραμμή μεταφοράς, αναδεικνύουν μία από τις βασικότερες αρχές που διέπουν τη λειτουργία κεραιών. Πράγματι, η αντίστοιχη θεωρία των γραμμών μεταφοράς υποστηρίζει πως για τη μέγιστη μεταφορά ισχύος από ή προς την κεραία απαιτείται η ύπαρξη συζυγούς προσαρμογής. Ουσιαστικά, στη περίπτωση εκπομπής ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας θα πρέπει η ωμική αντίσταση της κεραίας  $R_A$  να είναι ίση με την ωμική αντίσταση της πηγής  $R_G$  και η φανταστική αντίσταση της κεραίας  $jX_A$  να ισούται με το μιγαδικό συζυγές της φανταστικής αντίστασης της πηγής. Η ίδια αρχή θα πρέπει να ισχύει και στη περίπτωση όπου η κεραία λαμβάνει ηλεκτρομαγνητική ισχύς και τη μεταβιβάζει στη διάταξη του δέκτη. Επιπρόσθετα, η ισχύς που καταναλώνεται πάνω στην ωμική αντίσταση  $R_A$  κατά το ένα μέρος της ακτινοβολείται μέσω της αντίστασης  $R_r$ , ενώ το υπόλοιπο χάνεται πάνω στην αντίσταση  $R_L$  με μορφή θερμότητας [1.1].

Συνεπώς, η τιμή της σύνθετης αντίστασης εισόδου μιας κεραίας αποτελεί σημαντικό παράγοντα για τη λειτουργία της. Θεωρητικές και πειραματικές μελέτες στοχεύουν στην εύρεση των παραμέτρων που καθορίζουν την τιμή της και του τρόπου με τον οποίο το επιτυγχάνουν. Αρχικά, η τιμή της αντίστασης εισόδου της κεραίας αποτελεί συνάρτηση της συχνότητας λειτουργίας της οπότε η προσαρμογή της θα επιτυγχάνεται μόνο για ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Άλλοι επίσης παράγοντες που την επηρεάζουν είναι η γεωμετρία της, ο τρόπος διέγερσης της καθώς και το γειτονικό της περιβάλλον.

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Κάποια από τα βασικότερα μεγέθη που περιγράφουν τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας μιας κεραίας είναι τα μεγέθη της έντασης του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου, της μέσης ισχύος, της έντασης της ακτινοβολίας, της κατευθυντικότητας, της απολαβής, της απόδοσης και τέλος της πόλωσης.

Σε αυτά τα μεγέθη προστίθεται και η έννοια του διανύσματος Poynting. Το διάνυσμα αυτό περιγράφεται από τη μαθηματική έκφραση της σχέσης 1.5 και ορίζεται ως το εξωτερικό γινόμενο της έντασης του ηλεκτρικού (E) και του μαγνητικού πεδίου (H) [1.1,1.7,1.9].

$$S = E \times H \quad (1.5)$$

Έτσι το ηλεκτρομαγνητικό κύμα που ακτινοβολείται ή λαμβάνεται από μία κεραία, αποτελείται από μία συνιστώσα ηλεκτρικού πεδίου και μία μαγνητικού πεδίου, κάθετες μεταξύ τους. Συνάμα, η κατεύθυνση του διανύσματος Poynting είναι κάθετη στα διανύσματα του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου και ταυτίζεται με τη κατεύθυνση διάδοσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος.

Η μέση ισχύς του διανύσματος Poynting δίνεται από τη σχέση 1.6. Στη σχέση αυτή η έκφραση  $\text{Re}$  αντιστοιχεί στο πραγματικό μέρος του εξωτερικού γινομένου του διανύσματος της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου και του μιγαδικού συζυγούς του μαγνητικού πεδίου.

$$W = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*], \text{ σε } (W / m^2) \quad (1.6)$$

Με την ολοκλήρωση της παραμέτρου  $W$  σε κλειστή επιφάνεια που περικλείει τη κεραία εκπομπής προκύπτει το μέγεθος της μέσης ισχύος που ακτινοβολείται από αυτή (σχέση 1.7).

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \iint_S \text{Re}[E \times H^*] \cdot ds \quad (1.7)$$

Επίσης, το μέγεθος της έντασης ακτινοβολίας μιας κεραίας αντιστοιχεί στη μέση ισχύ που ακτινοβολείται από αυτή ανά μονάδα στερεάς γωνίας. Η ένταση της ακτινοβολίας μιας κεραίας αποτελεί χαρακτηριστικό μέγεθος του μακρινού πεδίου



της και θέτει τις βάσεις για τον ορισμό ενός από τα βασικότερα μεγέθη που συναντά κανείς στη θεωρία κεραιών, δηλαδή της κατευθυντικότητας.

Η έννοια της κατευθυντικότητας περιγράφεται από το λόγο της έντασης ακτινοβολίας μιας κεραιάς σε μια ορισμένη διεύθυνση προς τη μέση ένταση ακτινοβολίας που εκπέμπεται σε όλες τις κατευθύνσεις. Συμβολίζεται με το γράμμα  $D$  και σχετίζεται με το πηλίκο της έντασης της ακτινοβολίας σε μία δεδομένη διεύθυνση, προς την ένταση της ακτινοβολίας μιας ισοτροπικής πηγής [1.1,1.7,1.9].

Με βάση λοιπόν το μέγεθος της κατευθυντικότητας σε ορισμένη διεύθυνση  $D(\theta,\varphi)$  προκύπτει ο ορισμός της απολαβής της κεραιάς  $G(\theta,\varphi)$ . Η σχέση που συνδέει τα δύο μεγέθη δίνεται από τη παρακάτω μαθηματική έκφραση (σχέση 1.8).

$$G(\theta,\varphi) = e_{cd} \cdot D(\theta,\varphi) \quad (1.8)$$

Ο παράγων  $e_{cd}$  ονομάζεται απόδοση ακτινοβολίας της κεραιάς και αποτελεί το γινόμενο δύο βασικών παραμέτρων του  $e_c$  και του  $e_d$ . Ο πρώτος αντιστοιχεί στην απόδοση αγωγιμότητας και ο δεύτερος στη διηλεκτρική απόδοση. Αν σε αυτούς τους δύο παράγοντες που περιγράφουν την απόδοση μιας κεραιάς προστεθεί και η παράμετρος της απώλειας ανάκλασης εισόδου λόγω αποπροσαρμογής μεταξύ της γραμμής μεταφοράς που τροφοδοτεί τη κεραιά και της ίδιας της κεραιάς, τότε προκύπτει η ολική απόδοση της. Συγκεκριμένα, η συνολική απόδοση μιας κεραιάς εκφράζεται από τη σχέση 1.9.

$$e_o = e_r \cdot e_{cd} \quad (1.9)$$

Η παράμετρος  $e_r$  αντιστοιχεί στην απόδοση της κεραιάς λόγω απωλειών ανάκλασης εισόδου που δημιουργούνται στη διασύνδεση της εισόδου της κεραιάς με τη γραμμή μεταφοράς που την τροφοδοτεί. Πιο συγκεκριμένα, η θεωρία γραμμών μεταφοράς περιγράφει τη προσαρμογή μεταξύ των δύο διατάξεων με τη βοήθεια του συντελεστή ανάκλασης ( $\Gamma$ ). Η σχέση 1.10 δίνει την έκφρασή του στους ακροδέκτες εισόδου της κεραιάς.

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (1.10)$$

, όπου με  $Z_{in}$  συμβολίζεται η σύνθετη αντίσταση εισόδου της κεραίας και με  $Z_0$  η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς [1.1].

Το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης καθορίζει και την τιμή της παραμέτρου  $e_r$ , μέσω της σχέσης 1.11.

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (1.11)$$

Το μέγεθος της απολαβής μιας κεραίας εκφράζεται σε dB από τη παρακάτω μαθηματική σχέση (σχέση 1.12).

$$G(dB) = 10 \cdot \log_{10}(G(\theta, \varphi)) \quad (1.12)$$

Παράλληλα χρησιμοποιείται κατά κόρον και η τροποποιημένη μορφή της σχέσης 1.12, η οποία παρουσιάζεται στη σχέση 1.13.

$$G(dBi \text{ ή } dBd) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{G(\theta, \varphi)}{G_0}\right) \quad (1.13)$$

Σε αυτή την έκφραση η παράμετρος  $G_0$  αντιστοιχεί στην απολαβή της κεραίας που λαμβάνεται ως αναφορά στο προσδιορισμό της απολαβής της υπό εξέταση κεραίας. Έτσι, το μέγεθος της απολαβής ενός στοιχείου ακτινοβολίας εκφράζεται σε  $dBi$ , αν η κεραία αναφοράς είναι ισοτροπική ή σε  $dBd$  αν η αντίστοιχη κεραία αναφοράς είναι αυτή του ιδανικού διπόλου  $\lambda/2$ . Η παράμετρος  $G_0$  ισούται με τη μονάδα για την ισοτροπική κεραία και με 1.64 για τη περίπτωση του ιδανικού διπόλου  $\lambda/2$  [1.1,1.7,1.9].

Από την άλλη, η έννοια της πόλωσης συσχετίζεται με τη μορφή του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που ακτινοβολείται ή λαμβάνεται από μία κεραία. Πιο συγκεκριμένα, η χρονομεταβλητή διεύθυνση και το σχετικό πλάτος του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου καθορίζουν το είδος της πόλωσης ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Ουσιαστικά, το είδος της πόλωσης καθορίζεται ανάλογα με τη μορφή της

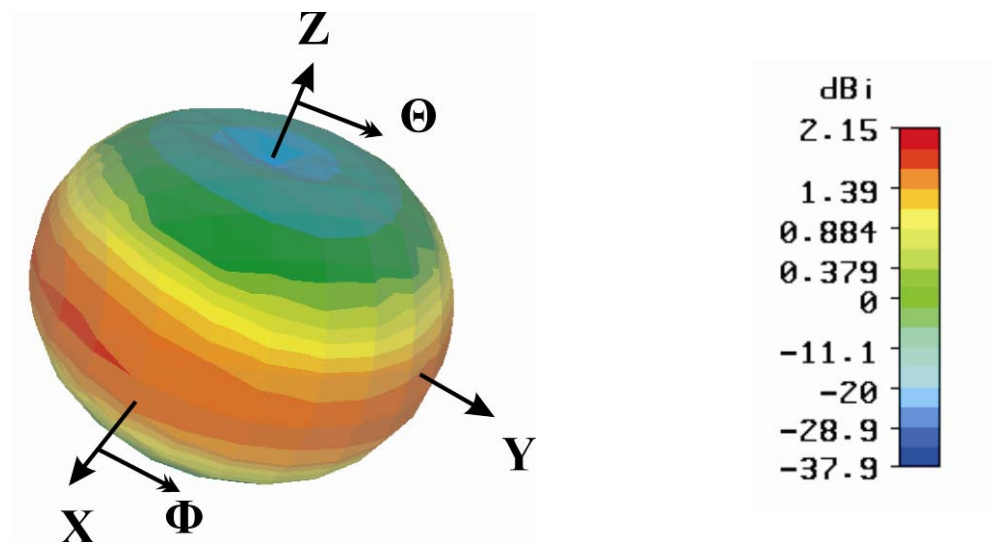
γραμμής που διαγράφει το άκρο του διάνυσματος του ηλεκτρικού πεδίου στο χώρο και στο χρόνο παρατηρούμενο κατά τη διεύθυνση διάδοσης. Τα βασικά είδη πόλωσης ταξινομούνται σε τρεις κατηγορίες. Η πρώτη ονομάζεται γραμμική και αντιστοιχεί στη περίπτωση όπου το διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου συναρτήσει του χρόνου σε ένα σημείο του χώρου κατευθύνεται πάντοτε κατά μήκος μιας γραμμής. Η δεύτερη ονομάζεται ελλειπτική, γιατί το διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου διαγράφει σχήμα έλλειψης για συγκεκριμένη απόσταση από τη κεραία, ενώ η τρίτη καλείται κυκλική γιατί ομοίως το αντίστοιχο σχήμα είναι κυκλικό. Επιπρόσθετα, σε καθεμιά από τις παραπάνω κατηγορίες η πόλωση αναλύεται σε δύο κάθετες συνιστώσες τη συμπόλωση και την ορθοπόλωση [1.1].

Γενικά, η απόδοση λειτουργίας μιας κεραίας βασίζεται στη μορφή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας της. Ο όρος του διαγράμματος ακτινοβολίας μιας κεραίας αντιστοιχεί στη γραφική παράσταση των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας της συναρτήσει των χωρικών συντεταγμένων.

Ένα από τα πιο διαδεδομένα διαγράμματα ακτινοβολίας που περιγράφουν τη συμπεριφορά λειτουργίας μιας κεραίας είναι τα διαγράμματα ισχύος της και τα διαγράμματα της απολαβής της. Σε αυτά τα διαγράμματα παρουσιάζονται η λαμβανόμενη ισχύς και η απολαβή της κεραίας σε σημεία σταθερής ακτίνας, αντίστοιχα. Επίσης συναντάται συχνά και το γράφημα της χωρικής μεταβολής του πεδίου (ηλεκτρικού ή μαγνητικού) σε σημεία σταθερής ακτίνας. Αυτό εμφανίζεται με τον όρο διάγραμμα πλάτους του πεδίου. Σε γενικές γραμμές τα διαγράμματα μιας κεραίας παρουσιάζονται σε δύο ή και τρεις διαστάσεις, παρέχοντας σημαντικές πληροφορίες για τον τρόπο με τον οποίο η εν λόγω κεραία ακτινοβολεί στο χώρο. Ανάλογα με τη μορφή τους διακρίνονται σε ισοτροπικά, κατευθυντικά και ομοιοκατευθυντικά. Ένα ισοτροπικό στοιχείο ακτινοβολίας αντιστοιχεί σε μια υποθετική κεραία με το ίδιο ποσοστό ακτινοβολίας σε όλες τις κατευθύνσεις. Συνήθως, αυτό το είδος στοιχείου ακτινοβολίας εκλαμβάνεται ως αναφορά στον προσδιορισμό των κατευθυντικών ιδιοτήτων των πραγματικών κεραιών με το αντίστοιχο διάγραμμα να αποτελεί θεμελιώδες «μέτρο» σύγκρισης. Με τον όρο κατευθυντική χαρακτηρίζεται η κεραία που εμφανίζει αποτελεσματικότερη εκπομπή ή λήψη ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε ορισμένες διευθύνσεις σε σχέση με κάποιες άλλες. Αυτό το στοιχείο ακτινοβολίας παρουσιάζει κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας.

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τέλος, στη περίπτωση που το διάγραμμα μιας κεραίας είναι μη κατευθυντικό σε ένα επίπεδο και κατευθυντικό σε οποιοδήποτε κάθετο επίπεδο, χαρακτηρίζεται ως ομοιοκατευθυντικό [1.1]. Ο ειδικός αυτός τύπος κατευθυντικού διαγράμματος παρουσιάζεται στο σχήμα 1.6.

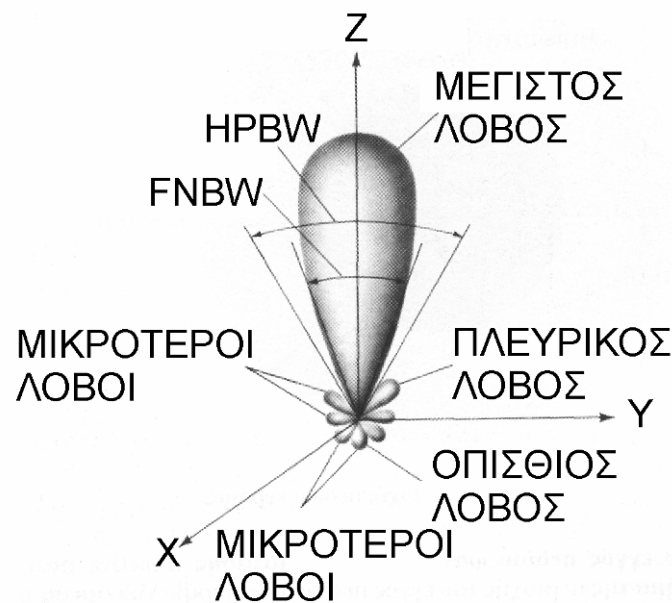


Σχήμα 1.6. Ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα κεραίας

Το σχήμα αυτό αποτελεί ένα τρισδιάστατο διάγραμμα της απολαβής του διπόλου  $\lambda/2$ . Συγκεκριμένα, στο επίπεδο XY ( $\theta = 90^\circ$ ) το διάγραμμα δεν είναι κατευθυντικό, ενώ στα επίπεδα XZ και YZ εμφανίζει κατευθυντικές ιδιότητες. Παράλληλα, φαίνεται η μέγιστη τιμή της απολαβής της κεραίας η οποία προσεγγίζει τα 2.15 dBi.

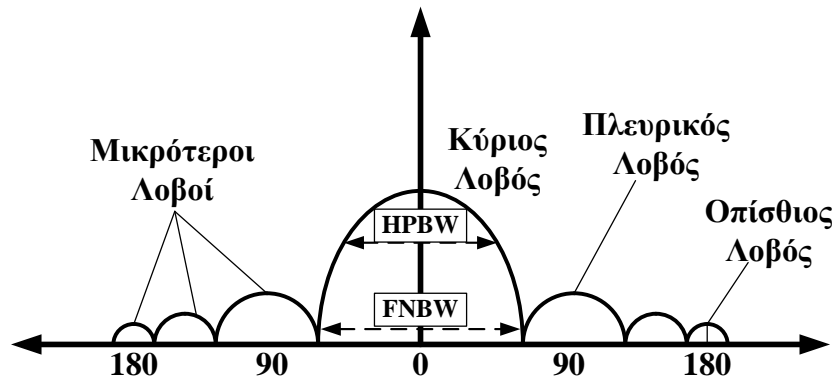
Είναι φανερό λοιπόν πως για τη περιγραφή ενός διαγράμματος ακτινοβολίας χρησιμοποιούνται τα γεωμετρικά κύρια επίπεδα (XZ, XY και YZ). Σε πολλές περιπτώσεις χρησιμοποιούνται στη διαδικασία αυτή τα επίπεδα του ηλεκτρικού (E - πεδίο) και μαγνητικού πεδίου (H - πεδίο). Το πρώτο ορίζεται ως το επίπεδο στο οποίο ανήκει το διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου και το δεύτερο ως το επίπεδο που περιέχει το διάνυσμα του μαγνητικού πεδίου. Στα διαγράμματα των κεραιών που εξετάζονται στη βιβλιογραφία εμφανίζεται η τάση τα επίπεδα E και H να ταυτίζονται με τα γεωμετρικά επίπεδα για λόγους ευκολίας [1.9].

Μία από τις βασικότερες έννοιες που συναντάται στη παρουσίαση διαγραμμάτων ακτινοβολίας είναι αυτή του λοβού. Συνήθως, αυτή συνδυάζεται με τους χαρακτηρισμούς όπως κύριος λοβός (main ή major), μικρότερος λοβός (minor), πλευρικός λοβός (side) και οπίσθιος λοβός (back). Γενικά, ο όρος λοβός αναφέρεται σε ένα τμήμα του συνήθως τρισδιάστατου διαγράμματος ακτινοβολίας που περιορίζεται από περιοχές σχετικά μικρής έντασης ακτινοβολίας. Το σχήμα 1.7 δίνει μια εικόνα της έννοιας του λοβού, καθώς και των βασικών κατηγοριών του.



Σχήμα 1.7. Σχηματικό διάγραμμα ακτινοβολίας

Πράγματι, στο σχήμα αυτό παρουσιάζεται ο μέγιστος λοβός (κύριος λοβός) ο οποίος αντιστοιχεί στη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας. Κάθε λοβός εκτός του κύριου χαρακτηρίζεται ως μικρότερος λοβός. Επιπρόσθετα, πλευρικός λοβός ορίζεται αυτός που προσανατολίζεται σε διεύθυνση διαφορετική από αυτή που απαιτεί η εκάστοτε εφαρμογή. Τέλος, οπίσθιος είναι ο λοβός ακτινοβολίας που ο άξονάς του είναι σχεδόν κατοπτρικός σε σχέση με τον άξονα του κύριου λοβού. Συμπληρωματικά, το σχήμα 1.8 δίνει μία διδιάστατη εικόνα του διαγράμματος ακτινοβολίας μιας κεραίας.

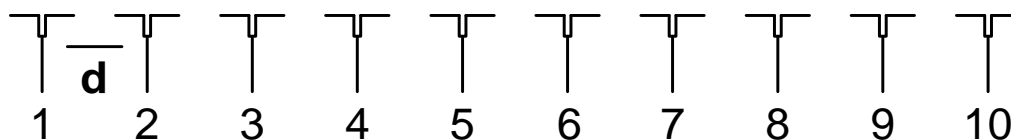


Σχήμα 1.8. Διδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας

Σε αυτό το σχήμα διακρίνει κανείς τον κύριο λοβό (κατεύθυνση  $0^\circ$ ), τους μικρότερους λοβούς, τον πλευρικό και τον οπίσθιο (κατεύθυνση  $180^\circ$ ). Ταυτόχρονα, μπορεί να διακρίνει κανείς δύο βασικά μεγέθη, το εύρος δέσμης μισής ισχύος (HPBW) και το εύρος δέσμης πρώτου μηδενισμού (FNBW). Το πρώτο αναφέρεται στο εύρος της δέσμης που περιορίζεται από τα σημεία μισής ισχύος ακτινοβολίας εκατέρωθεν της κατεύθυνσης του κύριου λοβού. Παρόμοια, το δεύτερο, αναφέρεται στο εύρος δέσμης μεταξύ των σημείων πρώτου μηδενισμού εκατέρωθεν του κύριου λοβού [1.1].

Η μορφή των διαγραμμάτων ακτινοβολίας ποικίλλει ανάλογα με το είδος της υπό εξέταση κεραίας. Αυτή μπορεί να αποτελείται επίσης από ένα πλήθος κεραιών τα οποία είναι οργανωμένα με συγκεκριμένη τοπολογία, αποτελώντας μία ενιαία διάταξη ακτινοβολίας. Αυτή η ομάδα κεραιών συνιστά μια διάταξη στοιχειοκεραίας.

Ένα από τα πιο διαδεδομένα είδη στοιχειοκεραιών είναι οι γραμμικές, οι κυκλικές κ.α. Ένα παράδειγμα γραμμικής κεραιοσυστοιχίας κεραιών δέκα στοιχείων σε απόσταση  $d$  δίνεται στο επόμενο σχήμα (σχήμα 1.9).



Σχήμα 1.9. Γραμμική κεραιοσυστοιχία

Μια από τις έννοιες που είναι συνυφασμένη με τις κεραιοσυστοιχίες κεραιών είναι ο σχηματισμός δέσμης (beamforming). Αυτή περιγράφει τη διαδικασία κατά την οποία καθορίζονται κατάλληλα τα χαρακτηριστικά των ραδιοσημάτων σε κάθε κεραία της κεραιοσυστοιχίας. Με τον τρόπο αυτό η στοιχειοκεραία λειτουργεί πιο αποτελεσματικά, λειτουργώντας ως μία ενιαία κατευθυντική κεραία.

Η τεχνική του σχηματισμού δέσμης καταφέρνει να μειώνει τις ανεπιθύμητες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, βελτιώνοντας σημαντικά την ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών. Αυτό επιτυγχάνεται με τη δυνατότητα της τεχνικής αυτής να αλλάζει τη κύρια κατεύθυνση εκπομπής ή λήψης της στοιχειοκεραίας, αλλά και να ιχνηλατεί το χώρο διάδοσης με στόχο τον προσδιορισμό της κατεύθυνσης από την οποία λαμβάνεται ένα ηλεκτρομαγνητικό σήμα.

Η βασική αρχή λειτουργίας των συστημάτων σχηματισμού δέσμης αναφέρεται στον τρόπο με τον οποίο διαδίδονται και αλληλεπιδρούν μεταξύ τους τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Πράγματι, κάθε στοιχειώδες σημείο μιας κεραίας ακτινοβολεί ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαφορετικού πλάτους και φάσης. Κάθε ένα από αυτά ταξιδεύει σε διαφορετικές κατευθύνσεις για να φτάσει τελικά σε ένα συγκεκριμένο σημείο του χώρου, όπου συνήθως εδρεύει η κεραία του δέκτη. Έτσι τα κύματα αυτά υπερτίθενται σε κάθε σημείο αναφοράς. Η υπέρθεση αυτή οδηγεί είτε σε ενισχυτική, είτε σε ακυρωτική συμβολή. Η πρώτη περίπτωση αυξάνει το επίπεδο του σήματος, ενώ η δεύτερη το μειώνει ακόμα και σε τέτοιο βαθμό που επιτυγχάνει το μηδενισμό του [1.10].

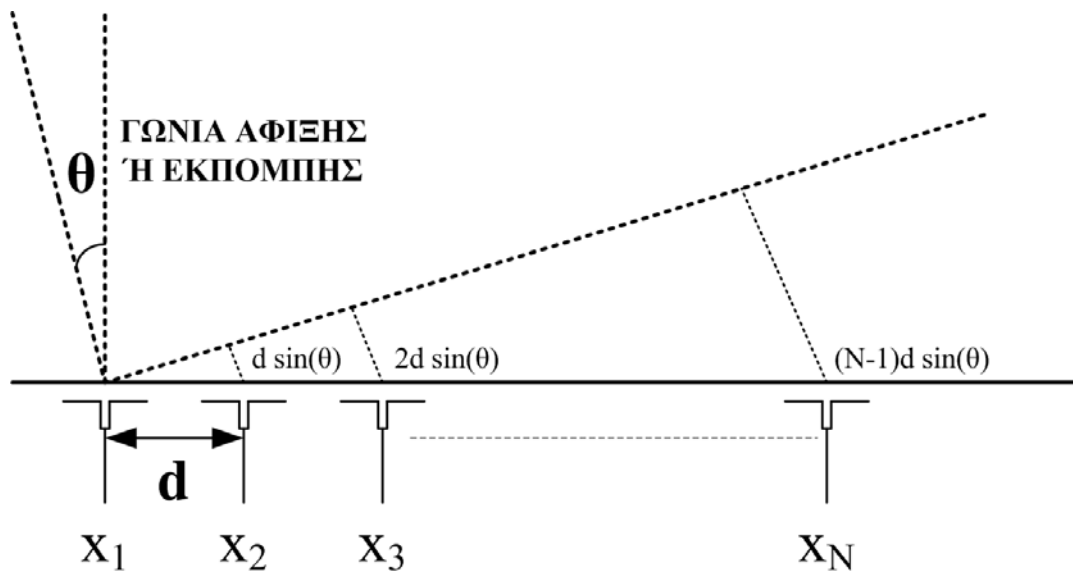
Στην περίπτωση γραμμικών κεραιών κατάλληλες μελέτες και δοκιμές αποδεικνύουν πως με την αύξηση των διαστάσεων της στοιχειοκεραίας ο κεντρικός κύριος λοβός της στενεύει σημαντικά. Επίσης, με την αύξηση του πλήθους των στοιχείων της οι πλευρικοί λοβοί μικραίνουν. Τα συμπεράσματα αυτά ισχύουν στη περίπτωση που κάθε στοιχείο ακτινοβολίας οδηγείται από ηλεκτρομαγνητικό σήμα ίδιου πλάτους, συχνότητας και φάσης.

Σε περιπτώσεις όπου τα σήματα που τροφοδοτούν τις κεραίες μιας γραμμικής κεραιοσυστοιχίας υφίστανται κατάλληλη χρονική καθυστέρηση το ένα σε σχέση με το άλλο, τότε ο κύριος λοβός μπορεί να καθοδηγηθεί στην επιθυμητή κατεύθυνση. Αυτή η καθυστέρηση μπορεί να επιτευχθεί είτε με κατάλληλες επιλογές στα μήκη των γραμμών μεταφοράς τροφοδότησης των κεραιών, είτε με ολίσθηση της αρχικής φάσης των σημάτων με τη βοήθεια κατάλληλων ηλεκτρονικών διατάξεων.

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Παρόμοιες ιδιότητες παρουσιάζουν και άλλες μορφολογίες κεραιοσυστοιχιών, όπως οι κυκλικές στοιχειοκεραίες, όπου για να επιτευχθεί σχηματισμός δέσμης απαιτούνται πιο δύσκολοι χειρισμοί.

Η έννοια του ψηφιακού σχηματισμού δέσμης αποτελεί μία τεχνική διαμόρφωσης της κεντρικής δέσμης ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας, η οποία βασίζεται στη τεχνολογία της ψηφιακής λογικής. Πρακτικά, τα χαρακτηριστικά (πλάτος, φάση, συχνότητα) των ραδιοσημάτων που τροφοδοτούν τις κεραίες στη διάταξη της κεραιοσυστοιχίας καθορίζονται με βάση τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Ο καθορισμός αυτός γίνεται με τη βοήθεια ηλεκτρονικών διατάξεων ψηφιακής λογικής και με τον κατάλληλο προγραμματισμό τους. Με παρόμοιες τεχνικές λαμβάνει χώρα η συγκέντρωση και η επεξεργασία των ραδιοσημάτων που προέρχονται από κάθε στοιχείο – κεραία κατά τη διαδικασία λήψης. Σε κάθε περίπτωση, ολοκληρωμένα κυκλώματα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) και άλλων κατηγοριών (Άμεσης ψηφιακής σύνθεσης – DDS, διαμορφωτές) χρησιμοποιούνται για το σκοπό αυτό. Ενδεικτικά, το σχήμα 1.10 παρουσιάζει  $N$  πλήθος κεραιών σε γραμμική διάταξη με ομοιόμορφη απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών στοιχείων ακτινοβολίας  $d$ .



Σχήμα 1.10 Ομοιόμορφη γραμμική κεραιοσυστοιχία  $N$  κεραιών



Παράλληλα, η μαθηματική έκφραση της σχέσης 1.14. δίνει τη γωνία άφιξης ή εκπομπής της στοιχειοκεραίας, δηλαδή τη γωνία της κατεύθυνσης του κύριου λοβού της.

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\Delta\varphi \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot d}\right) \quad (1.14)$$

Σε αυτή τη σχέση η παράμετρος  $\Delta\varphi$  είναι η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων που τροφοδοτούν δύο διαδοχικές κεραίες της κεραιοσυστοιχίας και  $\lambda$  το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στη συχνότητα λειτουργίας των κεραιών αυτών [1.10].

## 1.4 Θεωρία Διάδοσης Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων

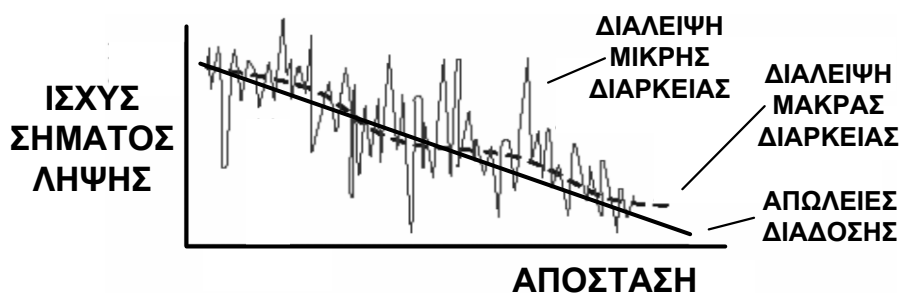
Οι ασύρματες επικοινωνίες έχουν γνωρίσει μεγάλη ανάπτυξη και εξάπλωση τα τελευταία χρόνια. Η επίδοση των συστημάτων αυτών περιορίζεται από κάποιες θεμελιώδεις παραμέτρους. Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων μέσα στο ασύρματο κανάλι επικοινωνίας αποτελεί αντικείμενο μελέτης και έρευνας ιδιαίτερα τα τελευταία χρόνια. Η διαδρομή που ακολουθούν τα ραδιοκύματα από τον πομπό στο δέκτη ποικίλλει. Από την απλή οπτική επαφή έως αυτή που παρεμποδίζεται από κτιριακές εγκαταστάσεις και ιδιαιτερότητες της μορφολογίας του εδάφους ( βουνά, λόφοι, σήραγγες, θάμνοι, δέντρα κ.τ.λ. ). Εξίσου σημαντικός είναι και ο παράγοντας της ταχύτητας κίνησης είτε του πομπού ή του δέκτη, είτε του έμψυχου ή άψυχου δυναμικού που υπάρχει στο χώρο διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων.

Αρχικά, η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο ασύρματο κανάλι χαρακτηρίζεται από φαινόμενα ανάκλασης, περίθλασης και σκέδασης. Εξαιτίας αυτών των φαινομένων τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα ταξιδεύουν σε διαφορετικές διαδρομές, με διαφορετικά χαρακτηριστικά η καθεμιά. Έτσι δημιουργούνται συνθήκες πολυδιαδρομικής διάδοσης, φαινόμενο που προκαλεί διάλειψη πολυδιαδρομικής διαδρομής (multipath fading), μεταβάλλοντας την ισχύ του σήματος στη λήψη καθώς αυξάνει η απόσταση πομπού και δέκτη.

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η μελέτη αυτού του φαινομένου επικεντρώνεται στην εκτίμηση της μέσης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος σε μια δεδομένη απόσταση από τον πομπό και στη μεταβλητότητά της σε μικρής κλίμακας αποστάσεις γύρω από αυτή τη συγκεκριμένη θέση. Η αντίστοιχη περιοχή ραδιοκάλυψης ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος περιγράφεται από συγκεκριμένα μαθηματικά μοντέλα διάδοσης με τα οποία εκτιμάται η μέση ισχύς για καθορισμένη απόσταση πομπού – δέκτη. Αυτά χαρακτηρίζονται ως μοντέλα μεγάλης κλίμακας. Αντίθετα, οι γρήγορες διακυμάνσεις που παρατηρούνται στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος για μετακινήσεις λίγων μηκών κύματος ή σε σύντομες χρονικές διάρκειες, χαρακτηρίζονται από μοντέλα μικρής κλίμακας.

Σε γενικές γραμμές, η διάδοση ραδιοκυμάτων σε ένα ασύρματο κανάλι χαρακτηρίζεται από την ύπαρξη διαφορετικών διαδρομών. Αυτό το γεγονός ονομάζεται πρακτικά πολυδιαδρομική διάδοση. Επιπρόσθετα, η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος επηρεάζεται από τρεις θεμελιώδεις παράγοντες : τις απώλειες διάδοσης (mean propagation loss), τις μακροσκοπικές διαλείψεις (macroscopic fading) και τις μικροσκοπικές διαλείψεις (microscopic fading). Η πρώτη κατηγορία αναφέρεται κυρίως στις απώλειες λόγω απόστασης, ενώ η δεύτερη περιλαμβάνει τις απώλειες λόγω «μπλοκαρίσματος» του σήματος από τα φυσικά και τεχνητά εμπόδια και χαρακτηρίζεται ως διαλείψεις μακράς διάρκειας ή σκίαση. Τέλος, η τρίτη κατηγορία απωλειών οφείλεται στην ενισχυτική ή καταστροφική υπέρθεση των πολυδιαδρομικών σημάτων και χαρακτηρίζονται ως διαλείψεις μικρής διάρκειας ή γρήγορες διαλείψεις. Το σχήμα 1.11 που ακολουθεί παρουσιάζει την λαμβανόμενη ισχύ σε συνάρτηση με την απόσταση πομπού – δέκτη. Παράλληλα, φαίνονται οι καμπύλες που αφορούν τις απώλειες διάδοσης, τη διάλειψη μακράς διάρκειας (μεγάλης κλίμακας) και τη διάλειψη μικρής διάρκειας (μικρής κλίμακας) [1.2,1.3].



Σχήμα 1.11. Ισχύς σήματος συναρτήσει της απόστασης

### 1.4.1 Μοντέλο Διάδοσης Ελεύθερου Χώρου

Το εν λόγω μοντέλο προσφέρει τη δυνατότητα να προβλέπει την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος στη περίπτωση οπτικής επαφής πομπού – δέκτη. Συγκεκριμένα, η σχέση που συνδέει την ισχύ εκπομπής με την ισχύ λήψης δίδεται παρακάτω:

$$P_r(d) = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot d^2 \cdot L} \quad (1.15)$$

Σε αυτή τη σχέση η παράμετρος  $P_r(d)$  είναι η λαμβανόμενη ισχύς,  $P_t$  είναι η ισχύς εκπομπής,  $G_t$  είναι η απολαβή της κεραίας εκπομπής,  $G_r$  είναι η απολαβή της κεραίας λήψης,  $d$  είναι η απόσταση πομπού – δέκτη,  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στη συχνότητα λειτουργίας και τέλος  $L$  είναι ο παράγοντας απωλειών του συστήματος. Αυτός δεν σχετίζεται με τη διάδοση, αλλά οφείλεται σε εξασθενίσεις γραμμής μετάδοσης, απώλειες φίλτρων και απώλειες κεραίας του εν λόγω συστήματος ασύρματης ζεύξης.

Για λόγους απλότητας, έχοντας ως αναφορά την λαμβανόμενη ισχύ σε μία συγκεκριμένη θέση στο μακρινό πεδίο της κεραίας εκπομπής σε απόσταση  $d_0$ , ορίζεται η λαμβανόμενη ισχύς σε οποιαδήποτε απόσταση  $d > d_0$  με τη σχέση 1.16 [1.3].

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left( \frac{d_0}{d} \right)^2 \quad (1.16)$$

### 1.4.2 Μηχανισμοί Ασύρματης Διάδοσης Η/Μ ακτινοβολίας

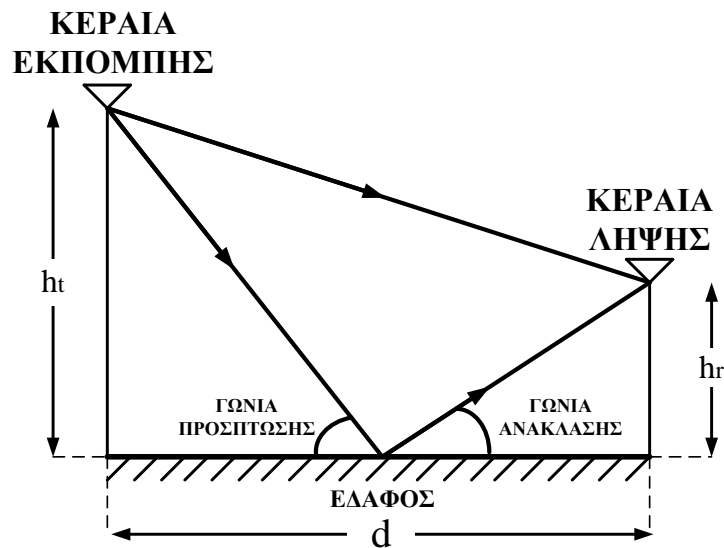
Όπως προαναφέρθηκε, οι μηχανισμοί που εμπλέκονται στην ασύρματη μετάδοση ραδιοσημάτων είναι οι εξής: η ανάκλαση, η περίθλαση και η σκέδαση. Η πρώτη λαμβάνει χώρα όταν το ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε μία επιφάνεια αντικειμένου μεγαλύτερων διαστάσεων σε σχέση με το μήκος κύματος του διαδιδόμενου σήματος. Η δεύτερη συμβαίνει όταν η διαδρομή του ηλεκτρομαγνητικού κύματος από τον πομπό στο δέκτη περιλαμβάνει επιφάνειες με οξείες ανωμαλίες. Πιο συγκεκριμένα, κατά την πρόσπτωση ενός ηλεκτρομαγνητικού

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

κύματος σε μία τέτοια επιφάνεια δημιουργούνται δευτερεύοντα κύματα τα οποία υπάρχουν ακόμα και πίσω από αυτή. Αυτό το φαινόμενο δημιουργεί κάμψη των κυμάτων γύρω από το εμπόδιο ακόμα και όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι ιδιαίτερα στις υψηλές συχνότητες και οι δύο αυτοί μηχανισμοί εξαρτώνται τόσο από τη γεωμετρία του αντικειμένου στο οποίο προσπίπτει το ηλεκτρομαγνητικό κύμα, όσο και από το πλάτος, τη φάση και τη πολικότητα του τελευταίου. Τέλος, το φαινόμενο της σκέδασης επηρεάζει εξίσου τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Λαμβάνει χώρα στη περίπτωση που το μέσο διάδοσης χαρακτηρίζεται από την ύπαρξη αντικειμένων με διαστάσεις μικρότερες από το μήκος κύματος του διαδιδόμενου σήματος και με αντίστοιχο πλήθος εμποδίων ανά μονάδα όγκου σχετικά μεγάλο. Έτσι παράγονται κύματα από σκέδαση είτε στα φυλλώματα των δένδρων και φυτών, είτε στα οδικά σήματα και φανοστάτες και γενικότερα σε κάθε τραχεία επιφάνεια ή μικρό αντικείμενο που παρεμβάλλεται στη διαδρομή πομπού – δέκτη.

Στη πράξη το φαινόμενο της ανάκλασης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στη λειτουργία ασύρματων ζεύξεων εμφανίζεται στη περίπτωση που το ηλεκτρομαγνητικό σήμα καθώς διαδίδεται σε ένα μέσο προσκρούει σε ένα άλλο με διαφορετικές ηλεκτρικές ιδιότητες. Έτσι στην διαχωριστική επιφάνεια των δύο μέσων διάδοσης (πρώτο-δεύτερο) ένα ποσοστό της ισχύος του προσπίπτοντος κύματος ανακλάται, ενώ το υπόλοιπο απορροφάται και διαδίδεται στο εσωτερικό του δεύτερου μέσου. Στη περίπτωση που το υλικό του δεύτερου μέσου είναι τέλειο διηλεκτρικό, τότε δεν υπάρχουν απώλειες απορρόφησης σε αυτό το μέσο [1.3].

Γενικά, στα συστήματα ασύρματης ζεύξης παρουσιάζονται φαινόμενα ανάκλασης από το έδαφος, το νερό, αντικείμενα που μπορούν να θεωρηθούν αγωγοί κ.λ.π. Σε κάθε περίπτωση η σχέση που συνδέει το προσπίπτον κύμα με το ανακλώμενο καθορίζεται από την εκάστοτε γεωμετρία και τους αντίστοιχους νόμους της Φυσικής. Ιδιαίτερης σημασίας είναι το μοντέλο εδαφικής ανάκλασης, όπου το λαμβανόμενο σήμα προκύπτει από την υπέρθεση ενός κύματος που διαδίδεται μέσω της διαδρομής οπτικής επαφής πομπού – δέκτη και ενός κύματος εδαφικά ανακλώμενου. Το σχήμα 1.12 παρουσιάζει το φαινόμενο αυτό.



Σχήμα 1.12. Μοντέλο εδαφικής ανάκλασης (ή Δύο ακτίνων)

Η μαθηματική σχέση που διέπει την ισχύ εκπομπής και την ισχύ λήψης δίνεται από την εξίσωση 1.17.

$$P_r(d) = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \frac{h_t^2 \cdot h_r^2}{d^4} \quad (1.17)$$

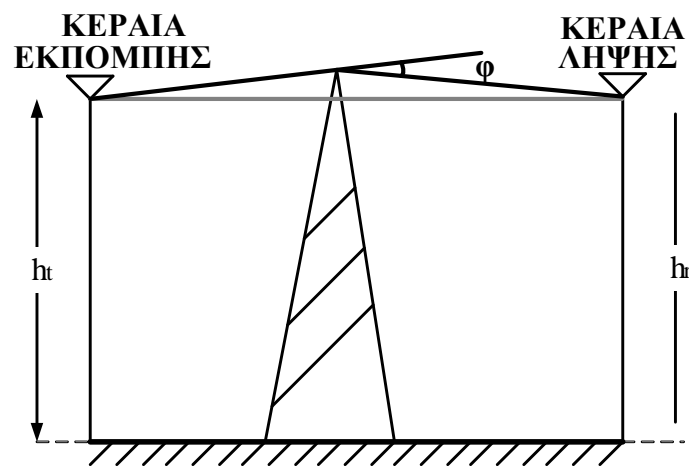
Σε αυτή τη σχέση η παράμετρος  $P_r(d)$  είναι η λαμβανόμενη ισχύς,  $P_t$  είναι η ισχύς εκπομπής,  $G_t$  είναι η απολαβή της κεραίας εκπομπής,  $G_r$  είναι η απολαβή της κεραίας λήψης,  $h_t$  είναι το ύψος της κεραίας εκπομπής,  $h_r$  είναι το ύψος της κεραίας λήψης και  $d$  είναι η απόσταση πομπού – δέκτη [1.3].

Αντίστοιχα, το φαινόμενο της περίθλασης επιτρέπει στα ραδιοσήματα να διαδίδονται γύρω από τη καμπύλη επιφάνεια της γης, πέρα από τον ορίζοντα και πίσω από εμπόδια. Ιδιαίτερα, η τελευταία περίπτωση εμφανίζει εξαιρετικό ενδιαφέρον σε εφαρμογές επίγειων ασύρματων συστημάτων μικρής εμβέλειας. Σε αυτά, η σκιασμένη περιοχή δηλαδή η περιοχή πίσω από το εμπόδιο που «μπλοκάρει» τη διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος αποτελεί το περιθλαστικό πεδίο. Η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος στο χώρο αυτό ακόμα και σε αρκετά απομακρυσμένα σημεία από το εκάστοτε εμπόδιο παραμένει ικανή για να διατηρηθεί η ποιότητα επικοινωνίας σε υψηλά επίπεδα. Το φαινόμενο αυτό βασίζεται στην αρχή του

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

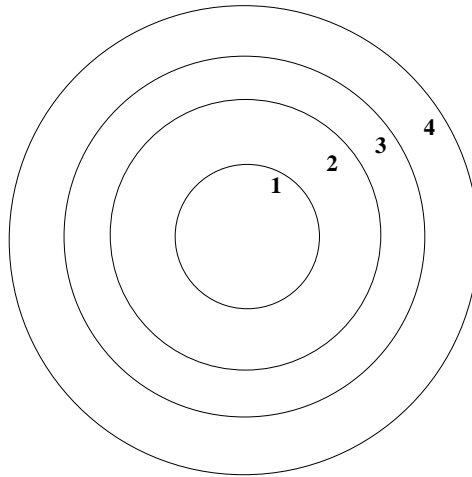
Huygen. Σύμφωνα με αυτή, όλα τα σημεία μιας κυματομορφής μπορούν να θεωρηθούν ως σημεία-πηγές για τη παραγωγή δευτερευόντων μικρών κυμάτων τα οποία συνδυάζονται για να παράγουν ένα νέο κυματοδηγό προς την κατεύθυνση διάδοσης. Το φαινόμενο της περίθλασης συνεπώς δημιουργείται από τη διάδοση των δευτερευόντων μικρών κυμάτων σε μια σκιασμένη περιοχή [1.3].

Οι αντίστοιχες απώλειες που δημιουργεί το φαινόμενο της περίθλασης αναδεικνύονται από το σχήμα 1.13. Εκεί παρουσιάζεται η ακτίνα διάδοσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος έτσι όπως αυτή φράσσεται από ένα εμπόδιο απεριόριστης ακμής.



Σχήμα 1.13. Γεωμετρία περίθλασης ακμής

Με έντονη μαύρη γραμμή απεικονίζεται η διαδρομή διάδοσης πάνω από το εμπόδιο και με γκρι η (θεωρητική) διαδρομή οπτικής επαφής. Είναι φανερό πως υπάρχει διαφορά μήκους μεταξύ των δύο. Αυτή η διαφορά συσχετίζεται απόλυτα με την έννοια της απώλειας περίθλασης με τη βοήθεια των γνωστών από τη Φυσική ζωνών Fresnel. Αυτές απεικονίζονται στο σχήμα 1.14 και αναπαριστούν διαδοχικές περιοχές όπου τα δευτερεύοντα κύματα έχουν μήκος διαδρομής μεγαλύτερο κατά ακέραια πολλαπλάσια του μισού μήκους κύματος σε σχέση με τη διαδρομή οπτικής επαφής.



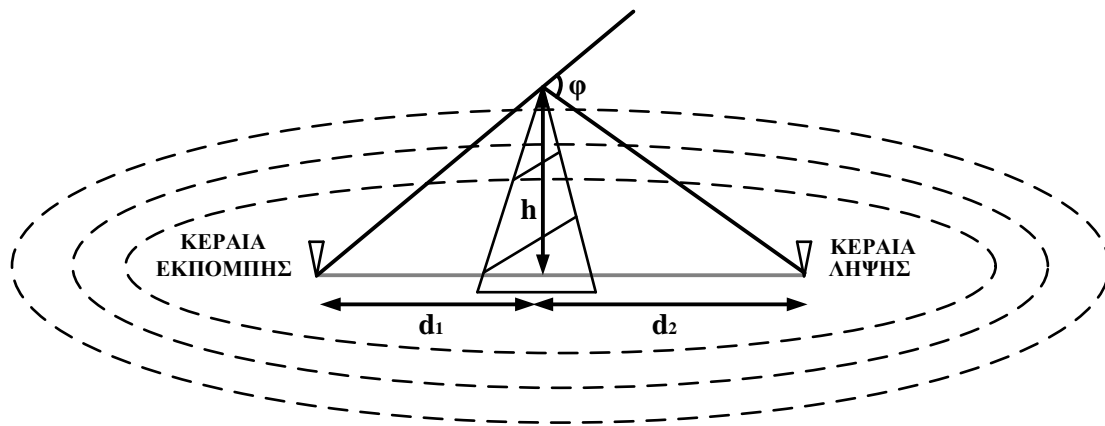
Σχήμα 1.14. Ζώνες Fresnel

Συνεπώς, οι διαδοχικές ζώνες Fresnel έχουν επίπτωση στο λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη. Αυτή ερμηνεύεται με την εναλλαγή στη λήψη εποικοδομητικής και καταστροφικής παρεμβολής. Η ακτίνα του  $v$ -στού κύκλου ζώνης Fresnel δίνεται από τη σχέση 1.18.

$$r_v = \sqrt{\frac{v \cdot \lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}} \quad (1.18)$$

Αυτή η μαθηματική έκφραση δίνει τη παράμετρο  $r_v$  συναρτήσει του  $\lambda$  που αντιστοιχεί στο μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος ζεύξης, της  $d_1$  που αντιπροσωπεύει την απόσταση του πομπού από το αντικείμενο – παραπέτασμα και της  $d_2$  που αντιστοιχεί στην απόσταση του δέκτη από το αντικείμενο - παραπέτασμα.

Οι κύκλοι αυτοί και η γεωμετρία του συστήματος εκπομπής – λήψης μπορεί να παρουσιαστεί με τη μορφή του σχήματος 1.15.



Σχήμα 1.15. Ασύρματη ζεύξη και ζώνες Fresnel

Η οικογένεια ελλειψοειδών ανάμεσα στο πομπό και στο δέκτη περιλαμβάνει όλα τα σημεία για τα οποία η διαδρομή διάδοσης πάνω από το εμπόδιο έχει διαφορά μήκους από αυτή της οπτικής επαφής ένα ακέραιο πολλαπλάσιο του μήκους κύματος. Αυτές οι ελλείψεις αντιστοιχούν στις ζώνες Fresnel. Γενικά, οι απώλειες λόγω περίθλασης διατηρούνται σε σχετικά χαμηλά επίπεδα εφόσον ο χώρος που καταλαμβάνει η πρώτη ζώνη Fresnel είναι τουλάχιστον κατά 55% απαλλαγμένος από εμπόδια. Στη περίπτωση αυτή η εκκαθάριση από τυχόν εμπόδια των ζωνών Fresnel ανώτερης τάξης δεν επηρεάζει σημαντικά την απώλεια περίθλασης.

Σε γενικές γραμμές ο υπολογισμός της εξασθένησης σήματος που προκαλείται από περίθλαση των ραδιοκυμάτων πάνω από λόφους και κτίρια δεν μπορεί να γίνει με μεγάλη ακρίβεια. Γενικά, αποτελεί δύσκολο μαθηματικό πρόβλημα ο υπολογισμός των απωλειών περίθλασης σε πολύπλοκο και ανώμαλο έδαφος. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται κατάλληλα μαθηματικά μοντέλα ραδιοκάλυψης [1.3].

Επιπρόσθετα, το φαινόμενο της σκέδασης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων επιδρά στη λειτουργία και στην απόδοση των ασύρματων συστημάτων ζεύξης. Συνήθως, η επίδρασή του έχει ως αποτέλεσμα η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος να είναι στη πράξη μεγαλύτερη από αυτή που προβλέπουν τα μοντέλα ανάκλασης και περίθλασης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι καθώς το προσπίπτον κύμα συναντά μια τραχεία επιφάνεια η ανακλώμενη ενέργεια διαχέεται σε όλες τις κατευθύνσεις λόγω του φαινομένου της σκέδασης.



Η επιστήμη της Φυσικής προτείνει για τη μελέτη της σκέδασης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων τον προσδιορισμό του βαθμού ανωμαλίας της επιφάνειας πρόσπτωσης. Η αντίστοιχη μαθηματική έκφραση δίνεται από τη σχέση 1.19 και αποτελεί το γνωστό κριτήριο Rayleigh.

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \cdot \sin \theta_i} \quad (1.19)$$

Η παράμετρος  $h_c$  καλείται κρίσιμο ύψος των προεξοχών της επιφάνειας πρόσπτωσης. Επίσης, η μεταβλητή  $\lambda$  αντιστοιχεί στο μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος ζεύξης και η  $\theta_i$  στη γωνία πρόσπτωσης. Με βάση αυτή τη σχέση και κάποιους διορθωτικούς παράγοντες περιγράφεται σε γενικές γραμμές η επίδραση του φαινομένου της σκέδασης στη διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων [1.3].

Συμπερασματικά, τα τρία παραπάνω φαινόμενα (ανάκλαση, περίθλαση, σκέδαση) καθορίζουν τον τρόπο διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε ένα συγκεκριμένο μέσο. Ο ακριβής προσδιορισμός του λαμβανόμενου σήματος σε μία ορισμένη θέση λήψης αποτελεί ένα δυσεπίλυτο πρόβλημα αφού απαιτεί τη λεπτομερή ανάλυση των επιδράσεων των τριών φαινομένων στη διάδοση κυμάτων στο αντίστοιχο περιβάλλον. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί μια σειρά μοντέλων απώλειας διαδρομής τα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως στη πρακτική σχεδίαση ασύρματων ζεύξεων.

### 1.4.3 Μοντέλα Ραδιοκάλυψης

Ένα από τα θεμελιώδη μοντέλα απώλειας διάδοσης είναι αυτό της λογαριθμικής σκίασης. Η μαθηματική έκφραση (σχέση 1.20) που ακολουθεί δίνει την απώλεια διαδρομής εκφρασμένη σε  $dB$  σε μια συγκεκριμένη θέση απόστασης  $d$  από το σημείο εκπομπής.

$$PL(d) = \overline{PL}(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (1.20)$$

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στη σχέση αυτή η παράμετρος  $\overline{PL}(d_0)$  αντιστοιχεί στη μέση ισχύ λήψης σε μια καθορισμένη απόσταση  $d_0$  από τον πομπό και η μεταβλητή  $n$  είναι ο εκθέτης απωλειών διαδρομής και εκφράζει το ρυθμό αύξησης τους με την απόσταση πομπού – δέκτη. Γενικά, η τιμή της μέσης ισχύος λήψης στην απόσταση  $d_0$  από τον πομπό προσδιορίζεται πειραματικά. Επίσης, η παράμετρος  $X_\sigma$  είναι μια τυχαία κατανομημένη μεταβλητή Gaussian μηδενικού μέσου και τυπικής απόκλισης  $\sigma$  εκφρασμένα σε  $dB$ . Η τιμή της  $PL(d)$  περιγράφει το αποτέλεσμα της τυχαίας σκίασης και καθορίζει την απώλεια διαδρομής ως τυχαία και λογαριθμοκανονικά κατανομημένη γύρω από την μέση τιμή της, η οποία με τη σειρά της καθορίζεται από την απόσταση πομπού – δέκτη ( $d$ ) [1.3].

Το μοντέλο αυτό της απώλειας διαδρομής είναι ένα από τα πιο σημαντικά από αυτά που περιγράφουν τη λειτουργία των ασύρματων ζεύξεων. Σε γενικές γραμμές ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης σε μια ασύρματη εφαρμογή συναντά κανείς κυρίως τα μοντέλα υπαίθριας διάδοσης και τα μοντέλα ενδοκτηριακής διάδοσης.

Η πρώτη κατηγορία περιλαμβάνει το μοντέλο Longley – Rice, Durkin, Okumura, Hata καθώς και επεκτάσεις αυτών. Αυτά χαρακτηρίζονται ως μοντέλα υπαίθριας διάδοσης και έχουν ως κύριο στόχο την περιγραφή και τον προσδιορισμό της απώλειας διαδρομής σε εξωτερικό περιβάλλον.

Αντίστοιχα με αυτά, τα μοντέλα ενδοκτηριακής διάδοσης αναφέρονται στη λειτουργία και την απόδοση ασύρματων συστημάτων σε εσωτερικά περιβάλλοντα όπως ο χώρος γραφείων και σπιτιών. Στη περίπτωση όπου ο πομπός και ο δέκτης βρίσκονται στον ίδιο όροφο του κτιρίου το μοντέλο της απώλειας διάδοσης περιγράφει την εξασθένηση του σήματος λήψης ανάλογα με την απόσταση, τον αριθμό και το είδος των εμποδίων που συναντά το ηλεκτρομαγνητικό κύμα στην αντίστοιχη διαδρομή του. Για το λόγο αυτό προτείνονται κατάλληλοι πίνακες με συντελεστές απωλειών ανάλογα με το υλικό παρεμπόδισης. Η διαδρομή του σήματος από τον πομπό στο δέκτη μπορεί επίσης να περιέχει και διαχωριστικό ορόφου στο εσωτερικό κτιρίων. Στη περίπτωση αυτή έχει αναπτυχθεί η έννοια του συντελεστή εξασθένησης δαπέδου (floor attenuation factor -FAF).

Ο συντελεστής αυτός εμφανίζει την τάση να σταθεροποιείται καθώς ο αριθμός των διαχωριστικών ορόφων ξεπερνά τους πέντε ή έξι. Εξίσου σημαντικό είναι και το μοντέλο της απώλειας διαδρομής λογαριθμικής απόστασης που έχει την ίδια έκφραση με το μοντέλο λογαριθμικής σκίασης παραπάνω, όπου ο συντελεστής  $n$  εξαρτάται από τα περιβάλλοντα στοιχεία και από τον τύπο του κτιρίου.

Τα παραπάνω μοντέλα απώλειας διαδρομής μεγάλης κλίμακας αναφέρονται στη διάλειαση μεγάλης διάρκειας η οποία αφορά σχετικά αργές διακυμάνσεις των χαρακτηριστικών του σήματος διάδοσης. Αντίστοιχα, η διάλειαση μικρής διάρκειας αναφέρεται σε γρήγορες μεταβολές του σήματος λήψης που λαμβάνουν χώρα είτε σε σύντομο χρονικό διάστημα, είτε σε μικρή απόσταση. Αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι ο δέκτης λαμβάνει πολλές εκδοχές του ίδιου μεταδιδόμενου σήματος, όπου η καθεμιά υφίσταται διαφορετική επίδραση από το κανάλι διάδοσης. Αυτά τα σήματα συνδυάζονται κατάλληλα στη κεραία λήψης για να δώσουν τελικά το συνιστάμενο σήμα το οποίο εμφανίζει γρήγορες και σχετικά μεγάλες διακυμάνσεις σε πλάτος και φάση. Για το λόγο αυτό χαρακτηρίζονται ως κύματα πολλαπλής διαδρομής και προκαλούν γρήγορες εναλλαγές στην ισχύ του σήματος σε μικρή διανυόμενη απόσταση ή χρονικό διάστημα, τυχαία διαμόρφωση συχνότητας λόγω μετατοπίσεων Doppler και χρονική διασπορά λόγω ποικίλων καθυστερήσεων [1.3].

Οι αντίστοιχοι παράγοντες – μηχανισμοί που διέπουν το φαινόμενο της διάλειασης μικρής κλίμακας είναι η διάδοση πολλαπλής διαδρομής, η σχετική κίνηση του πομπού, του δέκτη και των περιβαλλόντων αντικειμένων καθώς και το εύρος ζώνης μετάδοσης του σήματος. Η μελέτη των παραγόντων αυτών στη συμπεριφορά του καναλιού διάδοσης οδήγησε στην ανάπτυξη και τη χρήση κατάλληλων παραμέτρων. Δίνεται έτσι η δυνατότητα σύγκρισης μεταξύ διαφορετικών καναλιών συμβάλλοντας στην ανάπτυξη οδηγιών σχεδίασης ασύρματων συστημάτων ζεύξης.

### 1.4.4 Παράμετροι Ασύρματης Διάδοσης Η/Μ σημάτων

Η συμπεριφορά των ραδιοσημάτων και του ραδιοκαναλιού στο χρόνο περιγράφεται με τη βοήθεια των παραμέτρων χρονικής διασποράς. Αυτές οι παράμετροι είναι η μέση υπερβάλλουσα καθυστέρησης  $\bar{\tau}$  και η εξάπλωση rms καθυστέρησης  $\sigma_{\tau}$ . Και τα δύο αυτά μεγέθη καθορίζονται με βάση το προφίλ καθυστέρησης ισχύος το οποίο προσδιορίζεται με την εύρεση του χρονικού ή χωρικού μέσου όρου διαδοχικών μετρήσεων κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Η παράμετρος  $\bar{\tau}$  δίνεται από τη παρακάτω σχέση 1.21.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.21)$$

Στη σχέση αυτή η μεταβλητή  $k$  είναι ο αριθμός των συνιστωσών πολλαπλής διαδρομής με καθεμιά τους να έχει τη δική της χρονική καθυστέρηση  $\tau_k$  και ισχύ  $P(\tau_k)$ .

Η δεύτερη παράμετρος  $\sigma_{\tau}$  δίνεται από τη σχέση 1.22.

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (1.22)$$

$$\text{, όπου } \overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.23)$$

Με βάση τον ορισμό της εξάπλωσης rms καθυστέρησης  $\sigma_{\tau}$  ορίζεται και η ποσότητα του σύμφωνου εύρους ζώνης ή εύρους ζώνης συνοχής  $B_C$ . Η σχέση τους είναι αντιστρόφως ανάλογη και η ακριβής μορφή της εξαρτάται από τη δομή της πολλαπλής διαδρομής που λαμβάνει χώρα στην αντίστοιχη ασύρματη ζεύξη.

Σε γενικές γραμμές, το μέγεθος αυτό αντιπροσωπεύει τη περιοχή συχνοτήτων μέσα στην οποία κάθε φασματική συνιστώσα επιδέχεται από το κανάλι την ίδια παραμόρφωση. Συνεπώς, δύο φασματικές συνιστώσες με διαφορά συχνοτήτων μεγαλύτερη του  $B_C$  επηρεάζονται διαφορετικά από το κανάλι. Αντίθετα, δύο φασματικές συνιστώσες με διαφορά συχνοτήτων μικρότερη του  $B_C$  εμφανίζουν μεγάλη πιθανότητα για συσχέτιση πλάτους [1.3].

Η χρονικά κυμαινόμενη φύση του ασύρματου διαύλου λόγω της σχετικής κίνησης πομπού – δέκτη και των διαφόρων αντικειμένων που περιέχονται στο κανάλι ραδιοζεύξης περιγράφεται από δύο επίσης παραμέτρους. Οι παράμετροι αυτοί είναι η εξάπλωση Doppler  $B_D$  και ο χρόνος συμφωνίας  $T_C$ .

Η παράμετρος  $B_D$  αναφέρεται στη φασματική διεύρυνση που προκαλεί ο χρονικός ρυθμός μεταβολής του ραδιοκαναλιού και ορίζεται ως το εύρος ζώνης συχνοτήτων στο οποίο το φάσμα Doppler είναι μη μηδενικό. Ο χρόνος συμφωνίας  $T_C$  είναι αντιστρόφως ανάλογος της εξάπλωσης Doppler.

Το σύνολο των παραμέτρων αυτών (μέση υπερβάλλουσα καθυστέρηση, εξάπλωση rms καθυστέρησης, σύμφωνο εύρος ζώνης, εξάπλωση Doppler, χρόνος συμφωνίας) χαρακτηρίζουν το κανάλι διάδοσης και περιγράφουν τη παραμόρφωση που υφίσταται ένα μεταδιδόμενο σήμα. Ουσιαστικά, το εκάστοτε ασύρματο κανάλι εξετάζεται ως προς την εξάπλωση χρονικής καθυστέρησης πολλαπλής διαδρομής  $\sigma_\tau$  και την εξάπλωση Doppler που παρουσιάζει ώστε να διερευνηθεί το είδος της διάλειψης μικρής κλίμακας που υφίσταται αυτός ο ραδιοδιάυλος. Οι μηχανισμοί που προκαλούν κάθε είδος διάλειψης μικρής κλίμακας στο ραδιοδιάυλο λειτουργούν ανεξάρτητα. Συγκεκριμένα, τα είδη διάλειψης που παρατηρούνται είναι τα εξής :

- Επίπεδη διάλειψη
- Συχνοεπιλεκτική διάλειψη
- Ταχεία ή χρονοεπιλεκτική διάλειψη
- Βραδεία διάλειψη

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα δύο πρώτα είδη αναφέρονται στο συσχετισμό του εύρους ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος  $B_S$  και της περιοχής συχνοτήτων  $B_c$  όπου η απολαβή και η απόκριση φάσης του καναλιού είναι αντίστοιχα σταθερή και γραμμική (σύμφωνο εύρος ζώνης ή εύρος ζώνης συνοχής). Αν λοιπόν η παράμετρος  $B_S$  είναι μικρότερη του  $B_c$  τότε το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος διατηρεί τη μορφή του στο δέκτη (επίπεδη διάλειαση). Σε αντίθετη περίπτωση το κανάλι γίνεται συχνοεπιλεκτικό και η απολαβή και η απόκριση φάσης που προκαλεί σε δύο διαφορετικές συνιστώσες συχνότητας είναι διαφορετική (συχνοεπιλεκτική διάλειαση). Συνεπώς το κανάλι εμφανίζει διασυμβολική παρεμβολή.

Αντίστοιχα, τα δύο τελευταία είδη διάλειασης σχετίζονται με την περίοδο του συμβόλου του μεταδιδόμενου σήματος ζώνης βάσης  $T_S$  η οποία είναι αντιστρόφως ανάλογη της παραμέτρου του εύρους ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος  $B_S$ . Πρακτικά αν η παράμετρος  $T_S$  είναι μεγαλύτερη του  $T_C$  τότε προκαλείται παραμόρφωση του μεταδιδόμενου σήματος (ταχεία ή χρονοεπιλεκτική διάλειαση). Στη περίπτωση αυτή η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταβάλλεται σημαντικά στο χρονικό διάστημα της διάρκειας ενός συμβόλου. Αυτή η μεταβολή προκαλεί διασπορά συχνοτήτων στο μεταδιδόμενο σήμα η οποία οφείλεται στην εξάπλωση Doppler. Αν αντίθετα η παράμετρος  $T_S$  είναι μικρότερη του χρόνου συμφωνίας  $T_C$ , τότε η κρουστική απόκριση του καναλιού αλλάζει με ρυθμό πολύ πιο αργό σε σχέση με τον παράγοντα  $T_S$  και το κανάλι θεωρείται στατικό (βραδεία διάλειαση).

Πρακτικά λοιπόν, το μεταδιδόμενο σήμα σε ένα ασύρματο κανάλι αναμένεται να υποστεί επίπεδη διάλειαση αν το εύρος ζώνης του  $B_S$  είναι πολύ μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής  $B_C$  ή ισοδύναμα εάν η περίοδος συμβόλου  $T_S$  είναι μεγαλύτερη της εξάπλωσης καθυστέρησης rms  $\sigma_\tau$ . Σε αντίθετη περίπτωση το μεταδιδόμενο σήμα υφίσταται συχνοεπιλεκτική διάλειαση. Επίσης, αν η περίοδος συμβόλου του μεταδιδόμενου σήματος  $T_S$  είναι μεγαλύτερη του χρόνου συμφωνίας  $T_C$  ή ισοδύναμα το εύρος ζώνης του  $B_S$  είναι μικρότερο της εξάπλωσης Doppler  $B_D$  τότε αυτό κατά τη διάδοσή του υφίσταται ταχεία διάλειαση. Σε αντίθετη περίπτωση υφίσταται βραδεία [1.3].

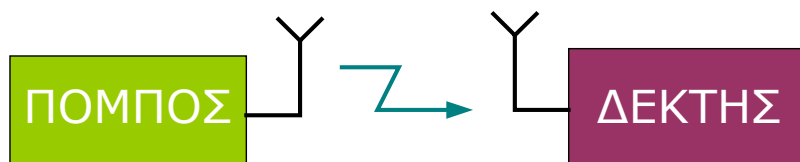
## 1.5 Συστήματα πολλαπλών εισόδων - εξόδων (MIMO)

### 1.5.1 Εισαγωγή

Σε γενικές γραμμές, οι όροι «είσοδος» και «έξοδος» σε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνίας αντιπροσωπεύουν την κεραία εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Η διεπαφή του ασύρματου καναλιού με τη διάταξη του πομπού πραγματοποιείται μέσω των κεραιών εκπομπής, ο αριθμός των οποίων ισούται με τον αριθμό των εισόδων του συστήματος. Με τον ίδιο τρόπο η διεπαφή του ασύρματου καναλιού με τη διάταξη του δέκτη πραγματοποιείται μέσω των κεραιών λήψης, ο αριθμός των οποίων ισούται με τον αριθμό εξόδων του συστήματος. Σε μερικές περιπτώσεις ως εισοδοί και έξοδοι σε ένα ασύρματο σύστημα αριθμούνται και οι διαφορετικές πολώσεις των αντίστοιχων κεραιών. Σε κάθε περίπτωση, ανεξάρτητα από τον αριθμό εισόδων και εξόδων ενός συστήματος πολλαπλών εισόδων-εξόδων η λειτουργία τους διέπεται από κάποιες βασικές και θεμελιώδεις αρχές.

### 1.5.2 Σύστημα μιας εισόδου – μιας εξόδου SISO

Η κατηγορία αυτή αντιπροσωπεύει την απλούστερη μορφή των συστημάτων πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων. Η διάταξη του πομπού οδηγεί ένα στοιχείο κεραίας και η διάταξη δέκτη συνδέεται με μία κεραία λήψης (SISO – Single Input Single Output). Το σχήμα 1.16 απεικονίζει μια χαρακτηριστική εικόνα της μορφής του SISO συστήματος.



Σχήμα 1.16. Σχηματικό διάγραμμα συστήματος SISO

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

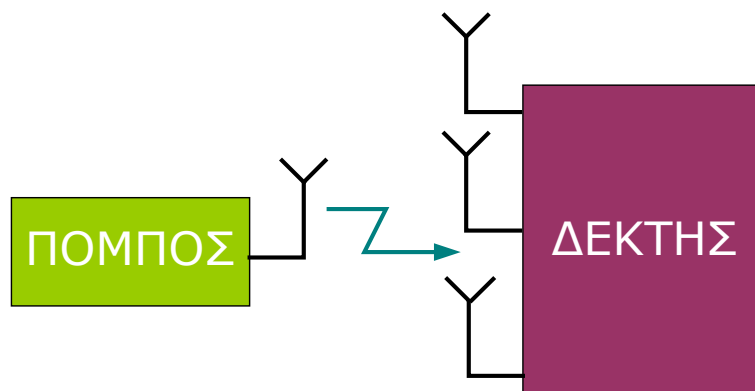
Στη περίπτωση αυτή, το ασύρματο κανάλι χαρακτηρίζεται από την μονοδιάστατη κρουστική απόκρισή του  $h(t,\tau)$ . Συνεπώς, αν  $x(t)$  θεωρηθεί το εκπεμπόμενο σήμα και  $y(t)$  το σήμα λήψης, τότε η σχέση που συνδέει την είσοδο με την έξοδο του συστήματος και συνεπώς περιγράφει τη λειτουργία του είναι η εξής:

$$y(t) = h(\tau, t) \otimes x(t) \quad (1.24)$$

Σε αυτή τη σχέση το σύμβολο  $\otimes$  αντιστοιχεί στη μαθηματική πράξη της συνέλιξης, ενώ η παράμετρος  $h(\tau, t)$  εκφράζει την κρουστική απόκριση του ασύρματου καναλιού τη χρονική στιγμή  $t$  για τον κρουστικό παλμό που αποστέλλεται τη χρονική στιγμή  $t - \tau$  [1.4,1.11,1.12].

### 1.5.3 Σύστημα μιας εισόδου – πολλαπλών εξόδων SIMO

Στη περίπτωση αυτή ο αριθμός των κεραιών λήψης ( $M_R$ ) είναι μεγαλύτερος της μονάδας, ενώ η διάταξη του πομπού οδηγεί μία κεραία εκπομπής. Το σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος SIMO δίνεται στο σχήμα 1.17.



Σχήμα 1.17. Σχηματικό Διάγραμμα συστήματος SIMO



Η κρουστική απόκριση του καναλιού περιγράφεται με τον πίνακα-στήλη διαστάσεων  $M_R \times 1$  και δίνεται από τη σχέση 1.23. Σε αυτή τη σχέση κάθε παράμετρος  $h_i(\tau, t)$  εκφράζει την κρουστική απόκριση του ασύρματου καναλιού από τη κεραία εκπομπής στην  $i$ -οστή κεραία λήψης τη χρονική στιγμή  $t$  για τον κρουστικό παλμό που αποστέλλεται τη χρονική στιγμή  $t - \tau$ .

$$\mathbf{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) h_2(\tau, t) h_3(\tau, t) \dots h_{M_R}(\tau, t)]^T \quad (1.25)$$

Η αντίστοιχη σχέση που συνδέει το εκπεμπόμενο σήμα  $x(t)$  με το λαμβανόμενο σήμα  $y(t)$  παίρνει τη μορφή της σχέσης 1.26.

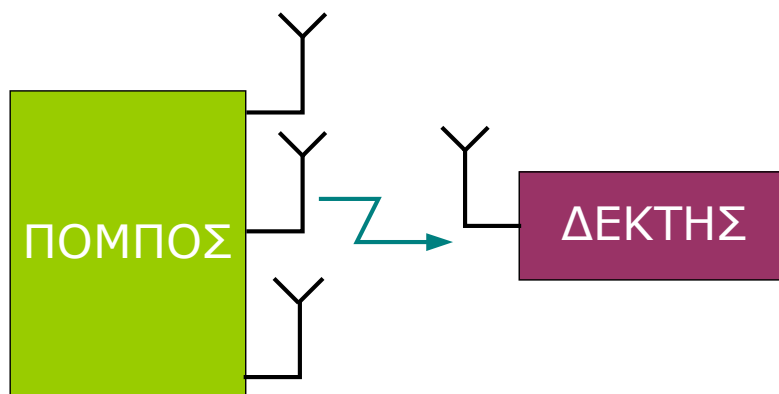
$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\tau, t) \otimes x(t) \quad (1.26)$$

Είναι φανερό λοιπόν πως στη περίπτωση του συστήματος SIMO, η έκφραση του σήματος λήψης δεν είναι μονοδιάστατη, αλλά παίρνει τη μορφή πίνακα-στήλη διαστάσεων  $M_R \times 1$  και δίνεται από τη σχέση 1.27 [1.4,1.11,1.12].

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) y_2(t) y_3(t) \dots y_{M_R}(t)]^T \quad (1.27)$$

### 1.5.4 Σύστημα πολλαπλών εισόδου – μιας εξόδου MISO

Αν σε ένα σύστημα ραδιοεπικοινωνίας γίνει χρήση πολλών κεραιών εκπομπής ( $M_T$ ) και μιας κεραίας λήψης, τότε αυτό χαρακτηρίζεται ως σύστημα πολλαπλών εισόδων – μιας εξόδου (MISO). Το αντίστοιχο σχηματικό διάγραμμα εικονίζεται στο σχήμα 1.18.



Σχήμα 1.18. Σχηματικό Διάγραμμα συστήματος MISO

Στη περίπτωση αυτή, η κρουστική απόκριση του ασύρματου διαύλου περιγράφεται από τον πίνακα-γραμμή διαστάσεων  $1 \times M_T$ . Η σχέση 1.28 δίνει την μαθηματική έκφραση της απόκρισης του καναλιού, όπου κάθε παράμετρος  $h_j(\tau, t)$  εκφράζει την κρουστική απόκριση του ασύρματου καναλιού από τη  $j$ -οστή κεραία εκπομπής στην κεραία λήψης τη χρονική στιγμή  $t$  για τον κρουστικό παλμό που αποστέλλεται τη χρονική στιγμή  $t - \tau$ .

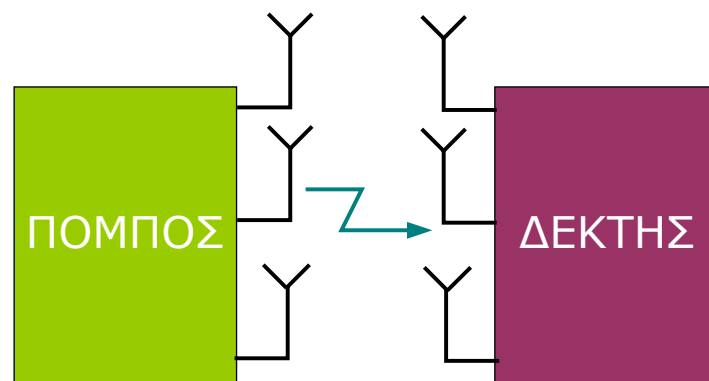
$$\mathbf{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) h_2(\tau, t) h_3(\tau, t) \dots h_{M_T}(\tau, t)] \quad (1.28)$$

Με βάση αυτή και θεωρώντας ως  $x_j(t)$  το σήμα που εκπέμπεται από τη  $j$ -οστή κεραία στον πομπό, το λαμβανόμενο σήμα είναι μονοδιάστατο και περιγράφεται από τη σχέση 1.29 [1.4,1.11,1.12].

$$y(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_j(\tau, t) \otimes x_j(t) \quad (1.29)$$

### 1.5.5 Σύστημα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων MIMO

Η κατηγορία αυτή προκύπτει με το συνδυασμό της δεύτερης και της τρίτης κατηγορίας συστημάτων που προαναφέρθηκαν. Πράγματι, η χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής ( $M_T$ ) και λήψης ( $M_R$ ) οδηγεί στην ανάπτυξη συστημάτων πολλαπλών εισόδων – εξόδων (MIMO). Το διάγραμμα ενός τέτοιου συστήματος παρουσιάζεται στο σχήμα 1.19.



Σχήμα 1.19. Σχηματικό Διάγραμμα συστήματος MIMO

Συμβολικά η κρουστική απόκριση του καναλιού από την  $j$ -οστή κεραία εκπομπής στη  $i$ -οστή κεραία λήψης συμβολίζεται ως  $h_{i,j}(\tau, t)$  και αντιστοιχεί στη χρονική στιγμή  $t$  για τον κρουστικό παλμό που αποστάλθηκε τη χρονική στιγμή  $t - \tau$ . Έτσι η κρουστική απόκριση του ραδιοδιαύλου MIMO παριστάνεται από τον πίνακα  $\mathbf{H}(\tau, t)$  (σχέση 1.30) με στοιχεία τα  $h_{i,j}(\tau, t)$  και διαστάσεις  $M_R \times M_T$ .

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{pmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \dots & h_{1,M_T}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \dots & h_{2,M_T}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau, t) & h_{M_R,2}(\tau, t) & \dots & h_{M_R,M_T}(\tau, t) \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

Στη περίπτωση αυτή, η σχέση που συνδέει την είσοδο με την έξοδο του συστήματος MIMO δίνεται από τη σχέση 1.29 [1.4,1.11,1.12].

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(\tau, t) \otimes \mathbf{x}(t) \quad (1.31)$$

, όπου το λαμβανόμενο σήμα είναι το διάνυσμα – πίνακας:

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) y_2(t) y_3(t) \dots y_{M_R}(t)]^T \quad (1.32) \text{ διαστάσεων } M_R \times 1 \text{ και το σήμα εκπομπής}$$

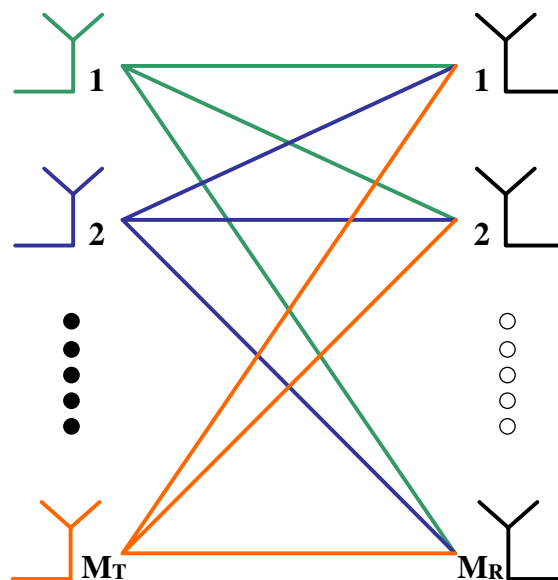
είναι το διάνυσμα – πίνακας:

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t) x_2(t) x_3(t) \dots x_{M_T}(t)]^T \quad (1.33) \text{ διαστάσεων } M_T \times 1.$$

## 1.5.6 Ανάλυση και Μοντελοποίηση των συστημάτων MIMO

### 1.5.6.1 Σημαντικές Θεωρήσεις - Προσεγγίσεις

Στη περίπτωση ενός συστήματος πολλαπλών εισόδων-εξόδων η διάταξη εκπομπής διαθέτει  $M_T$  κεραίες και η αντίστοιχη λήψης  $M_R$ . Το σχήμα 1.20 δίνει μία χαρακτηριστική εικόνα του MIMO ασύρματου διαύλου.



Σχήμα 1.20. Σχηματικό διάγραμμα διαύλου MIMO

Η ανάπτυξη ενός μοντέλου περιγραφής τέτοιων συστημάτων προϋποθέτει την ισχύ ορισμένων βασικών υποθέσεων. Η πρώτη αναφέρεται στην αποδοχή της ανυπαρξίας διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) κάτι που οδηγεί στη θεώρηση ότι το εύρος ζώνης του σήματος εκπομπής είναι σχετικά μικρό. Συγκεκριμένα, το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής παρατηρείται σε περιβάλλον διάδοσης πολλαπλών διαδρομών στη περίπτωση όπου το εύρος ζώνης διαμόρφωσης είναι μεγαλύτερο από το σύμφωνο εύρος ζώνης. Στην αντίθετη περίπτωση δεν παρατηρείται διασυμβολική παρεμβολή και ταυτόχρονα η απόκριση βασικής ζώνης του καναλιού παύει να εξαρτάται από την εξάπλωση χρονικής καθυστέρησης ( $\sigma_\tau$ ) και γίνεται μόνο συνάρτηση του  $t$  [1.12].

Επιπρόσθετα κάθε διαδρομή του σήματος από το σημείο εκπομπής στο σημείο λήψης μπορεί να παρασταθεί ως μεταβλητή στο χώρο των μιγαδικών αριθμών. Αυτό απορρέει από το γεγονός ότι το ασύρματο κανάλι θεωρείται διάυλος σταθερής απολαβής και γραμμικής απόκρισης φάσης σε ένα εύρος ζώνης συχνοτήτων (επίπεδο ασύρματο κανάλι, frequency - flat). Η σημαντική αυτή παρατήρηση βασίζεται στη θεώρηση ότι το εύρος ζώνης του συστήματος είναι μικρότερο από το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού. Ιδιαίτερα στη περίπτωση των ασύρματων ζεύξεων εσωτερικών χώρων όπου η εξάπλωση καθυστέρησης είναι αρκετά μικρή, το κανάλι διάδοσης μπορεί να θεωρηθεί επίπεδο ως προς τη συχνότητα στο εύρος ζώνης λειτουργίας. Επίσης, μια τέτοια προσέγγιση ενισχύει την ανεξαρτησία της κρουστικής απόκρισης του καναλιού από την μεταβλητή της υπερβάλλουσας καθυστέρησης ( $\tau$ ), ώστε αυτή να αντιμετωπίζεται ως συνάρτηση του χρόνου  $t$  [1.12].

Η τελευταία υπόθεση που προαναφέρθηκε καλείται θεώρηση στενοζωνικού εύρους ζώνης καθιστώντας τους συντελεστές της απολαβής καναλιού σταθερές μιγαδικές μεταβλητές στο εύρος ζώνης του ραδιοδιαύλου αυτού. Συνεπώς, κάθε στοιχείο του πίνακα καναλιού  $h_{i,j}(\tau, t)$  σε ένα σύστημα MIMO μεταξύ της  $j$ -οστής κεραίας εκπομπής και της  $i$ -οστής κεραίας λήψης εκφράζει τη συνάρτηση μεταφοράς κάθε υποκαναλιού και ακολουθεί μιγαδική απεικόνιση. Ουσιαστικά, το μέτρο και το όρισμα του κάθε στοιχείου αντιπροσωπεύουν την εξασθένιση και την ολίσθηση φάσης που προκαλεί το υποκανάλι στο σήμα διάδοσης, αντίστοιχα [1.12].

Μία ακόμη σημαντική θεώρηση καλείται ως μοντέλο διάλειψης μπλοκ (block fading model) και αναφέρεται στους συντελεστές των υποκαναλιών δηλαδή, στα στοιχεία του πίνακα απόκρισης του καναλιού. Συγκεκριμένα, θεωρείται ότι οι παράμετροι αυτοί είναι τυχαίες μεταβλητές που ακολουθούν η καθεμιά κυκλικά

συμμετρική μιγαδική Γκαουσιανή κατανομή μηδενικής μέσης τιμής (ZMCSCG). Ταυτόχρονα, κάθε συντελεστής του υποκαναλιού σε ένα σύστημα πολλαπλών εισόδων-εξόδων διατηρεί την τιμή του σταθερή κατά τη χρονική διάρκεια ενός block συμβόλων μετάδοσης, ενώ ο καθένας μεταβάλλεται ανεξάρτητα από block σε block. Συνεπώς, στη χρονική διάρκεια ενός μπλοκ δεδομένων ο πίνακας απόκρισης του καναλιού διατηρείται σταθερός, ενώ στη χρονική διάρκεια το επόμενου μπλοκ δεδομένων κάθε στοιχείο του μεταβάλλεται ανεξάρτητα [1.5,1.12].

Τέλος, λαμβάνεται υπόψιν η θεώρηση ότι το κανάλι είναι γνωστό στο δέκτη μέσω ακολουθιών κατάρτισης (training sequences) οι οποίες προστίθενται στο block συμβόλων των δεδομένων πληροφορίας. Με αυτές τις ακολουθίες γίνεται η εκτίμηση του καναλιού στο δέκτη με κατάλληλη επεξεργασία των αντίστοιχων κυματομορφών [1.12].

### 1.5.6.2 Μαθηματική προσέγγιση του μοντέλου

Στο εν λόγω μοντέλο θεωρείται ένα σύστημα ασύρματης ζεύξης πολλαπλών εισόδων – εξόδων MIMO με  $M_T$  κεραίες εκπομπής και  $M_R$  κεραίες λήψης. Ο αντίστοιχος ασύρματος δίαυλος αποτελείται από  $M_R \times M_T$  υποκανάλια και συνεπώς ο πίνακας που τον περιγράφει ( $\mathbf{H}$ ) είναι διαστάσεων  $M_R \times M_T$ . Η μιγαδική περιβάλλουσα του σήματος εκπομπής δίνεται από τον πίνακα – διάνυσμα της παρακάτω σχέσης (1.34)

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{M_T}(t)]^T \quad (1.34)$$

, όπου ο τελεστής  $T$  αντιστοιχεί στη πράξη της αντιμετάθεσης.

Παρόμοια, η μιγαδική περιβάλλουσα του σήματος λήψης αντιστοιχεί στον πίνακα – διάνυσμα της σχέσης 1.35.

$$\mathbf{r}(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_{M_R}(t)]^T \quad (1.35)$$

Όπως είναι γνωστό, σε ένα σύστημα ασύρματης ζεύξης η διάταξη των κεραιών του δέκτη λαμβάνει το εκπεμπόμενο σήμα υποβαθμισμένο και παραμορφωμένο λόγω των μηχανισμών διάδοσης και της προσθήκης σήματος θορύβου. Το ανεπιθύμητο σήμα του θορύβου μπορεί να εκφραστεί με τρόπο παρόμοιο όπως και το σήμα εκπομπής και λήψης,  $\mathbf{s}(t)$  και  $\mathbf{r}(t)$ , αντίστοιχα. Συγκεκριμένα, η μαθηματική έκφραση της σχέσης 1.36 (πίνακας - διάνυσμα) δίνει τη μιγαδική περιβάλλουσα του σήματος του θορύβου που εμφανίζεται στην έξοδο του ασύρματου καναλιού και συνεπώς στη διάταξη των κεραιών του δέκτη.

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{M_R}(t)]^T \quad (1.36)$$

Επιπρόσθετα, στη παρούσα θεώρηση η συνολική ισχύς εκπομπής έχει άνω όριο που καθορίζεται από τη παράμετρο  $P_t$ , η οποία είναι ανεξάρτητη του αριθμού των κεραιών εκπομπής  $M_T$ . Επίσης, τα στοιχεία του πίνακα - διάνυσμα  $\mathbf{s}(t)$  θεωρούνται στατιστικά ανεξάρτητα, ενώ ταυτόχρονα η συνολική ισχύς εκπομπής  $P_t$  θεωρείται ότι διαμοιράζεται σε κάθε κεραία εκπομπής. Με βάση αυτές τις θεωρήσεις ο πίνακας συμμεταβλητότητας του σήματος  $\mathbf{s}(t)$  εκφράζεται από τη παρακάτω σχέση:

$$\mathbf{R}_{ss} = \langle \mathbf{s}(t) \mathbf{s}(t)^\dagger \rangle = \left( \frac{P_t}{M_T} \right) \cdot \mathbf{I}_{M_T} \quad (1.37)$$

Σε αυτή τη σχέση η αναμενόμενη τιμή ( $\langle \dots \rangle$ ) αναφέρεται σε χρονικό διάστημα μικρότερο από το αντίστροφο του ρυθμού διάλειψης. Επίσης, το σύμβολο  $^\dagger$  αντιστοιχεί στη μαθηματική πράξη της συζυγούς αντιμετάθεσης, ενώ ο παράγοντας  $\mathbf{I}_{M_T}$  είναι ο μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων  $M_T \times M_T$  [1.4,1.7,1.11,1.12].

Με παρόμοιο τρόπο ορίζεται και η συνολική ισχύς λήψης από κάθε κεραία στο δέκτη ως  $P_r$ , ανεξάρτητη από τον αριθμό τους  $M_R$ . Συνεπώς, η συνολική ισχύς εκπομπής για όλες τις κεραιές στον πομπό ισούται με  $P_t$ , ενώ η συνολική ισχύς λήψης στις κεραιές του δέκτη ισούται με  $P_r$ .

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Επιπρόσθετα, το σήμα στη λήψη θεωρείται ότι υποβαθμίζεται λόγω του θορύβου AWGN ο οποίος εκφράζεται σε μορφή πίνακα-διανύσματος με αριθμό συνιστωσών ίσο με  $M_R$ , οι οποίες είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους. Άρα, τα στοιχεία του πίνακα – διάνυσμα θορύβου  $\mathbf{n}(t)$  αντιστοιχούν σε τυχαίες ανεξάρτητες, όμοια κατανομημένες μεταβλητές με αντίστοιχη κατανομή κυκλικά συμμετρική μιγαδική Gaussian  $CN(0, \sigma^2)$  [1.5].

Όπως είναι γνωστό η μαθηματική έκφραση που συνδέει τα σήματα αυτά με τη μορφή πινάκων εφαρμόζονται στη σχέση του μοντέλου συστήματος βασικής ζώνης (σχέση 1.38)

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) \otimes \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1.38)$$

Σε αυτή τη σχέση, όλες οι εκφράσεις είναι μονοδιάστατες. Η επιλογή αυτή έγινε για την αποφυγή παρερμηνειών στην μαθηματική ανάλυση που ακολουθεί. Παρ' όλα αυτά τα συμπεράσματα που προκύπτουν παρακάτω μπορούν να γενικευθούν και στη περίπτωση που οι παράμετροι αυτοί αντιστοιχούν σε μαθηματικούς πίνακες πεπερασμένων διαστάσεων και συνεπώς περιγράφουν το σύστημα MIMO.

Με βάση λοιπόν τη σχέση 1.38 και την αντίστοιχη προσέγγιση που προαναφέρθηκε, το κανάλι θεωρείται στενοζωνικό και συνεπώς ο μετασχηματισμός Fourier της συνάρτησης  $H(t)$  έχει σταθερή τιμή στο εύρος ζώνης λειτουργίας, άρα χάνεται η εξάρτηση του από τη συχνότητα. Αυτό οδηγεί στο συμπέρασμα ότι όλες οι τιμές της συνάρτησης  $H(t)$  είναι μηδενικές, εκτός από αυτή για  $t = 0$  ( $H(0)$ ). Συνεπώς, η πράξη της συνέλιξης  $\mathbf{H}(t) \otimes \mathbf{s}(t)$  μετατρέπεται σε αντίστοιχο μαθηματικό γινόμενο [1.4, 1.8].

Επίσης, για την απλοποίηση της ανάλυσης που ακολουθεί η χρονική παράμετρος εξαλείφεται, γιατί θεωρείται ότι το σήμα εξόδου σε κάθε χρονική στιγμή είναι ανεξάρτητο από τα σήματα εισόδου προηγούμενων χρονικών στιγμών. Συνεπώς, χρησιμοποιείται η θεώρηση καναλιού χωρίς μνήμη. Ταυτόχρονα, η παράμετρος θορύβου αρχικά παραλείπεται. Έτσι, με βάση τα παραπάνω η γενικευμένη σχέση 1.39 γίνεται:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} \quad (1.39)$$



Η σχέση αυτή έχει τροποποιηθεί κατάλληλα, ώστε να εκφράζει τη σχέση του σήματος λήψης ( $\mathbf{r}$ ), της από κρισης του καναλιού ( $\mathbf{H}$ ) και του σήματος εκπομπής ( $\mathbf{s}$ ) στη περίπτωση των συστημάτων πολλαπλών εισόδων-εξόδων με τους εν λόγω παραμέτρους να αντιστοιχούν σε μαθηματικούς πίνακες. Πρακτικά, ο πίνακας  $\mathbf{H}$  συμβολίζει τον πίνακα κρουστικής απόκρισης του καναλιού τη χρονική στιγμή μηδέν, ο πίνακας – διάνυσμα  $\mathbf{r}$  διαστάσεων  $M_R \times 1$  περιέχει τα  $M_R$  σύμβολα λήψης και αντίστοιχα ο πίνακας – διάνυσμα  $\mathbf{s}$  διαστάσεων  $M_T \times 1$  περιέχει τα  $M_T$  σύμβολα εκπομπής.

Με βάση λοιπόν τις παραπάνω εκφράσεις και θεωρήσεις η συνολική ισχύς λήψης σε όλες τις  $M_R$  κεραιές στο δέκτη θα είναι:

$$P_r = \|\mathbf{H}\|^2 \frac{P_t}{M_T} \quad (1.40)$$

, όπου  $\|\mathbf{H}\|^2$  είναι το τετράγωνο της Frobenius norm η οποία ορίζεται ως:

$$\|\mathbf{H}\|^2 = \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger) = \sum_{i=1}^{M_R} \sum_{j=1}^{M_T} |h_{i,j}|^2 \quad (1.41)$$

Η συνάρτηση  $\text{tr}()$  αντιστοιχεί στο ίχνος (trace) του πίνακα  $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$  και περιγράφει τη συνολική απολαβή ισχύος του καναλιού. Ταυτόχρονα, το τετράγωνο της Frobenius ισούται με το άθροισμα των ιδιοτιμών του πίνακα  $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$ . Η τελευταία ιδιότητα θα αξιοποιηθεί στην ανάλυση που ακολουθεί [1.12].

Όπως ειπώθηκε, ο  $\mathbf{H}$  είναι ο πίνακας κρουστικής απόκρισης του καναλιού, του οποίου τα στοιχεία περιγράφουν τη κάθε διαδρομή από μία κεραιά εκπομπής σε μία κεραιά λήψης. Ο πίνακας αυτός μπορεί να κανονικοποιηθεί με συγκεκριμένες μεθόδους. Σε κάθε περίπτωση η έκφραση του λόγου σήματος προς θόρυβο  $\gamma$  παίρνει αντίστοιχη μορφή. Η κανονικοποιημένη μορφή του πίνακα  $\mathbf{H}$  συμβολίζεται με  $\tilde{\mathbf{H}}$  και η σχέση που τους συνδέει είναι η εξής:

$$\tilde{\mathbf{H}} = a \times \mathbf{H} \quad (1.42)$$

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στη σχέση αυτή η παράμετρος  $\alpha$  συμβολίζει τη σταθερά κανονικοποίησης. Αυτή η σταθερά κανονικοποίησης καθορίζει την έκφραση της κανονικοποιημένης μορφής του πίνακα  $\mathbf{H}$  καθώς και του λόγου σήματος προς θόρυβο  $\gamma$ , μέσω της παρακάτω σχέσης:

$$\gamma = \frac{P_t}{|a|^2 \cdot \sigma^2} \quad (1.43)$$

Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει τέσσερις τρόπους κανονικοποίησης του πίνακα  $\mathbf{H}$  με τις τιμές των αντίστοιχων παραμέτρων, ενώ σε κάθε περίπτωση η παράμετρος  $\gamma$  εκφράζει διαφορετική ποσότητα [1.12].

Πίνακας 1.1. Κανονικοποίηση Πίνακα καναλιού  $\mathbf{H}$

#	ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΣΗ	ΣΤΑΘΕΡΑ	ΣΗΜΑΤΟΘΟΥΡΥΒΙΚΟΣ	ΚΕΡΔΟΣ	ΕΡΜΗΝΕΙΑ
		ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ	ΛΟΓΟΣ SNR	ΚΑΝΑΛΙΟΥ	
1	$\ \tilde{\mathbf{H}}\ ^2 = M_T \cdot M_R$	$ \alpha ^2 = \frac{M_T \cdot M_R}{\ \mathbf{H}\ ^2}$	$\gamma = \frac{P_t \ \mathbf{H}\ ^2}{M_T \cdot M_R \cdot \sigma^2} = \frac{P_r}{M_R \cdot \sigma^2}$	$M_R$	$\gamma$ είναι ο SNR ανά δέκτη για όλους τους πομπούς
2	$\ \tilde{\mathbf{H}}\ ^2 = M_T$	$ \alpha ^2 = \frac{M_T}{\ \mathbf{H}\ ^2}$	$\gamma = \frac{P_t \ \mathbf{H}\ ^2}{M_T \cdot \sigma^2} = \frac{P_r}{\sigma^2}$	1	$\gamma$ είναι ο συνολικός SNR για όλους τους δέκτες για επίσης όλους τους πομπούς
3	$\ \tilde{\mathbf{H}}\ ^2 = M_R$	$ \alpha ^2 = \frac{M_R}{\ \mathbf{H}\ ^2}$	$\gamma = \frac{P_t \ \mathbf{H}\ ^2}{M_R \cdot \sigma^2} = \frac{M_T \cdot P_r}{M_R \cdot \sigma^2}$	$\frac{M_R}{M_T}$	$\gamma$ είναι ο SNR ανά δέκτη για όλους τους πομπούς με ισχύ εκπομπής $P_t$ ο καθένας

4	$\ \tilde{\mathbf{H}}\ ^2 = 1$	$ \alpha ^2 = \frac{1}{\ \mathbf{H}\ ^2}$	$\gamma = \frac{P_t \ \mathbf{H}\ ^2}{\sigma^2} = \frac{M_T \cdot P_r}{\sigma^2}$	$\frac{1}{M_T}$	<p><math>\gamma</math> είναι ο συνολικός SNR για όλους τους δέκτες για επίσης όλους τους πομπούς με ισχύ εκπομπής <math>P_r</math> ο καθένας</p>
---	--------------------------------	---	---	-----------------	--

Στο παραπάνω συγκεντρωτικό πίνακα η παράμετρος της απολαβής καναλιού αναφέρεται στο ισοδύναμο SISO κανάλι και η έκφρασή της σε κάθε περίπτωση είναι:

$$\text{Απολαβή καναλιού} = \frac{\|\tilde{\mathbf{H}}\|^2}{M_T} \quad (1.44)$$

Οι τρόποι κανονικοποίησης που περιγράφονται στον παραπάνω πίνακα χρησιμοποιούνται στη μοντελοποίηση του καναλιού MIMO και θέτουν τις απαραίτητες βάσεις στην ανάλυση της χωρητικότητας του αντίστοιχου διαύλου επικοινωνίας.

Η θεωρητική μελέτη με αντικείμενο τη χωρητικότητα καναλιού MIMO βασίζεται σε μία μαθηματική έκφραση που προτάθηκε από τους Foschini και Telatar. Αυτή δίνεται από τη παρακάτω σχέση [1.12]:

$$C = \max_{f(s)} I(s; \mathbf{r}) \quad (1.45)$$

Η παράμετρος  $I(s; \mathbf{r})$  είναι η αμοιβαία πληροφορία των δύο μεταβλητών  $\mathbf{s}$  και  $\mathbf{r}$  που εκφράζουν τους πίνακες - διανύσματα του σήματος εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Η μαθηματική πράξη της μεγιστοποίησης αυτής της ποσότητας γίνεται για την αντίστοιχη κατανομή του σήματος εκπομπής  $\mathbf{s}$ .

Θα πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι η σχέση που συνδέει τα  $\mathbf{s}$  και  $\mathbf{r}$  είναι η

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1.46)$$

, η οποία προκύπτει από την (1.39) με τη προσθήκη του σήματος θορύβου  $\mathbf{n}$ . Η παράμετρος αυτή θεωρείται ότι ακολουθεί κατανομή ZMCSCG (Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian) και συνεπώς ο πίνακας συμμεταβλητότητας της θα δίνεται από τη παρακάτω σχέση [1.5]:

$$\langle \mathbf{n} \mathbf{n}^\dagger \rangle = \sigma^2 \mathbf{I}_{M_R} \quad (1.47)$$

Με βάση την αντίστοιχη θεωρία η αμοιβαία πληροφορία των  $\mathbf{s}$  και  $\mathbf{r}$  μπορεί να εκφραστεί ως η διαφορά της εντροπίας  $H(\mathbf{r})$  του διανύσματος  $\mathbf{r}$  και της εντροπίας του διανύσματος  $\mathbf{r}$  έχοντας γνώση του διανύσματος  $\mathbf{s}$  (υπό συνθήκη εντροπία)  $H(\mathbf{r}/\mathbf{s})$ .

$$I(\mathbf{s}; \mathbf{r}) = H(\mathbf{r}) - H(\mathbf{r}/\mathbf{s}) \quad (1.48)$$

Αφού όμως ισχύει η σχέση 1.46 και τα διανύσματα  $\mathbf{s}$  και  $\mathbf{n}$  είναι ανεξάρτητα προκύπτει ότι:

$$H(\mathbf{r}/\mathbf{s}) = H(\mathbf{n}) \quad (1.49)$$

Συνεπώς, η έκφραση της αμοιβαίας πληροφορίας των δύο μεγεθών  $\mathbf{s}$  και  $\mathbf{r}$  γίνεται:

$$I(\mathbf{s}; \mathbf{r}) = H(\mathbf{r}) - H(\mathbf{n}) \quad (1.50)$$

Με βάση τη παραπάνω σχέση φαίνεται πως η μεγιστοποίηση της  $I(\mathbf{s}; \mathbf{r})$  αντιστοιχεί στη μεγιστοποίηση της εντροπίας του διανύσματος  $\mathbf{s}$  δηλαδή της ποσότητας  $H(\mathbf{r})$ . Η θεωρία των τυχαίων μεταβλητών – διανυσμάτων προτείνει πως η μεγιστοποίηση της ποσότητας αυτής επιτυγχάνεται στη περίπτωση που το διάνυσμα  $\mathbf{r}$  ακολουθεί ZMCSCG (Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian). Μάλιστα, υποστηρίζει πως στη περίπτωση αυτή η εντροπία του  $\mathbf{r}$  χαρακτηρίζεται πλήρως από το πίνακα συμμεταβλητότητάς του  $\mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}}$ .

Αν όμως το διάνυσμα  $\mathbf{r}$  είναι ZMCSCG, τότε θα είναι και το  $\mathbf{s}$  ZMCSCG (Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian). Άρα και η ποσότητα  $H(\mathbf{s})$  καθορίζεται από τον αντίστοιχο πίνακα συμμεταβλητότητάς  $\mathbf{R}_{ss}$ . Αποδεικνύεται λοιπόν ότι η εντροπία  $H(\mathbf{r})$  και  $H(\mathbf{n})$  με  $\mathbf{r}$  και  $\mathbf{n}$  ZMCSCG είναι [1.5,1.12]:

$$H(\mathbf{r}) = \log_2(\det(\pi e R_{rr})) \text{ bps / Hz} \quad (1.51)$$

και

$$H(\mathbf{n}) = \log_2(\det(\pi e \sigma^2 I_{M_R})) \text{ bps / Hz} \quad (1.52)$$

Άρα με βάση τη σχέση 1.45 και τις δύο παραπάνω η χωρητικότητα  $C$  γίνεται:

$$C = \log_2(\det(\pi e R_{rr})) - \log_2(\det(\pi e \sigma^2 I_{M_R})) \quad (1.53)$$

Ο πίνακας συμμεταβλητότητας  $\mathbf{R}_{rr}$  προσδιορίζεται με βάση τη σχέση 1.46 και εμφανίζει τη παρακάτω μορφή:

$$R_{rr} = \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^\dagger + \sigma^2 I_{M_R} \quad (1.54)$$

Αντίστοιχα, ο πίνακας  $\mathbf{R}_{ss}$  έχει ήδη προσδιοριστεί από τη σχέση 1.37 οπότε η 1.54 παίρνει τη παρακάτω έκφραση:

$$R_{rr} = \frac{P_t}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger + \sigma^2 I_{M_R} \quad (1.55)$$

Συνεπώς, η χωρητικότητα  $C$  παίρνει τη μορφή :

$$C = \log_2(\det(\pi e (\frac{P_t}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger + \sigma^2 I_{M_R}))) - \log_2(\det(\pi e \sigma^2 I_{M_R})) \quad (1.56)$$

Τελικά η σχέση 1.56 φθάνει στη παρακάτω τελική έκφραση της χωρητικότητας  $C$ :

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

$$C = \log_2 \left( \det \left( \frac{P_t}{\sigma^2 M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger + \mathbf{I}_{M_R} \right) \right) \quad (1.57)$$

Με βάση αυτή και επιλέγοντας μία από τις μεθόδους κανονικοποίησης που περιλαμβάνονται στον πίνακα 1.1 μπορεί κανείς να οδηγηθεί σε τροποποιημένη έκφραση της χωρητικότητας του καναλιού  $C$  συναρτήσει της αντίστοιχης κανονικοποιημένης μορφής του πίνακα καναλιού  $\mathbf{H}$ . Ενδεικτικά, επιλέγοντας τη πρώτη γραμμή του πίνακα 1.1 οδηγείται κανείς στη παρακάτω έκφραση [1.12]:

$$C = \log_2 \left( \det \left( \frac{P_t}{\sigma^2 M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger + \mathbf{I}_{M_R} \right) \right) = \log_2 \left( \det \left( \frac{\gamma}{M_T} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^\dagger + \mathbf{I}_{M_R} \right) \right) \quad (1.58)$$

Μία ενδιαφέρουσα ιδιότητα των οριζουσών για  $\varepsilon$  βαθμωτή παράμετρο με σχετικά χαμηλή τιμή και για μαθηματικό πίνακα  $\mathbf{A}$  και μοναδιαίο πίνακα  $\mathbf{I}$  περιγράφεται από την ακόλουθη σχέση [1.4]:

$$\det(\varepsilon \cdot \mathbf{A} + \mathbf{I}) = \varepsilon \cdot \text{tr}(\mathbf{A}) + 1 \quad (1.59)$$

Με βάση αυτή τη σχέση και για σχετικά χαμηλή τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο  $\gamma$ , η μαθηματική έκφραση της χωρητικότητας  $C$  γίνεται:

$$C = \log_2 \left( \frac{\gamma}{M_T} \text{tr}(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^\dagger) + 1 \right) \quad (1.60)$$

### 1.5.6.3 Παραγοντοποίηση Ιδιαζουσών Τιμών (Singular Value Decomposition)

Με βάση την έκφραση της χωρητικότητας  $C$  της σχέσης 1.57 και τη δυνατότητα που παρέχει το θεώρημα παραγοντοποίησης ιδιαζουσών τιμών καθίσταται εφικτή η μοντελοποίηση του καναλιού MIMO ως ένα σύνολο  $k$  υποκαναλιών. Συγκεκριμένα, το εν λόγω θεώρημα υιοθετεί ότι κάθε πίνακας  $\mathbf{H}$  διαστάσεων  $M_R \times M_T$  μπορεί να παρασταθεί ως:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \times \mathbf{D} \times \mathbf{V}^H \quad (1.61)$$

Στη σχέση αυτή οι πίνακες  $\mathbf{U}$  και  $\mathbf{V}$  είναι μοναδιαίοι διαστάσεων  $M_R \times M_R$  και  $M_T \times M_T$ , αντίστοιχα, ενώ ο πίνακας  $\mathbf{D}$  είναι διαγώνιος διαστάσεων  $M_R \times M_T$ . Πιο συγκεκριμένα, τα στοιχεία της κύριας διαγωνίου του  $\mathbf{D}$  είναι οι τετραγωνικές ρίζες των ιδιοτιμών του πίνακα  $\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^\dagger$  αν  $M_R < M_T$  ή του πίνακα  $\mathbf{H}^\dagger \cdot \mathbf{H}$  αν  $M_R > M_T$ . Οι εν λόγω τετραγωνικές ρίζες των ιδιοτιμών του καλούνται και ιδιόμορφες τιμές του πίνακα  $\mathbf{H}$ . Εξ' αυτών των ιδιοτιμών το πλήθος των μη μηδενικών ισούται με το rank του πίνακα  $\mathbf{H}$ , όπου με βάση τη θεωρία ισχύει ότι  $rank \leq \min(M_T, M_R)$  και συμβολίζεται με  $k$  [1.11,1.12].

Συνεπώς, με βάση τα παραπάνω ο διάυλος MIMO που περιγράφεται από τον αντίστοιχο πίνακα καναλιού  $\mathbf{H}$  μπορεί να θεωρηθεί ένα σύνολο  $k$  υποκαναλιών ανεξάρτητων μεταξύ τους, όπου το καθένα έχει το δικιά του απολαβή ισχύος  $\lambda_k$ , το οποίο αντιστοιχεί σε μία από τις  $k$  ιδιόμορφες τιμές του πίνακα  $\mathbf{H}$ .

Συνεπώς, η σχέση 1.57 με τη βοήθεια του παραπάνω θεωρήματος καταλήγει στη μορφή της έκφρασης που ακολουθεί.

$$C = \log_2 \left[ \prod_{i=1}^k \left( 1 + \frac{P_t}{\sigma^2 M_T} \lambda_i \right) \right] \quad (1.62)$$

Η σχέση 1.62 μπορεί επίσης να πάρει και τη μορφή της παρακάτω μαθηματικής έκφρασης.

$$C = \sum_{i=1}^k \log_2 \left( 1 + \frac{P_t}{\sigma^2 M_T} \lambda_i \right) \quad (1.63)$$

## Αναφορές

- [1.1] C. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, John Wiley & Sons, Second Edition, 1996
- [1.2] John G. Proakis, “Communication Systems Engineering, Prentice Hall, Second Edition, 2002
- [1.3] Theodore S. Rappaport, “Wireless Communications Principles and Practice, Prentice Hall, Second Edition, 2002
- [1.4] Horst Bessai, “MIMO Signals and Systems”, Springer, First Edition, 2005
- [1.5] Athanasios Papoulis and S. Unnikrishna Pillai, “ Probability, random variables and Stochastic Processes”, McGraw-Hill, Forth Edition, 2002
- [1.6] Clayton A. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility”, John Wiley & Sons, Second Edition, 2006
- [1.7] David Tse & Pramod Viswanath, “ Fundamentals of Wireless Communication”, Cambridge University Press, 2005
- [1.8] Andreas Antoniou, “ Digital signal processing: Signals, Systems and filters, McGraw-Hill, 2005
- [1.9] John S. Seybold, “Introduction to RF propagation”, John Wiley & Sons, 2005
- [1.10] Litva J, Kwork T and Lo Y, Digital beamforming in wireless communications, (Artech House, Inc. Norwood, MA, USA, 1996).
- [1.11] Andrea Goldsmith, “Wireless Communications”, Cambridge University Press, 2005
- [1.12] A. J. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, “Introduction to Space-Time Wireless Communications”, Cambridge University Press, 2003.



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

---

## Εισαγωγή

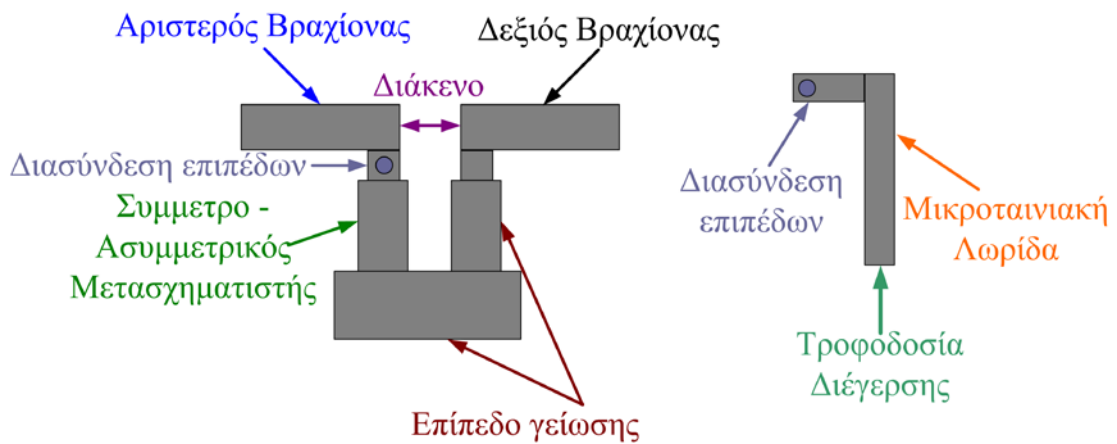
Η υλοποίηση της μετρητικής πλατφόρμας συστήματος MIMO προϋποθέτει τη σχεδίαση και την κατασκευή κεραιοσυστοιχίας κεραιών τόσο για την εκπομπή, όσο και για τη λήψη των αντίστοιχων ραδιοσημάτων. Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η μορφή του στοιχείου ακτινοβολίας, η διάταξη του ανακλαστήρα καθώς και η διάταξη υποστήριξης της στοιχειοκεραίας. Ένας συγκεκριμένος αριθμός όμοιων στοιχείων ακτινοβολίας μαζί με τον ανακλαστήρα και τη βάση υποστήριξης αποτελούν τη βαθμίδα στοιχείων εκπομπής στη μετρητική πλατφόρμα MIMO. Η ίδιες σχεδιαστικές και κατασκευαστικές αρχές ακολουθήθηκαν για την υλοποίηση της αντίστοιχης βαθμίδας στοιχείων λήψης.

### 2.1 Στοιχείο ακτινοβολίας

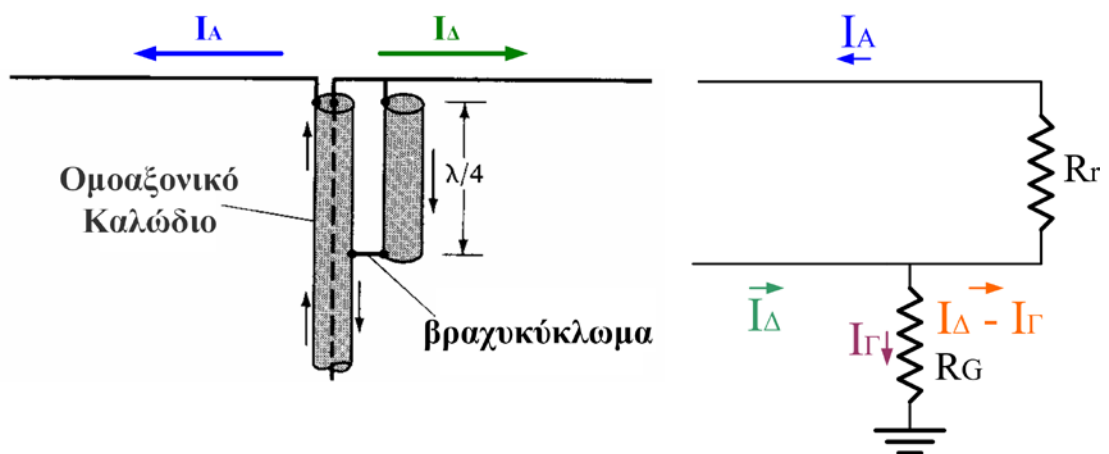
Όπως αναφέρθηκε, η υλοποίηση της κεραιοσυστοιχίας κεραιών εκπομπής και λήψης προϋποθέτει τη σχεδίαση και τη κατασκευή των διατάξεων που την απαρτίζουν. Η πρώτη από αυτές αντιστοιχεί στο στοιχείο ακτινοβολίας, το οποίο αποτέλεσε αντικείμενο έρευνας και μελέτης, τόσο ως προς τη γεωμετρία του, όσο και ως προς τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του. Οι βασικότερες απαιτήσεις στην επιλογή του ορίστηκαν από την αρχή και σχετίζονται με τις γεωμετρικές του διαστάσεις, την απλότητα στη κατασκευή του και το σχετικά χαμηλό κόστος του. Αυτά τα χαρακτηριστικά υποστηρίζονται από την αρχιτεκτονική του τυπωμένου διπόλου.

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

Ταυτόχρονα, αυτός ο τύπος κεραίας παρουσιάζει ομοιοκατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας, υποστηρίζοντας στενού εύρους ζώνης τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Η αρχιτεκτονική του τυπωμένου διπόλου συνδυάστηκε με την ενσωμάτωση μιας διάταξης συμμετρο-ασυμμετρικού μετασχηματιστή (balun). Το σχήμα 2.1 παρουσιάζει τα βασικά χαρακτηριστικά της αρχιτεκτονικής του τυπωμένου διπόλου με ενσωματωμένη τη διάταξη του συμμετρο-ασυμμετρικού μετασχηματιστή. Επίσης στο σχήμα 2.2 δίνεται το σχηματικό διάγραμμα του τυπωμένου διπόλου μαζί με το συμμετρο-ασυμμετρικό μετασχηματιστή καθώς και το ισοδύναμο κύκλωμά του.



Σχήμα 2.1. Αρχιτεκτονική τυπωμένου διπόλου  
Ανω όψη (Αριστερά) – Κάτω όψη (Δεξιά)



Σχήμα 2.2. Συμμετρο-Ασυμμετρικός Μετασχηματιστής  
Σχηματικό Διάγραμμα(Αριστερά) – Ισοδύναμο Κύκλωμα (Δεξιά)

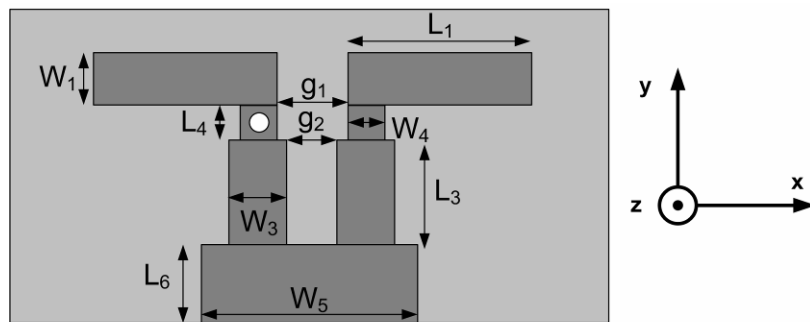
Συγκεκριμένα, στο σχήμα 2.1 φαίνονται τα βασικά στοιχεία της αρχιτεκτονικής του τυπωμένου διπόλου  $d$  υ μαζί με τη διάταξη του υ συμμετρο-ασυμμετρικού μετασχηματιστή. Στην άνω όψη του (αριστερά) παρουσιάζονται οι δύο βραχίονες του (αριστερός - δεξιός) και το διάκενό του. Επίσης, διακρίνεται η ενσωματωμένη διάταξη του συμμετρο-ασυμμετρικού μετασχηματιστή στο επίπεδο γείωσης καθώς και το σημείο διασύνδεσης των δύο όψεων. Αντίστοιχα, στη κάτω όψη του παρουσιάζεται η μικροταινιακή λωρίδα μέσω της οποίας τροφοδοτούνται οι βραχίονες του διπόλου. Στο άλλο άκρο της μέσω ενός connector SMA διασυνδέεται με το ομοαξονικό καλώδιο [2.13-2.17,2.22,2.23,2.25,2.27].

Ομοίως στο σχήμα 2.2 παρατίθενται το σχηματικό των βραχιόνων του διπόλου με την ομοαξονική γραμμή τροφοδοσίας και τη διάταξη του συμμετρο-ασυμμετρικού μετασχηματιστή καθώς και το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα. Διακρίνονται επίσης τα ηλεκτρικά ρεύματα  $I_A$  και  $I_D$  στον αριστερό και δεξιό βραχίονα καθώς και το ηλεκτρικό ρεύμα  $I_T$  το οποίο ρέει στο εξωτερικό της θωράκισης του ομοαξονικού καλωδίου προς τη γη. Η εκμηδένιση της ροής του ρεύματος  $I_T$  αποσκοπεί στην εξισσορόπηση των ρευμάτων που διαρρέουν τους βραχίονες του διπόλου ( $I_A$  και  $I_D$ ). Αυτή επιτυγχάνεται με τη βοήθεια της διάταξης του συμμετρο-ασυμμετρικού μετασχηματιστή. Πρακτικά, η ροή ρεύματος στην εξωτερική θωράκιση του ομοαξονικού καλωδίου στο τμήμα του μεταξύ των άκρων του διπόλου και του σημείου βραχυκυκλώματος ακυρώνεται από την αντίστοιχη ροή ρεύματος στη διάταξη του συμμετρο-ασυμμετρικού μετασχηματιστή στο σημείο του βραχυκυκλώματος. Έτσι το ρεύμα  $I_T$  σχεδόν εκμηδενίζεται και τα ρεύματα  $I_A$  και  $I_D$  εξισώνονται [2.1].

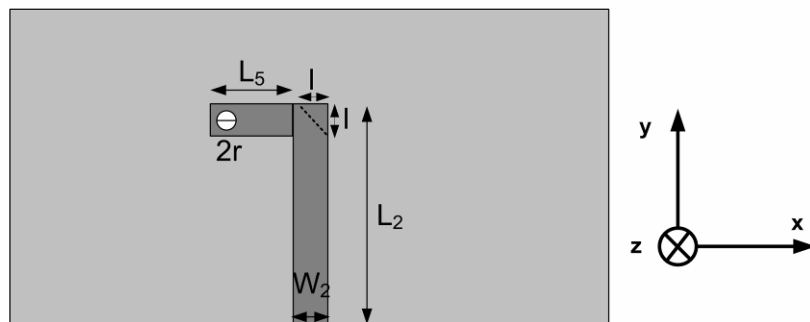
Με βάση την αρχιτεκτονική αυτή του διπόλου και την απαίτηση λειτουργίας στη ζώνη συχνοτήτων των  $2.4\text{ GHz}$  σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε το τυπωμένο δίπολο με ενσωματωμένο συμμετρο-ασυμμετρικού μετασχηματιστή. Τα βασικά γεωμετρικά χαρακτηριστικά περιέχονται στον πίνακα 2.1, ενώ το αντίστοιχο σχηματικό διάγραμμα της γεωμετρίας του παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3.

Πίνακας 2.1 Διαστάσεις Τυπωμένου Διπόλου

Παράμετρος	Τιμή
Βραχίονες Διπόλου	$L1 = 20.60 \text{ mm}$
	$W1 = 5.91 \text{ mm}$
	$g1 = 3.10 \text{ mm}$
Συμμετρο- ασυμμετρικός μετασχηματιστής μικροταινιακής λωρίδας	$L2 = 31.75 \text{ mm}$
	$L3 = 16.02 \text{ mm}$
	$L4 = 3.13 \text{ mm}$
	$L5 = 5.77 \text{ mm}$
	$W2 = 3.07 \text{ mm}$
	$W3 = 4.96 \text{ mm}$
	$W4 = 2.97 \text{ mm}$
	$g2 = 1.08 \text{ mm}$
Ακτίνα διεπαφής των δύο επιπέδων	$r = 0.50 \text{ mm}$
Επίπεδο Γείωσης	$L6 = 12.86 \text{ mm}$
	$W5 = 16.79 \text{ mm}$



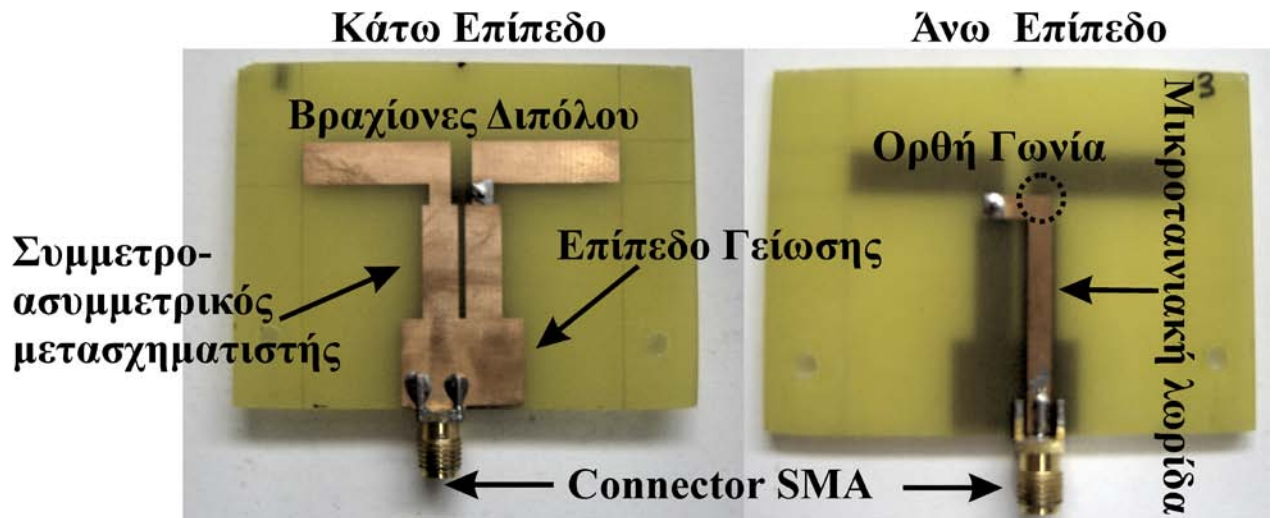
**Κάτω Επίπεδο**



**Άνω Επίπεδο**

Σχήμα 2.3. Γεωμετρία τυπωμένου διπόλου

Με τον καθορισμό των γεωμετρικών χαρακτηριστικών του διπόλου υλοποιήθηκε η διάταξη του τυπωμένου διπόλου πάνω σε υπόστρωμα διηλεκτρικού υλικού (FR-4) με δύο φύλλα χαλκού εκατέρωθεν αυτού. Μία εικόνα του τυπωμένου διπόλου δίνεται στο σχήμα 2.4.

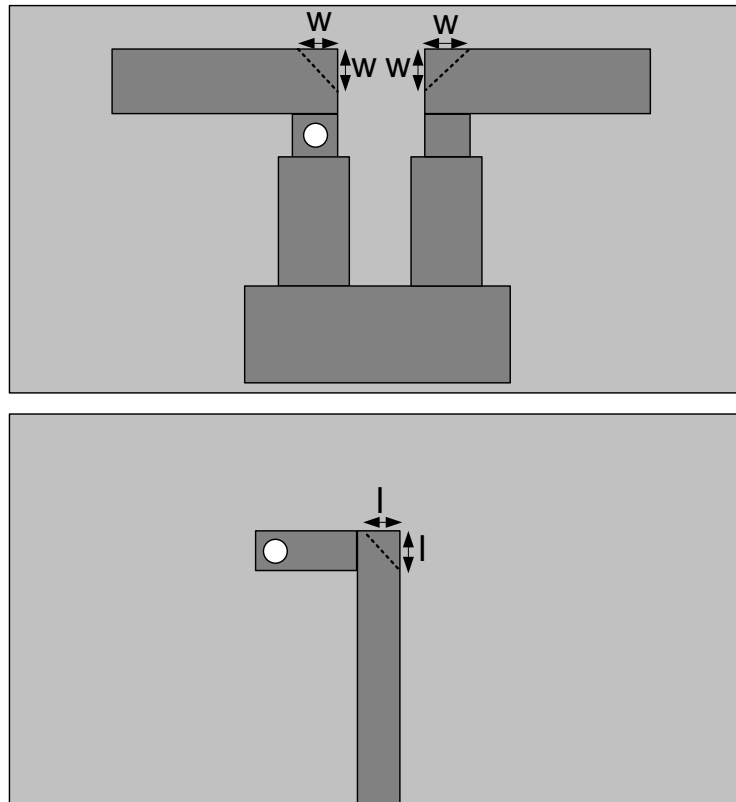


Σχήμα 2.4. Κεραία τυπωμένου διπόλου: Κάτω και Άνω Επίπεδο (Αριστερά-Δεξιά)

Στο παραπάνω σχήμα μπορεί να διακρίνει κανείς τους βραχίονες του διπόλου, το συμμετρο-ασυμμετρικό μετασχηματιστή και το επίπεδο γείωσης στη κάτω όψη της πλακέτας (αριστερά). Αντίστοιχα, στην άνω όψη της παρουσιάζονται η μικροταινιακή λωρίδα με την ασυνέχεια ορθής γωνίας στο ύψος περίπου των βραχιόνων του διπόλου, ενώ και στα δύο επίπεδα φαίνεται ο connector SMA στον οποίο προσαρμόζεται η ομοαξονική γραμμή τροφοδοσίας.

Στο σημείο αυτό αξίζει να σημειωθεί πως η μορφή του στοιχείου - κεραίας του σχήματος 2.4 αντιπροσωπεύει το πρότυπο μοντέλο του τυπωμένου διπόλου στο οποίο βασίστηκε μια σειρά διεργασιών μελέτης στα πλαίσια της διατριβής με αντικείμενο την επίδραση ορισμένων γεωμετρικών παραμέτρων στα χαρακτηριστικά λειτουργίας του.

Πιο συγκεκριμένα, δόθηκε ιδιαίτερη βαρύτητα στη διερεύνηση των παραμέτρων  $l$  και  $w$ , οι οποίες σχετίζονται με την ασυνέχεια ορθής γωνίας της μικροταινιακής λωρίδας και με τη γεωμετρία των βραχιόνων του τυπωμένου διπόλου, αντίστοιχα. Ο τρόπος με τον οποίο οι τιμές των παραπάνω παραμέτρων επηρεάζουν την γεωμετρία του διπόλου αναδεικνύεται στο σχήμα 2.5.



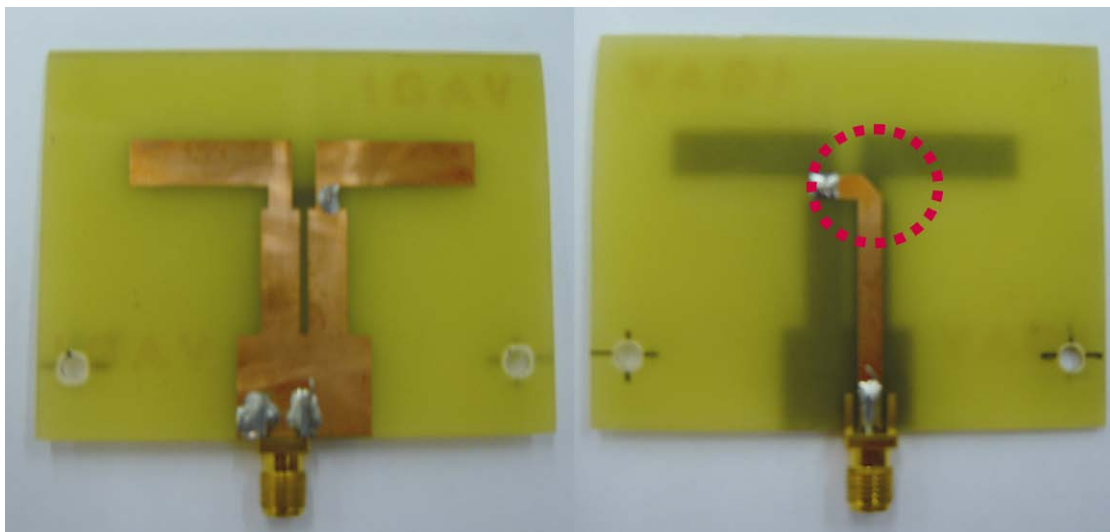
Σχήμα 2.5. Γεωμετρική παράμετροι διπόλου  $l$  και  $w$

Από το σχηματικό αυτό διάγραμμα φαίνονται οι παράμετροι  $l$  και  $w$ . Στη πράξη, η τιμή της πρώτης παραμέτρου καθορίζει τη μορφή της ασυνέχειας της μικροταινιακής λωρίδας, αφού με την αύξησή της, αυξάνεται το βάθος κοψίματος της αντίστοιχης ορθής γωνίας. Αντίστοιχα, η παράμετρος  $w$  επηρεάζει τη μορφή των βραχιόνων στην εσωτερική πλευρά τους, εκατέρωθεν του διάκενου του διπόλου. Αύξηση της τιμής αυτής, προκαλεί αντίστοιχη αύξηση του βάθους κοψίματος σε κάθε βραχίονα του διπόλου.

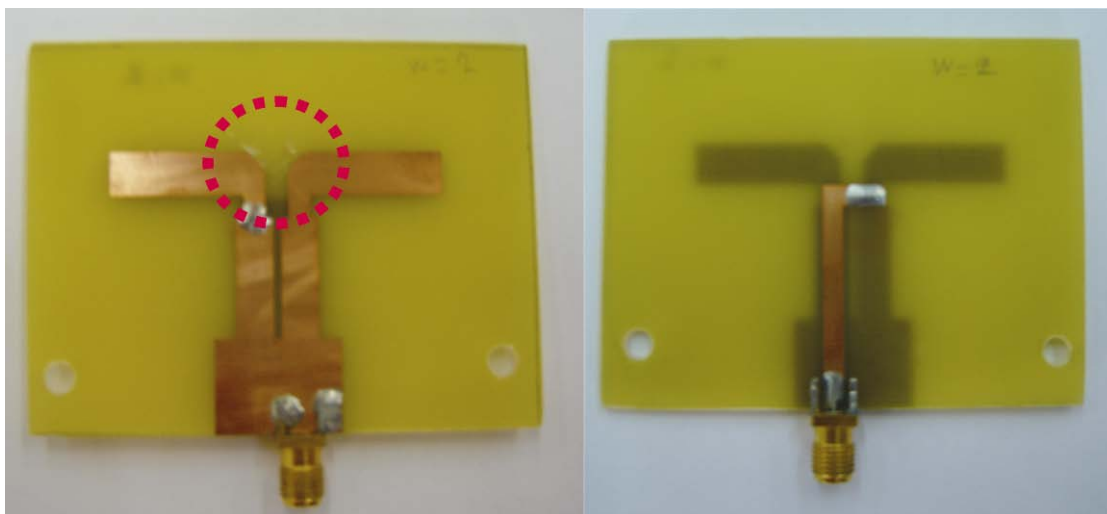
Αξίζει να σημειωθεί πως η ύπαρξη ασυνεχειών στη γεωμετρία των γραμμών μεταφοράς προκαλεί παραμορφώσεις και γραμμικές αποκλίσεις στα πλάτη, τη συχνότητα και τη φάση των μικροκυματικών σημάτων που τις διαπερνούν. Για την εξάλειψη αυτών των φαινομένων προτείνονται κάποιες τεχνικές που αποσκοπούν στη κατάλληλη διαμόρφωση της γεωμετρίας των ασυνεχειών αυτών (κόψιμο ή στρογγύλεμα ορθής γωνίας κ.λ.π.) [2.3].

Η αντίστοιχη διερεύνηση της γεωμετρίας του διπόλου με τη μεταβολή των τιμών των παραμέτρων  $l$  και  $w$  πραγματοποιήθηκε με βάση τα αποτελέσματα προσομοίωσης και τις αντίστοιχες πειραματικές μετρήσεις της απώλειας ανάκλασης εισόδου (Return Loss) και των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Ειδικότερα, το μέγεθος της απώλειας ανάκλασης εισόδου μελετάται με τη βοήθεια του μέτρου της παραμέτρου  $S_{11}$ , εκφρασμένο σε  $dB$ . Η μέθοδος προσομοίωσης που ακολουθήθηκε παρέχει ανάλυση στο χρόνο της γεωμετρίας της εκάστοτε κεραίας (Time domain solver), ενώ οι πειραματικές μετρήσεις έγιναν με τη βοήθεια Διανυσματικού Αναλυτή Δικτυωμάτων (VNA) στο Εργαστήριο Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών καθώς και στον ανηχικό θάλαμο του Εργαστηρίου Ασύρματων Επικοινωνιών του Ινστιτούτου Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος».

Ουσιαστικά, με βάση τη γεωμετρία του πρότυπου μοντέλου που προαναφέρθηκε, σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν δεκαέξι τυπωμένα δίπολα, όπου σε κάθε ένα οι παράμετροι  $l$  και  $w$  είχαν διαφορετική τιμή με εύρος  $3\text{ mm}$  και βήμα  $1\text{ mm}$ . Συνεπώς, η εν λόγω διερεύνηση της γεωμετρίας του στοιχείου ακτινοβολίας πραγματοποιήθηκε για κάθε δυνατό συνδυασμό τιμών των παραμέτρων  $l$  και  $w$  από  $0\text{ mm}$  ως  $3\text{ mm}$ , με βήμα  $1\text{ mm}$ . Ενδεικτικά, στα σχήματα 2.6 και 2.7 παρατίθενται δύο χαρακτηριστικές φωτογραφίες των τυπωμένων διπόλων με  $l = 2\text{ mm}$  και  $w = 0\text{ mm}$  καθώς και με  $l = 0\text{ mm}$  και  $w = 2\text{ mm}$ , αντίστοιχα.



Σχήμα 2.6. Τυπωμένο δίπολο με  $l = 2\text{ mm}$  και  $w = 0\text{ mm}$ , Κάτω Επίπεδο (Αριστερά) - Άνω Επίπεδο (Δεξιά)

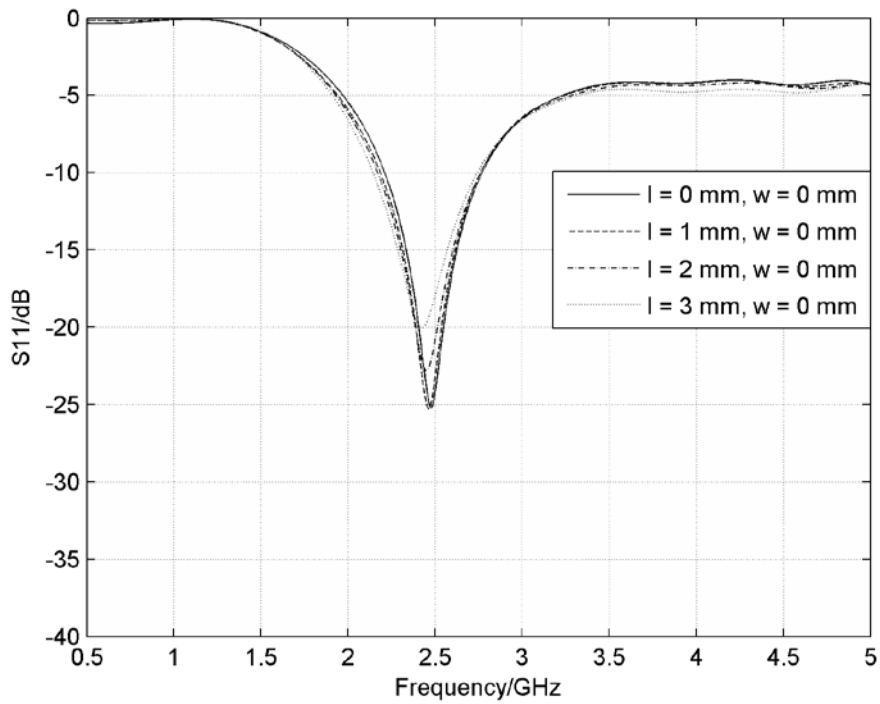


Σχήμα 2.7. Τυπωμένο δίπολο με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 2 \text{ mm}$ , Κάτω Επίπεδο (Αριστερά) - Άνω Επίπεδο (Δεξιά)

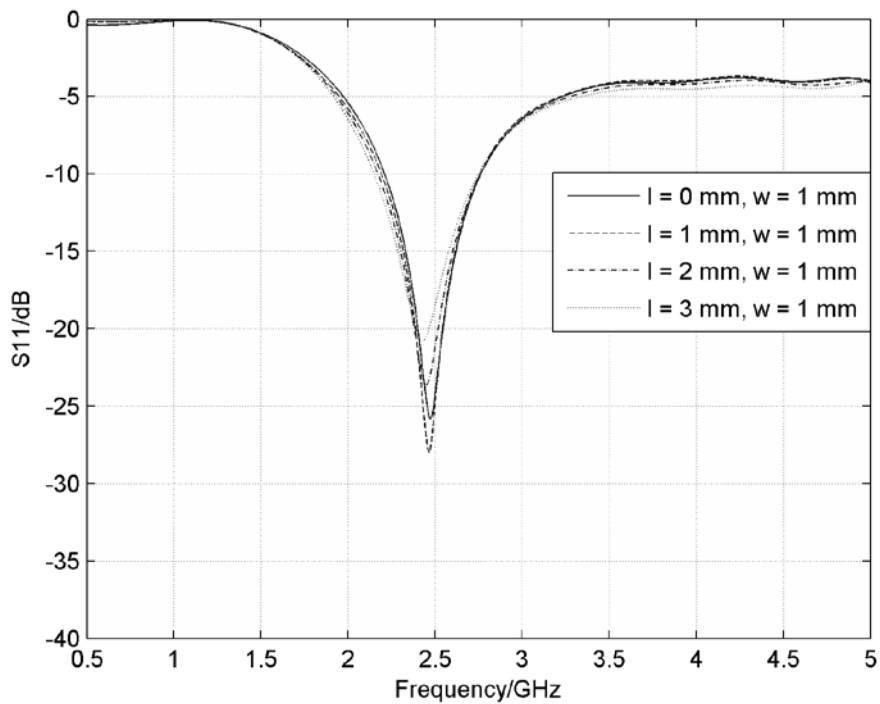
Όπως αναφέρθηκε πιο πάνω, η μελέτη της απώλειας ανάκλασης εισόδου έγινε μέσω προσομοίωσης για καθένα από τα δεκαέξι τυπωμένα δίπολα. Επιπρόσθετα, το μέγεθος αυτό μελετήθηκε πειραματικά, σε κάθε περίπτωση. Το σύνολο των αποτελεσμάτων προσομοίωσης καθώς και τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στις επόμενες γραφικές παραστάσεις.

Αρχικά, η τιμή της παραμέτρου  $w$  διατηρείται σταθερή και μελετάται η επίδραση της μεταβολής της παραμέτρου  $l$ . Τα σχήματα 2.8, 2.9, 2.10, και 2.11 παρουσιάζουν τις γραφικές παραστάσεις της απώλειας ανάκλασης εισόδου του διπόλου συναρτήσει της συχνότητας για  $w = 0 \text{ mm}$ ,  $w = 1 \text{ mm}$ ,  $w = 2 \text{ mm}$  και  $w = 3 \text{ mm}$ , αντίστοιχα, από λογισμικό προσομοίωσης. Οι ανάλογες πειραματικές μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν σε κάθε περίπτωση και τα αποτελέσματά τους δίνονται από τις γραφικές παραστάσεις των σχημάτων 2.12, 2.13, 2.14 και 2.15, αντίστοιχα.

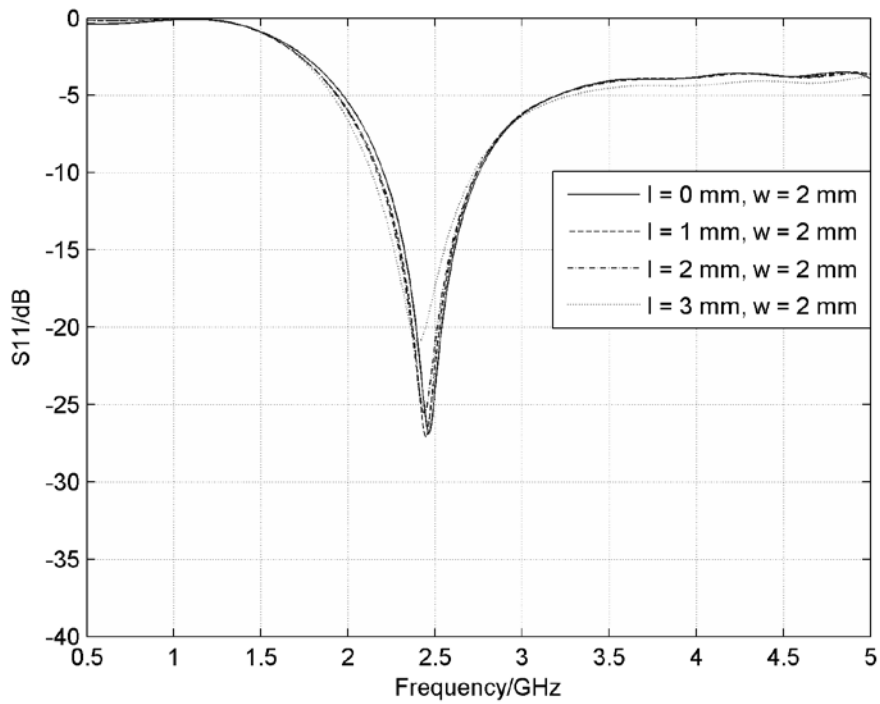




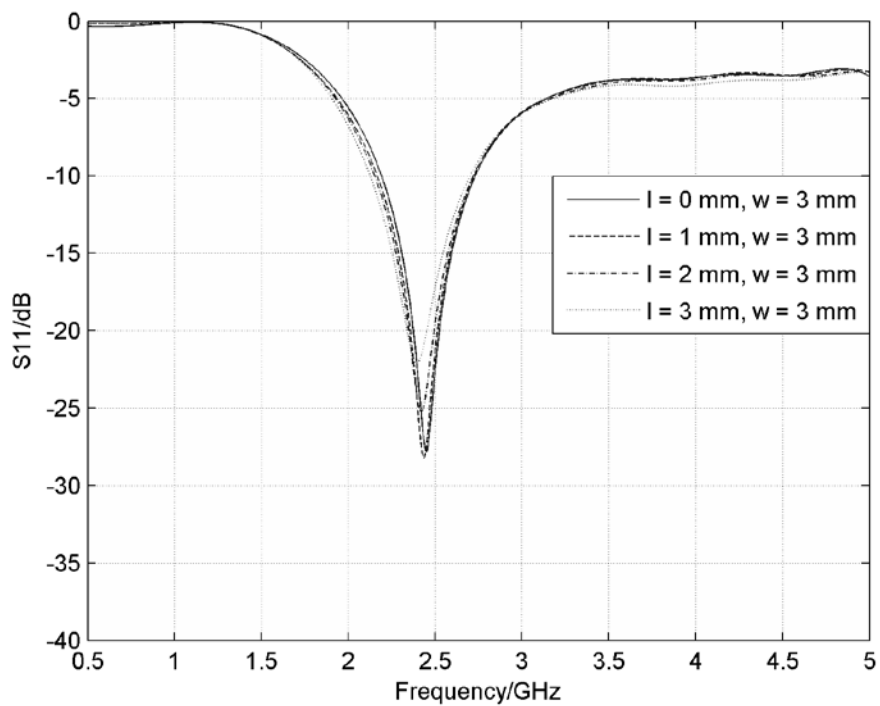
Σχήμα 2.8. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 0$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης



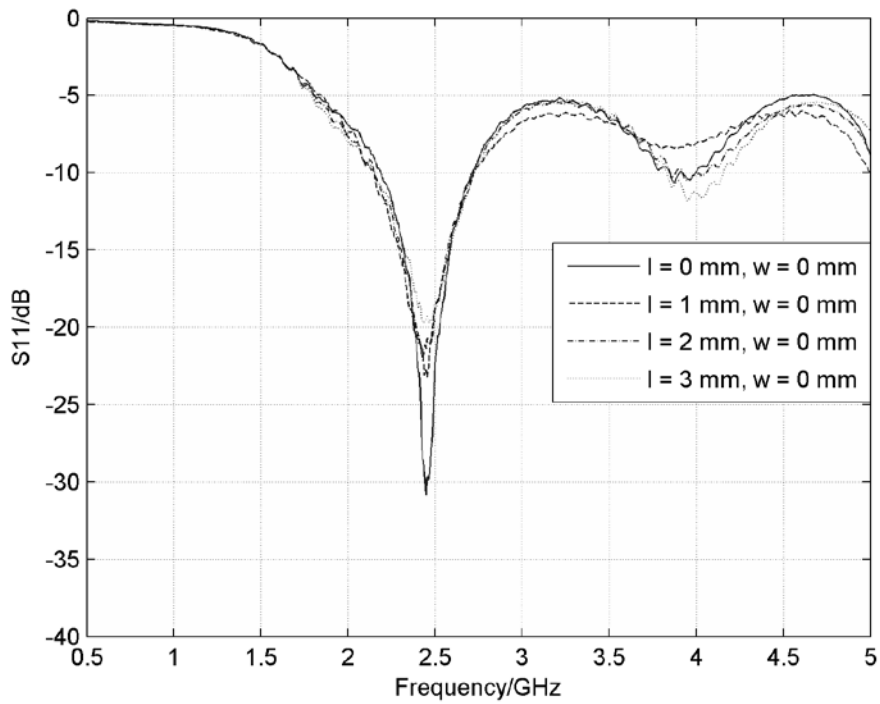
Σχήμα 2.9. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 1$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης



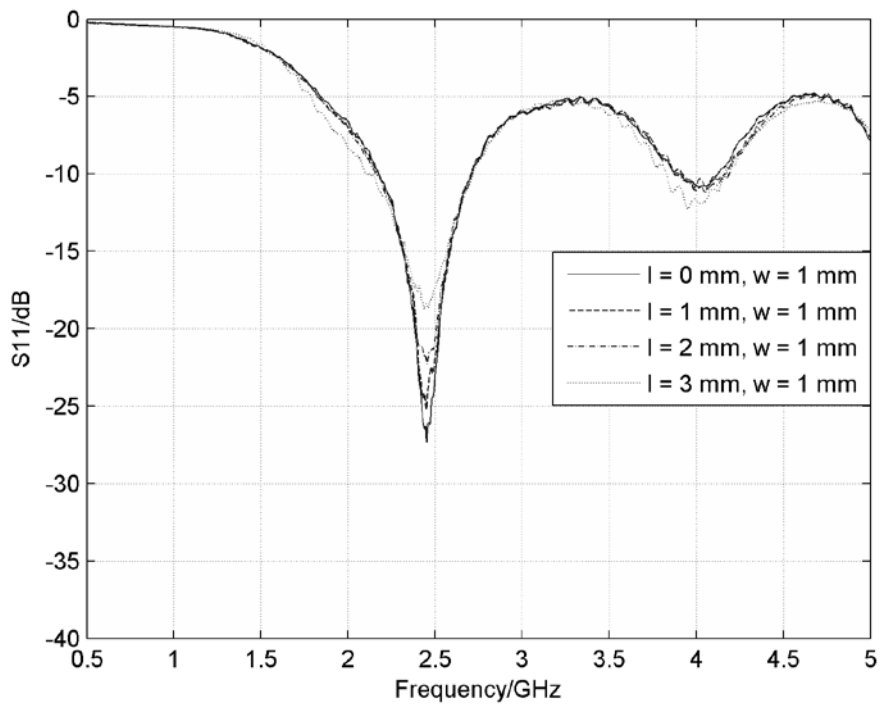
Σχήμα 2.10. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 2$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης



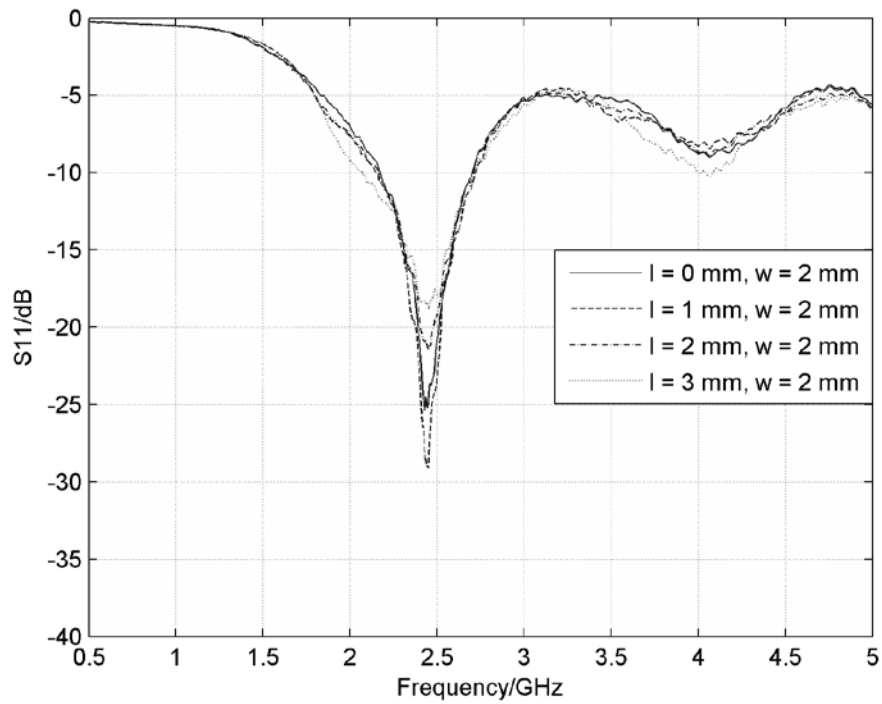
Σχήμα 2.11. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 3$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης



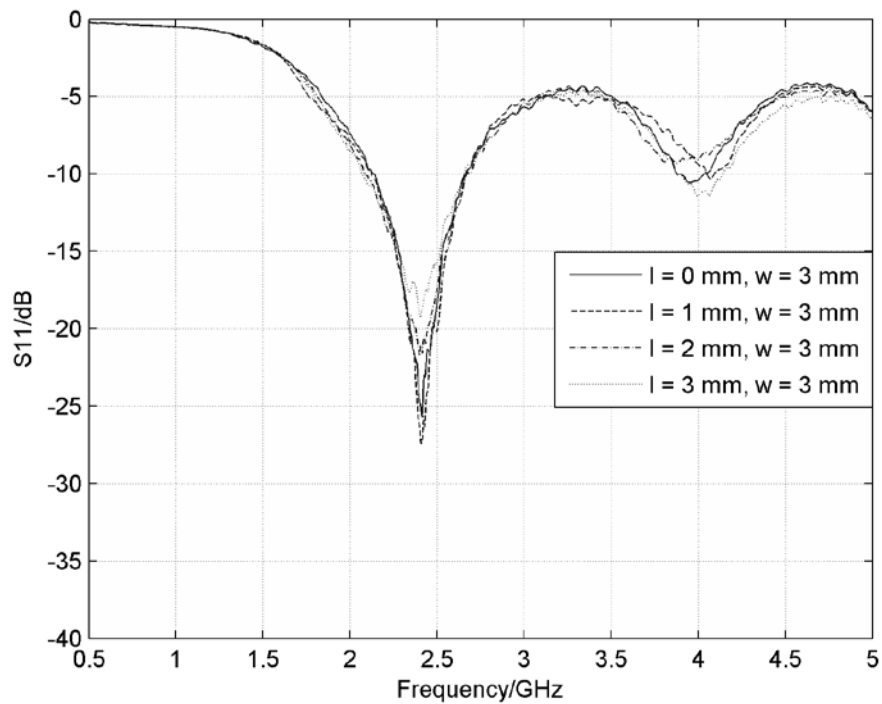
Σχήμα 2.12. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 0$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$



Σχήμα 2.13. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 1$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$



Σχήμα 2.14. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 2$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$



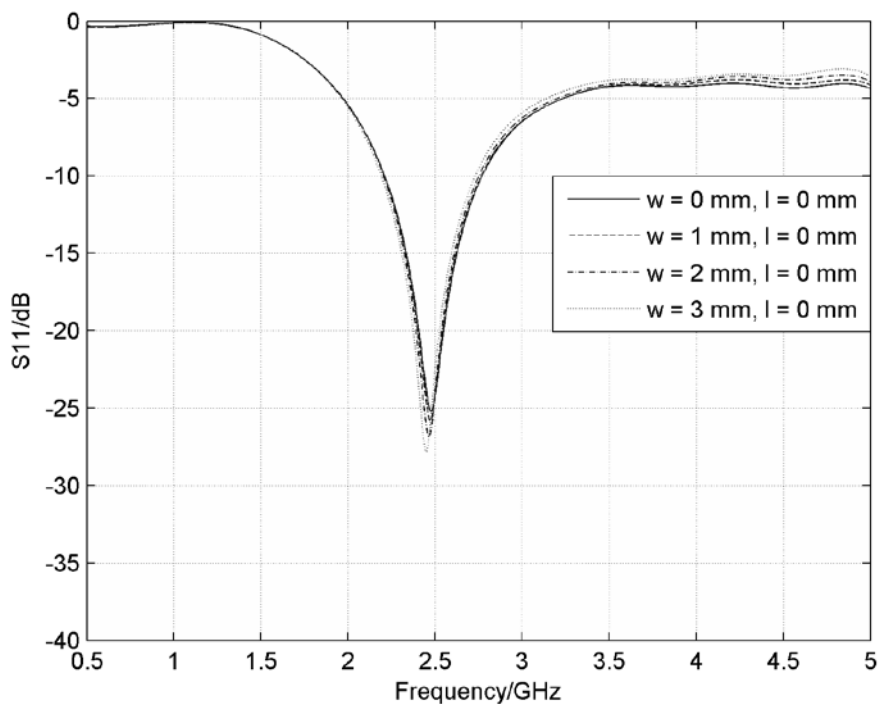
Σχήμα 2.15. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 3$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$

Με βάση τη μορφή των παραπάνω γραφικών παραστάσεων οδηγείται κανείς εύκολα στο συμπέρασμα ότι το τυπωμένο δίπολο εμφανίζει ένα κύριο συντονισμό με κεντρική συχνότητα στη περιοχή των  $2.4 \text{ GHz}$ . Το αντίστοιχο εύρος ζώνης συντονισμού είναι της τάξης των  $0.5 \text{ GHz}$ , για το οποίο χρησιμοποιείται το όριο των  $-10 \text{ dB}$ . Σε αυτό το συμπέρασμα συμφωνούν από κοινού τα αποτελέσματα προσομοίωσης και οι πειραματικές μετρήσεις. Αντίθετα, η ύπαρξη δεύτερου συντονισμού στη περιοχή συχνοτήτων των  $4 \text{ GHz}$  αναδεικνύεται μόνο από τα πειραματικά αποτελέσματα. Αυτό ερμηνεύεται από το γεγονός ότι το λογισμικό προσομοίωσης δεν λαμβάνει υπόψιν του την επίδραση του connector SMA στο μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου. Φαίνεται δηλαδή ότι, η ασυνέχεια που δημιουργείται λόγω του connector SMA μεταξύ της μικροταινιακής λωρίδας και της ομοαξονικής γραμμής τροφοδοσίας προκαλεί την εμφάνιση του δεύτερου σχετικά ρηχού συντονισμού. Για την περαιτέρω διερεύνηση αυτού του συντονισμού τροποποιήθηκε η γεωμετρία του connector SMA τόσο στη μορφή των ακροδεκτών γείωσης του, όσο και σε αυτή του ακροδέκτη σήματος του. Παρατηρήθηκε πως αυτές η μεταβολές επηρεάζουν σε μικρό ποσοστό τη μορφή του δεύτερου συντονισμού του διπόλου στη περιοχή συχνοτήτων των  $4 \text{ GHz}$ . Με βάση όμως την απαίτηση λειτουργίας του τυπωμένου διπόλου στη περιοχή συχνοτήτων των  $2.4 \text{ GHz}$ , δεν διερευνήθηκε περαιτέρω η φύση του δεύτερου συντονισμού.

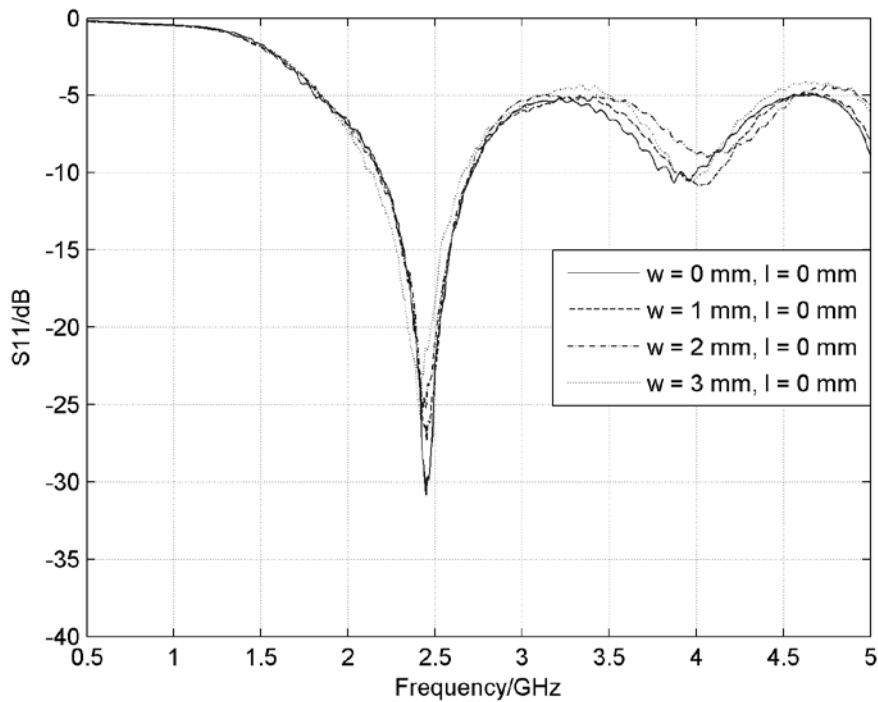
Αντίστοιχα, στη περίπτωση του πρώτου συντονισμού στη περιοχή συχνοτήτων που υποστηρίζει τη λειτουργία της πλατφόρμας MIMO, η κεντρική συχνότητα προσεγγίζει την τιμή των  $2.45 \text{ GHz}$ , ενώ όπως προαναφέρθηκε το αντίστοιχο εύρος ζώνης συντονισμού είναι της τάξης των  $0.5 \text{ GHz}$ . Αυτές οι παρατηρήσεις αναδεικνύονται από τα πειραματικά αποτελέσματα και από αυτά που προέκυψαν με τη βοήθεια του λογισμικού προσομοίωσης. Επιπρόσθετα, πλήρης συμφωνία μεταξύ των πειραματικών μετρήσεων και των αποτελεσμάτων προσομοίωσης συναντάται στην επίδραση της μεταβολής της παραμέτρου  $l$  στη μορφή του μέτρου της  $S_{11}$  καμπύλης στη περιοχή συχνοτήτων που ορίζεται από το εύρος ζώνης του πρώτου συντονισμού. Πιο συγκεκριμένα, αύξηση της παραμέτρου  $l$  περιορίζει το εύρος μεταβολής του μεγέθους του μέτρου  $S_{11}$  στα όρια του εύρους ζώνης του πρώτου συντονισμού. Πρακτικά, η μορφή της καμπύλης του μέτρου  $S_{11}$  στον πρώτο συντονισμό γίνεται λιγότερο απότομη καθώς το βάθος κοψίματος της ορθής γωνίας της μικροταινιακής λωρίδας του διπόλου μεγαλώνει.

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

Περαιτέρω ανάλυση προς την κατεύθυνση αυτή, υποστηρίζεται από τα αποτελέσματα προσομοίωσης και τις μετρήσεις του Διανυσματικού Αναλυτή Δικτυωμάτων στο Εργαστήριο που αφορούν το μέγεθος της απώλειας ανάκλασης εισόδου και τις σχετικές μεταβολές του, λόγω της μεταβολής της γεωμετρικής παραμέτρου  $w$ , με τη τιμή της  $l$  σταθερή και ίση με  $0\text{ mm}$ . Τα σχήματα 2.16 και 2.17 παρουσιάζουν τις σχετικές γραφικές παραστάσεις του μέτρου του  $S_{11}$  συναρτήσει της συχνότητας από λογισμικό προσομοίωσης και από τις πειραματικές μετρήσεις, αντίστοιχα.



Σχήμα 2.16. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $l = 0\text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $w$ , από λογισμικό προσομοίωσης



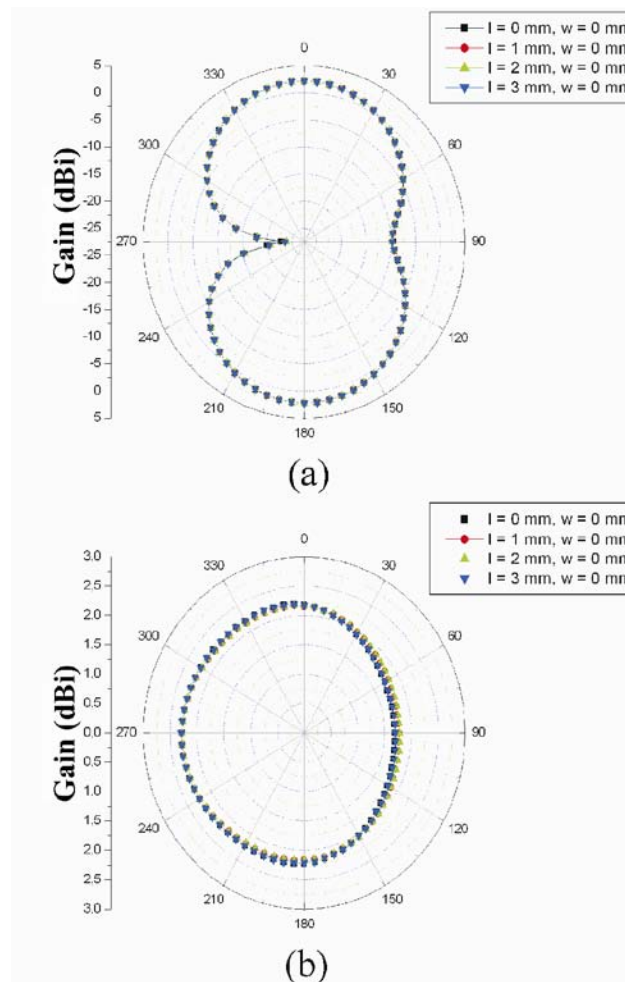
Σχήμα 2.17. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $w$

Από τις μορφές των καμπυλών του μέτρου του  $S_{11}$  των δύο παραπάνω σχημάτων φαίνεται πως η επίδραση της τιμής της παραμέτρου  $w$  δεν προκαλεί μεταβολή της απώλειας ανάκλασης εισόδου. Συνεπώς, ο πρώτος και ο δεύτερος συντονισμός του διπόλου και τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά τους δεν εξαρτώνται από τη σχετική μορφή των βραχιόνων της γεωμετρίας του τυπωμένου διπόλου στο σημείο του διακένου.

Εν κατακλείδι, η παραπάνω μελέτη οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η τιμή της γεωμετρικής παραμέτρου  $l$  επηρεάζει την απώλεια ανάκλασης εισόδου του διπόλου, ενώ αντίθετα η τιμή της  $w$  δεν προκαλεί καμιά μεταβολή σε αυτή. Επιλέγεται λοιπόν ως βέλτιστη τιμή για τη παράμετρο  $l$  τα  $2 \text{ mm}$ , ενώ για την  $w$  η μηδενική. Με αυτή την επιλογή αποφεύγεται ο οξύς συντονισμός του τυπωμένου διπόλου στη συχνότητα των  $2.4 \text{ GHz}$ . Αυτό έχει ιδιαίτερη σημασία διότι εξασφαλίζεται η διατήρηση συμφωνίας ανάμεσα στα χαρακτηριστικά λειτουργίας ορισμένου αριθμού ταυτόσημων διπόλων που πρόκειται να κατασκευαστούν για τις ανάγκες της μελέτης ραδιοδιαύλου στα πλαίσια της διατριβής.

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

Το παραπάνω κρίσιμο συμπέρασμα για την ακριβή μορφή του στοιχείου κεραίας της κεραιοσυστοιχίας εκπομπής και λήψης του συστήματος MIMO δημιούργησε τις προϋποθέσεις για περαιτέρω διερεύνηση και μελέτη με αντικείμενο τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του. Λογισμικό προσομοίωσης και πειραματικές μετρήσεις σε ανηχωτικό θάλαμο προσδιόρισαν τα διαγράμματα ακτινοβολίας του τυπωμένου διπόλου για κάθε τιμή της παραμέτρου  $l$  με τη αντίστοιχη  $w$  σταθερή. Τα σχήματα 2.18, 2.19, 2.20 και 2.21 παρουσιάζουν τα αντίστοιχα διαγράμματα ακτινοβολίας στα δύο επίπεδα (E – επίπεδο και H – επίπεδο). Ουσιαστικά, τα εν λόγω σχήματα περιλαμβάνουν τα πολικά διαγράμματα της απολαβής του διπόλου στα επίπεδα του Ηλεκτρικού και του Μαγνητικού πεδίου.

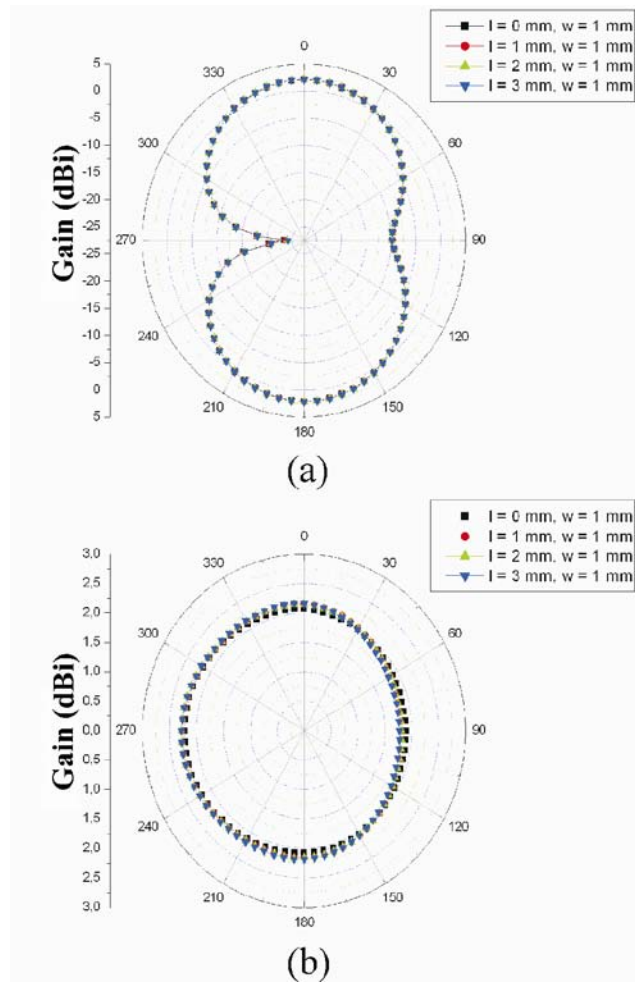


Σχήμα 2.18. Διαγράμματα ακτινοβολίας τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο

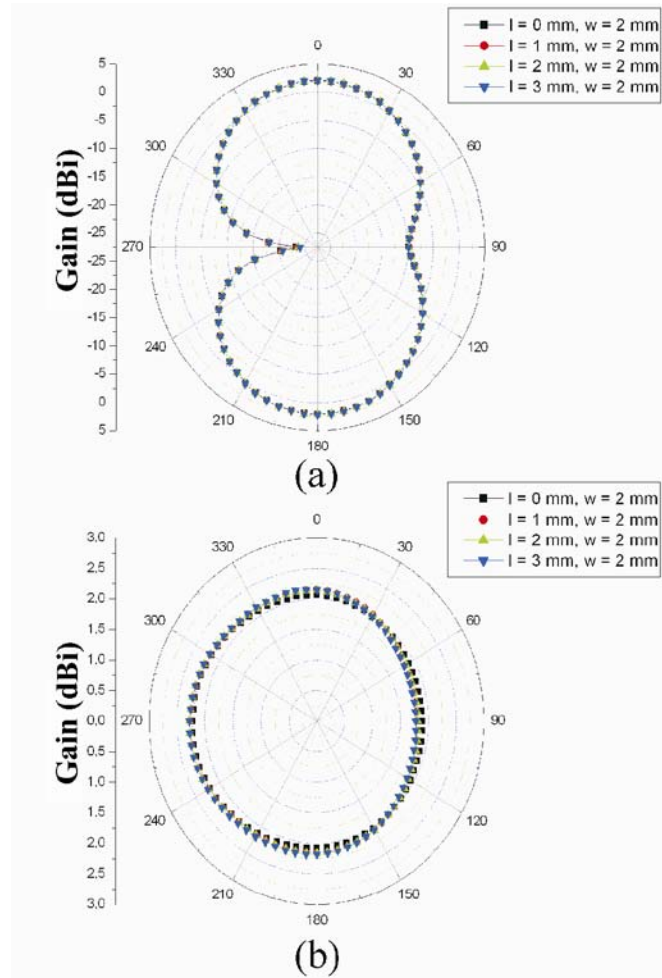




Σχήμα 2.19. Διαγράμματα ακτινοβολίας τυπωμένου διπόλου με  $w = 1$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

(a) E – επίπεδο

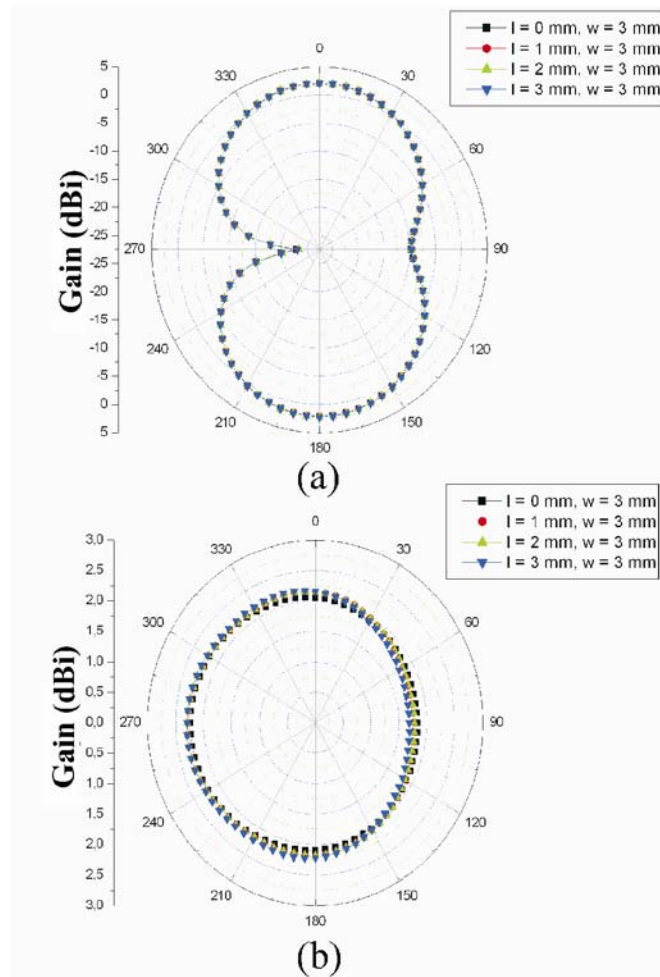
(b) H – επίπεδο



Σχήμα 2.20. Διαγράμματα ακτινοβολίας τυπωμένου διπόλου με  $w = 2 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

(a) Ε – επίπεδο

(b) Η – επίπεδο

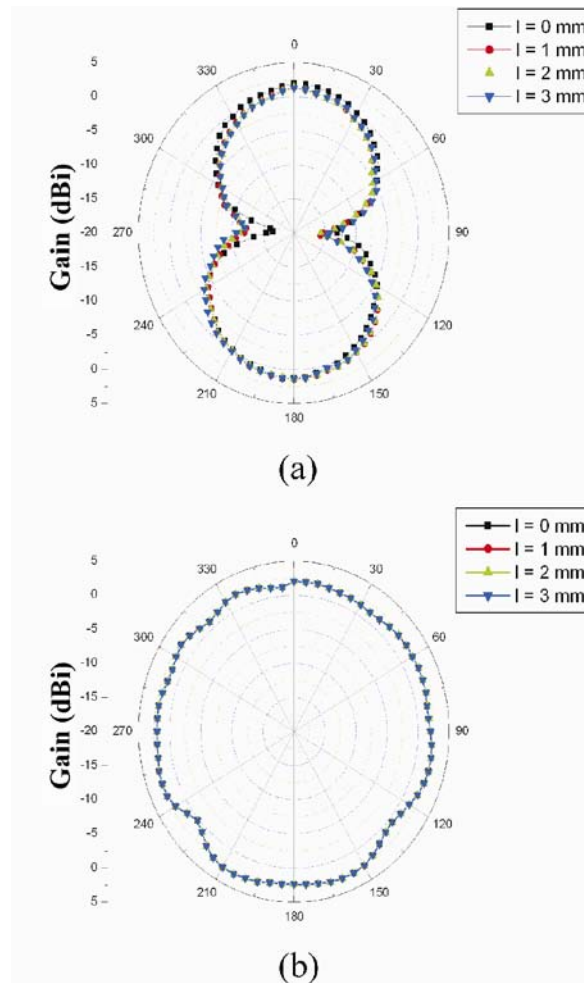


Σχήμα 2.21. Διαγράμματα ακτινοβολίας τυπωμένου διπόλου με  $w = 3$  mm και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο

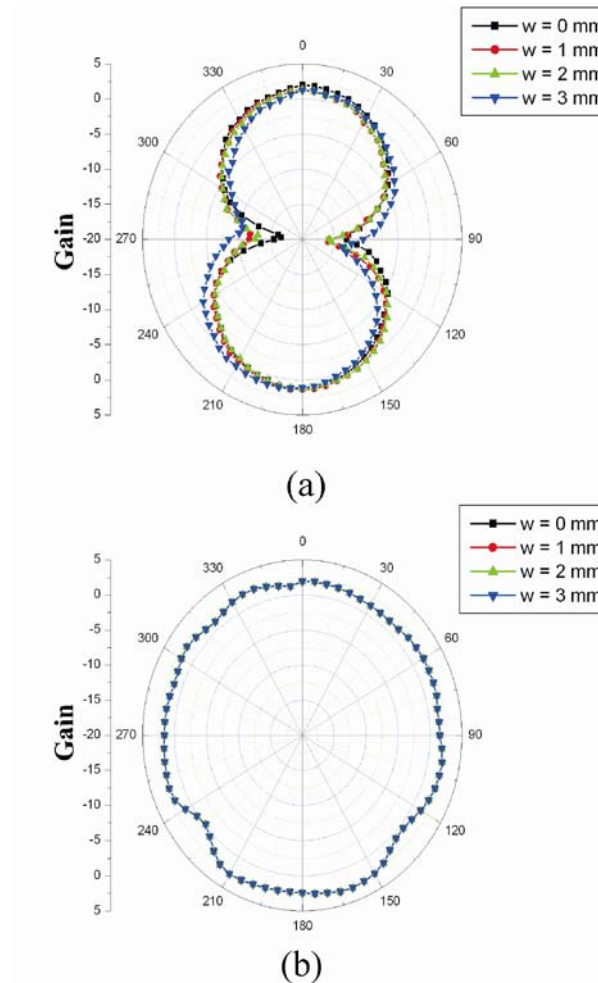
Από τη μορφή των παραπάνω διαγραμμάτων γίνεται αντιληπτό ότι τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του διπόλου είναι ανεξάρτητα από τις τιμές των γεωμετρικών παραμέτρων  $l$  και  $w$ . Αυτό το συμπέρασμα ενισχύεται και από τις αντίστοιχες πειραματικές μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στον ανηχικό θάλαμο του Εργαστηρίου Ασύρματων Επικοινωνιών του Ινστιτούτου Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος» με κατάλληλη μετρητική διάταξη. Το σχήμα 2.22 περιλαμβάνει τα διαγράμματα ακτινοβολίας των τυπωμένων διπόλων για όλες τις τιμές της παραμέτρου  $l$  με μηδενική τη τιμή της  $w$ . Ομοίως, το σχήμα 2.23 παρουσιάζει τα αντίστοιχα διαγράμματα για όλες τις τιμές της παραμέτρου  $w$  με μηδενική τη τιμή της  $l$ .



Σχήμα 2.22. Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων, τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$

(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο



Σχήμα 2.23. Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων, τυπωμένου διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $w$

(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο

Συμπερασματικά λοιπόν, φαίνεται πως οι γεωμετρικές παράμετροι  $l$  και  $w$  δεν επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του τυπωμένου διπόλου. Στη πράξη, η πρώτη παράμετρος δεν επηρεάζει τη γεωμετρία των βραχιόνων του διπόλου συνεπώς δεν προκαλεί αλλαγές στη μορφή του τμήματος της πλακέτας του διπόλου που ακτινοβολεί. Αντίθετα, η παράμετρος  $w$  επηρεάζει ως ένα βαθμό τη γεωμετρία των βραχιόνων του διπόλου, χωρίς όμως να προκαλεί μεταβολές στη συμπεριφορά του ως στοιχείο ακτινοβολίας. Έτσι σε κάθε περίπτωση το τυπωμένο δίπολο εμφανίζει ομοιοκατευθυντικές ιδιότητες με το μέγεθος της κατευθυντικότητας να προσεγγίζει τα  $2.2 \text{ dBi}$ .

Με γνώμονα λοιπόν τις παραπάνω παρατηρήσεις και διαπιστώσεις έγινε η επιλογή της γεωμετρίας του στοιχείου – κεραίας για τη κατασκευή της κεραιοσυστοιχίας εκπομπής και λήψης στη μετρητική πλατφόρμα MIMO. Συγκεκριμένα, επιλέχθηκαν οι τιμές  $l = 2 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  για τις αντίστοιχες παραμέτρους, ενώ τα υπόλοιπα γεωμετρικά χαρακτηριστικά διατηρήθηκαν σύμφωνα με αυτά του πρότυπου μοντέλου τυπωμένου διπόλου. Με βάση τις προαναφερόμενες σχεδιαστικές αρχές και πρότυπα κατασκευάστηκε ένας ορισμένος αριθμός τυπωμένων διπόλων για τις ανάγκες των δύο κεραιοσυστοιχιών εκπομπής και λήψης.

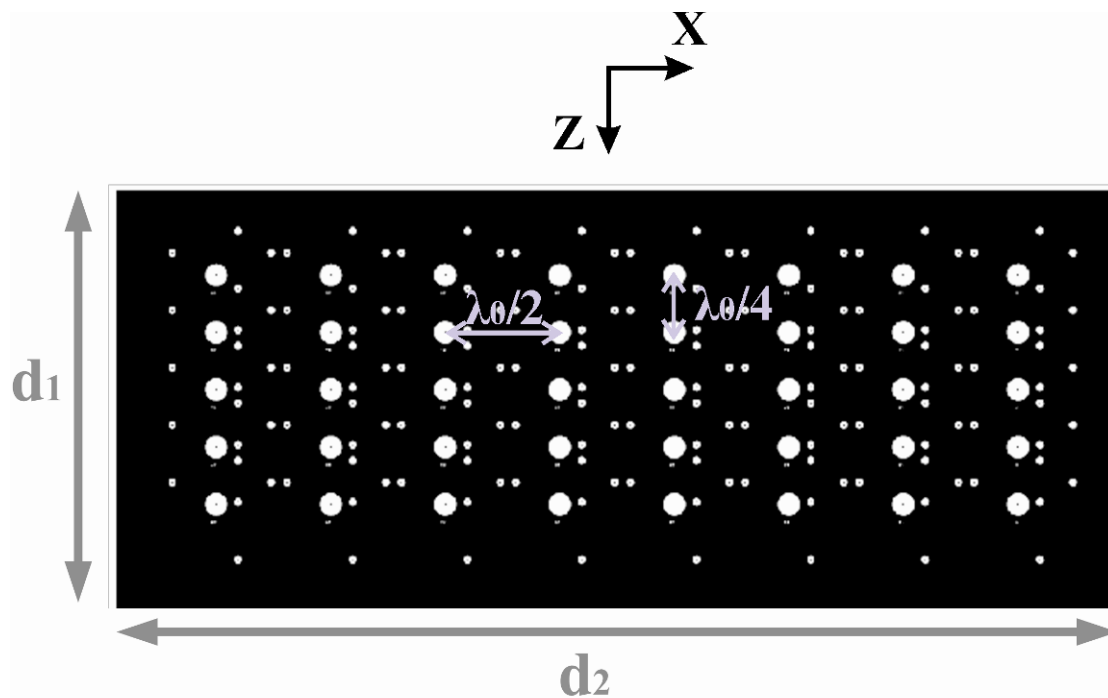
## 2.2 Διάταξη Ανακλαστήρα

Η επιλογή της μορφής του στοιχείου ακτινοβολίας επισφράγισε το πρώτο κρίσιμο βήμα στην υλοποίηση της κεραιοσυστοιχίας κεραιών εκπομπής και λήψης. Στη συνέχεια, ακολούθησε μια σειρά διεργασιών και ερευνητικής δραστηριότητας με αντικείμενο το σχεδιασμό και την κατασκευή της διάταξης του ανακλαστήρα. Οι βασικές απαιτήσεις που έπρεπε να ικανοποιεί η εν λόγω κατασκευή εστιάζονται σε δύο σημεία. Τη δυνατότητα ανάπτυξης διαφόρων γεωμετριών κεραιοσυστοιχίας κεραιών με ορισμένο αριθμό στοιχείων και την μηχανική υποστήριξή των.

Ταυτόχρονα, η διάταξη του ανακλαστήρα θα έπρεπε να διατηρεί το ρόλο της, ο οποίος περιγράφεται από τη θεωρία ειδώλων και αναφέρεται στην επίδραση της παρουσίας της στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του στοιχείου – κεραίας. Πιο συγκεκριμένα, είναι γνωστό ότι η γειτνίαση του ανακλαστήρα με το δίπολο προκαλεί μεταβολές στο διάγραμμα ακτινοβολίας του, ενισχύοντας σημαντικά το εμπρόσθιο πεδίο και εκμηδενίζοντας το ποσοστό ακτινοβολούμενης ενέργειας στην αντίθετη κατεύθυνση. Στη συγκεκριμένη περίπτωση λοιπόν γίνεται επιτακτική η διερεύνηση της επίδρασης του ανακλαστήρα στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του τυπωμένου διπόλου [2.1,2.2,2.3].

Με βάση τις παραπάνω παρατηρήσεις διαμορφώθηκαν οι προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιεί η διάταξη του ανακλαστήρα. Αρχικά, διερευνήθηκε η γεωμετρία του και το υλικό κατασκευής του. Τελικά επιλέχθηκε ένα φύλλο αλουμινίου πάχους  $5 \text{ mm}$  σε σχήμα ορθογωνίου. Πάνω σε αυτό σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε ένας συγκεκριμένος αριθμός οπών δύο διαφορετικών διαστάσεων. Στις οπές μεγάλης

διαμέτρου μπορεί να προσαρμοστεί σε όρθια στάση η διάταξη του τυπωμένου διπόλου και πιο συγκεκριμένα ο connector SMA αυτού. Αντίστοιχα, οι οπές μικρότερης διαμέτρου που περιβάλλουν την οπή στην οποία έχει προσαρμοστεί το τυπωμένο δίπολο υποστηρίζουν μηχανικά μέσω κατάλληλων βάσεων την όρθια στάση του. Το σχηματικό διάγραμμα του ανακλαστήρα δίνεται στο σχήμα που ακολουθεί (2.24).



Σχήμα 2.24. Σχηματικό διάταξης Ανακλαστήρα

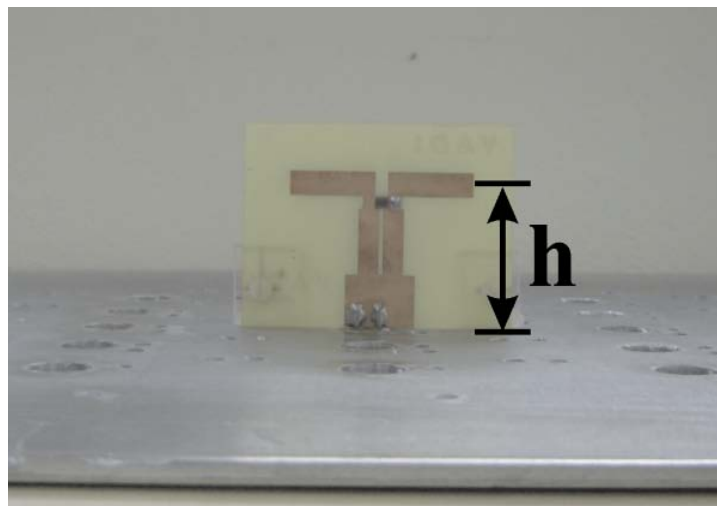
Στο διάγραμμα του παραπάνω σχήματος οι αποστάσεις  $d_1 = 300 \text{ mm}$  και  $d_2 = 900 \text{ mm}$  αντιστοιχούν στις εξωτερικές διαστάσεις του ανακλαστήρα. Παράλληλα, όπως αναφέρθηκε, κατασκευάστηκε ένας αριθμός οπών δύο διαφορετικών διαμέτρων,  $12 \text{ mm}$  και  $4 \text{ mm}$ . Η πρώτη κατηγορία οπών κατασκευάστηκε ώστε να είναι εφικτή η προσαρμογή του SMA connector του τυπωμένου διπόλου σε καθεμιά από αυτές. Ταυτόχρονα, επιλέχθηκε η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών τους να προσεγγίζει τη τιμή  $\lambda_0/2$  κατά τον άξονα  $x$  και  $\lambda_0/4$  κατά τον άξονα  $z$ , ώστε να υποστηρίζονται αντίστοιχες γεωμετρικές κεραιοσυστοιχιών κεραιών. Εδώ, η παράμετρος  $\lambda_0$  αντιπροσωπεύει το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στη περιοχή συχνοτήτων των  $2.4 \text{ GHz}$ . Επίσης, για τη μηχανική συγκράτηση του τυπωμένου διπόλου σε όρθια θέση και στην επιθυμητή οπή μεγάλης διαμέτρου σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν ειδικές βάσεις από λεπτά φύλλα πλέξιγκλας πάχους  $2 \text{ mm}$ . Δύο

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

από αυτές τις βάσεις προσαρμόζονται κατάλληλα σε κάθε τυπωμένο δίπολο. Αρχικά, ο SMA connector του διπόλου εγκαθίσταται στην επιθυμητή οπή μεγάλης διαμέτρου και στη συνέχεια προσαρμόζονται οι δύο βάσεις από πλέξιγκλας του διπόλου αυτού σε δύο αντίστοιχες μικρής διατομής οπές. Η προσαρμογή των βάσεων αυτών τόσο στη πλακέτα του διπόλου όσο και στη διάταξη του ανακλαστήρα γίνεται με τη βοήθεια πλαστικών βιδών κατάλληλης διαμέτρου. Το σχήμα 2.25 δίνει μια εικόνα της βάσης υποστήριξης, ενώ το σχήμα 2.26 παραθέτει μια φωτογραφία του τυπωμένου διπόλου πάνω στον ανακλαστήρα.



Σχήμα 2.25. Βάση υποστήριξης Πλέξιγκλας



Σχήμα 2.26. Τυπωμένο δίπολο στη διάταξη ανακλαστήρα

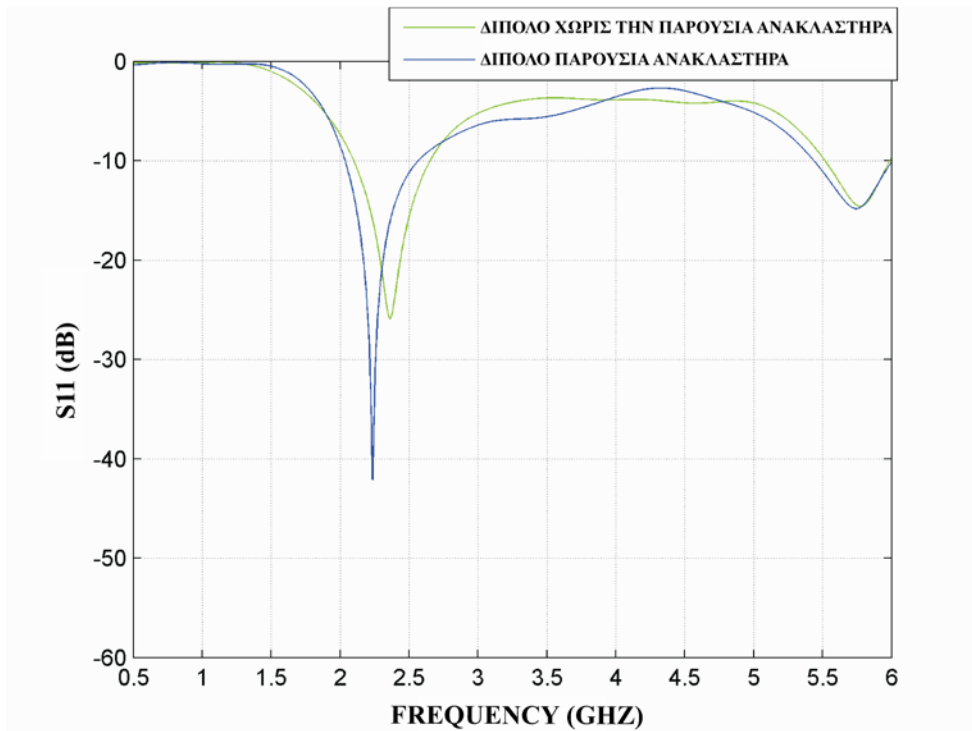


Η παράμετρος  $h$  του σχήματος 2.26 αντιστοιχεί στην απόσταση του άξονα του διπόλου από το επίπεδο του ανακλαστήρα. Οι προδιαγραφές κατασκευής τόσο του τυπωμένου διπόλου, όσο και της διάταξης του ανακλαστήρα εξασφαλίζουν ότι η τιμή αυτής της παραμέτρου διατηρείται μικρότερη από το ένα τέταρτο του μήκους κύματος στη συχνότητα των  $2.4\text{ GHz}$  ( $\lambda_0/4$ ). Η ικανοποίηση αυτής της απαίτησης είναι καθοριστική για τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του τυπωμένου διπόλου. Πράγματι, στη περίπτωση που η παράμετρος  $h$  υπερβεί το όριο του  $\lambda_0/4$ , τα διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου εμφανίζουν παράπλευρους λοβούς στο εμπρόσθιο πεδίο, αλλοιώνοντας τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του [2.1].

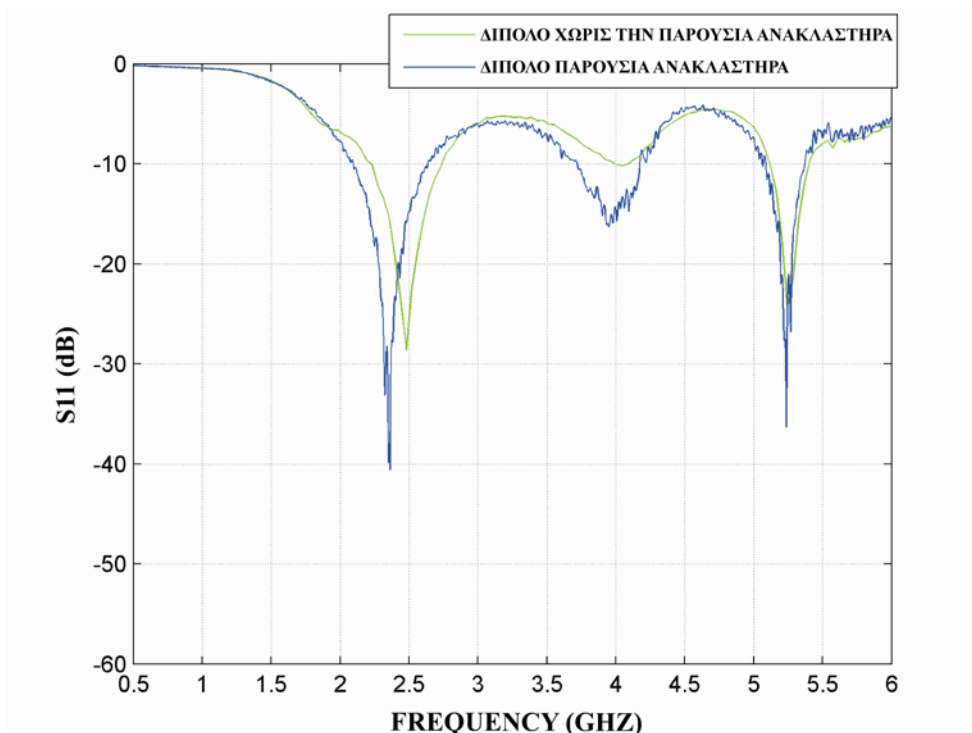
Επιπρόσθετα, η επίδραση της διάταξης του ανακλαστήρα στη συμπεριφορά και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του τυπωμένου μελετήθηκε με τη βοήθεια λογισμικού προσομοίωσης και με κατάλληλες πειραματικές μετρήσεις.

Αρχικά, προσδιορίστηκε η απώλεια ανάκλασης εισόδου του διπόλου με  $l = w = 0\text{ mm}$ , εκφρασμένη με το μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , συναρτήσει της συχνότητας. Συγκεκριμένα, το σχήμα 2.27 παραθέτει τις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις από λογισμικό προσομοίωσης, του μέτρου της παραμέτρου  $S_{11}$ , όταν το στοιχείο – κεραία είναι τοποθετημένο πάνω στον ανακλαστήρα και στη περίπτωση που ακτινοβολεί χωρίς τη παρουσία του. Για σύγκριση, στο σχήμα 2.28 παρουσιάζονται οι αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις των πειραματικών αποτελεσμάτων.

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ



Σχήμα 2.27. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $l = w = 0 \text{ mm}$ , παρουσία και απουσία του ανακλαστήρα, από λογισμικό προσομοίωσης



Σχήμα 2.28. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $l = w = 0 \text{ mm}$ , παρουσία και απουσία του ανακλαστήρα

Από τις γραφικές παραστάσεις των δύο παραπάνω σχημάτων μπορεί να διακρίνει κανείς τη συμφωνία μεταξύ των πειραματικών μετρήσεων και των αποτελεσμάτων προσομοίωσης, εκτός από τη περιοχή συχνοτήτων των  $4\text{ GHz}$ . Η διαφωνία αυτή όπως αναφέρθηκε, οφείλεται στο γεγονός ότι το λογισμικό προσομοίωσης δεν λαμβάνει υπόψιν του την επίδραση του SMA connector στη κατασκευή του τυπωμένου διπόλου. Στη περιοχή των  $2.4\text{ GHz}$ , όπου εμφανίζεται ο πρώτος συντονισμός η παρουσία του ανακλαστήρα προκαλεί μετακίνηση της κεντρικής συχνότητας σε μικρότερη τιμή, ενώ ταυτόχρονα αυξάνει την οξύτητά του. Το εύρος ζώνης συντονισμού και στις δύο περιπτώσεις προσεγγίζει την τιμή των  $0.5\text{ GHz}$ , παραμένοντας σχεδόν αμετάβλητο. Η επίδραση του ανακλαστήρα στο δεύτερο συντονισμό γίνεται αντιληπτή από τη μικρή ελάττωση της τιμής της κεντρικής συχνότητας και κυρίως από την αύξηση του αντίστοιχου εύρους ζώνης. Πρακτικά, χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα το εύρος ζώνης του δεύτερου συντονισμού του διπόλου είναι σχεδόν μηδενικό, ενώ προσεγγίζει την τιμή των  $0.4\text{ GHz}$  στη περίπτωση παρουσίας του ανακλαστήρα. Μια ακόμα σημαντική παρατήρηση αναδεικνύεται από τη μορφή των καμπυλών στη περιοχή συχνοτήτων των  $5\text{ GHz}$ . Τα αποτελέσματα προσομοίωσης παρουσιάζουν ένα τρίτο συντονισμό με κεντρική συχνότητα που προσεγγίζει τα  $5.7\text{ GHz}$  και αντίστοιχο εύρος ζώνης της τάξης των  $0.5\text{ GHz}$ . Ταυτόχρονα τα δύο μεγέθη δεν μεταβάλλονται με την παρουσία του ανακλαστήρα. Από την άλλη, οι καμπύλες των πειραματικών μετρήσεων εμφανίζουν την κεντρική συχνότητα του τρίτου συντονισμού στα  $5.2\text{ GHz}$ , με εύρος ζώνης που προσεγγίζει τα  $0.35\text{ GHz}$ . Επιπρόσθετα, οι δύο αυτές τιμές δεν εμφανίζουν καμιά μεταβολή λόγω της παρουσίας του ανακλαστήρα.

Συμπερασματικά, η επίδραση του ανακλαστήρα στη περιοχή ενδιαφέροντος των  $2.4\text{ GHz}$ , εντοπίζεται στη μικρή μετατόπιση της κεντρικής συχνότητας σε πιο μικρή τιμή και στη μεταβολή της μορφής της καμπύλης σε αυτή τη ζώνη συχνοτήτων, χωρίς όμως να αλλάζουν τα όριά της συνεπώς και η τιμή του εύρους ζώνης συντονισμού. Για σύγκριση, ο πίνακας 2.2 συνοψίζει τις τιμές των παραπάνω μεγεθών.

Πίνακας 2.2. Παράμετροι πρώτου συντονισμού

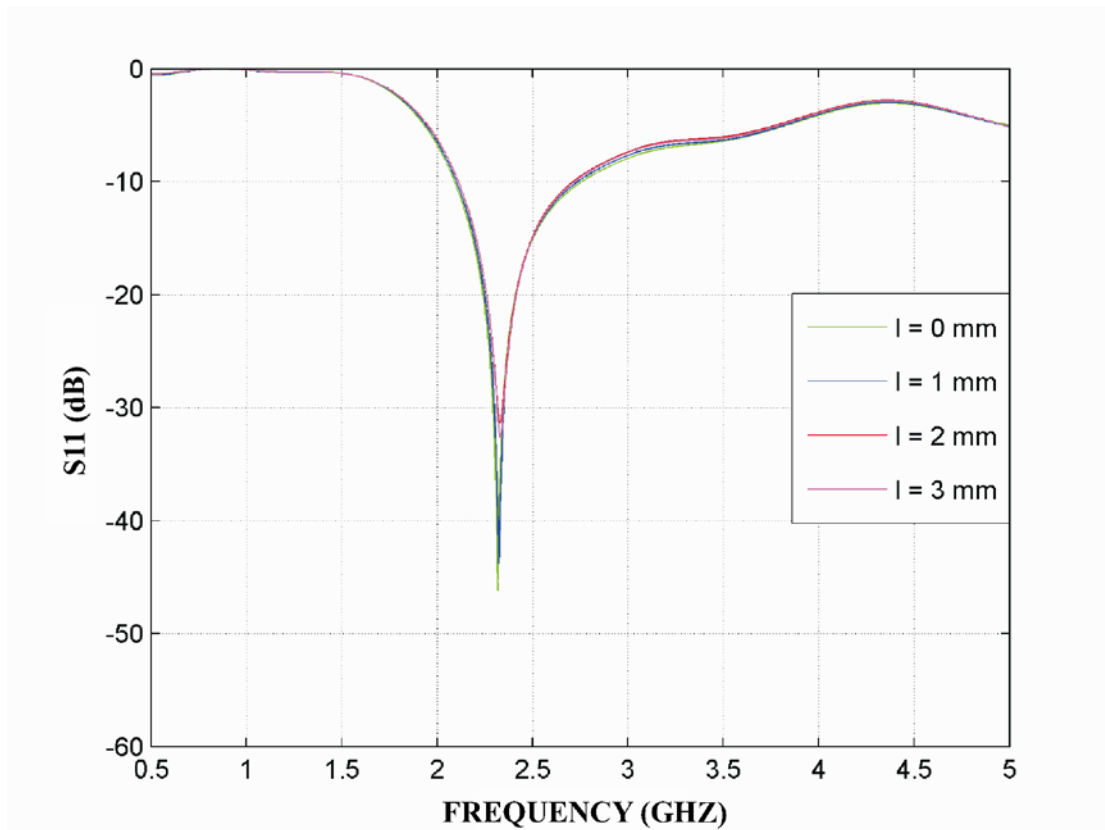
	ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ	ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ (GHz)	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ (GHz)
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	ΑΠΟΥΣΙΑ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑ	2.36	0.56
	ΠΑΡΟΥΣΙΑ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑ	2.23	0.54
ΠΕΙΡΑΜΑ	ΑΠΟΥΣΙΑ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑ	2.48	0.50
	ΠΑΡΟΥΣΙΑ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑ	2.35	0.54

Επίσης, οι γραφικές παραστάσεις των σχημάτων 2.27 και 2.28 αναδεικνύουν την ύπαρξη τρίτου συντονισμού, γεγονός που επιτρέπει στο εν λόγω τυπωμένο δίπολο να λειτουργεί αποτελεσματικά σε δύο ζώνες συχνοτήτων (2.4 GHz και 5 GHz) λειτουργίας. Οι αντίστοιχοι παράμετροι που χαρακτηρίζουν τον τρίτο συντονισμό περιλαμβάνονται στον πίνακα 2.3.

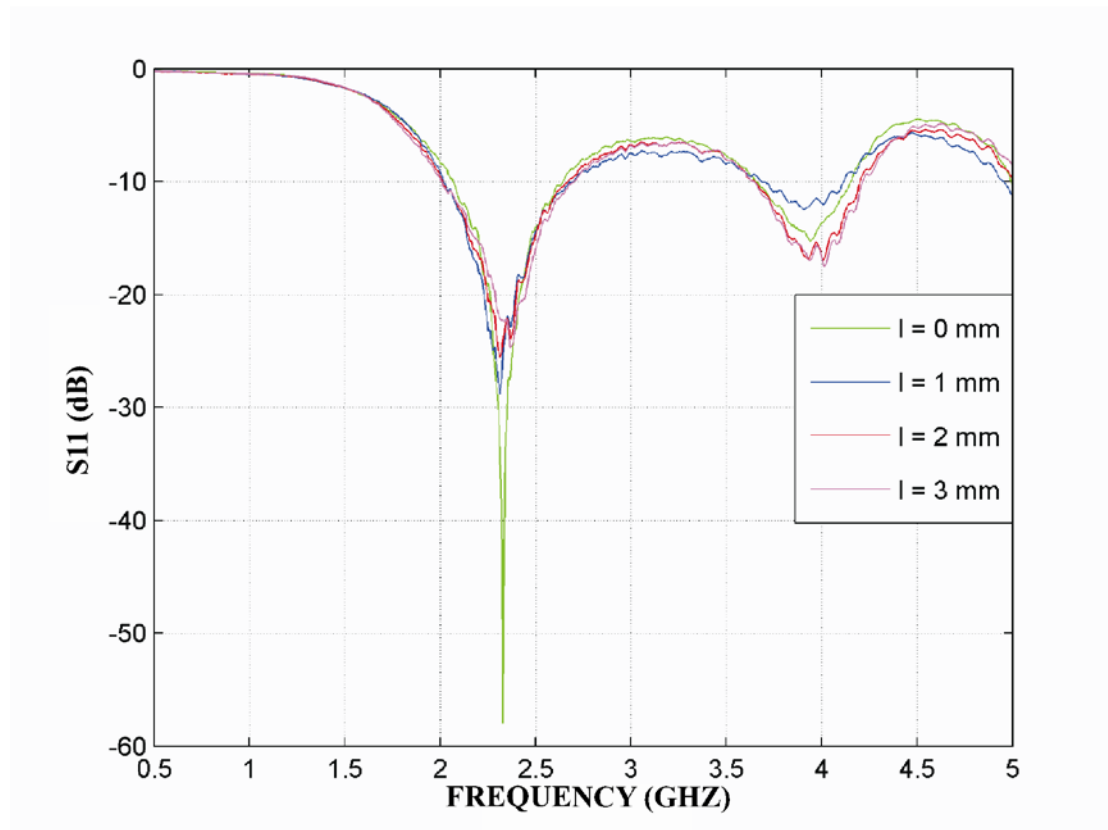
Πίνακας 2.3. Παράμετροι πρώτου συντονισμού

	ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ	ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ (GHz)	ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ (GHz)
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	ΑΠΟΥΣΙΑ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑ	5.78	0.48
	ΠΑΡΟΥΣΙΑ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑ	5.75	0.57
ΠΕΙΡΑΜΑ	ΑΠΟΥΣΙΑ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑ	5.25	0.29
	ΠΑΡΟΥΣΙΑ ΑΝΑΚΛΑΣΤΗΡΑ	5.22	0.30

Στο σημείο αυτό πρέπει να καταστεί σαφές ότι η επίδραση της διάταξης του ανακλαστήρα περιορίστηκε μόνο στη περίπτωση του πρότυπου μοντέλου τυπωμένου διπόλου στο οποίο  $l = w = 0 \text{ mm}$ . Στη συνέχεια, η μελέτη της επίδρασης το υ ανακλαστήρα επεκτάθηκε, ώστε να διερευνηθεί η επίδραση της γεωμετρία του τυπωμένου διπόλου στα χαρακτηριστικά λειτουργίας του παρουσία της διάταξης του ανακλαστήρα. Συγκεκριμένα, προσδιορίστηκε η απώλεια ανάκλασης εισόδου των διπόλων παρουσία ανακλαστήρα με τιμές του  $l$  που εκτείνονται από  $0 \text{ mm}$  έως  $3 \text{ mm}$ , με βήμα  $1 \text{ mm}$ . Το μέγεθος της απώλειας ανάκλασης εισόδου κάθε διπόλου εκφράζεται με τη βοήθεια του μέτρου της παραμέτρου  $S_{11}$  και τα αποτελέσματα δίνονται στις γραφικές παραστάσεις των σχημάτων 2.29 και 2.30 από το λογισμικό προσομοίωσης και τις πειραματικές μετρήσεις, αντίστοιχα.



Σχήμα 2.29. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$ , από λογισμικό προσομοίωσης

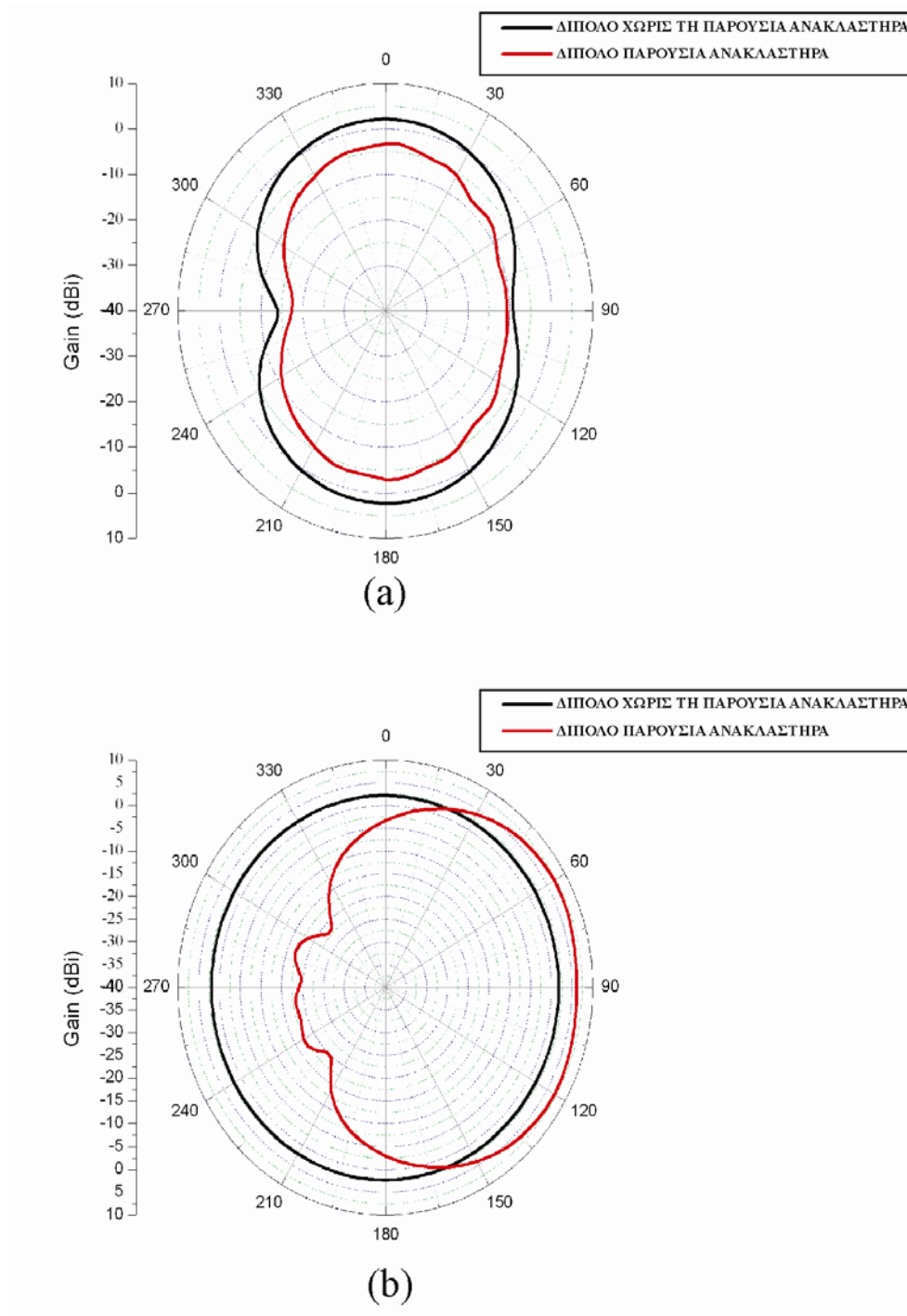


Σχήμα 2.30. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και μεταβλητή παράμετρο  $l$

Από τις γραφικές παραστάσεις των δύο παραπάνω σχημάτων φαίνεται πως τόσο τα αποτελέσματα προσομοίωσης, όσο και αυτά των πειραματικών μετρήσεων συμφωνούν στο τρόπο με τον οποίο μεταβάλλεται το μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με τη μεταβολή της γεωμετρικής παραμέτρου  $l$ . Συγκεκριμένα, η κεντρική συχνότητα του πρωτεύοντος συντονισμού παραμένει αμετάβλητη καθώς επίσης και το αντίστοιχο εύρος ζώνης. Εκείνο που αλλάζει είναι η οξύτητά του η οποία αμβλύνεται καθώς αυξάνει η τιμή του  $l$ . Στο συμπέρασμα αυτό κατέληξε και η διερεύνηση της γεωμετρίας του διπόλου απουσία ανακλαστήρα. Φαίνεται λοιπόν πως η γεινίαση του διπόλου με την διάταξη του ανακλαστήρα δεν αλλάζει τον τρόπο που επιδρά η μεταβολή της γεωμετρικής παραμέτρου του  $l$  στην απώλεια ανάκλασης εισόδου του.

Στη συνέχεια, μελετάται η επίδραση της παρουσίας του ανακλαστήρα στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του τυπωμένου διπόλου. Πιο συγκεκριμένα, με το πρόγραμμα προσομοίωσης προσδιορίζεται την απολαβή της κεραίας του πρότυπου μοντέλου τυπωμένου διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$ , παρουσία της διάταξης του ανακλαστήρα. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρατίθενται στο σχήμα 2.31. Για λόγους σύγκρισης, μαζί με τα παραπάνω αποτελέσματα δίνεται και το πολικό διάγραμμα της απολαβής της κεραίας του πρότυπου μοντέλου τυπωμένου διπόλου, χωρίς τη παρουσία ανακλαστήρα. Σε κάθε περίπτωση, η συχνότητα λειτουργίας του διπόλου είναι  $2.44 \text{ GHz}$ , όση δηλαδή και η κεντρική συχνότητα του πρώτου συντονισμού όταν απουσιάζει η διάταξη του ανακλαστήρα.

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ



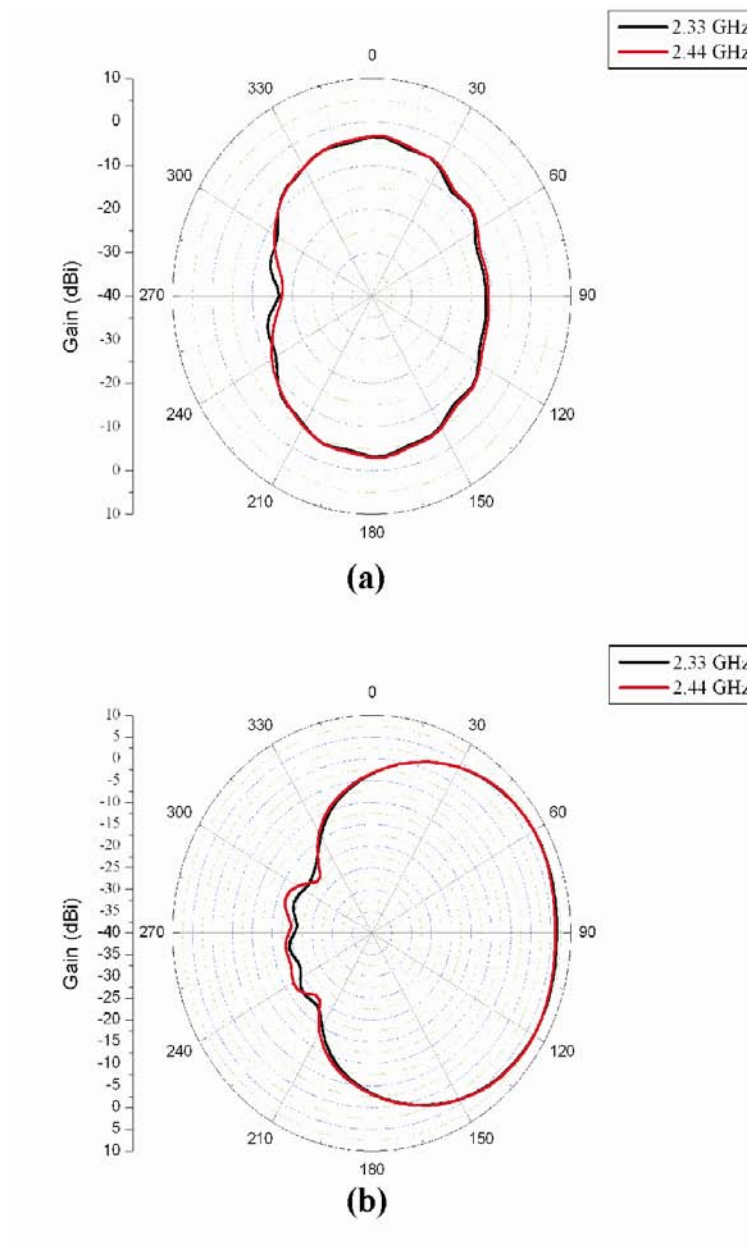
Σχήμα 2.31. Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης.

(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο



Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, η τιμή της κεντρικής συχνότητας του πρώτου συντονισμού του διπόλου ελαττώνεται με την παρουσία του ανακλαστήρα στη διάταξη του διπόλου. Στη πράξη αυτή προσεγγίζει την τιμή των  $2.33 \text{ GHz}$ . Για το λόγο αυτό, το σχήμα 2.32 παραθέτει την απολαβή της κεραίας του πρότυπου μοντέλου του τυπωμένου διπόλου παρουσία ανακλαστήρα για τη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$  και  $2.33 \text{ GHz}$ .



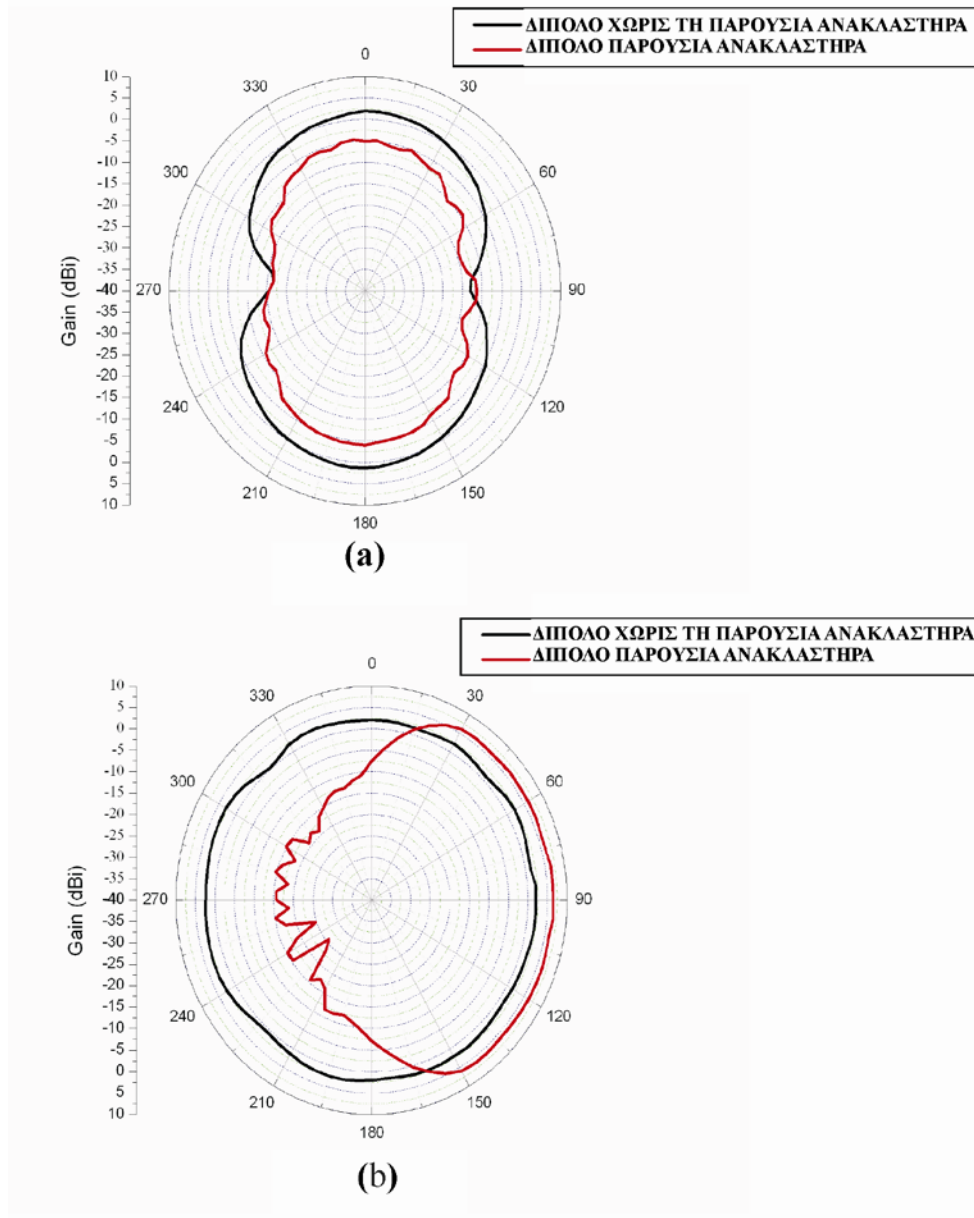
Σχήμα 2.32. Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με τη παρουσία του ανακλαστήρα, στις συχνότητες των  $2.44 \text{ GHz}$  και  $2.33 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης.

(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

Τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχήματα 2.33 και 2.34 και προέρχονται από τις μετρήσεις που έλαβαν χώρα στον ανηχοϊκό θάλαμο του Ινστιτούτου Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος».

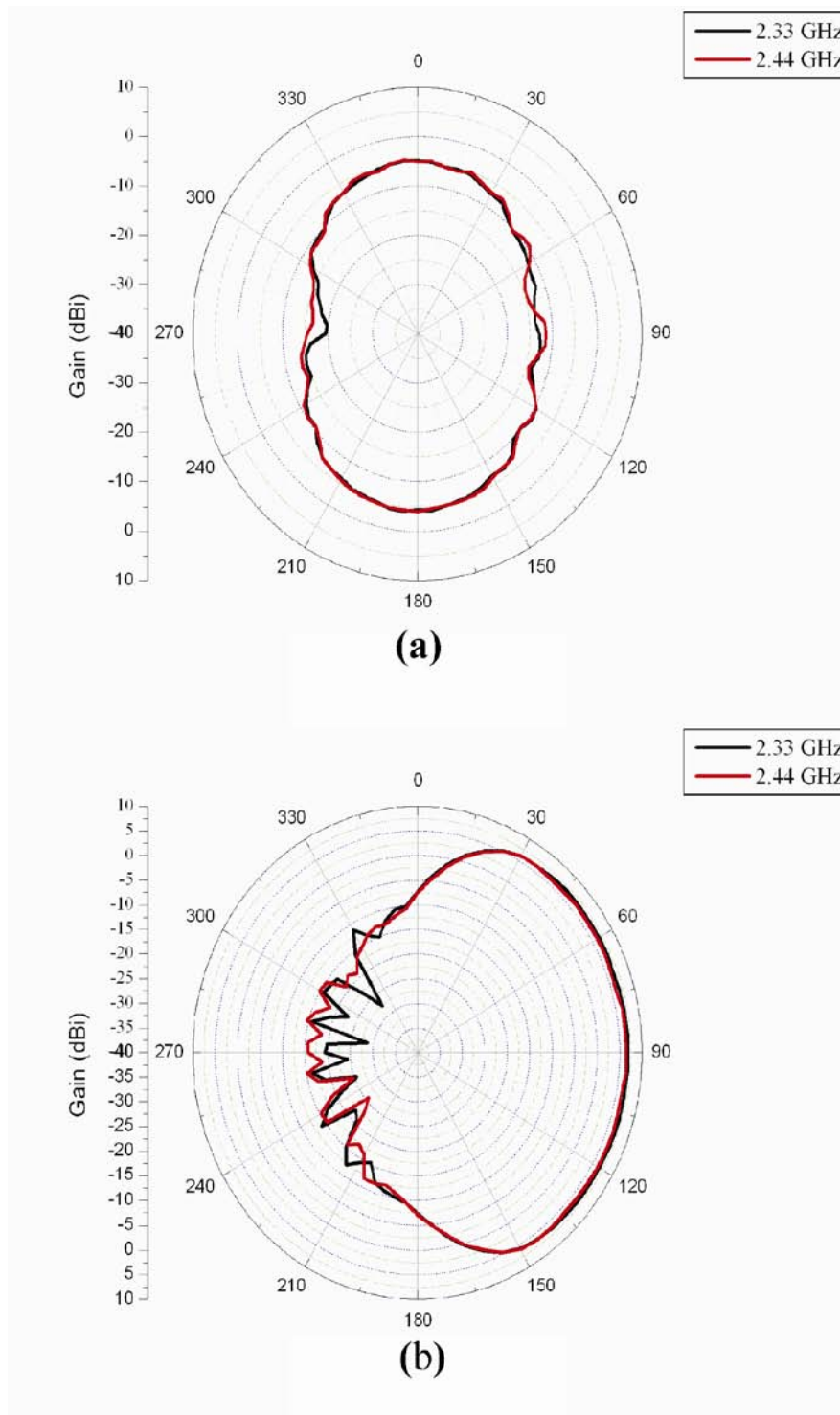


Σχήμα 2.33. Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των

2.44 GHz

(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο



Σχήμα 2.34. Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με τη παρουσία του ανακλαστήρα, στις συχνότητες των  $2.44 \text{ GHz}$  και  $2.33 \text{ GHz}$

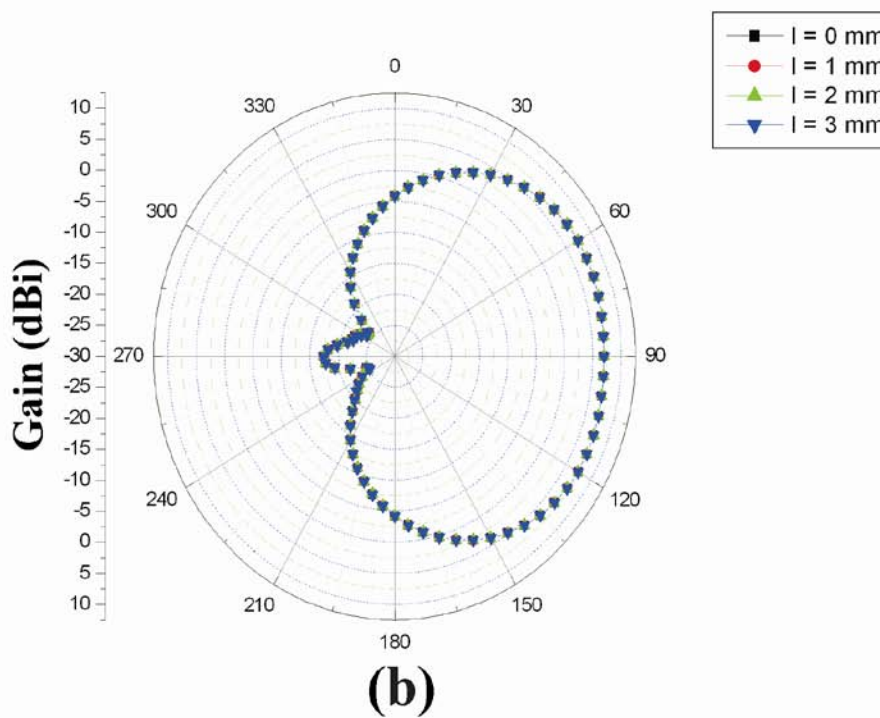
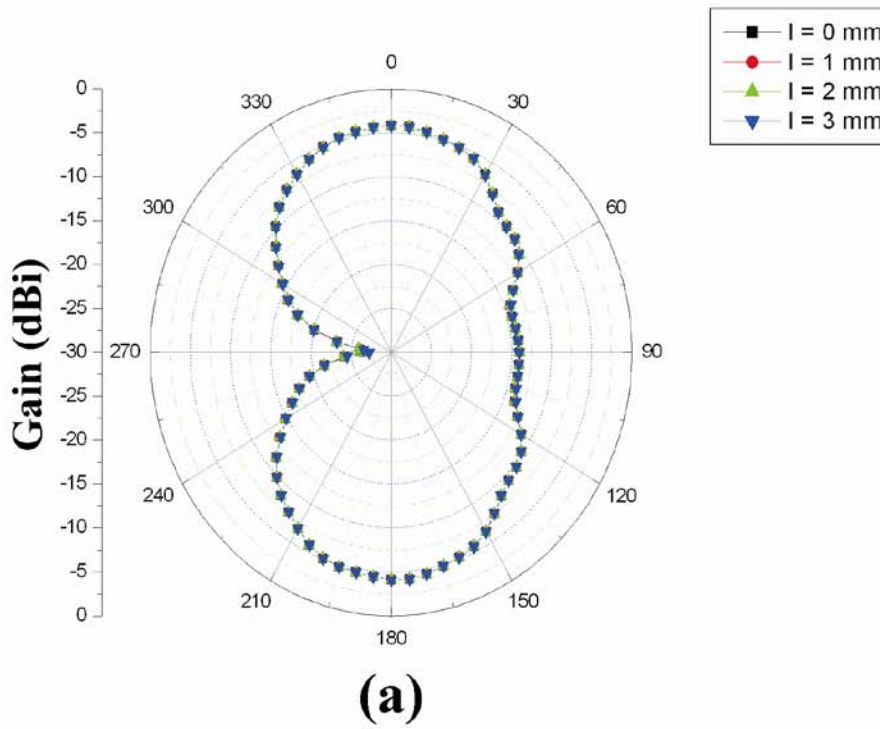
(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

Με βάση λοιπόν τη μορφή των πολικών διαγραμμάτων των σχημάτων 2.31, 2.32, 2.33 και 2.34 μπορεί κανείς να παρατηρήσει τη συμφωνία των πειραματικών μετρήσεων και των αποτελεσμάτων προσομοίωσης. Πράγματι και στις δύο περιπτώσεις, το πεδίο ακτινοβολίας του διπόλου, λόγω της παρουσίας του ανακλαστήρα αλλάζει μορφή. Συγκεκριμένα, στο Ε-επίπεδο το πεδίο ακτινοβολίας συρρικνώνεται χωρίς να αλλάζει η αρχική του μορφή. Στη περίπτωση του Η-επίπεδου, το εμπρόσθιο πεδίο ενισχύεται σημαντικά, ενώ από την αντίθετη μεριά σχεδόν εκμηδενίζεται. Συνεπώς, η διάταξη του ανακλαστήρα προσφέρει σημαντική αύξηση της απολαβής του διπόλου στο εμπρόσθιο πεδίο, όπου στη κάθετη στο επίπεδο του ανακλαστήρα κατεύθυνση, το μέγεθος αυτό μεγιστοποιείται φθάνοντας τη τιμή των  $6.5 \text{ dBi}$ .

Επιπρόσθετα, εξετάστηκε η επίδραση της διάταξης του ανακλαστήρα στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας των τυπωμένων διπόλων με διαφορετική τιμή στη γεωμετρική τους παράμετρο  $l$  και σταθερή τιμή για τη παράμετρο  $w = 0 \text{ mm}$ . Συγκεκριμένα, με τη βοήθεια του λογισμικού προσομοίωσης προσδιορίστηκε η απολαβή κεραίας κάθε τυπωμένου διπόλου με τη παράμετρο  $l$  να μεταβάλλεται από την τιμή των  $0 \text{ mm}$  έως αυτή των  $3 \text{ mm}$  με βήμα  $1 \text{ mm}$ , και έτσι παρήχθησαν τα αντίστοιχα διαγράμματα. Το σύνολο τους απεικονίζεται στο σχήμα 2.35.



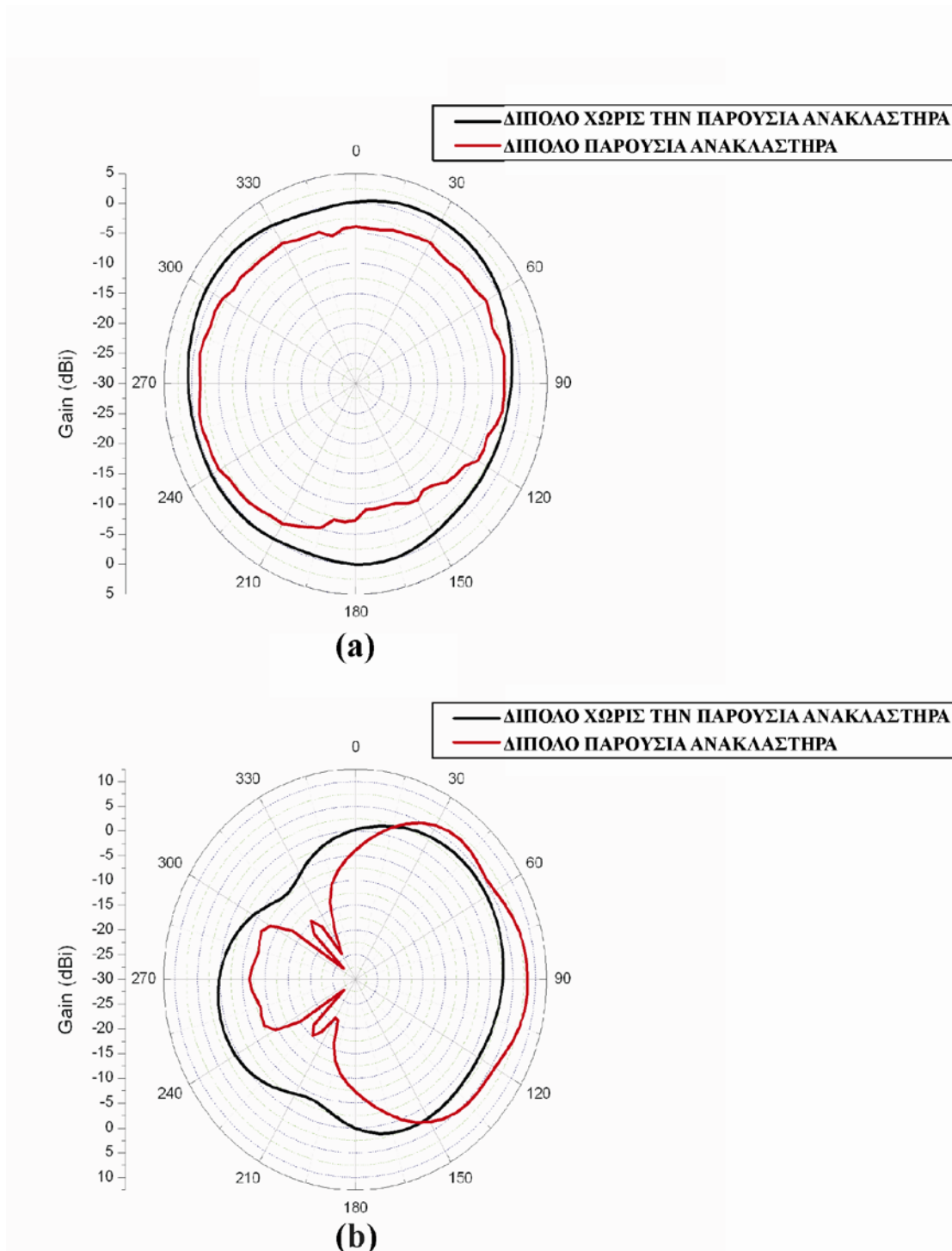
Σχήμα 2.35. Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου με  $w = 0 \text{ mm}$  και  $l$  μεταβλητό, παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$

(a) Ε – επίπεδο

(b) Η – επίπεδο

Από τη μορφή των τεσσάρων αυτών πολικών διαγραμμάτων καθίσταται σαφές ότι τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του τυπωμένου διπόλου δεν επηρεάζονται από τη μεταβολή της γεωμετρικής παραμέτρου  $l$ , όταν γειτνιάζει με τη διάταξη του ανακλαστήρα. Στο ίδιο ακριβώς συμπέρασμα είχε καταλήξει και η αντίστοιχη διερεύνηση απουσία του ανακλαστήρα. Φαίνεται λοιπόν πως σε κάθε περίπτωση η παράμετρος  $l$  δεν επηρεάζει τον τρόπο με τον οποίο το στοιχείο - κεραία του τυπωμένου διπόλου διαχέει την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία στο χώρο.

Εν κατακλείδι, η μελέτη της επίδρασης των γεωμετρικών παραμέτρων  $l$  και  $w$  στα χαρακτηριστικά λειτουργίας του τυπωμένου διπόλου καθόρισε βέλτιστες τιμές για τις παραμέτρους  $l$  και  $w$ . Συνάμα, η παρουσία της διάταξης του ανακλαστήρα αύξησε σημαντικά τη κατευθυντικότητα του τυπωμένου διπόλου στο εμπρόσθιο πεδίο. Με βάση τα παραπάνω τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του τυπωμένου διπόλου καλύπτουν ικανοποιητικά τις απαιτήσεις που υπαγορεύονται από την ανάπτυξη της πλατφόρμας MIMO συστήματος με συχνότητα λειτουργίας στη περιοχή των  $2.4\text{ GHz}$ . Επιπρόσθετα, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, το τυπωμένο δίπολο παρουσίασε σχετικά καλά χαρακτηριστικά λειτουργίας στη περιοχή συχνοτήτων των  $5.2\text{ GHz}$  [2.20]. Με τη βοήθεια του λογισμικού προσομοίωσης προσδιορίστηκαν τα αντίστοιχα διαγράμματα ακτινοβολίας τα οποία και παρουσιάζονται στο επόμενο σχήμα (2.36). Πιο συγκεκριμένα, σε αυτό δίνεται η απολαβή της κεραίας του πρότυπου μοντέλου του τυπωμένου διπόλου ( $l = 0\text{ mm}$  και  $w = 0\text{ mm}$ ) στη περίπτωση της παρουσίας και της απουσίας της διάταξης του ανακλαστήρα στη περιοχή συχνοτήτων των  $5.2\text{ GHz}$ .



Σχήμα 2.36. Διαγράμματα ακτινοβολίας του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $5.2 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης.

(a) E – επίπεδο

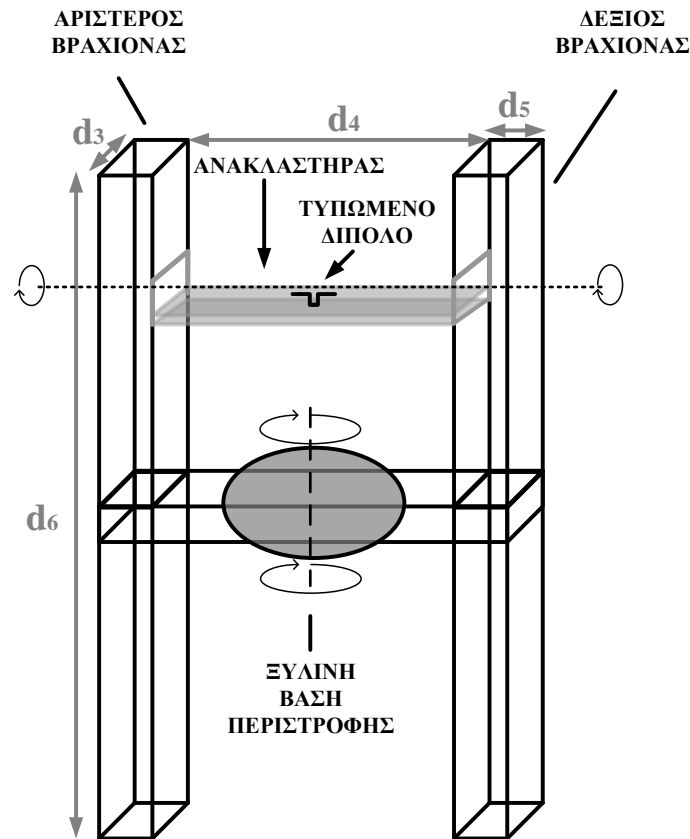
(b) H – επίπεδο

## 2.3 Διάταξη μηχανικής υποστήριξης κεραιοσυστοιχίας

Στο παρόν εδάφιο, περιγράφεται η σχεδίαση και η υλοποίηση της διάταξης μηχανικής υποστήριξης της κεραιοσυστοιχίας κεραιών τυπωμένων διπόλων. Στη πράξη, η διάταξη του ανακλαστήρα με ένα ορισμένο αριθμό διπόλων προσαρμοσμένα στην επιφάνεια του προσαρμόζεται σε μία ξύλινη βάση υποστήριξης. Αυτή έπρεπε να υλοποιηθεί με τέτοιο τρόπο ώστε όχι μόνο να προσφέρει μηχανική υποστήριξη στη κεραιοσυστοιχία (ανακλαστήρας – δίπολα), αλλά και δυνατότητες ελεγχόμενης περιστροφής κατά το οριζόντιο και κατακόρυφο επίπεδο. Αποφασίστηκε λοιπόν η χρήση ξύλου κατάλληλων διαστάσεων για την υλοποίηση της εν λόγω διάταξης υποστήριξης που συνάμα θα λειτουργεί και ως τράπεζα γωνιακής περιστροφής δύο επιπέδων. Η επιλογή αυτή έγινε με γνώμονα τα χαρακτηριστικά του υλικού αυτού καθώς και τη σχετική ευκολία στη κατασκευή. Η σχετική διηλεκτρική σταθερά του ξύλου είναι σχετικά μικρή και προσεγγίζει την τιμή 2 για συχνότητες σημάτων στη περιοχή των  $2.4\text{ GHz}$ , ενώ παράλληλα, τα μέσα σχεδίασης και υλοποιήσεων του εργαστηρίου για τη διαχείριση ξύλου παρείχαν τα κατάλληλα εργαλεία για τη πραγματοποίηση τέτοιου είδους κατασκευών.

Το σχηματικό διάγραμμα που ακολουθεί (σχήμα 2.37) δίνει μια χαρακτηριστική εικόνα της διάταξης υποστήριξης με προσαρμοσμένη σε αυτή τη διάταξη του ανακλαστήρα στην επιφάνεια του οποίου είναι τοποθετημένο ένα δίπολο.





Σχήμα 2.37. Σχηματικό διάγραμμα τράπεζας κεραιοσυστοιχίας κεραιών

Το παραπάνω σχήμα παρουσιάζει τη μορφή της τράπεζας κεραιοσυστοιχίας κεραιών. Σε αυτό το σχηματικό διάγραμμα διακρίνει κανείς τα βασικά της μέρη, τον δεξιό και αριστερό βραχίονά της στους οποίους προσαρμόζεται η διάταξη του ανακλαστήρα με τα στοιχεία ακτινοβολίας στην επιφάνειά του, καθώς και την ξύλινη βάση περιστροφής κατά το οριζόντιο επίπεδο. Η μορφή της κατασκευής αυτής επιτρέπει στη διάταξη της στοιχειοκεραίας (ανακλαστήρας –δίπολα) να περιστρέφεται κατά το κατακόρυφο επίπεδο. Έτσι, η εν λόγω τράπεζα προσφέρει δυνατότητες περιστροφής σε δύο κάθετα επίπεδα (κατακόρυφο, οριζόντιο). Οι τιμές των γεωμετρικών παραμέτρων της που εμφανίζονται στο σχηματικό της διάγραμμα περιλαμβάνονται στον πίνακα 2.4.

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

Πίνακας 2.4. Γεωμετρία Βάσης Υποστήριξης

<b>Παράμετρος</b>	<b>Τιμή</b>
$d_3$	70 mm
$d_4$	940 mm
$d_5$	50 mm
$d_6$	1810 mm

Επίσης, τα σχήματα 2.38 και 2.39 παρουσιάζουν μια χαρακτηριστική φωτογραφία της τράπεζας γωνιακής περιστροφής με ένα τύπωμενο δίπολο πάνω στον ανακλαστήρα και μία της κεραιοσυστοιχίας τεσσάρων στοιχείων – κεραιών πάνω στη ξύλινη βάση υποστήριξης, αντίστοιχα.



Σχήμα 2.38. Τράπεζα κεραιοσυστοιχίας κεραιών



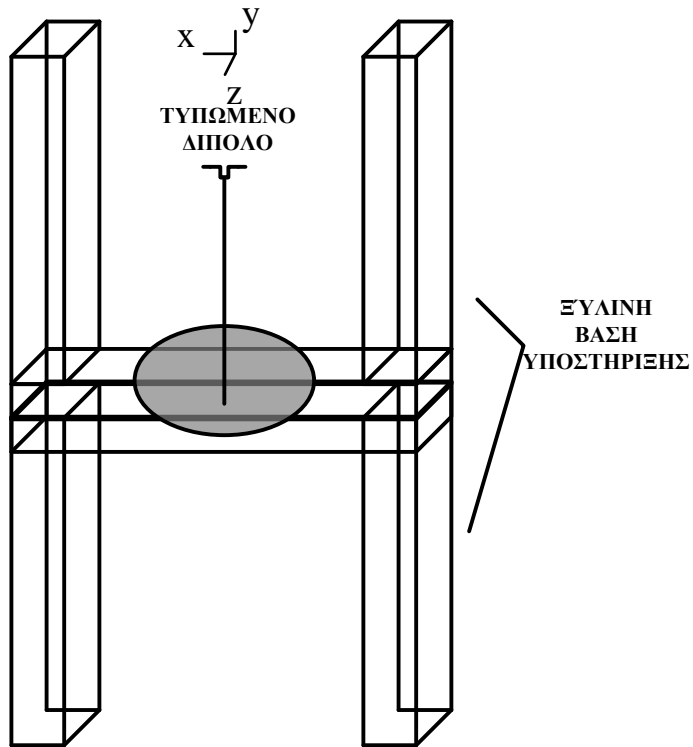
Σχήμα 2.39. Κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων - κεραιών

Η υλοποίηση της κατασκευής υποστήριξης της στοιχειοκεραίας εκπομπής και λήψης έδωσε τη δυνατότητα για περαιτέρω διερεύνηση της επίδρασής της στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας και λειτουργίας του τυπωμένου διπόλου, το οποίο αποτελεί και το στοιχείο – κεραία σε καθεμιά από αυτές.

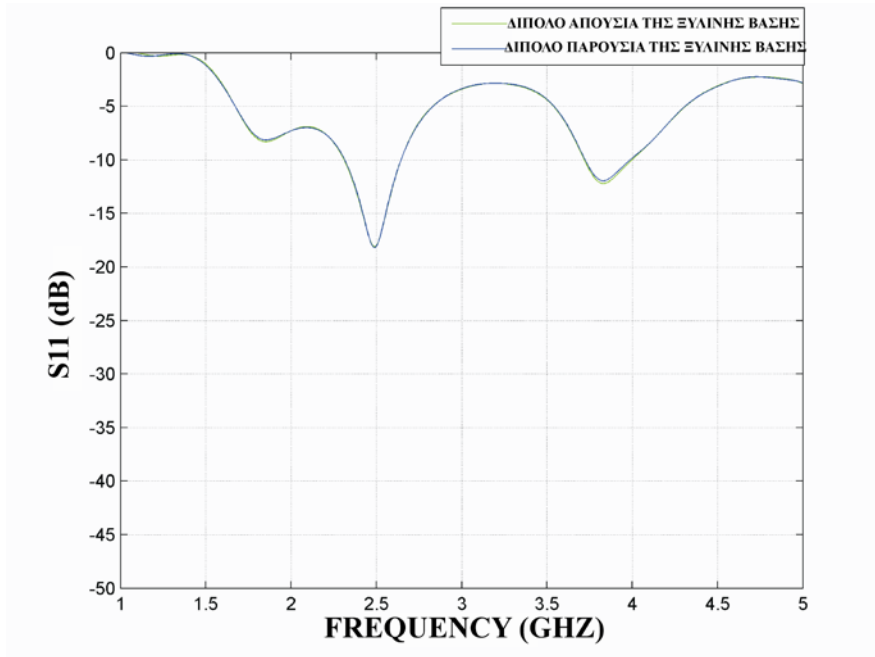
Αρχικά, μελετήθηκε η απώλεια ανάκλασης εισόδου του πρότυπου μοντέλου τυπωμένου διπόλου παρουσία της ξύλινης βάσης υποστήριξης. Αυτή η διεργασία πραγματοποιήθηκε σε επίπεδο προσομοίωσης, αλλά και με βάση τα πειραματικά αποτελέσματα του μέτρου του  $S_{11}$  του διπόλου. Το σχήμα 2.40 δίνει το σχηματικό διάγραμμα του τυπωμένου διπόλου τοποθετημένο κατάλληλα στη ξύλινη βάση υποστήριξης, χωρίς την παρουσία ανακλαστήρα. Τα αποτελέσματα της μεταβολής του μέτρου του  $S_{11}$  του διπόλου συναρτήσει της συχνότητας στη περίπτωση

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

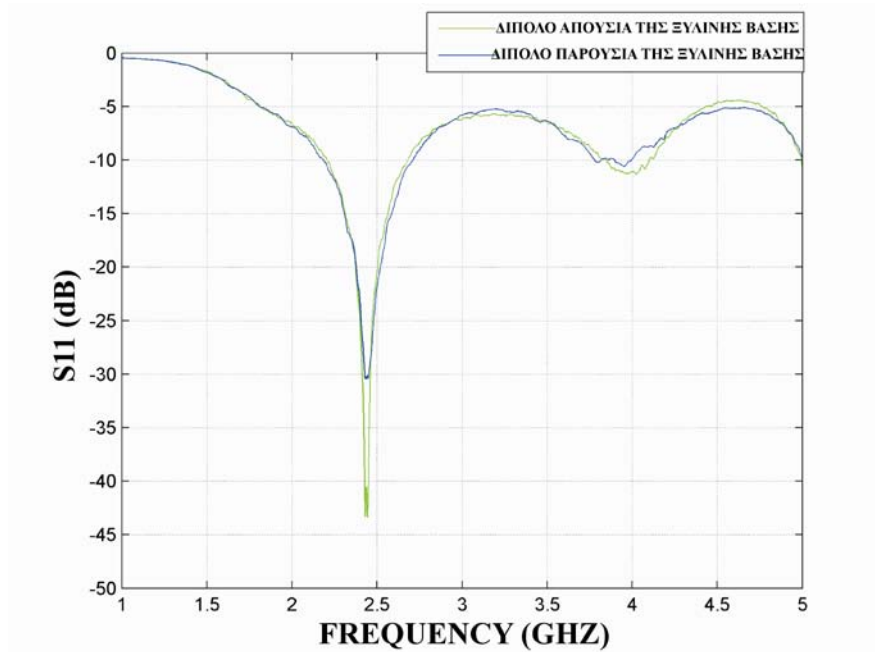
παρουσίας και απουσίας της ξύλινης βάσης υποστήριξης στο περιβάλλον γειτνίασης του τυπωμένου διπόλου παρουσιάζονται στο σχήμα 2.41. Οι καμπύλες αυτές προέκυψαν από το λογισμικό προσομοίωσης, ενώ οι αντίστοιχες των πειραματικών μετρήσεων παρατίθενται στο σχήμα 2.42.



Σχήμα 2.40. Σχηματικό διάγραμμα τυπωμένου διπόλου στο επίπεδο XY πάνω στη ξύλινη βάση υποστήριξης



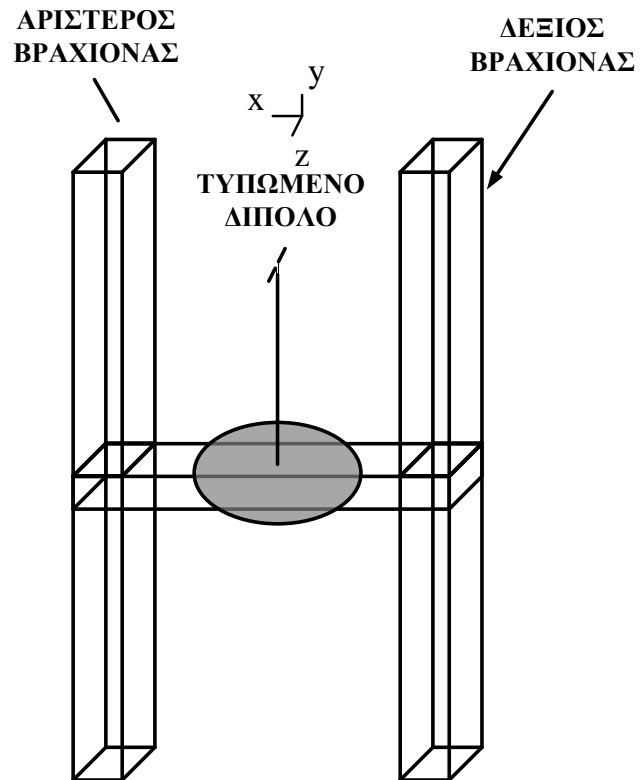
Σχήμα 2.41. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του τυπωμένου διπόλου με  $l = w = 0 \text{ mm}$ , απουσία και παρουσία της ξύλινης βάσης υποστήριξης, χωρίς την παρουσία ανακλαστήρα, από λογισμικό προσομοίωσης



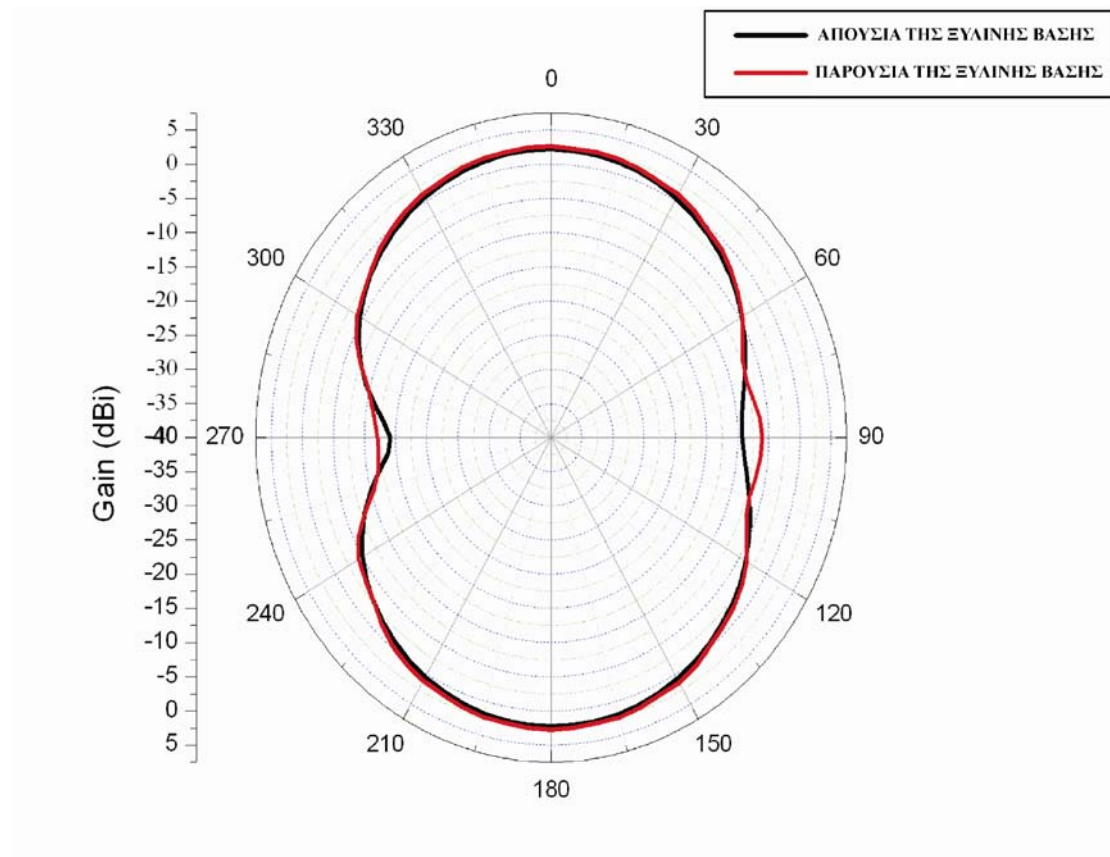
Σχήμα 2.42. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, του τυπωμένου διπόλου με  $l = w = 0 \text{ mm}$ , απουσία και παρουσία της ξύλινης βάσης υποστήριξης, χωρίς την παρουσία ανακλαστήρα

Με βάση τη μορφή αυτών των γραφικών παραστάσεων μπορεί κανείς να καταλήξει στο συμπέρασμα ότι οι πειραματικές μετρήσεις και τα αποτελέσματα προσομοίωσης συμφωνούν στο ότι η παρουσία της ξύλινης βάσης υποστήριξης δεν επηρεάζει την απώλεια ανάκλασης εισόδου του διπόλου. Πιο συγκεκριμένα, μόνο τα πειραματικά δεδομένα παρουσιάζουν μια μεταβολή του μέτρου της παραμέτρου  $S_{11}$  του διπόλου, λόγω της παρουσίας της ξύλινης βάσης. Αυτή η μεταβολή όμως μπορεί να θεωρηθεί σχεδόν αμελητέα. Άρα το ποσοστό της ανακλώμενης ισχύος σε σχέση με την προσπίπτουσα ισχύ στη διεπαφή διπόλου-ομοαξονικού καλωδίου παραμένει σχεδόν το ίδιο τόσο στη περίπτωση παρουσίας όσο και στη περίπτωση απουσίας της ξύλινης βάσης υποστήριξης.

Επιπρόσθετα, χρησιμοποιήθηκε η πειραματική πλατφόρμα του σχηματικού διαγράμματος στο σχήμα 2.43 για τη μελέτη της επίδρασης της ξύλινης βάσης υποστήριξης στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του διπόλου. Με το λογισμικό προσομοίωσης, αλλά και πειραματικά προσδιορίστηκε στο επίπεδο XZ το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας του τυπωμένου διπόλου. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχήματα 2.44 και 2.45, αντίστοιχα.

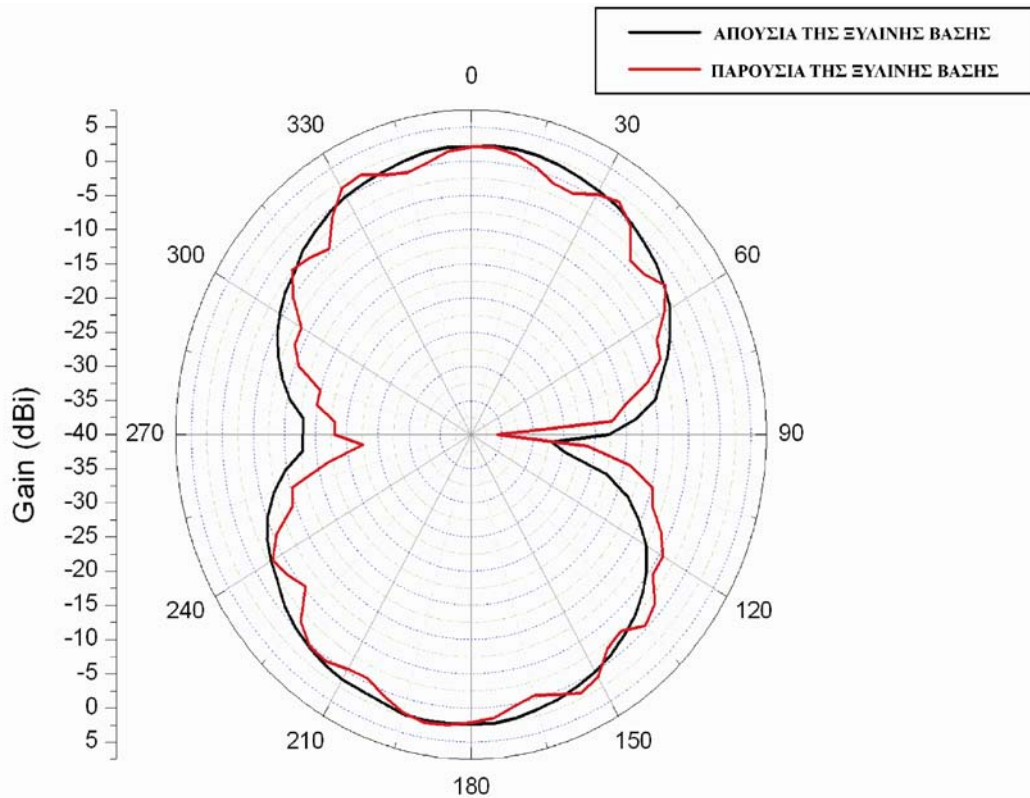


Σχήμα 2.43. Σχηματικό διάγραμμα τυπωμένου διπόλου στο επίπεδο YZ πάνω στη ξύλινη βάση υποστήριξης



Σχήμα 2.44. Διάγραμμα ακτινοβολίας του διπόλου με  $l = 0 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$  με και χωρίς τη παρουσία της ξύλινης βάσης, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης





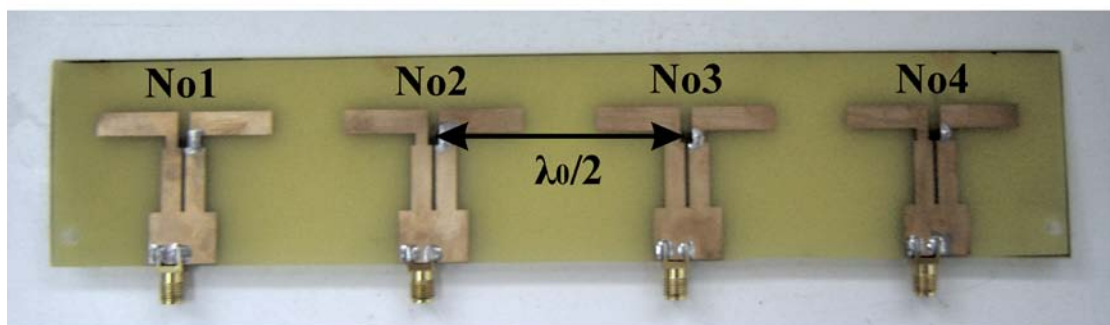
Σχήμα 2.45. Διάγραμμα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του διπόλου με  $l = 0$  mm και  $w = 0$  mm με και χωρίς τη παρουσία της ξύλινης βάσης, στη συχνότητα των 2.44 GHz

Η μορφή των παραπάνω διαγραμμάτων της απολαβής του διπόλου υποδεικνύουν ότι η παρουσία της ξύλινης επιφάνειας επηρεάζει ως ένα βαθμό τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του διπόλου κυρίως στις κατευθύνσεις εμπροσθεν και όπισθεν του τυπωμένου διπόλου στο σχηματικό διάγραμμα του 2.43. Οι μικρές διακυμάνσεις κυρίως στο πειραματικό διάγραμμα φανερώνουν την επίδραση αυτή της ξύλινης επιφάνειας της βάσης υποστήριξης. Για το λόγο αυτό, προτείνεται η τοποθέτηση των διπόλων πάνω στη τράπεζα κεραιοσυστοιχίας κεραιών με τέτοιο τρόπο, ώστε ο άξονάς τους να είναι παράλληλος στο επίπεδο του ανακλαστήρα και κάθετος στους βραχίονες της ξύλινης βάσης υποστήριξης.

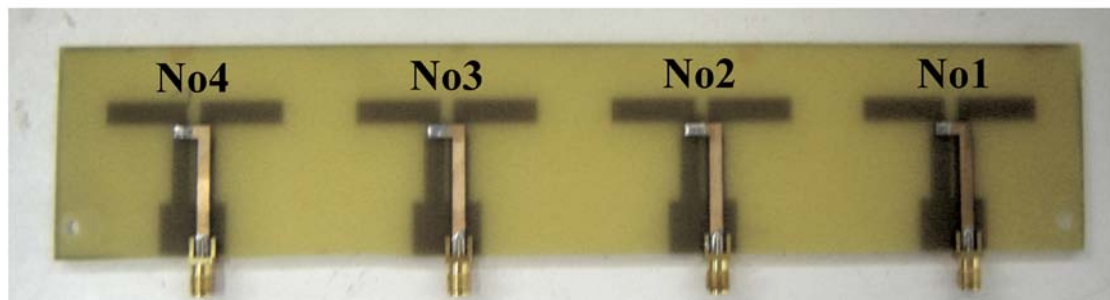
## 2.4 Μελέτη χαρακτηριστικών κεραιοσυστοιχίας κεραιών

Για να μελετηθεί περαιτέρω η κεραιοσυστοιχία κεραιών ήταν απαραίτητη η σχεδίαση και η υλοποίηση μιας ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας τεσσάρων τυπωμένων διπόλων με  $l = w = 0 \text{ mm}$  και απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών που προσεγγίζει το μισό του μήκους κύματος στη συχνότητα λειτουργίας των  $2.4 \text{ GHz}$ . Η μορφή της συγκεκριμένης κεραιοσυστοιχίας παρουσιάζεται στο σχήμα 2.46. Επίσης, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε μία παρόμοια με αυτή κεραιοσυστοιχία με  $l = 2 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$ .

### Κάτω Επίπεδο

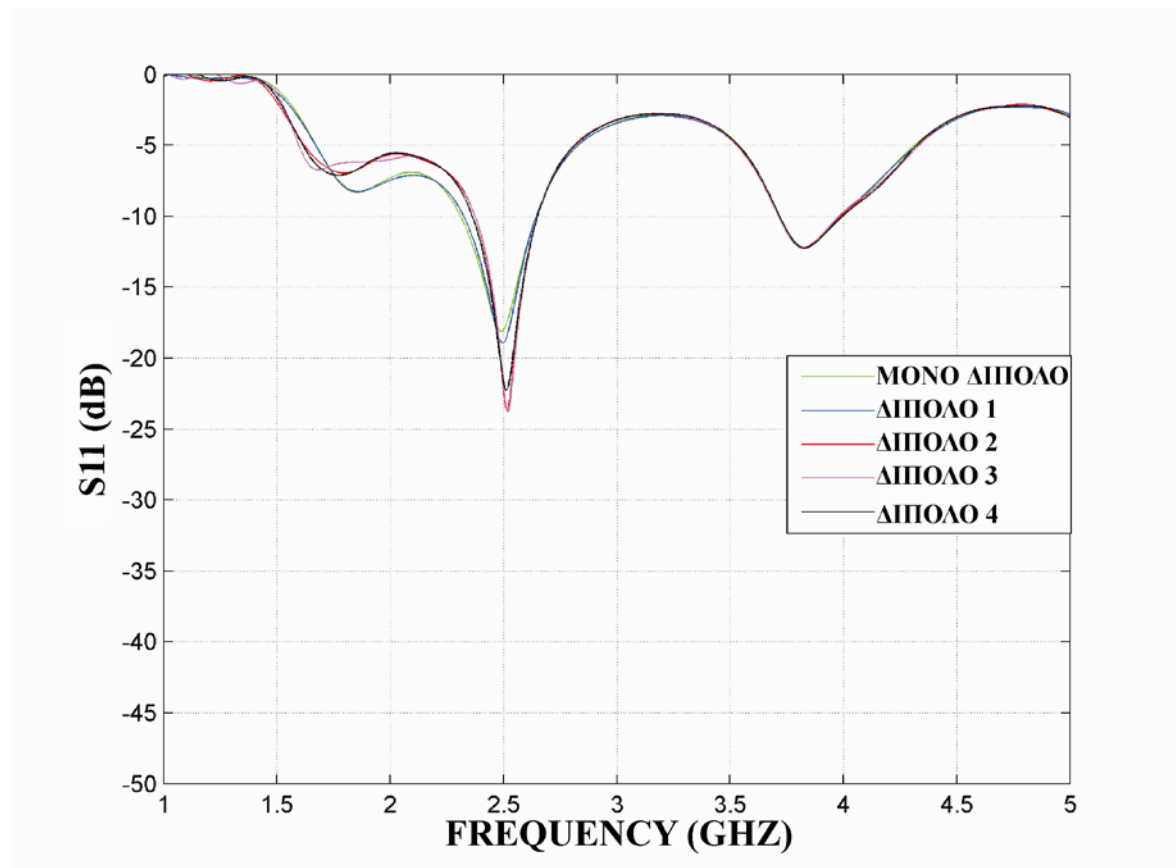


### Άνω Επίπεδο

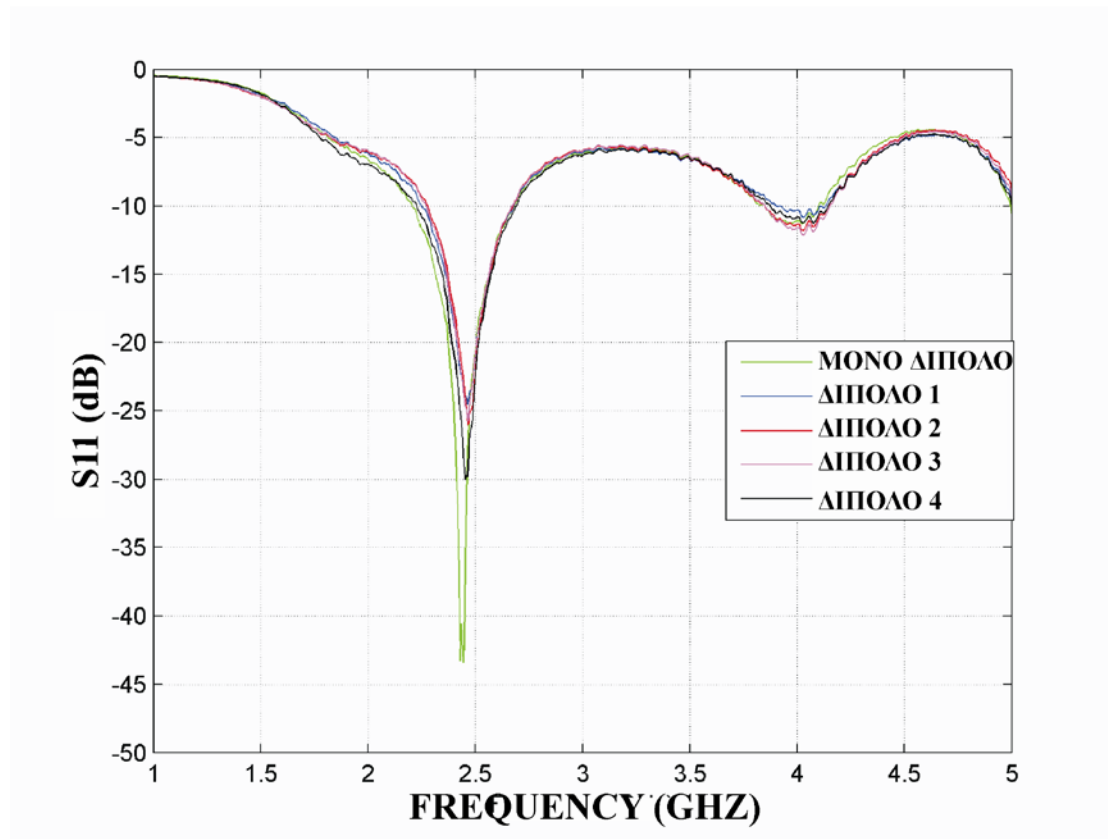


Σχήμα 2.46. Ομοιόμορφη κεραιοσυστοιχία κεραιών τεσσάρων διπόλων

Ως πρώτο βήμα στη μελέτη της στοιχειοκεραίας του σχήματος 2.46 προσδιορίστηκε η ανάκλαση απώλειας εισόδου των τεσσάρων διπόλων. Με το λογισμικό προσομοίωσης και με μια σειρά πειραματικών μετρήσεων υπολογίστηκε το μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  σε καθένα από τα τέσσερα δίπολα. Τα αποτελέσματα παριστάνονται στα σχήματα 2.47 και 2.48, αντίστοιχα. Σε αυτά δίνεται για λόγους σύγκρισης και η μεταβολή του μέτρου της παραμέτρου  $S_{11}$  στη περίπτωση του ενός μονού τυπωμένου διπόλου.



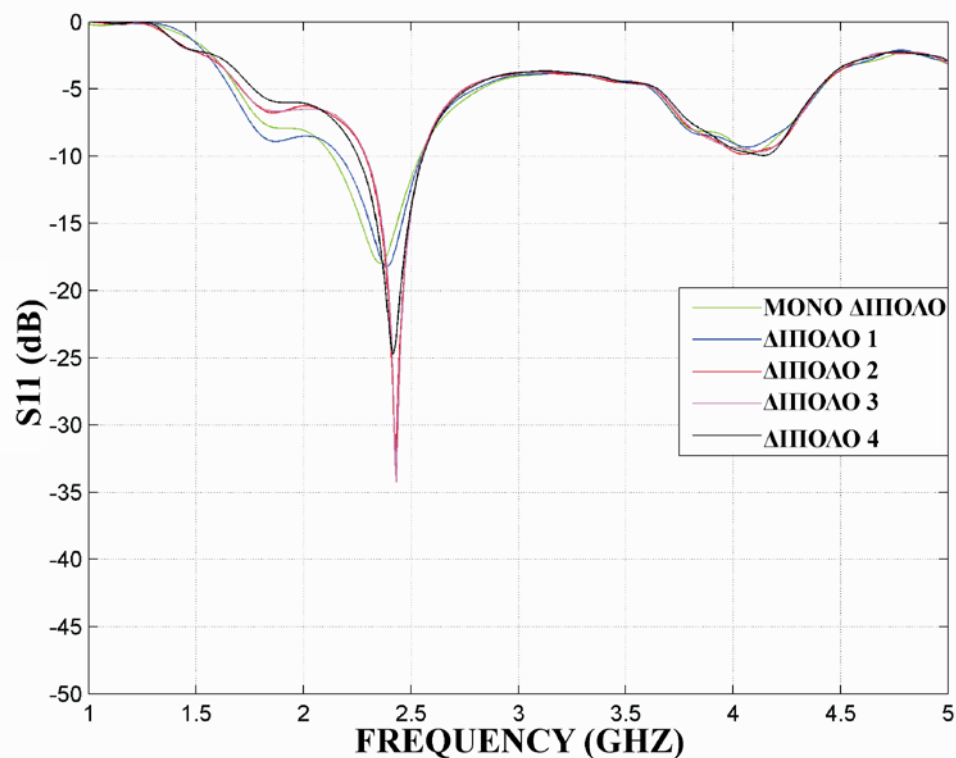
Σχήμα 2.47. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  κάθε διπόλου στη κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων απουσία του ανακλαστήρα και της ξύλινης βάσης υποστήριξης, από λογισμικό προσομοίωσης



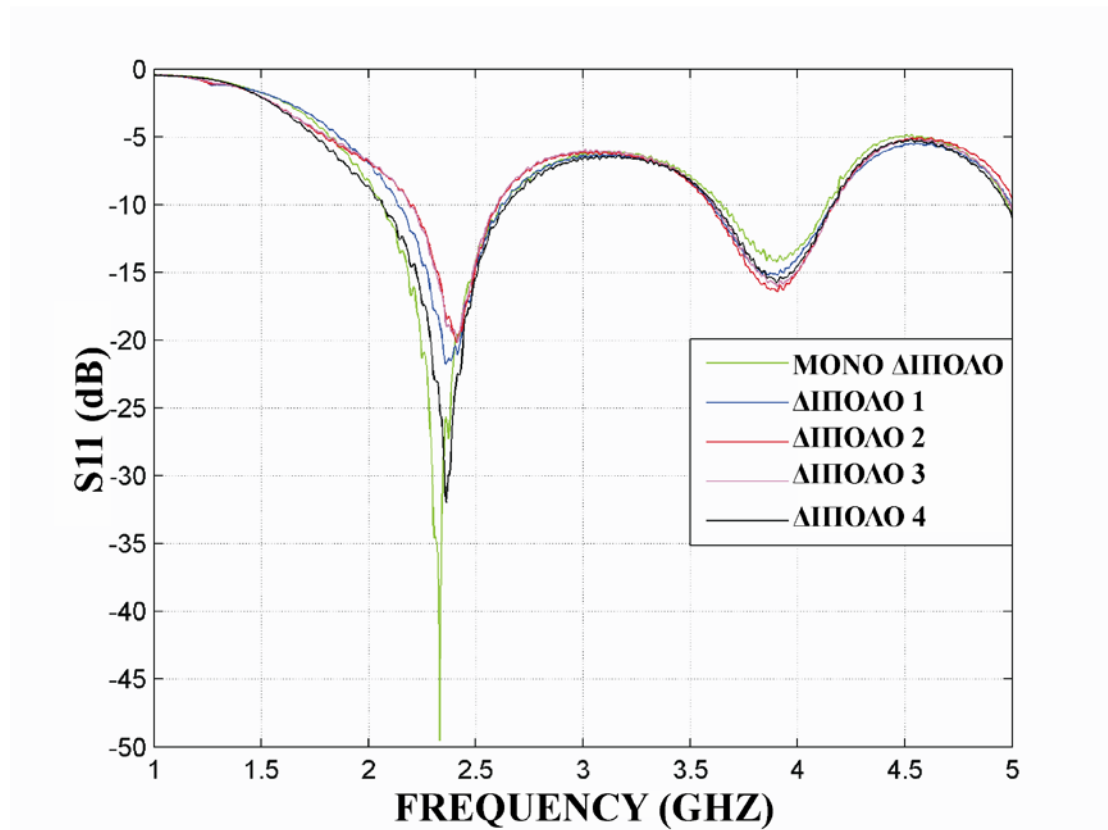
Σχήμα 2.48. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, κάθε διπόλου στη κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων απουσία του ανακλαστήρα και της ξύλινης βάσης υποστήριξης

Από τη μορφή των γραφικών παραστάσεων κρίνεται ότι η απώλεια ανάκλασης εισόδου κάθε διπόλου δεν επηρεάζεται σημαντικά από τη παρουσία των ταυτόσημων γειτονικών στοιχείων ακτινοβολίας. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι η απόσταση μισού μήκους κύματος στη συχνότητα λειτουργίας των διπόλων ( $2.4 \text{ GHz}$ ) είναι αρκετή, ώστε η αλληλεπίδραση μεταξύ των στοιχείων όσον αφορά την απώλεια ανάκλασής των να διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα [2.19]. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι εμφανίζονται μικρές αποκλίσεις στο μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  κυρίως στο εύρος ζώνης πρώτου συντονισμού μεταξύ των ακραίων και των ενδιάμεσων διπόλων. Ουσιαστικά, τα δύο δίπολα στα άκρα της κεραιοσυστοιχίας (1,4) και τα άλλα δύο στη μέση αυτής (2,3) δημιουργούν δύο «ομάδες» κεραιών. Σε κάθε ομάδα διπόλων η απώλεια ανάκλασης εισόδου συναρτηθεί της συχνότητας λειτουργίας μεταβάλλεται με διαφορετικό τρόπο. Η κύρια διαφορά μεταξύ των δύο αυτών ομάδων εντοπίζεται στη περιοχή συχνοτήτων των  $2.4 \text{ GHz}$ , όπου ο συντονισμός είναι πιο οξύς στα δίπολα

1 και 4, σε σχέση με αυτόν των 2 και 3. Αυτή η σχεδόν αμελητέα διαφορά φανερώνει πολύ μικρές αποκλίσεις μεταξύ των τιμών της απώλειας ανάκλασης εισόδου κάθε διπόλου στη περιοχή συχνοτήτων των  $2.4 \text{ GHz}$ . Σύμφωνα επίσης και με την ανάλυση μονού διπόλου που πραγματοποιήθηκε στο προηγούμενο εδάφιο, η διαφορά αυτή θα εκμηδενιστεί στη περίπτωση της ομοιόμορφης στοιχειοκεραίας τεσσάρων διπόλων με  $l = 2 \text{ mm}$  και  $w = 0 \text{ mm}$ . Έτσι τελικά, η γεωμετρία αυτή δεν επιφέρει σημαντικές αλλαγές στη λειτουργία των στοιχείων ακτινοβολίας. Αυτές οι παρατηρήσεις και τα συμπεράσματα αναδεικνύονται και από τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις του μέτρου της παραμέτρου  $S_{11}$  συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας για κάθε δίπολο στη περίπτωση που η ομοιόμορφη γραμμική στοιχειοκεραία είναι τοποθετημένη στην επιφάνεια του ανακλαστήρα. Τα σχήματα 2.49 και 2.50 παραθέτουν τα αντίστοιχα αποτελέσματα προσομοίωσης καθώς και αυτά των πειραματικών μετρήσεων. Επίσης, αυτές περιλαμβάνουν και τις καμπύλες που αφορούν την περίπτωση μονού τυπωμένου διπόλου, για λόγους σύγκρισης.

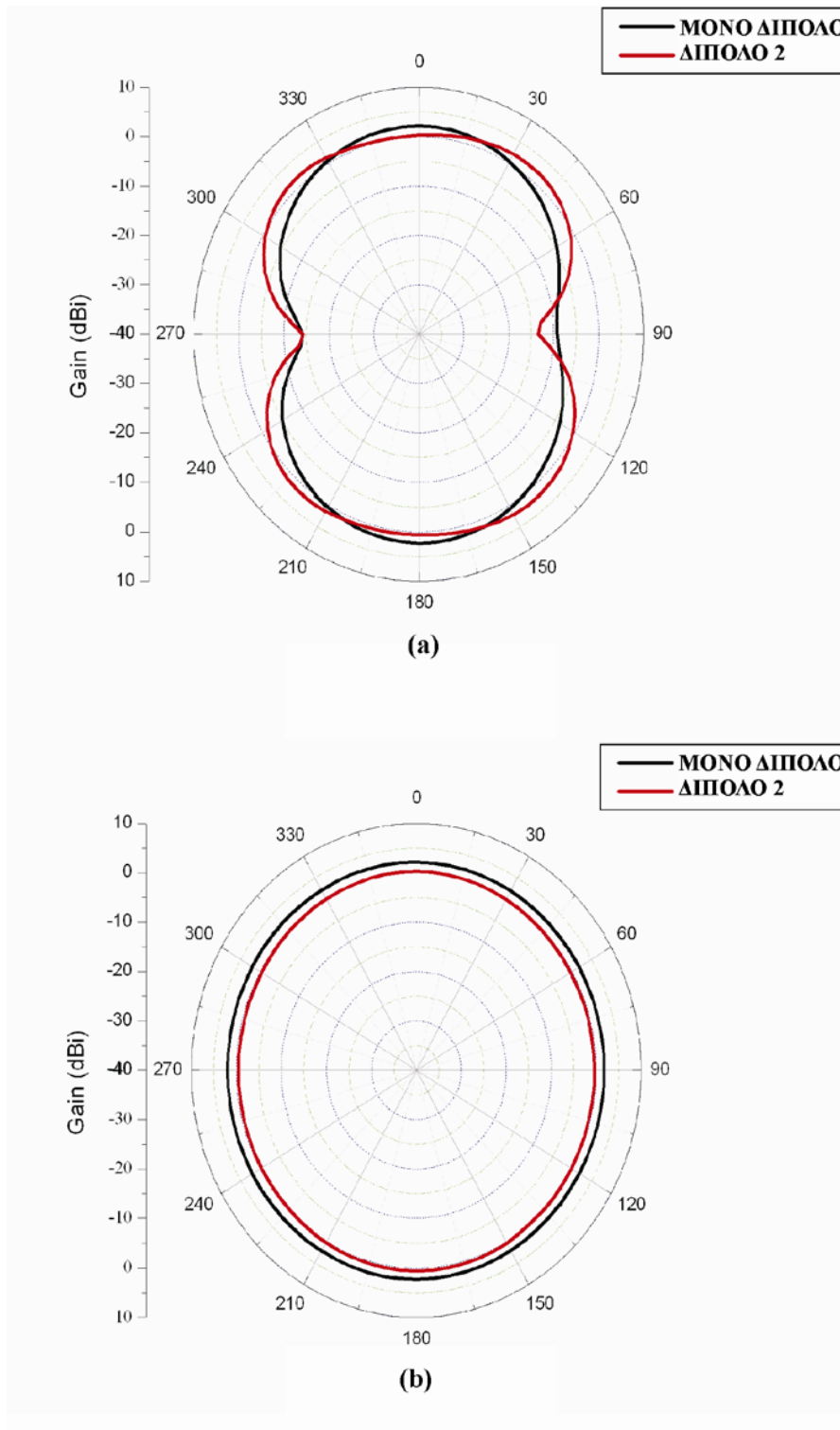


Σχήμα 2.49. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  κάθε διπόλου στη κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων παρουσία του ανακλαστήρα, από λογισμικό προσομοίωσης



Σχήμα 2.50. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$ , πειραματικών μετρήσεων, κάθε διπόλου στη κεραιοσυστοιχία τεσσάρων στοιχείων παρουσία του ανακλαστήρα

Στη συνέχεια, με την ομοιόμορφη γραμμική στοιχειοκεραία τεσσάρων διπόλων του σχήματος 2.46 και χωρίς την παρουσία ανακλαστήρα και ξύλινης βάσης υποστήριξης προσδιορίστηκαν από το λογισμικό προσομοίωσης και με πειραματικές μετρήσεις σε ανηχικό θάλαμο τα διαγράμματα ακτινοβολίας του δεύτερου στοιχείου-διπόλου αυτής. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρατίθενται στα σχήματα 2.51 και 2.52, αντίστοιχα και αναφέρονται στη συχνότητα λειτουργίας των  $2.4\text{ GHz}$ . Σε αυτά για λόγους σύγκρισης παρουσιάζονται και τα πολικά διαγράμματα της απολαβής κεραίας μονού διπόλου.

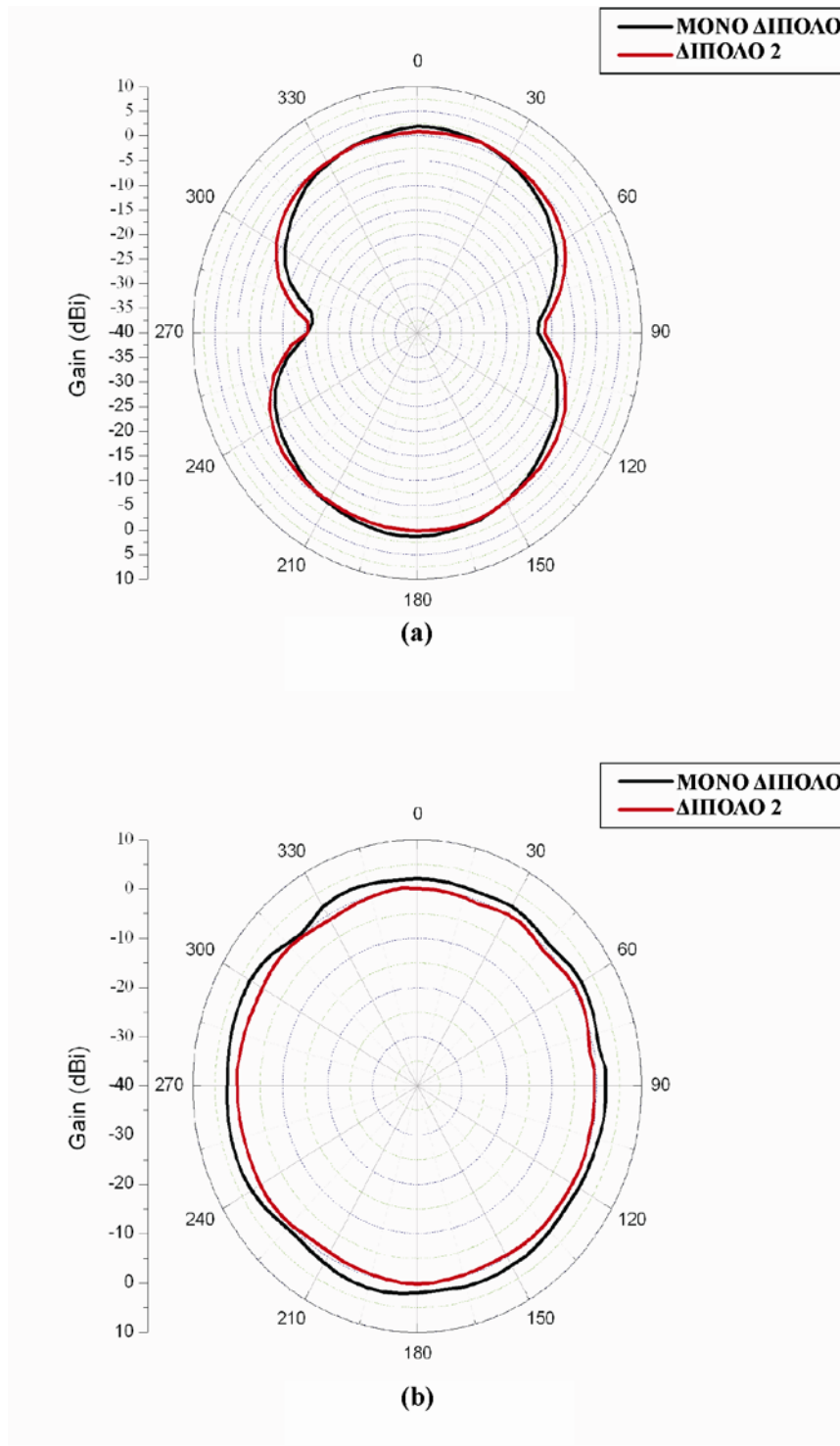


Σχήμα 2.51. Διαγράμματα ακτινοβολίας του μονού διπόλου και του δεύτερου στοιχείου της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.44 \text{ GHz}$ , από λογισμικό προσομοίωσης.

(a) E – επίπεδο

(b) H – επίπεδο

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ



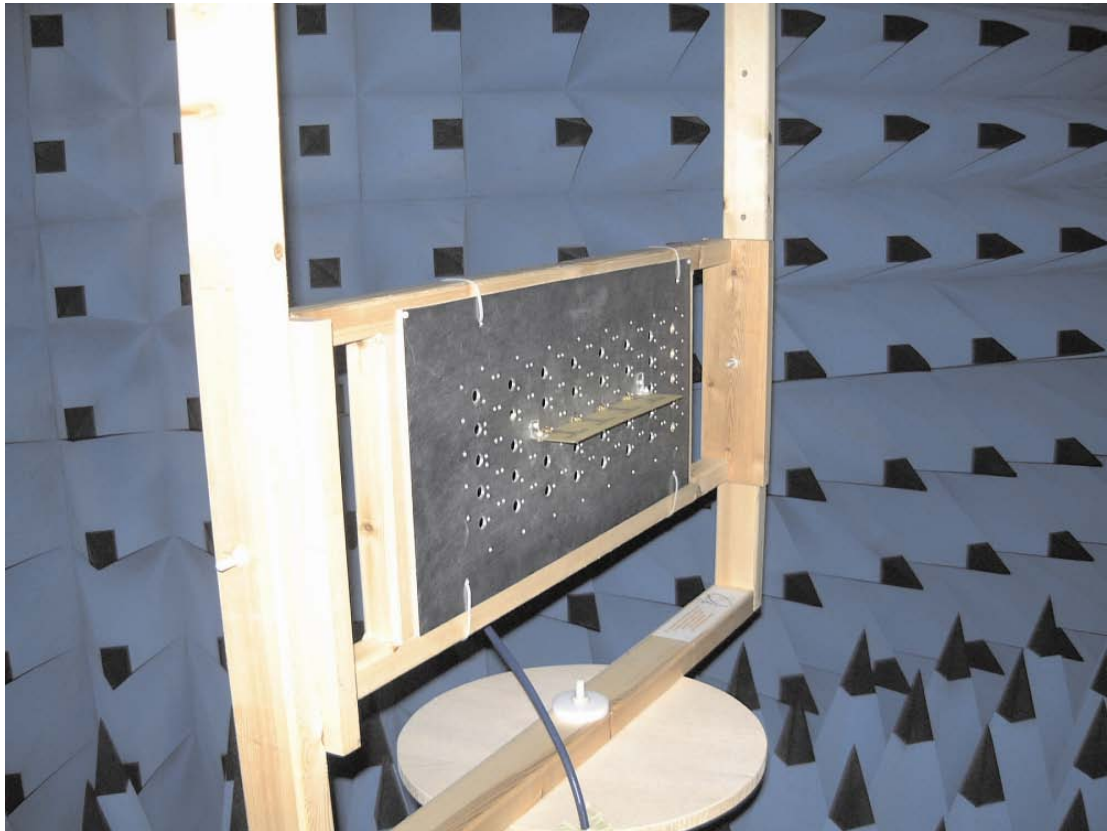
Σχήμα 2.52. Διαγράμματα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του μονού διπόλου και του δεύτερου στοιχείου της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας χωρίς τη παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των 2.44 GHz.

(a) E – επίπεδο

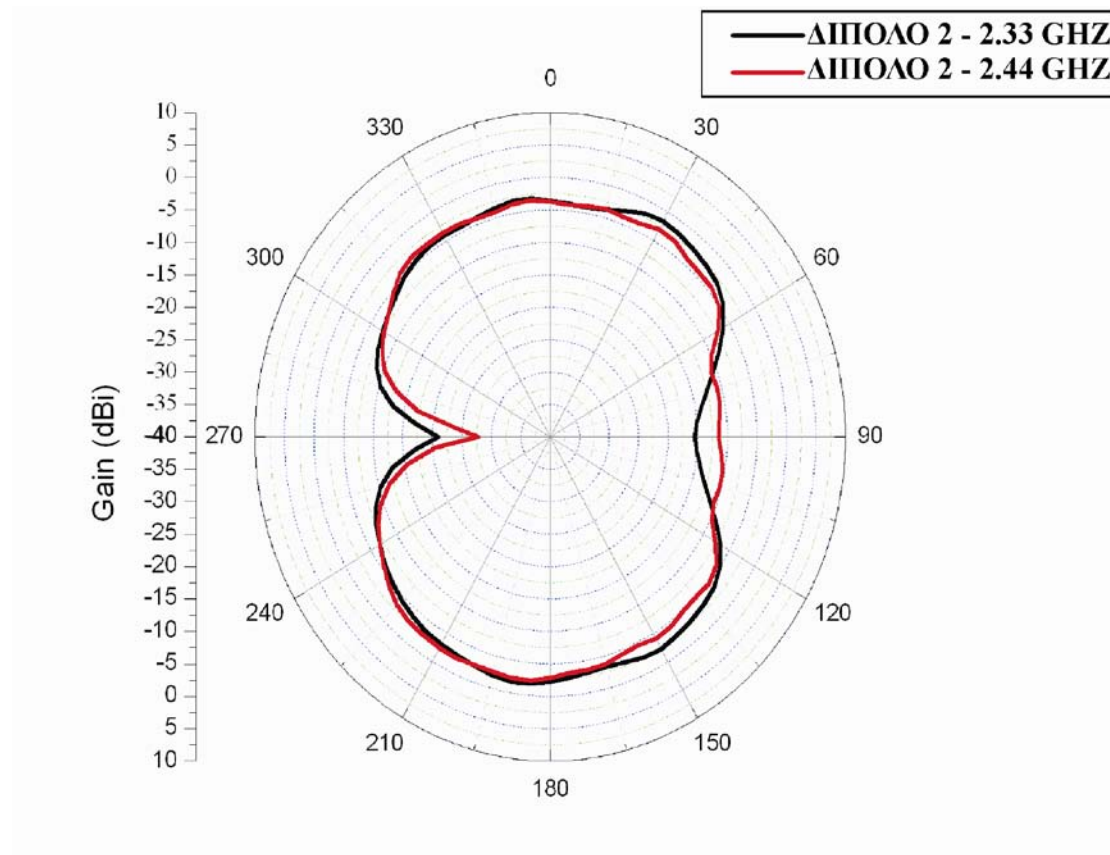
(b) H – επίπεδο



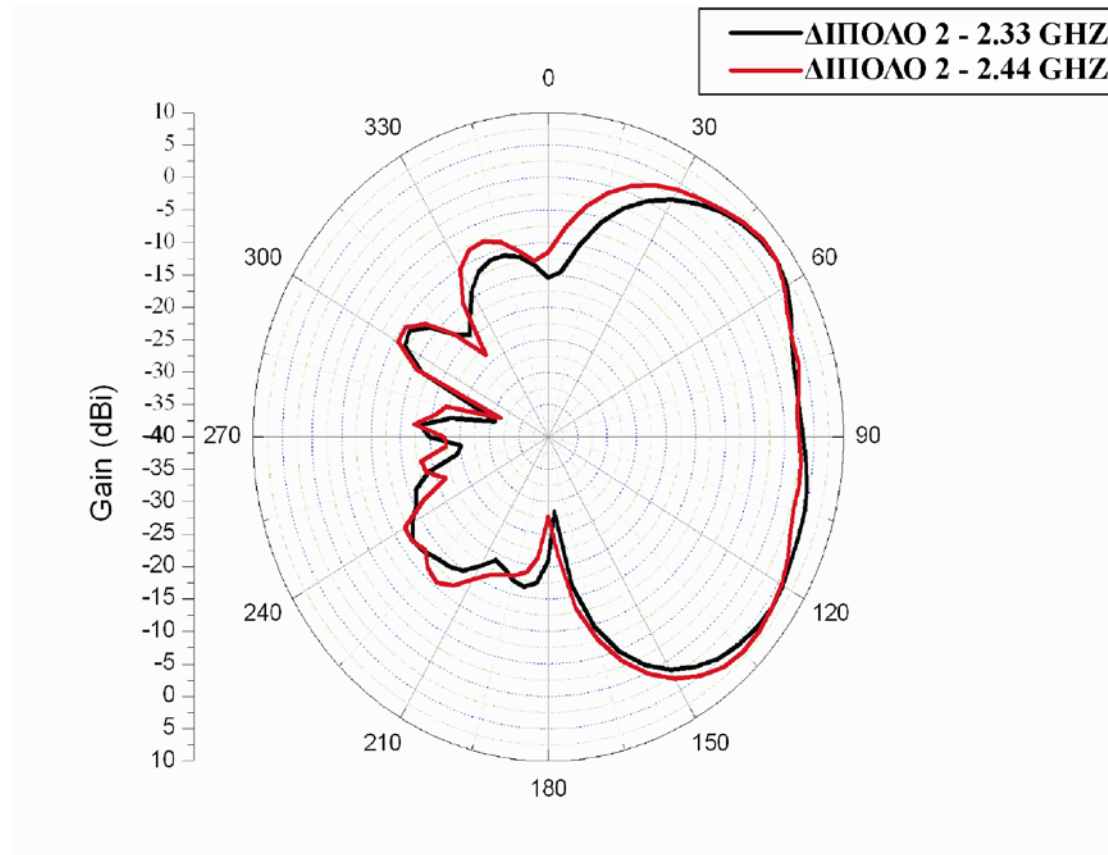
Σε αυτά τα διαγράμματα εύκολα μπορεί κανείς να διακρίνει ότι τα αποτελέσματα προσομοίωσης και τα αντίστοιχα των πειραματικών μετρήσεων έρχονται σε πλήρη συμφωνία. Πράγματι, και στις δύο περιπτώσεις, τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του στοιχείου-διπόλου 2 της ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας δεν επηρεάζονται από τη γειτνίαση των άλλων τριών διπόλων. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας του στοιχείου-διπόλου 2 ταυτίζονται σε μεγάλο βαθμό με αυτά του μονού διπόλου. Επιπρόσθετα, έγιναν κατάλληλες πειραματικές μετρήσεις προσδιορισμού της απολαβής κεραίας του δεύτερου διπόλου στην στοιχειοκεραία του σχήματος 2.46 όταν αυτή είναι τοποθετημένη στην επιφάνεια του ανακλαστήρα, ενώ η όλη διάταξη στηρίζεται στη ξύλινη βάση υποστήριξης. Το σχήμα 2.53 παρουσιάζει μια χαρακτηριστική φωτογραφία από τον ανηχωικό θάλαμο. Επίσης, τα σχήματα 2.54 και 2.55 παραθέτουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας του δεύτερου διπόλου της στοιχειοκεραίας παρουσία του ανακλαστήρα στο επίπεδο του ηλεκτρικού πεδίου και σε επίπεδο κάθετο σε αυτό. Οι συχνότητες για τις οποίες πραγματοποιήθηκαν αυτές οι μετρήσεις είναι  $2.33\text{ GHz}$  και  $2.44\text{ GHz}$ . Η πρώτη τιμή αντιστοιχεί στη κεντρική συχνότητα συντονισμού (πρώτος συντονισμός) του διπόλου όταν το τυπωμένο δίπολο βρίσκεται πάνω στον ανακλαστήρα και η δεύτερη στη κεντρική συχνότητα συντονισμού όταν το δίπολο ακτινοβολεί χωρίς την παρουσία του ανακλαστήρα.



Σχήμα 2.53. Διάταξη ομοιόμορφης στοιχειοκεραίας τεσσάρων διπόλων στην επιφάνεια του ανακλαστήρα προσαρμοσμένη στη ξύλινη βάση υποστήριξης στο περιβάλλον του ανηχικού θαλάμου.



Σχήμα 2.54. Διάγραμμα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του δεύτερου στοιχείου της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των  $2.33 \text{ GHz}$  και  $2.44 \text{ GHz}$ , στο E – επίπεδο



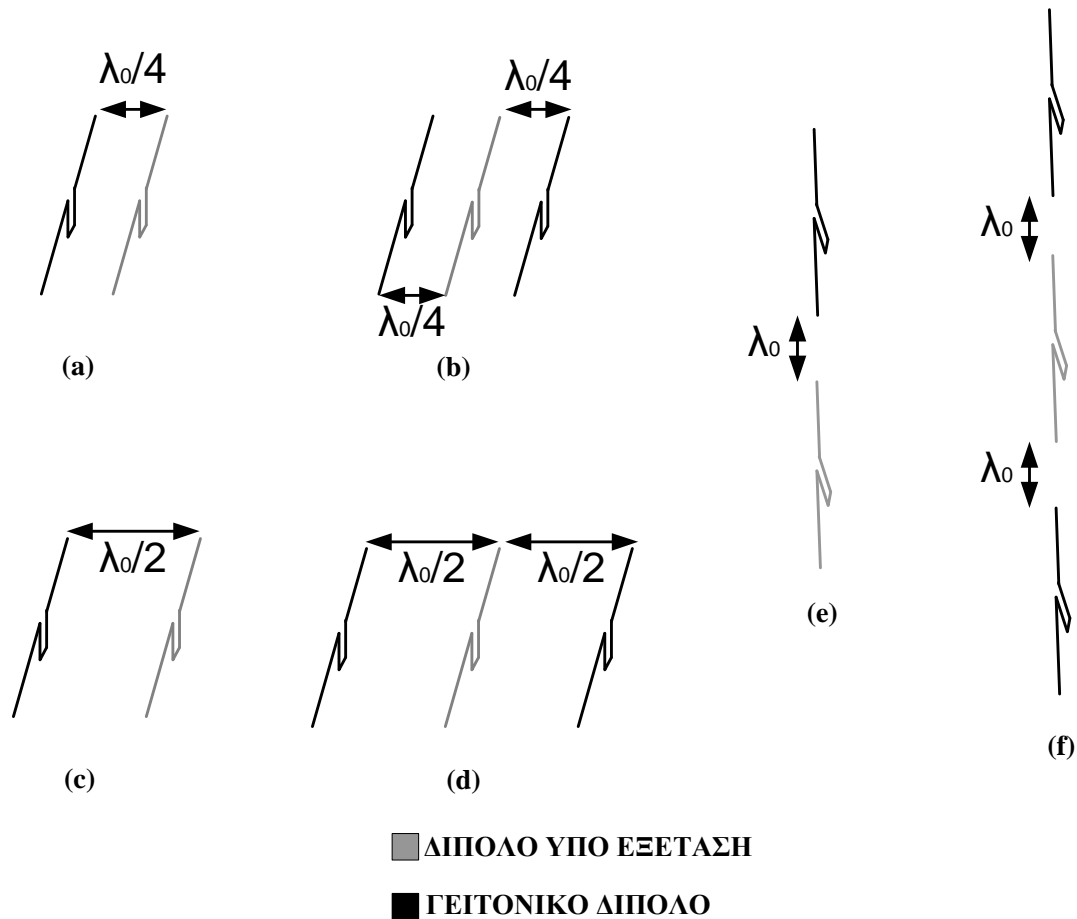
Σχήμα 2.55. Διάγραμμα ακτινοβολίας πειραματικών μετρήσεων του δεύτερου στοιχείου της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας παρουσία του ανακλαστήρα, στη συχνότητα των 2.33 GHz και 2.44 GHz, σε επίπεδο κάθετο σε αυτά του Ηλεκτρικού και Μαγνητικού πεδίου

Από τη μορφή των διαγραμμάτων αυτών φαίνεται πως τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του διπόλου είναι ταυτόσημα και στις δύο συχνότητες. Παράλληλα, αναδεικνύεται και εδώ η επίδραση της παρουσίας του ανακλαστήρα, η οποία προκαλεί σημαντική αύξηση της κατευθυντικότητας του τυπωμένου διπόλου της τάξης των 6.5 dBi σε κατεύθυνση κάθετη στο επίπεδο του ανακλαστήρα στο εμπρόσθιο πεδίο ακτινοβολίας του.

Στη συνέχεια, μελετήθηκε το μέγεθος της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των γειτονικών στοιχείων – διπόλων για ένα ορισμένο αριθμό γεωμετριών κεραιοσυστοιχιών κεραιών. Γενικά, το μέγεθος της αμοιβαίας σύζευξης βασίζεται κυρίως στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας των αντίστοιχων κεραιών, τους προσανατολισμούς των θέσεων τους, καθώς επίσης και στις σχετικές αποστάσεις μεταξύ των. Ουσιαστικά, η έννοιά του είναι συνυφασμένη με το ποσό της ανεπιθύμητης ενέργειας που ανταλλάσσεται μεταξύ των στοιχείων – κεραιών μιας

κεραιοσυστοιχίας, δυσκολεύοντας τη σχεδίαση και την ανάλυση τέτοιων διατάξεων ακτινοβολίας. Ιδιαίτερα, στην περίπτωση των ασύρματων συστημάτων MIMO, το μέγεθος της αμοιβαίας σύζευξης σχετίζεται πλήρως με την ετεροσυσχέτιση μεταξύ των υποκαναλιών για κάθε συνδυασμό κεραιών εκπομπής και λήψης, επηρεάζοντας αντίστοιχα τη χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου. Πρακτικά, χαμηλού επιπέδου αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων – κεραιών μια κεραιοσυστοιχίας εκπομπής ή λήψης σε ασύρματο σύστημα MIMO που λειτουργεί σε περιβάλλον πλούσιο σε σκεδαστές, ενισχύει την ανεξαρτησία των παράλληλων υποκαναλιών που λειτουργούν ταυτόχρονα, στον ίδιο ραδιοδιάυλο και στο ίδιο εύρος ζώνης. Ως επακόλουθο αυτής, αυξάνεται η χωρητικότητα του εν λόγω ραδιοδιαύλου [2.4-2.8,2.18,2.21].

Συγκεκριμένα, για τη μελέτη της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των τυπωμένων διπόλων σε διατάξεις στοιχειοκεραίας επιλέχθηκε ένας συγκεκριμένος αριθμός γεωμετριών κεραιοσυστοιχιών κεραιών, ανεπτυγμένες στην επιφάνεια του ανακλαστήρα. Το σχήμα 2.56 δίνει τη σχηματική αναπαράσταση των γεωμετριών αυτών. Σε κάθε περίπτωση, μετράται το μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  σε ένα από τα δίπολα (Δίπολο υπό Εξέταση), ενώ τα γειτονικά του είναι τερματισμένα στα  $50 \Omega$ . Επίσης στο σχήμα 2.56 η παράμετρος  $\lambda_0$  αντιστοιχεί στο μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος MIMO στη περιοχή των  $2.4 \text{ GHz}$ .



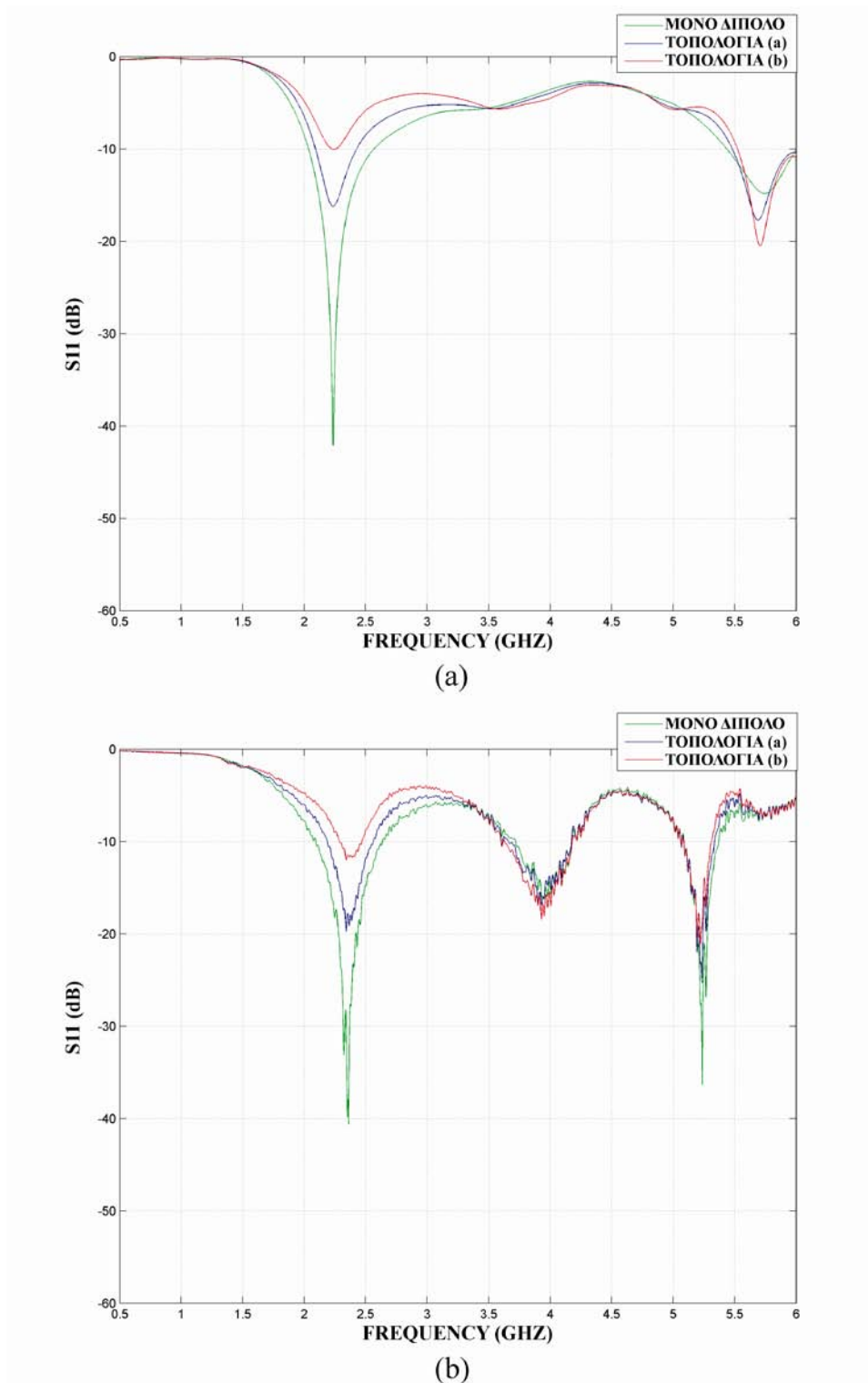
Σχήμα 2.56. Τοπολογίες κεραιοσυστοιχίας διπόλων

Από τα χαρακτηριστικά διαγράμματα του σχήματος 2.56 φαίνεται πως οι γεωμετρίες των στοιχειοκεραιών διαμορφώνουν δύο ομάδες, όπου η καθεμιά αντιπροσωπεύει διαφορετικό είδος τοπολογίας. Πρακτικά, οι γεωμετρίες (a) έως και (d) αντιστοιχούν στη τοπολογία «δίπλα – δίπλα» (side-by-side), ενώ οι (e) και (f) αντιπροσωπεύουν τη γραμμική τοπολογία (linear).

Όπως αναφέρθηκε, σε καθεμιά από αυτές τις γεωμετρίες (a-f) προσδιορίστηκε το μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του υπό εξέταση διπόλου για διάφορες τιμές συχνοτήτων, τόσο από το λογισμικό προσομοίωσης, όσο και από μια σειρά πειραματικών μετρήσεων. Για λόγους σύγκρισης, τα σχήματα που ακολουθούν παραθέτουν τα αποτελέσματα και των δύο μεθόδων, ενώ παράλληλα περιλαμβάνουν και τα αντίστοιχα αποτελέσματα που αφορούν τη λειτουργία του μονού τυπωμένου διπόλου. Πιο συγκεκριμένα, το σχήμα 2.57 δίνει τα αποτελέσματα των μετρήσεων για

τη περίπτωση της «δίπλα – δίπλα» τοπολογίας με απόσταση διαδοχικών γειτονικών διπόλων  $\lambda_0/4$ . Ακολουθεί το σχήμα 2.58 με τις γραφικές παραστάσεις που αφορούν τη «δίπλα – δίπλα» τοπολογία με απόσταση διαδοχικών γειτονικών διπόλων  $\lambda_0/2$ . Τέλος, το σχήμα 2.59 παραθέτει τα αντίστοιχα αποτελέσματα για τη περίπτωση της γραμμικής τοπολογίας με απόσταση διαδοχικών γειτονικών διπόλων  $\lambda_0$ .

## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

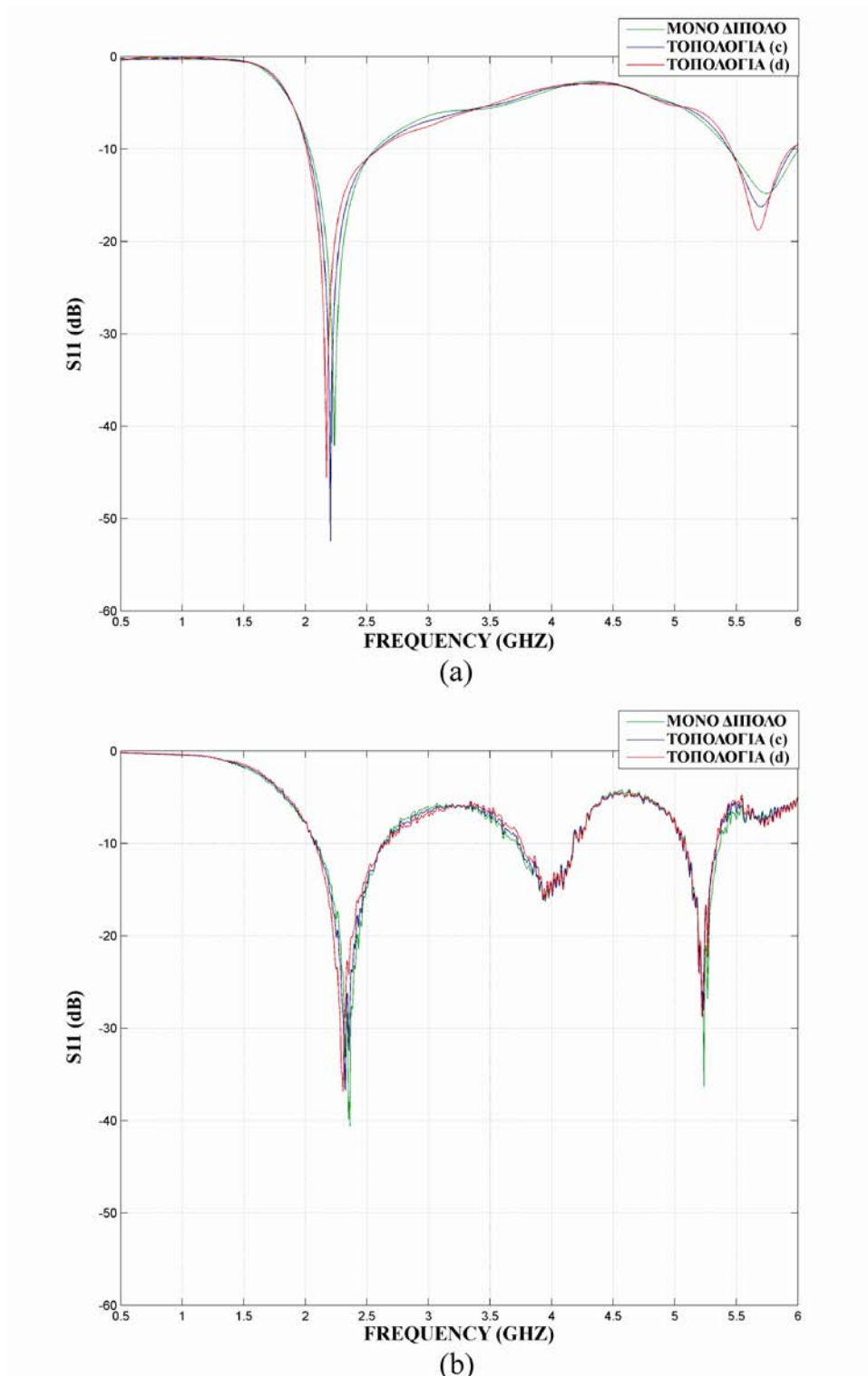


Σχήμα 2.57. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του υπό εξέταση διπόλου στις τοπολογίες (a) και (b) του σχήματος 2.56 και του μονού διπόλου παρουσία του ανακλαστήρα

(a) Από λογισμικό Προσομοίωσης

(b) Πειραματικά Δεδομένα Μετρήσεων

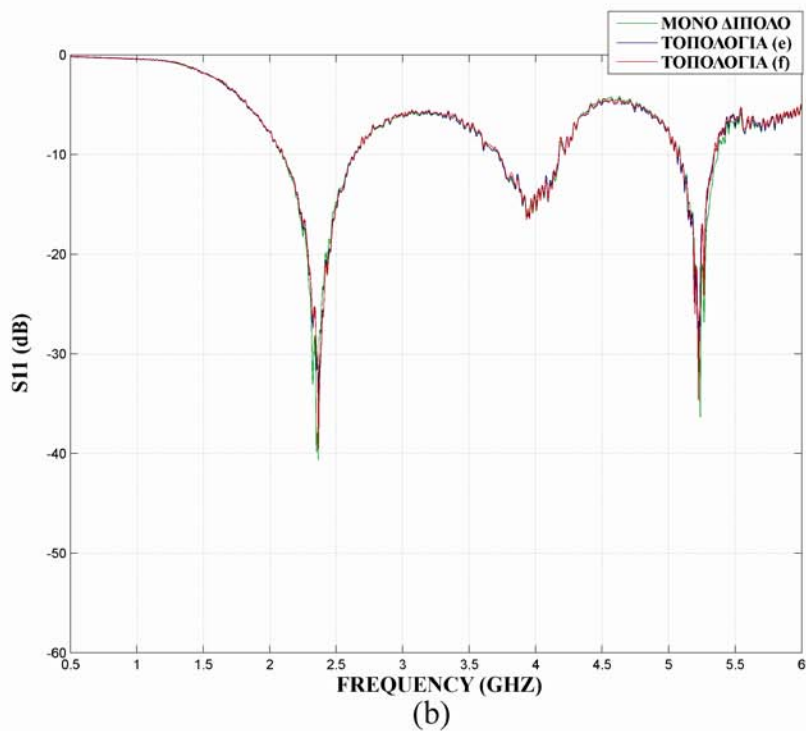
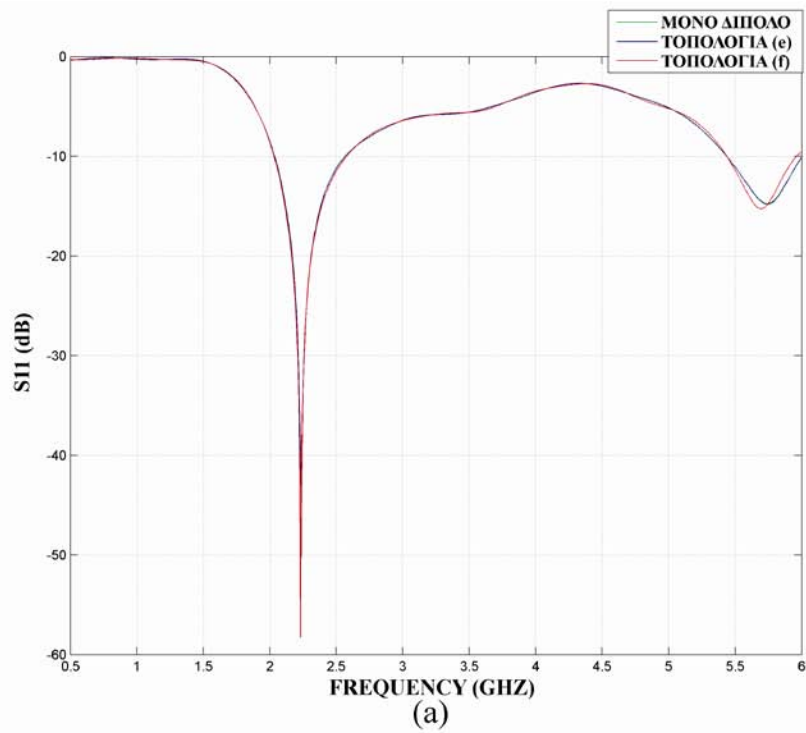




Σχήμα 2.58. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του υπό εξέταση διπόλου στις τοπολογίες (c) και (d) του σχήματος 2.56 και του μονού διπόλου παρουσία του ανακλαστήρα

(a) Από λογισμικό Προσομοίωσης

(b) Πειραματικά Δεδομένα Μετρήσεων



Σχήμα 2.59. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{11}$  του υπό εξέταση διπόλου στις τοπολογίες (e) και (f) του σχήματος 2.56 και του μονού διπόλου παρουσία του ανακλαστήρα

(a) Από λογισμικό Προσομοίωσης

(b) Πειραματικά Δεδομένα Μετρήσεων

Με βάση τη μορφή των παραπάνω γραφικών παραστάσεων μπορεί κανείς να παρατηρήσει αρχικά τη συμφωνία μεταξύ των αποτελεσμάτων προσομοίωσης και των αντίστοιχων πειραματικών μετρήσεων. Φαίνεται καθαρά πως η απώλεια ανάκλασης εισόδου του υπό εξέταση διπόλου επηρεάζεται σε σημαντικό βαθμό μόνο στη περίπτωση της τοπολογίας «δίπλα – δίπλα», όπου η απόσταση των διαδοχικών γειτονικών διπόλων είναι  $\lambda_0/4$  και ο αριθμός τους ο μέγιστος δυνατός. Ουσιαστικά λοιπόν με τη μορφή του ανακλαστήρα και τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των τυπωμένων διπόλων που διαθέτει η εν λόγω πλατφόρμα ανάπτυξης στοιχειοκεραίας, η απώλεια ανάκλασης εισόδου ενός οποιουδήποτε διπόλου μεγιστοποιείται στη περίπτωση που απέχει από τα δύο γειτονικά του την ελάχιστη δυνατή απόσταση  $\lambda_0/4$ . Σε αυτή τη περίπτωση είναι σαφές ότι μεγιστοποιείται το ποσοστό της ενέργειας που ανταλλάσσεται μεταξύ των αντίστοιχων στοιχείων ακτινοβολίας και τα φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης ενισχύονται ιδιαίτερα.

Η θεωρία που διέπει την αλληλεπίδραση μεταξύ γειτονικών στοιχείων ακτινοβολίας και ειδικότερα των φαινομένων της αμοιβαίας σύζευξης είναι αρκετά πολύπλοκη και αποτελεί αντικείμενο έντονης ερευνητικής δραστηριότητας. Αυτό συμβαίνει γιατί οι μηχανισμοί που υποστηρίζουν την εμφάνισή των βασίζονται στην συνύπαρξη πολλών κατηγοριών ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων τα κυριότερα από τα οποία είναι: τα κύματα χώρου (space waves), τα επιφανειακά κύματα (surface waves), τα υψηλότερης τάξης κύματα (higher order waves) και τέλος τα κύματα διαφυγής (leaky waves). Καθεμιά από τις παραπάνω κατηγορίες συνεισφέρουν κατά ένα ποσοστό στην εμφάνιση των φαινομένων αμοιβαίας σύζευξης, ανάλογα με την εκάστοτε τοπολογία των στοιχείων και την απόσταση μεταξύ των. Αν θεωρήσει κανείς  $\rho$  την απόσταση δύο διαδοχικών γειτονικών στοιχείων ακτινοβολίας, τότε η επίδραση των κατηγοριών των κυμάτων που προαναφέρθηκαν καθορίζεται με βάση τις παρακάτω μαθηματικές εκφράσεις :

- Κύματα χώρου ( $1/\rho$ )
- Επιφανειακά κύματα ( $1/\rho^2$ )
- Υψηλότερης τάξης κύματα ( $1/\rho^{1/2}$ )
- Κύματα διαφυγής  $\exp(-\lambda_0 \rho)/\rho^{1/2}$

Με βάση τη παραπάνω θεωρητική ανάλυση μπορεί κανείς να δικαιολογήσει τη μορφή των γραφικών παραστάσεων των σχημάτων 2.57, 2.58 και 2.59 καθώς και τα αντίστοιχα αποτελέσματα τους. Πράγματι, στη περίπτωση της δίπλα – δίπλα τοπολογίας η αμοιβαία σύζευξη λόγω των επιφανειακών κυμάτων μειώνεται σημαντικά λόγω της φύσης των κυμάτων αυτών. Από την άλλη τα κύματα επιφάνειας, υψηλότερης τάξης και διαφυγής προκαλούν έντονα φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των διπόλων. Στη περίπτωση όπου η διαδοχική απόσταση των διπόλων είναι μικρότερη ή ίση της ποσότητας  $\lambda_0/2$ , μόνο τα φαινόμενα λόγω κυμάτων υψηλότερης τάξης εξασθενούν σημαντικά. Επίσης, όταν η απόσταση αυτή παραμένει σταθερή τότε η συνολική αμοιβαία σύζευξη αυξάνει με την αύξηση του αριθμού των γειτονικών διπόλων. Παρόμοια, στη γραμμική τοπολογία, τα δίπολα ακτινοβολούν επίπεδα κύματα με τη μέγιστη απόδοση κυρίως κατά μήκος των αξόνων τους. Ταυτόχρονα, τα διαγράμματα ακτινοβολίας των διπόλων σε αυτές τις κατευθύνσεις εμφανίζουν μηδενισμό της έντασης ακτινοβολίας στη συχνότητα λειτουργίας των 2.4 GHz. Οι δύο αυτές θεωρήσεις συνηγορούν στο ότι τα φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης στη περίπτωση της γραμμικής τοπολογίας οφείλονται σχεδόν αποκλειστικά στην ύπαρξη των επιφανειακών κυμάτων τα οποία μεταβάλλονται με τη διαδοχική απόσταση των διπόλων  $\rho$ , ακολουθώντας την έκφραση  $1/\rho^2$ . Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο οι τοπολογίες (e) και (f) του σχήματος 2.56 εμφανίζουν εξασθενημένη αμοιβαία σύζευξη λόγω της απόστασης  $\rho$ , όπου στη συγκεκριμένη περίπτωση προσεγγίζει την τιμή  $\lambda_0$  [2.24].

Στη συνέχεια, για τη μελέτη της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των τυπωμένων διπόλων σε διατάξεις στοιχειοκεραίας χρησιμοποιείται ο ορισμός της αμοιβαίας σύζευξης που διέπει τη περίπτωση εκπομπής ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από την υπό εξέταση διάταξη (transmit mode). Αυτό το μέγεθος συμβολίζεται με  $C_{rr}$  και δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

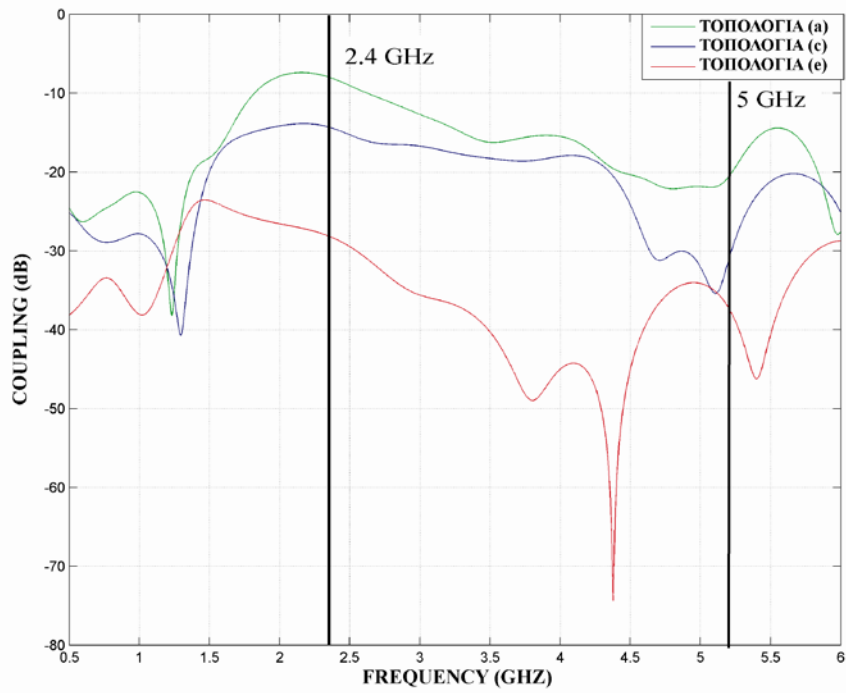
$$C_{rr} = \frac{P_L}{P_D} \quad (2.1)$$

, όπου το μέγεθος  $P_D$  αντιστοιχεί στην ακτινοβολούμενη ισχύ από τη διεγερόμενη κεραία, η οποία στη παρούσα περίπτωση είναι ένα από τα τυπωμένα δίπολα, ενώ το μέγεθος  $P_L$  αντιστοιχεί στην ισχύ που καταναλώνεται από το φορτίο ( $50 \Omega$ ) στο οποίο το γειτονικό δίπολο έχει τερματιστεί.

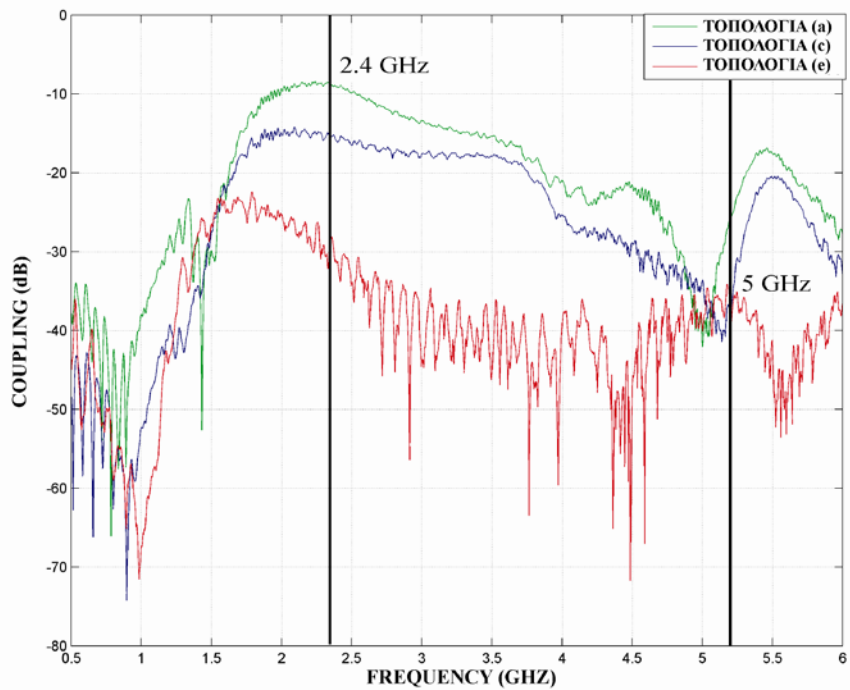
Επιπρόσθετα, το μέγεθος  $C_{tr}$  μπορεί να προσδιοριστεί και με βάση τις παραμέτρους  $S$  του υπό εξέταση διπόλου και των γειτονικών του. Η αντίστοιχη μαθηματική έκφραση για τη περίπτωση ενός γειτονικού διπόλου δίνεται από την επόμενη σχέση:

$$C_{tr} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)} \quad (2.2)$$

Με βάση λοιπόν τη τελευταία σχέση προσδιορίστηκε το μέγεθος  $C_{tr}$  για τις τοπολογίες (a), (c) και (e) του σχήματος 2.56. Τα αποτελέσματα τόσο από το λογισμικό προσομοίωσης, όσο και από τις πειραματικές μετρήσεις παρατίθενται στις γραφικές παραστάσεις του σχήματος 2.60 [2.26,2.28].



(a)



(b)

Σχήμα 2.60. Αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των διπόλων στις τοπολογίες (a), (c) και (e) του σχήματος 2.56

(c) Από λογισμικό Προσομοίωσης

(d) Πειραματικά Δεδομένα Μετρήσεων

Από τη μορφή των γραφικών αυτών παραστάσεων μπορεί κανείς να παρατηρήσει τη συμφωνία μεταξύ των πειραματικών αποτελεσμάτων και των αντίστοιχων από το λογισμικό προσομοίωσης. Η θεωρητική ανάλυση που προηγήθηκε καθώς επίσης και οι αντίστοιχες παρατηρήσεις που διατυπώθηκαν για το μέγεθος της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των διπόλων στις τοπολογίες (a), (c) και (e) του σχήματος 2.56, συμφωνούν απόλυτα με τα αποτελέσματα του μεγέθους  $C_{tr}$  στις γραφικές παραστάσεις του σχήματος 2.60. Αξίζει τέλος να σημειωθεί ότι σε αυτές τις γραφικές παραστάσεις και πιο συγκεκριμένα στη περιοχή συχνοτήτων των  $5\text{ GHz}$  τα φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης και στις τρεις τοπολογίες είναι αρκετά πιο εξασθενημένα σε σχέση με τα αντίστοιχα στη περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας των διπόλων στα  $2.4\text{ GHz}$ . Αυτό φυσικά ερμηνεύεται από το γεγονός ότι οι γεωμετρικές αποστάσεις μεταξύ των γειτονικών διπόλων αντιστοιχούν σε μεγαλύτερο πολλαπλάσιο του μήκους κύματος για τη συχνότητα των  $5\text{ GHz}$ , από ότι στη περίπτωση των  $2.4\text{ GHz}$ .

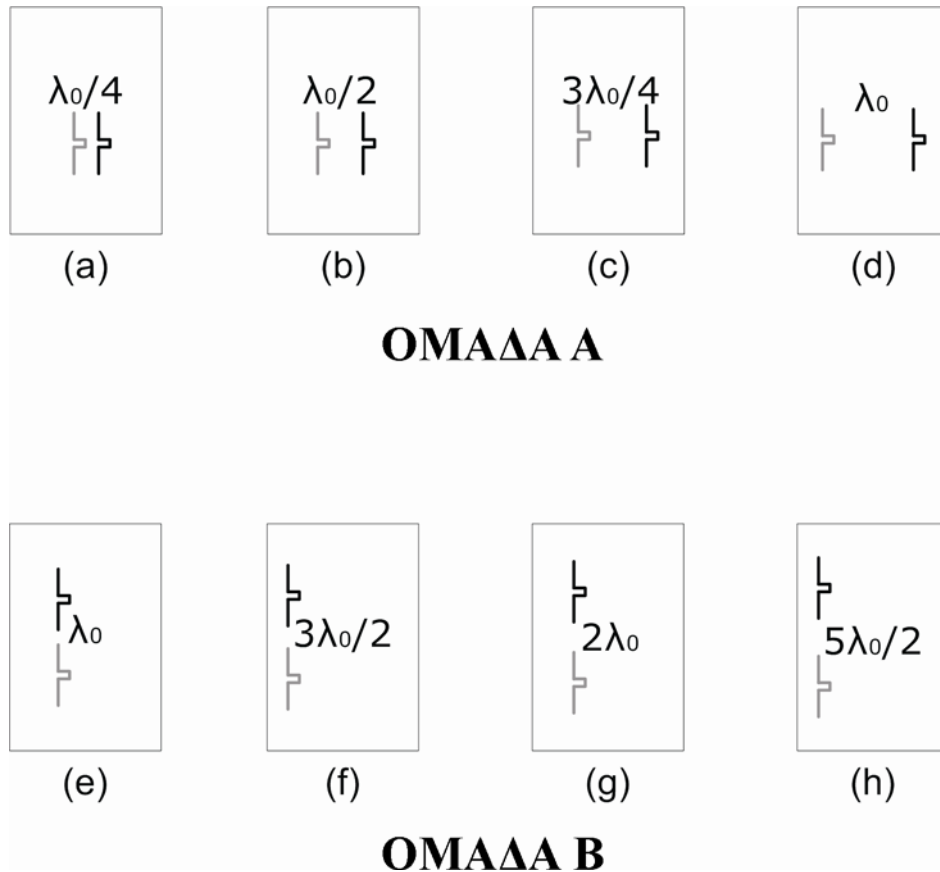
Έπειτα προσδιορίστηκε το μέγεθος της περιβάλλουσας συσχέτισης  $\rho_e$  σε ορισμένες τοπολογίες στοιχειοκεραιών. Ο υπολογισμός αυτής τη παραμέτρου  $\rho_e$  πραγματοποιείται με τη βοήθεια τριών κυρίως μεθόδων. Η πρώτη μέθοδος βασίζεται στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του μακρινού πεδίου της υπό εξέτασης κεραίας και περιλαμβάνει μια σειρά δύσκολων μαθηματικών υπολογισμών και επίπονων πειραματικών διεργασιών, ενώ η δεύτερη βασίζεται στον αλγόριθμο Clarke και είναι σχετικά πρόσφατα εφαρμόσιμη. Η τρίτη μέθοδος προσδιορίζει τη παράμετρο της περιβάλλουσας συσχέτισης  $\rho_e$  με βάση τις παραμέτρους  $S$  που προκύπτουν από τις αντίστοιχες πειραματικές μετρήσεις ή από λογισμικό προσομοίωσης, χρησιμοποιώντας τη παρακάτω σχέση [2.9-2.12]:

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (2.3)$$

Είναι φανερό πως αυτή η μέθοδος αντιπροσωπεύει ένα ελκυστικό τρόπο προσδιορισμού της παραμέτρου  $\rho_e$ , αφού χρησιμοποιεί τη σχέση 2.3 και τα δεδομένα των  $S$  παραμέτρων τα οποία προσδιορίζονται με κατάλληλες μετρήσεις. Με βάση τα παραπάνω και για δύο ομάδες τοπολογιών κεραιοσυστοιχίας διπόλων (Ομάδα Α και Β) έγιναν οι κατάλληλοι υπολογισμοί με στόχο τον προσδιορισμό της τιμής του  $\rho_e$  σε

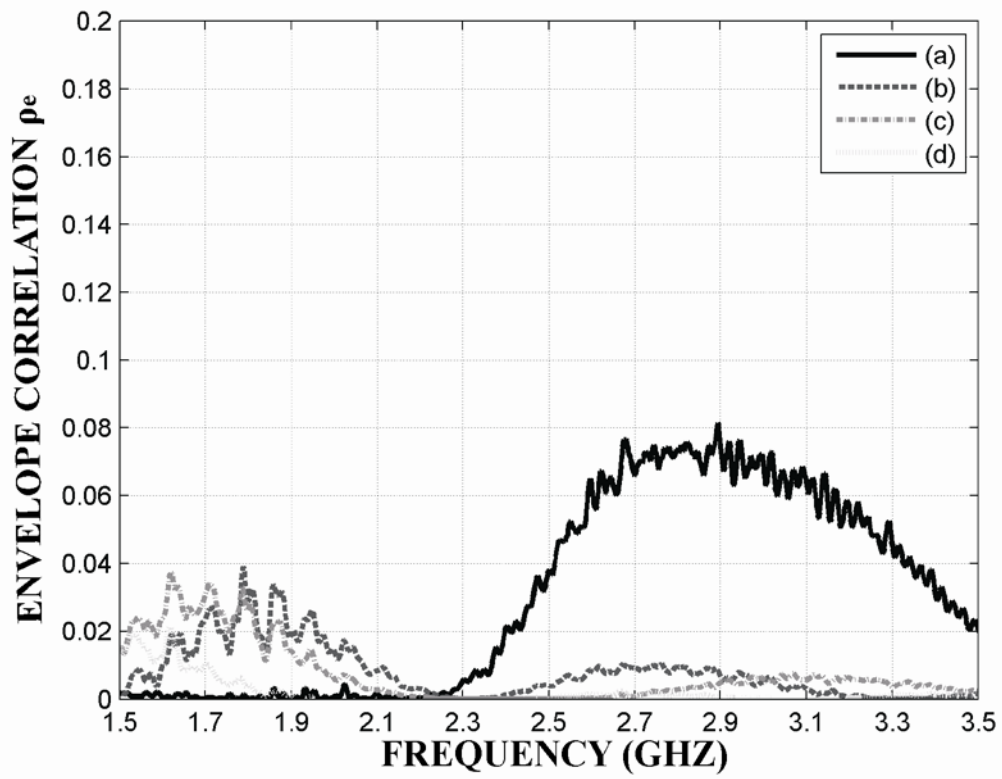
## ΣΥΣΤΟΙΧΙΑ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

εύρος συχνοτήτων από  $1.5 \text{ GHz}$  έως  $3.5 \text{ GHz}$ , σε δύο χώρους διαφορετικού Εργαστηριακού περιβάλλοντος. Τα σχηματικά διαγράμματα των τοπολογιών της κάθε ομάδας παρουσιάζονται στο σχήμα 2.61. Στα σχήματα 2.62 και 2.63 παρατίθενται τα αποτελέσματα προσδιορισμού της  $\rho_e$  στους δύο εργαστηριακούς χώρους (A και B) για την ομάδα τοπολογιών A. Ομοίως, τα σχήματα 2.64 και 2.65 παρουσιάζουν τα αντίστοιχα αποτελέσματα για την ομάδα τοπολογιών B.

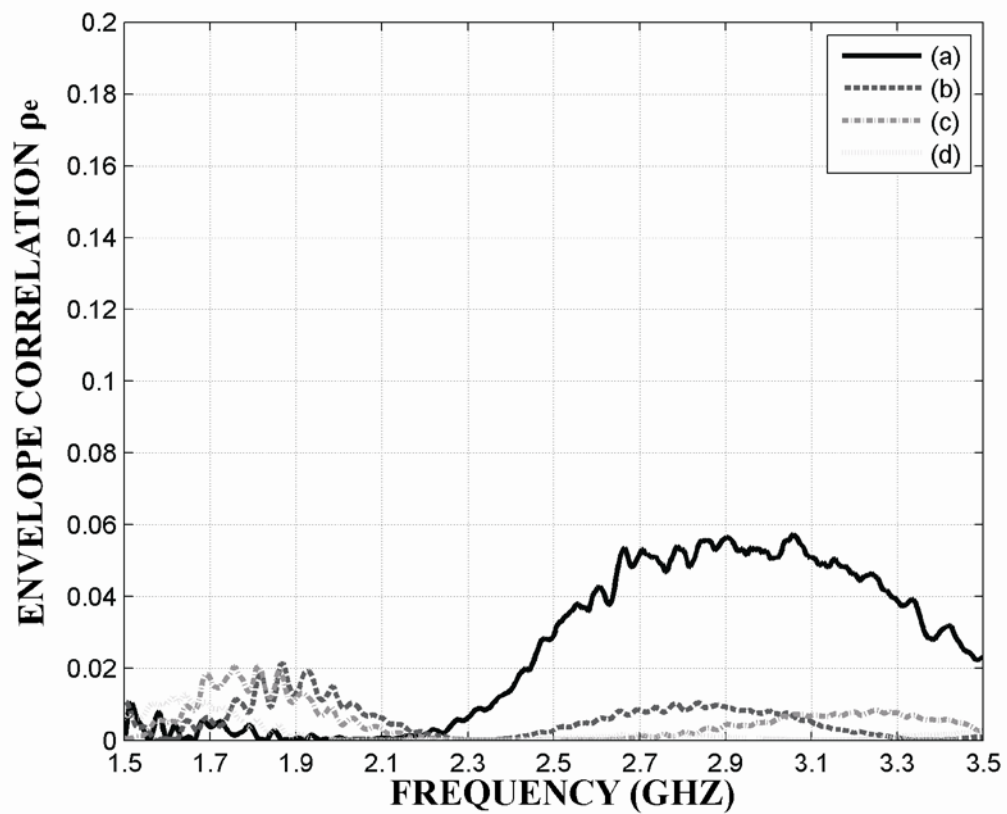


Σχήμα 2.61. Τοπολογίες τυπωμένων διπόλων στην επιφάνεια του ανακλαστήρα της στοιχειοκεραίας

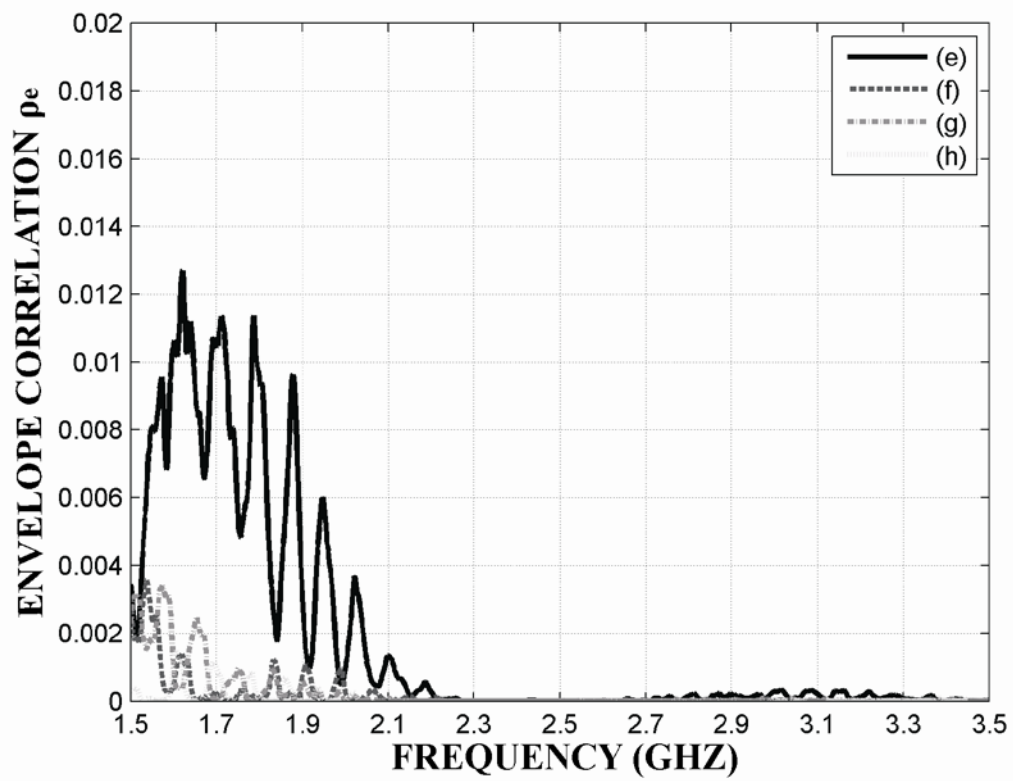




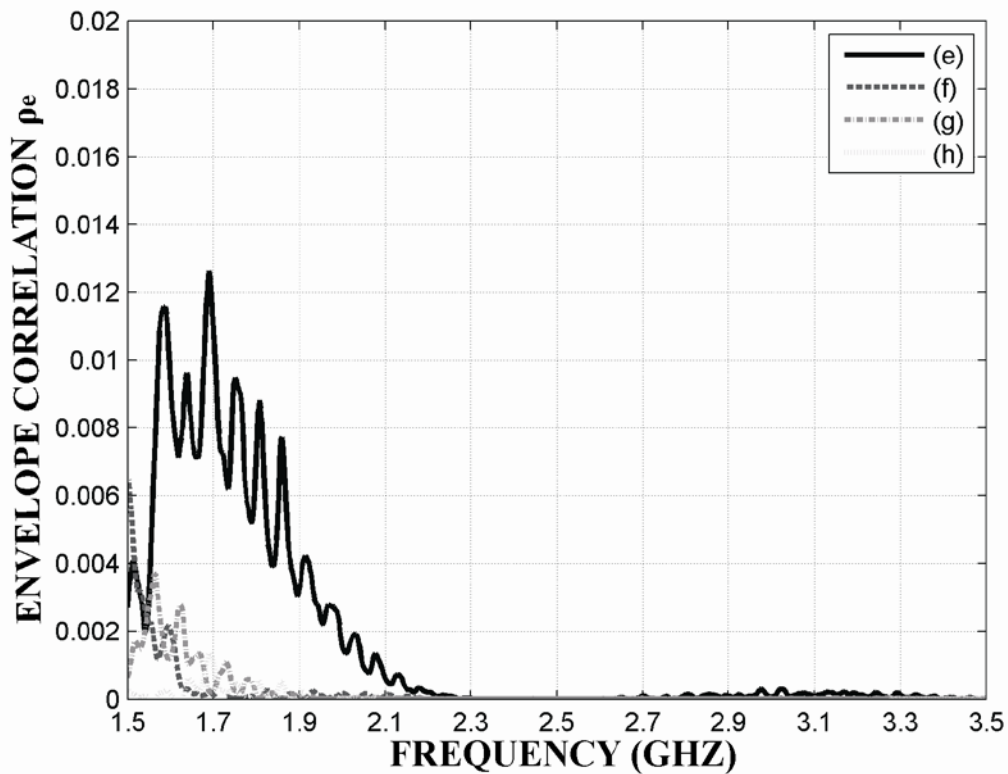
Σχήμα 2.62. Περιβάλλουσα συσχέτισης  $\rho_e$  συναρτήσει της συχνότητας για την ομάδα τοπολογιών A και το εργαστηριακό περιβάλλον A



Σχήμα 2.63. Περιβάλλουσα συσχέτισης  $\rho_e$  συναρτήσει της συχνότητας για την ομάδα τοπολογιών A και το εργαστηριακό περιβάλλον B



Σχήμα 2.64. Περιβάλλουσα συσχέτισης  $\rho_e$  συναρτήσει της συχνότητας για την ομάδα τοπολογιών B και το εργαστηριακό περιβάλλον A



Σχήμα 2.65. Περιβάλλουσα συσχέτισης  $\rho_e$  συναρτήσει της συχνότητας για την ομάδα τοπολογιών B και το εργαστηριακό περιβάλλον B

Σε κάθε περίπτωση από τη μορφή των γραφικών παραστάσεων μπορεί να διακρίνει κανείς πολύ μικρές διαφορές στις τιμές της παραμέτρου  $\rho_e$  για την ίδια ομάδα τοπολογιών και για διαφορετικούς εργαστηριακούς χώρους. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι και οι δυο αυτοί χώροι έχουν την ίδια περίπου έκταση και στεγάζουν εργαστήρια Ηλεκτρονικής και Τηλεπικοινωνιών, συνεπώς αντιστοιχούν στο ίδιο περίπου περιβάλλον σκέδασης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Από την άλλη, η μορφή των γραφικών παραστάσεων είναι σχετικά διαφορετική για κάθε ομάδα τοπολογιών, αλλά και για κάθε τοπολογία. Βασικό όμως στοιχείο αποτελεί το γεγονός ότι σε κάθε περίπτωση η τιμή της  $\rho_e$  παραμένει κάτω από το όριο του  $0.01$ . Αυτό σημαίνει πρακτικά ότι η ετεροσυσχέτιση των ραδιοσημάτων που εμπλέκονται στη λειτουργία των διπόλων της κεραιοσυστοιχίας διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα. Συνεπώς, εξασφαλίζεται μια σχετική αναβάθμιση της χωρητικότητας του αντίστοιχου ραδιοδιαύλου κατά την αξιοποίηση των στοιχειοκεραιών αυτών στη λειτουργία της πλατφόρμας MIMO.

## Αναφορές

- [2.1] C. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, John Wiley & Sons, Second Edition, 1996
- [2.2] Clayton A. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility”, John Wiley & Sons, Second Edition, 2006
- [2.3] David M. Pozar. “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Second Edition, 1998
- [2.4] G. J. Foschini and M. J. Gans. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. Wireless Personal Communications 1998; 6: 311-335.
- [2.5] R. Janaswamy. Effects of Mutual Coupling on the Capacity of Fixed Length Linear Arrays. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters 2002; 1: 157-160.
- [2.6] R. G. Vaughan. Signals in Mobile Communications. IEEE Trans. Vehicular Technology 1986; 35: 133-145.
- [2.7] R. G. Vaughan, J. B. Andersen. Antenna Diversity in Mobile Communications. IEEE Trans. Vehicular Technology 1987; 36:149-172.
- [2.8] G. Lebrun, S. Spiteri, M. Faulkner. MIMO Complexity reduction through antenna selection. Proc. Australian Telecommun Cooperative Res Center, ANNAC ‘03, 2003; 5.
- [2.9] R. H. Clarke. A statistical theory of mobile reception. Bell System Tech J 1968; 957-1000.

- [2.10] k. Boyle. Radiation pattern and correlation of closely spaces linear antennas. *IEEE Trans Antennas Propagation* 50 2002; 1162 -1165.
- [2.11] H.T. Hui, W. T. OwYong, and K. B. Toh. Signals correlation between two normal-mode helical antennas on diversity reception in a multipath environment. *IEEE Trans Antennas Propagation* 2004; 572-577.
- [2.12] J. Blanch, J. Romeu, and I. Cordella. Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description. *Electron Lett* 39 2003; 705-707.
- [2.13] Huey-Ru Chuang, Liang-Chen Kuo. 3-D FDTD design analysis of a 2.4 GHz polarization – diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarization – switching circuit for wlan and wireless communication application. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 2003; 51, NO. 2.
- [2.14] Z. Fan, L Ran, K. Chen. Printed Dipole Antenna Designed with Microstrip Balun on V-shaped Ground Plane. *Progress In Electromagnetics Research Symposium Hangzhou* 2005; 23-26.
- [2.15] I. D. Edward and D. Rees, A broadband printed dipole with integrated balun, *Microwave J*, (1987), 339 – 344.
- [2.16] 2. C. Votis, V. Christofilakis and P. Kostarakis, Geometry Aspects and Experimental Results of a Printed Dipole Antenna, *Int. J. Communications, Network and System Sciences*. 3, 97-100.
- [2.17] 3. G. S. Hilton, C. J. Railton, G. J. Ball, A. L. Hume, and M. Dean, Finite – difference time – domain analysis of a printed dipole antenna, *19th Int. IEEE Antennas and Propagation Conf*, (1995), 72 – 75.

- [2.18] 5. J. H. Winters, “On the capacity of radio communications systems with diversity in a Rayleigh fading environment,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, June 1987.
- [2.19] 6. B. G. Duffley, G. A. Morin, M. Mikavica, and Y. M. M. Antar, A wideband printed double-sided dipole array, *IEEE Trans Antennas Propag* 52 (2004).
- [2.20] 7. M. Bailey, Broad-band half-wave dipole, *IEEE Trans Antennas Propag* 30 (1984), 410 – 412.
- [2.21] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, vol.1, no. 2, Autumn 1996, pp. 41-59.
- [2.22] N. Michishita, H. Arai, M. Nakano, T. Satoh, & T. Matsuoka. 2000. FDTD analysis for printed dipole antenna with balun. *Asia Pacific Microwave Conf* . 739 – 742.
- [2.23] J. A. Ansari and R. B. Ram, “E-shaped patch symmetrically loaded with tunnel diodes for frequency agile/broadband operation,” *Progress in Electromagnetics Research B*, Vol. 1, 29 – 42, 2008.
- [2.24] N. G. Alexopoulos and I. E. Rana, “Mutual Impedance computation between printed dipole,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol ap-29, no. 1, January 1981.
- [2.25] J.-Fang Huang & J.-Wei Liang. 2008. Printed and Double – Sided Dipole Array Antennas With A Parallel Reflector. *Microwave and Optical Technology Letters*. 50.

[2.26] K. Lee & R. Chu. 1988. Analysis of Mutual Coupling Between a Finite Phased Array of Dipoles and Its Feed Network. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 36

[2.27] R. Garg & P. Bhartia & I. Bahl. & A. Ittipiboon. 2001. Microstrip Antenna Design Handbook. Boston – London: Artec House.

[2.28] Chae & S. Oh & S. Park. 2006. Analysis of Mutual Coupling, Correlations, and TARC in MIMO antenna array. International Symposium on Antennas and Propagation – ISAP.



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

---

## Εισαγωγή

Στο παρόν εδάφιο περιγράφεται η διαδικασία σχεδίασης και υλοποίησης του πομπού πολλαπλών εξόδων της πλατφόρμας MIMO. Αυτή η διάταξη πολλαπλών εξόδων πρόκειται να συνδεθεί κατάλληλα με τη στοιχειοκεραία εκπομπής. Συγκεκριμένα, στα χωρία αυτού του κεφαλαίου γίνεται μια εκτενής παρουσίαση της αρχιτεκτονικής της διάταξης του πομπού MIMO καθώς επίσης και των βασικών στοιχείων λειτουργίας της. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις δυνατότητες που προσφέρει αυτή η αρχιτεκτονική και οι οποίες αξιοποιούνται πλήρως κατά τη λειτουργία της ασύρματης ζεύξης MIMO.

### 3.1 Βασικές έννοιες λειτουργίας

Όπως αναφέρθηκε, η τεχνολογία MIMO προσφέρει σημαντικές και κρίσιμες τεχνικές για την αναβάθμιση της απόδοσης και της ποιότητας των παρεχόμενων υπηρεσιών στα ασύρματα δίκτυα επικοινωνιών. Η τεχνολογία αυτή στηρίζεται στη χρήση πολλαπλών στοιχείων-κεραίων εκπομπής και λήψης, υποστηρίζει τεχνικές διαφορισμού και χωρικής πολυπλεξίας, εκμεταλλευόμενη το πλούσιο σε σκεδαστές περιβάλλον διάδοσης. Συνάμα, επιτυγχάνει σημαντική αναβάθμιση της χωρητικότητας του ασύρματου διαύλου, αυξάνοντας τη τιμή του ορίου του ρυθμού αξιόπιστης μετάδοσης δεδομένων [3.4-3.6].

Επιπρόσθετα, η ανάπτυξη συστημάτων MIMO προωθεί την υλοποίηση αντίστοιχων μετρητικών διατάξεων οι οποίες παρέχουν ένα σημαντικό όγκο πειραματικών μετρήσεων των χαρακτηριστικών του διαύλου διάδοσης. Τα δεδομένα

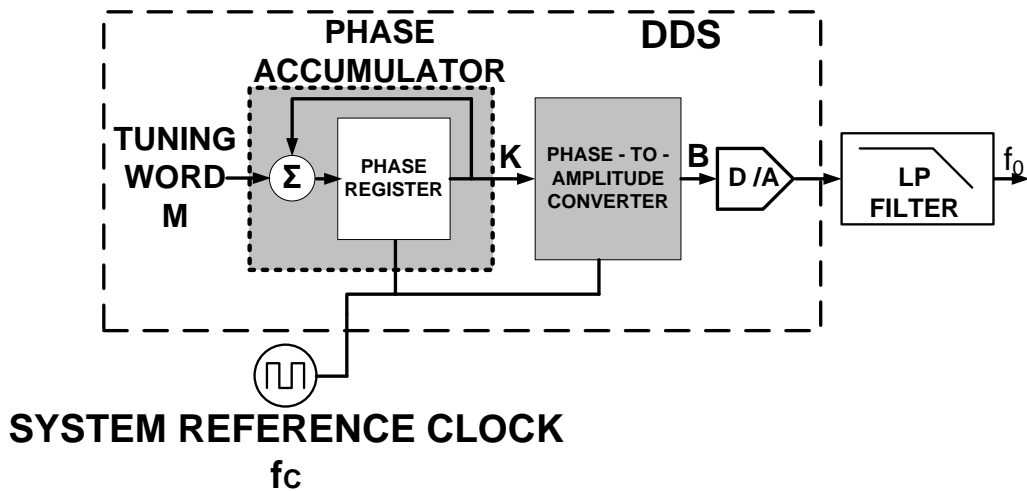
αυτά αξιοποιούνται κατάλληλα στην ανάπτυξη μαθηματικών μοντέλων περιγραφής καναλιού και στην αναβάθμιση και εξέλιξη των υπαρχόντων. Τεχνικές χρονικής, συχνοτικής πολυπλεξίας καθώς και πολυπλεξίας κωδίκων αποτελούν τις κυριότερες μεθόδους οι οποίες αξιοποιούνται σε αυτές τις μετρητικές διατάξεις [3.10].

Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι η τεχνολογία MIMO υποστηρίζει και τη τεχνική του ψηφιακού σχηματισμού δέσμης (digital beamforming), η οποία χρησιμοποιεί διατάξεις στοιχειοκεραιών που αποτελούνται από ομοιοκατευθυντικές κεραιές για να δημιουργήσει στοιχείο ακτινοβολίας υψηλής κατευθυντικότητας. Αυτό επιτυγχάνεται με κατάλληλες τεχνικές σηματοδοσίας που εφαρμόζονται στα σήματα των στοιχείων-κεραιών της [3.8,3.9].

Οι παραπάνω τεχνικές και μέθοδοι καθορίζουν τις απαιτούμενες προδιαγραφές λειτουργίας της διάταξης του πομπού MIMO, οι οποίες ακολουθήθηκαν πιστά στη σχεδίαση και την υλοποίηση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής της διάταξης του πομπού πολλαπλών εξόδων. Αυτή η διάταξη αξιοποιεί τη τεχνολογία DDS (Direct Digital Synthesis) και χρησιμοποιεί μια σειρά κυκλωμάτων μεικτών συχνοτήτων, ενίσχυσης και φιλτραρίσματος.

### 3.2 Τεχνολογία DDS

Η ακρίβεια συχνότητας και φάσης των διατάξεων ψηφιακών συνθετών συχνοτήτων είναι μόνο μερικά από τα κρίσιμα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους. Ειδικότερα, ένας ψηφιακός συνθέτης τεχνολογίας DDS αποτελεί μια γεννήτρια ημιτονικών σημάτων των οποίων το πλάτος, η συχνότητα και η φάση ελέγχονται με ψηφιακό τρόπο. Παράλληλα, η εξέλιξη αυτών των διατάξεων έδωσε τη δυνατότητα παραγωγής σημάτων ψηφιακής διαμόρφωσης (ASK, FSK, BPSK κ.τ.λ.). Σε κάθε περίπτωση, μία σταθερή και ακριβής κυματομορφή χρονοισμού χρησιμοποιείται ως αναφορά από την εκάστοτε διάταξη DDS για τη παραγωγή των αντίστοιχων σημάτων στην έξοδό της. Τα βασικά δομικά στοιχεία της τεχνολογίας DDS παρατίθενται στο σχήμα που ακολουθεί (3.1).



Σχήμα 3.1. Αρχιτεκτονική DDS

Στο παραπάνω σχήμα διακρίνονται ο συσσωρευτής φάσης (Phase Accumulator), ο μετατροπέας φάσης – πλάτους και ο Ψηφιακό- Αναλογικός μετατροπέας (Digital – to Analog Converter). Παράλληλα, φαίνονται οι διατάξεις του ρολογιού αναφοράς (System Reference Clock) και του χαμηλοπερατού φίλτρου (Low Pass Filter) οι οποίες δεν περιλαμβάνονται στη «καρδιά» του DDS ολοκληρωμένου κυκλώματος, αλλά υποστηρίζουν κατάλληλα τη λειτουργία του. Συγκεκριμένα, το σήμα χρονισμού αναφοράς ορίζει τη χρονική εκτέλεση των διαφόρων λειτουργιών και διεργασιών σε κάθε υποσύστημα του DDS, παρέχοντας τον απαιτούμενο συγχρονισμό. Αντίστοιχα, η διάταξη του χαμηλοπερατού φίλτρου αποκόπτει τα ανεπιθύμητα σήματα στην έξοδο του Ψηφιακό-Αναλογικού μετατροπέα, τα οποία προέρχονται από τις διεργασίες που εκτελούνται στα υποσυστήματα του DDS (δειγματοληψία, κβάντιση κ.α.). Παράλληλα, η αρχιτεκτονική της DDS διάταξης βασίζεται σε μια σειρά παραμέτρων τα οποία καθορίζουν τα χαρακτηριστικά του σήματος στην έξοδο της και στα οποία συγκαταλέγονται η ακρίβεια πλάτους, συχνότητας και φάσης της αντίστοιχης κυματομορφής. Οι βασικότερες από αυτές τις παραμέτρους είναι οι ακόλουθες:

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ

- (a) Ψηφιακή λέξη Συχνότητας  $M$
- (b) Συχνότητα σήματος χρονισμού  $f_c$
- (c) Διακριτική ικανότητα του συσσωρευτή φάσης  $N$  (σε bits)
- (d) Διακριτική ικανότητα πλάτους  $B$  (σε bits)
- (e) Διακριτική ικανότητα φάσης  $K$  (σε bits)
- (f) Συχνότητα σήματος στην έξοδο  $f_0$

Συγκεκριμένα, οι τρεις πρώτες παράμετροι καθορίζουν τη τιμή της τελευταίας παραμέτρου, δηλαδή της συχνότητας του σήματος στην έξοδο με βάση την ακόλουθη σχέση:

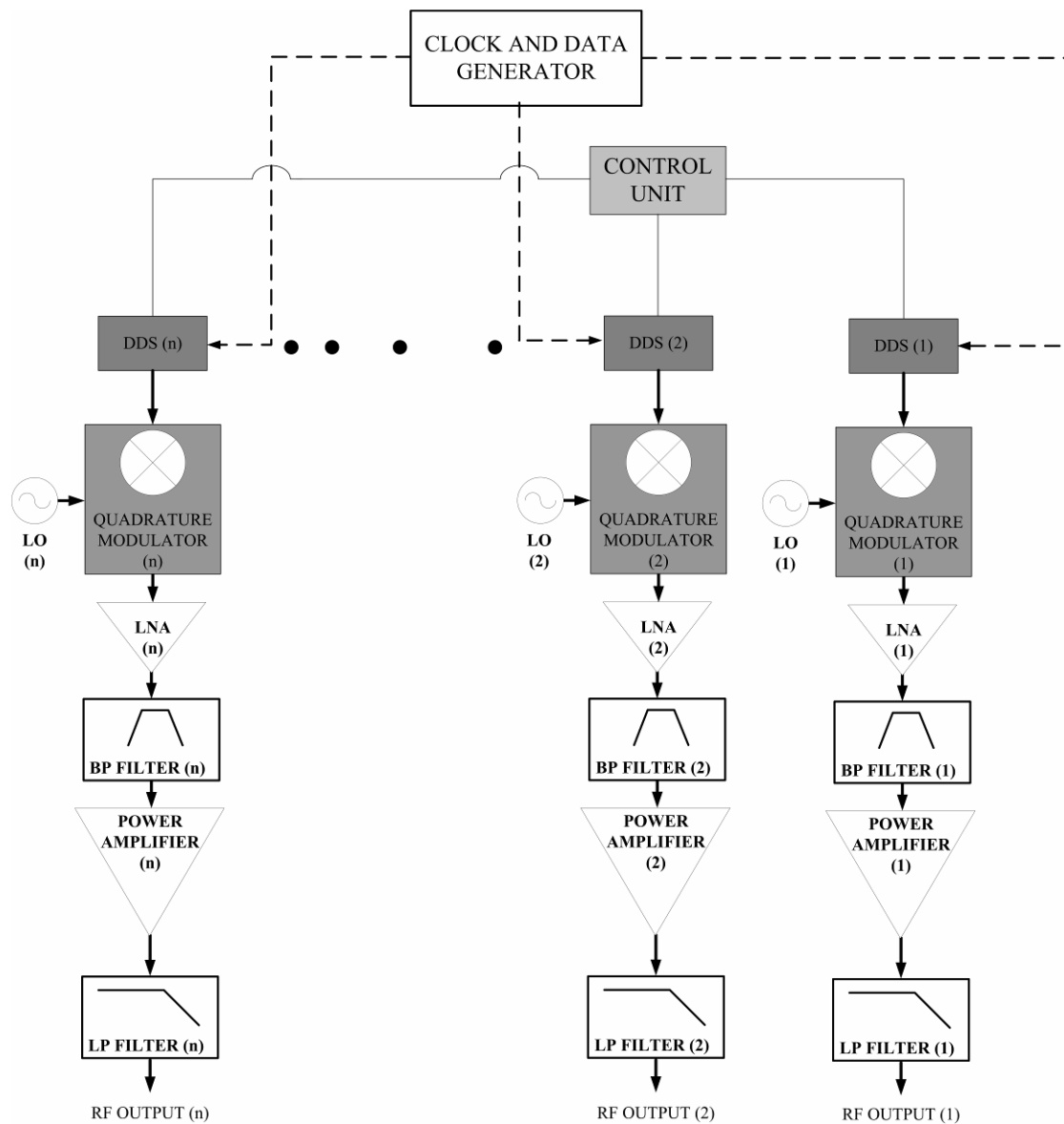
$$f_0 = M \cdot \frac{f_c}{2^N} \quad (3.1)$$

Σε αυτή τη σχέση η παράμετρος  $N$  καθορίζει την ελάχιστη διακριτική ικανότητα συχνότητας, η οποία ισούται με  $f_c / 2^N$ . Παρόμοια, η παράμετρος  $K$  καθορίζει την ελάχιστη διακριτική ικανότητα φάσης σύμφωνα με τη σχέση  $2\pi / 2^K$ , εκφρασμένη σε rads.

Ένα επιπλέον κρίσιμο στοιχείο λειτουργίας των διατάξεων DDS είναι ο δεσμευτικός περιορισμός στη συχνότητα του σήματος εξόδου. Πρακτικά, το εύρος ζώνης συχνοτήτων των κυματομορφών στην έξοδο της διάταξης του DDS, είναι άνω φραγμένο από το όριο του μισού της τιμής της συχνότητας του ρολογιού αναφοράς. Για το λόγο αυτό, αναπτύχθηκαν μια σειρά τεχνικών και μεθόδων, ώστε να ξεπεραστεί το συχνοτικό αυτό όριο, οι βασικότερες των οποίων είναι η χρήση πολλαπλών κυκλωμάτων βρόχων κλειδώματος φάσης (PLLs) και η ανάπτυξη πολλαπλών επιπέδων μείξης και ταλαντωτών. Η προτεινόμενη διάταξη του πομπού πολλαπλών εξόδων της πλατφόρμας MIMO σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε με βάση τις αρχές της δεύτερης τεχνικής [3.11-3.13,3.16-3.19].

### 3.3 Πομπός MIMO – Σχεδίαση & Κατασκευή

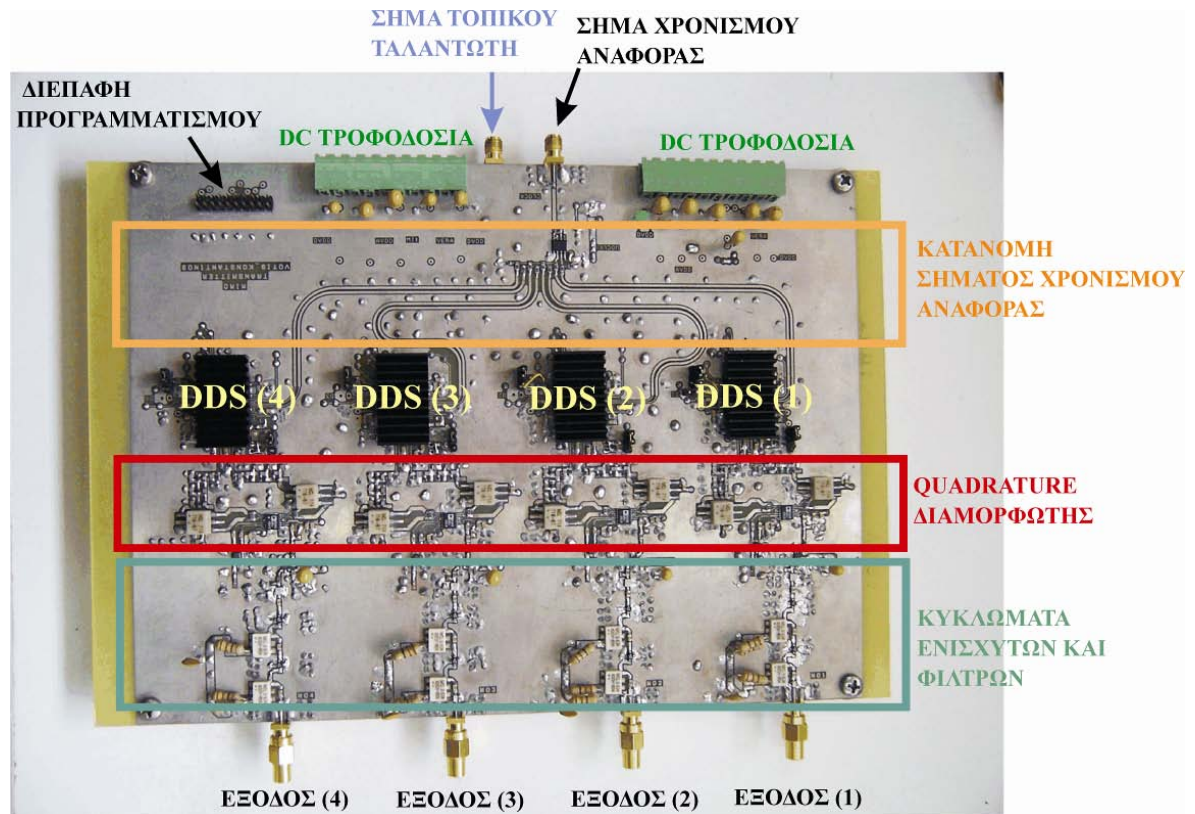
Η σχεδίαση και η υλοποίηση της διάταξης του πομπού MIMO πολλαπλών εξόδων βασίζεται στο σχηματικό διάγραμμα που ακολουθεί το οποίο δίνει συνάμα τη γενικευμένη αρχιτεκτονική που ακολουθήθηκε (σχήμα 3.2).



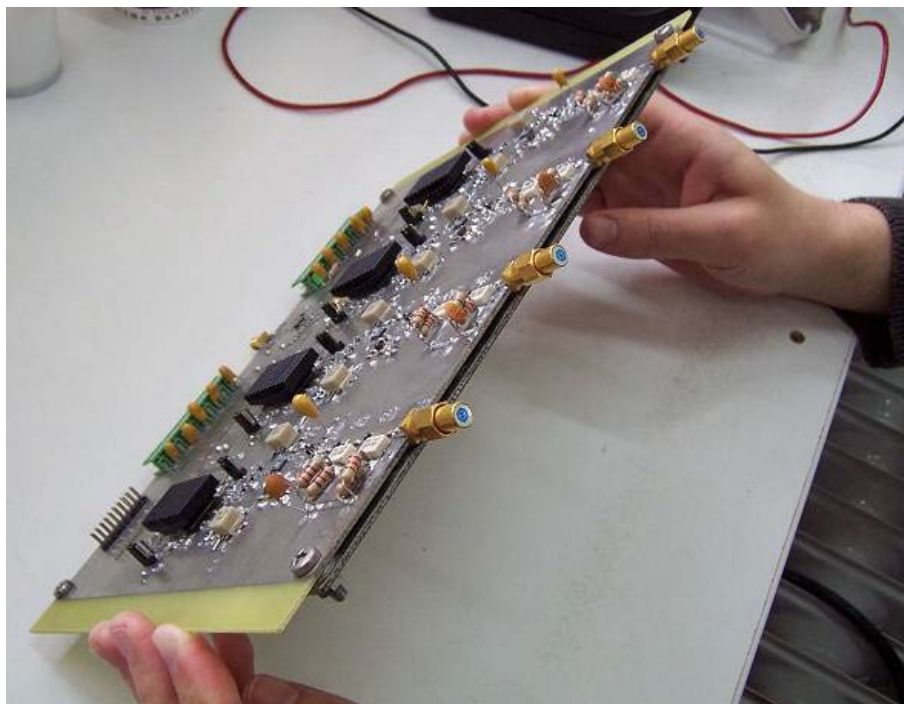
Σχήμα 3.2. Γενικευμένη αρχιτεκτονική πομπού MIMO

Με βάση αυτή την αρχιτεκτονική κατασκευάστηκε η ηλεκτρονική πλακέτα του πομπού MIMO τεσσάρων καναλιών – εξόδων. Δύο χαρακτηριστικές φωτογραφίες της παρατίθενται στα επόμενα σχήματα (3.3 και 3.4).

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ



Σχήμα 3.3. Ηλεκτρονική πλακέτα πομπού MIMO τεσσάρων εξόδων (Πανοραμική άποψη)



Σχήμα 3.4. Ηλεκτρονική πλακέτα πομπού MIMO τεσσάρων εξόδων (Προφίλ)

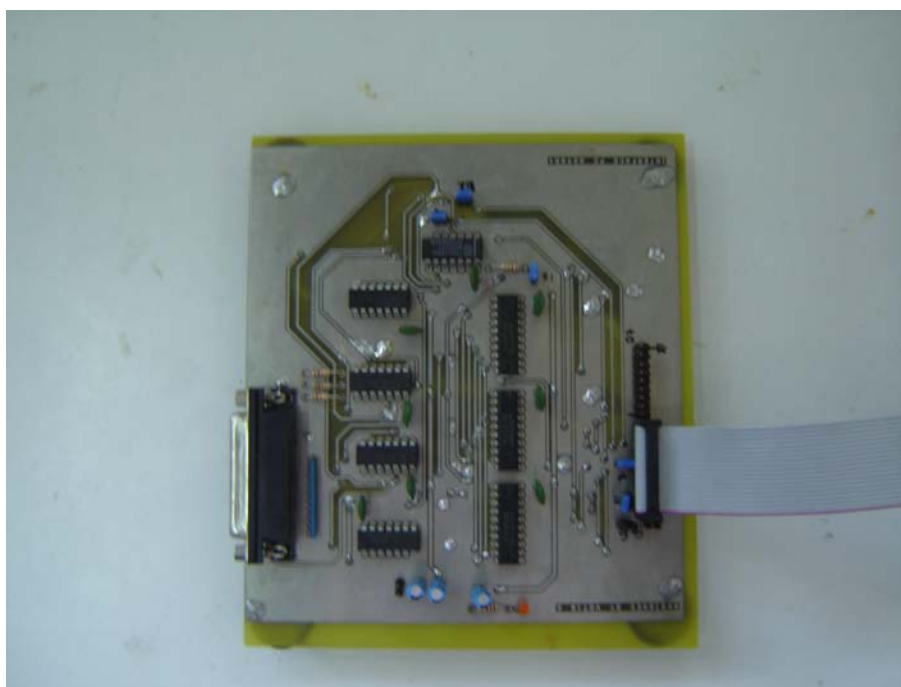
Από τη μορφή των δύο παραπάνω σχημάτων φαίνεται ότι η διάταξη του πομπού τεσσάρων καναλιών αποτελείται από τέσσερις όμοιες μονάδες, με συγχρονισμένη λειτουργία και αντίστοιχες εξόδους, οι οποίες μέσω ομοαξονικών καλωδίων μπορούν να τροφοδοτήσουν μια κεραιοσυστοιχία κεραιών τεσσάρων στοιχείων.

Σε καθεμιά από τις τέσσερις μονάδες οι σε φάση και εκτός φάσης κατά  $90^0$  ( $I$  &  $Q$ ) έξοδοι του κυκλώματος DDS οδηγούν τις αντίστοιχες εισόδους ενός Quadrature διαμορφωτή με σήματα ενδιάμεσης συχνότητας (IF), αρχικής φάσης, πλάτους και ορισμένου τύπου διαμόρφωσης. Οι τέσσερις αυτοί παράμετροι καθορίζονται ψηφιακά κατά τη διαδικασία προγραμματισμού της διάταξης του DDS. Έτσι τα επιθυμητά σήματα ( $I$  &  $Q$ ) στις εξόδους του DDS εισέρχονται στον Quadrature διαμορφωτή, ο οποίος εκτελεί τις διεργασίες που απαιτούνται για την ύψωση της συχνότητας του σήματος από την ενδιάμεση τιμή της (IF) στην επιθυμητή ραδιοσυχνότητα (RF) στη περιοχή των  $2.4\text{ GHz}$ . Για την πραγματοποίηση αυτών των διεργασιών ο Quadrature διαμορφωτής σε κάθε μονάδα του πομπού τροφοδοτείται με κατάλληλης συχνότητας σήμα τοπικού ταλαντωτή (LO), μέσω ενός 1 – προς – 4 διαιρέτη ισχύος. Το σήμα στην είσοδο του τελευταίου προέρχεται από γεννήτρια του εργαστηρίου, έχοντας ως αναφορά το σήμα χρονισμού των διατάξεων DDS. Επιπρόσθετα, η ηλεκτρονική πλακέτα του διαιρέτη ισχύος 1 – προς – 4 ενσωματώνεται κατάλληλα στο τυπωμένο κύκλωμα του σχήματος 3.3. Στη συνέχεια, η έξοδος του μείκτη συχνοτήτων τροφοδοτεί ένα κύκλωμα ενίσχυσης και φιλτραρίσματος (LNA –Low Noise Amplifier, BPF – Band Pass Filter, Power Amplifier και Low Pass Filter), ώστε η απόληξη κάθε μονάδας να παρέχει μονοχρωματικό σήμα ενός τόνου ή σήμα ψηφιακής διαμόρφωσης με επίπεδο μέσης ισχύος που προσεγγίζει τα  $12\text{ dBm}$ . Στη λειτουργία του προτεινόμενου συστήματος ασύρματης ζεύξης χρησιμοποιήθηκε επίσης η δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (BPSK) με ρυθμό δεδομένων που προσεγγίζει τα  $10\text{ Mbps}$ , λόγω του περιορισμού  $0.1\text{ GHz}$  εύρους ζώνης συχνοτήτων που θέτουν οι διατάξεις των φίλτρων στην έξοδο των Quadrature διαμορφωτών [3.14,3.20-3.22].

Επίσης, η βαθμίδα Clock and Data Generator αντιπροσωπεύει δύο γεννήτριες του εργαστηρίου. Η μία γεννήτρια παράγει το σήμα χρονισμού και το σήμα τοπικού ταλαντωτή και η άλλη παρέχει τα δεδομένα που χρησιμοποιούνται στις ψηφιακές διαμορφώσεις στις εισόδους των διατάξεων των DDS. Παρόμοια, η βαθμίδα του Control Unit αντιστοιχεί σε μία ηλεκτρονική πλακέτα με κατάλληλα ολοκληρωμένα κυκλώματα για τον προγραμματισμό των διατάξεων DDS με τη βοήθεια προσωπικού

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ

υπολογιστή μέσω της αντίστοιχης διεπαφής (Παράλληλη θύρα). Επίσης, η εν λόγω διάταξη λειτουργεί και ως μέσο απομόνωσης μεταξύ της ηλεκτρονικής πλακέτας του πομπού τεσσάρων εξόδων και του προσωπικού υπολογιστή. Το σχήμα 3.5 παρουσιάζει μια χαρακτηριστική φωτογραφία του αντίστοιχου τυπωμένου κυκλώματος [3.14].



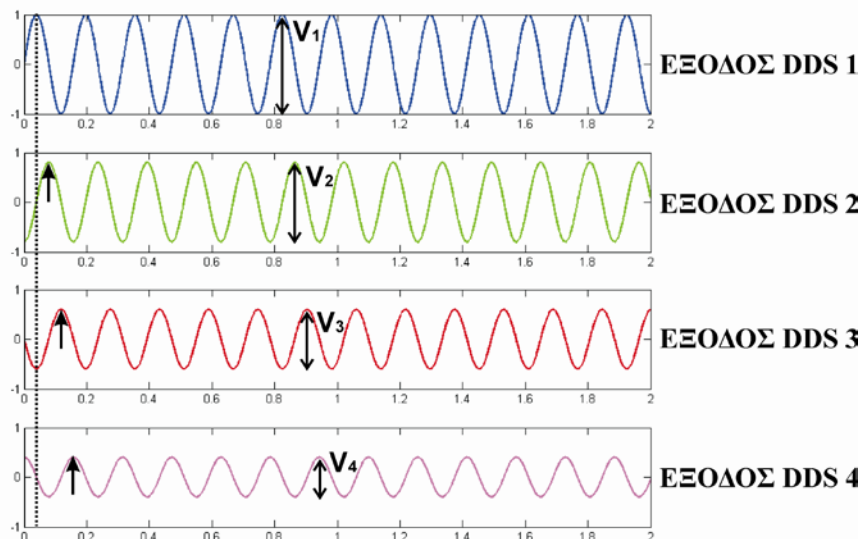
Σχήμα 3.5. Ηλεκτρονική πλακέτα προγραμματισμού και διαχείρισης των διατάξεων DDS, μέσω προσωπικού υπολογιστή

Όπως αναφέρθηκε επίσης, η πρώτη βαθμίδα κάθε μονάδας του πομπού πολλαπλών εξόδων αντιστοιχεί στο κύκλωμα της διάταξης του DDS. Για τον συγχρονισμό των τεσσάρων διατάξεων DDS χρησιμοποιείται ένα σήμα ρολογιού συχνότητας  $0.01\text{ GHz}$ , παραγόμενο από τη γεννήτρια του εργαστηρίου. Το σήμα αυτό σε κάθε πυρήνα των τεσσάρων διατάξεων DDS υφίσταται κατάλληλη επεξεργασία, ώστε η συχνότητα του να πολλαπλασιαστεί εσωτερικά φθάνοντας την τιμή των  $0.18\text{ GHz}$ . Αυτή η τιμή σε συνδυασμό με τη  $48\text{ - bits}$  χωρητικότητα του καταχωρητή συχνότητας του κυκλώματος του DDS καθορίζει τη διακριτική ικανότητα της συχνότητας του σήματος στην έξοδό του, η οποία προσεγγίζει την τιμή των  $0.64\text{ MHz}$ . Αυτή η τιμή κρίνεται εξαιρετική για την εφαρμογή σε συστήματα ασύρματης ζευξης MIMO.



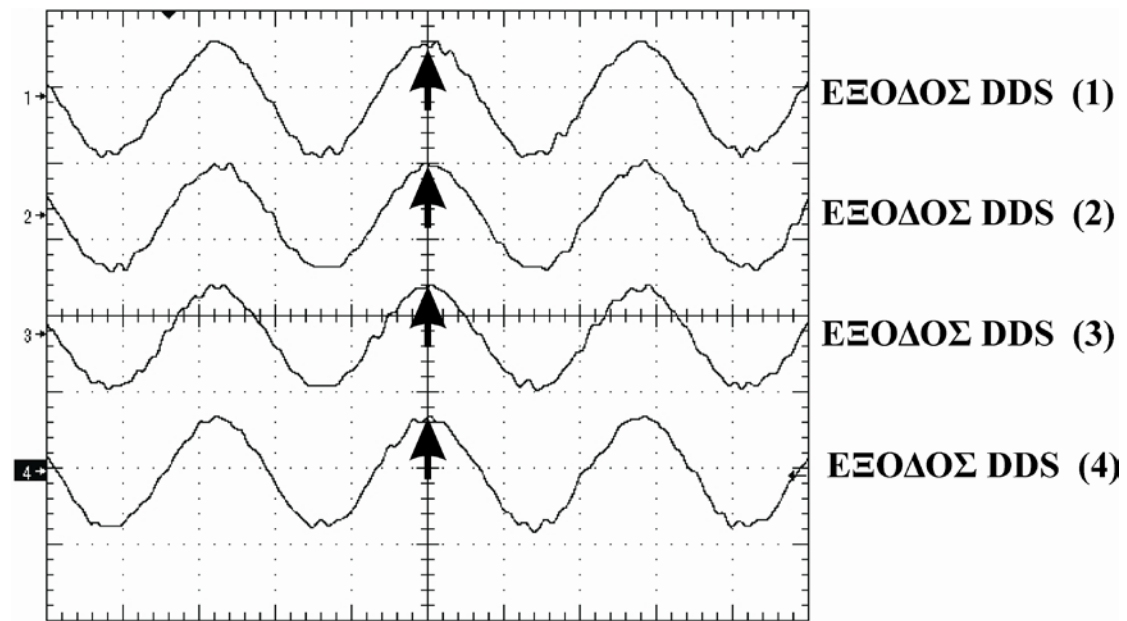
Επίσης, η αρχιτεκτονική DDS χαρακτηρίζεται και από υψηλή διακριτική ακρίβεια πλάτους στο σήμα εξόδου, μέσω του καταχωρητή πλάτους χωρητικότητας  $12 - bits$ . Παράλληλα, η διακριτική ικανότητα φάσης του σήματος εξόδου του DDS κυκλώματος προσεγγίζει την τιμή των  $0.022 \text{ μοιρών}$ . Ιδιαίτερα, αυτή η δυνατότητα που παρέχει η τεχνολογία των DDS είναι πολύ σπουδαία σε εφαρμογές ψηφιακού σχηματισμού δέσμης και για το λόγο αυτό θα αναλυθεί εκτενώς σε επόμενο εδάφιο [3.14].

Ενδεικτικά, οι παραπάνω ιδιότητες των DDS κυκλωμάτων παρουσιάζονται στα τρία επόμενα σχήματα (3.6, 3.7 και 3.8). Στο πρώτο εμφανίζονται τα τέσσερα σήματα από τις εξόδους  $I$  των DDS διατάξεων κάθε μονάδας του πομπού MIMO. Αυτά τα σήματα εξόδου  $I$ , έχουν την ίδια συχνότητα, ενώ το πλάτος τους παρουσιάζει διαδοχικά φθίνουσα εξέλιξη. Ταυτόχρονα, η αρχική τους φάση ολισθαίνει διαδοχικά κατά  $90 \text{ μοίρες}$ . Το δεύτερο σχήμα παρουσιάζει για λόγους σύγκρισης δύο εικόνες από ψηφιακό παλμογράφο των τεσσάρων σημάτων στις εξόδους  $I$  των κυκλωμάτων DDS. Στη μία εξ αυτών τα τέσσερα σήματα έχουν τα ίδια ακριβώς χαρακτηριστικά, ενώ στην άλλη η αρχική τους φάση ολισθαίνει διαδοχικά κατά  $90 \text{ μοίρες}$ . Το τρίτο σχήμα παρουσιάζει ένα στιγμιότυπο πειραματικών μετρήσεων, όπου με τη βοήθεια του ψηφιακού παλμογράφου έγινε καταγραφή των ψηφιακών δεδομένων και του αντίστοιχου διαμορφωμένου σήματος BPSK στην έξοδο  $I$  ενός DDS κυκλώματος.

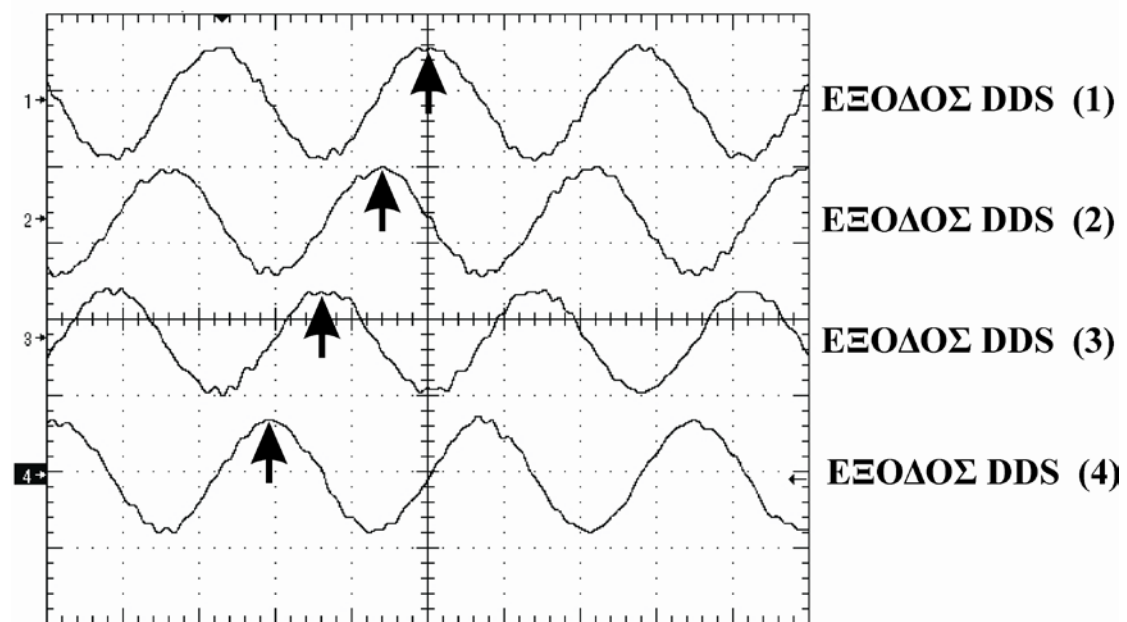


Σχήμα 3.6. Σήματα εξόδου τεσσάρων DDS, ίδιας συχνότητας, διαφορετικού πλάτους και διαδοχικής ολίσθησης φάσης  $90 \text{ μοιρών}$ .

ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ



(a)

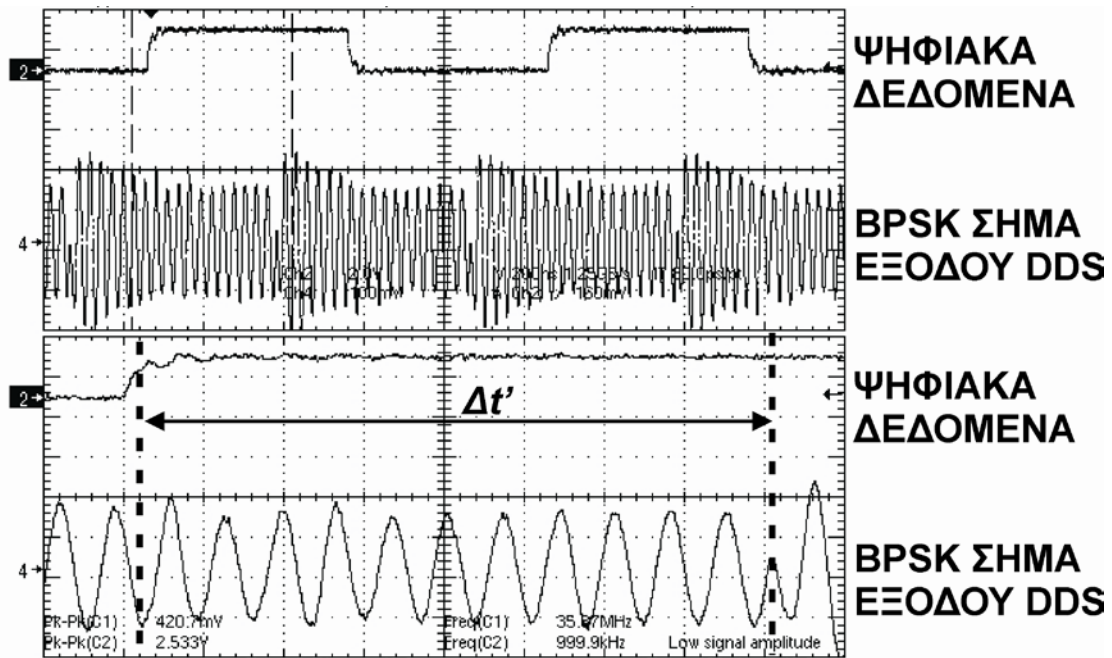


(b)

Σχήμα 3.7. Σήματα εξόδου τεσσάρων DDS ίδιας συχνότητας και πλάτους

(a) διαδοχικής ολίσθησης φάσης 0 μοιρών

(b) διαδοχικής ολίσθησης φάσης 90 μοιρών



Σχήμα 3.8. Σήμα ψηφιακών δεδομένων χρήστη στην είσοδο του DDS και αντίστοιχο σήμα διαμορφωμένου BPSK στην έξοδό του

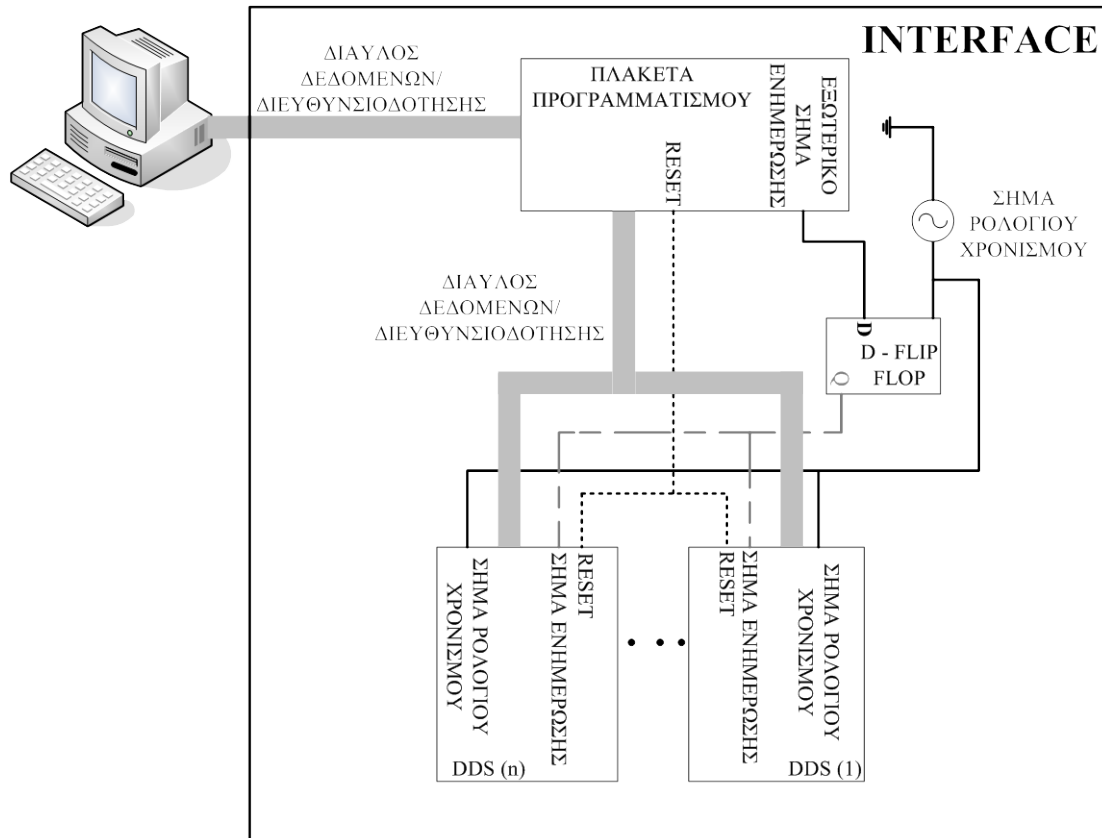
Στο τρίτο σχήμα είναι ευδιάκριτες οι μεταβολές φάσης  $180$  μοιρών του διαμορφωμένου σήματος, ανάλογα με το bit των δεδομένων. Τα χαρακτηριστικά αυτών των μεταπτώσεων φάσης καθορίζονται ψηφιακά, μέσω του προγραμματισμού των δύο καταχωρητών φάσης του πυρήνα κάθε κυκλώματος DDS. Επίσης, στο σχήμα 3.8, η παράμετρος  $\Delta t'$  αντιπροσωπεύει τη χρονική διάρκεια της καθυστέρησης μεταξύ της εναλλαγής της λογικής κατάστασης των ψηφιακών δεδομένων και της αντίστοιχης μετάπτωσης φάσης του διαμορφωμένου BPSK σήματος.

Καθίσταται λοιπόν σαφές πως η τεχνολογία των DDS κυκλωμάτων προσφέρει δυνατότητες που μπορεί να αξιοποιηθούν στην ανάπτυξη τεχνικών διαφορισμού και χωρικής πολυπλεξίας στο πομπό. Πρακτικά, η διάταξη του πομπού τεσσάρων καναλιών μπορεί να παράγει τέσσερα ανεξάρτητα κανάλια διαμορφωμένων ή μονοχρωματικών σημάτων, τα οποία είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους και διαθέτουν την επιθυμητή συχνότητα στη περιοχή των  $2.4$  GHz καθώς και τις απαιτούμενες αρχικές φάσεις και πλάτη [3.4-3.7].

Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφερθεί ότι μεταξύ των μονάδων του πομπού MIMO υπάρχουν μικρές διαφορές στο μήκος των μικροταινιακών λωρίδων τους οι οποίες σε συνδυασμό με τις αποκλίσεις που εμφανίζουν τα αντίστοιχα ολοκληρωμένα

κυκλώματα εκ κατασκευής τους, δημιουργούν την απαίτηση αρχικοποίησης της διάταξης του [3.2,3.3]. Το σύνολο των αποκλίσεων αυτών έχει ποσοτικοποιηθεί και οι αντίστοιχες τιμές λαμβάνονται πάντοτε υπόψιν πριν τη χρήση της διάταξης του πομπού MIMO και συγκεκριμένα πριν τη διαδικασία προγραμματισμού των DDS βαθμίδων. Σε αντίστοιχο εδάφιο του παρόντος κεφαλαίου περιλαμβάνεται η διαδικασία της ποσοτικοποίησης των αποκλίσεων μεταξύ των μονάδων του πομπού MIMO.

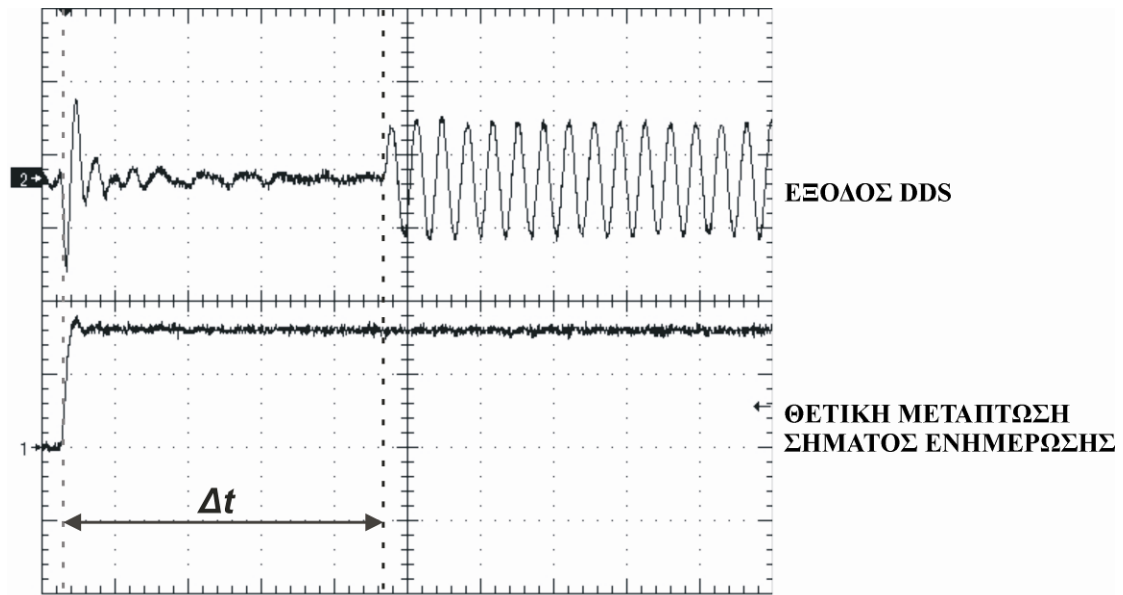
Ένα επίσης σημαντικό στοιχείο που αναφέρθηκε παραπάνω σχετίζεται με το συγχρονισμό των μονάδων της ηλεκτρονικής πλακέτας του πομπού MIMO, ο οποίος αποτελεί μία από τις βασικότερες απαιτήσεις που ορίζονται από τις προδιαγραφές λειτουργίας του. Για την επίτευξη λοιπόν του συγχρονισμού στη λειτουργία των μονάδων του πομπού τεσσάρων εξόδων δύο ήταν οι βασικές προϋποθέσεις. Η πρώτη αντιστοιχεί στην απαίτηση για διπολική κατανομή του σήματος χρονισμού στις αντίστοιχες εισόδους των DDS κυκλωμάτων μέσω μικροταινιακών λωρίδων ίσου μήκους, ενώ η δεύτερη προϋπόθεση όριζε συγκεκριμένο τρόπο παροχής του σήματος ενημέρωσης (I/O Update Clock) στις αντίστοιχες εισόδους των κυκλωμάτων αυτών. Με αυτό το σήμα ενημέρωσης ενεργοποιείται ο εσωτερικός πυρήνας των DDS κυκλωμάτων και στις εξόδους τους εμφανίζονται τα σήματα ενδιάμεσης συχνότητας με χαρακτηριστικά που ορίζονται από τους αντίστοιχους καταχωρητές τους. Ταυτόχρονα, υπήρχε η απαίτηση τα σήματα χρονισμού και ενημέρωσης να είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους, με τη βοήθεια ενός κυκλώματος D – flip flop. Το σχήμα 3.9 παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα το οποίο παραθέτει τη συνδεσμολογία των αντίστοιχων τμημάτων για την επίτευξη του συγχρονισμού των μονάδων του πομπού MIMO [3.15,3.18].



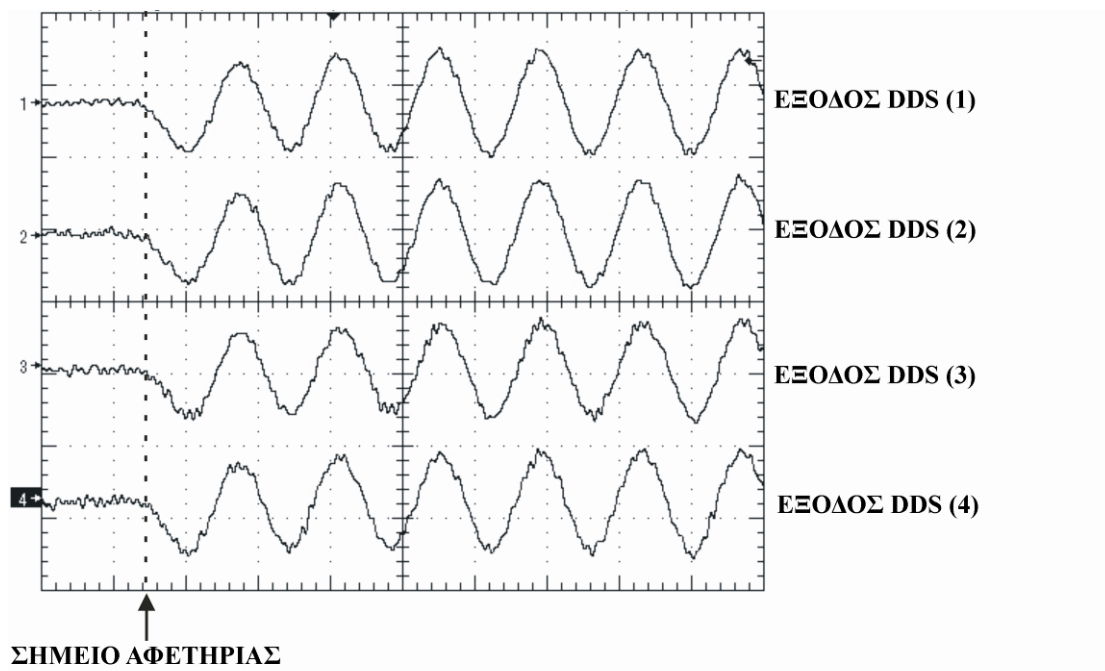
Σχήμα 3.9 Σχηματικό διάγραμμα διατάξεων για το συγχρονισμό των μονάδων του πομπού MIMO

Με τη παραπάνω συνδεσμολογία λοιπόν επιτυγχάνεται ο συγχρονισμός των μονάδων του πομπού MIMO. Ενδεικτικά, το σχήμα 3.10 παρουσιάζει ένα στιγμιότυπο πειραματικών μετρήσεων σε ψηφιακό παλμογράφο του σήματος ενημέρωσης και του αντίστοιχου σήματος στην έξοδο ενός από τα τέσσερα DDS κυκλώματα. Επίσης, το σχήμα 3.11 παραθέτει τα τέσσερα συγχρονισμένα σήματα των εξόδων των DDS διατάξεων τα οποία οδηγούν τις *I* εισόδους του quadrature διαμορφωτή.

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ



Σχήμα 3.10. Εμφάνιση του σήματος εξόδου του DDS κυκλώματος μετά την ενεργοποίηση του σήματος ενημέρωσης

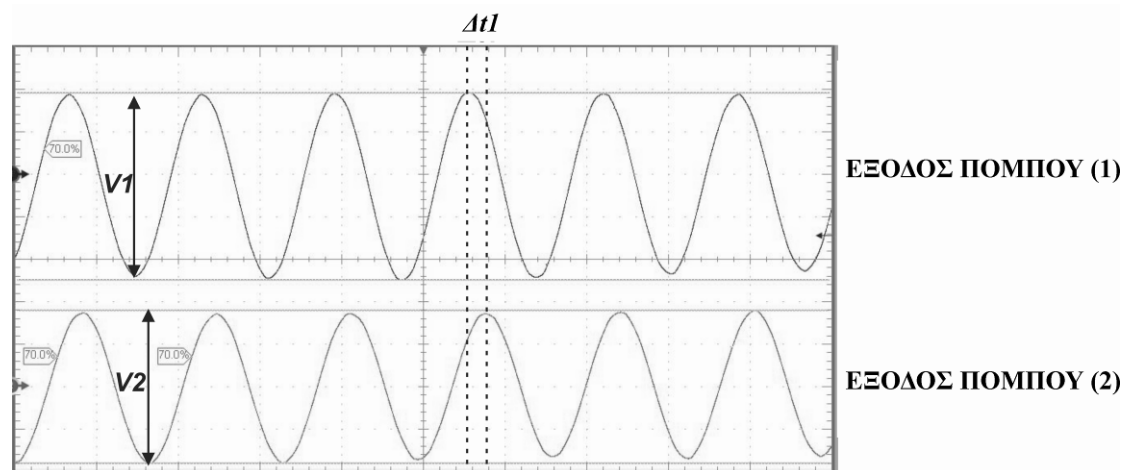


Σχήμα 3.11. Συγχρονισμός των σημάτων εξόδων των τεσσάρων DDS κυκλωμάτων

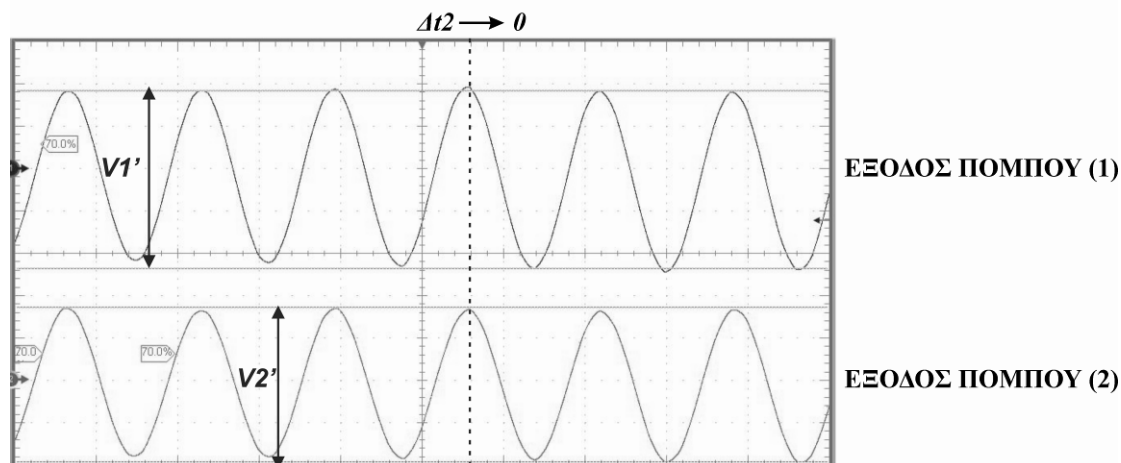
Στο πρώτο σχήμα, η παράμετρος  $\Delta t$  αντιστοιχεί στο χρονικό διάστημα που μεσολαβεί μεταξύ της άφιξης του σήματος ενημέρωσης στην είσοδο του κυκλώματος DDS και στην εμφάνιση του αντίστοιχου σήματος στην έξοδό του. Αντίστοιχα, στο δεύτερο σχήμα φαίνεται το κοινό σημείο «αφετηρίας» του σήματος εξόδου κάθε διάταξης DDS και μάλιστα διακρίνεται ότι η αρχική φάση τους έχει την ίδια τιμή.

Με βάση λοιπόν τα αποτελέσματα αυτών των πειραματικών δοκιμών και μετρήσεων καθίσταται σαφές πως ο συγχρονισμός μεταξύ των μονάδων του πομπού MIMO έχει επιτευχθεί. Συνεπώς, η αρχιτεκτονική DDS δίνει τη δυνατότητα καθορισμού των χαρακτηριστικών των τεσσάρων ανεξάρτητων σημάτων στις εξόδους της πλακέτας του πομπού MIMO, είτε στο αρχικό, είτε στο ενδιάμεσο στάδιο λειτουργία της. Δηλαδή, τα χαρακτηριστικά αυτά των σημάτων μπορούν να τροποποιούνται οποιαδήποτε στιγμή το απαιτεί η εκάστοτε εφαρμογή, αρκεί να ενημερωθούν κατάλληλα οι αντίστοιχοι καταχωρητές των κυκλωμάτων DDS.

Ενδεικτικά, η μορφή των σημάτων εξόδου δύο εκ των τεσσάρων καναλιών της διάταξης του πομπού MIMO σε δύο διαφορετικά στιγμιότυπα μιας πειραματικής διαδικασίας ασύρματης ζεύξης παρουσιάζονται στα επόμενα σχήματα. Συγκεκριμένα, το σχήμα 3.12 παρουσιάζει τα σήματα των εξόδων 1 και 2 του πομπού MIMO με ίση συχνότητα, διαφορετικά πλάτη  $V1$  και  $V2$  και χρονική διαφορά  $\Delta t1$ . Αντίστοιχα, στο σχήμα 3.13, τα δύο αυτά σήματα έχουν και πάλι την ίδια συχνότητα, άλλες τιμές πλατών  $V1'$  και  $V2'$ , ενώ η χρονική τους διαφορά  $\Delta t2$  είναι σχεδόν μηδενική.



Σχήμα 3.12. Έξοδος καναλιών 1 & 2 του πομπού MIMO με διαφορετικά πλάτη και φάσεις



Σχήμα 3.13. Έξοδος καναλιών 1 & 2 του πομπού MIMO με διαφορετικά πλάτη και μηδενική διαφορά φάσης

### 3.4 Πομπός MIMO στη πράξη

Στο παρόν εδάφιο γίνεται μια σύντομη περιγραφή των διαδικασιών που πραγματοποιήθηκαν για την αρχικοποίηση της λειτουργίας της ηλεκτρονικής πλακέτας του πομπού MIMO και ταυτόχρονα παρουσιάζονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα.

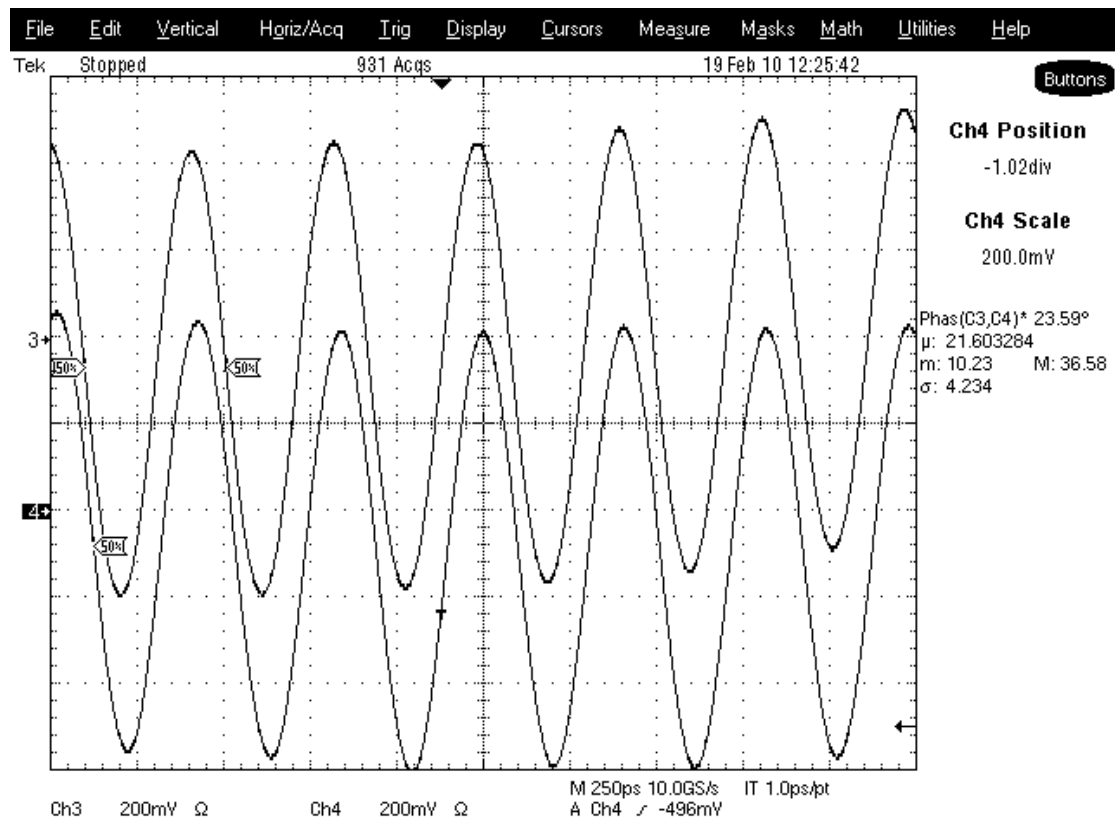
Πιο συγκεκριμένα, σε πρώτο στάδιο πραγματοποιήθηκε ο προγραμματισμός των κυκλωμάτων DDS της διάταξης του πομπού MIMO, ώστε να παράγουν στις εξόδους τους ημιτονικό σήμα συχνότητας  $0.036 \text{ GHz}$ , μηδενικής αρχικής φάσης και σταθερού πλάτους στη μέγιστη επιτρεπτή τιμή. Στη συνέχεια, εφαρμόστηκε σήμα τοπικού ταλαντωτή σε κάθε quadrature διαμορφωτή συχνότητας  $2.4 \text{ GHz}$  και ισχύος  $6 \text{ dBm}$ , με αποτέλεσμα στις εξόδους του πομπού MIMO να εμφανιστούν ημιτονικά σήματα σταθερού πλάτους, αυθαίρετης αρχικής φάσης και συχνότητας  $2.436 \text{ GHz}$ . Ο βασικός στόχος της παρούσας πειραματικής διαδικασίας ήταν ο προσδιορισμός των πιθανών αποκλίσεων συχνότητας, πλάτους και φάσης των σημάτων των τεσσάρων εξόδων του πομπού MIMO και η ποσοτικοποίηση τους. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκε αυθαίρετα το σήμα της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO ως σήμα αναφοράς στις πειραματικές μετρήσεις που ακολούθησαν. Για αυτές χρησιμοποιήθηκαν δύο ομοαξονικά καλώδια τα οποία είχαν εξεταστεί με τη βοήθεια διανυσματικού αναλυτή



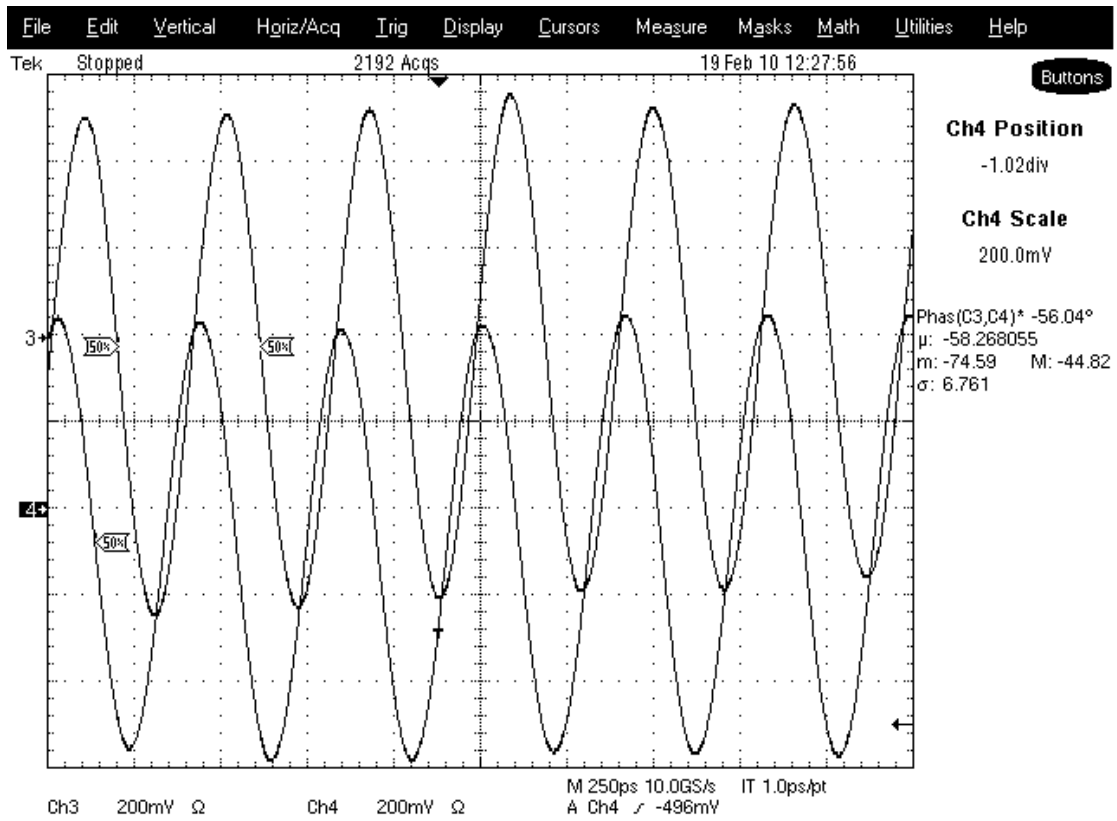
δικτυωμάτων, ώστε να μην παρουσιάζουν αποκλίσεις πλάτους, συχνότητας και φάσης στα σήματα που διέρχονται από αυτά. Πρακτικά, τα δύο αυτά ομοαξονικά καλώδια, ως μέσα διάδοσης σημάτων συχνότητας στη περιοχή των  $2.4\text{ GHz}$ , προκαλούν σε αυτά την ίδια εξασθένηση πλάτους και την ίδια ολίσθηση φάσης. Με παρόμοιο τρόπο ελέγχθηκαν τα κανάλια τρία και τέσσερα του ψηφιακού παλμογράφου του εργαστηρίου, ώστε να αποφευχθεί κάθε σφάλμα μέτρησης λόγω πιθανών αποκλίσεων.

Αφού ολοκληρώθηκε λοιπόν η διαδικασία αρχικοποίησης του μετρητικού συστήματος (ομοαξονικά καλώδια και ψηφιακός παλμογράφος), ξεκίνησε η διεργασία προσδιορισμού των αποκλίσεων πλάτους, φάσης και συχνότητας των σημάτων στις εξόδους του πομπού MIMO. Σε κάθε περίπτωση, το κανάλι τέσσερα του παλμογράφου ήταν μόνιμα συνδεδεμένο στην έξοδο τέσσερα της ηλεκτρονικής πλακέτας του πομπού MIMO, ενώ το κανάλι τρία συνδεόταν κάθε φορά σε μία από τις άλλες τρεις εξόδους της. Τα σχήματα 3.14, 3.15 και 3.16 παραθέτουν για κάθε συνδυασμό συνδέσεων αντίστοιχα τις εικόνες των πειραματικών μετρήσεων έτσι όπως προέκυψαν από τον ψηφιακό παλμογράφο.

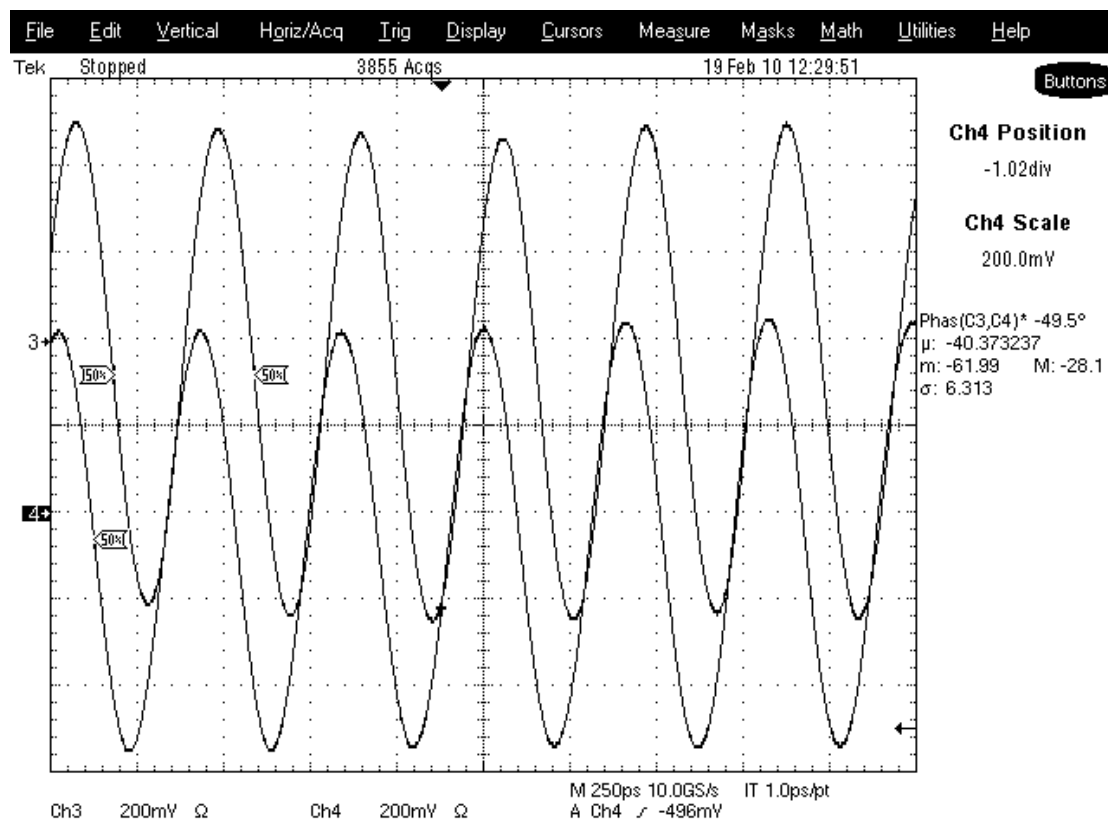
# ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ



Σχήμα 3.14. Καταγραφή των σημάτων της πρώτης και της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO από τον παλμογράφο



Σχήμα 3.15. Καταγραφή των σημάτων της δεύτερης και της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO από τον παλμογράφο

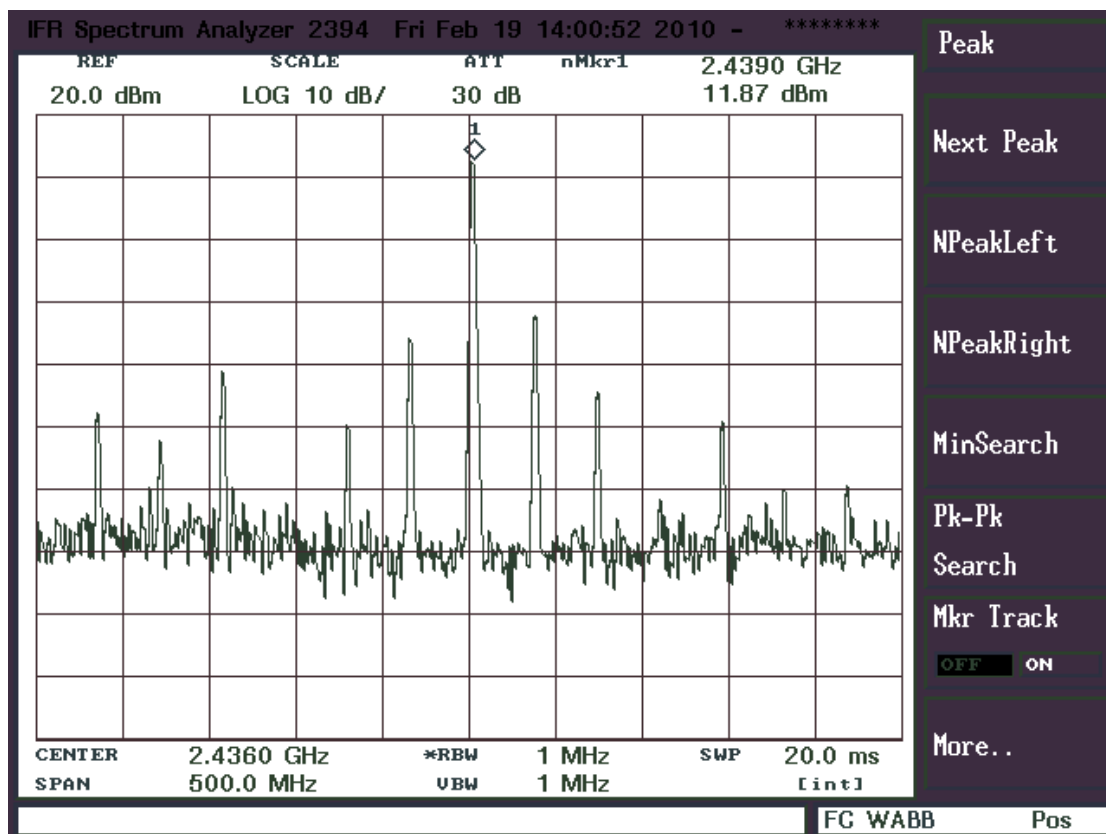


Σχήμα 3.16. Καταγραφή των σημάτων της τρίτης και της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO από τον παλμογράφο

Από τις εικόνες αυτές και τα αντίστοιχα αποτελέσματα των μετρήσεων του παλμογράφου που εμφανίζονται δεξιά των κυματομορφών μπορεί εύκολα να συμπεράνει κανείς ότι τα σήματα και των τεσσάρων εξόδων της ηλεκτρονικής πλακέτας του πομπού MIMO είναι ημιτονοειδείς κυματομορφές σταθερού πλάτους, συχνότητας και αρχικής φάσης. Πιο συγκεκριμένα, τα πλάτη από κορυφή σε κορυφή και των τεσσάρων ημιτονοειδών κυματομορφών προσεγγίζουν περίπου την τιμή του  $1\text{ Volt}$ , ενώ η συχνότητα τους είναι σταθερή και έχει την τιμή των  $2.436\text{ GHz}$ . Οι δύο αυτές διαπιστώσεις επιβεβαιώνονται από τη διαδικασία του προγραμματισμού των DDS της διάταξης του πομπού MIMO και από την επιλογή της τιμής της συχνότητας του σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Αντίθετα, φαίνεται πως κάθε μονάδα προκαλεί διαφορετική ολίσθηση φάσης στο σήμα που τη διαρρέει με αποτέλεσμα τα τέσσερα σήματα να εμφανίζουν αντίστοιχες αποκλίσεις. Πράγματι, η ημιτονοειδής κυματομορφή της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO προηγείται κατά περίπου  $22\text{ μοίρες}$  έναντι της πρώτης, ενώ η δεύτερη και η τρίτη καθυστερούν κατά περίπου  $58$

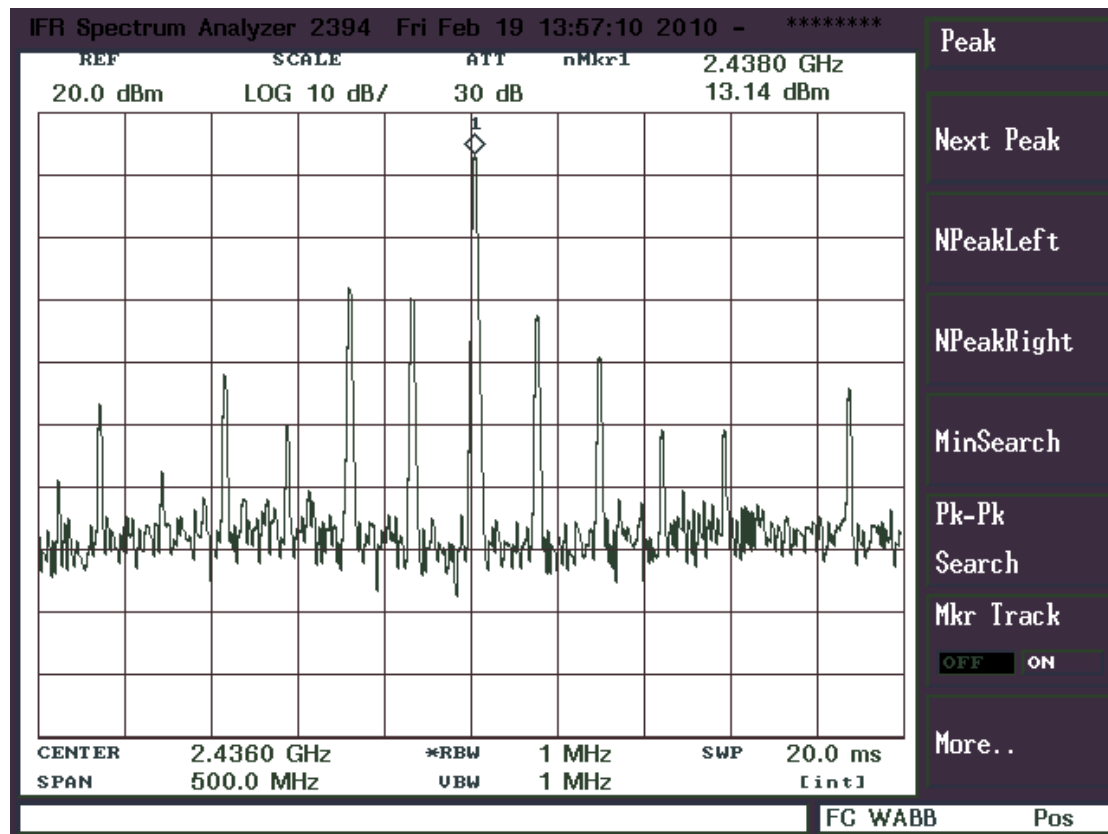
και 40 μοίρες, αντίστοιχα. Αυτές οι αποκλίσεις φάσεις οφείλονται πιθανότατα στις διαφορές των δρόμων που ακολουθούν τα σήματα στην ηλεκτρονική πλακέτα του πομπού καθώς και στις αντίστοιχες αποκλίσεις που εισάγονται από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και τα παθητικά στοιχεία της.

Στο σημείο αυτό είναι ανάγκη να καταστεί σαφές ότι τα πλάτη των ημιτονικών σημάτων στις τέσσερις εξόδους του πομπού MIMO δεν μετρήθηκαν με τη πραγματική τους τιμή, λόγω αδυναμίας του ψηφιακού παλμογράφου να δειγματοληπτήσει σωστά ραδιοσήματα στη περιοχή συχνοτήτων των 2.4 GHz. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκε ο αναλυτής φάσματος του εργαστηρίου, με τον οποίο είναι εφικτός τόσο ο προσδιορισμός της ισχύος των σημάτων αυτών, όσο και του αντίστοιχου φάσματος τους. Τα σχήματα 3.17, 3.18, 3.19 και 3.20 παρουσιάζουν τη φασματική εικόνα των σημάτων των τεσσάρων εξόδων του πομπού MIMO, αντίστοιχα.

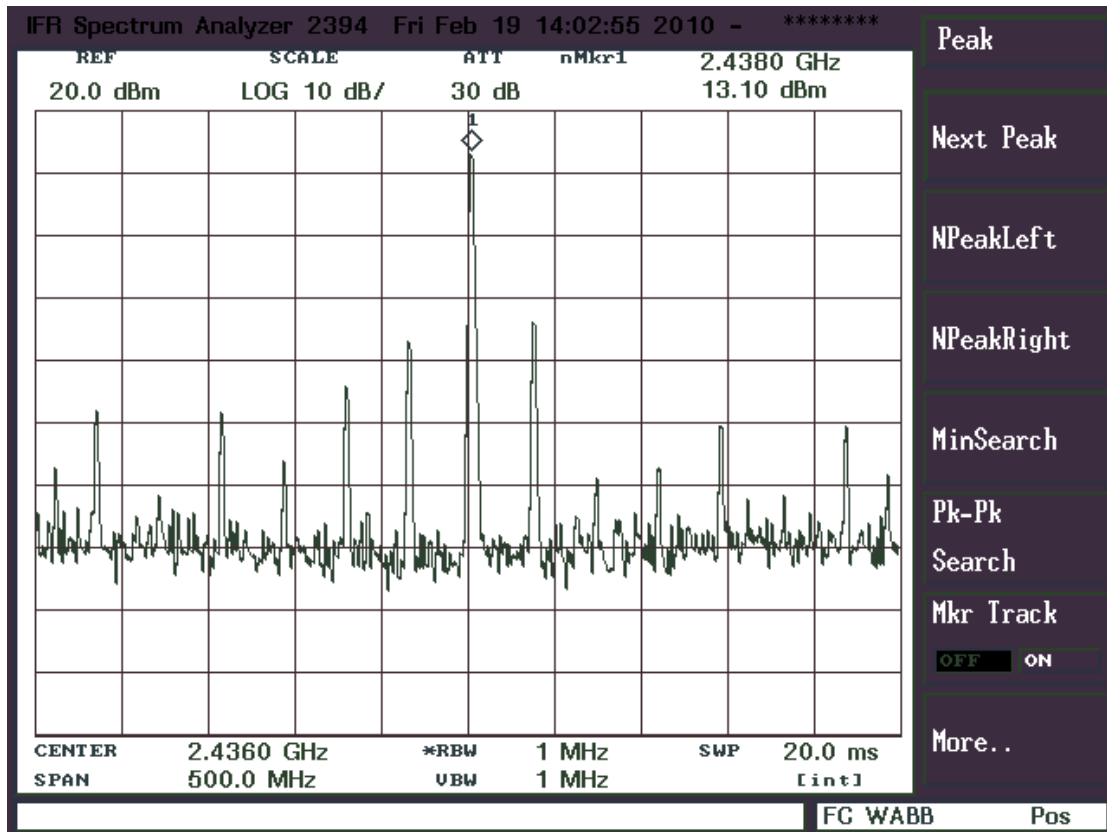


Σχήμα 3.17. Καταγραφή του φάσματος του σήματος της πρώτης εξόδου του πομπού MIMO από αναλυτή φάσματος

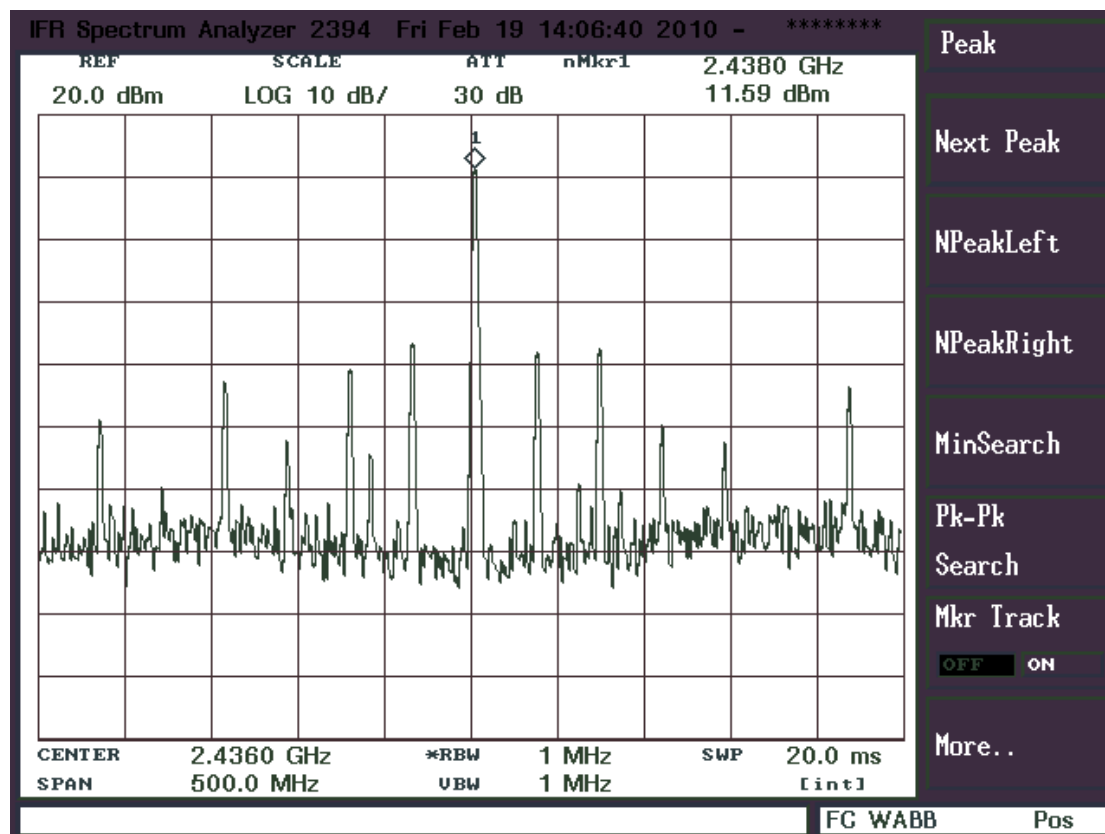
ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ



Σχήμα 3.18. Καταγραφή του φάσματος του σήματος της δεύτερης εξόδου του πομπού MIMO από αναλυτή φάσματος



Σχήμα 3.19. Καταγραφή του φάσματος του σήματος της τρίτης εξόδου του πομπού MIMO από αναλυτή φάσματος



Σχήμα 3.20. Καταγραφή του φάσματος του σήματος της τέταρτης εξόδου του πομπού MIMO από αναλυτή φάσματος

Από τη μορφή αυτών των φασματικών απεικονίσεων είναι φανερό πως τα σήματα των εξόδων του πομπού MIMO είναι σχεδόν μονοχρωματικά, αφού η ισχύς του σήματος συχνότητας  $2.436\text{ GHz}$ , είναι κατά περίπου  $25\text{ dB}$  μεγαλύτερη έναντι αυτής του αμέσως επόμενου σε στάθμη ισχύος σήματος διαφορετικής συχνότητας σε κάθε περίπτωση. Δηλαδή, η ισχύς των ανεπιθύμητων σημάτων βρίσκεται σε ικανοποιητικά χαμηλότερο επίπεδο έναντι αυτής του επιθυμητού σήματος. Παράλληλα, τα παραπάνω σχήματα φανερώνουν και μία μικρή απόκλιση ισχύος μεταξύ των τεσσάρων σημάτων στις εξόδους του πομπού, η οποία οφείλεται στους παράγοντες που αναφέρθηκαν και που σχετίζονται με τις αντίστοιχες αποκλίσεις φάσης. Πρακτικά, τα σήματα των εξόδων δύο και τρία παρουσιάζουν τη μεγαλύτερη ισχύ ( $13.1\text{ dBm}$ ), ενώ ακολουθούν τα σήματα των άλλων δύο της πρώτης και της τέταρτης ( $11.7\text{ dBm}$ ).



### 3.5 Ψηφιακός σχηματισμός δέσμης

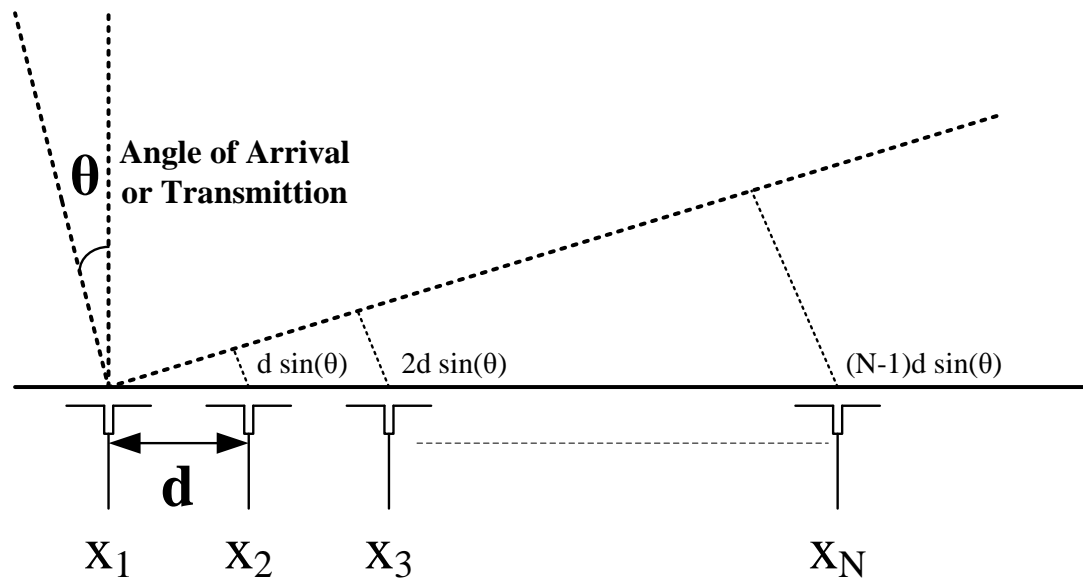
Γενικά, η ορθή διαχείριση των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας μιας κεραίας αποτελεί εκτός των άλλων και ένα ζήτημα με ανθρωπιστικές προεκτάσεις, μιας και συνδέεται με τη βιολογική αλληλεπίδραση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Αυτή η διαχείριση των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας μπορεί να επιτευχθεί με τη βοήθεια συστημάτων ψηφιακού σχηματισμού δέσμης, τα οποία χρησιμοποιούν ορισμένο αριθμό κεραιών σε διάταξη κεραιοσυστοιχίας. Τα ραδιοσήματα που τροφοδοτούν ή προέρχονται από αυτές τις κεραίες υφίστανται κατάλληλη επεξεργασία, ώστε η κεραιοσυστοιχία των κεραιών να παρουσιάζει υψηλή κατευθυντικότητα. Ο κύριος λοβός της στοιχειοκεραίας αποκτά περιορισμένο εύρος προς μια συγκεκριμένη κατεύθυνση η οποία μπορεί να αλλάξει σύμφωνα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Η βασική αρχή λειτουργίας των συστημάτων ψηφιακού σχηματισμού δέσμης παρουσιάζεται στο σχηματικό διάγραμμα του σχήματος 3.21 [3.8,3.9].



Σχήμα 3.21. Σχηματικό διάγραμμα συστήματος ψηφιακού σχηματισμού δέσμης

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ

Στο παραπάνω σχήμα φαίνονται τα κύρια τμήματα ενός συστήματος ψηφιακού σχηματισμού δέσμης. Αυτά είναι ο ψηφιακός επεξεργαστής σημάτων, οι μονάδες των πομποδεκτών και τέλος η διάταξη της στοιχειοκεραίας. Εντοπίζοντας το ενδιαφέρον στο τελευταίο τμήμα, το σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα μιας ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας  $N$  στοιχείων.



Σχήμα 3.22. Σχηματικό διάγραμμα ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας  $N$  στοιχείων

Σε αυτό το σχήμα τα στοιχεία απέχουν διαδοχικά σταθερή απόσταση  $d$ , ενώ η γωνία  $\theta$  αντιπροσωπεύει τη κατεύθυνση του κύριου λοβού της στοιχειοκεραίας, η τιμή της οποίας καθορίζεται με βάση τη συχνότητα των σημάτων που τροφοδοτούν τα στοιχεία, τη σχετική φάση τους και την απόστασή τους  $d$ . Αν με  $\beta$  συμβολίσει κανείς τη διαφορά φάσης των σημάτων που τροφοδοτούν δύο διαδοχικές κεραιές στη διάταξη της κεραιοσυστοιχίας, τότε αυτή συνδέεται με τις παραπάνω παραμέτρους σύμφωνα με την ακόλουθη μαθηματική έκφραση.

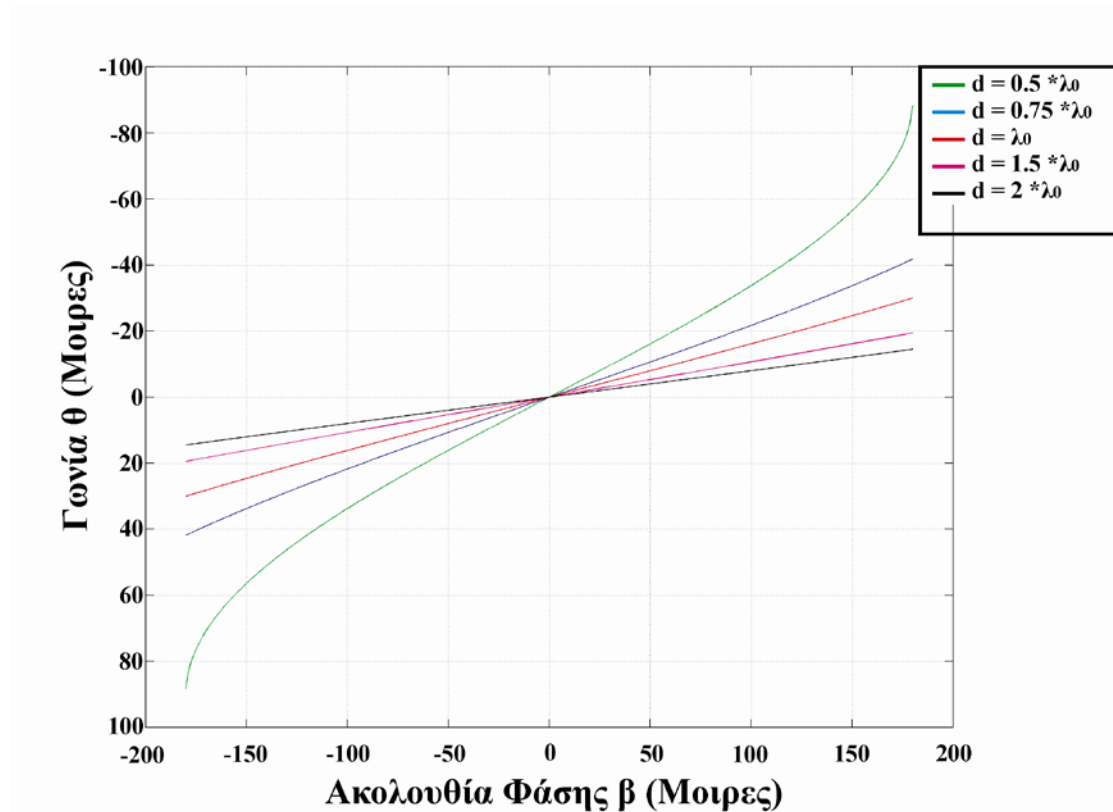
$$\beta = 2\pi \cdot f \frac{d \cdot \sin \theta}{c} \quad (3.2)$$

Γενικά, η παράμετρος  $\beta$  καλείται ακολουθία φάσης (phase progression) ενώ στη παραπάνω σχέση η παράμετρος  $c$  είναι η ταχύτητα του φωτός στο κενό και η  $f$  η συχνότητα των σημάτων που εφαρμόζονται στις κεραίες της κεραιοσυστοιχίας. Με βάση λοιπόν αυτή τη μαθηματική έκφραση και τις εκάστοτε τιμές των παραμέτρων  $f$  και  $d$  είναι εφικτός ο προσδιορισμός της παραμέτρου  $\theta$ . Αξιοποιώντας επίσης τις βασικές αρχές της θεωρίας διάδοσης σφαιμάτων έγινε εκτίμηση του σφάλματος προσδιορισμού της  $\theta$  παραμέτρου, μέσω της τυπικής της απόκλισης. Οι μαθηματικές σχέσεις 3.3 και 3.4 χρησιμοποιήθηκαν στους παραπάνω υπολογισμούς [3.1].

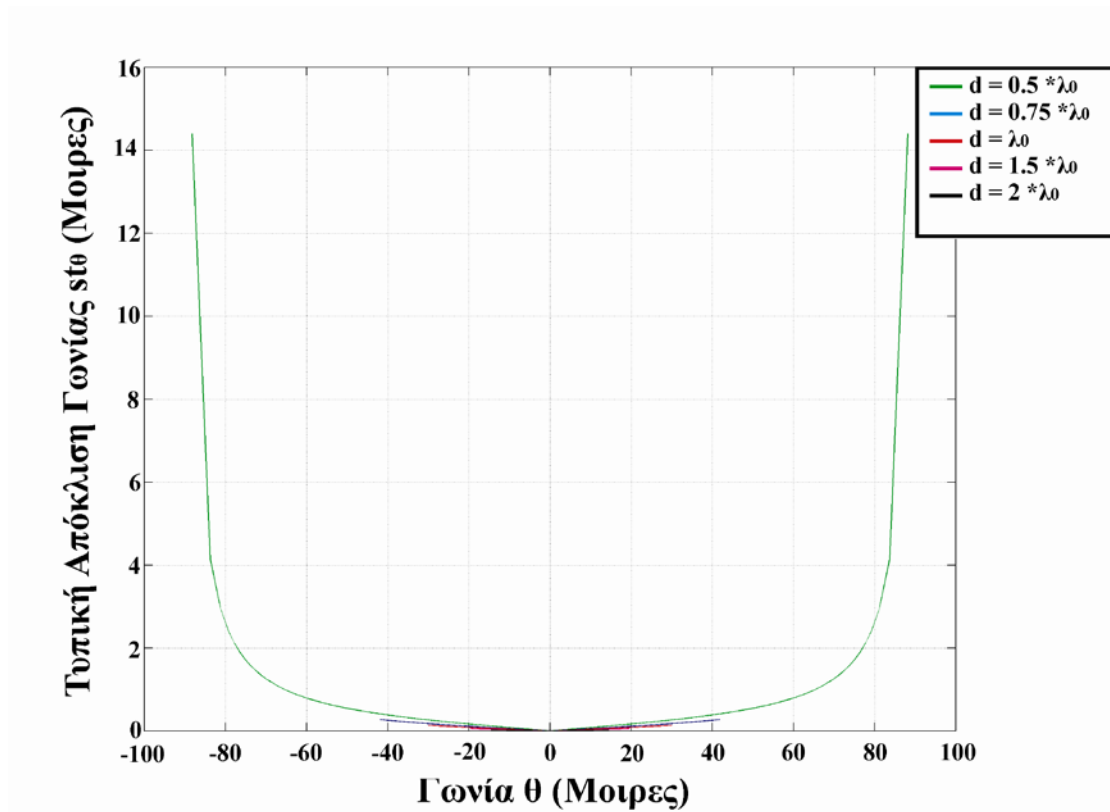
$$\theta = \arcsin\left(\frac{\beta \cdot c}{2\pi \cdot d \cdot f}\right) \quad (3.3)$$

$$st_{\theta} = \sqrt{\left(\frac{\partial\theta}{\partial\beta} \cdot st_{\beta}\right)^2 + \left(\frac{\partial\theta}{\partial d} \cdot st_d\right)^2} \quad (3.4)$$

Οι γενικευμένες μορφές αυτών των εκφράσεων προσαρμόζονται στη περίπτωση μιας από τις γεωμετρίες της στοιχειοκεραίας της πλατφόρμας MIMO. Αυτή η στοιχειοκεραία αντιστοιχεί σε μία ομοιόμορφη, γραμμική κεραιοσυστοιχία τεσσάρων τυπωμένων διπόλων, όπως αυτή του σχήματος 2.46 στην οποία η παράμετρος  $d$  ισούται με  $\lambda_0/2$ . Παράλληλα, η διάταξη του MIMO είναι αυτή που θα οδηγήσει την εν λόγω στοιχειοκεραία. Για το λόγο αυτό, η τιμή της παραμέτρου  $st_{\beta}$  προσεγγίζει το μισό της διακριτικής ικανότητας των κυκλωμάτων DDS, δηλαδή την τιμή των  $0.011$  μοιρών ή καλύτερα των  $0.0002$  rads. Επίσης, η τιμή της μεταβλητής  $st_d$  μπορεί να θεωρηθεί ίση με το μισό της ελάχιστης υποδιαίρεσης του οργάνου μέτρησης μήκους, προσεγγίζοντας την τιμή των  $0.5$  mm. Με βάση λοιπόν τις παραπάνω θεωρήσεις και με συχνότητα σημάτων στη περιοχή των  $2.4$  GHz προσδιορίστηκαν οι τιμές των παραμέτρων  $\theta$  και  $st_{\theta}$  για διάφορες τιμές της παραμέτρου  $\beta$ . Τα αποτελέσματα των υπολογισμών αυτών παρατίθενται στα σχήματα 3.23 και 3.24.



Σχήμα 3.23. Γωνία  $\theta$  κύριου λοβού στοιχειοκεραίας συναρτήσει της παραμέτρου  $\beta$ , για διάφορες τιμές της απόστασης  $d$



Σχήμα 3.24. Τυπική απόκλιση γωνίας  $\theta$  κύριου λοβού στοιχειοκεραίας συναρτήσει της παραμέτρου  $\beta$ , για διάφορες τιμές της απόστασης  $d$

Με βάση τη μορφή αυτών των γραφικών παραστάσεων προκύπτει ότι καθώς διευρύνεται η απόσταση των διαδοχικών κεραιών στη διάταξη της κεραιοσυστοιχίας ( $d$ ), οι μεταβολές της παραμέτρου  $\beta$ , προκαλούν μικρότερης κλίμακας μεταβολές στη παράμετρο  $\theta$  της γωνίας του κεντρικού λοβού, περιορίζοντας ταυτόχρονα το εύρος τιμών της. Επιπρόσθετα, η αύξηση της παραμέτρου  $d$ , οδηγεί σε ελαχιστοποίηση της τυπικής απόκλισης του  $\theta$  ( $st_{\theta}$ ), η οποία μόνο στη περίπτωση που η απόσταση των διαδοχικών κεραιών στη διάταξη της κεραιοσυστοιχίας ισούται με το μισό του μήκους κύματος αποκτά σχετικά μεγάλες τιμές, όταν η παράμετρος  $\theta$  ξεπεράσει το όριο των 50 μοιρών περίπου.

## Αναφορές

- [3.1] P. R. Bevington, D. K. Robinson, Data Reduction and Error Analysis for the Physical Sciences, (3rd Ed., McGraw-Hill, 2002).
- [3.2] Clayton A. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility”, John Wiley & Sons, Second Edition, 2006
- [3.3] David M. Pozar. “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Second Edition, 1998
- [3.4] G. J. Foschini and M. J. Gans. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. Wireless Personal Communications 1998; 6: 311-335.
- [3.5] S. J. H. Winters, “On the capacity of radio communications systems with diversity in a Rayleigh fading environment,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, June 1987.
- [3.6] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas” , Bell Labs Technical Journal vol.1 no. 2 41-59 (Autumn 1996).
- [3.7] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications, Selected Areas in Communications” , IEEE Journal on Vol. 16 Issue 8 1451 – 1458 (Oct 1998).
- [3.8] Litva J, Kwork T and Lo Y, Digital beamforming in wireless communications, (Artech House, Inc. Norwood, MA, USA, 1996).
- [3.9] Christofilakis V. N, Alexandridis A. A, Dangakis K. P and Kostarakis P, “Time critical parameters for beamforming in software radios” , Recent

advances in computer science electrical and computer engineering Series 30-6 (2003).

[3.10] M. Habib Ullah and A. Unggul Priantoro, “A review on Multiplexing schemes for MIMO channel sounding” , International journal of computer science and network security Vol. 9 No.6 (June 2009).

[3.11] A.L. Bramble, “Direct digital frequency synthesis” , Proc. 35th Ann. Freq. Control Symp., 1981, pp.406-414.

[3.12] J. Tienrny, C.M. Rader, and B. Gold, “A digital frequency synthesizer”, IEEE Trans. Audio and Electroacoustics vol.19 no.1 48-57 (1992).

[3.13] J. Vanka, M. Waltari, M.Kounen, and K.A.I. Halonen, “A direct digital synthesizer with an on-chip D/A- converter” , IEEE J. Solid-State Circuits vol.33 no.2 218-227 (1998).

[3.14] Analog Devices preliminary datasheets of AD9854 (July 2007).

[3.15] David Brandon, Synchronizing Multiple AD9852 DDS – Based Synthesizers, Application Note, (2003).

[3.16] Rick Cushing, “Single-Sideband Upconversion of Quadrature DDS Signals to the 800 – to – 2500 MHz Band” , Analog Dialogue Volume 34, (2000).

[3.17] K. Tajima, R. Hayashi, K. Itoh and Y. Isota, “Novel phase-continuous frequency hopping control for a direct frequency synthesizer using a quadrature mixer driven by two DDSs” , IEICE TRANS. ELECTRON Vol.E89-C no.12 1829 – 1835 (December 2006).

[3.18] J. Craninckx and M. Steyaert, “Wireless CMOS Frequency Synthesizer Design” , Dordrecht, The Netherlands: Kluwer Academic Publishers (1998).

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΟΜΠΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ

[3.19] V. F. Kroupa, Ed., “Direct Digital frequency Synthesizers”, Piscataway, NJ:IEEE Press, (1999).

[3.20] Maxim preliminary datasheets of MAX2640.

[3.21] Mini-circuits preliminary datasheets of ERA-5.

[3.22] Analog Devices preliminary datasheets of AD8346.



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

---

## Εισαγωγή

**Η** μελέτη των παραμέτρων του ασύρματου καναλιού πολλαπλών εισόδων – εξόδων προϋποθέτει τη χρήση κατάλληλης διάταξης λήψης με τη οποία θα είναι δυνατή η ταυτόχρονη δειγματοληψία και επεξεργασία των ραδιοσημάτων που λαμβάνονται από κάθε στοιχείο της κεραιοσυστοιχίας κεραιών λήψης. Η παρουσίαση και η περιγραφή της αρχιτεκτονικής της διάταξης του δέκτη πολλαπλών καναλιών καθώς και των αντίστοιχων χαρακτηριστικών λειτουργίας της συνθέτουν το περιεχόμενο του παρόντος κεφαλαίου. Ταυτόχρονα παρουσιάζεται το σύνολο των πειραματικών δοκιμών και των αντίστοιχων αποτελεσμάτων τα οποία αναφέρονται στο τρόπο με τον οποίο η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική διαχειρίζεται τα ραδιοσήματα λήψης, ώστε να εκμεταλλευτεί τις δυνατότητες που προσφέρονται από τη χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στη πλευρά του πομπού, όσο και σε αυτή του δέκτη.

## 4.1 Βασικές έννοιες

Όπως αναφέρθηκε, η αναβάθμιση της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου ως αποτέλεσμα της χρήσης ενός ορισμένου αριθμού κεραιών στην εκπομπή και στη λήψη αποτελεί ίσως το πιο σημαντικό πλεονέκτημα της τεχνολογίας MIMO. Μία όμως από τις βασικές προϋποθέσεις για την ορθή λειτουργία των συστημάτων MIMO είναι η ανάπτυξη και η αξιοποίηση μιας διάταξης λήψης πολλαπλών εισόδων. Ουσιαστικά, η εν λόγω διάταξη πρέπει να αποτελείται από ένα αριθμό ανεξάρτητων μονάδων λήψης με σύγχρονη λειτουργία.

Συνεπώς, ο σχεδιασμός και η υλοποίηση μιας τέτοιας διάταξης γίνονται υπό το πρίσμα των προδιαγραφών που ορίζει η ορθή λειτουργία των ασύρματων συστημάτων MIMO [4.3-4.6].

Πρακτικά σε πρώτο στάδιο απαιτείται η χρήση και η ορθή διασύνδεση των βασικών ηλεκτρονικών στοιχείων που αναφέρονται στην ανάπτυξη κυκλωμάτων λήψης, ώστε να δομηθούν οι ανεξάρτητες μονάδες της διάταξης του δέκτη πολλαπλών εισόδων. Επίσης, ιδιαίτερη μέριμνα πρέπει να ληφθεί για την καταγραφή, τη συγκέντρωση, την αποθήκευση και την επεξεργασία των σημάτων που προκύπτουν στις εξόδους των μονάδων, ώστε να ανακτηθούν σωστά τα δεδομένα της πληροφορίας που μεταδίδονται μέσω του ραδιοδιαύλου. Παράλληλα, η απόδοση και η αξιοπιστία της διάταξης του δέκτη συνδέεται στενά με την από πριν γνώση της χρόνο-μεταβαλλόμενης κατάστασης του ραδιοδιαύλου σε κάθε χρονική περίοδο μετάδοσης πληροφορίας. Είτε το περιβάλλον διάδοσης είναι εσωτερικού χώρου, είτε εξωτερικού η διάταξη του δέκτη πρέπει να είναι σε θέση να εκτιμήσει τη κατάσταση του καναλιού, ώστε να ανακτήσει σωστά και αξιόπιστα τη μεταδιδόμενη πληροφορία. Τα συστήματα που παρουσιάζουν αυτή τη δυνατότητα καταγραφής των χαρακτηριστικών του ασύρματου διαύλου καλούνται ηχοβολιστές καναλιού (channel sounders) [4.7,4.8].

Πολλές είναι οι τεχνικές και οι μέθοδοι που αξιοποιούνται σε αυτά τα συστήματα, ώστε να επιτευχθεί η όσο το δυνατόν καλύτερη εκτίμηση της κατάστασης του ραδιοδιαύλου. Ανάμεσα σε αυτές διακρίνει κανείς τη πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου, συχνότητας και κώδικα καθώς και συνδυασμός των τριών αυτών κατηγοριών. Επιπρόσθετα, ανάλογα με την αντίστοιχη υποδομή τους διακρίνονται σε συστήματα ηχοβολισμού καναλιού πλήρους μεταγωγής (fully - switched), ήμι-μεταγωγής (semi - switched) και παράλληλης μετάδοσης (parallel transmission). Στη πρώτη περίπτωση, υπάρχει μία μονάδα εκπομπής και μια μονάδα λήψης, ενώ ειδικές συσκευές μεταγωγής αποκαθιστούν τη σύνδεση κάθε στοιχείου ακτινοβολίας με τις παραπάνω μονάδες τόσο από τη πλευρά του πομπού, όσο και από αυτή του δέκτη. Η δεύτερη κατηγορία αναφέρεται στη περίπτωση όπου η συσκευή μεταγωγής υπάρχει μόνο στη στοχειοκεραία του πομπού ή του δέκτη, ενώ από την άλλη πλευρά του ασύρματου διαύλου οι κεραιές του δέκτη ή του πομπού συνδέονται σε μονάδες λήψης και εκπομπής, αντίστοιχα, η λειτουργία των οποίων είναι σύγχρονη και παράλληλη.

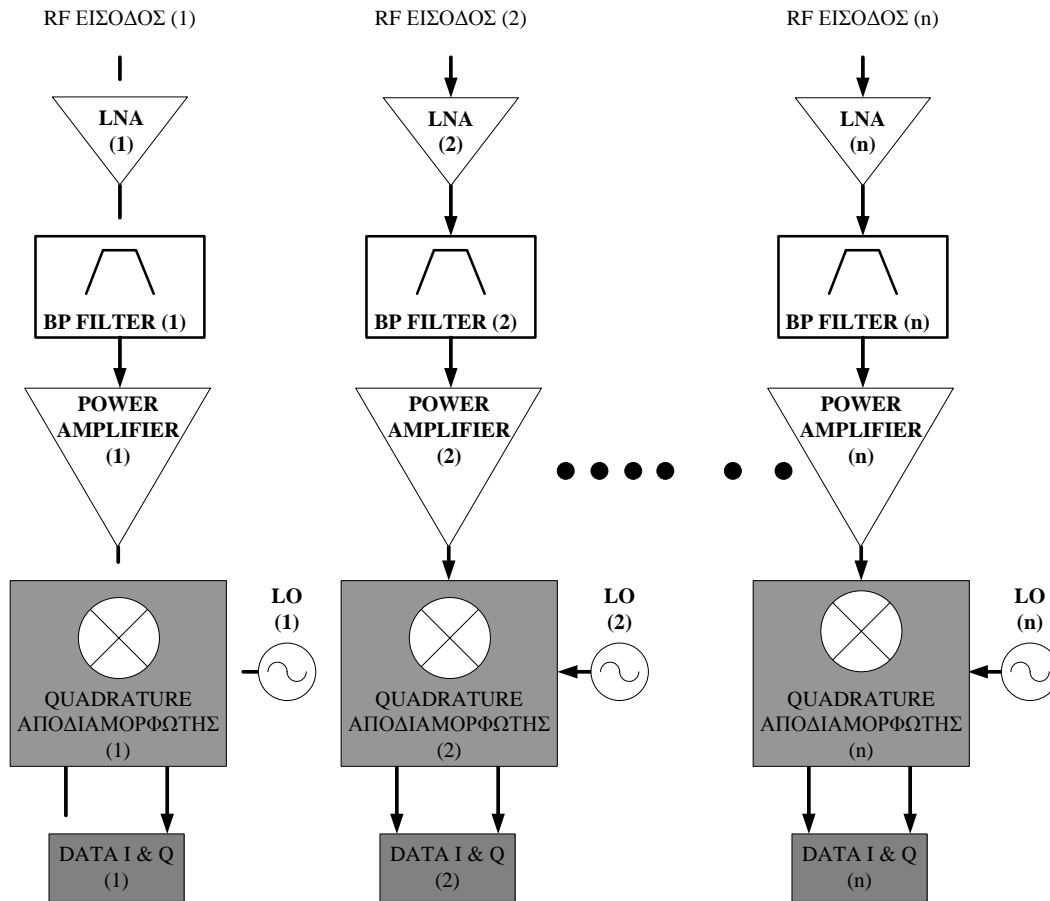
Τέλος, τα συστήματα ηχοβολισμού καναλιού παράλληλης μετάδοσης διαθέτουν ανεξάρτητες μονάδες πομπών και δεκτών συνδεδεμένες σε αντίστοιχο αριθμό στοιχείων ακτινοβολίας, ώστε τα χαρακτηριστικά κάθε υποκαναλιού από μία κεραία εκπομπής σε μια κεραία λήψης να μπορεί να εκτιμηθούν, ταυτόχρονα, αποφεύγοντας τις χρονικές καθυστερήσεις που εισάγουν τα κυκλώματα μεταγωγής. Η τελευταία παρατήρηση είναι κρίσιμη για τη λειτουργία των συστημάτων ηχοβολισμού του ραδιοδιαύλου, διότι αποκαλύπτει τη σχέση εξάρτησης μεταξύ του κόστους σχεδίασης και κατασκευής των διατάξεων αυτών και των αντίστοιχων δυνατοτήτων τους. Η αρχιτεκτονική της παράλληλης μετάδοσης έχει το μεγαλύτερο κόστος, πλεονεκτεί όμως στο γεγονός ότι μπορεί ταυτόχρονα να προσδιορίσει τις παραμέτρους του ασύρματου διαύλου από κάθε κεραία εκπομπής σε κάθε κεραία λήψης. Μειώνοντας ως ένα βαθμό το κόστος ανάπτυξης αυτών των συστημάτων συναντάει κανείς τη κατηγορία των συστημάτων ημι- μεταγωγής, η οποία μειονεκτεί στο γεγονός ότι το κύκλωμα μεταγωγής στη μία εκ των δύο πλευρών του ασύρματου διαύλου (πομπός ή δέκτης) εισάγει χρονικές καθυστερήσεις στη καταγραφή των χαρακτηριστικών για όλους τους δυνατούς συνδυασμούς στοιχείων ακτινοβολίας εκπομπής και λήψης. Περαιτέρω μείωση του κόστους αυτών των συστημάτων οδηγεί σε επιλογή της τεχνικής πλήρους μεταγωγής, η οποία αυξάνει σημαντικά τις αντίστοιχες χρονικές καθυστερήσεις που εισάγονται και στη περίπτωση της ημι – μεταγωγής [4.7,4.8].

Η τεχνική της παράλληλης μετάδοσης ακολουθήθηκε στο σχεδιασμό της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής του δέκτη πολλαπλών εισόδων. Αυτή η διάταξη σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε ώστε να υποστηρίζει MIMO ασύρματες εφαρμογές μετάδοσης δεδομένων, καθώς επίσης και εφαρμογές ηχοβολισμού καναλιού. Συγκεκριμένα, έπρεπε να διαθέτει έναν αριθμό ταυτόσημων μονάδων, οι οποίες θα λειτουργούν ανεξάρτητα και συγχρονισμένα. Με αυτές τις μονάδες θα ήταν εφικτή η επεξεργασία των τεσσάρων ραδιοσημάτων, προερχόμενα από τη διέγερση των κεραιών λήψης. Όπως αναφέρθηκε, τα ραδιοσήματα αυτά καταλαμβάνουν συγκεκριμένο εύρος ζώνης στη περιοχή των  $2.4\text{ GHz}$  και είναι είτε μονοχρωματικά είτε σήματα δυαδικής διαμόρφωσης μετατόπισης φάσης (BPSK). Συνεπώς, η προτεινόμενη διάταξη του δέκτη θα πρέπει να διαθέτει τα απαραίτητα ηλεκτρονικά στοιχεία για την ορθή διαχείριση των ραδιοσημάτων λήψης, ώστε να καταστεί εφικτή η λειτουργία του ασύρματου συστήματος MIMO.

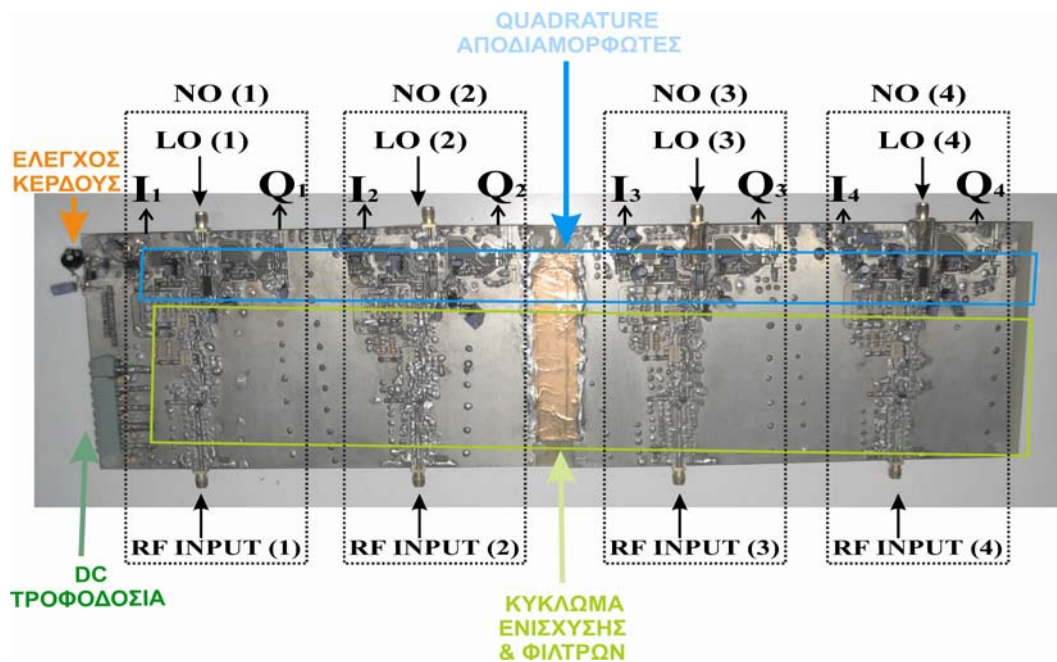
## 4.2 Δέκτης MIMO – Σχεδίαση & Κατασκευή

Με βάση τις σχεδιαστικές και κατασκευαστικές αρχές των δεκτών ενός συστήματος ασύρματης ζεύξης και τις προδιαγραφές που επιτάσσει η ανάπτυξη και η λειτουργία της πλατφόρμας MIMO στην ISM περιοχή των 2.4 GHz πραγματοποιήθηκε η σχεδίαση η υλοποίηση της ηλεκτρονικής πλακέτας της διάταξης του δέκτη πολλαπλών εισόδων.

Συγκεκριμένα, η αρχιτεκτονική που ακολουθήθηκε χρησιμοποιεί κυκλώματα ενίσχυσης, φιλτραρίσματος και αποδιαμόρφωσης, τα οποία διασυνδέονται κατάλληλα, ώστε να δομήσουν τις τέσσερις ανεξάρτητες και ταυτόσημες μονάδες της διάταξης του δέκτη MIMO, των οποίων η λειτουργία πραγματοποιείται σύγχρονα. Όπως αναφέρθηκε, οι τέσσερις εισοδοί της διάταξης αυτής θα συνδεθούν μέσω ομοαξονικών καλωδίων με τέσσερα τυπωμένα δίπολα τα οποία διαμορφώνουν ορισμένες γεωμετρίες στοιχειοκεραιών. Το σχηματικό διάγραμμα της διάταξης λήψης παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1, ενώ η αντίστοιχη ηλεκτρονική της πλακέτα παρατίθεται στο σχήμα 4.2.



Σχήμα 4.1. Γενικευμένη αρχιτεκτονική της διάταξης δέκτη πολλαπλών εισόδων



Σχήμα 4.2. Ηλεκτρονική πλακέτα της διάταξης δέκτη πολλαπλών εισόδων

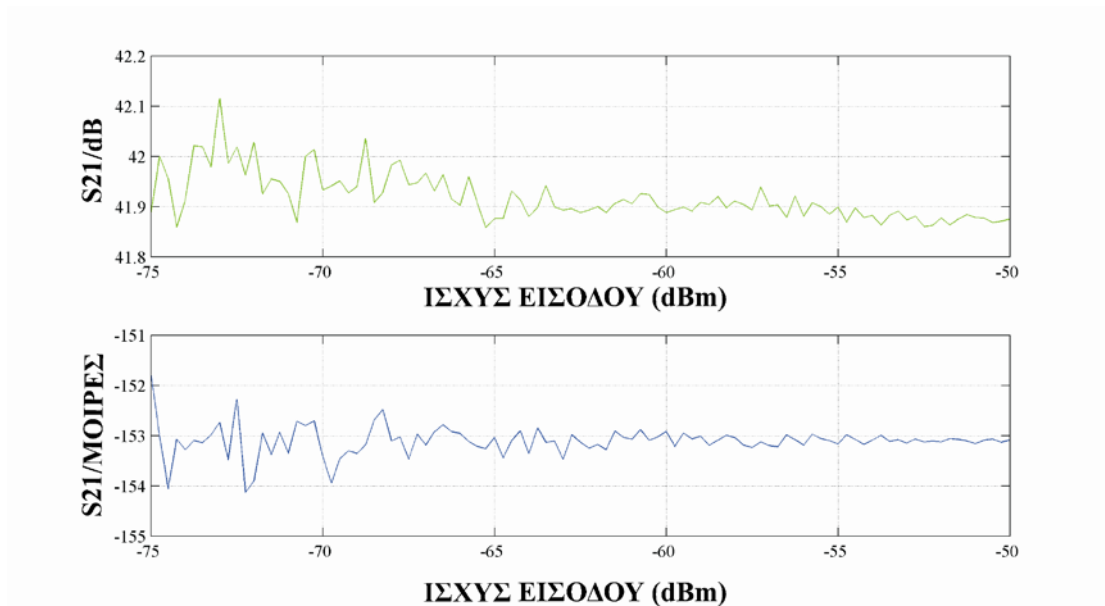
Από τη μορφή των παραπάνω σχημάτων διακρίνονται τα δομικά στοιχεία της διάταξης του δέκτη MIMO. Συγκεκριμένα, αυτή αποτελείται από τέσσερις ανεξάρτητες ταυτόσημες μονάδες. Σε κάθε μονάδα, η πρώτη βαθμίδα περιλαμβάνει κυκλώματα προενισχυτή, φίλτρου και ενισχυτών ισχύος. Έτσι, το ραδιοσήμα που λαμβάνεται από κάθε στοιχείο – κεραία της κεραιοσυστοιχίας λήψης στη περιοχή συχνοτήτων των  $2.4\text{ GHz}$ , αρχικά ενισχύεται και φιλτράρεται από τα αντίστοιχα κυκλώματα, ώστε να αποκτήσει το απαιτούμενο επίπεδο ισχύος. Παράλληλα, τα κυκλώματα αυτά έχουν επιλεγθεί κατάλληλα, ώστε να μειώνουν σημαντικά το επίπεδο ισχύος των ανεπιθύμητων σημάτων, χωρίς ταυτόχρονα να επιφέρουν σημαντική μείωση του λόγου σήματος προς θόρυβο, λόγω του θορύβου που εισάγουν οι ίδιες.

Στη συνέχεια, σε κάθε μονάδα της διάταξης του δέκτη το σήμα στην έξοδο του κυκλώματος ενισχυτών και παθητικού φίλτρου οδηγείται στην RF είσοδο του quadrature αποδιαμορφωτή. Σε αυτή τη συσκευή, η συχνότητα του σήματος υποβιβάζεται σε μία ενδιάμεση τιμή (IF), με τη βοήθεια κατάλληλου σήματος τοπικού ταλαντωτή. Το εν λόγω σήμα όπως και στη περίπτωση του υπομοδού εφαρμόζεται στην είσοδο κάθε quadrature αποδιαμορφωτή, μέσω ενός διαιρέτη ισχύος 1 - προς - 4. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι μέσω μιας συνεχούς τάσης ελέγχου, το κύκλωμα αποδιαμόρφωσης καθορίζει το επίπεδο ενίσχυσης τόσο του ραδιοσήματος στην RF είσοδό του, όσο και του σήματος ενδιάμεσης συχνότητας, προερχόμενο από τη διαδικασία του υποβιβασμού. Η αντίστοιχη κλίμακα εκφράζεται γραμμικά σε  $dB$ , με δυναμικό εύρος της τάξης των  $69.5\text{ dB}$ . Επιπρόσθετα, η αρχιτεκτονική του quadrature αποδιαμορφωτή υποστηρίζεται από διατάξεις πολυφασικών φίλτρων με τις οποίες επιτυγχάνεται υψηλής ακρίβειας εξισσορόπηση φάσης και πλάτους μεταξύ των ορθογωνικών σημάτων IF που παράγονται στις  $I$  και  $Q$  εξόδους του σε όλο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας. Συνεπώς, η βαθμίδα του quadrature αποδιαμορφωτή σε κάθε μονάδα της διάταξης του δέκτη MIMO εμφανίζει δύο σήματα  $I_x$  και  $Q_x$  στις αντίστοιχες εξόδους της, τα οποία προέρχονται από τη διαδικασία υποβιβασμού που διενεργείται με βάση τα σήματα στις εισόδους RF και LO αυτής. Η παράμετρος  $x$  συμβολίζει τη μονάδα του δέκτη MIMO στην οποία ανήκει ο συγκεκριμένος quadrature αποδιαμορφωτής [4.9-4.11].

### 4.3 Διάταξη δέκτη MIMO στη πράξη

Οι πειραματικές δοκιμές του δέκτη πολλαπλών εισόδων είχαν ως αντικείμενο τη διερεύνηση της συμπεριφοράς και της λειτουργίας του κυκλώματος των ενισχυτών και των παθητικού φίλτρου που αποτελεί τη πρώτη βαθμίδα σε κάθε μονάδα αυτής της διάταξης. Σε πρώτη φάση, με τη βοήθεια της γεννήτριας συχνοτήτων και του αναλυτή φάσματος του εργαστηρίου και με κατάλληλη συνδεσμολογία έγινε μια προσπάθεια προσέγγισης της τιμής της απολαβής ισχύος και του λόγου σήματος προς θόρυβο στην έξοδο της βαθμίδας αυτής. Συγκεκριμένα, στη περιοχή συχνοτήτων των  $2.4\text{ GHz}$ , το εν λόγω κύκλωμα παρουσιάζει απολαβή ισχύος της τάξης των  $40\text{ dB}$ , περίπου, ενώ ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του προσεγγίζει την τιμή των  $22\text{ dB}$ , με ισχύ σήματος που φθάνει την τιμή των  $-20\text{ dBm}$ . Ο αντίστοιχος λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του είναι  $41\text{ dB}$ . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το κύκλωμα της πρώτης βαθμίδας σε κάθε μονάδα της διάταξης του δέκτη MIMO να υποβαθμίζει την τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο κατά  $19\text{ dB}$  περίπου. Η διαφορά των λόγων της εισόδου και της εξόδου οφείλεται στην προσθήκη σήματος θορύβου από τα στοιχεία που περιέχει το εν λόγω κύκλωμα, των οποίων οι τεχνικές προδιαγραφές δίνουν μία συνολική εικόνα θορύβου της τάξης των  $12\text{ dB}$ .

Στη συνέχεια, το κύκλωμα της πρώτης βαθμίδας σε κάθε μονάδα του δέκτη πολλαπλών εισόδων υποβλήθηκε σε κατάλληλες πειραματικές δοκιμές με τη βοήθεια του διανυσματικού αναλυτή δικτυωμάτων του εργαστηρίου. Στη πράξη, με την απαιτούμενη συνδεσμολογία και αφού είχε προηγηθεί η αρχικοποίηση του μετρητικού οργάνου όπως ακριβώς επιβάλλει ο κατασκευαστής του, καταγράφηκε το μέτρο και το όρισμα της παραμέτρου  $S_{21}$ . Τέθηκαν δηλαδή ως πόρτες 1 και 2 στον διανυσματικό αναλυτή δικτυωμάτων η είσοδος και η έξοδος του κυκλώματος της πρώτης βαθμίδας των μονάδων του δέκτη MIMO, αντίστοιχα. Τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν παρατίθενται στο σχήμα που ακολουθεί (σχήμα 4.3). Αυτά παρουσιάζουν τις γραφικές παραστάσεις του μέτρου της παραμέτρου  $S_{21}$  εκφρασμένου σε  $\text{dB}$  καθώς και του ορίσματος της, συναρτήσει της ισχύος εισόδου στο κύκλωμα της πρώτης βαθμίδας των μονάδων του δέκτη MIMO. Η παράμετρος της ισχύος εισόδου είναι εκφρασμένη σε  $\text{dBm}$  και το εύρος τιμών της αντιστοιχεί στη δυναμική περιοχή λειτουργίας του δέκτη MIMO [4.1,4.2].

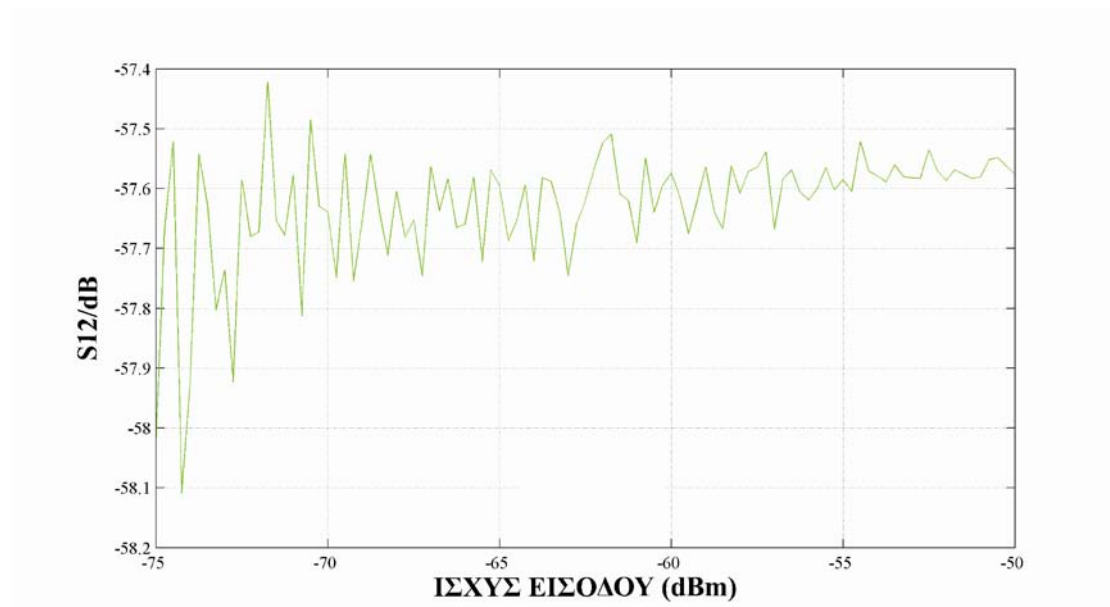


Σχήμα 4.3. Μέτρο και όρισμα της παραμέτρου  $S21$  συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου

Ειδικότερα, από τη μορφή της γραφικής παράστασης του μέτρου της παραμέτρου  $S21$  συναρτήσει της ισχύος εισόδου φαίνεται πως η παράμετρος αυτή διατηρεί σχεδόν σταθερή την τιμή της ανεξαρτήτως της ισχύος του σήματος εισόδου, προσεγγίζοντας τα  $42\text{ dB}$ , περίπου. Επιπρόσθετα, η τιμή της παραμέτρου μετατροπής AM σε PM (AM to PM conversion) εγγίζει την τιμή των  $0.2\text{ μοίρες/dB}$  για τιμή ισχύος σήματος εισόδου κοντά στο μέσο της δυναμικής περιοχής λειτουργίας. Αυτή η παράμετρος είναι πολύ σημαντική διότι αποτελεί μέτρο της απόκλισης φάσης που προκαλείται στο σήμα εξόδου του υπό εξέταση κυκλώματος, όταν η ισχύς του σήματος στην είσοδό του μεταβάλλεται κατά  $1\text{ dB}$ . Έτσι, στη περίπτωση του κυκλώματος της πρώτης βαθμίδας των ταυτόσημων μονάδων του δέκτη MIMO, αύξηση ή ελάττωση της ισχύος του σήματος εισόδου κατά  $1\text{ dB}$ , προκαλεί ολίσθηση φάσης στο σήμα εξόδου κατά  $0.2\text{ μοίρες}$ . Η τιμή αυτή μπορεί να θεωρηθεί σχετικά αμελητέα αφού προσεγγίζει τα όρια της διακριτικής ικανότητας φάσης των μετρητικών οργάνων. Οποσδήποτε η τιμή του μέτρου της παραμέτρου  $S12$  η οποία μπορεί να προσδιοριστεί με τη βοήθεια της παραπάνω εργαστηριακής υποδομής αποτελεί έναν ακόμη κρίσιμο παράγοντα για την ορθή λειτουργία του κυκλώματος ενισχυτών και παθητικού φίλτρου της πρώτης βαθμίδας. Τα αποτελέσματα των αντίστοιχων πειραματικών μετρήσεων παρουσιάζονται στο σχήμα 4.4. Σε αυτό



παρατίθεται η γραφική παράσταση του μέτρου της παραμέτρου  $S_{12}$ , εκφρασμένο σε  $dB$  συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου στο κύκλωμα. Το μέτρο αυτής της παραμέτρου εκφρασμένο συνήθως σε  $dB$  καλείται απομόνωση (Isolation) και αποτελεί μέτρο συσχέτισης του σήματος εξόδου και εισόδου του υπό εξέταση κυκλώματος [4.1,4.2].

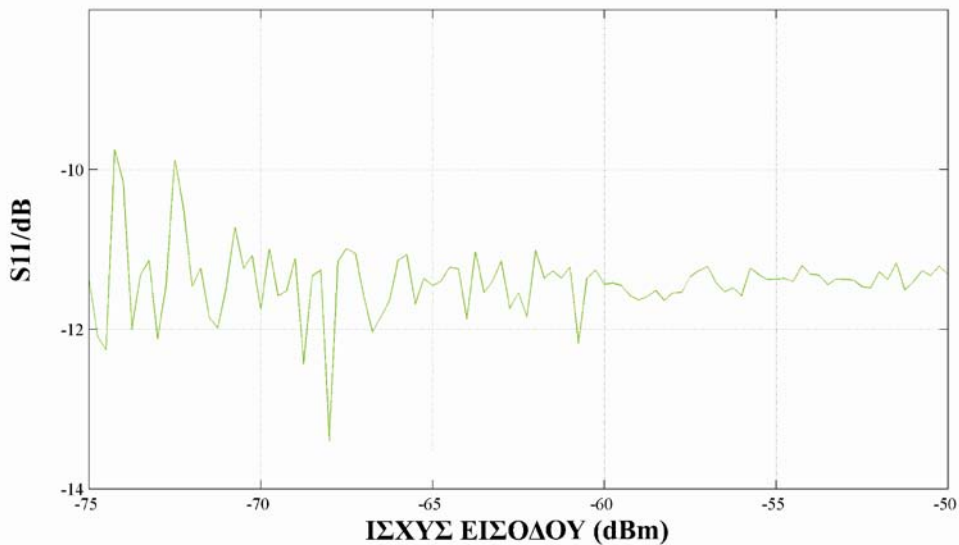


Σχήμα 4.4. Μέτρο της παραμέτρου  $S_{12}$  συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου

Με βάση τη μορφή της γραφικής αυτής παράστασης γίνεται σαφές ότι ο συντελεστής απομόνωσης της εισόδου και της εξόδου του κυκλώματος της πρώτης βαθμίδας του δέκτη MIMO εμφανίζει σχετικά μικρές μεταβολές στο εύρος μεταβολών της ισχύος εισόδου που ταυτίζεται με τη δυναμική περιοχή λειτουργίας. Η αντίστοιχη μέση τιμή του προσεγγίζει τα  $-57\text{ dB}$ , η οποία κρίνεται ότι καλύπτει τα επιθυμητά όρια, προσφέροντας στο κύκλωμα ικανοποιητικά χαρακτηριστικά λειτουργίας.

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΔΕΚΤΗ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ

Τέλος, με τη βοήθεια αυτής της εργαστηριακής υποδομής προσδιορίστηκε το μέτρο της παραμέτρου  $S11$ , εκφρασμένο σε  $dB$ , το οποίο αντιπροσωπεύει την απώλεια ανάκλασης εισόδου του υπό εξέταση κυκλώματος. Η μορφή των αποτελεσμάτων που προέκυψαν φαίνεται από την αντίστοιχη γραφική παράσταση του σχήματος 4.5. Εκεί παριστάνεται γραφικά το μέτρο της παραμέτρου  $S11$  συναρτήσει της ισχύος εισόδου στο κύκλωμα της πρώτης βαθμίδας κάθε μονάδας του δέκτη MIMO με εύρος τιμών στα όρια της δυναμικής περιοχής λειτουργίας του.



Σχήμα 4.5. Μέτρο της παραμέτρου  $S11$  συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου

Η μορφή της συγκεκριμένης καμπύλης υποδεικνύει σχετικά μικρές διακυμάνσεις στο μέτρο της παραμέτρου  $S11$  λόγω μεταβολής της ισχύος εισόδου στο κύκλωμα των ενισχυτών και του φίλτρου. Η αντίστοιχη μέση τιμή αυτού του παράγοντα προσεγγίζει τα  $-11$  dB. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι το 8% της προσπίπτουσας ισχύος στην είσοδο του κυκλώματος αυτού επιστρέφει στη πηγή του, ενώ το υπόλοιπο 92% ενισχύεται, φιλτράρεται και τελικά εμφανίζεται στην έξοδό του. Η τιμή αυτή προσδίδει ικανοποιητικά χαρακτηριστικά λειτουργίας της πρώτης βαθμίδας του δέκτη MIMO, ως προς τη διαχείριση της ισχύος του σήματος που εφαρμόζεται στην είσοδο της [4.1,4.2].

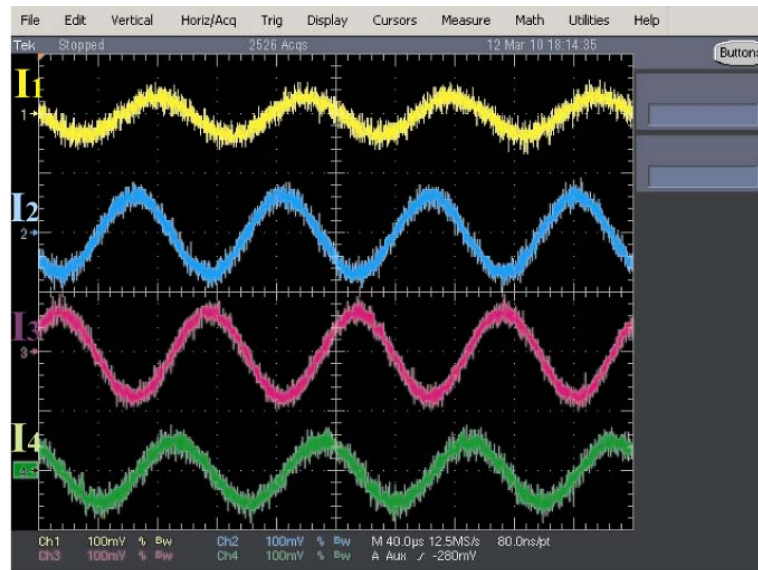
Επίσης, όπως αναφέρθηκε η έξοδος της βαθμίδας αυτής σε κάθε μονάδα του δέκτη συνδέεται με την είσοδο του quadrature αποδιαμορφωτή ο οποίος παρέχει στη έξοδό του δύο ορθογωνικά σήματα  $I$  και  $Q$ . Όμως μεταξύ των τεσσάρων μονάδων του δέκτη παρουσιάζονται αποκλίσεις πλάτους και φάσης, όταν στις εισόδους τους εφαρμόζονται ραδιοσήματα της ίδιας συχνότητας. Αυτές οι αποκλίσεις είναι ανεπιθύμητες και οφείλονται στις διαφορές στα μήκη των αντίστοιχων μικροταινιακών λωρίδων της ηλεκτρονικής πλακέτας καθώς επίσης και στις αποκλίσεις που εμφανίζουν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα που είναι προσαρμοσμένα στην επιφάνειά του αντίστοιχου τυπωμένου κυκλώματος. Συνεπώς, η ποσοτικοποίηση αυτών των αποκλίσεων μεταξύ των μονάδων του δέκτη MIMO, κρίνεται αναγκαία για την ορθή λειτουργία του συστήματος ασύρματης μετάδοσης πολλαπλών εισόδων – εξόδων. Η διαδικασία που ακολουθήθηκε περιγράφεται σε επόμενο εδάφιο και πραγματοποιήθηκε με τρόπο παρόμοιο όπως και στη περίπτωση του πομπού MIMO [4.1].

Στο σημείο αυτό ως πρώτο βήμα αξιολόγησης των δυνατοτήτων που προσφέρει η διάταξη του δέκτη MIMO μελετήθηκε η λειτουργία ενός συστήματος ασύρματης ζεύξης μιας εισόδου και πολλαπλής εξόδου. Εδώ πρέπει να καταστεί σαφές ότι η διεργασία αυτή στόχο είχε την πειραματική δοκιμή της λειτουργίας της ηλεκτρονικής πλακέτας του δέκτη MIMO και όχι την έκδοση αποτελεσμάτων που διέπουν το χαρακτηρισμό του ασύρματου διαύλου.

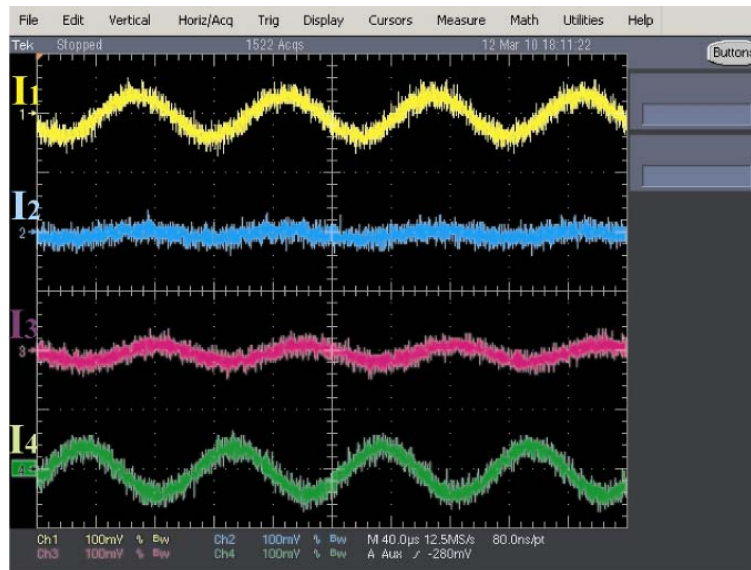
Αρχικά λοιπόν στη διεργασία αυτή πραγματοποιήθηκε η διασύνδεση της στοιχειοκεραίας εκπομπής με τη γεννήτρια συχνοτήτων του εργαστηρίου. Σε αυτή τη περίπτωση, η σύνθεση της κεραιοσυστοιχίας του πομπού περιελάμβανε μόνο ένα τυπωμένο δίπολο, το οποίο αποτέλεσε τη μοναδική είσοδο του συστήματος ασύρματης ζεύξης στο ραδιοδιάλυο. Στη συνέχεια, πραγματοποιήθηκε η διασύνδεση της διάταξης του δέκτη με τη στοιχειοκεραία λήψης, η οποία αντιστοιχούσε σε μία ομοιόμορφη, γραμμική κεραιοσυστοιχία τεσσάρων τυπωμένων διπόλων. Η εν λόγω πειραματική δοκιμή πραγματοποιήθηκε στον εργαστηριακό χώρο με απόσταση στοιχειοκεραίας πομπού – στοιχειοκεραίας δέκτη να προσεγγίζει το μήκος των 4 m. Επιπρόσθετα, ορίστηκε η συνεχής τάση ελέγχου της απολαβής ισχύος στους quadrature αποδιαμορφωτές στο μέσο του εύρους τιμών της δυναμικής περιοχής λειτουργίας. Παράλληλα, τροφοδοτήθηκε με τις απαιτούμενες, για τη λειτουργία της, συνεχείς τάσεις η ηλεκτρονική πλακέτα του δέκτη. Έπειτα, η έξοδος της γεννήτριας συχνοτήτων του εργαστηρίου εφάρμοσε ημιτονοειδές σήμα στο τυπωμένο δίπολο –

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΔΕΚΤΗ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ

κεραία εκπομπής, συχνότητας  $2.436\text{ GHz}$  και ισχύος  $-20\text{ dBm}$ . Επίσης, η έξοδος μίας δεύτερης γεννήτριας συχνοτήτων τροφοδότησε την είσοδο τοπικού ταλαντωτή του quadrature αποδιαμορφωτή σε κάθε μονάδα του δέκτη MIMO, με ημιτονοειδές σήμα συχνότητας  $2.43599\text{ GHz}$  και ισχύ  $-10\text{ dBm}$ . Εδώ πρέπει να καταστεί σαφές ότι με τη κατάλληλη συνδεσμολογία επιτεύχθηκε κλειδώμα φάσης μεταξύ των σημάτων των εξόδων των δύο γεννητριών. Έτσι, τα σήματα που προέκυψαν στις εξόδους  $I_x$  και  $Q_x$  των quadrature αποδιαμορφωτών είναι ημιτονοειδή, συχνότητας  $10\text{ kHz}$ , ορισμένων πλατών και με διαφορές φάσης μεταξύ των. Η τιμή αυτή της συχνότητας αντιστοιχεί στη διαφορά συχνοτήτων μεταξύ του σήματος που διαδίδεται στον ασύρματο δίαυλο και του σήματος του τοπικού ταλαντωτή στο δέκτη. Από την άλλη, αν εξετάσει κανείς μόνο τα  $I_x$  σήματα βασικής ζώνης, τότε θα παρατηρήσει αποκλίσεις πλάτους και φάσης μεταξύ των, οι οποίες οφείλονται σε δύο κυρίως παράγοντες. Για να γίνει αυτό πιο κατανοητό παρουσιάζονται δύο στιγμιότυπα πειραματικών μετρήσεων των σημάτων  $I_x$  με τη βοήθεια του ψηφιακού παλμογράφου του εργαστηρίου στα σχήματα 4.6 και 4.7. Το πρώτο στιγμιότυπο αντιστοιχεί στη περίπτωση που η στοιχειοκεραία εκπομπής έχει κατοπτρικό προσανατολισμό σε σχέση με τη στοιχειοκεραία λήψης. Αντίστοιχα, το δεύτερο στιγμιότυπο παρουσιάζει τη μορφή των σημάτων  $I_x$  όταν οι δύο στοιχειοκεραίες έχουν παράλληλο προσανατολισμό.



Σχήμα 4.6. Σήματα εξόδων  $I_x$  του δέκτη MIMO για κατοπτρικό προσανατολισμό στοιχειοκεραιών πομπού - δέκτη



Σχήμα 4.7. Σήματα εξόδων  $I_x$  του δέκτη MIMO για παράλληλο προσανατολισμό στοιχειοκεραιών πομπού – δέκτη

Με τη βοήθεια λοιπόν των παραπάνω σχημάτων, μπορεί κανείς να ερμηνεύσει τις αποκλίσεις πλάτους και φάσης μεταξύ των τεσσάρων  $I$  σημάτων. Ο κύριος παράγοντας εμφάνισής τους είναι οι διαφορετικοί δρόμοι διάδοσης του σήματος από την κεραία εκπομπής στην αντίστοιχη κεραία λήψης. Πράγματι, το ηλεκτρομαγνητικό κύμα εκπέμπεται από το σημείο του τυπωμένου διπόλου της στοιχειοκεραίας εκπομπής και διαδίδεται μέσω του ασύρματου καναλιού ακολουθώντας διαφορετικούς δρόμους μέχρι να «συλληφθεί» από τις τέσσερις κεραίες λήψης της στοιχειοκεραίας του δέκτη. Συνεπώς, τα τέσσερα αυτά σήματα στις αντίστοιχες εισόδους της διάταξης του δέκτη έχουν την ίδια συχνότητα, αλλά διαφορετικά πλάτη και φάσεις, λόγω του διαφορετικού μονοπατιού που ακολούθησαν κατά τη διαδρομή τους από τον πομπό στο δέκτη. Πρακτικά, καθένα από αυτά τα τέσσερα ραδιοσήματα περιλαμβάνει έναν αριθμό συνιστωσών ίδιας συχνότητας με αυθαίρετα πλάτη και αρχικές φάσεις. Καθεμιά από αυτές τις συνιστώσες έχει ακολουθήσει διαφορετική διαδρομή από τη κεραία εκπομπής στην αντίστοιχη κεραία λήψης. Για το λόγο αυτό, κάθε σήμα-συνιστώσα διατηρεί σταθερή τη συχνότητά του, ενώ το πλάτος και η φάση του μεταβάλλεται με τρόπο που καθορίζεται από τη διαδρομή που ακολουθεί. Η υπέρθεση των συνιστωσών σημάτων σε κάθε κεραία λήψης οδηγεί στη δημιουργία ενός ραδιοσήματος σε καθεμιά από αυτές. Η συχνότητα του σήματος σε κάθε κεραία λήψης ταυτίζεται με αυτή των συνιστωσών σημάτων, ενώ το πλάτος και η φάση του

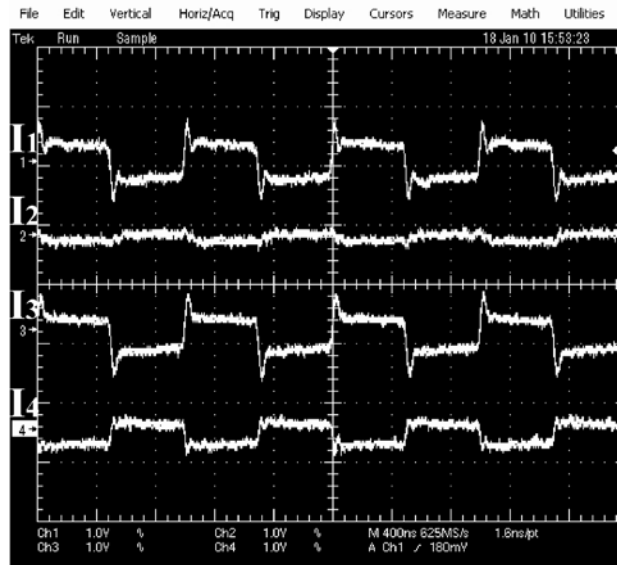
## ΔΙΑΤΑΞΗ ΔΕΚΤΗ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ

καθορίζονται από την υπέρθεση των αντίστοιχων πλατών και φάσεων αυτών των συνιστωσών σημάτων. Συνεπώς, τα τέσσερα ραδιοσήματα στις τέσσερις κεραιές λήψης έχουν την ίδια συχνότητα, αλλά εμφανίζουν αποκλίσεις πλάτους και φάσης. Αυτές οι αποκλίσεις πλάτους και φάσης «μεταφέρονται» μέσω των quadrature αποδιαμορφωτών στα αντίστοιχα σήματα  $I_x$  και γίνονται αντιληπτές σε επίπεδο βασικής ζώνης.

Επιπρόσθετα ένας ακόμη παράγοντας σχετίζεται με την ύπαρξη των φαινομένων αυτών. Αυτός οφείλεται στις διαφορές μήκους των μικροταινιακών λωρίδων της ηλεκτρονικής πλακέτας της διάταξης του δέκτη, στις αντίστοιχες αποκλίσεις που εισάγουν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα της καθώς και σε αυτές των ομοαξονικών καλωδίων διασύνδεσης. Για το λόγο αυτό καθίσταται επιτακτική η ανάγκη αρχικοποίησης της διάταξης του δέκτη πολλαπλών εισόδων. Η διαδικασία αυτή περιγράφεται σε εδάφιο που ακολουθεί.

Αφού ολοκληρωθεί η διαδικασία της αρχικοποίησης και ποσοτικοποιηθούν οι αντίστοιχοι παράμετροι κρίνεται σαφές ότι η ηλεκτρονική πλακέτα του δέκτη MIMO μπορεί να αξιοποιηθεί σε εφαρμογές χαρακτηρισμού του ασύρματου διαύλου και προσδιορισμού των παραμέτρων απολαβής ισχύος του αντίστοιχου καναλιού. Πρακτικά, αυτό πραγματοποιείται με κατάλληλη επεξεργασία των σημάτων  $I_x$  και  $Q_x$ , σε επίπεδο βασικής ζώνης. Φυσικά, η εν λόγω διεργασία μπορεί να επεκταθεί και σε εφαρμογές ασύρματων συστημάτων ζεύξης πολλαπλών εισόδων – εξόδων. Η εκτενής ανάλυση και παρουσίαση της παραπάνω διαδικασίας καθώς και των μεθόδων και τεχνικών που εμπλέκονται σε αυτή είναι αντικείμενο του κεφαλαίου 5, που ακολουθεί.

Επιπρόσθετα, το σχήμα 4.8 παρουσιάζει ένα στιγμιότυπο πειραματικών μετρήσεων από τον ψηφιακό παλμογράφο του εργαστηρίου, όπου εμφανίζονται τα τέσσερα κανάλια ψηφιακών δεδομένων που προέρχονται από σύστημα ασύρματης ζεύξης αντίστοιχο με αυτό που αναφέρθηκε παραπάνω, το οποίο χρησιμοποιεί δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (BPSK).



Σχήμα 4.8. Καταγραφή ψηφιακών δεδομένων δυαδικής ψηφιακής διαμόρφωσης φάσης στο δέκτη MIMO

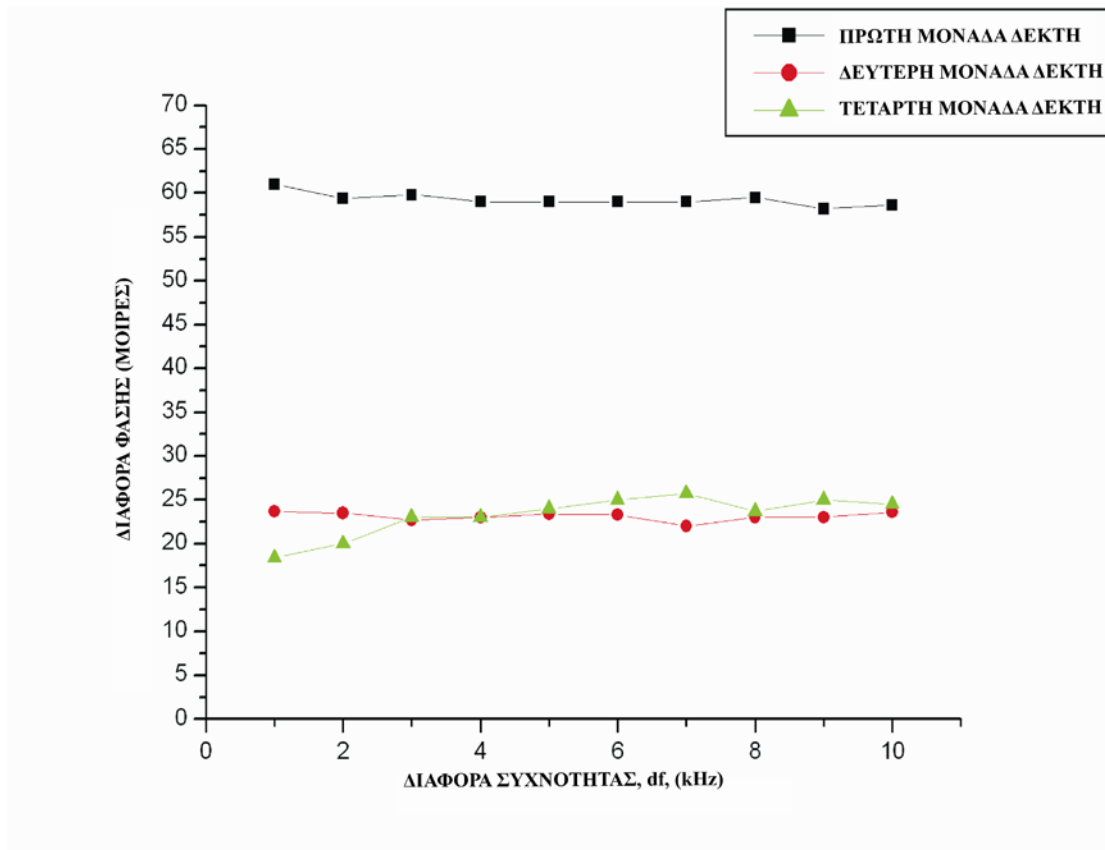
Οι τέσσερις αυτές κυματομορφές αντιστοιχούν σε ταυτόσημα ψηφιακά δεδομένα τα οποία αρχικά διαμορφώνουν σε φάση με ψηφιακό τρόπο ένα φέρον σήμα συχνότητας  $2.436\text{ GHz}$ , μεταδίδονται στο ασύρματο κανάλι και φθάνουν στις τέσσερις κεραίες του δέκτη τις οποίες διεγείρουν. Αυτές στη συνέχεια τροφοδοτούν με τα αντίστοιχα σήματα τις τέσσερις μονάδες του δέκτη MIMO, όπου καθένα από αυτά αποδιαμορφώνεται με τη βοήθεια των quadrature αποδιαμορφωτών και κατάλληλου σήματος τοπικού ταλαντωτή συχνότητας  $2.436\text{ GHz}$ . Τελικά στις εξόδους  $I_x$  και  $Q_x$  εμφανίζονται τα αρχικά ψηφιακά δεδομένα και έτσι ανακτάται η χρήσιμη πληροφορία στο δέκτη. Οι διαφορές πλάτους και φάσης μεταξύ των σημάτων  $I_x$  του σχήματος 4.8 οφείλονται στους παράγοντες που διατυπώθηκαν παραπάνω.

## 4.4 Αρχικοποίηση Διάταξης δέκτη MIMO

Όπως ειπώθηκε, η ανάπτυξη της πλατφόρμας MIMO με την οποία πρόκειται να πραγματοποιηθούν διεργασίες χαρακτηρισμού ασύρματων καναλιών και μελέτης συστημάτων πολλαπλών εισόδων – εξόδων προϋποθέτει την εκτέλεση κατάλληλων διαδικασιών αρχικοποίησης της διάταξης του δέκτη τεσσάρων εισόδων.

Για την επίτευξη αυτού του στόχου ήταν αναγκαία η πραγματοποίηση διεργασιών προετοιμασίας και εγκατάστασης της απαιτούμενης μετρητικής υποδομής. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκαν δύο όμοια ομοαξονικά καλώδια τα οποία είχαν προελεγχθεί, ώστε να επιφέρουν τις ίδιες μεταβολές πλάτους και φάσης στα σήματα συχνότητας στη περιοχή των  $2.4\text{ GHz}$  που τα διαρρέουν. Αυτή η διαδικασία πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του διανυσματικού αναλυτή δικτυωμάτων του εργαστηρίου. Μέσω των καλωδίων αυτών και ενός διαχωριστή ισχύος 1 – προς – 2, η έξοδος της γεννήτριας συχνοτήτων του εργαστηρίου τροφοδοτεί ανά δύο τις τέσσερις εισόδους της διάταξης του δέκτη MIMO. Έτσι κάθε σήμα στις εισόδους του δέκτη είναι ημιτονικό ισχύος  $-60\text{ dBm}$  και συχνότητας  $f_{RF} = 2.436\text{ GHz}$ . Επίσης, στην ηλεκτρονική πλακέτα του δέκτη πολλαπλών εισόδων παρέχονται οι απαιτούμενες συνεχείς τάσεις τροφοδοσίας και ρυθμίζεται η τάση ελέγχου της απολαβής ισχύος των quadrature αποδιαμορφωτών στο μέσο του δυναμικού εύρους λειτουργίας. Επιπρόσθετα, μία δεύτερη γεννήτρια συχνοτήτων τροφοδοτεί μέσω ενός διαιρέτη ισχύος 1 – προς – 4 την είσοδο του τοπικού ταλαντωτή του quadrature αποδιαμορφωτή σε κάθε μονάδα του δέκτη πολλαπλών εισόδων με ημιτονικό σήμα συχνότητας  $f_{LO} = 2.436\text{ GHz} - df$  και ισχύος  $-10\text{ dBm}$ . Ο ρόλος της  $df$  παραμέτρου θα εξηγηθεί παρακάτω. Στο σημείο αυτό πρέπει και πάλι να σημειωθεί ότι τα ημιτονικά σήματα των δύο γεννητριών συχνοτήτων είναι κλειδωμένα σε φάση μεταξύ τους. Λόγω λοιπόν της παραμέτρου  $df$  στις εξόδους  $I_x$  και  $Q_x$  των μονάδων του δέκτη των οποίων οι εισοδοί τροφοδοτούνται με το σήμα συχνότητας  $f_{RF}$  θα προκύψουν ημιτονικά σήματα σταθερού πλάτους και φάσης με συχνότητα ίση με  $df$ . Λαμβάνοντας ως σήμα αναφοράς το  $I$  σήμα της τρίτης μονάδας του δέκτη MIMO ( $I_3$ ), με τη βοήθεια του παλμογράφου καταγράφηκε αρχικά η διαφορά φάσης των υπόλοιπων  $I_x$  σημάτων για εύρος τιμών του  $df$  της τάξης των  $10\text{ kHz}$  με βήμα  $2\text{ kHz}$ . Το σύνολο των αποτελεσμάτων που προέκυψαν παρατίθενται στη γραφική παράσταση του σχήματος 4.9.





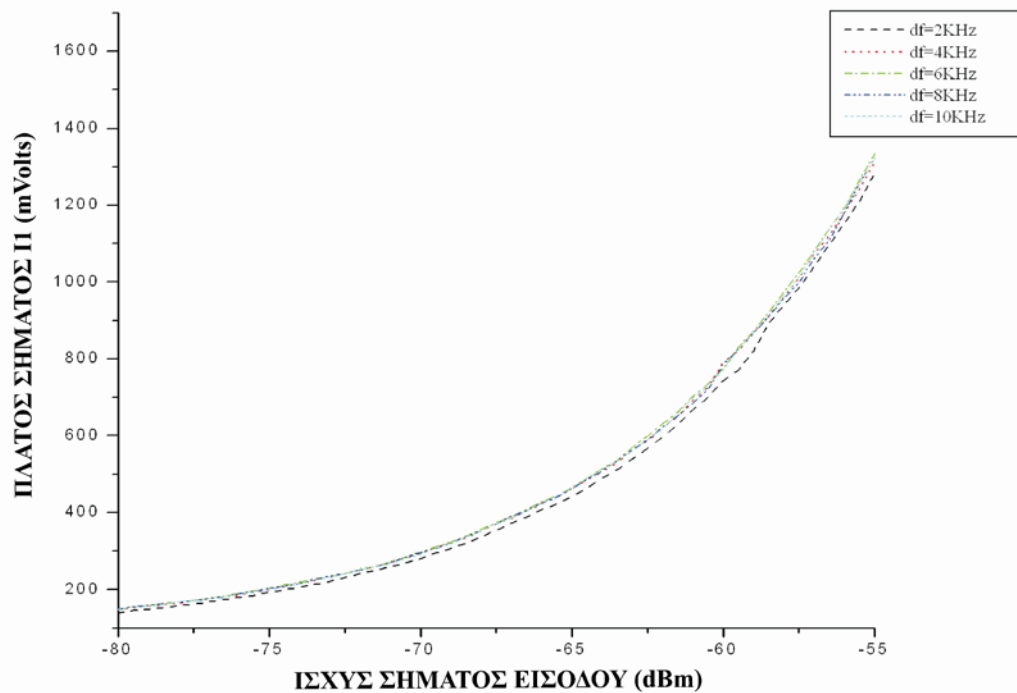
Σχήμα 4.9. Αποκλίσεις φάσης μεταξύ των μονάδων του δέκτη MIMO

Με βάση τη μορφή των καμπυλών αυτών διακρίνει κανείς ότι το  $I$  σήμα της τρίτης μονάδας της διάταξης του δέκτη προηγείται σε φάση έναντι των άλλων τριών. Φαίνεται επίσης πως η δεύτερη και η τέταρτη μονάδα αποκλίνουν σε φάση σε σχέση με την τρίτη κατά περίπου  $24$  μοίρες, ενώ η μεταξύ τους απόκλιση είναι σχεδόν μηδενική. Αντίστοιχα, η πρώτη είναι εκείνη που καθυστερεί περισσότερο έναντι των άλλων τριών. Συγκεκριμένα, το σήμα  $I1$  εμφανίζει διαφορά φάσης σε σχέση με το  $I3$  της τάξης των  $60$  μοιρών, ενώ η τιμή αυτή για τα σήματα  $I2$  και  $I4$  προσεγγίζει την τιμή των  $22$  μοιρών. Σε κάθε περίπτωση, οι αποκλίσεις φάσης των σημάτων αυτών παραμένουν σχεδόν σταθερές στο εύρος μεταβολής της παραμέτρου  $df$ .

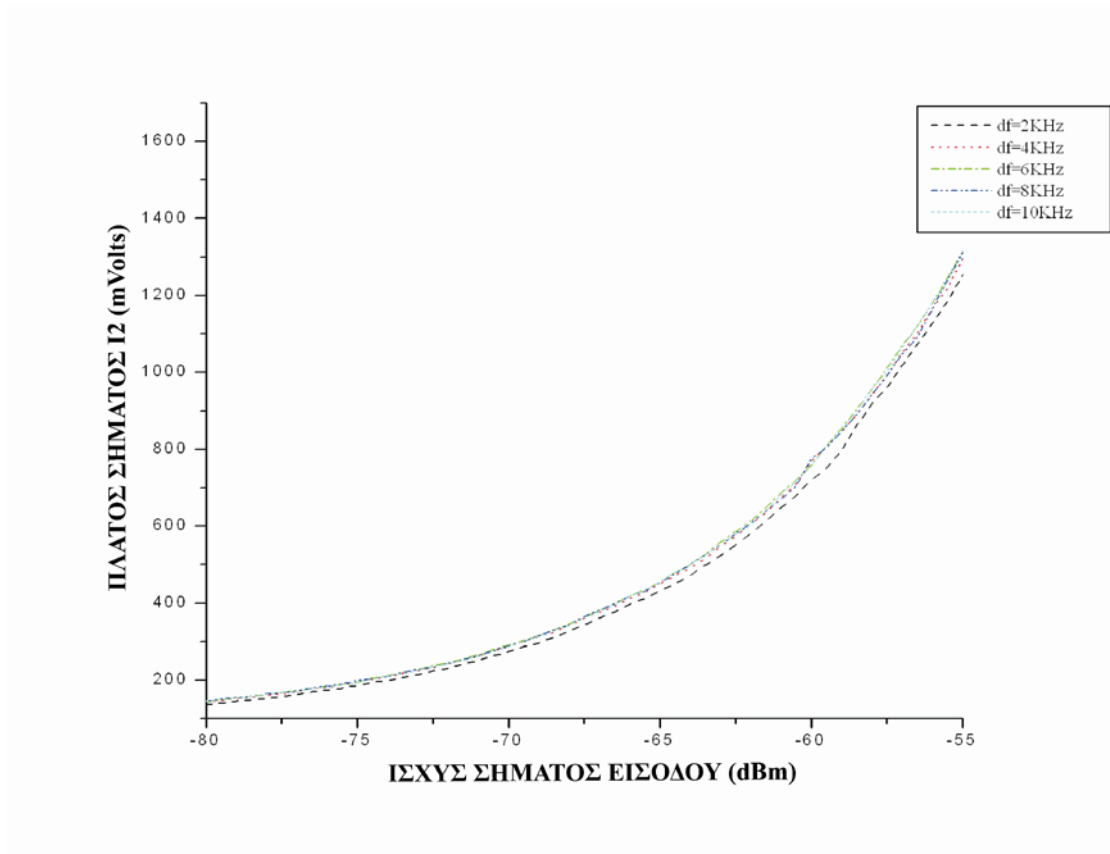
Στη συνέχεια με τη βοήθεια της μετρητικής υποδομής που χρησιμοποιήθηκε παραπάνω, έγιναν οι απαραίτητες διαδικασίες για την καταγραφή των πλατών των σημάτων βασικής ζώνης  $I_x$  σε κάθε μονάδα της διάταξης του δέκτη MIMO όταν η ισχύς του σήματος συχνότητας  $f_{RF} = 2.436$  GHz μεταβάλλεται από τη τιμή των  $-80$  dBm έως την  $-55$  dBm, με βήμα  $1$  dBm. Υπενθυμίζεται στο σημείο αυτό ότι το σήμα συχνότητας  $f_{RF}$  προσομοιώνει το λαμβανόμενο σήμα από την αντίστοιχη κεραία

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΔΕΚΤΗ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ

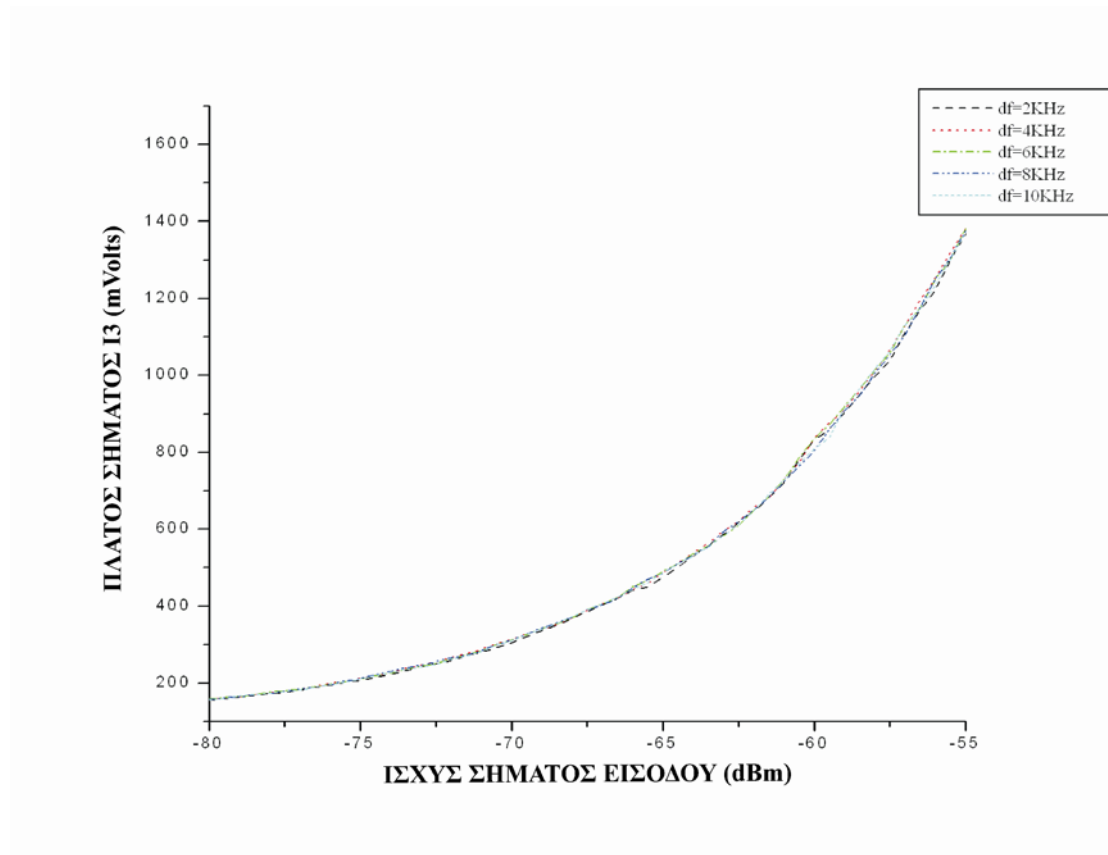
λήψης το οποίο εφαρμόζεται σε μία από τις εισόδους της ηλεκτρονικής πλακέτας της διάταξης του δέκτη. Επιπρόσθετα, στη διαδικασία αυτή πραγματοποιείται ταυτόχρονα μεταβολή στη συχνότητα του σήματος τοπικού ταλαντωτή (παράμετρος  $df$ ) όπως στη περίπτωση της διεργασίας προσδιορισμού των αποκλίσεων φάσης. Στη πράξη, η παράμετρος  $df$  μεταβάλλεται σε εύρος τιμών  $10\text{ kHz}$ , με βήμα  $2\text{ kHz}$ . Τα αποτελέσματα των πειραματικών αυτών μετρήσεων παρατίθενται στις γραφικές παραστάσεις των σχημάτων 4.10, 4.11, 4.12 και 4.13 για κάθε μονάδα του δέκτη πολλαπλών εισόδων. Συγκεκριμένα, τα σχήματα αυτά περιλαμβάνουν τις γραφικές παραστάσεις του πλάτους του σήματος  $I_x$ , συναρτήσεως της ισχύος του σήματος στην αντίστοιχη είσοδο της μονάδας του δέκτη MIMO, εκφρασμένη σε  $dBm$ .



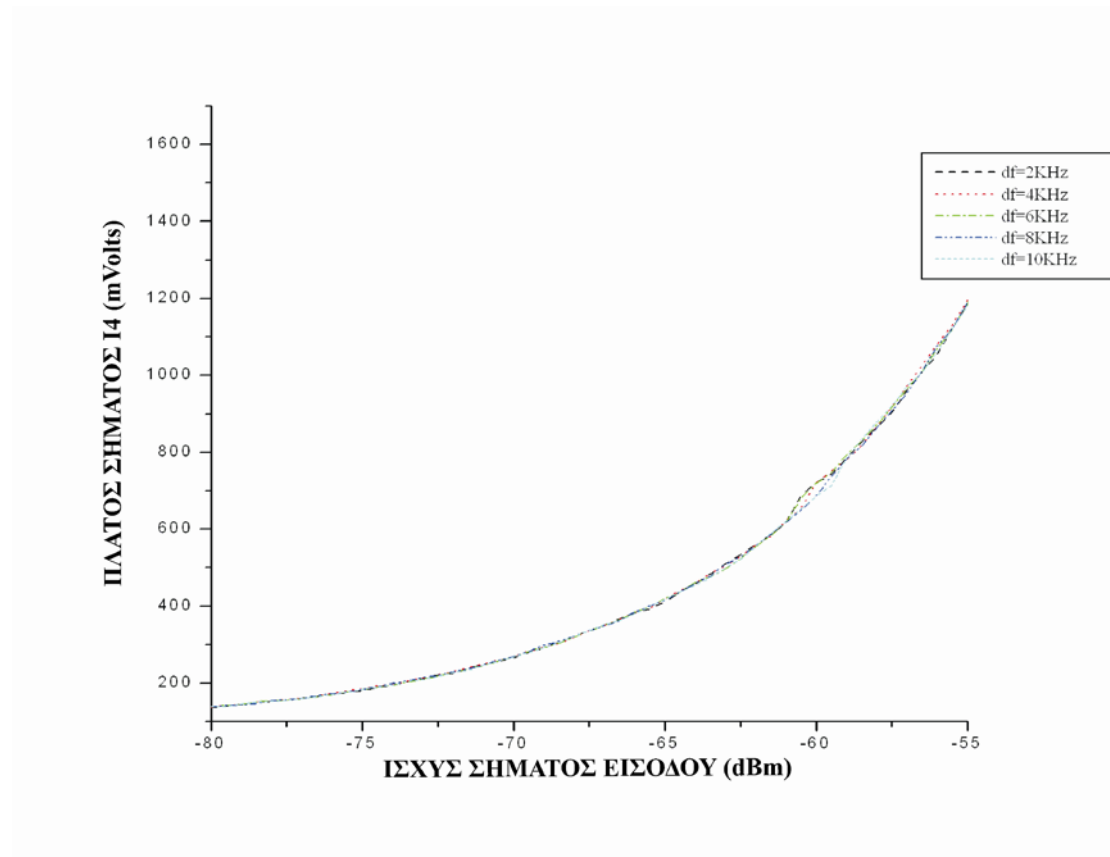
Σχήμα 4.10. Πλάτος σήματος εξόδου  $I$  της πρώτης μονάδας του δέκτη MIMO



Σχήμα 4.11. Πλάτος σήματος εξόδου  $I$  της δεύτερης μονάδας του δέκτη MIMO

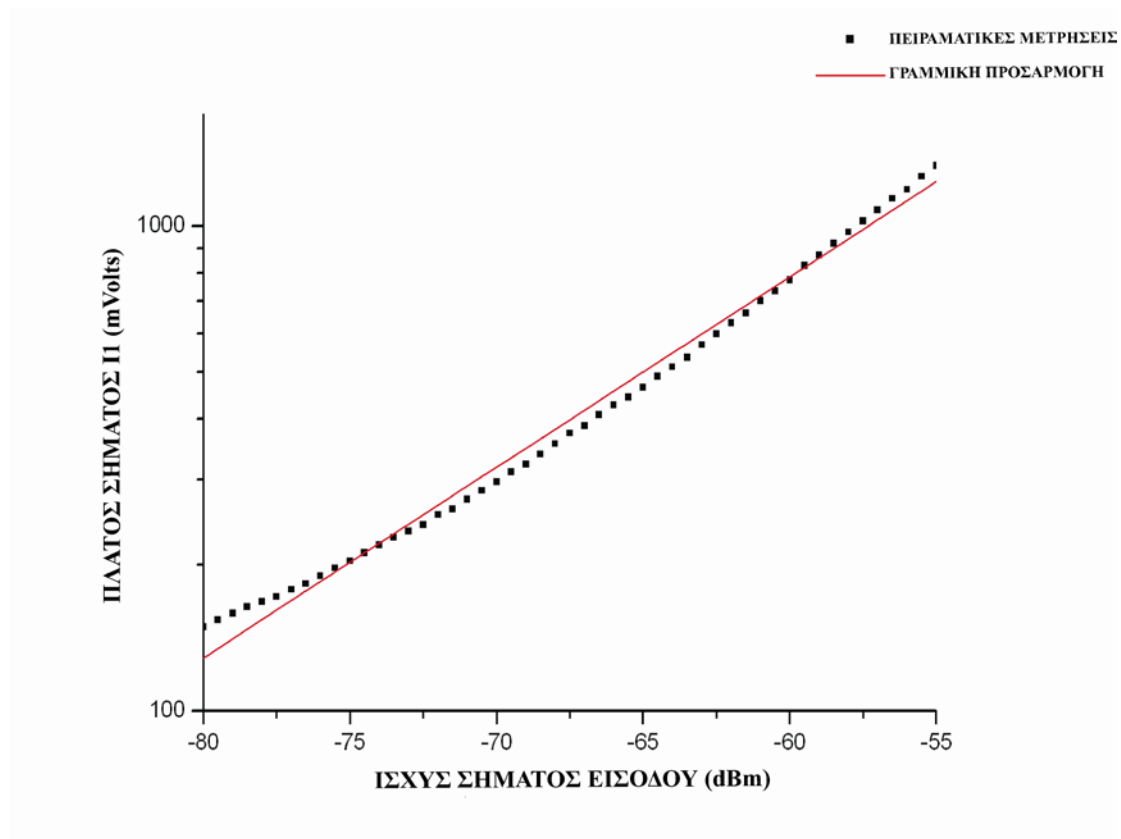


Σχήμα 4.12. Πλάτος σήματος εξόδου  $I$  της τρίτης μονάδας του δέκτη MIMO

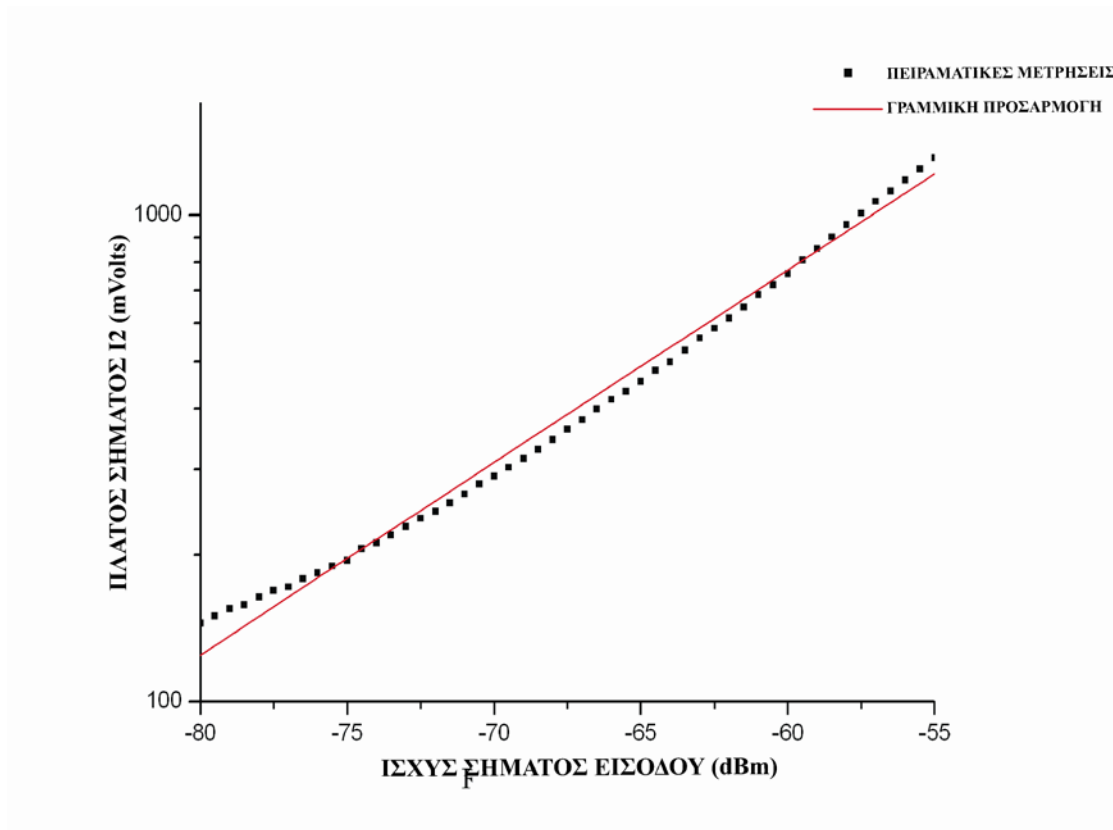


Σχήμα 4.13. Πλάτος σήματος εξόδου  $I$  της τέταρτης μονάδας του δέκτη MIMO

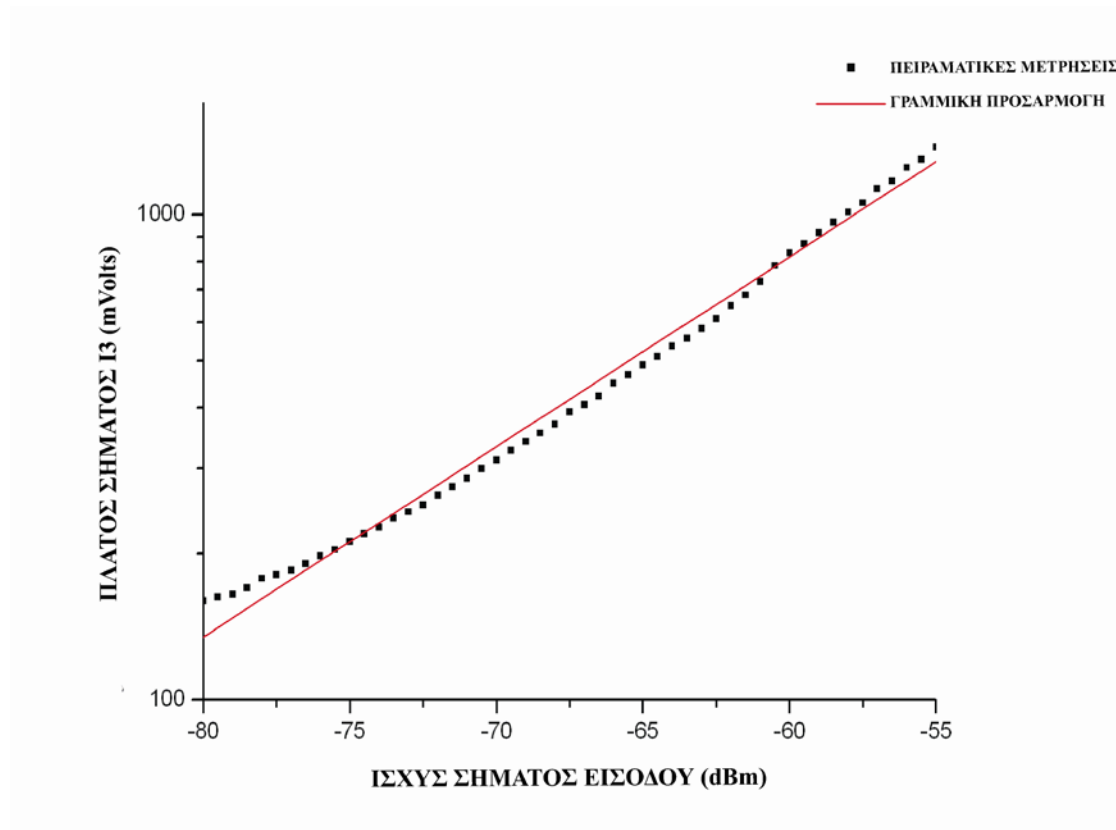
Λαμβάνοντας υπόψιν τις καμπύλες των παραπάνω σχημάτων καθίσταται σαφές ότι σε κάθε μονάδα του δέκτη MIMO η μεταβολή του πλάτους του σήματος εξόδου της  $I_x$  με τη μεταβολή της ισχύος του σήματος στην είσοδό της έχει την ίδια μορφή για κάθε τιμή του  $df$  στο εύρος των  $10\text{ kHz}$ . Για το λόγο αυτό επιλέγεται για κάθε μονάδα του δέκτη MIMO το σύνολο των παραπάνω αποτελεσμάτων για  $df = 6\text{ kHz}$  και πραγματοποιείται κατάλληλη διεργασία γραμμικής προσαρμογής των αντίστοιχων πειραματικών δεδομένων. Τα σχήματα 4.14, 4.15, 4.16 και 4.17 παρουσιάζουν τα πειραματικά αποτελέσματα και την ευθεία γραμμή της γραμμικής προσαρμογής για κάθε μονάδα του δέκτη MIMO, αντίστοιχα, με τη παράμετρο  $df$  σταθερή και ίση με  $6\text{ kHz}$ .



Σχήμα 4.14. Γραμμική προσαρμογή πειραματικών αποτελεσμάτων της εξόδου  $I$  της πρώτης μονάδας του δέκτη MIMO, για  $df = 6 \text{ kHz}$

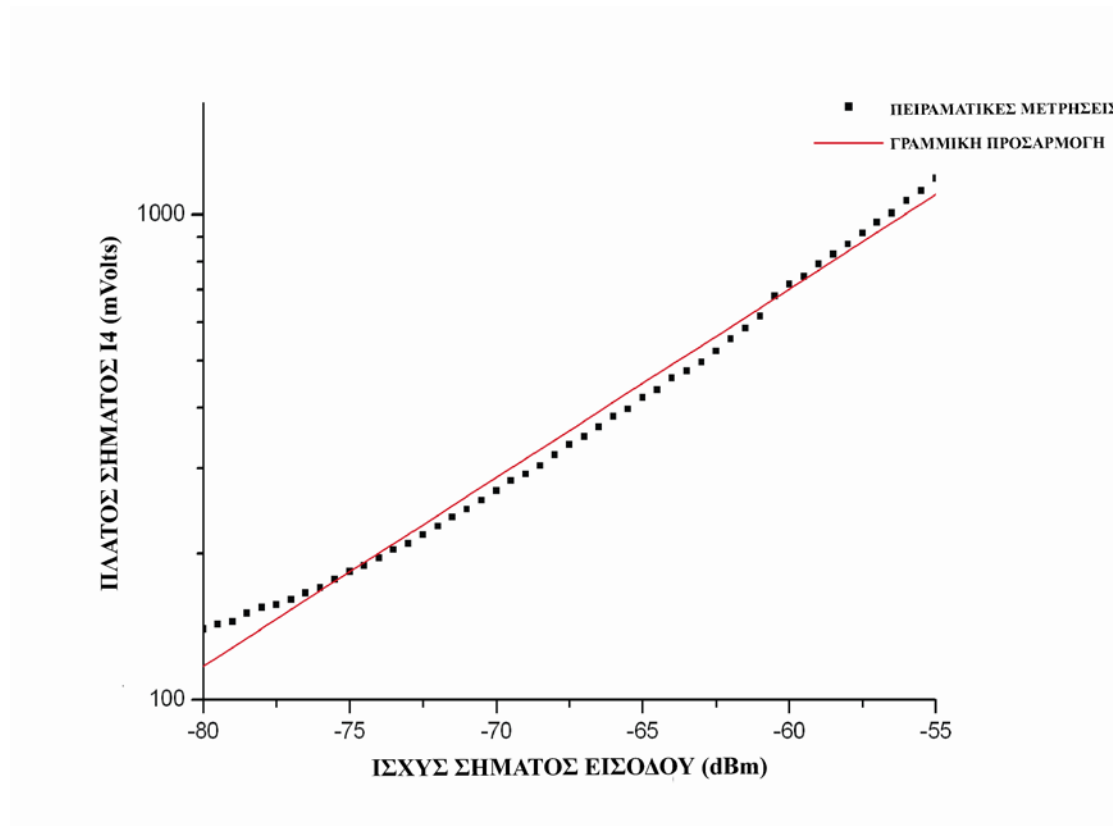


Σχήμα 4.15. Γραμμική προσαρμογή πειραματικών αποτελεσμάτων της εξόδου  $I$  της δεύτερης μονάδας του δέκτη MIMO, για  $df = 6 \text{ kHz}$



Σχήμα 4.16. Γραμμική προσαρμογή πειραματικών αποτελεσμάτων της εξόδου  $I$  της τρίτης μονάδας του δέκτη MIMO, για  $df = 6 \text{ kHz}$





Σχήμα 4.17. Γραμμική προσαρμογή πειραματικών αποτελεσμάτων της εξόδου *I* της τέταρτης μονάδας του δέκτη MIMO, για  $df = 6\text{ kHz}$

Και στις τέσσερις γραφικές παραστάσεις η ευθεία γραμμή που προκύπτει με τη διαδικασία της γραμμικής προσαρμογής προσεγγίζει σε μεγάλο βαθμό τα αντίστοιχα πειραματικά σημεία, γεγονός που καθιστά επιτυχή τη μέθοδο που ακολουθήθηκε. Παράλληλα, ο πίνακας 4.1 δίνει τους συντελεστές των γραμμικών εξισώσεων που προκύπτουν από τη γραμμική προσαρμογή των πειραματικών σημείων των γραφικών παραστάσεων για κάθε μονάδα του δέκτη πολλαπλών εισόδων.

Πίνακας 4.1. Αποτελέσματα γραμμικής προσαρμογής

Μαθηματική έκφραση $Y = A + B \cdot X$				
Μονάδα Δέκτη	A	Σφάλμα του A	B	Σφάλμα του B
1 <sup>η</sup>	5.25	0.03	0.0393	0.0005
2 <sup>η</sup>	5.26	0.03	0.0396	0.0005
3 <sup>η</sup>	5.26	0.03	0.0392	0.0005
4 <sup>η</sup>	5.18	0.03	0.0389	0.0005

Με βάση της γραμμικές αυτές μαθηματικές εκφράσεις μπορεί κανείς να προσδιορίσει σε κάθε μονάδα του δέκτη MIMO την ισχύ του σήματος λήψης που εφαρμόζεται στην είσοδό της αν γνωρίζει το πλάτος του σήματος της εξόδου της  $I$ , και το αντίστροφο. Παράλληλα, οι μικρές διαφορές στις τιμές των αντίστοιχων συντελεστών των γραμμικών εξισώσεων για τα τέσσερα κανάλια του δέκτη MIMO σχετίζονται με τις αποκλίσεις πλάτους μεταξύ των μονάδων αυτών.

Οι μηχανισμοί που υποστηρίζουν τόσο τις αποκλίσεις πλάτους, όσο και της φάσης μεταξύ των ταυτόσημων μονάδων του δέκτη MIMO έχουν επαναδιατυπωθεί και συνοψίζονται στις διαφορές μήκους των διαδρομών των ραδιοσημάτων στην επιφάνεια της ηλεκτρονικής πλακέτας της καθώς και στις αντίστοιχες αποκλίσεις τόσο των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που περιλαμβάνουν, όσο και αυτών που σχετίζονται με τις κατασκευαστικές ατέλειες των ομοαξονικών καλωδίων. Επιπρόσθετα, ο τελευταίος παράγοντας αποδεικνύεται ιδιαίτερα κρίσιμος αν αναλογιστεί κανείς ότι οι αποκλίσεις φάσεις και πλάτους λόγω των μηχανικών ατελειών των ομοαξονικών καλωδίων διευρύνονται με της αύξηση της συχνότητας λειτουργίας.

## Αναφορές

- [3.1] Clayton A. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", John Wiley & Sons, Second Edition, 2006
- [3.2] David M. Pozar. "Microwave Engineering", John Wiley & Sons, Second Edition, 1998
- [3.3] G. J. Foschini and M. J. Gans. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications* 1998; 6: 311-335.
- [3.4] S. J. H. Winters, "On the capacity of radio communications systems with diversity in a Rayleigh fading environment," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, June 1987.

- [3.5] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas” , Bell Labs Technical Journal vol.1 no. 2 41-59 (Autumn 1996).
- [3.6] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications, Selected Areas in Communications” , IEEE Journal on Vol. 16 Issue 8 1451 – 1458 (Oct 1998).
- [3.7] M. Habib Ullah and A. Unggul Priantoro, A review on Multiplexing schemes for MIMO channel sounding, International journal of computer science and network security, Vol. 9, No.6, June 2009.
- [3.8] S. A. Charles, E. A. Ball, T. H. Whittaker and J. K. Pollard, A 5.5 GHz channel sounder for fixed wireless channels, Communications IEE Proceedings, Vol. 150 Issue: 4, 12 August 2003.
- [3.9] Maxim preliminary datasheets of MAX2640.
- [3.10] Mini-circuits preliminary datasheets of ERA-5.
- [3.11] Analog Devices preliminary datasheets of AD8347.

## ΔΙΑΤΑΞΗ ΔΕΚΤΗ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

---

## Εισαγωγή

Η μελέτη χαρακτηρισμού του ραδιοδιαύλου πολλαπλών εισόδων – εξόδων περιλαμβάνει το προσδιορισμό των συντελεστών διάδοσης του καναλιού οι οποίοι κατάλληλα διατεταγμένοι διαμορφώνουν τον πίνακα καναλιού σε κάθε χρονικό παράθυρο δειγματοληψίας. Όπως αναφέρθηκε σε αντίστοιχο εδάφιο του πρώτου κεφαλαίου, τα στοιχεία του πίνακα καναλιού  $\mathbf{H}$  μπορεί να θεωρηθεί ότι αντιστοιχούν σε μιγαδικές παραμέτρους, όπου το μέτρο και το όρισμά τους αντιπροσωπεύουν την εξασθένιση και την ολίσθηση φάσης που υφίσταται το σήμα διάδοσης ακολουθώντας τη συγκεκριμένη διαδρομή του ασύρματου διαύλου. Για να επιτευχθεί ο προσδιορισμός του πίνακα καναλιού  $\mathbf{H}$  θα πρέπει να εγκατασταθεί η απαραίτητη μετρητική υποδομή, η οποία αποτελείται από τη στοιχειοκεραία εκπομπής και τη διάταξη του υποδομικού MIMO από την πλευρά εισόδου του καναλιού και από την στοιχειοκεραία λήψης, τη διάταξη του δέκτη MIMO και τον ψηφιακό παλμογράφο από τη πλευρά εξόδου του. Με βάση λοιπόν την μετρητική αυτή υποδομή πραγματοποιήθηκε μια σειρά πειραματικών διεργασιών σε εφαρμογές ασύρματης ζεύξης με στόχο τον χαρακτηρισμό του αντίστοιχου καναλιού διάδοσης. Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε καθώς και τα αντίστοιχα αποτελέσματα συνθέτουν τους κύριους άξονες του παρόντος κεφαλαίου.

## 5.1 Από τη θεωρία στη πράξη

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε συνοψίζεται στις τεχνικές επεξεργασίας σημάτων βασικής ζώνης με τις οποίες υπολογίζονται τα στοιχεία του πίνακα καναλιού  $\mathbf{H}$ , σε τακτά χρονικά διαστήματα. Στη συνέχεια, με κατάλληλους μαθηματικούς χειρισμούς προσδιορίζονται οι αντίστοιχες τιμές του μεγέθους της χωρητικότητας και μελετάται η χρονική μεταβολή του. Το μέγεθος της χωρητικότητας του ασύρματου καναλιού αντιστοιχεί στο όριο του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων που μπορεί να υποστηριχθεί στο συγκεκριμένο περιβάλλον διάδοσης με το ποσοστό εσφαλμένης μεταδιδόμενης πληροφορίας να διατηρείται σε ανεκτό επίπεδο.

Στη μετρητική υποδομή MIMO που έχει αναπτυχθεί, οι κυματομορφές που καταγράφονται από τον ψηφιακό παλμογράφο αποτελούν σήματα βασικής ζώνης. Με βάση τα χαρακτηριστικά των σημάτων αυτών πραγματοποιείται ο προσδιορισμός των στοιχείων του πίνακα καναλιού  $\mathbf{H}$ . Η διαδικασία αυτή λαμβάνει χώρα σε ένα ορισμένο αριθμό διαδοχικών χρονικών διαστημάτων, γεγονός που προσφέρει επιπλέον τη δυνατότητα μελέτης της χρονικής εξέλιξης της κατάστασης του ραδιοδιαύλου. Έτσι, σε κάθε στιγμιότυπο του καναλιού προσδιορίζονται και καταγράφονται τα στοιχεία του πίνακα  $\mathbf{H}$ , τα οποία στη συνέχεια χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του εν λόγω ραδιοδιαύλου, με βάση τη σχέση 5.1.

$$C = \log_2 \left( \det \left( I + \frac{\rho}{M_T} \tilde{\mathbf{H}}^\dagger \tilde{\mathbf{H}} \right) \right), \text{ σε bits/sec/Hz} \quad (5.1)$$

Επιγραμματικά, στη παραπάνω μαθηματική έκφραση υπολογίζεται η χωρητικότητα ενός ραδιοδιαύλου σε ασύρματο σύστημα με  $M_T$  κεραιές εκπομπής και  $M_R$  κεραιές λήψης, όπου συνάμα ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο σε κάθε στοιχείο ακτινοβολίας του δέκτη είναι  $\rho$ . Στη συγκεκριμένη περίπτωση θεωρείται ότι  $M_T = M_R$ . Ο πίνακας καναλιού  $\tilde{\mathbf{H}}$  είναι διαστάσεων  $M_R \times M_T$ , ενώ ο μοναδιαίος πίνακας  $\mathbf{I}$  έχει ίδιο αριθμό γραμμών και στηλών που ισούται με  $M_T$ .

Ειδικότερα, ο πίνακας καναλιού  $\tilde{\mathbf{H}}$  αποτελεί τη κανονικοποιημένη έκφραση του αντίστοιχου πίνακα του καναλιού  $\mathbf{H}$ , ο οποίος περιλαμβάνει τους πραγματικούς συντελεστές του καναλιού. Αυτοί οι συντελεστές προσδιορίζονται πειραματικά με την επεξεργασία βασικής ζώνης που προαναφέρθηκε. Η σχέση μεταξύ των δύο πινάκων εκφράζεται από την ακόλουθη μαθηματική έκφραση (5.2).

$$\tilde{\mathbf{H}} = \left(\frac{\hat{P}}{P}\right) \times \mathbf{H} \quad (5.2)$$

Σε αυτή τη σχέση η παράμετρος  $\hat{P}$  είναι η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς και η  $P$ , η μέση ισχύς που λαμβάνεται από όλες τις κεραίες του δέκτη [5.1-5.6,5.9-5.11].

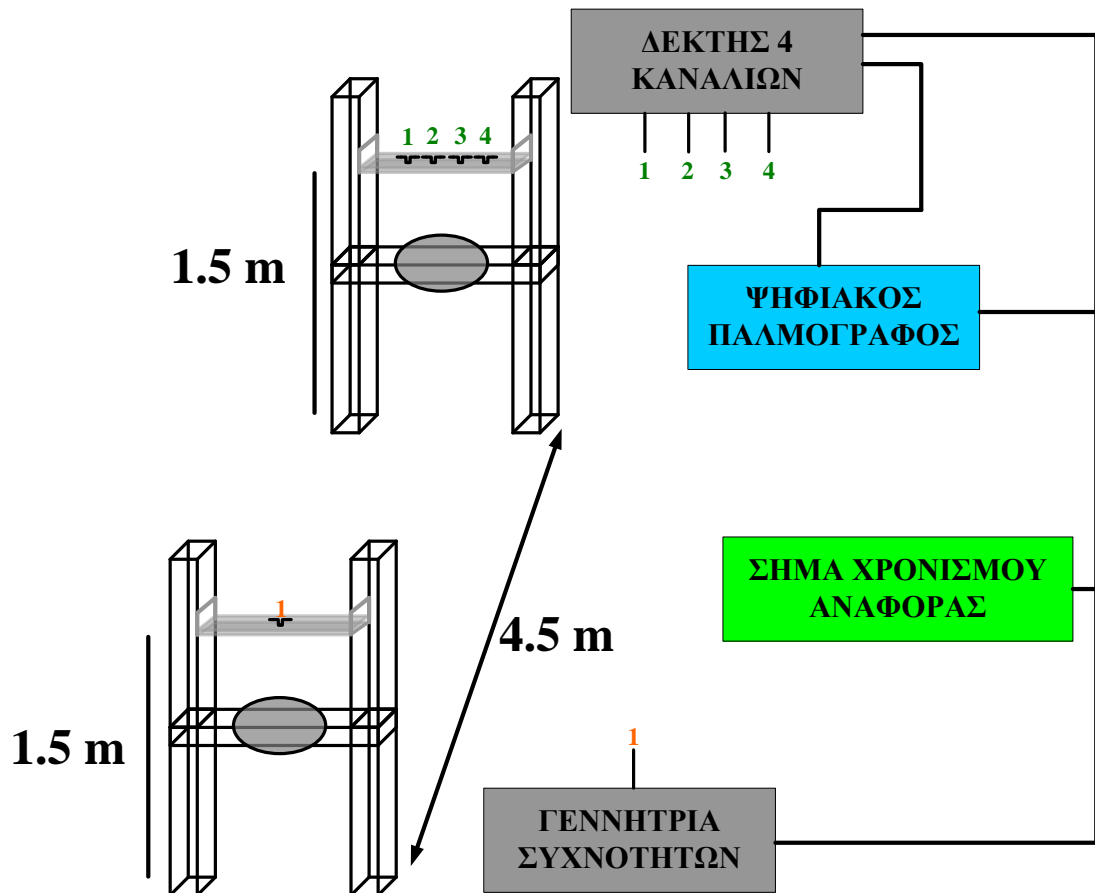
## 5.2 Μελέτη καναλιού SIMO

Για τη πραγματοποίηση της μελέτης χαρακτηρισμού του ραδιοδιαύλου μιας εισόδου και πολλαπλών εξόδων (SIMO) αξιοποιούνται μερικώς οι διατάξεις της πλατφόρμας MIMO. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται η στοιχειοκεραία εκπομπής με ένα τυπωμένο δίπολο, το οποίο αποτελεί το μοναδικό στοιχείο εκπομπής. Αντίστοιχα, η σύνθεση της στοιχειοκεραία λήψης βασίζεται στην ομοιόμορφη γραμμική κεραιοσυστοιχία τεσσάρων τυπωμένων διπόλων με διαδοχική απόσταση στοιχείων της τάξης του μισού μήκους κύματος στη συχνότητα των  $2.4 \text{ GHz}$ . Οι θέσεις των δύο στοιχειοκεραιών παραμένουν σταθερές σε απόσταση  $4.5 \text{ m}$  στο περιβάλλον διάδοσης του εργαστηρίου. Ο προσανατολισμός τους είναι κατοπτρικός με έντονη τη παρουσία στο δέκτη της συνιστώσας σήματος οπτικής επαφής. Το τυπωμένο δίπολο στη στοιχειοκεραία εκπομπής διεγείρεται μέσω ομοαξονικού καλωδίου από σήμα της γεννήτριας συχνοτήτων του εργαστηρίου κατάλληλης ισχύος με συχνότητα  $2.436 \text{ GHz}$ . Από την άλλη πλευρά, τα τέσσερα λαμβανόμενα σήματα από κάθε τυπωμένο δίπολο της στοιχειοκεραίας λήψης, τροφοδοτούν τις αντίστοιχες εισόδους του δέκτη MIMO, ενισχύονται, φιλτράρονται, υποβιβάζονται σε μία ενδιάμεση συχνότητα και τελικά καταγράφονται από τον ψηφιακό παλμογράφο. Η παραπάνω μεθοδολογία αντιστοιχεί στη τεχνική εκπομπής ηλεκτρομαγνητικού σήματος ενός τόνου ( $2.436 \text{ GHz}$ ), με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή σε κάθε μονάδα του δέκτη MIMO να έχει

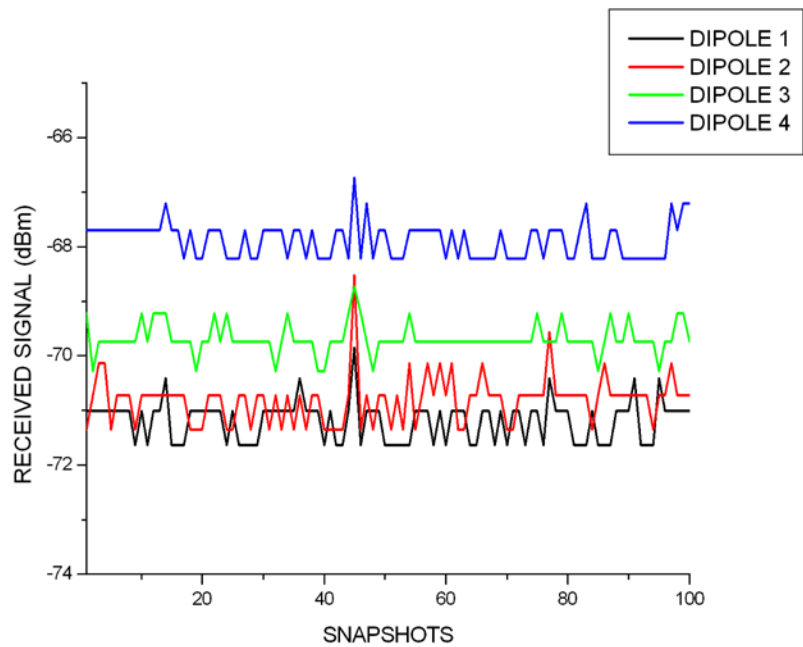
## ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ

ισχύ περίπου  $-8 \text{ dBm}$  και συχνότητα  $2.436 \text{ GHz} - 2 \text{ kHz}$ . Τα δύο σήματα συχνότητας  $2.436 \text{ GHz}$  και  $2.436 \text{ GHz} - 2 \text{ kHz}$  έχουν σταθερή απόκλιση φάσης μεταξύ των. Έτσι, τα σήματα  $I_x$  των αντίστοιχων εξόδων της διάταξης του δέκτη MIMO τα οποία δειγματοληπτούνται και καταγράφονται από τον ψηφιακό παλμογράφο αποτελούν ημιτονοειδείς κυματομορφές με συχνότητα  $2 \text{ kHz}$ , το καθένα. Οι μορφές των σημάτων αυτών καταγράφονται για  $100$  διαδοχικά χρονικά διαστήματα  $100 \mu\text{sec}$ . Ο χρόνος που μεσολαβεί μεταξύ αυτών είναι της τάξης των  $4 \text{ msec}$  και οφείλεται στα χαρακτηριστικά λειτουργίας του εν λόγω ψηφιακού παλμογράφου. Στη συνέχεια, τα σήματα αυτά υφίστανται κατάλληλη μαθηματική επεξεργασία, η οποία καταλήγει στον ποσοτικό προσδιορισμό των συντελεστών του ραδιοδιαύλου, δηλαδή των στοιχείων του πίνακα **H**. Οι γραφικές παραστάσεις των σχημάτων που ακολουθούν παραθέτουν τα αντίστοιχα αποτελέσματα. Συγκεκριμένα, το διάγραμμα του συστήματος της μετρητικής διάταξης  $1 \times 4$  SIMO παρατίθεται στο σχήμα 5.1. Το σχήμα 5.2 παρουσιάζει τα επίπεδα ισχύος λήψης στις τέσσερις κεραιές στο δέκτη, ενώ οι κανονικοποιημένες τιμές των συντελεστών απολαβής των τεσσάρων καναλιών παρατίθενται στο σχήμα 5.3. Ο κάθε συντελεστής απολαβής καναλιού που ξεκινά από την  $j$  κεραιά εκπομπής και καταλήγει στην  $i$  κεραιά λήψης συμβολίζεται με  $K_{ij}$ . Η κανονικοποίηση αυτών των συντελεστών πραγματοποιήθηκε με βάση τον συντελεστή απολαβής του πρώτου καναλιού, το οποίο ορίζεται ως το κανάλι διάδοσης που ξεκινά από την κεραιά εκπομπής και καταλήγει στη πρώτη κεραιά στη πλευρά του δέκτη.

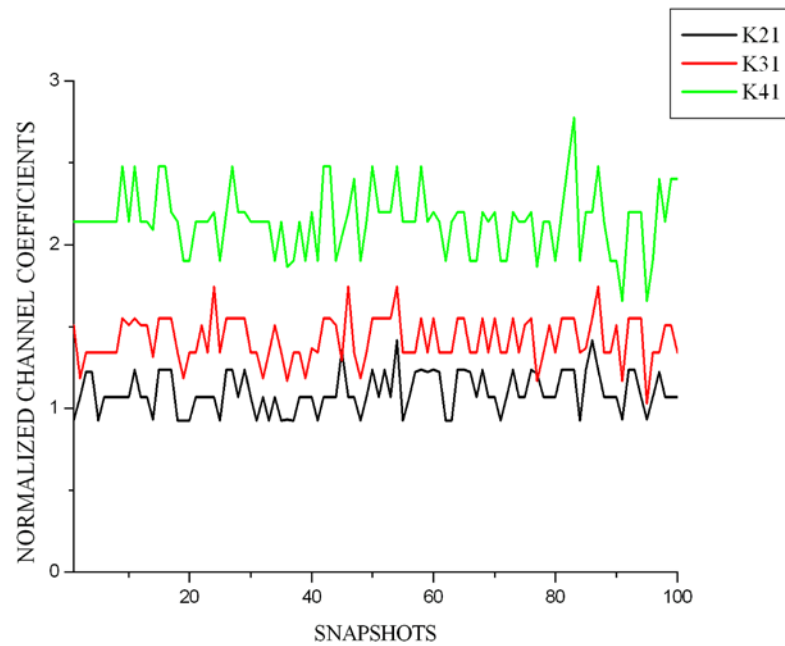




Σχήμα 5.1. Μετρητική διάταξη 1x4 SIMO



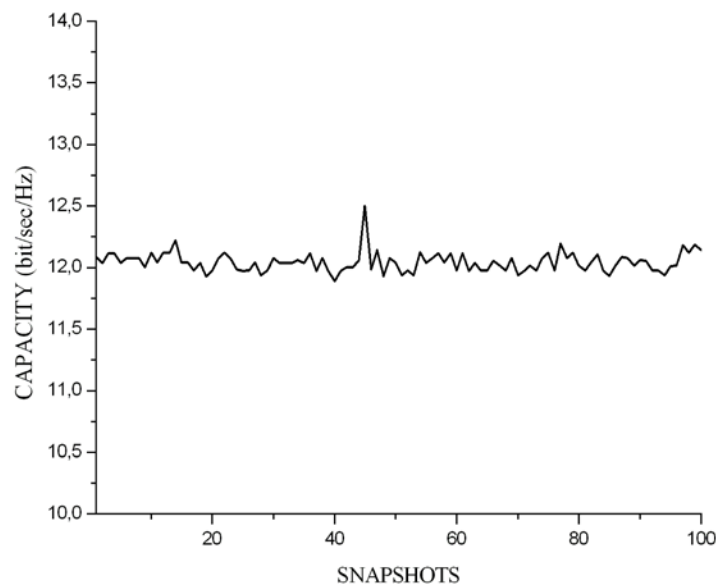
Σχήμα 5.2. Επίπεδα ισχύος λήψης στα δίπολα-κεραίες του δέκτη 1x4 SIMO



Σχήμα 5.3. Κανονικοποιημένοι συντελεστές απολαβής καναλιού 1x4 SIMO

Από τη χρονική εξέλιξη των τιμών των κανονικοποιημένων συντελεστών του καναλιού διακρίνει κανείς πως τα χαρακτηριστικά του ασύρματου διαύλου παραμένουν σχεδόν αναλλοίωτα στο χρόνο. Αυτό ερμηνεύεται από το γεγονός ότι, τόσο η στοιχειοκεραία εκπομπής όσο και η στοιχειοκεραία λήψης διατηρούν τις θέσεις τους κατά τη διάρκεια πραγματοποίησης των μετρήσεων. Ταυτόχρονα, οι συνθήκες διάδοσης δεν μεταβάλλονται με το χρόνο λόγω ακινησίας του ανθρώπινου δυναμικού και των αντικειμένων εντός του εργαστηριακού χώρου.

Επιπρόσθετα, προσδιορίστηκε κατάλληλα η παράμετρος του λόγου σήματος προς θόρυβο  $\rho = 24.5 \text{ dB}$  και με τη βοήθεια της σχέσης 5.1 βρέθηκαν οι τιμές της χωρητικότητας  $C$  σε κάθε χρονικό στιγμιότυπο του καναλιού 1x4 SIMO. Το σχήμα 5.4 δίνει τη μορφή των αντίστοιχων αποτελεσμάτων.



Σχήμα 5.4. Χωρητικότητα καναλιού 1x4 SIMO στο χρόνο

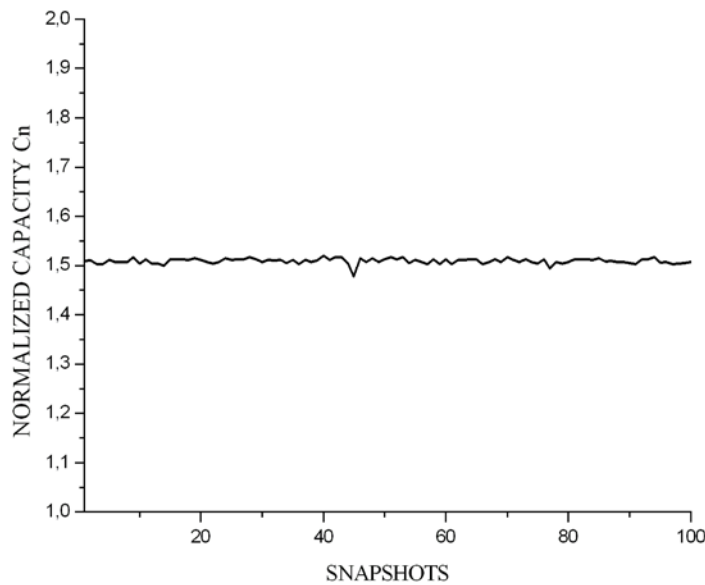
Η μορφή της παραπάνω γραφικής παράστασης υποδεικνύει τη χρονική ανεξαρτησία του μεγέθους της χωρητικότητας  $C$  για το συγκεκριμένο κανάλι διάδοσης. Πρακτικά, η διατήρηση των συνθηκών διάδοσης στον εργαστηριακό χώρο, όπου πραγματοποιήθηκε η εν λόγω πειραματική διαδικασία εξασφάλισε την σταθεροποίηση της τιμής της χωρητικότητας του αντίστοιχου ραδιοδιαύλου γύρω από μία μέση τιμή της τάξης των  $12 \text{ bps/Hz}$ . Συνεπώς, αύξηση του ρυθμού μετάδοσης σε επίπεδο μεγαλύτερο από αυτό που ορίζει αυτή η τιμή υποβαθμίζει σε σημαντικό βαθμό την αξιοπιστία της αντίστοιχης ασύρματης ζεύξης. Παράλληλα, για λόγους σύγκρισης, προσδιορίστηκε η τιμή της κανονικοποιημένης χωρητικότητας  $C_n$ , η οποία δίνεται από τη σχέση που ακολουθεί (σχήμα 5.3).

$$C_n = \frac{\log_2(\det(I + \frac{\rho}{N_T} \tilde{\mathbf{H}}^\dagger \tilde{\mathbf{H}}))}{\frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 \log_2(1 + \rho \cdot \tilde{h}_{i1})} \quad (5.3)$$

Σε αυτή ο αριθμητής αντιστοιχεί στη τιμή της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου SIMO, ενώ ο παρονομαστής εκφράζει τη μέση χωρητικότητα του αντίστοιχου συστήματος μιας εισόδου και μιας εξόδου.

## ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ

Έτσι, η  $C_n$  αντιπροσωπεύει ένα συντελεστή κανονικοποίησης του μεγέθους της χωρητικότητας  $C$ , δίνοντας συνάμα μια ένδειξη της αύξησης της τιμής αυτού του μεγέθους που προκαλείται από τη χρήση πολλαπλών κεραιών στο δέκτη. Έτσι, η τιμή της  $C_n$ , προσδιορίζεται σε κάθε στιγμιότυπο του καναλιού 1x4 SIMO και τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο επόμενο σχήμα (σχήμα 5.5).



Σχήμα 5.5. Χρονική εξέλιξη της κανονικοποιημένης χωρητικότητας  $C_n$  1x4 SIMO

Όπως αναμενόταν, η τιμή της  $C_n$  παραμένει χρονικά αναλλοίωτη, λόγω της διατήρησης των συνθηκών διάδοσης στο κανάλι, γύρω από τη μέση τιμή της, η οποία προσεγγίζει αυτή των 1.5. Παρατηρείται λοιπόν πως με την αύξηση του αριθμού των στοιχείων λήψης η χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου αυξάνεται σε σχέση με τη τιμή που αντιστοιχεί στη περίπτωση αντίστοιχου SISO συστήματος. Ο αντίστοιχος παράγοντας βελτίωσης της χωρητικότητας εκφράζεται με τη τιμή της κανονικοποιημένης χωρητικότητας  $C_n$ .

### 5.3 Μελέτη καναλιού MIMO

Η λειτουργία και τα χαρακτηριστικά των συστημάτων ασύρματης ζεύξης πολλαπλών εισόδων – εξόδων σε σχέση με αυτά των SIMO (μία είσοδος – πολλαπλές εξόδους) διαφέρουν κυρίως στο γεγονός ότι τα πρώτα χρησιμοποιούν ένα ορισμένο αριθμό στοιχείων ακτινοβολίας στην εκπομπή. Σε αυτή τη διαφορά βασίζονται οι αλλαγές στη μεθοδολογία και στις τεχνικές σε σχέση με την περίπτωση SIMO, ώστε να εφαρμοστούν κατάλληλα στη περίπτωση των MIMO.

Στο επίπεδο της μετρητικής υποδομής, το τυπωμένο δίπολο της στοιχειοκεραίας εκπομπής αντικαθίσταται από την ομοιόμορφη γραμμική κεραιοσυστοιχία τεσσάρων τυπωμένων διπόλων με διαδοχική απόσταση στοιχείων της τάξης του μισού μήκους κύματος στη συχνότητα των  $2.4\text{ GHz}$ . Οι αποστάσεις των δύο στοιχειοκεραίων εκπομπής και λήψης διατηρούνται σταθερές, της τάξης των  $4.5\text{ m}$ , ενώ ο προσανατολισμός τους είναι κατοπτρικός. Επίσης, η γεννήτρια συχνοτήτων τροφοδοσίας της κεραίας εκπομπής που χρησιμοποιήθηκε στη περίπτωση του SIMO καναλιού, αντικαθίσταται από τη διάταξη του πομπού MIMO τεσσάρων εξόδων. Στη περίπτωση του καναλιού MIMO, η έξοδος της γεννήτριας αυτής παρέχει το σήμα τοπικού ταλαντωτή στη διάταξη του πομπού πολλαπλών εξόδων, η οποία τροφοδοτεί τα τέσσερα τυπωμένα δίπολα εκπομπής.

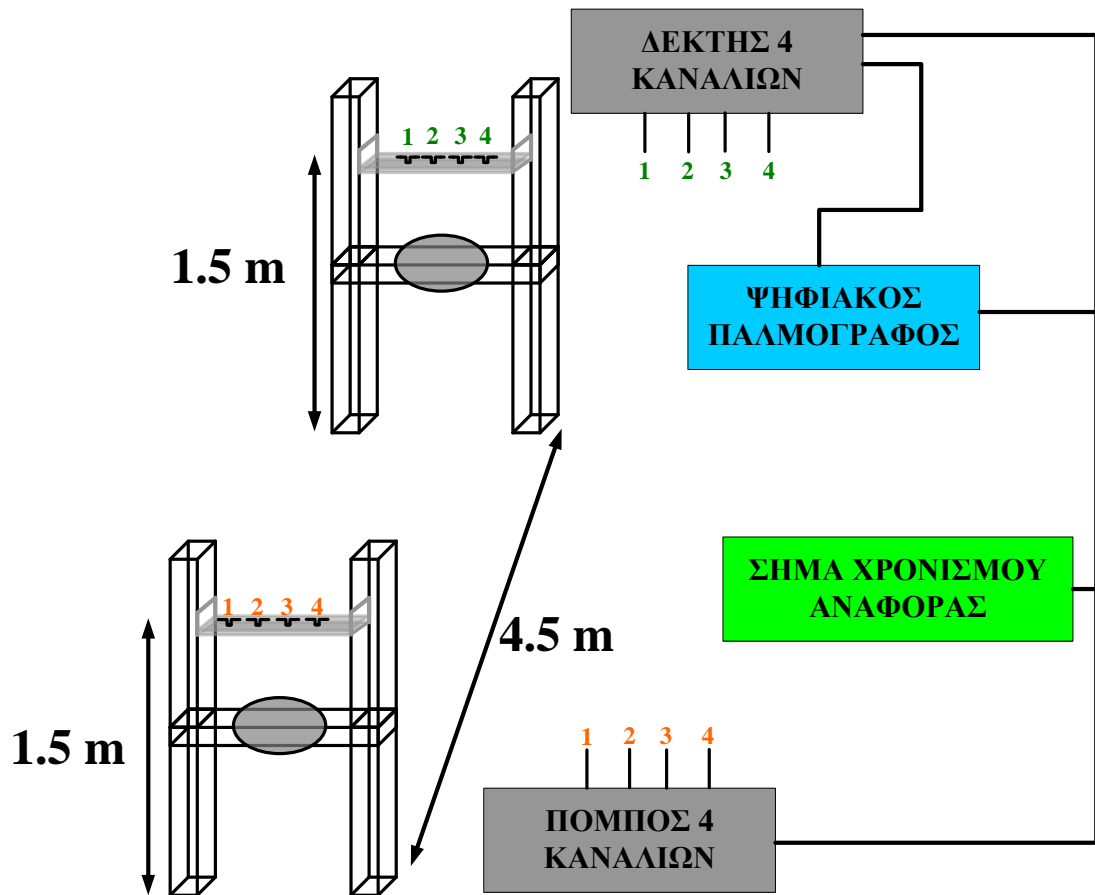
Η χρήση περισσότερων της μίας κεραίων εκπομπής προϋποθέτει την υιοθέτηση κατάλληλης μεθόδου επεξεργασίας των λαμβανόμενων σημάτων, ώστε να είναι εφικτός σε επίπεδο βασικής ζώνης ο προσδιορισμός της κεραίας εκπομπής από την οποία προέρχονται. Πιο συγκεκριμένα, απαιτείται η ανάλυση του σήματος λήψης σε κάθε κεραία του δέκτη σε ένα αριθμό σημάτων ίσο με τον αριθμό των κεραίων εκπομπής. Στη περίπτωση αυτή χρησιμοποιούνται διάφοροι μέθοδοι για την επίτευξη αυτής της ανάλυσης. Αυτές οι μέθοδοι στηρίζονται κυρίως στις τεχνικές πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου, συχνότητας και κώδικα καθώς επίσης και σε υβριδικές μορφές των παραπάνω. Στη συγκεκριμένη πειραματική διεργασία, ακολουθήθηκε η μέθοδος της αποπολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας. Ουσιαστικά, η διάταξη του πομπού MIMO σε κάθε έξοδό της παρέχει ένα ημιτονοειδές σήμα ισχύος που προσεγγίζει την τιμή των  $12\text{ dBm}$  και συχνότητας στη περιοχή των  $2.436\text{ GHz}$ . Πρακτικά, οι τέσσερις κυματομορφές εξόδου είναι συμφασικές και συγχρονισμένες, ενώ συνάμα διαφέρουν σε συχνότητα διαδοχικά κατά  $2\text{ kHz}$ . Έτσι, η συχνότητα του μονοχρωματικού

## ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ

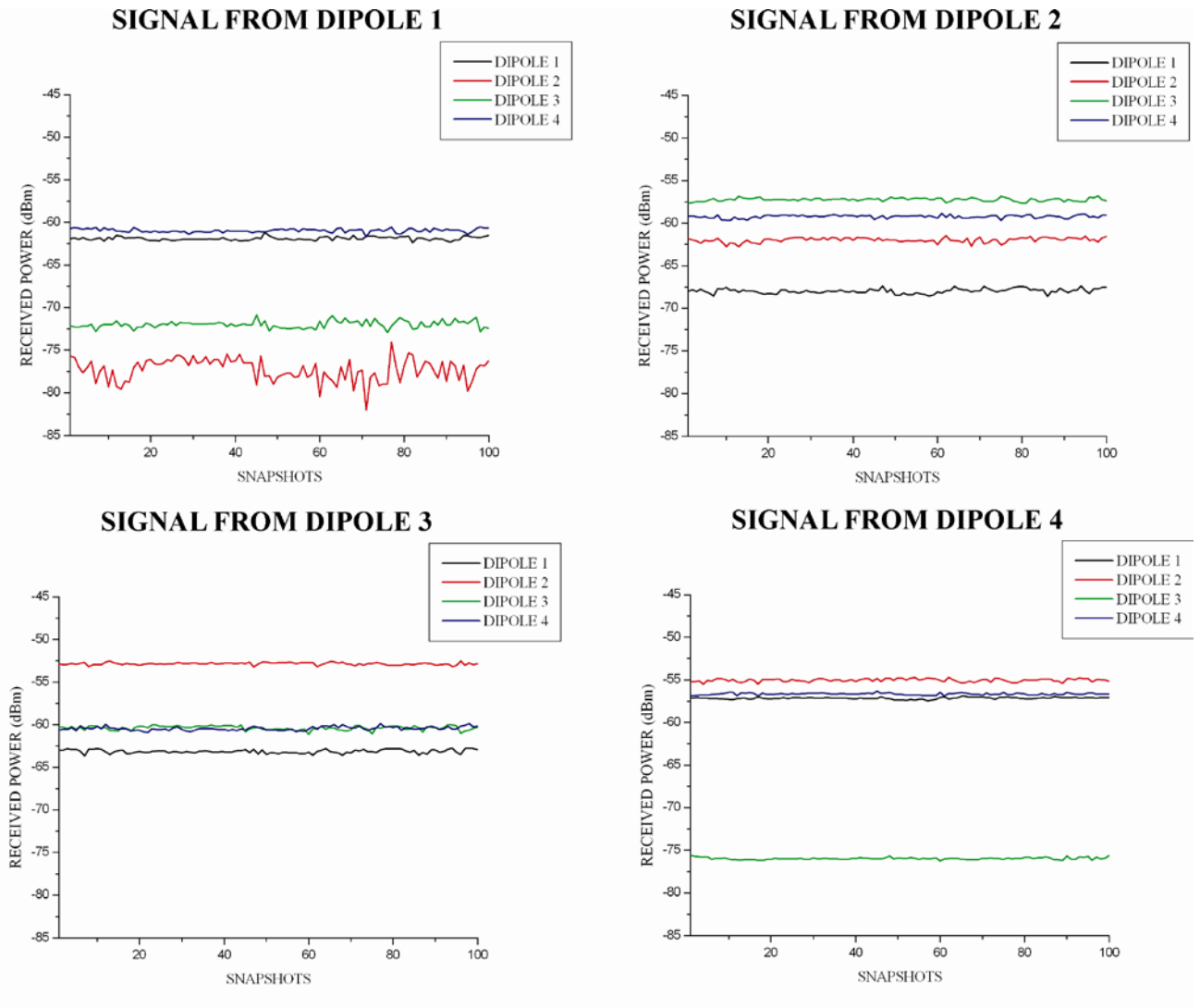
ηλεκτρομαγνητικού κύματος που εκπέμπεται από το πρώτο τυπωμένο δίπολο είναι  $2.436\text{ GHz} + 2\text{ kHz}$ , από το δεύτερο  $2.436\text{ GHz} + 4\text{ kHz}$ , από το τρίτο  $2.436\text{ GHz} + 6\text{ kHz}$  και από το τέταρτο  $2.436\text{ GHz} + 8\text{ kHz}$  [5.7,5.8].

Στη στοιχειοκεραία λήψης τα παραπάνω σήματα λαμβάνονται από τα τέσσερα τυπωμένα δίπολα και οδηγούνται προς ενίσχυση, φιλτράρισμα και υποβιβασμό συχνότητας από τις αντίστοιχες βαθμίδες της διάταξης του δέκτη MIMO. Το σήμα του τοπικό ταλαντωτή σε κάθε μονάδα του είναι συχνότητας  $2.436\text{ GHz}$  και ισχύος  $-8\text{ dBm}$ . Έτσι τελικά, οι κυματομορφές των εξόδων  $I_x$  της διάταξης του δέκτη πολλαπλών εισόδων αποτελούνται από τέσσερις συνιστώσες σήματος με διαφορετικά πλάτη και φάσεις. Οι συχνότητες των συνιστωσών αυτών είναι  $2\text{ kHz}$ ,  $4\text{ kHz}$ ,  $6\text{ kHz}$  και  $8\text{ kHz}$  ανάλογα με τη κεραία εκπομπής από την οποία προέρχονται. Τα σήματα αυτά όπως και στην περίπτωση μελέτης του καναλιού SIMO, καταγράφονται από τον ψηφιακό παλμογράφο και ακολουθεί η επεξεργασία τους, ώστε να προσδιοριστούν ποσοτικά τα στοιχεία του πίνακα καναλιού  $\mathbf{H}$  σε κάθε χρονικό στιγμιότυπο του ραδιοδιαύλου.

Όμοια λοιπόν με τη περίπτωση του συστήματος SIMO παρατίθενται στο σχήμα 5.6 το διαγράμμα του συστήματος  $4 \times 4$  MIMO. Τα πειραματικά αποτελέσματα των επιπέδων ισχύος σε κάθε κεραία λήψης που προέκυψαν από την εν λόγω μετρητική διάταξη  $4 \times 4$  MIMO δίνονται στο σχήμα 5.7. Παράλληλα, προσδιορίστηκαν οι κανονικοποιημένοι συντελεστές απολαβής των δεκαέξι καναλιών και τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 5.8. Η κανονικοποίηση των παραμέτρων αυτών έγινε με βάση το συντελεστή απολαβής του καναλιού που ξεκινά από τη πρώτη κεραία εκπομπής και καταλήγει στη πρώτη κεραία στο δέκτη.

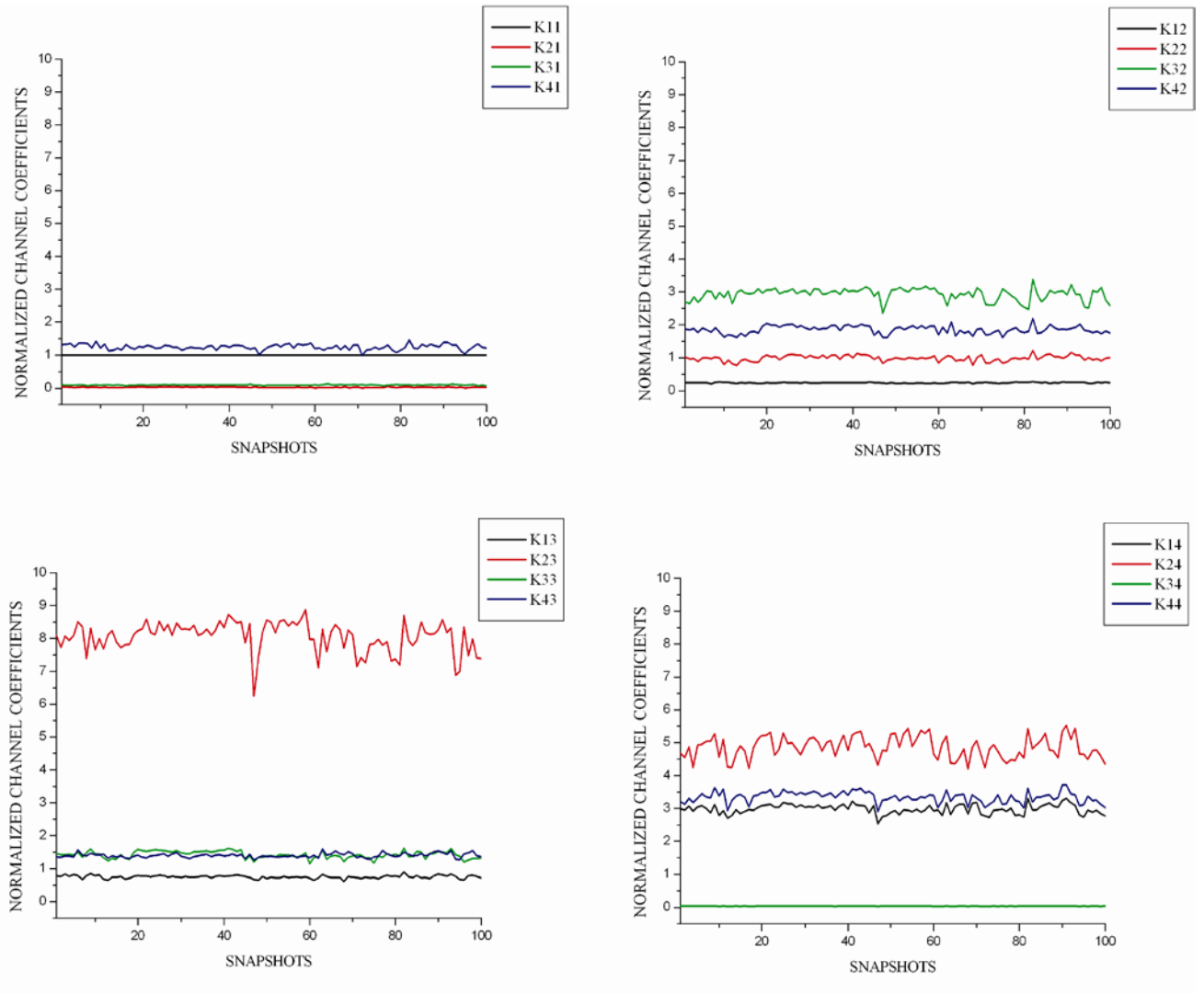


Σχήμα 5.6. Μετρητική διάταξη 4x4 MIMO (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)



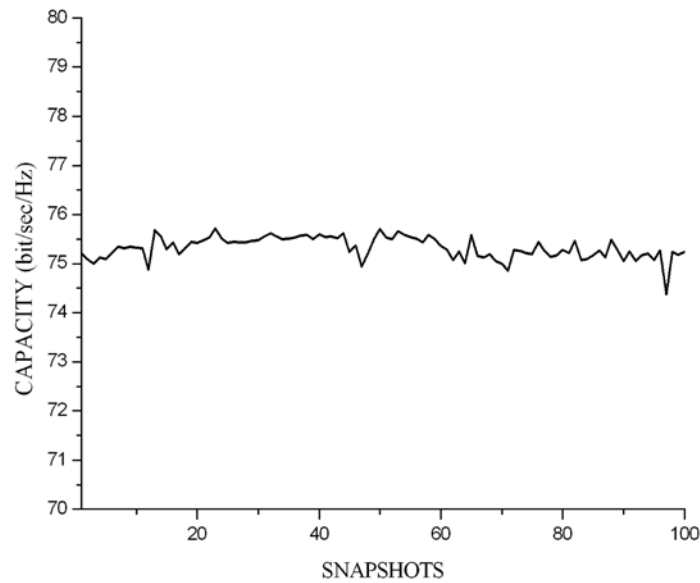
Σχήμα 5.7. Επίπεδα ισχύος λήψης στα δίπολα-κεραίες του δέκτη στο 4x4 MIMO (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)





Σχήμα 5.8. Κανονικοποιημένοι συντελεστές απολαβής καναλιού 4x4 MIMO  
(Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

Στη περίπτωση και αυτών των πειραματικών μετρήσεων οι συνθήκες του καναλιού διάδοσης διατηρήθηκαν επίσης σταθερές σε όλο το χρονικό διάστημα εκτέλεσης των, με αποτέλεσμα οι συντελεστές του συγκεκριμένου ραδιοδιαύλου να παραμένουν σχεδόν αναλλοίωτοι στο χρόνο. Επίσης, με βάση και πάλι τη σχέση 5.1 προσδιορίστηκε το μέγεθος της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου σε κάθε χρονικό στιγμιότυπο του 4x4 MIMO καναλιού και τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 5.9.



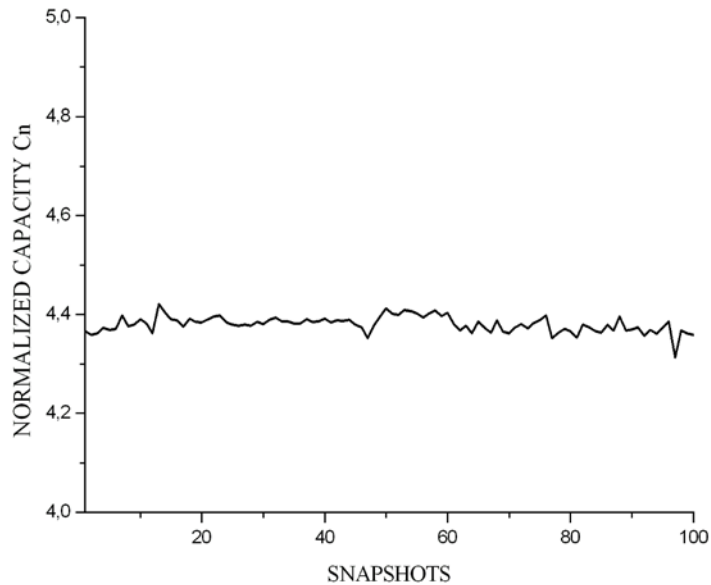
Σχήμα 5.9. Χωρητικότητα καναλιού 4x4 MIMO στο χρόνο (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

Οι τιμές του μεγέθους αυτού στη παραπάνω γραφική παράσταση εμφανίζει μικρές διακυμάνσεις γύρω από μια μέση τιμή της τάξης των  $75 \text{ bps/Hz}$ , η οποία φανερώνει το μέγιστο ανεκτό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων χωρίς την ύπαρξη εσφαλμένης πληροφορίας στο δέκτη. Η σχετικά μεγάλη αύξηση της τιμής του μεγέθους της χωρητικότητας σε σχέση με αυτή της περίπτωσης του καναλιού SIMO, οφείλεται τόσο στην αύξηση των στοιχείων εκπομπής, όσο και στη βελτίωση του λόγου σήματος προς θόρυβο, ο οποίος προσεγγίζει την τιμή των  $40 \text{ dB}$ .

Επιπρόσθετα, για λόγους σύγκρισης υπολογίστηκε για κάθε στιγμιότυπο καταγραφής της κατάστασης του καναλιού η κανονικοποιημένη χωρητικότητα  $C_n$  που δίνεται από τη τροποποιημένη μορφή της σχέσης 5.3 και η οποία παρουσιάζεται από την επόμενη μαθηματική έκφραση (5.4).

$$C_n = \frac{\log_2(\det(\mathbf{I} + \frac{\rho}{N_T} \tilde{\mathbf{H}}^{\dagger} \tilde{\mathbf{H}}))}{\frac{1}{16} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 \log_2(1 + \rho \cdot |\tilde{h}_{ij}|^2)} \quad (5.4)$$

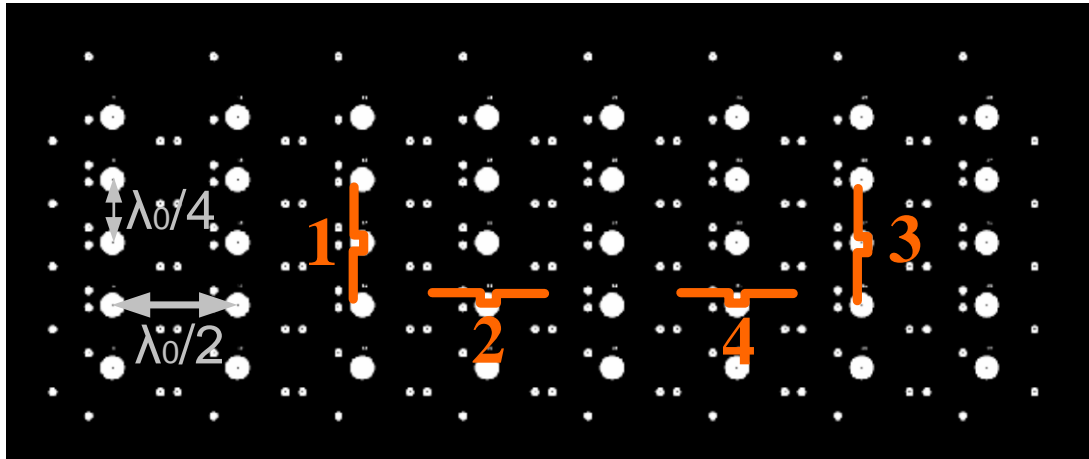
Τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 5.10, απ' όπου είναι εύκολο να διακρίνει κανείς την χρονική ανεξαρτησία της παραμέτρου  $C_n$ . Αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι οι συνθήκες διάδοσης του συγκεκριμένου καναλιού διατηρούνται σταθερές.



Σχήμα 5.10. Χρονική εξέλιξη της κανονικοποιημένης χωρητικότητας  $C_n$  4x4 MIMO (Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

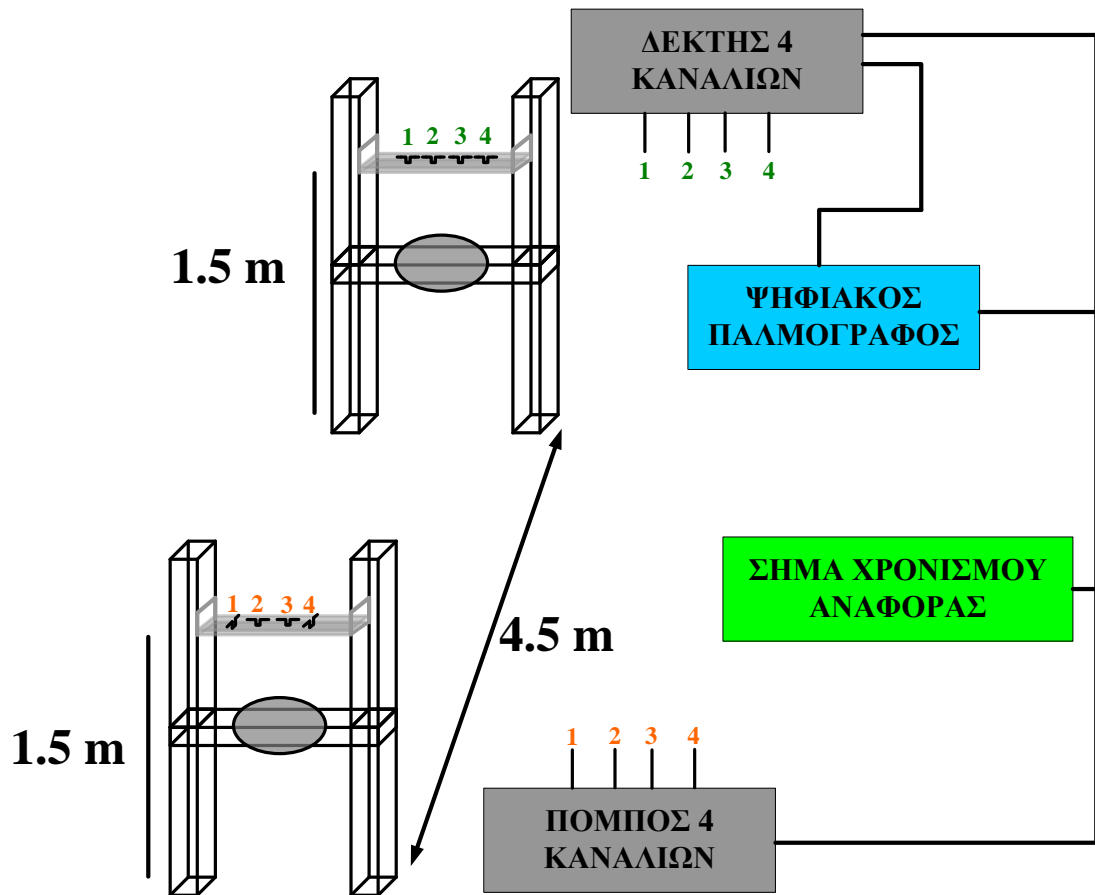
Ταυτόχρονα, διακρίνει κανείς πως η τιμή του παράγοντα βελτίωσης της χωρητικότητας αυξήθηκε σε σχέση με την αντίστοιχη τιμή στη περίπτωση του 1x4 SIMO ραδιοδιαύλου και προσεγγίζει αυτή των 4.4. Η αύξηση αυτής της τιμής δικαιολογείται πλήρως από το γεγονός ότι τόσο η αύξηση του αριθμού των στοιχείων εκπομπής και λήψης, όσο και η βελτίωση του λόγου σήματος προς θόρυβο προκαλούν σημαντική αναβάθμιση της χωρητικότητας του καναλιού διάδοσης.

Επιπρόσθετα, προσδιορίστηκαν και μελετήθηκαν με παρόμοιο τρόπο τα παραπάνω μεγέθη για μία διαφορετική τοπολογία κεραιοσυστοιχίας στον πομπό η οποία ακολουθεί το σχήμα του ελληνικού γράμματος Π. Το αντίστοιχο σχηματικό διάγραμμα παρουσιάζεται στο σχήμα 5.11.

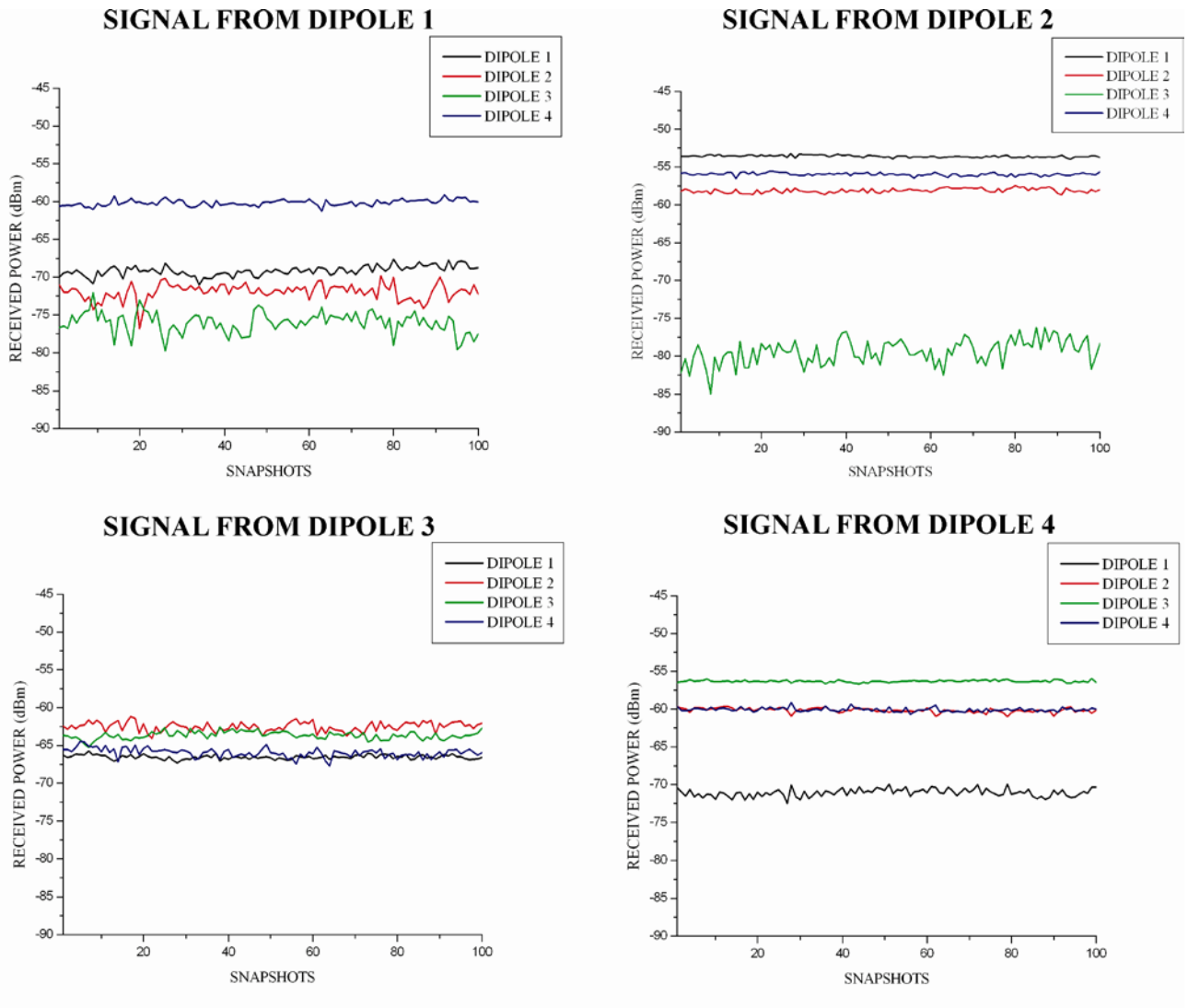


Σχήμα 5.11. Σχηματικό διάγραμμα κεραιοσυστοιχίας τεσσάρων διπόλων διάταξης  $\Pi$

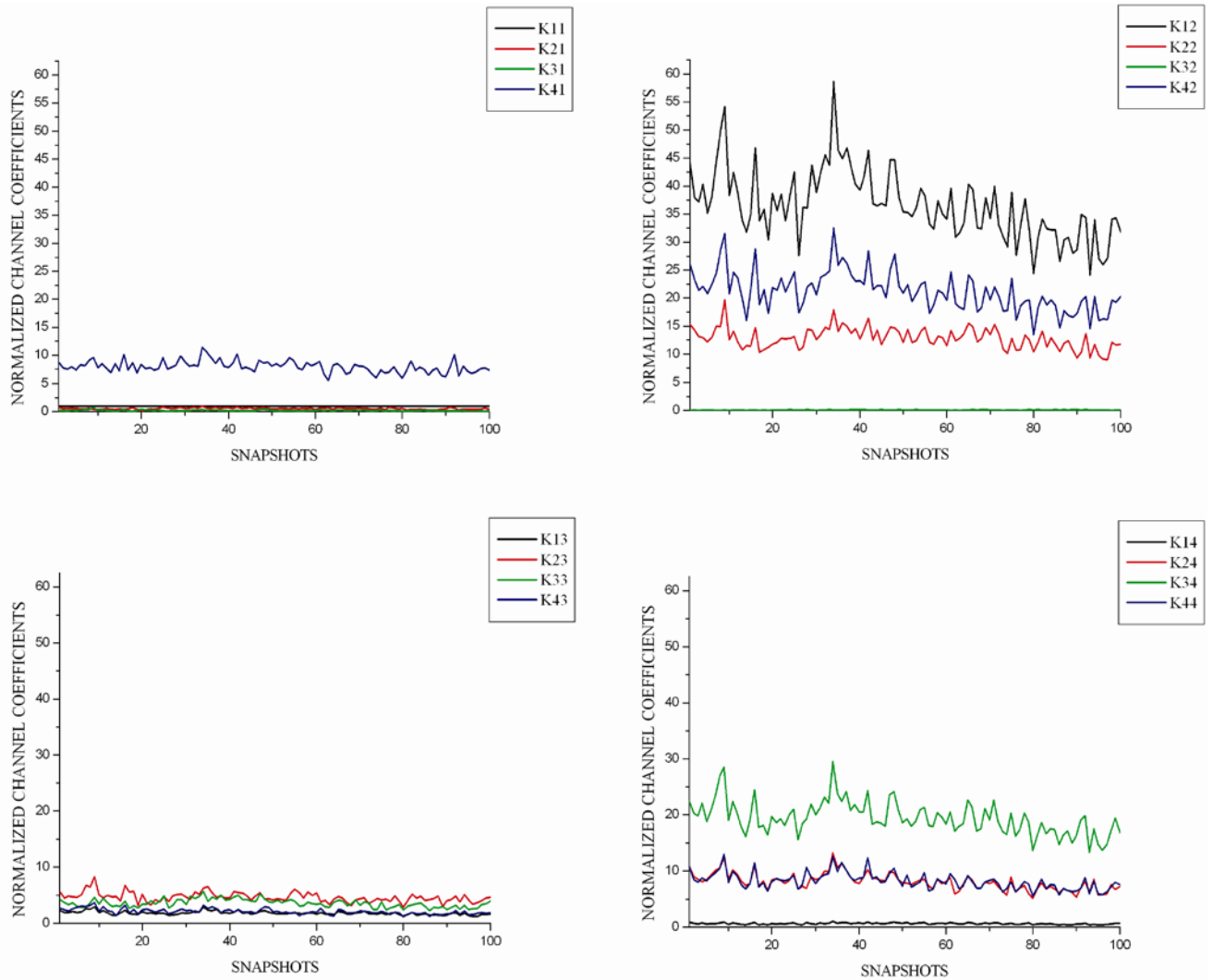
Το διάγραμμα της μετρητικής διάταξης 4x4 MIMO συστήματος με κεραιοσυστοιχία εκπομπής σχήματος  $\Pi$  παρατίθεται στο σχήμα 5.12. Τα πειραματικά αποτελέσματα των επιπέδων ισχύος λήψης και των κανονικοποιημένων συντελεστών απολαβής των καναλιών παρουσιάζονται στα σχήματα 5.13 και 5.14, αντίστοιχα.



Σχήμα 5.12. Μετρητική διάταξη 4x4 MIMO (II Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)



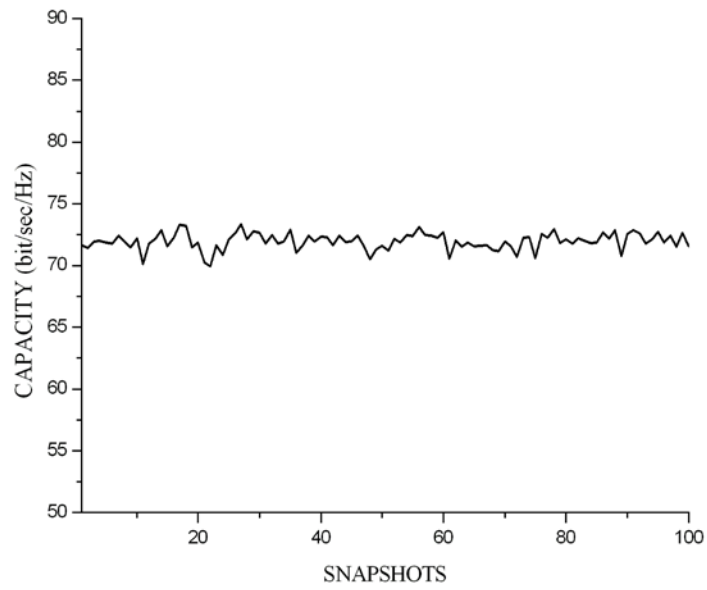
Σχήμα 5.13. Επίπεδα ισχύος λήψης στα δίπολα-κεραίες του δέκτη στο 4x4 MIMO  
(II Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)



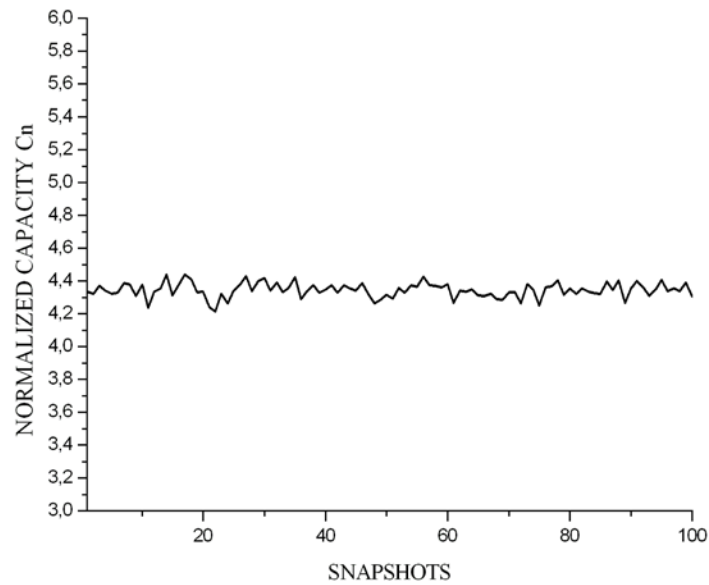
Σχήμα 5.14. Κανονικοποιημένοι συντελεστές απολαβής καναλιού 4x4 MIMO  
( $\Pi$  Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

Τέλος, οι τιμές της χωρητικότητας καθώς και της κανονικοποιημένης έκφρασής της  $C_n$  που αφορούν το 4x4 MIMO με  $\Pi$  κεραιοσυστοιχία εκπομπής παρατίθενται στα σχήματα 5.15 και 5.16, αντίστοιχα.

## ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ



Σχήμα 5.15. Χωρητικότητα καναλιού 4x4 MIMO στο χρόνο  
(II Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

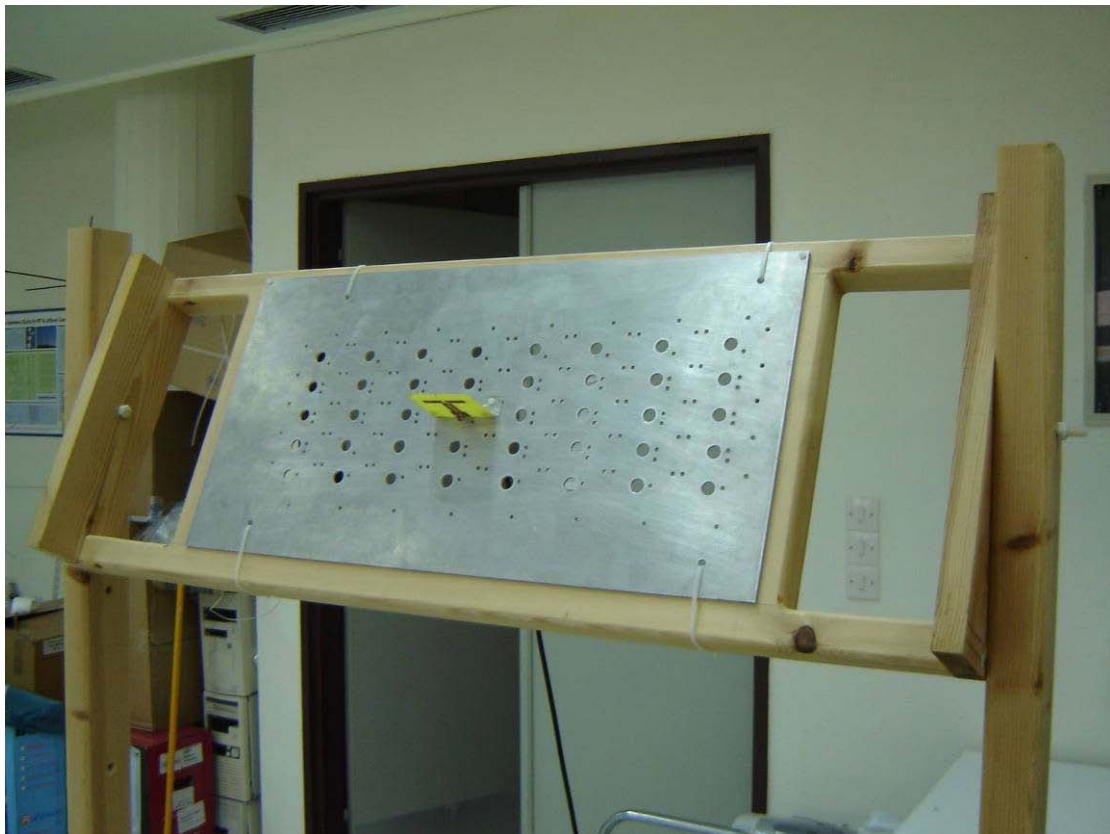


Σχήμα 5.16. Χρονική εξέλιξη της κανονικοποιημένης χωρητικότητας  $C_n$  4x4 MIMO  
(Γραμμική Κεραιοσυστοιχία Εκπομπής)

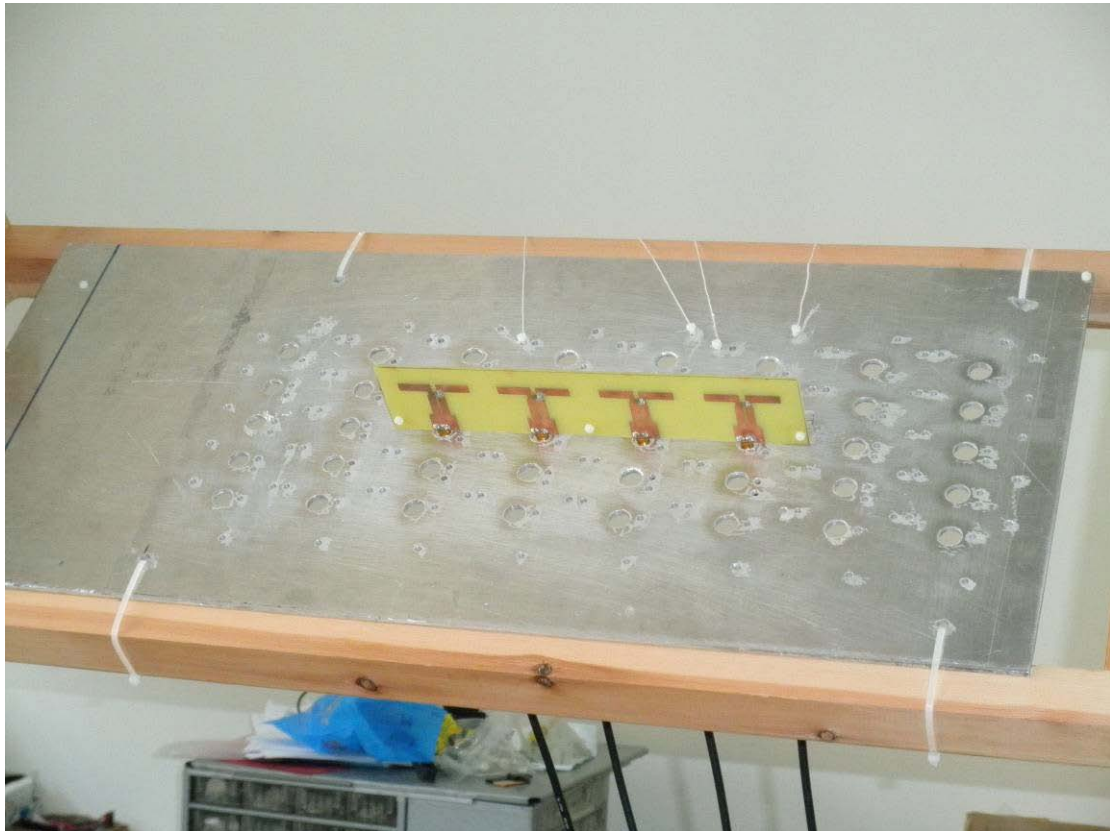


Με βάση τις μορφές των δύο παραπάνω γραφικών παραστάσεων και την ανάλογη σύγκρισή τους με αυτές που αντιστοιχούν στη περίπτωση της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας εκπομπής, μπορεί εύκολα να διαπιστώσει κανείς ότι δεν υπάρχουν ουσιαστικές αποκλίσεις τόσο στη μέση τιμή της χωρητικότητας, όσο και σε αυτή της παραμέτρου  $C_n$ . Φαίνεται λοιπόν πως και στις δύο περιπτώσεις ο βαθμός συσχέτισης των σημάτων στις κεραίες εκπομπής και λήψης διατηρείται στα ίδια περίπου χαμηλά επίπεδα, εξασφαλίζοντας αναβάθμιση της χωρητικότητας του αντίστοιχου ραδιοδιαύλου της τάξης των 4 περίπου μονάδων. Αυτή η αύξηση της χωρητικότητας του διαύλου MIMO είναι ελάχιστα πιο μεγάλη στη περίπτωση χρήσης της ομοιόμορφης γραμμικής κεραιοσυστοιχίας στον πομπό.

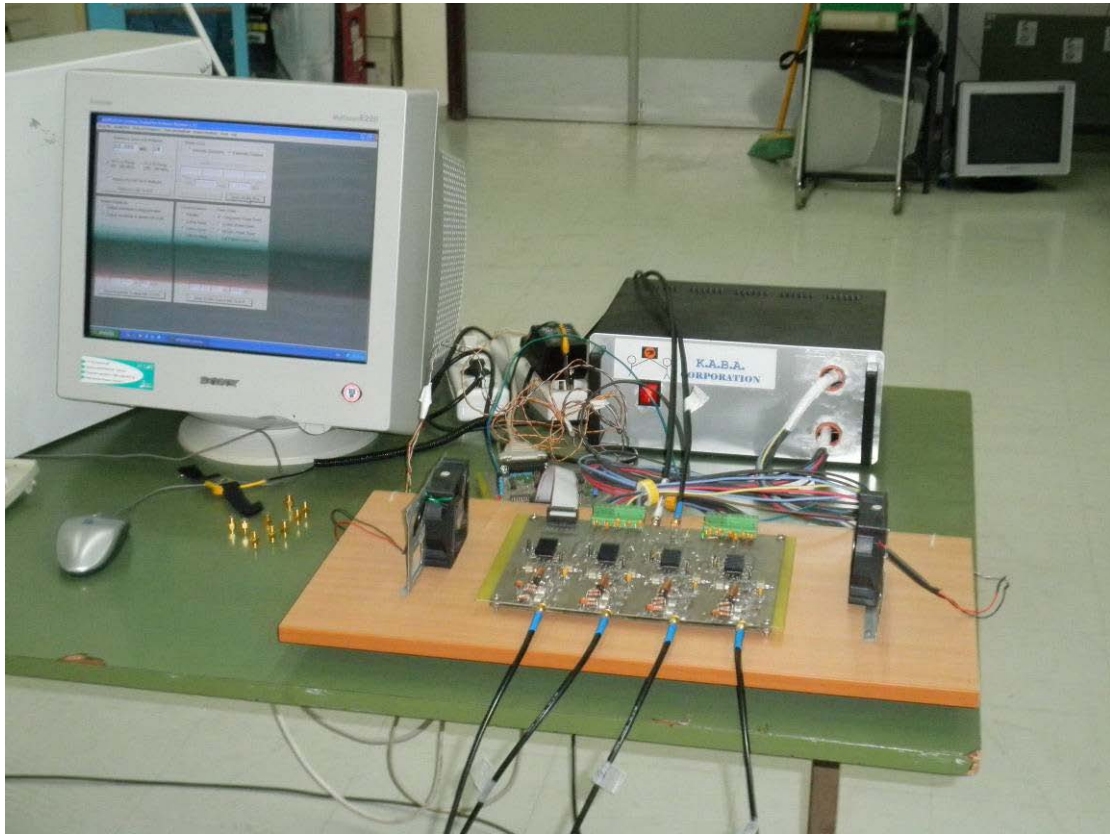
Ως επίλογο του παρόντος εδαφίου παρατίθενται στα επόμενα σχήματα μια σειρά φωτογραφιών που αφορούν τις παραπάνω πειραματικές διεργασίες.



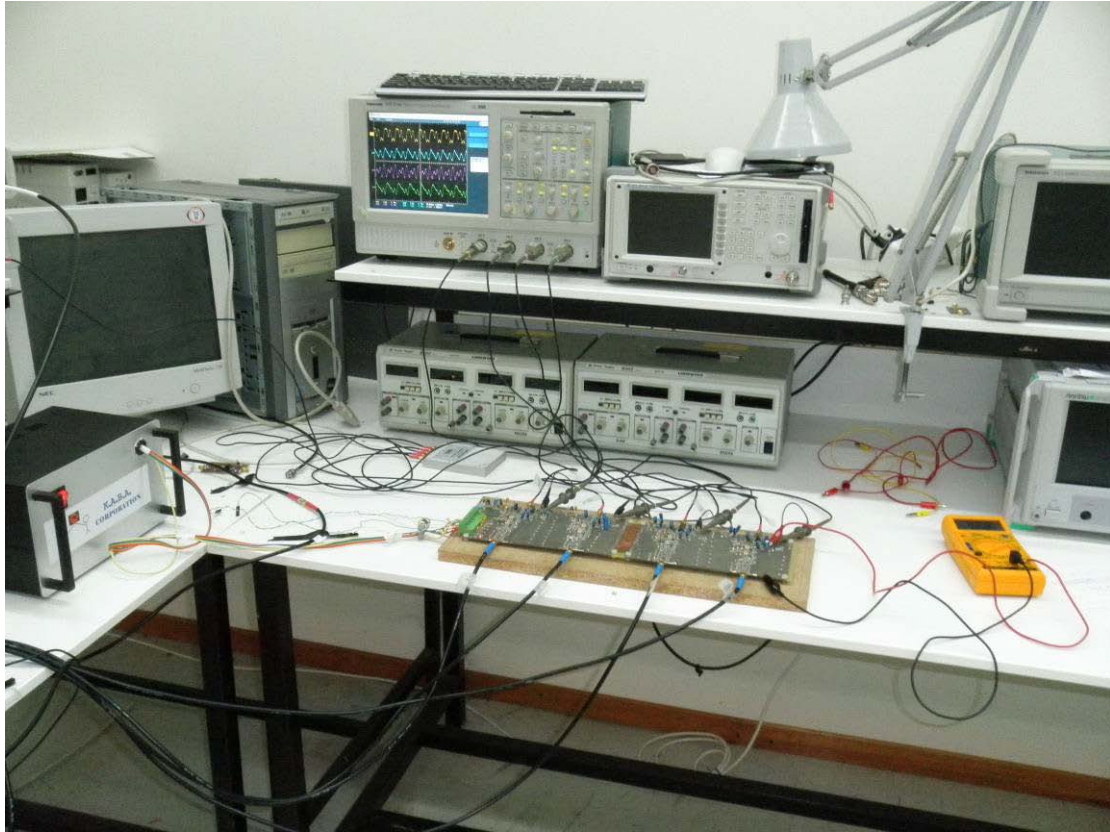
Σχήμα 5.17. Τυπωμένο δίπολο στον ανακλαστήρα της ξύλινης βάσης υποστήριξης ως κεραία εκπομπής συστήματος SIMO



Σχήμα 5.18. Ομοιόμορφη γραμμική κεραιοσυστοιχία τεσσάρων τυπωμένων διπόλων στον ανακλαστήρα της ξύλινης βάσης υποστήριξης ως στοιχειοκεραία λήψης συστήματος SIMO και MIMO



Σχήμα 5.19. Διάταξη πομπού τεσσάρων καναλιών, ελεγχόμενη από τον προσωπικό υπολογιστή και υποστηριζόμενη από το αντίστοιχο τροφοδοτικό



Σχήμα 5.20. Διάταξη δέκτη τεσσάρων καναλιών με το αντίστοιχο τροφοδοτικό της και τη καταγραφή των σημάτων  $I_x$  στον ψηφιακό παλμογράφο



Σχήμα 5.21. Πλήρης εικόνα διατάξεων στο τμήμα εκπομπής του συστήματος MIMO



Σχήμα 5.22. Κεραιοσυστοιχία τεσσάρων τυπωμένων διπόλων σε διάταξη  $2 \times 2$  στον ανακλαστήρα της ξύλινης βάσης υποστήριξης ως στοιχειοκεραία εκπομπής συστήματος MIMO

## Αναφορές

- [5.1] G. J. Foschini and M. J. Gans. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications* 1998; 6: 311-335.
- [5.2] S. J. H. Winters, “On the capacity of radio communications systems with diversity in a Rayleigh fading environment,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, June 1987.
- [5.3] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas” , *Bell Labs Technical Journal* vol.1 no. 2 41-59 (Autumn 1996).
- [5.4] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications, *Selected Areas in Communications*” , *IEEE Journal on* Vol. 16 Issue 8 1451 – 1458 (Oct 1998).
- [5.5] Carol C. Martin, Jack H. Winters and Nelson R. Sollenberger, “MIMO radio Channel Measurements: Performance Comparison of Antenna Configurations”, *IEEE*, 2001.
- [5.6] D. P. Namara, M. A. Beach and P. N. Fletcher, “Experimental Investigation of Temporal Variation of MIMO channels”, *IEEE*, 2001.
- [5.7] M. Habib Ullah, A. Unggul Priantoro, “A review on Multiplexing schemes for MIMO channel sounding”, *IJCSNS*, Vol. 9 No. 6, June 2009.
- [5.8] Gregory G. Raleigh and John M. Gioffi, “Spatio-Temporal Coding for wireless communication”, *IEEE transactions on communications*, Vol. 40, No. 3, March 1998.

- [5.9] Nikolaos D. Skentos, Athanasios G. Kanatas, Panagiotis I. Dallas and Philip Constantinou, “MIMO channel characterization for short range fixed wireless propagation environments”, *Wireless personal communications* (2006), 36: 339-361.
- [5.10] S. A. Charles, E. A. Bali, T. H. Whittaker and J. K. Pollard, “A 5.5 GHz channel sounder for fixed wireless channels”, *Proceedings of UKSim 2001*, Emanuel College Cambridge, UK Simulation Society
- [5.11] Lorenzo Rubio, Juan Reig and Narcis Cardona, “Evaluation of Nakagami fading behaviour based on measurements in urban scenarios”, *Int. J. Electron. Commun. (AEU)* 61 (2007) 135 – 138.



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

---

## Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό της παρούσας διδακτορικής διατριβής παρουσιάζεται το σύνολο των συμπερασμάτων στα οποία οδήγησαν οι διαδικασίες μελέτης και διερεύνησης των προηγούμενων κεφαλαίων και προτείνονται κάποιες γενικευμένες κατευθύνσεις μελλοντικής αξιοποίησης και εξέλιξης της πλατφόρμας MIMO που υλοποιήθηκε.

### 6.1 Σύνοψη - Συμπεράσματα

Η δομή της εν λόγω διδακτορικής διατριβής οργανώθηκε με τρόπο, ώστε να καλυφθούν αρχικά τα θεωρητικά θέματα που αφορούν τη λειτουργία και τις διατάξεις που περιλαμβάνονται στα συστήματα πολλαπλών εισόδων –εξόδων και στη συνέχεια να παρουσιαστούν οι βασικές κατασκευαστικές αρχές αυτών. Τέλος, δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στις μεθόδους και στις τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν σε συνεργασία με την πλατφόρμα MIMO για τη μελέτη χαρακτηρισμού καναλιών.

Πράγματι, μετά τη θεωρητική παρουσίαση και ανάλυση έγινε μια εκτενής περιγραφή των στοιχείων που δομούν τη στοιχειοκεραία εκπομπής και λήψης. Διερευνήθηκε η μορφή του στοιχείου ακτινοβολίας, του ανακλαστήρα και της ξύλινης βάσης υποστήριξης καθώς επίσης και τα ιδιαίτερα γεωμετρικά τους χαρακτηριστικά. Δόθηκε έμφαση στην επίδραση δύο κρίσιμων γεωμετρικών παραμέτρων του τυπωμένου διπόλου στην απώλεια ανάκλασης εισόδου του και στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του και καθορίστηκαν οι βέλτιστες τιμές αυτών των παραμέτρων. Επιπρόσθετα μελετήθηκε η επίδραση και η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας σε διάφορες γεωμετρικές στοιχειοκεραίων.

Στη συνέχεια, παρουσιάστηκαν τα βασικά δομικά στοιχεία της διάταξης του πομπού καθώς και τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά λειτουργίας του. Έγινε ο απαραίτητος πειραματικός έλεγχος από τον οποίο καθορίστηκαν οι προδιαγραφές λειτουργίας του. Ταυτόχρονα, μελετήθηκε περαιτέρω η συμπεριφορά της αντίστοιχης ηλεκτρονικής πλακέτας, ώστε να γίνει ο απαραίτητος χαρακτηρισμός της και να ποσοτικοποιηθούν οι παράμετροι που αφορούν τη διαδικασία αρχικοποίησης της.

Η ίδια φιλοσοφία ακολουθήθηκε στο κεφάλαιο που αναφέρεται στη διάταξη του δέκτη πολλαπλών εισόδων. Έγινε η παρουσίαση των δομικών της στοιχείων και καθορίστηκαν τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των. Το τυπωμένο κύκλωμα της διάταξης του δέκτη MIMO υπεβλήθη σε μια σειρά δοκιμών και μετρήσεων με στόχο τον καθορισμό των προδιαγραφών λειτουργίας της καθώς επίσης και τον προσδιορισμό της τιμής των παραμέτρων που σχετίζονται με τις διεργασίες αρχικοποίησής της, οι οποίες επιβάλλονται κυρίως λόγω των κατασκευαστικών ατελειών της αντίστοιχης ηλεκτρονικής πλακέτας.

Τέλος με τη βοήθεια της πλατφόρμας MIMO και των διατάξεων που την αποτελούν και με βάση τις αντίστοιχες τεχνικές και μεθόδους έλαβε χώρα μια σειρά πειραματικών μετρήσεων χαρακτηρισμού του καναλιού διάδοσης εντός του εργαστηριακού χώρου και προσδιορισμού της χωρητικότητάς του. Συγκεκριμένα, μελετήθηκε η περίπτωση ενός συστήματος 1x4 SIMO και ενός 4x4 MIMO, απ' όπου αποδεικνύεται πειραματικά η αύξηση της τιμής της χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου σε σχέση με τη τιμή που αντιστοιχεί στη λειτουργία ενός συστήματος SISO στο ίδιο περιβάλλον διάδοσης.

Με βάση λοιπόν τα παραπάνω φαίνεται πως επιτεύχθηκαν ως ένα βαθμό οι αρχικοί στόχοι που τέθηκαν στη παρούσα διδακτορική διατριβή. Παρ' όλα αυτά όπως εκφράζεται και μέσα από τη λαϊκή ρήση «ο εχθρός του καλού είναι το καλύτερο», προτείνονται στο επόμενο εδάφιο μια σειρά βελτιωτικών διεργασιών και επεκτάσεων με στόχο τον περαιτέρω εμπλουτισμό του περιεχομένου της.

## 6.2 Μελλοντικές Επεκτάσεις

Με γνώμονα την περαιτέρω εξέλιξη της πλατφόρμας MIMO που αναπτύχθηκε και τη διεύρυνση του πεδίου εφαρμογής και αξιοποίησης της σε διεργασίες χαρακτηρισμού ασύρματων διαύλων προτείνονται μια σειρά διορθωτικών παρεμβάσεων και διεργασιών βελτίωσης της.

Πιο συγκεκριμένα, κρίνεται αρκετά ενδιαφέρουσα η επέκταση της διαδικασίας χαρακτηρισμού του ραδιοδιαύλου σε περιβάλλον εσωτερικών και εξωτερικών χώρων και με συστήματα που υποστηρίζουν διάφορους συνδυασμούς αριθμών κεραιών εκπομπής και λήψης, καθώς επίσης και γεωμετριών των αντίστοιχων στοιχειοκεραιών. Παράλληλα, προτείνεται η περαιτέρω διεύρυνση των πειραματικών αυτών διεργασιών προς την κατεύθυνση μελέτης της αλληλεπίδρασης μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας στις κεραιοσυστοιχίες εκπομπής και λήψης καθώς και ο συσχετισμός αυτής με την απόδοση του αντίστοιχου συστήματος ασύρματης ζεύξης.

Προτείνεται επίσης η βελτίωση της μεθόδου προγραμματισμού των κυκλωμάτων DDS στη διάταξη του πομπού και συνάμα η προσθήκη διαδικασίας ανάδρασης. Με αυτή επιτυγχάνεται η «ενημέρωση» της εν λόγω διάταξης εκπομπής για τις συνθήκες διάδοσης του αντίστοιχου καναλιού και ο επαναπροσδιορισμός των παραμέτρων που καθορίζουν τα χαρακτηριστικά των σημάτων στις εξόδους της. Το στοιχείο αυτό συμβάλλει στην ορθή διαχείριση της ισχύος στον πομπό και στο περιορισμό του ποσοστού της ακτινοβολίας που εκπέμπεται χωρίς να αξιοποιείται, μειώνοντας έτσι σημαντικά το επίπεδο ηλεκτρομαγνητικής μόλυνσης.

Αυτή η διεργασία βελτίωσης και ορθής διαχείρισης της διάταξης του πομπού μπορεί να υποστηριχθεί από ολοκληρωμένα κυκλώματα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP), τα οποία χαρακτηρίζονται για τους ιδιαίτερα γρήγορους κύκλους εργασιών τους. Ανάλογες διατάξεις μπορεί να χρησιμοποιηθούν και στη πλευρά της λήψης για την επεξεργασία βασικής ζώνης των σημάτων εξόδου του δέκτη πολλαπλών εισόδων και τη διαχείριση των παραμέτρων που διέπουν τα χαρακτηριστικά λήψης, όπως η συνεχής τάση ελέγχου της απολαβής ισχύος στη βαθμίδα του αποδιαμορφωτή της ηλεκτρονικής πλακέτας του.

## Σύντομο Βιογραφικό Σημείωμα

Ο **Κωνσταντίνος Ι. Βότης** γεννήθηκε τον Νοέμβριο του 1980 στην Άρτα. Τον Νοέμβριο του 2002 απέκτησε το Πτυχίο Φυσικής από το Πανεπιστήμιο Ιωαννίνων με βαθμό «Λίαν Καλώς» και τον Νοέμβριο του 2005 απέκτησε το Μεταπτυχιακό Δίπλωμα Ειδίκευσης στις «Σύγχρονες Ηλεκτρονικές Τεχνολογίες» από το ίδιο Πανεπιστήμιο με βαθμό «Άριστα».

Η μεταπτυχιακή του διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών του Φυσικού Τμήματος του Πανεπιστημίου Ιωαννίνων και περιελάμβανε τη σχεδίαση και τη κατασκευή ανιχνευτή ραδιοσυχνότητας.

Από τον Ιανουάριο του 2006 είναι υποψήφιος διδάκτορας στο Εργαστήριο Ηλεκτρονικής, Τηλεπικοινωνιών και Εφαρμογών του Φυσικού Τμήματος του Πανεπιστημίου Ιωαννίνων. Τα ερευνητικά του ενδιαφέροντα περιλαμβάνουν τη μελέτη χωρητικότητας ραδιοδιαύλου σε συστήματα στοιχειοκεραίων πολλαπλών εισόδων – εξόδων (MIMO), τη σχεδίαση κεραιών και επαναπροσδιοριζόμενων ραδιοσυστημάτων εκπομπής και λήψης. Έχει περισσότερα από 18 δημοσιευμένα άρθρα, κατόπιν κρίσης, σε διεθνή περιοδικά και συνέδρια. Παράλληλα, συμμετείχε σε συνέδρια και σεμινάρια Ηλεκτρονικής και Τηλεπικοινωνιών, ενώ συνάμα έχει ενεργό συμμετοχή σε αρκετά Ευρωπαϊκά και Ελληνικά Προγράμματα.